

# CONVERSIÓN DE ENERGÍA EN GENERADORES EÓLICOS CON MSIP DE GRAN POTENCIA.

Memoria que, para optar al grado de Doctor  
Ingeniero Industrial, presenta

Xabier Juankorena Saldias

Realizada bajo la dirección de

Jesús López Taberna



DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA

Pamplona, 2014



# Agradecimientos

Sobre todo, gracias a mi tutor, Jesús, y a mi otro tutor en la sombra, Luis. Por haber hecho posible que yo hiciera esta tesis, por haber estado siempre ahí y por tomarse con sentido del humor mi ligera tendencia al desorden.

Gracias a toda la gente de Ingeper, por el buen ambiente que había en el despacho y fuera de él.

Gracias a Carlos, Eneko, a la gente de Ingeteam que iba a las reuniones de seguimiento, por aportar ideas e ir encaminando esta tesis. También gracias a mis compañeros de trabajo en general, por suavizar el duro paso al mundo laboral.

Gracias a Cîrstea por no haber ganado ese partido. Otra cosica era la piedra...

Eskerrikasko nire gurasoei, niri aguantatzeagatik. Eskerrikasko nire pazientziari, nire gurasoei aguantatzeagatik. Eskerrikasko ere nire arrebari, y a Jesús, noiz behinka beraien etxean onartzeagatik (eta jaten emateagatik).

Gracias a aquellos, en especial a "los vividores", que a base de "cenar y a casa, e?", "hoy no la liamos, sólo una vueltilla", o "echamos un trago y nos vamos" han intentado, y la mayoría de veces conseguido, alargar el proceso de redacción de esta tesis. Gracias por haberme dado años de vida a pesar de haberme quitado salud.

Tesi hau Irati eta Leireri eskaintzen diet, bat oso xalada delako eta bertzea oso xalada izanen delako.



*Alferraren kolpea beti zuzen.*

*La utopía está en el horizonte.  
Me acerco dos pasos, ella se aleja dos pasos.  
Camino diez pasos y ella se aleja diez pasos más allá.  
Por mucho que camine, nunca la alcanzaré.  
Entonces, ¿para qué sirve la utopía?  
Para eso:  
sirve para caminar.*



# Índice

<b>1</b>	<b>Introducción y Objetivos.....</b>	<b>1</b>
1.1	Introducción.....	1
1.2	Objetivos.....	5
<b>2</b>	<b>Descripción y Control del Sistema.....</b>	<b>11</b>
2.1	Descripción del sistema.....	11
2.2	Modelización de la MSIP.....	14
2.3	Control del sistema.....	23
2.3.1	Control del generador.....	23
2.3.2	Control del GSC.....	25
<b>3</b>	<b>Convertidor NPC.....</b>	<b>29</b>
3.1	Introducción.....	29
3.2	Funcionamiento del convertidor.....	30
3.3	Modulación escalar y vectorial.....	37
3.3.1	Modulación escalar.....	37
3.3.2	Modulación vectorial.....	39
3.4	Control del punto medio.....	47
3.5	Secuencias de vectores.....	53
<b>4</b>	<b>Paralelización.....</b>	<b>57</b>
4.1	Introducción.....	57
4.2	Modelización de interacción entre convertidores en paralelo.....	58
4.2.1	Descomposición de corrientes.....	59
4.2.2	Impedancias de salida.....	63
4.2.3	Circuitos equivalentes para cada componente de corriente.....	64
4.2.4	Generalización para n convertidores en paralelo.....	71
4.3	Control de las corrientes.....	74
4.4	Conexión directa.....	83
4.5	Conexión mediante impedancias.....	87
4.6	Paralelización aislada.....	101
4.7	Aplicación en el sistema de conversión.....	102

4.8	Conclusiones.....	103
<b>5</b>	<b>Huecos Trifásicos .....</b>	<b>107</b>
5.1	Introducción.....	107
5.2	Estrategias de control sin chopper .....	108
5.2.1	Estrategia 1 .....	108
5.2.2	Estrategia 2 .....	111
5.2.3	Problemas .....	113
5.3	Estrategias de control con chopper.....	116
5.3.1	Estrategia 3 .....	116
5.3.2	Estrategia 4 .....	118
5.4	Estrategias de control con reducción de chopper .....	121
5.4.1	Estrategia 5 .....	121
5.4.2	Estrategia 6 .....	123
5.5	Conclusiones.....	124
<b>6</b>	<b>Desequilibrios en la Red .....</b>	<b>127</b>
6.1	Introducción.....	127
6.2	Análisis de los desequilibrios .....	128
6.3	Obtención de las secuencias directa e inversa de tensión de red.....	134
6.3.1	Transformada de Park con sistemas desequilibrados .....	134
6.3.2	Comparativa de filtros .....	135
6.4	Obtención de referencias de corriente .....	141
6.4.1	Control normal.....	141
6.4.2	Potencia entregada a red constante.....	143
6.4.3	Potencia de salida del convertidor constante.....	147
6.4.4	Limitación de referencias de potencia.....	150
6.5	Control de las corrientes .....	155
6.5.1	Control simple .....	156
6.5.2	Control dual .....	158
6.6	Conclusiones.....	160
<b>7</b>	<b>Regulación Primaria.....</b>	<b>161</b>
7.1	Introducción.....	161
7.2	Control de potencia y velocidad de giro.....	162
7.2.1	$C_p, \lambda, \beta$ .....	163



7.2.2	Zona 1 .....	165
7.2.3	Zona 2 .....	167
7.2.4	Zona 3 .....	167
7.2.5	Control completo .....	168
7.3	Propuesta de control para incluir regulación primaria.....	169
7.3.1	Zona 1 .....	170
7.3.2	Zona 2 .....	174
7.3.3	Zona 3 .....	176
7.3.4	Control completo .....	177
7.4	Resultados en simulación .....	178
7.5	Conclusiones.....	183
<b>8</b>	<b>Análisis y Reducción de Corrientes por Tierra.....</b>	<b>185</b>
8.1	Introducción.....	185
8.2	Análisis de las corrientes por tierra .....	186
8.2.1	Obtención del modelo para las corrientes por tierra.....	186
8.2.2	Corrientes por tierra con modulación inicial .....	193
8.3	Reducción de corrientes por tierra.....	195
8.3.1	Modulación 1 .....	195
8.3.2	Modulación 2 .....	201
8.3.3	Modulación 3 .....	205
8.3.4	Modulación 4.....	209
8.4	Conclusiones.....	216
<b>9</b>	<b>Conclusiones y Líneas Futuras .....</b>	<b>219</b>
9.1	Conclusiones.....	219
9.2	Aportaciones.....	223
9.3	Líneas futuras .....	223
	<b>Bibliografía.....</b>	<b>225</b>
	<b>Nomenclatura.....</b>	<b>237</b>
	<b>Acrónimos.....</b>	<b>243</b>
	<b>Anexo A Parámetros del sistema.....</b>	<b>245</b>
	<b>Anexo B Algoritmo de la modulación 2 .....</b>	<b>247</b>
	<b>Anexo C Algoritmo de la modulación 3 .....</b>	<b>257</b>
	<b>Anexo D Algoritmo de la modulación 4 .....</b>	<b>271</b>







# 1

## Introducción y Objetivos

### 1.1 Introducción

El sol, no calienta por igual en todas las áreas de la superficie de la Tierra. Este calentamiento desigual provoca que las masas de aire que están encima de terrenos cálidos tengan menor densidad y, por lo tanto, menor presión que las masas situadas encima de terrenos más frescos. Las masas de aire tienden a equilibrar esta diferencia de presiones desplazándose desde los puntos de mayor presión hacia los de menos presión. Así es como se genera el viento.

La idea de utilizar el viento como fuente de energía eléctrica surgió poco después de la invención de la dinamo, allá por la segunda mitad del siglo XIX. Sin embargo, no fue hasta la década de los 70, con la crisis del petróleo y el movimiento antinuclear, cuando se empezó a ver esta opción como económicamente viable. A finales de esta década aparecieron los primeros aerogeneradores comerciales, de unas decenas de kW. A partir de este momento la energía eólica ha tenido un crecimiento continuado, hasta llegar a los 318 GW de potencia instalados a nivel mundial a finales del 2013.

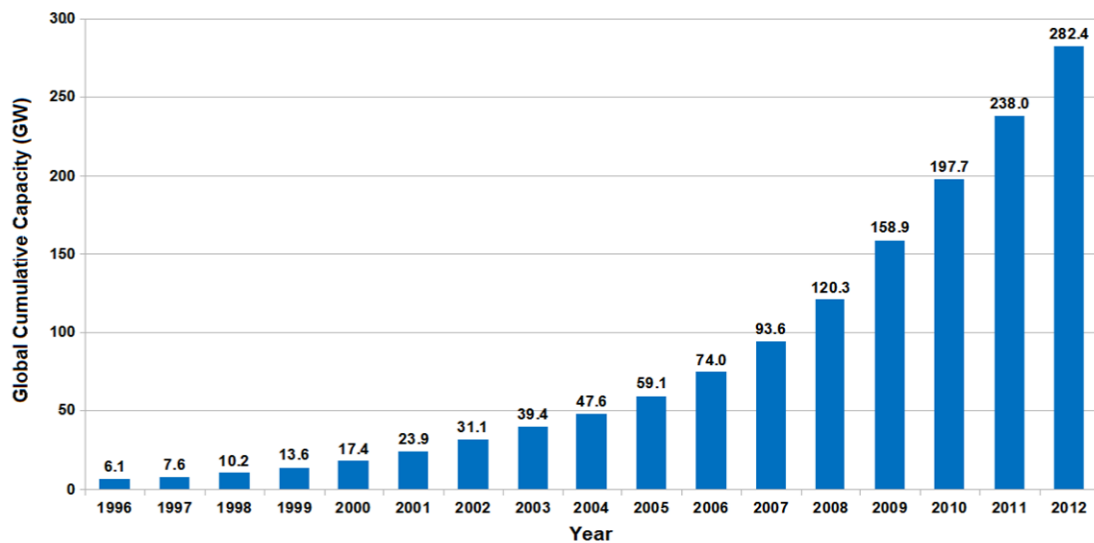


Fig 1.1.- Potencia eólica instalada mundial acumulada [GWEC]

La gran mayoría de esta potencia instalada se puede incluir, según la topología de conversión utilizada, en topología **MADA** (*Máquina Asíncrona Doblemente Alimentada*) o en topología **FC** (*Full Converter*).

La **MADA** es la topología dominante del mercado actualmente [REW12]. En esta estructura se utiliza un generador asíncrono, cuyo estátor se conecta directamente a red y el rotor se conecta a través de un convertidor electrónico (**Fig 1.2**). El convertidor permite controlar la frecuencia y amplitud de las corrientes inducidas en el rotor, con lo que se consigue que el aerogenerador opere a velocidad variable. De toda la potencia producida por el generador únicamente alrededor del 30% circula a través del convertidor del rotor. Esto reduce el coste, el tamaño y las pérdidas de dicho convertidor, siendo ésta la gran ventaja de esta topología.

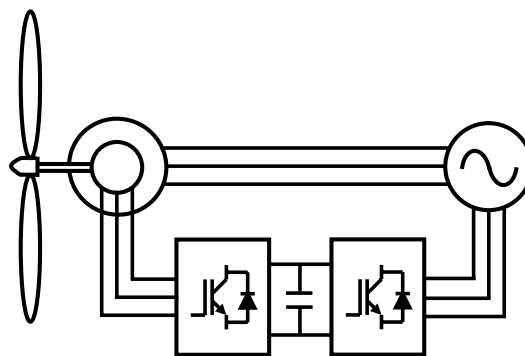
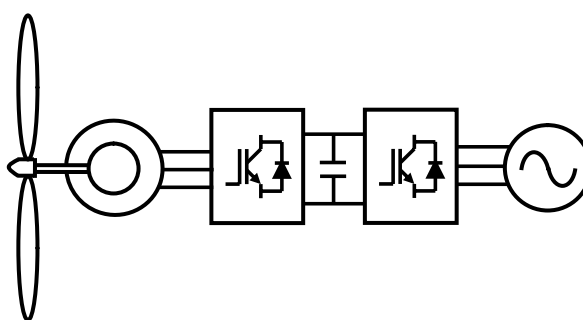


Fig 1.2.- Topología MADA

El hecho de conectar directamente el estátor a la red implica que el sistema sea muy sensible a perturbaciones en la red, lo que dificulta el cumplimiento de los cada vez más exigentes códigos de red. Otras desventajas son la necesidad de anillos rozantes para conectar el rotor y el convertidor, y el hecho de que el generador sólo pueda funcionar a altas velocidades, haciendo obligatorio el uso de multiplicadora.

En la topología **FC** el generador y la red están totalmente desacoplados, debido a que se conectan a través de un convertidor, tal como se muestra en la **Fig 1.3**. Este desacoplamiento permite que los sistemas **FC** se comporten mejor ante perturbaciones en la red que los sistemas **MADA**. No obstante, ahora el convertidor maneja la totalidad de la potencia producida en el generador, lo que incrementa su tamaño, coste y las pérdidas producidas en él.



**Fig 1.3.- Topología FC**

En el caso de la topología **FC**, el generador puede operar a velocidades reducidas, lo que permite reducir el tamaño de la multiplicadora o incluso eliminarla (sistemas *direct-drive*). Aunque los fallos en la multiplicadora causan menos paradas del aerogenerador que los fallos en el sistema de conversión electrónico, un 5% frente al 15% [IWE11], estos fallos pueden ocasionar paradas de larga duración, especialmente en el caso de aerogeneradores *offshore*. El mantenimiento asociado al uso de la multiplicadora también resulta muy costoso en este tipo de aerogeneradores, lo que hace que la topología **FC** *direct-drive* o con multiplicadora reducida sea la preferida en la energía eólica *offshore*.

El generador que se utiliza en esta estructura de multiplicadora reducida o eliminada puede ser una máquina síncrona de rotor bobinado (**MSRB**) o una máquina síncrona de imanes permanentes (**MSIP**) [LI08]. En la **MSRB** el flujo en el rotor es producido por un bobinado alojado en el mismo, mientras que en la **MSIP** dicho flujo es originado por los imanes introducidos en el rotor. El utilizar imanes tiene como ventaja que no es necesario utilizar anillos rozantes o convertidores alojados en el rotor. Además, se eliminan las pérdidas en el rotor provocadas por la circulación de corriente

a través del bobinado. Por otro lado, al ser la densidad de flujo obtenida con los imanes mayor que la obtenida mediante bobinado, los sistemas con **MSIP** son más compactos que aquellos que utilizan **MSRB**, especialmente en las máquinas multipolo, que es el caso de los sistemas que reducen o eliminan la multiplicadora. Esto hace que en los sistemas *direct-drive* se tienda a utilizar la **MSIP** (**Fig 1.4**). Como inconvenientes de utilizar imanes se pueden citar la necesidad de limitar la temperatura del rotor para prevenir la desmagnetización, y principalmente el alto precio de los materiales utilizados para fabricarlos, las tierras raras.

Manufacturer	Country	rotor diameter [m]	rated power [MW]	generator type
Enercon	D	126	6 (7.5)	EESG
		112	4.5	
		101	2/2.3/3	
		82	2/2.3	
		70-71	1.8/2/2.3	
Vensys/Goldwind	CHN/D	70	1.5	PMSG
		100	2.5	
		-	6*	
Siemens	DK	120	6	PMSG
		113	2.3	
		101	3	
Leitwind	I	101	3	PMSG
		70	2	
		80	1.8	
GE	USA	113	4.1	PMSG
Lagerwey	NL	90	2.5	PMSG
EWT	NL	90	2	PMSG
MTorres	SP	-	2.5	EESG
		-	1.65	
Nordex	D	150	6*	PMSG
Alstom	F	150	6*	PMSG
XEMC Darwind	CHN	115	5	PMSG
AVANTIS/Hyundai	KOR	-	2.5	PMSG

**Fig 1.4.-** Diferentes fabricantes de *direct-drive* (EESG son las siglas en inglés de **MSRB**, y PMSG las de **MSIP**) [IWES]

Como ya se ha dicho anteriormente en la actualidad el mercado está dominado por la topología **MADA**. Sin embargo, parece que la tendencia futura consiste en la utilización de la topología **FC** con **MSIP** [IMS13], debido a su mejor comportamiento ante perturbaciones en la red y sobre todo debido a que se adapta mejor a las necesidades de la energía eólica *offshore*, que va a ser la que domine el mercado en un futuro próximo.

En lo que se refiere a la potencia de los aerogeneradores, se tiende claramente hacia turbinas de cada vez más potencia, ya que esto permite reducir el coste por kWh generado [EWE11]. Tal y como se puede apreciar en la siguiente figura, el tamaño y la potencia de los aerogeneradores va en constante crecimiento, llegando en la actualidad a proyectos de 8 MW y 164 m de diámetro [VES13].



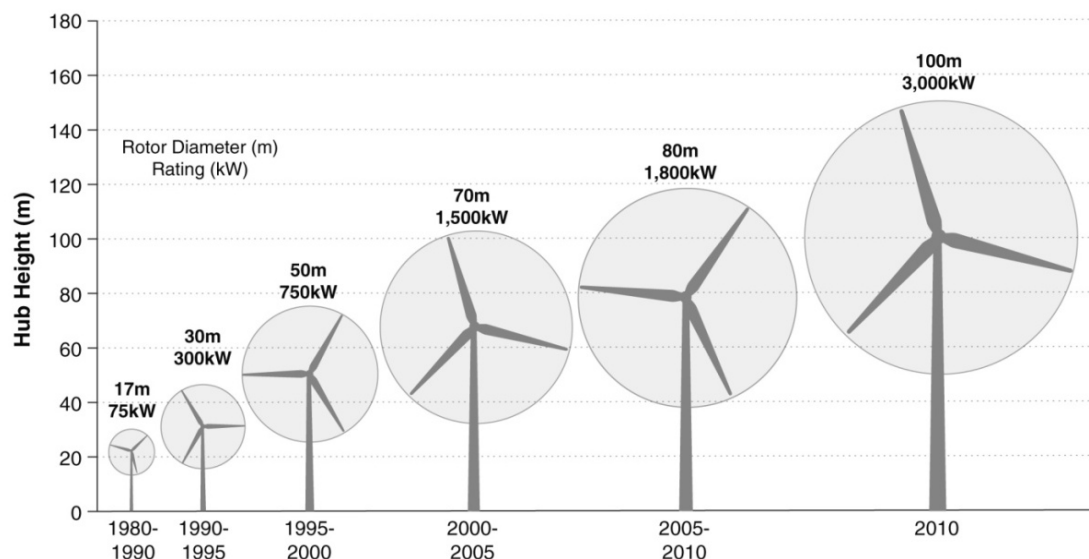


Fig 1.5.- Evolución de tamaños y potencias medias de aerogeneradores [NREL]

Así, parece ser que en un futuro próximo el sistema de conversión predominante en la energía eólica será una topología **FC** con **MSIP** de gran potencia [BAN10].

## 1.2 Objetivos

La utilización de aerogeneradores de cada vez mayor potencia con una topología **FC** presenta una serie de desafíos que es necesario resolver. Los objetivos de esta tesis se centran en analizar e intentar dar soluciones válidas a esta serie de problemas.

El primer problema radica en vencer la limitación actual en cuanto a capacidad de potencia de los sistemas de conversión clásicos. La estructura de conversión utilizada habitualmente en la topología **FC** es un sistema back-to-back. Consiste en un convertidor binivel **AC/DC** que rectifica la tensión en alterna de salida del generador, un bus de continua, y un convertidor binivel **DC/AC** que transforma la tensión en continua del bus en tensión con la misma frecuencia que la red eléctrica. Como en la topología **FC** el convertidor debe manejar toda la potencia del aerogenerador, a medida que la potencia de éste aumenta llega un momento en que se ha de adaptar la estructura de convertidor binivel back-to-back para hacer frente a potencias tan grandes.

Una posible opción consiste en elevar la tensión de trabajo del convertidor. Para esto se pueden conectar interruptores en serie, de manera que se aumente la potencia del convertidor sin aumentar la tensión soportada por cada interruptor. Haciendo esto resulta difícil asegurar el reparto de las tensiones entre los diferentes interruptores durante las conmutaciones. Para ello se deben coordinar perfectamente los instantes de

encendido y apagado y los transistores deben tener características de conmutación idénticas. Este problema limita el número de dispositivos que se pueden conectar en serie y obliga a incorporar circuitos para el equilibrado de la tensión, reduciendo significativamente la eficiencia del convertidor. También se pueden utilizar interruptores con más capacidad de tensión, como el **HV-IGBT** y el **IGCT** [MOT00], pero estos elementos tienen mayor coste que los interruptores normales.

Otra manera de aumentar la tensión a la que opera el convertidor consiste en utilizar convertidores multinivel en lugar de los convertidores binivel habituales. En este tipo de convertidores los interruptores se colocan en serie para poder aumentar la tensión de salida, pero la tensión que tiene que soportar cada interruptor no depende de sus características de conmutación, sino que queda impuesta por la propia topología del convertidor. Las tres principales estructuras de convertidor multinivel son: el convertidor de diodos limitadores, el convertidor de condensadores flotantes y la conexión serie de puentes en H con fuentes aisladas [ROD02]. De todas estas estructuras la que mayor desarrollo industrial ha tenido es el convertidor de diodos limitadores de tres niveles, también conocido como **NPC** ("*Neutral Point Clamped*") [NAB81]. Una estructura back-to-back con convertidores **NPC** permite aumentar la potencia manejada por el sistema de conversión.

En lugar de dejar de utilizar convertidores binivel se puede optar por colocar varios back-to-back binivel en paralelo, multiplicando así la potencia del sistema de conversión [AND07]. Esta solución tiene además como ventaja la redundancia del sistema ya que, ante el fallo de uno de los back-to-back en paralelo, los demás pueden seguir funcionando, evitando así que todo el sistema se detenga.

Otro gran reto que debe afrontar no sólo la topología **FC**, sino la energía eólica en general, es el cumplimiento de las cada vez más exigentes normativas de conexión a red. A medida que la penetración de la energía eólica en el total de la generación eléctrica va en aumento, las operadoras de red de los distintos países van endureciendo los requerimientos para la conexión de parques eólicos a la red eléctrica. Las sucesivas actualizaciones de los códigos de red tienden a exigir a los parques eólicos las mismas características que las centrales de generación convencionales, para así garantizar la estabilidad de la red de distribución [ALT10].

Los requerimientos que más dificultades plantean son los referidos a los transitorios en la red, que consisten en que los aerogeneradores puedan soportar un hueco de tensión en la red eléctrica sin desconectarse y en que inyecten potencia reactiva durante el hueco para elevar la tensión de red. Como ya se ha dicho anteriormente, en la topología **FC** el generador y la red eléctrica están desacoplados, por

lo que el cumplimiento de estos requerimientos es más fácil en estos sistemas que en aquellos que utilizan la topología **MADA**. No obstante, este desacoplamiento no evita que los huecos planteen algunos problemas para el correcto funcionamiento del sistema.

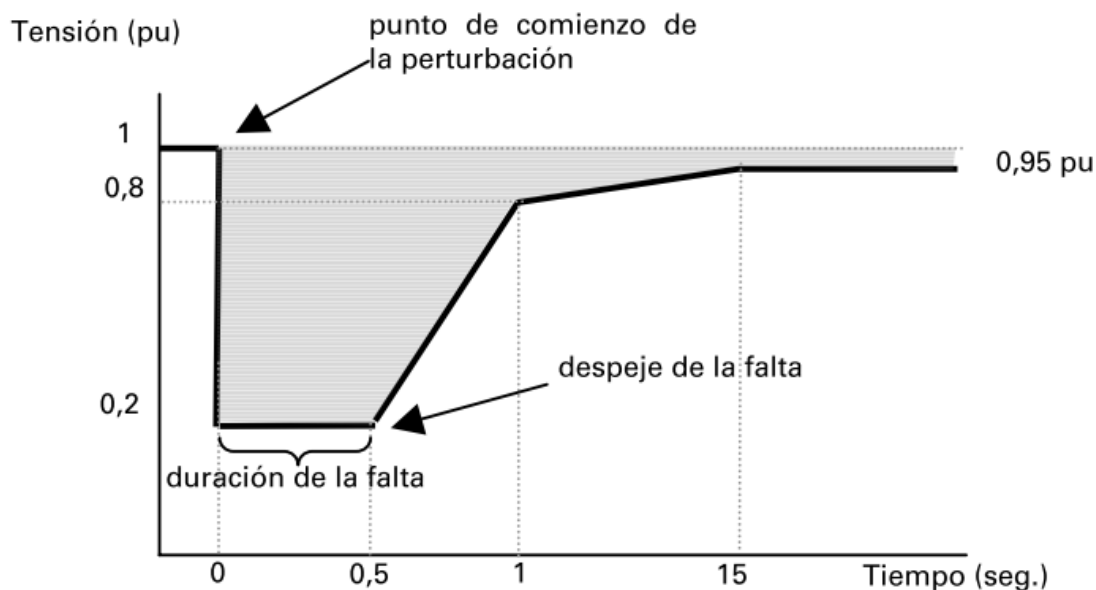


Fig 1.6.- Perfil de hueco a soportar por un aerogenerador sin desconectarse [Normativa española]

Uno de estos inconvenientes es que durante un hueco la potencia que el sistema puede verter a la red eléctrica se ve disminuida debido a que esta potencia está limitada por la tensión de red y el límite de corriente del convertidor. Si el hueco es lo bastante profundo la tensión de red disminuirá tanto que el convertidor no será capaz de extraer hacia la red toda la potencia que obtiene del generador, por lo que el exceso de potencia se irá acumulando en el bus de continua, incrementando así su tensión. Si no se hace nada al respecto, la tensión de bus subirá hasta causar daños en los condensadores del bus y en los interruptores de los convertidores. Los peores huecos en este sentido son los trifásicos, ya que son los que más reducen la amplitud de la tensión.

Aunque los huecos bifásicos y monofásicos no disminuyan en gran medida el valor de la tensión de red, sí que provocan desequilibrios en dicha tensión. Estos desequilibrios originan la aparición de una secuencia inversa que genera oscilaciones en la potencia de salida del convertidor. Para cumplir las exigencias de los códigos de red durante huecos es necesario que el sistema pueda hacer frente adecuadamente a los problemas causados tanto por los huecos trifásicos como por los desequilibrios.

Otro de los requisitos exigidos por algunos códigos [NGE09] [EIR08] es que los parques eólicos participen en la regulación primaria de la red eléctrica. La regulación primaria es un mecanismo que corrige los desequilibrios generación-consumo, o lo que

es lo mismo, las variaciones de frecuencia. Si la generación es superior al consumo el exceso de energía se almacena en forma de energía cinética en el rotor de los generadores y motores eléctricos conectados directamente a la red, produciéndose una aceleración de los mismos que causa un aumento de la frecuencia del sistema. Por el contrario, si el consumo es superior a la generación el déficit de energía se toma de la energía cinética del rotor y se produce una disminución de la velocidad de los generadores y motores eléctricos, lo que causa una disminución de la frecuencia.

La regulación primaria consiste en una variación de la potencia generada en función de la frecuencia de red. Un aumento en la frecuencia de red será respondido con una disminución de la potencia generada y viceversa. Así se consigue equilibrar la potencia generada con la consumida. A medida que aumenta la potencia generada por la energía eólica, la exigencia de que ésta contribuya a la regulación primaria se hará más fuerte, por lo que es de gran interés el desarrollo de técnicas de control que hagan posible esta regulación en sistemas eólicos.

El uso de aerogeneradores de gran potencia también incrementa algunos problemas derivados de la utilización de convertidores electrónicos, concretamente aquellos originados por la aparición de corrientes por tierra. Estas corrientes por tierra surgen debido a las capacidades parásitas existentes entre los distintos elementos del sistema y el circuito de tierra [CAC97]. Como la tensión en modo común introducida por el convertidor es de alta frecuencia, las capacidades parásitas presentan poca impedancia ante esta tensión, por lo que se originan corrientes que se cierran por el circuito de tierra.

Estas corrientes son perjudiciales, en primer lugar, debido a que generan perturbación electromagnética. Pueden provocar interferencias tanto en elementos del propio sistema de conversión (errores en medidas de variables, ruidos en comunicaciones) como en elementos externos al mismo (problemas de compatibilidad electromagnética o **EMC**) [SKI99]. Además, las corrientes por tierra pueden circular a través de los rodamientos del generador, debido al acoplamiento capacitivo entre la carcasa del generador puesta a tierra y los devanados del estátor. Esta circulación de corriente por los rodamientos provoca el deterioro de éstos y de las bandas de rodadura [BUS96]. Conforme aumenta la potencia del aerogenerador, también aumentan las capacidades parásitas a tierra del sistema [MIR06], por lo que el problema de las corrientes por tierra se ve agravado.

Una vez expuestos los problemas a los que se va a tratar de hacer frente en el transcurso de esta tesis, se pasa a comentar la estructura general de la misma.

En el capítulo **2** se describe el sistema analizado, explicando los diferentes elementos que lo componen. También se modeliza la **MSIP** y se detalla el esquema que se ha utilizado para controlar el sistema de conversión.

En el capítulo **3** se introduce el convertidor **NPC**, comentando sus características y funcionamiento, y se analizan las modulaciones escalar y vectorial y el control de la tensión del punto medio de dicho convertidor.

El capítulo **4** se ocupa de la paralelización de convertidores. En él, se modeliza la interacción entre varios convertidores puestos en paralelo y se comentan varias maneras de realizar esta paralelización y de controlar los convertidores. Se analiza un problema de estabilidad del sistema que puede surgir en caso de utilizar un esquema de control en particular, dando las pautas para detectarlo y proponiendo un esquema de control alternativo para solucionarlo. También se presenta la que se considera la manera óptima de paralelizar convertidores en sistemas de generación eólicos.

Los capítulos **5** y **6** se dedican a los huecos de tensión. En el capítulo **5** se dan diferentes opciones para solucionar el problema de la disminución de la potencia vertida a red originado por los huecos trifásicos. En el capítulo **6** se analizan los problemas originados por los desequilibrios en la red y se proponen posibles soluciones.

En el capítulo **7** se presenta un novedoso método de control que permite realizar regulación primaria a nivel de aerogenerador.

Por último, en el capítulo **8** se trata de reducir las corrientes por tierra en sistemas con convertidor **NPC**. Para ello, primero se obtiene un modelo del sistema en modo común, para después presentar varias modulaciones que reducen la tensión en modo común introducida por el convertidor **NPC**.









# 2

## Descripción y Control del Sistema

### 2.1 Descripción del sistema

El sistema que se va a estudiar en la presente tesis, esto es, un sistema típico de conversión de energía con topología FC, se puede dividir en varios elementos, de acuerdo a la **Fig 2.1**. A continuación se procede a explicar brevemente cada uno de dichos elementos.

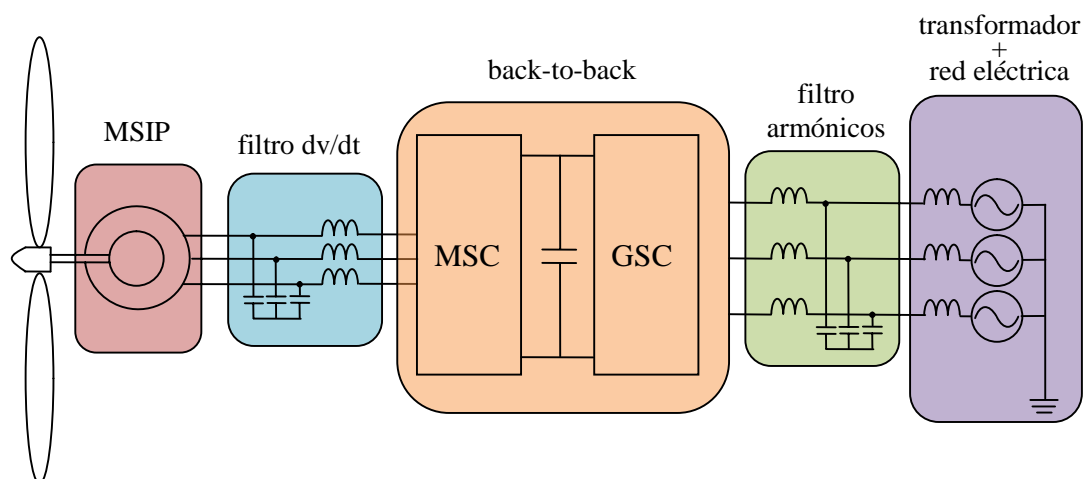


Fig 2.1.-Elementos del sistema

## **MSIP**

Como ya se ha dicho en la introducción, el generador que se va a utilizar en el sistema va a ser una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes. El generador es el encargado de convertir la energía mecánica captada por las palas del aerogenerador en energía eléctrica. Dado que esta tesis se centra en la parte eléctrica del aerogenerador, se obvia la interacción entre el generador y el sistema mecánico del molino, de tal manera que se considera que el generador está girando a velocidad constante y nominal. Esto es válido para toda la tesis con excepción del capítulo 7, dedicado a la regulación primaria y en el cual sí que será necesario tener en cuenta la parte mecánica.

El desarrollo del modelo de la **MSIP** y el control de la misma se analizan en apartados posteriores de este mismo capítulo.

## **Filtro $dv/dt$**

La rápida conmutación de los interruptores utilizados en los convertidores de potencia hace que la tensión de salida de un convertidor esté compuesta por una sucesión de pulsos de tensión con grandes derivadas de tensión, pudiendo llegarse a alcanzar variaciones de tensión de  $6000\text{V}/\mu\text{s}$  [BRY11].

Al aplicarse estas variaciones tan rápidas directamente al generador se originan una serie de problemas. Por un lado, un pulso rápido de tensión no se distribuye uniformemente en todo el bobinado del generador, por lo que el aislamiento de dicho bobinado sufre un estrés considerable, envejeciéndose prematuramente y reduciéndose así la vida útil del generador. Por otro lado, estos flancos de tensión provocan la aparición de perturbaciones electromagnéticas, que pueden causar interferencias en equipos electrónicos que estén en las cercanías.

Para mitigar todos los problemas descritos anteriormente, normalmente se coloca un filtro  $dv/dt$  entre el convertidor lado máquina y el generador. Este filtro reduce la pendiente de los flancos de tensión, aumentando el tiempo de subida de los pulsos. Aunque existen varias topologías de filtros  $dv/dt$ , en esta tesis se ha utilizado una topología de filtro L-RC, como se muestra en la **Fig 2.1**.

## **Convertidor back-to-back**

El convertidor back-to-back adapta la energía eléctrica producida por el generador para que se pueda verter a la red eléctrica. Para ello, transforma las corrientes y tensiones alternas del generador, que oscilan a una frecuencia variable dependiente de la

velocidad de giro del generador, en corrientes y tensiones alternas que oscilan a la misma frecuencia que la red eléctrica.

El sistema back-to-back está compuesto por dos convertidores electrónicos, el convertidor lado máquina (en adelante **MSC**, del inglés *Machine Side Converter*) y el convertidor lado red (en adelante **GSC**, de *Grid Side Converter*). Uniendo los dos convertidores se encuentra el bus de continua, que consiste en una serie de condensadores que operan a una tensión constante. El **MSC**, que funciona como rectificador, vierte al bus de continua la energía producida por el generador. El **GSC**, funcionando como inversor, extrae del bus de continua energía para suministrarla a la red eléctrica. Más adelante, en este mismo capítulo, se analiza en detalle el control de ambos convertidores.

### ***Filtro de armónicos***

La componente armónica, tanto en la tensión de la red eléctrica como en la corriente, produce efectos no deseados. Entre dichos efectos se pueden citar el aumento de pérdidas en los transformadores, cables y motores eléctricos, y sobrecargas en los bancos de condensadores [IEE92]. Por este motivo las diferentes normativas de red eléctrica [KOO10] limitan el contenido armónico que se puede verter a la red. La tensión de salida de un convertidor electrónico presenta armónicos a la frecuencia de conmutación y a múltiplos de ésta, por lo que es necesario colocar un filtro de armónicos entre la salida del convertidor y la red eléctrica. La topología más común de dicho filtro de armónicos es la topología L-RC-L [ZHA06], que es la que se ha utilizado en el sistema a estudiar. El filtro propiamente dicho consiste en una inductancia en serie con el convertidor y una rama RC en paralelo. Para completar la topología L-RC-L se aprovecha la inductancia del transformador.

### ***Transformador y red eléctrica***

En la configuración habitual en sistemas **FC**, el **GSC** opera a baja tensión. Por lo tanto, entre la salida del sistema de conversión y la red eléctrica se incluye un transformador, que reduce la tensión de la red eléctrica hasta niveles adecuados para el funcionamiento del sistema.

En esta tesis se ha utilizado el modelo simplificado del transformador [DEL94], pero despreciando el circuito magnético del mismo. El modelo consiste simplemente en una inductancia y una resistencia entre el filtro de armónicos y la red eléctrica, correspondientes a la inductancia y resistencia del bobinado del transformador.

La red eléctrica se ha modelado como una fuente de tensión perfecta, puramente sinusoidal, por lo que no presenta armónicos ni desequilibrios. Con la excepción, claro está, de los capítulos correspondientes a huecos trifásicos y desequilibrios en la red.

## 2.2 Modelización de la MSIP

A la hora de modelizar una **MSIP** (o cualquier máquina eléctrica en general) se puede optar por un modelo en régimen permanente o un modelo dinámico. El modelo en régimen permanente permite simular el comportamiento de la máquina en puntos de funcionamiento estables, cuando está alimentada por ondas perfectamente sinusoidales y por lo tanto los campos magnéticos son constantes tanto en amplitud como en velocidad.

En el sistema que se va a estudiar se alimenta la máquina con un convertidor, por lo que las tensiones de entrada a la máquina tienen un fuerte contenido armónico, estando lejos de ser perfectamente sinusoidales. Además, en algunos puntos de la presente tesis es necesario poder simular el comportamiento de la máquina durante transitorios, como por ejemplo en el capítulo dedicado a los huecos trifásicos. Por lo tanto se hace necesaria la utilización de un modelo dinámico. A continuación se deducen brevemente las ecuaciones que componen dicho modelo. En este desarrollo se utiliza una notación matricial, de tal manera que

$$(2.1) \quad x_{abc} = [x_a x_b x_c]^t$$

### *Ecuaciones trifásicas*

Una **MSIP** se puede considerar formada por un estátor con tres bobinados ( $a, b, c$ ) y un rotor con unos imanes que crean un flujo constante  $\psi_{imán}$ , de acuerdo a la **Fig 2.2**. En este punto conviene aclarar algunas dudas que pueden surgir acerca de la validez de este esquema simplificado para representar una **MSIP** real.

En una **MSIP**, y en cualquier máquina eléctrica en general, los bobinados no están concentrados en un solo eje, tal como se representa en la **Fig 2.2**. Hay que tener en cuenta que en el caso de que los bobinados fueran realmente así, la distribución espacial en el entrehierro de la fuerza magnetomotriz ( $F_{mm}$ ) originada por una bobina tendría una forma de onda cuadrada, con lo que las tensiones y corrientes inducidas tendrían una gran distorsión armónica. Con el objetivo de asemejar esta onda cuadrada a una forma de onda senoidal, se aplican una serie de técnicas a la hora de bobinar las espiras de cada fase a través del estátor. Estas técnicas son principalmente el bobinado distribuido,

el bobinado con paso acortado y la inclinación de las ranuras [TAN11]. La  $F_{mm}$  originada por una bobina a la cual se han aplicado las técnicas anteriormente mencionadas se puede asemejar a la  $F_{mm}$  que originaría una bobina concentrada de un número de espiras

$$(2.2) \quad N_{seq} = K_w N_s$$

siendo  $N_s$  el número de espiras de la bobina real,  $N_{seq}$  el número de espiras de la bobina concentrada equivalente y  $K_w$  el factor de bobinado. Esta  $F_{mm}$  ve fuertemente reducida su componente armónica, por lo que se asume que la distribución espacial de dicha onda es puramente sinusoidal.

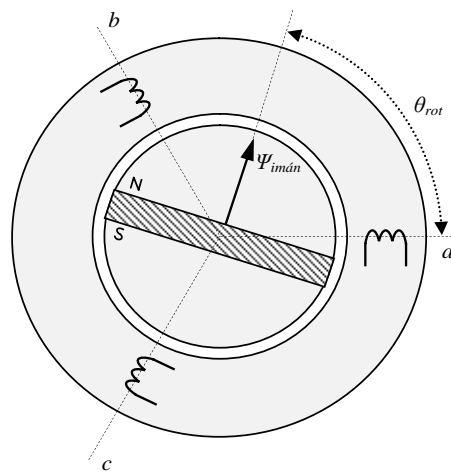


Fig 2.2.- Esquema simplificado de una MSIP

En la **Fig 2.2** se representa una **MSIP** de un único par de polos, cuando casi la totalidad de las máquinas presentan como mínimo dos pares de polos. Esto se ha hecho por razones de claridad gráfica. De todos modos, el número de pares de polos sólo afecta a la relación entre las frecuencias de las variables eléctricas y las variables mecánicas, por lo que no influye a la hora de deducir el modelo eléctrico de la máquina.

Una vez aclarados estos puntos, se procede a obtener las ecuaciones que representan el sistema. Aplicando la ley de Ohm generalizada en el estátor (convenio motor) se obtiene:

$$(2.3) \quad v_{abc} = R_{est} i_{abc} + \frac{d\psi_{abc}}{dt}$$

siendo  $R_{est}$  la resistencia del bobinado del estátor y  $\psi_{abc}$  el flujo por dichos bobinados.

El flujo por el estátor está compuesto por el flujo creado por los propios bobinados del estátor y el flujo originado por el imán del rotor:

$$(2.4) \quad \psi_{abc} = L_{est} i_{abc} + \psi_{imán} \begin{pmatrix} \cos(\theta_{rot}) \\ \cos\left(\theta_{rot} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_{rot} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

con

$$(2.5) \quad L_{est} = \begin{pmatrix} L_a & M_{ba} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_b & M_{cb} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix}$$

siendo  $L_x$  la inductancia propia de la bobina de la fase  $x$  del estátor y  $M_{xy}$  la inductancia mutua entre las bobinas de la fase  $x$  y la fase  $y$ .

### ***Cálculo inductancias propias e inductancias mutuas***

La inductancia propia de la bobina de la fase  $a$  se puede descomponer según

$$(2.6) \quad L_a = L_{fa} + L_{ma}$$

siendo  $L_{fa}$  la inductancia de fugas de la bobina (que relaciona  $i_a$  con el flujo que se cierra por el aire) y  $L_{ma}$  la inductancia magnética de la bobina (que relaciona  $i_a$  con el flujo que se cierra por el circuito magnético). Para deducir  $L_{ma}$  se parte de la fuerza magnetomotriz generada por la bobina de la fase  $a$ , que viene dada por

$$(2.7) \quad F_{mma} = N_{seq} i_a$$

El flujo magnético que atraviesa una espira de la bobina cerrándose por el circuito magnético está definido por

$$(2.8) \quad \phi_{ma} = \frac{F_{mma}}{\mathfrak{R}_m}$$

con  $\mathfrak{R}_m$  la reluctancia del circuito magnético. El flujo magnético total que atraviesa la bobina cerrándose por el circuito magnético será la suma de los flujos de cada espira que compone la bobina,

$$(2.9) \quad \psi_{ma} = N_{seq} \phi_{ma}$$

y también viene dado por la corriente por la bobina y la inductancia propia:

$$(2.10) \quad \psi_{ma} = L_{ma} i_a$$

Utilizando las relaciones anteriores se obtiene la siguiente expresión para la inductancia propia de la bobina de la fase  $a$ :

$$(2.11) \quad L_{ma} = \frac{N_{seq}^2}{\mathfrak{R}_m}$$

Para obtener la inductancia mutua entre las fases  $a$  y  $b$ , se calcula el flujo magnético causado por la bobina  $a$  que atraviesa cada espira de la bobina  $b$ , partiendo de (2.8) y proyectando sobre el eje magnético de la bobina  $b$ :

$$(2.12) \quad \phi_{mab} = \frac{F_{mma}}{\mathfrak{R}_m} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} \frac{F_{mma}}{\mathfrak{R}_m}$$

Sabiendo que

$$(2.13) \quad \psi_{mab} = N_{seq} \phi_{mab}$$

y

$$(2.14) \quad \psi_{mab} = M_{ab} i_a$$

se concluye que

$$(2.15) \quad M_{ab} = -\frac{1}{2} L_{ma}$$

Si se suponen los bobinados de las tres fases idénticos, se cumple que las inductancias magnéticas y las inductancias de fugas también son idénticas para todas las bobinas, y las inductancias mutuas entre las bobinas también. Por lo tanto, la matriz de inductancias del estátor se puede reescribir como:

$$(2.16) \quad L_{est} = \begin{pmatrix} L_f + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_f + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_f + L_m \end{pmatrix}$$

Con la relación anterior quedan definidas las inductancias del estátor, ya que se pueden calcular a partir de parámetros conocidos como son la inductancia de fugas y el número equivalente de espiras de los bobinados y la reluctancia del material magnético del generador. No obstante, el cálculo de los flujos del estátor no es inmediato, debido a que el flujo creado por los imanes del rotor que ve el estátor depende de la posición del rotor con respecto al estátor, como queda patente en la relación (2.4). Esto complica la resolución de las ecuaciones. Para evitar este problema, se recurre a una herramienta matemática: la transformada de Park.

### ***Transformada de Park***

La transformada de Park permite pasar de un sistema trifásico con ejes estáticos ( $a,b,c$ ) a otro sistema bifásico con ejes giratorios ( $d,q$ ). Se puede considerar como una composición de la transformada de Clarke (que pasa de un sistema trifásico con ejes estáticos a un sistema bifásico con ejes estáticos) y de una rotación de ejes fijos a ejes giratorios.

La transformada de Clarke consiste en aplicar la matriz de Clarke a una variable trifásica, siendo el resultado las componentes de dicha variable en los ejes  $\alpha\beta$  [CLA50].

$$(2.17) \quad x_{\alpha\beta 0} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} x_{abc}$$

La constante  $K$  que multiplica a la matriz de Clarke es arbitraria, cambia de valor según el convenio que se utilice. En la presente tesis se utiliza el convenio europeo, según el cual

$$(2.18) \quad K = \sqrt{\frac{2}{3}}$$



Este convenio presenta dos características. Por un lado, la matriz inversa de Park es igual a la traspuesta de la matriz de Park. Por otro, la potencia activa en el sistema trifásico y en el bifásico son idénticas. Expresando la potencia instantánea de un sistema trifásico de manera matricial, aplicando la transformada de Clarke tanto a tensiones como a corrientes y utilizando la igualdad entre la matriz inversa de Park y su traspuesta se obtiene:

$$(2.19) \quad p = \begin{pmatrix} v_r & v_s & v_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{pmatrix} C^{-1} C^{-1} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}$$

Por lo tanto, utilizando este convenio la potencia activa en el sistema bifásico sigue siendo la multiplicación de las tensiones por las corrientes, exactamente igual que en el sistema trifásico.

La componente 0 del resultado de la transformada de Clarke se corresponde a la componente homopolar de la variable trifásica. En el caso que nos ocupa, la modelización de un generador eléctrico, la componente homopolar se puede despreciar ya que el neutro de un generador está aislado y no puede circular corriente homopolar.

Geoméricamente, la transformada de Clarke consiste en proyectar los valores instantáneos del sistema trifásico en ejes  $\alpha\beta$ , sumar los componentes de cada eje y multiplicarlos por la constante  $K$ , tal y como se representa en la **Fig 2.3**.

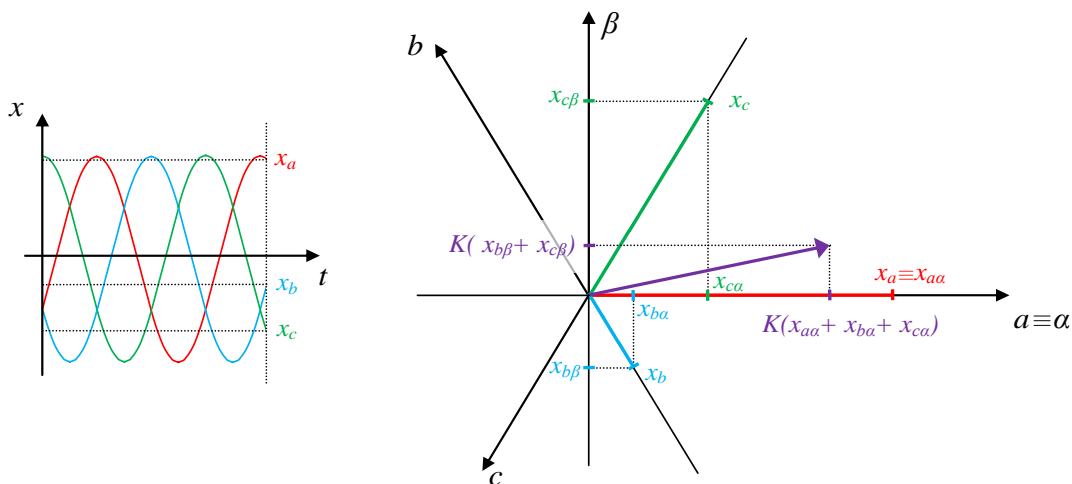


Fig 2.3.- Transformada de Clarke

Si la transformada de Clarke se combina con una rotación de ejes, se obtienen las componentes de la variable trifásica en un sistema bifásico de ejes rotatorios  $dq$ .

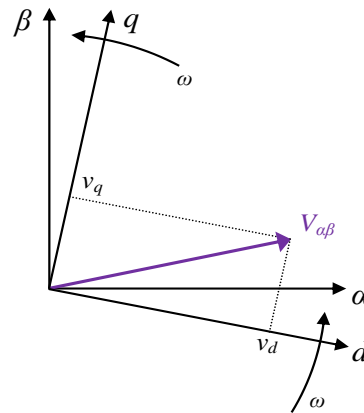


Fig 2.4.- Rotación de ejes

La combinación de la transformada de Clarke con la rotación de ejes se denomina transformada de Park y se realiza a través de la matriz de Park, que permite efectuar el cambio de coordenadas antes descrito y que se expresa como

$$(2.20) \quad \mathbf{P} = K \begin{pmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

siendo  $\omega$  la velocidad angular de giro del sistema de ejes  $dq$  y  $K$  la misma constante descrita en la transformada de Clarke. La componente homopolar se ha ignorado como ya se ha dicho anteriormente.

Para una variable trifásica cualquiera  $x_{abc}$ , su valor en coordenadas  $dq$  se obtiene simplemente multiplicándola por la matriz de Park:

$$(2.21) \quad x_{dq} = \mathbf{P} x_{abc}$$

Para modelizar la **MSIP**, la transformación de Park se suele realizar de tal manera que el eje  $d$  coincida con el eje magnético del imán del rotor. Así,  $\omega$  es la velocidad eléctrica del rotor, de acuerdo con la **Fig 2.5**. Con esta orientación se consigue simplificar al máximo las ecuaciones de la **MSIP**.

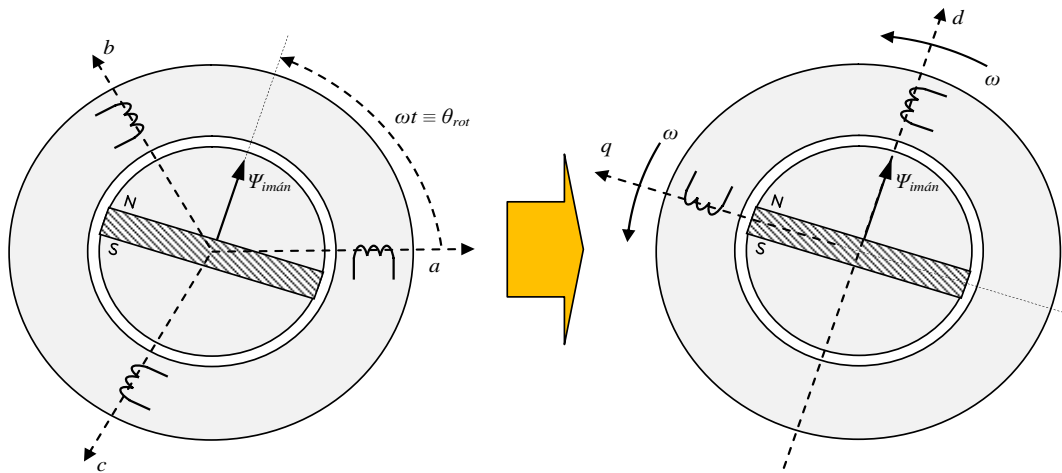


Fig 2.5.- Transformación del sistema trifásico al sistema bifásico

Aplicando esta transformada a (2.3):

$$(2.22) \quad v_{dq} = \mathbf{P} v_{abc} = \mathbf{P} R_{est} i_{abc} + \mathbf{P} \frac{d\psi_{abc}}{dt} = R_{est} i_{dq} + \mathbf{P} \frac{d\mathbf{P}^{-1} \psi_{dq}}{dt}$$

Derivando y realizando las correspondientes multiplicaciones, se llega al siguiente resultado:

$$(2.23) \quad \begin{aligned} v_d &= R_{est} i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \\ v_q &= R_{est} i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \end{aligned}$$

Para hallar la expresión de los flujos en ejes  $dq$ , se aplica la transformada de Park a la ecuación (2.5):

$$(2.24) \quad \psi_{dq} = \mathbf{P} \psi_{abc} = \mathbf{P} L_{est} \mathbf{P}^{-1} i_{dq} + \mathbf{P} \psi_{imán} \begin{pmatrix} \cos(\theta_{rot}) \\ \cos\left(\theta_{rot} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_{rot} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

Realizando las operaciones y simplificando, se obtiene que

$$(2.25) \quad \begin{aligned} \psi_d &= L_f i_d + L_m i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{imán} = L i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{imán} \\ \psi_q &= L_f i_q + L_m i_q = L i_q \end{aligned}$$

Las relaciones anteriores sólo son válidas si la inductancia magnética es idéntica en el eje  $d$  y en el eje  $q$ . En el caso de **MSIP** de imanes superficiales esto se cumple. No obstante, la mayoría de **MSIP** de potencias elevadas presentan otras configuraciones de imanes (interiores o de concentración) [SPO96], en las cuales la reluctancia magnética depende de si se mide en el eje del flujo (eje  $d$ ) o en el eje en cuadratura con el mismo (eje  $q$ ) [ZHA05]. En este caso, se debe distinguir entre inductancia magnética en el eje  $d$  y en el eje  $q$ , y (2.25) se reescribe como:

$$(2.26) \quad \begin{aligned} \psi_d &= (L_f + L_{md}) i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{imán} = L_d i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{imán} \\ \psi_q &= (L_f + L_{mq}) i_q = L_q i_q \end{aligned}$$

siendo  $L_{md}$  y  $L_{mq}$  las inductancias magnéticas en ejes  $dq$ , que vienen dadas por

$$(2.27) \quad L_{md} = \frac{3 N_{seq}^2}{2 \mathfrak{R}_{md}} \quad L_{mq} = \frac{3 N_{seq}^2}{2 \mathfrak{R}_{mq}}$$

con  $\mathfrak{R}_{md}$  la reluctancia del circuito magnético en el eje  $d$  y  $\mathfrak{R}_{mq}$  la reluctancia en el eje  $q$ .

### ***Ecuación del par electromagnético***

Expresando la ecuación de la potencia instantánea (2.19) en ejes  $dq$ , se obtiene:

$$(2.28) \quad p = \begin{pmatrix} v_r & v_s & v_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_d & v_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}$$

Sustituyendo (2.23) en la relación anterior, la potencia que entra a una **MSIP** consiste en

$$(2.29) \quad p = R_{est} (i_d^2 + i_q^2) + i_q \frac{d\psi_q}{dt} + i_d \frac{d\psi_d}{dt} + \omega (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

El primer término corresponde a las pérdidas de cobre en el devanado del estátor, mientras que el segundo y el tercero expresan la variación de energía magnética en el

estátor. Por lo tanto, la potencia convertida se calcula con el último término. Teniendo en cuenta que  $\omega$ , la velocidad eléctrica de la máquina, es igual a la velocidad mecánica de la máquina multiplicada por el número de pares de polos  $n_{pp}$ , y sustituyendo los flujos por las relaciones (2.25), se obtiene la siguiente ecuación del par electromagnético:

$$(2.30) \quad T = \frac{P}{\Omega} = n_{pp} \left( (L_d - L_q) i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{imán} \right) i_q$$

## 2.3 Control del sistema

A la hora de controlar el sistema, se ha implementado un control vectorial tanto en el GSC como en el MSC [IME07]. Este control se basa en la transformada de Park y consiste en descomponer las corrientes de salida de cada convertidor en sus componentes en ejes  $dq$  y controlar cada componente por separado. Eligiendo adecuadamente los ejes para realizar la transformada de Park, tanto en lado máquina como en lado red, se consigue realizar un control sencillo del sistema.

### 2.3.1 Control del generador

El control del generador se realiza en la misma referencia rotatoria que se ha utilizado para modelizarlo, es decir, con el eje  $d$  orientado con el flujo creado por los imanes. Para realizar correctamente la transformada de Park es necesario conocer la posición del flujo. Para ello, se puede utilizar un encoder, que es un aparato que proporciona el ángulo instantáneo de giro del rotor, o utilizar un algoritmo *sensorless* que, mediante las mediciones de las corrientes y tensiones del generador, estima la posición del flujo [SEO06]. En el caso de utilizar un encoder, hay que identificar la posición del flujo respecto al rotor. Esto se consigue realizando un ensayo de polo con el rotor parado [SCH97], que consiste en aplicar unos pulsos de tensión en distintas direcciones en ejes  $dq$ . Estos pulsos de tensión generan pulsos de corriente, y detectando en qué dirección se ha dado el mínimo pulso de corriente, se detectará la dirección con la mínima reluctancia, es decir, la dirección del flujo creado por el imán (o del eje en cuadratura con el flujo, dependiendo de la configuración de los imanes).

Como ya se ha visto anteriormente, cuando el eje  $d$  se orienta según el flujo del imán, el par electromagnético viene dado por (2.30). La parte de esta ecuación que depende de ambas corrientes, tanto la corriente en el eje  $d$  como en el eje  $q$ , es la correspondiente a la reluctancia variable de la máquina y es mucho menos importante que el aporte que hace en exclusiva la corriente en el eje  $q$ . Por lo tanto el control del

par electromagnético, o lo que es lo mismo, de la potencia activa extraída de la máquina, se realiza a través de la corriente en  $q$ .

La potencia activa de referencia a extraer del generador viene dada por el control del aerogenerador. Generalmente se suele utilizar un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia ("*Maximum power point tracking*" **MPPT**), que proporciona la potencia de referencia a extraer del generador para que el aerogenerador trabaje en el punto óptimo correspondiente a la velocidad del viento que hay en ese instante. A partir de dicha potencia de referencia  $P_{MPPT}$ , la corriente en  $q$  de referencia viene dada por (2.31).

$$(2.31) \quad i_{qref} = \frac{P_{MPPT}}{\omega \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{imán} + (L_d - L_q) i_d \right)}$$

Por su parte, la corriente en el eje  $d$  se utiliza para controlar la tensión en bornes de la **MSIP** cuando la máquina gira a altas velocidades y el flujo de los imanes induce una tensión demasiado elevada en el estátor. Mediante la inyección de corriente en el eje  $d$  se consigue aumentar la caída de tensión en la inductancia interna de la máquina, reduciéndose así la tensión en bornes [ZHU11]. La corriente de referencia en  $d$  viene dada por un regulador PI de la tensión en bornes del generador que regula dicha tensión a su valor nominal. Este regulador sólo actúa cuando la tensión tiende a sobrepasar su valor nominal, de tal manera que si la tensión en bornes está por debajo de su valor nominal, la corriente de referencia en  $d$  es nula. Dicha referencia empieza a incrementar su valor a medida que la tensión en bornes sobrepasa el valor nominal.

Una vez obtenidas las referencias de corriente tanto en el eje  $q$  como en el  $d$ , el control de estas corrientes se realiza mediante dos reguladores PI, uno por cada eje. Las salidas de estos reguladores son las tensiones de referencia, también en los ejes  $dq$ , que se deben imponer para que las corrientes sigan a sus respectivas referencias. Estas tensiones de referencia se transforman, mediante algoritmos de modulación, en órdenes de disparo para los interruptores del **MSC**. El esquema de control del **MSC** se muestra en la **Fig 2.6**.

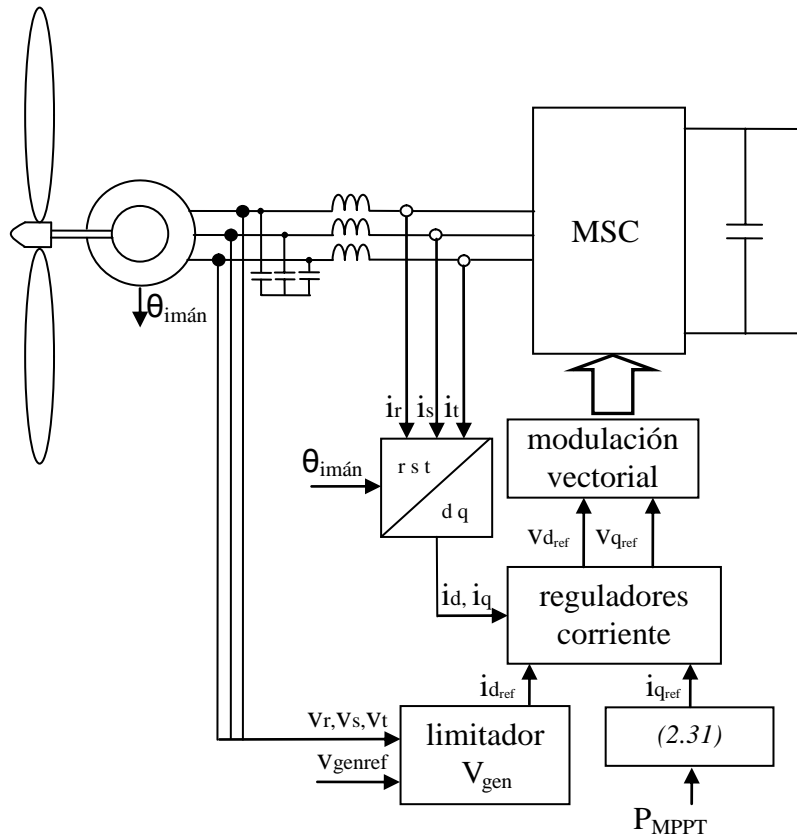


Fig 2.6.- Esquema de control del MSC

### 2.3.2 Control del GSC

El **GSC** se encarga de controlar la tensión de bus y la potencia reactiva que se vierte a la red. El control, al igual que el del lado máquina, se realiza en los ejes  $dq$ , con el eje  $q$  orientado según la tensión de red. Para orientar correctamente los ejes se utiliza un sistema **PLL** [BLA06] que, a partir de las medidas de la tensión de red, se encarga de proporcionar el ángulo y la frecuencia de la tensión de red.

Utilizando esta orientación, la componente en el eje  $d$  de la tensión de la red es nula, por lo que las potencias activa y reactiva suministradas a la red vienen dadas por

$$(2.32) \quad P_{red} = i_q v_q \quad Q_{red} = i_d v_q$$

siendo  $v_q$  la componente en  $q$  de la tensión de red. Así, la corriente en el eje  $q$  controla la potencia activa que se vierte a la red y la corriente en  $d$  la potencia reactiva.

La referencia de potencia reactiva viene impuesta, en condiciones normales, por el operador de la red eléctrica a la que esté conectado el parque eólico. En caso de hueco

de tensión o sobretensión, los códigos de red imponen la referencia de reactiva, que suele depender de la amplitud de la perturbación.

La referencia de potencia activa viene dada por el control de la tensión del bus de continua. La tensión de bus se controla mediante un regulador PI, cuya salida es la potencia que se debe evacuar a la red para que la tensión de bus permanezca constante en su valor nominal. Este bus recibe la potencia extraída del generador, por lo que al controlar la tensión de bus a un valor constante se asegura que la potencia que se evacúa a la red sea justamente la misma que la extraída del generador.

Con las referencias de potencia activa y reactiva y utilizando las relaciones descritas en (2.32), se obtienen los valores de referencia de las corrientes en ejes  $dq$ . El control de las corrientes se hace de la misma manera que en el caso del MSC. En la Fig 2.7 se representa esquemáticamente el control del GSC.

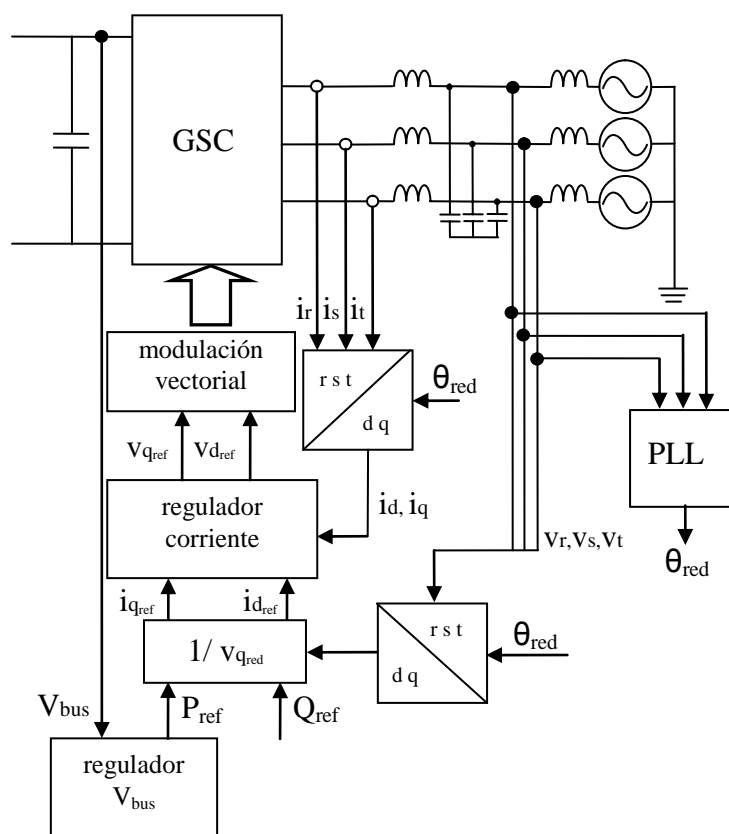


Fig 2.7.- Esquema de control del GSC

El control del sistema, tanto del GSC como del MSC, es un control digital, es decir, las mediciones de las variables de interés y los cálculos para obtener las tensiones de referencia se hacen cada cierto tiempo en vez de continuamente. Este tiempo, que se



denomina tiempo de ciclo o de muestreo, es del orden de centenares de microsegundos. La parte de la modulación, que se encarga de transformar las tensiones de referencia en órdenes de disparo para los convertidores, es más rápida, y su tiempo de ejecución típico ronda la decena de microsegundos.



# 3

## Convertidor NPC

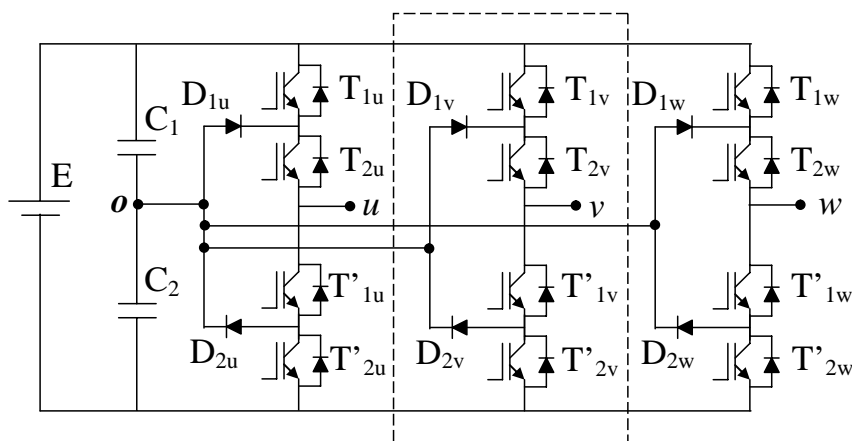
### 3.1 Introducción

Una de las maneras de aumentar la potencia de un sistema de conversión es utilizar topologías diferentes al inversor binivel clásico. Dentro de las muchas topologías multinivel existentes, el convertidor **NPC** es el que mayor implementación industrial ha tenido. Este convertidor permite duplicar la tensión del bus de continua del sistema de conversión sin cambiar el tipo de interruptor. Esto se consigue serializando los interruptores de tal manera que la tensión que tiene que soportar cada uno de ellos está limitada topológicamente a la mitad de la tensión del bus. Al tener más interruptores por fase que el convertidor binivel, el **NPC** también tiene más niveles en la tensión de salida, lo que provoca una reducción en el contenido armónico de dicha tensión [MAR 93].

En este capítulo se presenta este convertidor, analizando diferentes aspectos relacionados con él. Se explica su funcionamiento, su modulación tanto escalar como vectorial, y el control de la tensión del punto medio del bus de continua, que es fundamental para el buen funcionamiento del **NPC**.

### 3.2 Funcionamiento del convertidor

El convertidor "Neutral Point Clamped" o **NPC** es un convertidor trinivel, es decir, la tensión de salida de cada fase puede tomar tres valores distintos. Su esquema se muestra en la **Fig 3.1**. La tensión de entrada  $E$  se reparte en partes iguales en el divisor capacitivo formado por  $C_1$  y  $C_2$ , y el punto situado entre los dos condensadores se denomina punto medio  $o$ . El **NPC** está compuesto por tres células de conmutación trinivel, una por cada fase. Cada célula trinivel se compone a su vez de cuatro interruptores ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T'_1$  y  $T'_2$ ) colocados en serie. El punto entre cada pareja de interruptores se conecta al punto medio a través de los diodos limitadores  $D_1$  y  $D_2$ . A continuación se detalla el funcionamiento de este convertidor centrando el análisis en una célula trinivel.



**Fig 3.1.- Esquema del NPC**

De todas las combinaciones posibles de encendido y apagado de los interruptores de cada célula de conmutación trinivel, sólo hay tres configuraciones utilizables, es decir, que permitan la circulación de corriente en ambos sentidos y no cortocircuiten ninguna fuente de tensión. Dichas configuraciones se muestran en la **Fig 3.2** para el caso de la célula correspondiente a la fase  $u$ .

En esta figura también se representan los caminos que seguirá la corriente de fase dependiendo de la posición de la célula y del sentido de la corriente. En la posición **O**, la corriente circula a través del punto medio, lo cual originará desequilibrios en la tensión de dicho punto, es decir, un condensador se cargará (o descargará) de tal manera que la tensión del punto medio dejará de ser  $E/2$ . Para garantizar el correcto funcionamiento del **NPC** es de vital importancia controlar la tensión del punto medio, de manera que no se desvíe excesivamente del valor correcto. Posteriormente en este mismo capítulo se ahonda en este tema.

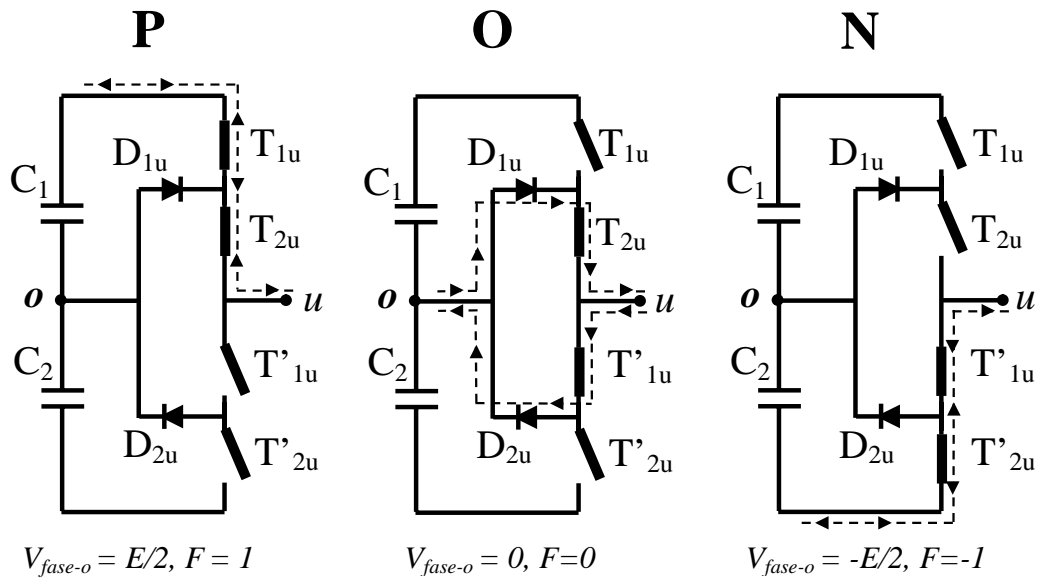


Fig 3.2.- Posiciones posibles de una célula trinivel

La tensión de fase respecto al punto medio de la célula de conmutación trinivel se puede representar mediante la función de conexión  $F$  de dicha fase, de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$(3.1) \quad v_{xo} = F_x \frac{E}{2}$$

con  $x = u, v, w$ . Cada combinación de interruptores origina una tensión de fase-punto medio distinta. En la **Fig 3.2** también se muestra el valor de  $F$  para cada posición.

Además de la tensión fase-punto medio, las tensiones de línea y de fase también presentan más niveles que en un inversor binivel convencional. Para determinar el número de dichos niveles de tensión, se parte del circuito representado en la **Fig 3.3**, consistente en el convertidor NPC conectado a una carga trifásica. El desarrollo se realiza para una carga compuesta por tres ramas que incluyen una resistencia  $R$ , una inductancia  $L$  y una fuente de tensión  $u_x$  conectadas en estrella, aunque las conclusiones pueden generalizarse para cualquier carga genérica equilibrada con neutro aislado.

Las tensiones de cada fase respecto al neutro se pueden considerar como la resta de la tensión fase-punto medio con la tensión del neutro respecto al punto medio:

$$(3.2) \quad v_{xn} = v_{xo} - v_{no}$$

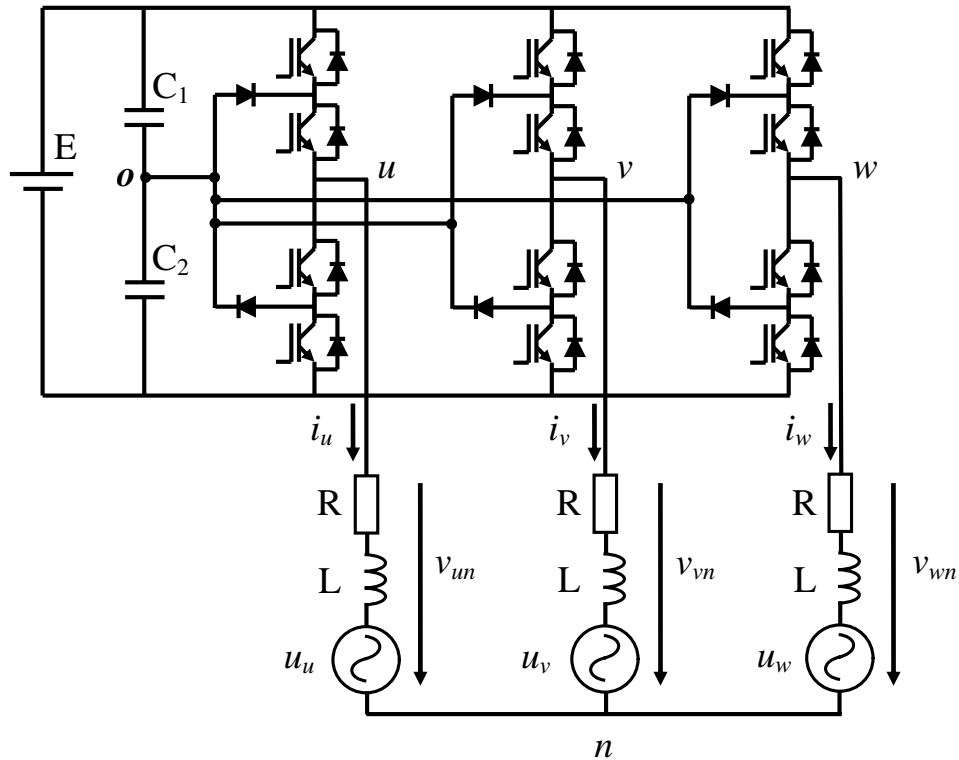


Fig 3.3.- Convertidor NPC con carga trifásica

Con la ecuación (3.1) se puede representar la tensión fase-punto medio utilizando la función de conexión de cada fase. En cuanto a la tensión del neutro respecto al punto medio, partiendo de las ecuaciones que relacionan las tensiones y corrientes en la carga trifásica:

$$(3.3) \quad v_{un} = v_{uo} - v_{no} = Ri_u + L \frac{di_u}{dt} + u_u$$

$$(3.4) \quad v_{vn} = v_{vo} - v_{no} = Ri_v + L \frac{di_v}{dt} + u_v$$

$$(3.5) \quad v_{wn} = v_{wo} - v_{no} = Ri_w + L \frac{di_w}{dt} + u_w$$

Suponiendo que las tensiones de la carga trifásica son equilibradas y que el neutro está aislado, o lo que es equivalente, que se cumplen las siguientes relaciones:

$$(3.6) \quad \sum u_x = 0, \quad \sum i_x = 0, \quad \text{con } x = u, v, w$$

y sumando las ecuaciones (3.3), (3.4) y (3.5) y aplicando la relación (3.6), se obtiene la ecuación que da la tensión del neutro respecto al punto medio:

$$(3.7) \quad v_{no} = \frac{v_{uo} + v_{vo} + v_{wo}}{3}$$

Combinando esta ecuación con (3.2) y aplicando la definición de función de conexión, las tensiones fase-neutro se calculan como:

$$(3.8) \quad v_{un} = v_{uo} - v_{no} = F_u \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \frac{(F_u + F_v + F_w)}{3} = \frac{E}{6} (2F_u - F_v - F_w)$$

$$(3.9) \quad v_{vn} = v_{vo} - v_{no} = F_v \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \frac{(F_u + F_v + F_w)}{3} = \frac{E}{6} (2F_v - F_u - F_w)$$

$$(3.10) \quad v_{wn} = v_{wo} - v_{no} = F_w \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \frac{(F_u + F_v + F_w)}{3} = \frac{E}{6} (2F_w - F_u - F_v)$$

En lo que respecta a las tensiones de línea:

$$(3.11) \quad v_{uv} = v_{un} - v_{vn} = \frac{E}{6} (2F_u - F_v - F_w) - \frac{E}{6} (2F_v - F_u - F_w) = \frac{E}{2} (F_u - F_v)$$

$$(3.12) \quad v_{vw} = v_{vn} - v_{wn} = \frac{E}{6} (2F_v - F_u - F_w) - \frac{E}{6} (2F_w - F_u - F_v) = \frac{E}{2} (F_v - F_w)$$

$$(3.13) \quad v_{wu} = v_{wn} - v_{un} = \frac{E}{6} (2F_w - F_u - F_v) - \frac{E}{6} (2F_u - F_v - F_w) = \frac{E}{2} (F_w - F_u)$$

En la **Tabla 3.1** se muestran los valores de las tensiones, tanto de fase como de línea, para cada posible combinación de estados. Se observa que hay 9 posibles niveles para las tensiones de fase (0,  $\pm E/6$ ,  $\pm E/3$ ,  $\pm E/2$ ,  $\pm 2E/3$ ), y 5 posibles niveles para las tensiones de línea (0,  $\pm E/2$ ,  $\pm E$ ).

ESTADO u v w	$v_{uo}$	$v_{vo}$	$v_{wo}$	$v_{un}$	$v_{vn}$	$v_{wn}$	$v_{uv}$	$v_{vw}$	$v_{wu}$
<b>PPP</b>	$E/2$	$E/2$	$E/2$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$
<b>PPO</b>	$E/2$	$E/2$	$0$	$E/6$	$E/6$	$-E/3$	$0$	$E/2$	$-E/2$
<b>PPN</b>	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$0$	$E$	$-E$
<b>POP</b>	$E/2$	$0$	$E/2$	$E/6$	$-E/3$	$E/6$	$E/2$	$-E/2$	$0$
<b>POO</b>	$E/2$	$0$	$0$	$E/3$	$-E/6$	$-E/6$	$E/2$	$0$	$-E/2$
<b>PON</b>	$E/2$	$0$	$-E/2$	$E/2$	$0$	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-E$
<b>PNP</b>	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$E$	$-E$	$0$
<b>PNO</b>	$E/2$	$-E/2$	$0$	$E/2$	$-E/2$	$0$	$E$	$-E/2$	$-E/2$
<b>PNN</b>	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$E$	$0$	$-E$
<b>OPP</b>	$0$	$E/2$	$E/2$	$-E/3$	$E/6$	$E/6$	$-E/2$	$0$	$E/2$
<b>OPO</b>	$0$	$E/2$	$0$	$-E/6$	$E/3$	$-E/6$	$-E/2$	$E/2$	$0$
<b>OPN</b>	$0$	$E/2$	$-E/2$	$0$	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$E$	$-E/2$
<b>OOP</b>	$0$	$0$	$E/2$	$-E/6$	$-E/6$	$E/3$	$0$	$-E/2$	$E/2$
<b>OOO</b>	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$
<b>OON</b>	$0$	$0$	$-E/2$	$E/6$	$E/6$	$-E/3$	$0$	$E/2$	$-E/2$
<b>ONP</b>	$0$	$-E/2$	$E/2$	$0$	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-E$	$E/2$
<b>ONO</b>	$0$	$-E/2$	$0$	$E/6$	$-E/3$	$E/6$	$E/2$	$-E/2$	$0$
<b>ONN</b>	$0$	$-E/2$	$-E/2$	$E/3$	$-E/6$	$-E/6$	$E/2$	$0$	$-E/2$
<b>NPP</b>	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E$	$0$	$E$
<b>NPO</b>	$-E/2$	$E/2$	$0$	$-E/2$	$E/2$	$0$	$-E$	$E/2$	$E/2$
<b>NPN</b>	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-E$	$E$	$0$
<b>NOP</b>	$-E/2$	$0$	$E/2$	$-E/2$	$0$	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$E$
<b>NOO</b>	$-E/2$	$0$	$0$	$-E/3$	$E/6$	$E/6$	$-E/2$	$0$	$E/2$
<b>NON</b>	$-E/2$	$0$	$-E/2$	$-E/6$	$E/3$	$-E/6$	$-E/2$	$E/2$	$0$
<b>NNP</b>	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$0$	$-E$	$E$
<b>NNO</b>	$-E/2$	$-E/2$	$0$	$-E/6$	$-E/6$	$E/3$	$0$	$-E/2$	$E/2$
<b>NNN</b>	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$

Tabla 3.1.- Combinaciones de estados del NPC

Las ecuaciones de tensión fase-neutro y tensión de línea son igualmente válidas para el convertidor binivel, pero en este caso la función de conexión  $F$  sólo puede tener dos valores posibles, 1 o -1. Si se realiza la tabla anterior para el caso de este convertidor (Tabla 3.2) se hace evidente que los niveles de tensión se han reducido respecto al NPC. Mientras que éste tenía 9 niveles para la tensión de fase y 5 para la de línea, en el caso del convertidor binivel la tensión de fase tiene 5 niveles ( $0, \pm E/3, \pm 2E/3$ ) y la de línea 3 ( $0, \pm E$ ). Este mayor número de niveles en la tensión sintetizada provoca, como ya se ha dicho en la introducción, una menor distorsión armónica en la onda de salida, así como menores derivadas de tensión.



ESTADO u v w	$v_{uo}$	$v_{vo}$	$v_{wo}$	$v_{un}$	$v_{vn}$	$v_{wn}$	$v_{uv}$	$v_{vw}$	$v_{wu}$
<b>PPP</b>	$E/2$	$E/2$	$E/2$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$
<b>PPN</b>	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$0$	$E$	$-E$
<b>PNP</b>	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$E$	$-E$	$0$
<b>PNN</b>	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$E$	$0$	$-E$
<b>NPP</b>	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E$	$0$	$E$
<b>NPN</b>	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-E$	$E$	$0$
<b>NNP</b>	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$0$	$-E$	$E$
<b>NNN</b>	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$

Tabla 3.2.- Combinaciones de estados del convertidor binivel

A modo de comparativa, en las siguientes figuras se representan las tensiones de fase y de línea obtenidas a la salida de ambos convertidores. Es evidente el mayor número de niveles en las tensiones del NPC, tanto de fase como de línea.

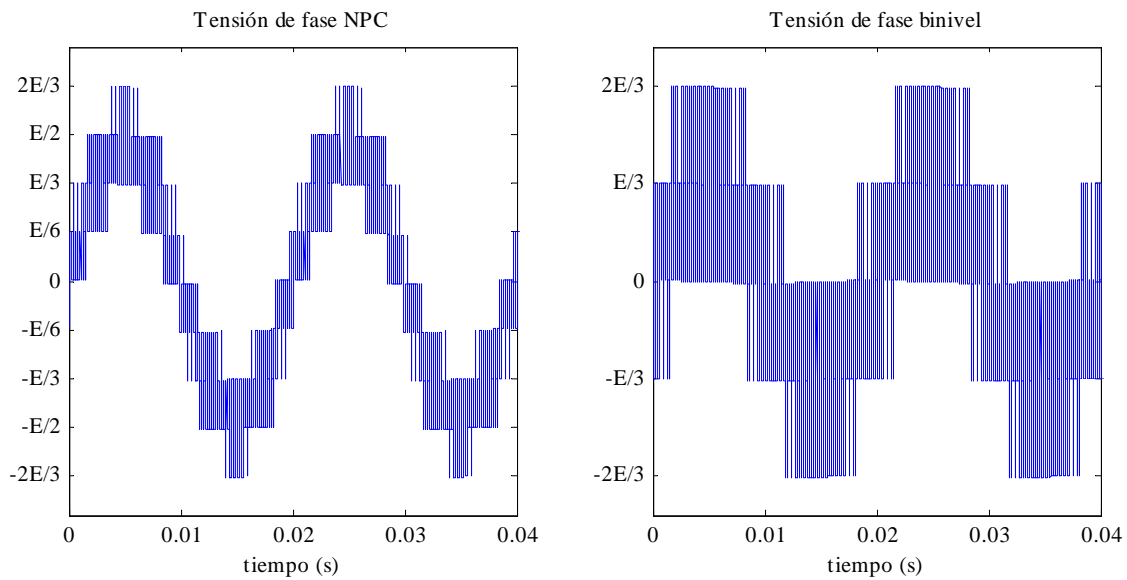
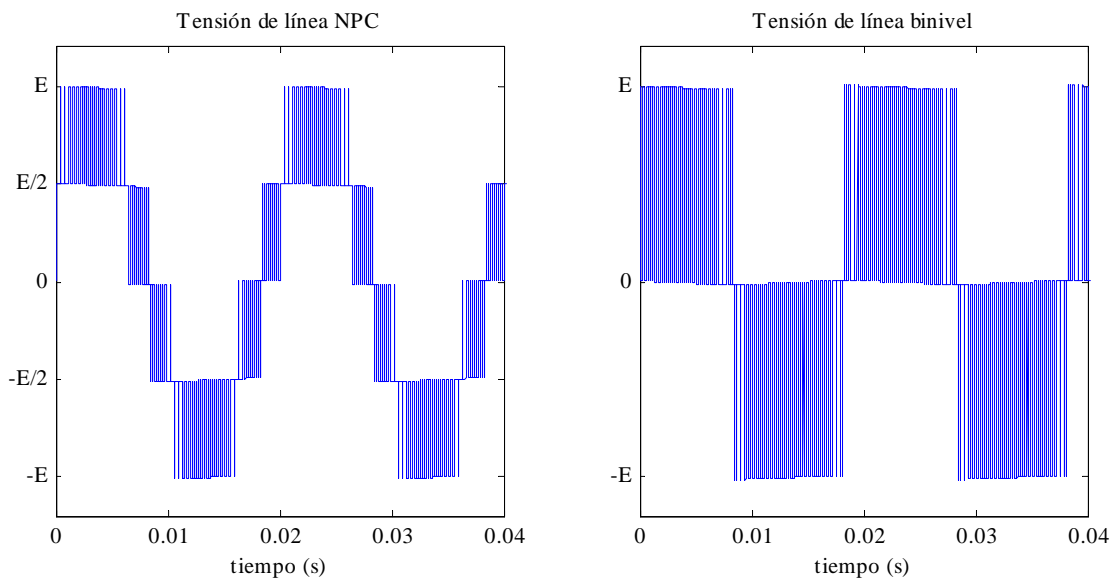
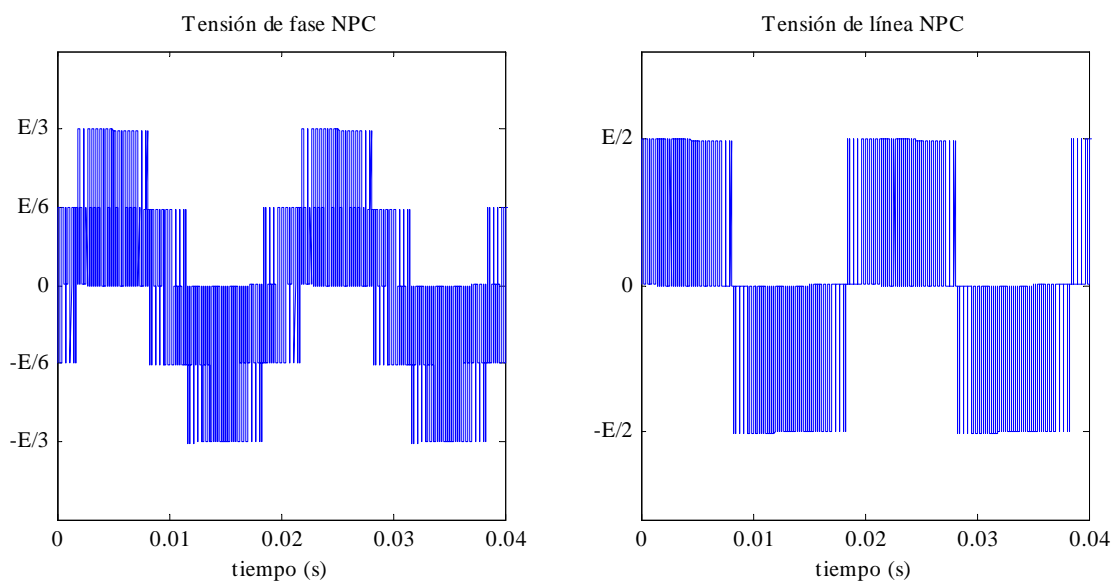


Fig 3.4.- Tensiones fase-neutro con NPC y binivel



**Fig 3.5.- Tensiones de línea con NPC y binivel**

Debe precisarse que, en el **NPC**, este número de niveles en la tensión de salida se obtiene cuando se sintetizan tensiones de referencia grandes. En el caso de que las tensiones de referencia sean de poca magnitud, el número de niveles se reduce a 5 para la tensión de fase y 3 para la de línea, los mismos que en el convertidor binivel. Esto se comprueba observando la **Fig 3.6**.



**Fig 3.6.- Tensiones de fase y de línea del NPC con baja tensión de referencia**

Como ya se ha dicho anteriormente, en el convertidor **NPC** la tensión que debe soportar un interruptor que esté en corte está limitada topológicamente a la mitad de la tensión de entrada. Esto es cierto tanto en el régimen estático, sin cambios en el estado

de los interruptores, como en el régimen dinámico, durante la transición de un estado a otro.

En lo que se refiere al régimen estático se pueden distinguir dos casos. En el primer caso, los interruptores internos están en conducción y los externos están abiertos (estado **O**). En este caso, la tensión de corte de los interruptores abiertos está limitada a su condensador asociado debido a que uno de los dos diodos está en conducción. En el segundo caso, los dos interruptores superiores o los dos inferiores están en corte (estados **P** o **N**). Aquí, el reparto de tensiones entre los dos interruptores en corte depende de las corrientes de fugas. El diodo correspondiente ( $D_1$  en el estado **N** y  $D_2$  en el estado **P**) se encarga de limitar la tensión de los dos interruptores a la mitad de la tensión de bus, polarizándose directamente o aportando su propia corriente de fugas (en [ALO05] se explica la limitación de tensión de los interruptores con más detalle, tanto en el régimen estático como en el dinámico).

En cuanto al régimen dinámico, tanto en el apagado de un interruptor externo (transición **P**→**O** o **N**→**O**) como en el apagado de uno interno (transición **O**→**P** o **O**→**N**) se garantiza la limitación en la tensión del interruptor que se apaga [ALO05]. Sin embargo, en el apagado simultáneo de dos interruptores (transición **P**→**N** o **N**→**P**) el reparto de tensiones entre los interruptores que se apagan depende de las características físicas de cada interruptor y de la sincronización de las órdenes de apagado. En este caso, es posible que un interruptor soporte más que la mitad de la tensión de bus (puede tener que soportar la tensión de bus al completo), lo que puede provocar su destrucción. En consecuencia, las transiciones directas **P**→**N** y **N**→**P** no están permitidas: la modulación debe pasar obligatoriamente por el estado **O**.

### 3.3 Modulación escalar y vectorial

Las diferentes técnicas de modulación aplicables al **NPC** se pueden dividir en técnicas escalares y técnicas vectoriales. La modulación vectorial permite aplicar estrategias para mejorar diversos aspectos del funcionamiento, como reducir los armónicos [MCG01] o las pérdidas de conmutación [MAR00]. La modulación escalar necesita circuitos de control más sencillos, por lo que es ampliamente utilizada a nivel industrial.

#### 3.3.1 Modulación escalar

En la modulación escalar se realiza un control independiente de cada fase, es decir, las órdenes de disparo de una fase se obtienen a partir de la tensión de referencia

de dicha fase, sin tener en cuenta las otras dos. A la hora de sintetizar la tensión de referencia, se ha de tener en cuenta la necesidad de evitar conmutaciones directas entre los estados **P**→**N** por las razones de reparto de tensiones de corte expuestas anteriormente. Así, la modulación debe garantizar que las conmutaciones sean siempre entre los estados **P** y **O** o entre **O** y **N**.

En la **Fig 3.7** se muestran las combinaciones de interruptores para cada estado posible de una fase, junto con la tensión fase-punto medio obtenida. Se observa que en las transiciones entre estados permitidas sólo cambia de estado una pareja de interruptores, en la transición **P**→**O** cambia de estado la pareja  $T_1$  y  $T'_1$ , mientras que en la transición **N**→**O** la pareja que cambia es la formada por  $T_2$  y  $T'_2$ . De esta manera, en el semiciclo positivo de la onda de tensión a sintetizar sólo deben conmutar  $T_1$  y  $T'_1$  mientras la pareja  $T_2$  y  $T'_2$  permanece inalterada. Lo contrario ocurre en el semiciclo negativo.

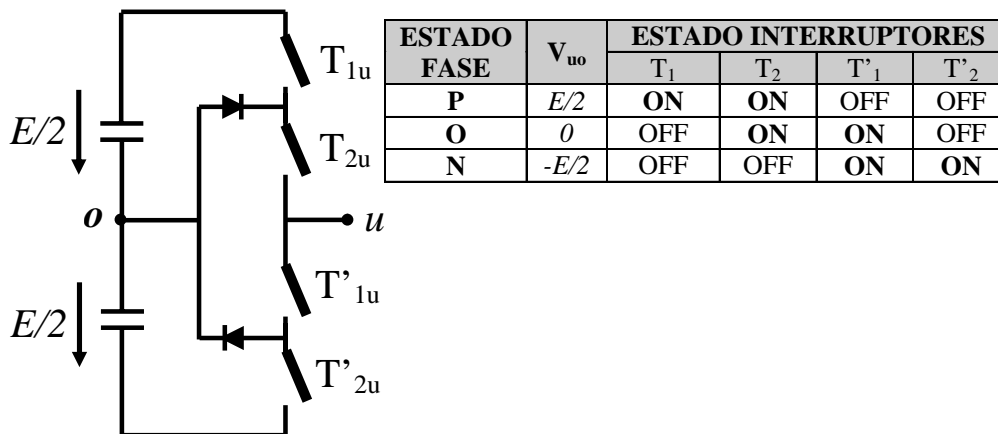


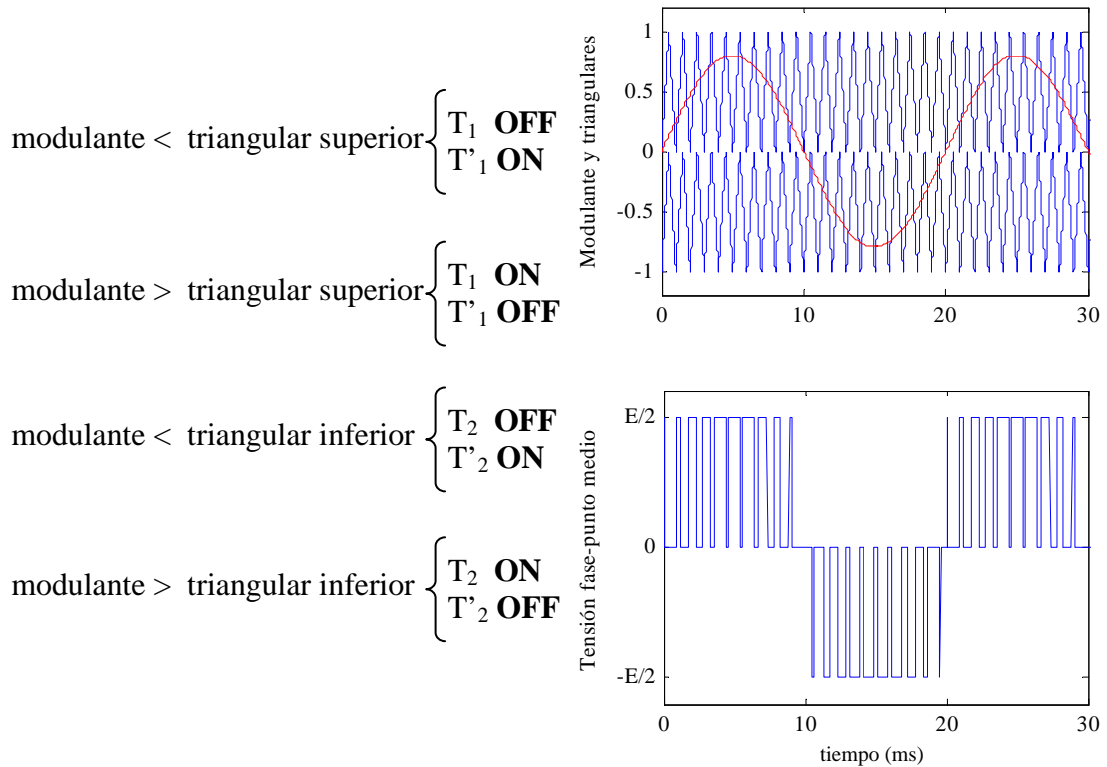
Fig 3.7.- Combinación de interruptores para cada estado de fase

Las órdenes de disparo de los interruptores se obtienen comparando una señal modulante con dos ondas triangulares distintas [CAR92]. Las ondas triangulares son de amplitud unitaria, estando una oscilando entre los valores 0 y 1 y la otra entre -1 y 0. La amplitud de la onda modulante viene dada, al igual que en el caso de la modulación escalar para binivel, por

$$(3.14) \quad v_m = \frac{V_{ref}}{E/2}$$

siendo  $V_{ref}$  la tensión a sintetizar,  $E$  la tensión del bus de continua y  $v_m$  la modulante.

De la comparación entre la modulante y la triangular superior se obtienen los disparos de la pareja de interruptores  $T_1$  y  $T'_1$ , y para la otra pareja se compara la modulante con la triangular inferior. En la **Fig 3.8** se muestran la modulante y las triangulares correspondientes a una fase, y la tensión respecto al punto medio de dicha fase. También aparecen las relaciones que permiten obtener los órdenes de disparo a partir de la comparación de la modulante con las triangulares.



**Fig 3.8.- Modulación escalar del NPC**

En la anterior figura se aprecia como mediante este método se consigue sintetizar la tensión de referencia utilizando los tres niveles de tensión fase-punto medio existentes y asegurando que no se van a producir transiciones prohibidas entre los estados **P** y **N**, siempre que no haya discontinuidades en la modulante.

### 3.3.2 Modulación vectorial

En la modulación vectorial se tienen en cuenta el conjunto de las tres fases a la hora de sintetizar las tensiones de referencia. Esto se consigue utilizando el concepto de vector espacial [NOV76], que permite representar un sistema trifásico mediante un único vector. Para el caso que nos ocupa, el sistema trifásico está compuesto por las tres tensiones fase-neutro que impone el **NPC**.

El vector espacial de este sistema está dado por:

$$(3.15) \quad \vec{v}_{esp} = \frac{2}{3} (v_{un} + v_{vn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{wn} e^{-j\frac{2\pi}{3}})$$

La relación (3.15) es equivalente a aplicar la transformada de Clarke ya comentada en el capítulo 2 a las tensiones fase-neutro, pero utilizando una  $K$  de  $\frac{2}{3}$  en lugar de  $\frac{\sqrt{2}}{3}$  (convenio invariante en tensión en vez de invariante en potencia).

Anteriormente se han presentado todas las combinaciones posibles de los estados de fase del NPC, junto con sus tensiones fase-neutro (Tabla 3.1). Si se asigna a cada combinación su vector espacial correspondiente, se puede representar el mapa vectorial del convertidor NPC (Fig 3.9).

Los vectores se pueden clasificar en cuatro tipos, según su magnitud: nulos, pequeños, medianos y grandes. Los vectores pequeños y los nulos son redundantes, es decir, hay más de una combinación de estados que originan las mismas tensiones fase-neutro. Este hecho es de gran importancia a la hora de diseñar modulaciones especiales con el objetivo de equilibrar el punto medio del convertidor, reducir conmutaciones y armónicos y también la tensión en modo común introducida por el convertidor.

La modulación vectorial consiste en sintetizar un vector tensión de referencia dado a partir de los vectores disponibles en el mapa vectorial. La modulación más habitual es la NSV, que es la que se va a utilizar en este capítulo. Consiste en realizar un promediado de los tres vectores más cercanos al vector referencia, de tal manera que se cumplan las siguientes ecuaciones:

$$(3.16) \quad t_1 \vec{V}_1 + t_2 \vec{V}_2 + t_3 \vec{V}_3 = T_m \vec{V}_{REF}$$

$$(3.17) \quad t_1 + t_2 + t_3 = T_m$$

siendo  $T_m$  el tiempo de muestreo y  $t_x$  el tiempo del vector  $V_x$ . Así, la utilización de los tres vectores contiguos el tiempo correspondiente  $t_x$  dará una tensión promedio igual que si se estuviera emitiendo el vector de referencia durante el tiempo de muestreo. La utilización de los tres vectores contiguos al vector referencia tiene como objetivo reducir la distorsión armónica, ya que así se minimiza el error instantáneo entre el vector que se está emitiendo y el vector referencia. También se reduce el número de conmutaciones de interruptores que se deben realizar, reduciéndose así las pérdidas.

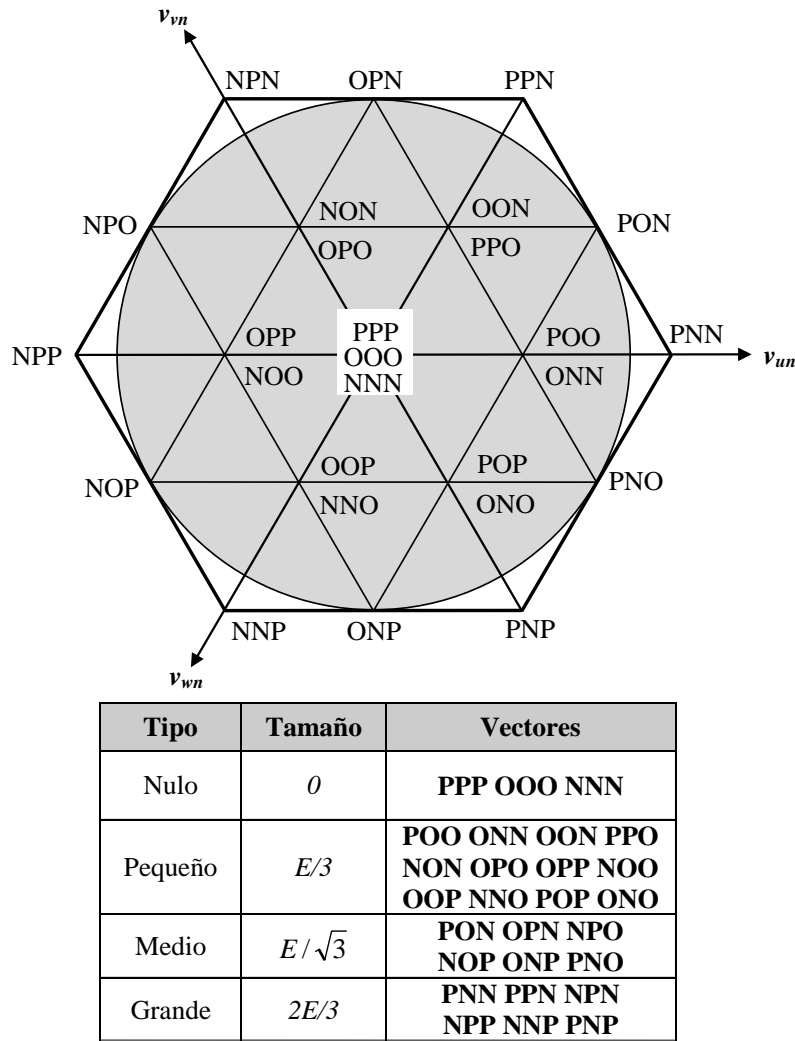


Fig 3.9.- Mapa vectorial del NPC

Si las tensiones de referencia son sinusoidales el vector recorrerá una trayectoria circular. Para sintetizar correctamente estas tensiones es necesario que el vector de referencia esté incluido en el mapa vectorial durante todo su recorrido completo. En la **Fig 3.9** se ha representado la zona sombreada a la que se debe confinar el vector referencia si se desea realizar una modulación lineal; el máximo módulo del vector referencia que se puede conseguir para evitar que salga del rango lineal es de  $E/\sqrt{3}$ .

Existen diversas técnicas para calcular los tiempos correspondientes a cada vector. Se puede optar por adaptar la formulación de la modulación del binivel al caso del trinivel [KAK97]. Esta opción es bastante costosa en términos de tiempo de computación, ya que necesita realizar varias operaciones trigonométricas. La opción que se ha utilizado en la presente tesis es la presentada en [ALO01]. Esta técnica consiste en

realizar cambios en el sistema de coordenadas para que al calcular los tiempos de cada vector haya que utilizar las mínimas operaciones trigonométricas. En los párrafos siguientes se describe esta técnica con más detalle.

Se parte de las tensiones de referencia en los ejes  $dq$   $V_{dref}$  y  $V_{qref}$ . A partir de estas tensiones de referencia se calcula el módulo  $M$  y el ángulo  $\theta$  del vector referencia, utilizando las siguientes ecuaciones:

$$(3.18) \quad M = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{V_{dref}^2 + V_{qref}^2}$$

$$(3.19) \quad \theta = \arctan \left( \frac{V_{qref}}{V_{dref}} \right) + \theta_{ejed}$$

siendo  $\theta_{ejed}$  el ángulo que forma el eje  $d$  con el eje de abscisas (este ángulo varía con el tiempo, ya que los ejes  $dq$  son giratorios). Una vez obtenido el vector referencia, el siguiente paso consiste en escalar el mapa vectorial de tal manera que la distancia entre dos vectores contiguos sea unitaria. Esto se consigue dividiendo el módulo de los vectores por  $E/3$ . Lógicamente, el vector referencia también se debe escalar en la misma proporción:

$$(3.20) \quad |V_{REF}| = \frac{M}{E/3}$$

Con este escalamiento, el máximo módulo del vector referencia para que no sobrepase el rango de modulación lineal es de  $\sqrt{3}$ .

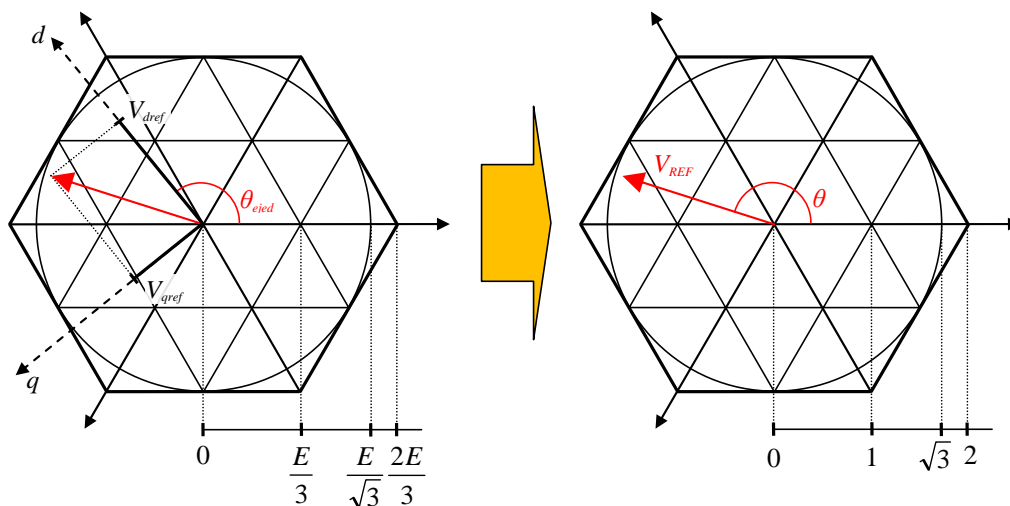
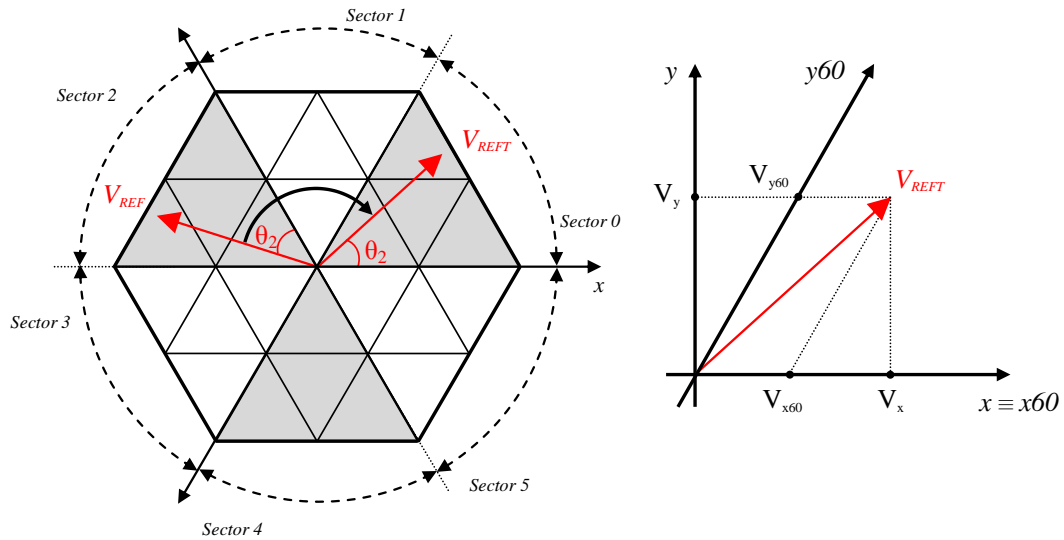


Fig 3.10.- Obtención del vector referencia y escalamiento del mapa vectorial



El mapa vectorial se puede considerar dividido en 6 sectores, de acuerdo con la **Fig 3.11**. El vector de referencia escalado se traslada al primer sector manteniéndose el ángulo que tenía respecto a las fronteras de su sector original, y una vez allí se procede a su proyección en ejes a 60°. La proyección en estos ejes es muy útil para reducir las operaciones trigonométricas a realizar y también se emplea en la modulación en convertidores binivel [TEN95].



**Fig 3.11.- Traslado al primer sector y proyección en ejes a 60°**

Para realizar el traslado al primer sector, primero se calcula el sector de origen:

$$(3.21) \quad Sector = \text{int} \left( \frac{\theta}{60^\circ} \right)$$

El valor del ángulo del vector referencia trasladado al primer sector es

$$(3.22) \quad \theta_2 = \theta - Sector \cdot 60$$

Con este ángulo se calculan las proyecciones en ejes  $xy$ :

$$(3.23) \quad V_x = |V_{REF}| \cos \theta_2$$

$$(3.24) \quad V_y = |V_{REF}| \sin \theta_2$$

Las coordenadas en los nuevos ejes  $x_{60}$  e  $y_{60}$  se obtienen a partir de las coordenadas en ejes  $x$  e  $y$ , utilizando las fórmulas (3.25) y (3.26). Estas fórmulas se pueden deducir fácilmente por observación de la **Fig 3.11**.

$$(3.25) \quad V_{x60} = V_x - \frac{V_y}{\tan 60^\circ} = V_x - 0.5774 V_y$$

$$(3.26) \quad V_{y60} = \frac{V_y}{\cos 30^\circ} = 1.1547 V_y$$

Una vez obtenidas estas coordenadas es necesario comprobar que el vector referencia se encuentra dentro de los límites del mapa vectorial, y en caso contrario truncar su módulo hasta que así sea. Para ello, resulta práctico tener en cuenta que la frontera del mapa vectorial es el lugar geométrico de los puntos cuyas proyecciones en ejes  $xy_{60}$  suman 2. Así, el truncamiento se hace de la siguiente manera:

$$(3.27) \quad \text{si } V_{x60} + V_{y60} > 2 \rightarrow V_{x60trun} = V_{x60} \frac{2}{V_{x60} + V_{y60}}, \quad V_{y60trun} = V_{y60} \frac{2}{V_{x60} + V_{y60}}$$

Aplicando esta relación se consigue que el vector esté justo en el límite del mapa vectorial, ya que sus componentes en ejes  $xy_{60}$  suman 2, y también mantener el ángulo del vector referencia antes de truncarlo, ya que sus dos componentes se multiplican por el mismo factor.

Con el vector referencia confinado al primer sector y proyectado en ejes a  $60^\circ$ , el siguiente paso es determinar a qué zona de las cuatro posibles dentro del primer sector pertenece el vector. Para ello se hace uso de la siguiente tabla, que es fácilmente deducible por observación de las características geométricas de las zonas.

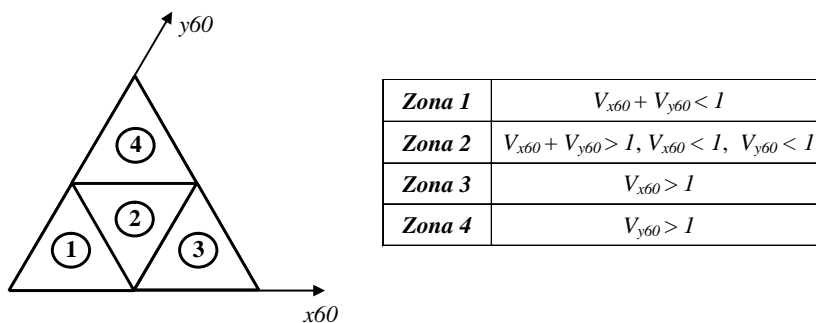


Fig 3.12.- Zonas del primer sector y tabla para identificación

Una vez identificada la zona se realiza un cambio del origen de coordenadas (del origen  $O$  al origen  $O_n$ ) dependiendo de la zona en la que se encuentre el vector. En la **Fig 3.13** se muestra este cambio de origen para las 4 zonas posibles, así como el cálculo de las nuevas coordenadas del vector referencia con este nuevo origen. También se muestran los tres vectores contiguos al de referencia en el nuevo sistema de coordenadas.

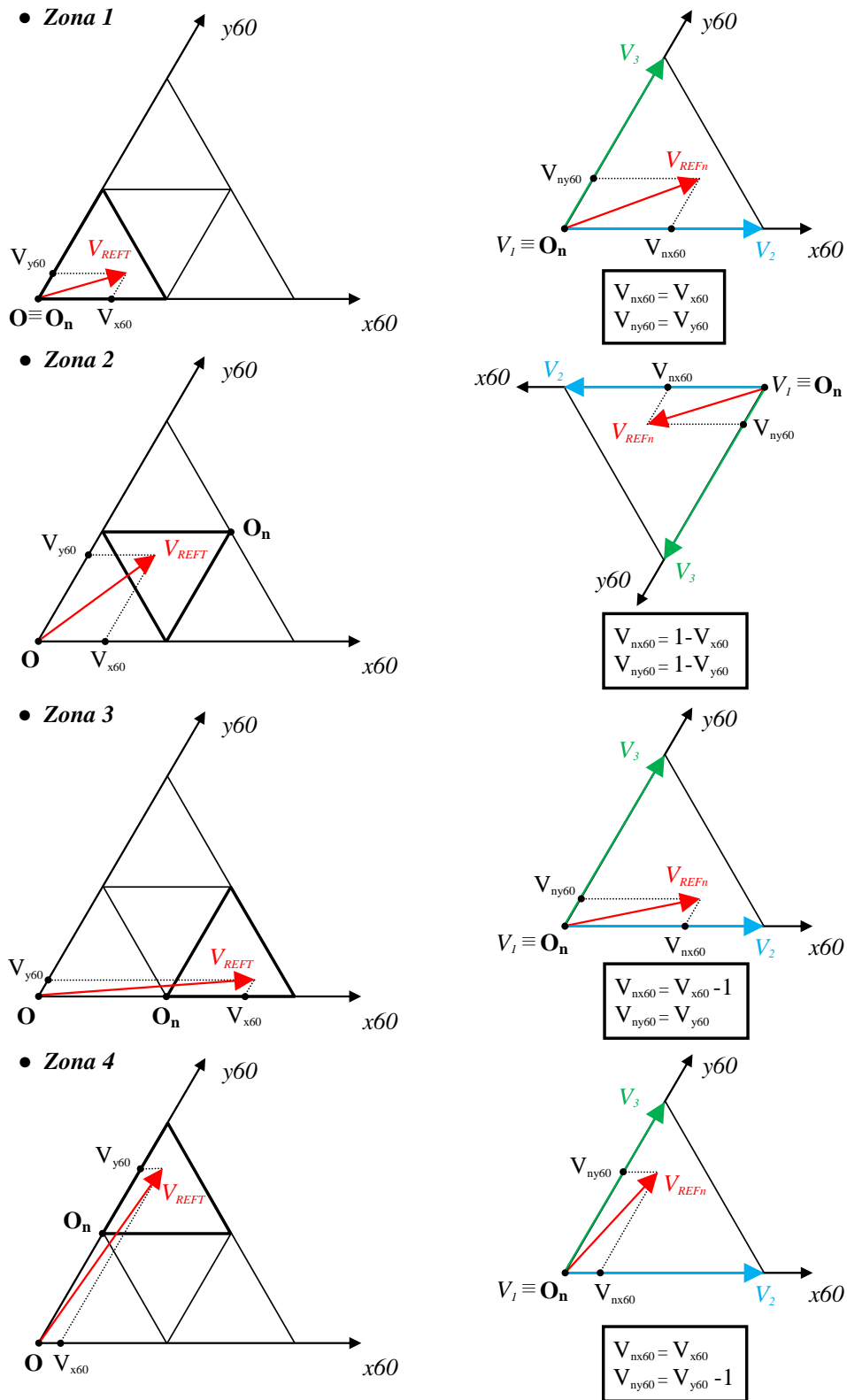


Fig 3.13.- Cambio de origen de coordenadas y proyecciones

Este último paso permite obtener las coordenadas del vector referencia en un sistema de coordenadas en el cual los vectores que se van a emplear para modular tienen las siguientes coordenadas:

- $\vec{V}_1$  está en el origen de coordenadas,  $\vec{V}_{1On} = (0,0)$
- $\vec{V}_2$  está a una distancia unitaria en el eje  $x_{60}$ ,  $\vec{V}_{2On} = (1,0)$
- $\vec{V}_3$  está a una distancia unitaria en el eje  $y_{60}$ ,  $\vec{V}_{3On} = (0,1)$

Por lo tanto, en el nuevo sistema de coordenadas las relaciones (3.16) y (3.17) se transforman en las siguientes ecuaciones:

$$(3.28) \quad t_1 \vec{V}_{1On} + t_2 \vec{V}_{2On} + t_3 \vec{V}_{3On} = T_m \vec{V}_{REFn}$$

$$(3.29) \quad t_2 = T_m V_{nx60}$$

$$(3.30) \quad t_3 = T_m V_{ny60}$$

$$(3.31) \quad t_1 = T_m - t_2 - t_3$$

De este modo, a partir de las nuevas coordenadas del vector de referencia se obtienen de manera inmediata los tiempos correspondientes a sus vectores contiguos. Queda pendiente determinar cuáles son estos vectores contiguos. Para ello se debe considerar la región donde se encontraba el vector de referencia antes de aplicar el traslado al primer sector.

Numerando las regiones tal y como aparece en la **Fig 3.14**, la región donde se encontraba originariamente el vector de referencia puede calcularse fácilmente mediante:

$$(3.32) \quad \text{región} = \text{zona} + 6 * \text{Sector}$$

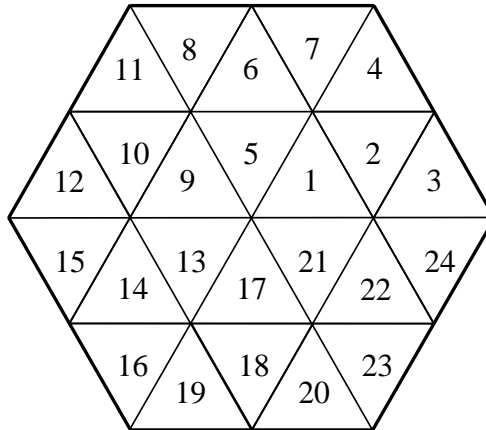


Fig 3.14.- División del mapa vectorial en regiones

En la **Fig 3.15** se muestra de forma esquemática el algoritmo de la modulación presentada. Una vez conocida la región del vector referencia y los tiempos de cada vector que limita esta región, aún queda por definir qué vectores emitir y en qué orden, lo que es conocido como la secuencia de vectores. Teniendo en cuenta la redundancia de vectores pequeños y nulos, en cualquier región del mapa vectorial es posible escoger más de una secuencia posible de vectores. Dicha selección depende del objetivo perseguido. En la siguiente sección se utiliza la redundancia para controlar la tensión del punto medio. En el caso de que la tensión del punto medio esté asegurada a través de dispositivos hardware [XIA99], se podrían utilizar diferentes secuencias con el objetivo de reducir el modo común (véase capítulo 8), reducir pérdidas, etcétera.

### 3.4 Control del punto medio

El control de la tensión del punto medio es vital para el correcto funcionamiento del convertidor NPC, ya que controlando dicha tensión se asegura el correcto reparto de la tensión en los semiconductores. Un desajuste en la tensión del punto medio provocará que los interruptores soporten más tensión que la mitad de la tensión del bus.

A la hora de controlar la tensión del punto medio se puede optar por controles por hardware o por software. Los controles por hardware consisten en dispositivos externos que inyectan corriente en el punto medio para compensar las desviaciones. Estas soluciones tienen una gran capacidad de compensación del punto medio y son muy robustas, no obstante, la necesidad de incorporar nuevos elementos al sistema de conversión aumenta el precio y la complejidad del mismo.

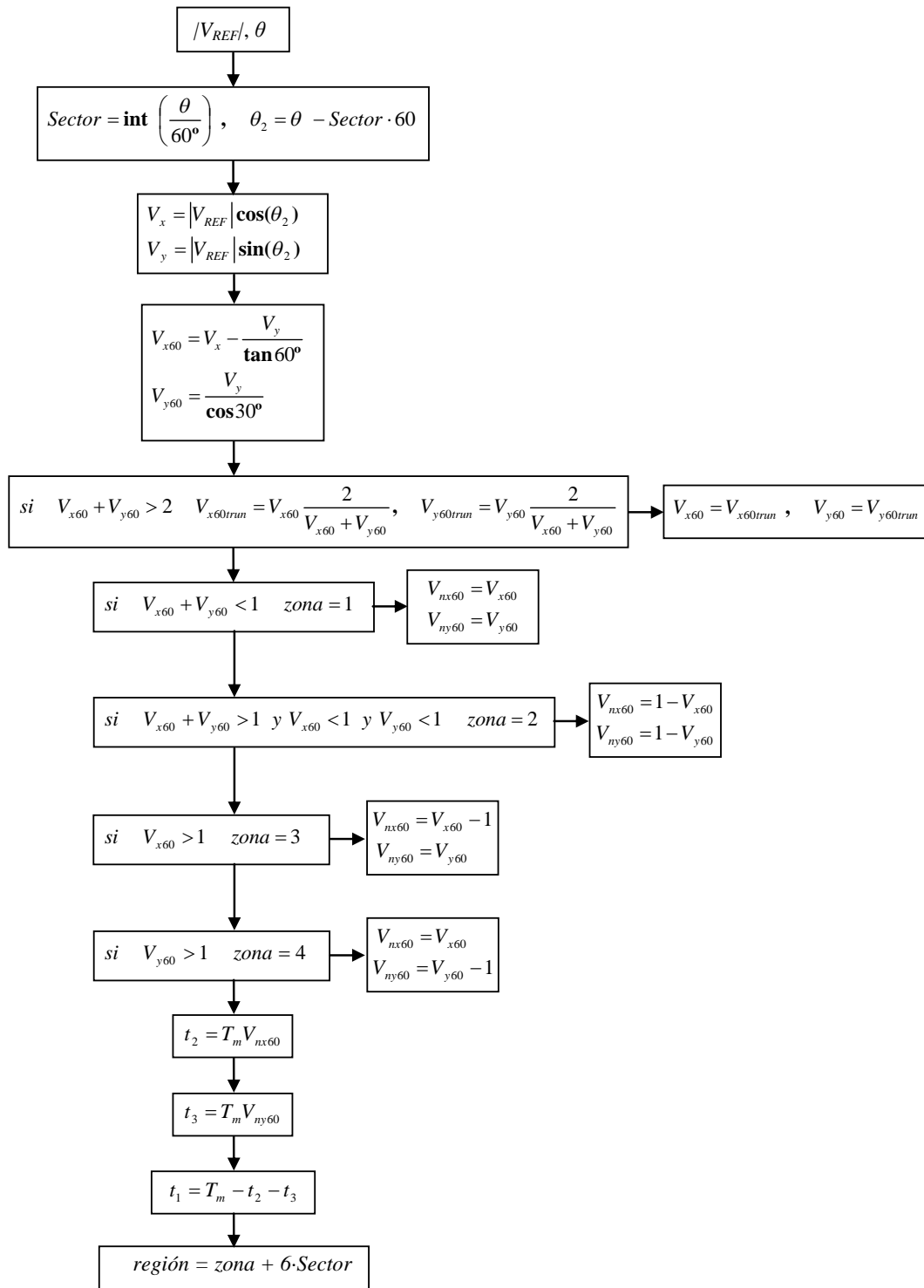
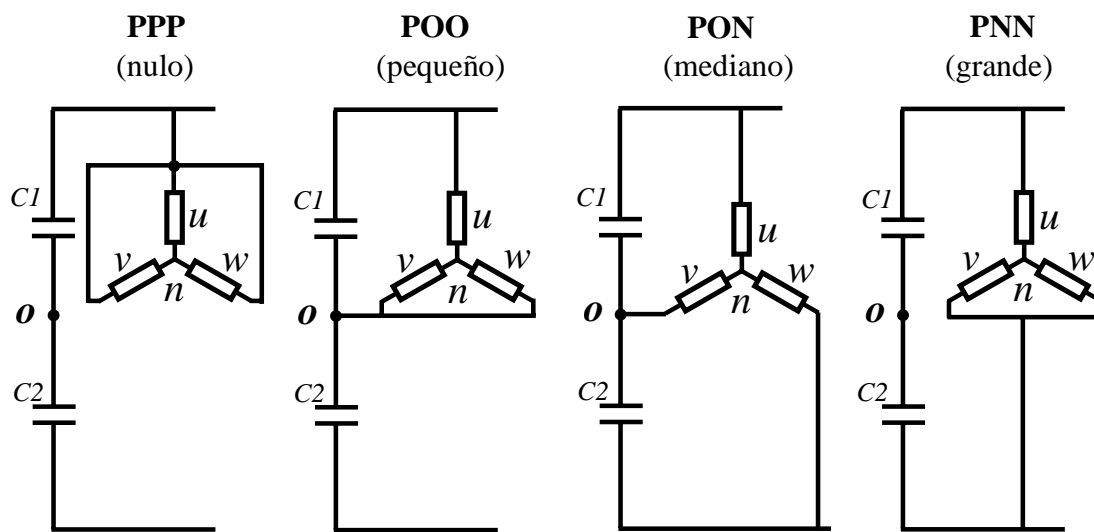


Fig 3.15.- Algoritmo de la modulación vectorial

También es posible controlar el punto medio por software, empleando para ello la modulación, ya sea escalar [NEW97] como vectorial. El control que se ha implementado en la presente tesis es un control por software para modulación vectorial,

concretamente un control por histéresis [YAO05]. Este control se basa en la redundancia de los vectores pequeños ya mencionada anteriormente que, generando la misma tensión de salida, permite influir de manera distinta en la tensión del punto medio.

En la **Fig 3.16** se muestra un ejemplo de cómo se conectan las fases para cada tipo de vector, nulo, pequeño, mediano y grande. Se observa que los únicos vectores que afectan a la tensión del punto medio, esto es, que inyectan corriente en el punto medio, son los medianos y pequeños. El vector nulo **OOO** también inyecta corriente al punto medio, concretamente la suma de las corrientes de las tres fases, pero al considerarse un sistema con neutro aislado, la corriente inyectada por dicho vector será nula.



**Fig 3.16.- Ejemplos de distintos tipos de vectores y su conexión al punto medio**

El control por software se basa en el hecho de que los vectores pequeños redundantes dan la misma tensión mientras que introducen una corriente contraria en el punto medio, tal como se muestra en la **Fig 3.17**, donde se indica la corriente introducida al punto medio por cada vector, en función de la corriente de fase correspondiente. Cada pareja de vectores está formada por un vector positivo y otro negativo. Llamamos vector positivo a aquel que introduce al punto medio la corriente de una fase (por ejemplo **PPO**, que introduce  $i_w$ ). Su pareja será un vector negativo que introducirá la corriente opuesta (siguiendo con el mismo ejemplo, será **OON**, que introduce  $-i_w$ ).

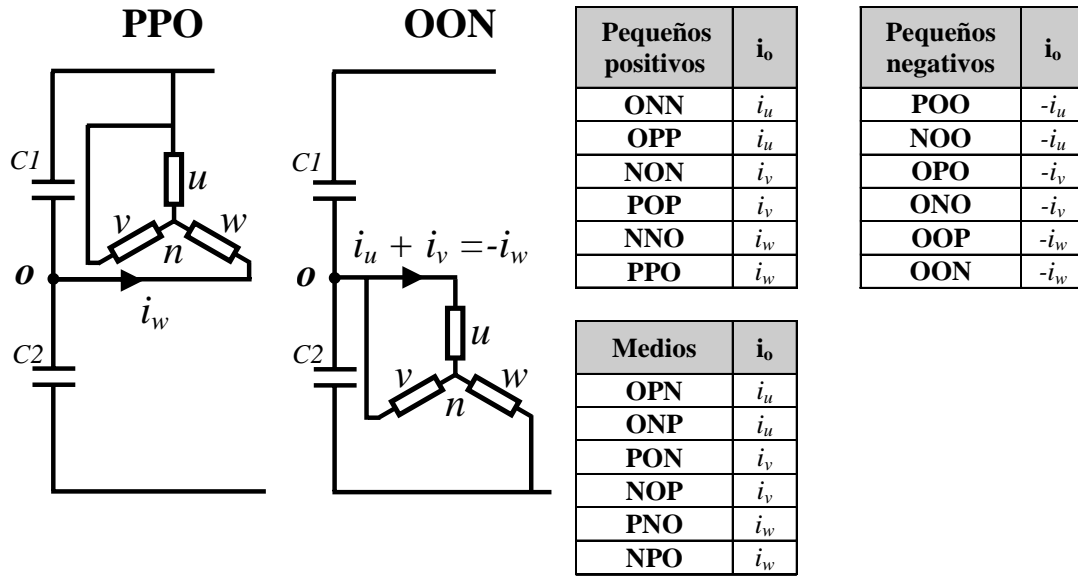


Fig 3.17.- Vectores redundantes y corriente introducida por el punto medio

Cada pareja de vectores pequeños redundante afecta a la tensión del punto medio de manera complementaria: si un vector pequeño inyecta una corriente que tiende a subir la tensión del punto medio, su par redundante inyectará la misma corriente en sentido contrario y tenderá a bajar dicha tensión. Se puede seleccionar el vector pequeño adecuado a la situación del punto medio, esto es, aquel que inyecte la corriente que desvíe la tensión del punto medio en la dirección que interese.

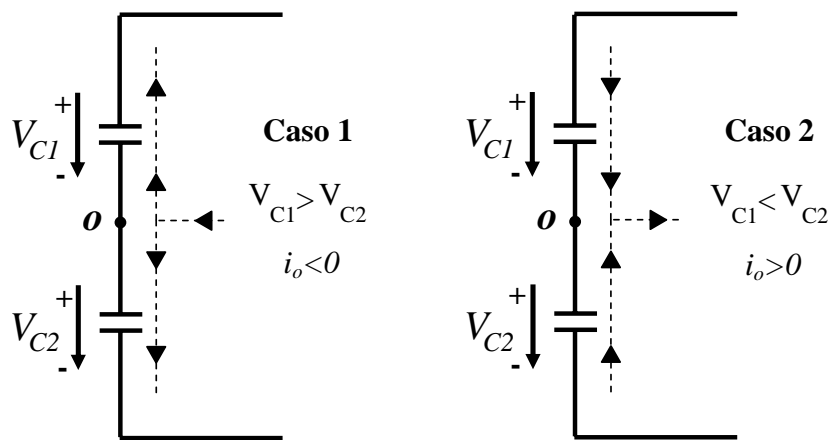
La corriente inyectada por los vectores medios no se puede controlar al no haber redundancia en estos vectores, por lo que esta corriente es una perturbación que debe ser compensada por la corriente inyectada por los vectores pequeños.

Como se acaba de ver, el efecto en la tensión del punto medio depende no sólo del vector pequeño escogido, sino también del sentido de las corrientes. Aunque en principio se debería tener en cuenta el valor de la corriente de cada fase, el método implementado en la presente tesis traslada el conjunto de las tres corrientes de salida a ejes  $xy$ , con el eje  $x$  alineado con el vector tensión de referencia. La corriente en  $x$  se corresponde con la componente activa de la corriente del convertidor, y la corriente en  $y$  con la componente reactiva. Una vez en ejes  $xy$ , se obtiene el sentido de la corriente utilizando únicamente la componente en  $x$ . Se considera corriente saliente cuando la componente en  $x$  es positiva, y al contrario. El hecho de tener en cuenta sólo la componente en  $x$  de la corriente deriva de que es ésta la componente que más peso tiene en la corriente introducida por los vectores pequeños en el punto medio [CEL99].



Mientras que en los vectores pequeños es la componente en  $x$  la que tiene mayor importancia, para los vectores medios sucede lo contrario. De aquí se deduce que a mayor corriente en el eje  $y$  (es decir, mayor cantidad de potencia reactiva manejada por el convertidor), más perturban los vectores medios la tensión del punto medio y más se reduce la capacidad de los vectores pequeños de compensar dicha perturbación. Por otro lado, el índice de modulación también influye en la capacidad de control del punto medio. A medida que el índice de modulación aumenta, también aumenta el tiempo de utilización de los vectores medios, a la vez que se reduce el tiempo de los vectores pequeños. El primer hecho incrementa la perturbación que ejercen los vectores medios sobre el punto medio, mientras que el segundo disminuye la capacidad de control de la tensión de dicho punto.

Para controlar la tensión del punto medio, el algoritmo de control obtiene el signo de la componente en  $x$  de la corriente de salida a través de la transformada en ejes  $xy$ . Después, sólo queda seleccionar el vector de la pareja redundante que se adecúe a la situación del punto medio. Tal como se muestra en la **Fig 3.18**, en el caso de que se desee elevar la tensión del punto medio, caso **1**, hay que utilizar el vector pequeño que origine una corriente negativa por dicho punto (a recordar el convenio de corriente positiva saliente). Si se desea reducir la tensión, caso **2**,  $i_o$  debe ser positiva.



**Fig 3.18.- Diferentes casos de desviaciones de la tensión del punto medio**

En la **Fig 3.19** se representa la corriente por el punto medio con las dos parejas de vectores redundantes **POO-ONN** (corriente por fase  $u$  e inversa) y **PPO-OON** (corriente por fase  $w$  e inversa) con  $i_x$  positiva. Se observa que los vectores **POO** y **PPO** introducen al punto medio corriente con el signo cambiado respecto al signo de  $i_x$ , ya que siendo  $i_x$  positiva la corriente introducida por ellos está en el semieje negativo de las fases  $u$  y  $w$ . Todo lo contrario que los vectores **ONN** y **OON**, que introducen corriente al punto medio con el mismo signo que  $i_x$ .

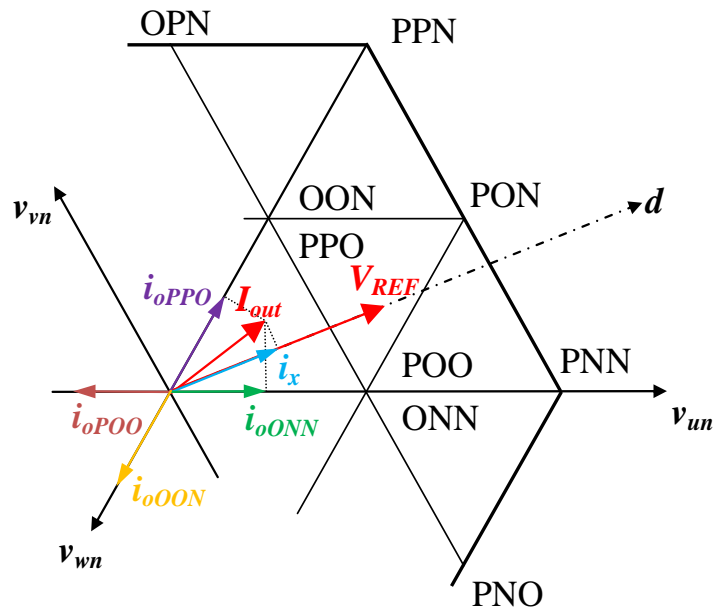


Fig 3.19.- Corriente por el punto medio introducida por vectores pequeños

Generalizando esto para el resto de vectores, se pueden clasificar los vectores pequeños como tipo **P** y tipo **N**. Los vectores pequeños tipo **P** son aquellos que tienen alguna fase en estado **P** e introducen al punto medio corriente en sentido contrario al de  $i_x$ . Los vectores pequeños tipo **N** son aquellos que tienen alguna fase en estado **N** e introducen al punto medio corriente en el mismo sentido que  $i_x$ .

TIPO P	TIPO N
POO	ONN
PPO	OON
OPO	NON
OPP	NOO
OOP	NNO
POP	ONO

Tabla 3.3.- Vectores pequeños tipo P y tipo N

En la Fig 3.20 se muestra el algoritmo que se ha implementado para el control por histéresis del punto medio. Se han definido dos modos de funcionamiento, utilizando sólo vectores pequeños de tipo **N** o sólo vectores de tipo **P**. En el caso de que la desviación de la tensión del punto medio supere un cierto umbral de histéresis, representado como  $\Delta H$ , se selecciona el tipo de vector pequeño necesario en función de

si se desea elevar o reducir la tensión del punto medio y de la dirección de la componente de corriente en  $x$ . Si la tensión del punto medio está dentro del umbral de histéresis, no se cambia el tipo de vector a utilizar, se sigue utilizando el mismo.

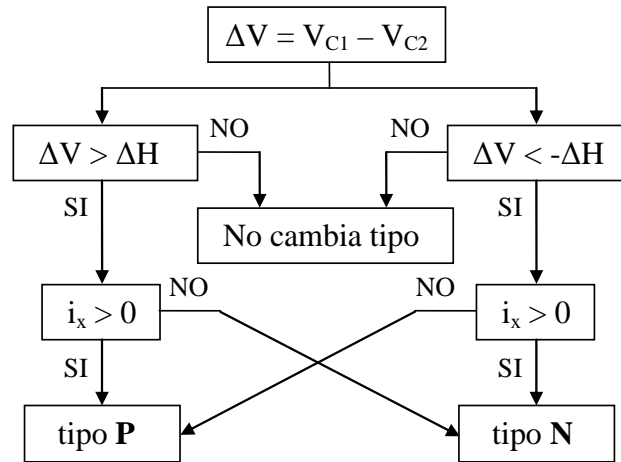


Fig 3.20.- Algoritmo de control por histéresis del punto medio

### 3.5 Secuencias de vectores

El algoritmo de control del punto medio proporciona el tipo de vector pequeño a utilizar, **N** o **P**. Una vez con esta información, sólo queda definir el orden en que se utilizan los vectores para sintetizar el vector de referencia, es decir, definir la secuencia de vectores para cada zona del mapa de vectores.

Las secuencias de vectores deben evitar cualquier transición directa entre los estados **P** y **N**. Estas transiciones no se pueden dar ni cuando se cambie de zona, ni cuando se cambie de tipo de vector. También se debe asegurar un tiempo mínimo de utilización de cada vector para evitar dichas transiciones prohibidas debido a un salto de un vector a otro no consecutivo en la secuencia definida. Este tiempo mínimo es el necesario para asegurar el apagado de un interruptor y depende de las características dinámicas del interruptor y del driver asociado a él.

En la **Tabla 3.4** se muestran las secuencias de vectores correspondientes a cada zona y a cada tipo de vector pequeño. Las transiciones prohibidas entre estados se evitan, siempre que se garantice que el vector referencia no cambie bruscamente y pase de una región a otra que no está contigua en el mapa vectorial. Al lado de cada vector se indica su posición en el sistema de referencia utilizado durante la modulación vectorial. Con este dato se sabe el tiempo de emisión asociado a cada vector.

REGIÓN 1		REGIÓN 2		REGIÓN 3		REGIÓN 4	
Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>PON</b>	V1 <b>PON</b>	V2 <b>PNN</b>	V3 <b>PON</b>	V2 <b>PON</b>	V3 <b>PPN</b>
V2 <b>POO</b>	V3 <b>OON</b>	V3 <b>POO</b>	V2 <b>OON</b>	V3 <b>PON</b>	V2 <b>PNN</b>	V3 <b>PPN</b>	V2 <b>PON</b>
V3 <b>PPO</b>	V2 <b>ONN</b>	V2 <b>PPO</b>	V3 <b>ONN</b>	V1 <b>POO</b>	V1 <b>ONN</b>	V1 <b>PPO</b>	V1 <b>OON</b>
V2 <b>POO</b>	V3 <b>OON</b>	V3 <b>POO</b>	V2 <b>OON</b>	V3 <b>PON</b>	V2 <b>PNN</b>	V3 <b>PPN</b>	V2 <b>PON</b>
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>PON</b>	V1 <b>PON</b>	V2 <b>PNN</b>	V3 <b>PON</b>	V2 <b>PON</b>	V3 <b>PPN</b>
REGIÓN 5		REGIÓN 6		REGIÓN 7		REGIÓN 8	
Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OPN</b>	V1 <b>OPN</b>	V3 <b>OPN</b>	V2 <b>PPN</b>	V3 <b>NPN</b>	V2 <b>OPN</b>
V3 <b>OPO</b>	V2 <b>OON</b>	V2 <b>OPO</b>	V3 <b>OON</b>	V2 <b>PPN</b>	V3 <b>OPN</b>	V2 <b>OPN</b>	V3 <b>NPN</b>
V2 <b>PPO</b>	V3 <b>NON</b>	V3 <b>PPO</b>	V2 <b>NON</b>	V1 <b>PPO</b>	V1 <b>OON</b>	V1 <b>OPO</b>	V1 <b>NON</b>
V3 <b>OPO</b>	V2 <b>OON</b>	V2 <b>OPO</b>	V3 <b>OON</b>	V2 <b>PPN</b>	V3 <b>OPN</b>	V2 <b>OPN</b>	V3 <b>NPN</b>
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OPN</b>	V1 <b>OPN</b>	V3 <b>OPN</b>	V2 <b>PPN</b>	V3 <b>NPN</b>	V2 <b>OPN</b>
REGIÓN 9		REGIÓN 10		REGIÓN 11		REGIÓN 12	
Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>NPO</b>	V1 <b>NPO</b>	V2 <b>NPN</b>	V3 <b>NPO</b>	V2 <b>NPO</b>	V3 <b>NPP</b>
V2 <b>OPO</b>	V3 <b>NOO</b>	V3 <b>OPO</b>	V2 <b>NOO</b>	V3 <b>NPO</b>	V2 <b>NPN</b>	V3 <b>NPP</b>	V2 <b>NPO</b>
V3 <b>OPP</b>	V2 <b>NON</b>	V2 <b>OPP</b>	V3 <b>NON</b>	V1 <b>OPO</b>	V1 <b>NON</b>	V1 <b>OPP</b>	V1 <b>NOO</b>
V2 <b>OPO</b>	V3 <b>NOO</b>	V3 <b>OPO</b>	V2 <b>NOO</b>	V3 <b>NPO</b>	V2 <b>NPN</b>	V3 <b>NPP</b>	V2 <b>NPO</b>
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>NPO</b>	V1 <b>NPO</b>	V2 <b>NPN</b>	V3 <b>NPO</b>	V2 <b>NPO</b>	V3 <b>NPP</b>
REGIÓN 13		REGIÓN 14		REGIÓN 15		REGIÓN 16	
Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>NOP</b>	V1 <b>NOP</b>	V3 <b>NOP</b>	V2 <b>NPP</b>	V3 <b>NNP</b>	V2 <b>NOP</b>
V3 <b>OOP</b>	V2 <b>NOO</b>	V2 <b>OOP</b>	V3 <b>NOO</b>	V2 <b>NPP</b>	V3 <b>NOP</b>	V2 <b>NOP</b>	V3 <b>NNP</b>
V2 <b>OPP</b>	V3 <b>NNO</b>	V3 <b>OPP</b>	V2 <b>NNO</b>	V1 <b>OPP</b>	V1 <b>NOO</b>	V1 <b>OOP</b>	V1 <b>NNO</b>
V3 <b>OOP</b>	V2 <b>NOO</b>	V2 <b>OOP</b>	V3 <b>NOO</b>	V2 <b>NPP</b>	V3 <b>NOP</b>	V2 <b>NOP</b>	V3 <b>NNP</b>
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>NOP</b>	V1 <b>NOP</b>	V3 <b>NOP</b>	V2 <b>NPP</b>	V3 <b>NNP</b>	V2 <b>NOP</b>
REGIÓN 17		REGIÓN 18		REGIÓN 19		REGIÓN 20	
Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>ONP</b>	V1 <b>ONP</b>	V2 <b>NNP</b>	V3 <b>ONP</b>	V2 <b>ONP</b>	V3 <b>PNP</b>
V2 <b>OOP</b>	V3 <b>ONO</b>	V3 <b>OOP</b>	V2 <b>ONO</b>	V3 <b>ONP</b>	V2 <b>NNP</b>	V3 <b>PNP</b>	V2 <b>ONP</b>
V3 <b>POP</b>	V2 <b>NNO</b>	V2 <b>POP</b>	V3 <b>NNO</b>	V1 <b>OOP</b>	V1 <b>NNO</b>	V1 <b>POP</b>	V1 <b>ONO</b>
V2 <b>OOP</b>	V3 <b>ONO</b>	V3 <b>OOP</b>	V2 <b>ONO</b>	V3 <b>ONP</b>	V2 <b>NNP</b>	V3 <b>PNP</b>	V2 <b>ONP</b>
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>ONP</b>	V1 <b>ONP</b>	V2 <b>NNP</b>	V3 <b>ONP</b>	V2 <b>ONP</b>	V3 <b>PNP</b>
REGIÓN 21		REGIÓN 22		REGIÓN 23		REGIÓN 24	
Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N	Tipo P	Tipo N
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>PNO</b>	V1 <b>PNO</b>	V3 <b>PNO</b>	V2 <b>PNP</b>	V3 <b>PNN</b>	V2 <b>PNO</b>
V3 <b>POO</b>	V2 <b>ONO</b>	V2 <b>POO</b>	V3 <b>ONO</b>	V2 <b>PNP</b>	V3 <b>PNO</b>	V2 <b>PNO</b>	V3 <b>PNN</b>
V2 <b>POP</b>	V3 <b>ONN</b>	V3 <b>POP</b>	V2 <b>ONN</b>	V1 <b>POP</b>	V1 <b>ONO</b>	V1 <b>POO</b>	V1 <b>ONN</b>
V3 <b>POO</b>	V2 <b>ONO</b>	V2 <b>POO</b>	V3 <b>ONO</b>	V2 <b>PNP</b>	V3 <b>PNO</b>	V2 <b>PNO</b>	V3 <b>PNN</b>
V1 <b>OOO</b>	V1 <b>OOO</b>	V1 <b>PNO</b>	V1 <b>PNO</b>	V3 <b>PNO</b>	V2 <b>PNP</b>	V3 <b>PNN</b>	V2 <b>PNO</b>

Tabla 3.4.- Secuencias vectoriales

Las secuencias son de ida y vuelta, es decir, primero se utilizan unos vectores y luego se utilizan esos mismos vectores pero con orden inverso. Esto se realiza con el objetivo de evitar armónicos de baja frecuencia en la corriente de salida [HAM88]. La secuencia de 5 vectores se utiliza cada período de muestreo y los vectores que se repiten se utilizan la mitad de su tiempo correspondiente durante el primer semiperíodo de muestreo, y la otra mitad durante el segundo semiperíodo. Por ejemplo, en el caso de que se quiera modular en la región 3 con vectores tipo **P**, se emite durante  $t_2/2$  el vector **PNN**, durante  $t_3/2$  el vector **PON**, durante  $t_1$  el **POO**, y después se vuelve a emitir durante  $t_3/2$  el **PON** y durante  $t_2/2$  el **PNN**. Este proceso se repite cada período de muestreo con los vectores correspondientes.



# 4

## Paralelización

### 4.1 Introducción

Conectar en paralelo varios convertidores es una manera sencilla de aumentar la potencia de un sistema de conversión sin tener que cambiar el tipo de convertidor o los interruptores de potencia utilizados. Existen varias maneras de paralelizar convertidores, dependiendo del tipo de conexión que haya entre ellos [KAW88]. En la conexión directa los convertidores se conectan a través de una impedancia mínima, que sólo sirve para evitar cortocircuitos entre convertidores. En la conexión mediante impedancias, como su propio nombre indica, se conectan en paralelo a través de impedancias que limitan la corriente que circula entre convertidores. Por último, en la conexión aislada no existe posibilidad de que circule corriente entre convertidores. Aparte de por el tipo de conexión entre convertidores, también se puede distinguir entre sistemas con el bus separado, es decir, cada convertidor tiene su propio bus de continua, y sistemas con el bus unido, cuando los convertidores comparten el mismo bus.

La conexión en paralelo de varios convertidores implica la necesidad de cambiar la estructura de control del sistema, debido a la interacción entre ellos. Se han hecho varias propuestas para modelizar esta interacción [ZHA07] [WEN08]. Al principio de

este capítulo se deduce un modelo más completo que los anteriormente propuestos y se utiliza dicho modelo para elaborar un control genérico para varios convertidores conectados en paralelo.

A continuación se analizan las distintas formas de conectar en paralelo varios convertidores, estudiando las adaptaciones que se deben hacer en el control genérico para adecuarlo a cada caso particular. Por último, se propone una estructura de control que se adecúa a las necesidades de un sistema de conversión eólico.

## 4.2 Modelización de interacción entre convertidores en paralelo

En este apartado se va a estudiar la interacción entre convertidores puestos en paralelo, es decir, como afectan las tensiones impuestas por cada convertidor tanto a las corrientes de los demás convertidores como a las suyas propias. Anteriormente se han hecho varias propuestas para modelizar esta interacción. En [AGO11] se obtiene un modelo partiendo del modelo en espacio de estados de un único convertidor. En [ZHA07] y [WEN08] se divide la corriente de salida de cada convertidor en varios componentes, y se obtiene un modelo para cada componente. En esta tesis se va a utilizar este último método y se va a deducir un modelo más completo que el expuesto en las dos referencias anteriores.

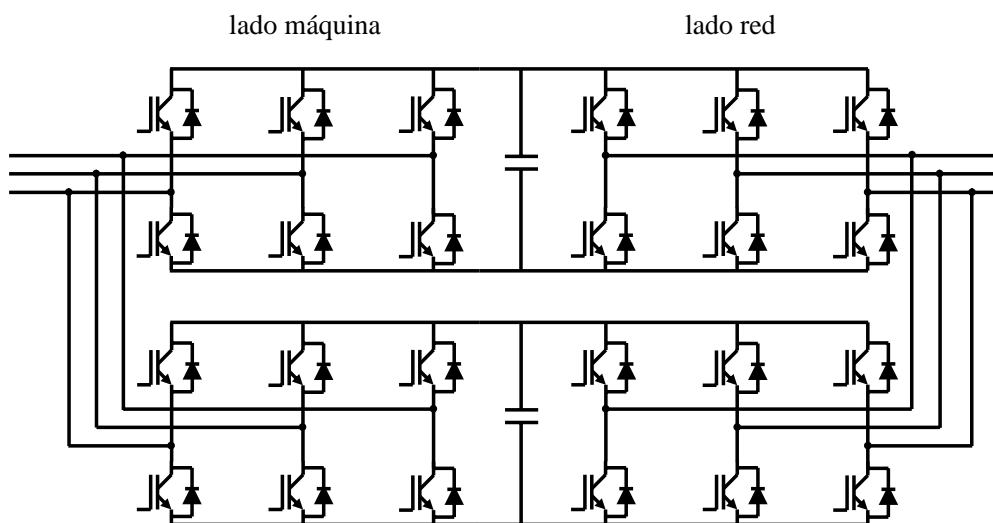


Fig 4.1.- Conexión en paralelo de dos back-to-back

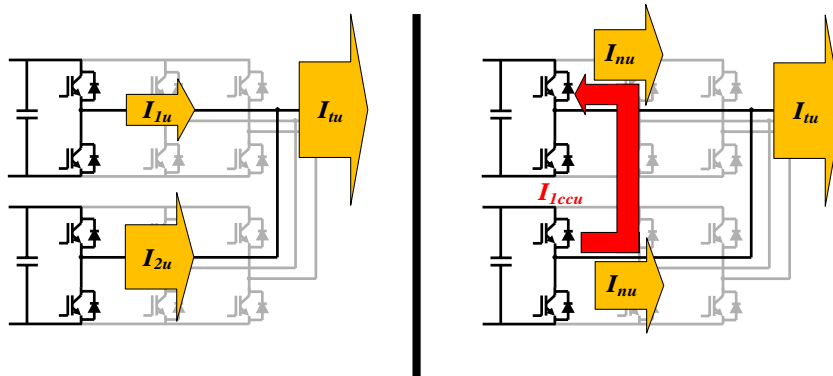
Para ello, se va a partir de un conjunto de dos convertidores back-to-back puestos en paralelo, según se muestra en la Fig 4.1. El estudio se va a realizar para el caso de buses separados y conexión mediante impedancias, ya que es el caso más genérico. A



partir del modelo obtenido para este caso se pueden obtener los modelos correspondientes a los demás casos de manera inmediata.

### 4.2.1 Descomposición de corrientes

Con el objetivo de simplificar el estudio, las corrientes de salida de cada convertidor se van a dividir en diferentes componentes. Se va a utilizar la descomposición expuesta en [ZHA07]. Para cada pareja de convertidores que comparten el mismo lado, sea red o máquina, se define como corriente normal  $I_n$  de cada fase la media de la corriente total  $I_t$  correspondiente a dicha fase que va hacia la red o la máquina. La diferencia entre la corriente de salida de cada convertidor y dicha corriente normal se denomina corriente cruzada (o cross-current). En la **Fig 4.2** se representan estas corrientes para la fase  $u$ . Todo el desarrollo que se va a realizar a continuación es igual de válido tanto para el lado máquina como para el lado red.



**Fig 4.2.- Corrientes normales y cross-current de fase  $u$  del convertidor 1**

La  $I_{1ccu}$  se puede considerar como la fracción de la corriente de la fase  $u$  del convertidor 1 que en lugar de salir hacia la red o la máquina se cierra a través del convertidor 2. Esta corriente es de igual magnitud pero de signo contrario para el otro convertidor. Las ecuaciones que definen estas corrientes son:

$$(4.1) \quad I_{nx} = \frac{I_{tx}}{2} = \frac{I_{1x} + I_{2x}}{2}$$

$$(4.2) \quad I_{1ccx} = \frac{I_{1x} - I_{2x}}{2}, \quad I_{2ccx} = \frac{I_{2x} - I_{1x}}{2}$$

donde el subíndice  $x$  indica la fase ( $u$ ,  $v$  o  $w$ ),  $I_{Ix}$  e  $I_{Iccx}$  son la corriente de salida y la corriente cruzada del convertidor 1,  $I_{2x}$  e  $I_{2ccx}$  son las mismas corrientes del convertidor 2, e  $I_{nx}$  e  $I_{tx}$  son la corriente normal y la corriente total correspondientes a la fase  $x$ .

La corriente cruzada de cada convertidor, a su vez, se puede dividir en sus componentes diferencial y homopolar. Para ello, se utilizan las siguientes relaciones genéricas, que proporcionan las componentes homopolar y diferencial de una variable trifásica cualquiera:

$$(4.3) \quad Y_h = \frac{Y_u + Y_v + Y_w}{3}$$

$$(4.4) \quad Y_{xdif} = Y_x - Y_h$$

con el subíndice  $x$  correspondiéndose a la fase  $u$ ,  $v$ , o  $w$ , y siendo  $Y_h$  la componente homopolar de la variable trifásica  $Y$ , e  $Y_{xdif}$  la componente diferencial de la fase  $x$ .

Las componentes diferenciales de una variable trifásica cumplen que

$$(4.5) \quad Y_{udif} + Y_{vdif} + Y_{wdif} = 0$$

Aplicando la relación (4.3) a la corriente cruzada de cada convertidor se obtiene la corriente cruzada homopolar por fase, sin embargo, la que se va a utilizar en los siguientes desarrollos es la corriente cruzada homopolar total de salida del convertidor. Teniendo en cuenta que la corriente homopolar, por definición, es idéntica para las tres fases, la corriente cruzada homopolar total se calcula como:

$$(4.6) \quad I_{1cch} = I_{1ccu} + I_{1ccv} + I_{1ccw}$$

En cuanto a la corriente cruzada diferencial, viene dada por la siguiente ecuación:

$$(4.7) \quad I_{1ccdifx} = I_{1ccx} - \frac{I_{1cch}}{3}$$

En sistemas con el neutro aislado, la componente homopolar de las corrientes se anula, ya que la suma de las tres corrientes ha de ser nula. El sistema de dos convertidores back-to-back que se está analizando se considera con el neutro aislado

tanto en el lado máquina como en el lado red, por lo que se cumple la siguiente relación en ambos lados:

$$(4.8) \quad I_{1u} + I_{1v} + I_{1w} = 0$$

A partir de (4.8) se deduce que la suma de las corrientes de un convertidor es del mismo valor y distinto sentido que la suma de las corrientes del convertidor del mismo lado:

$$(4.9) \quad I_{1u} + I_{1v} + I_{1w} = -(I_{2u} + I_{2v} + I_{2w})$$

Utilizando la ecuación anterior, junto con las ecuaciones (4.2) y (4.6), se demuestra que la componente homopolar de la corriente de cada convertidor es igual a la componente homopolar de la corriente cruzada de cada convertidor:

$$(4.10) \quad I_{1ch} = I_{1ccu} + I_{1ccv} + I_{1ccw} = \frac{I_{1u} + I_{1v} + I_{1w} - (I_{2u} + I_{2v} + I_{2w})}{2} = I_{1u} + I_{1v} + I_{1w} = I_{1h}$$

Por lo tanto, hablar de la corriente cruzada homopolar o hablar directamente de la componente homopolar de la corriente de cada convertidor es equivalente. Por otro lado, observando la relación (4.9) es inmediato deducir que la corriente homopolar de un convertidor es de igual magnitud y sentido contrario que la del otro convertidor del mismo lado.

Para hallar la relación entre las corrientes homopolares de dos convertidores que no comparten lado, se dividen las corrientes de lado red y lado máquina en corrientes que circulan por el terminal positivo del bus de continua y corrientes que circulan por el negativo, tal como se muestra en la Fig 4.3. Esto dependerá del estado de cada pareja de interruptores asociado a cada fase.

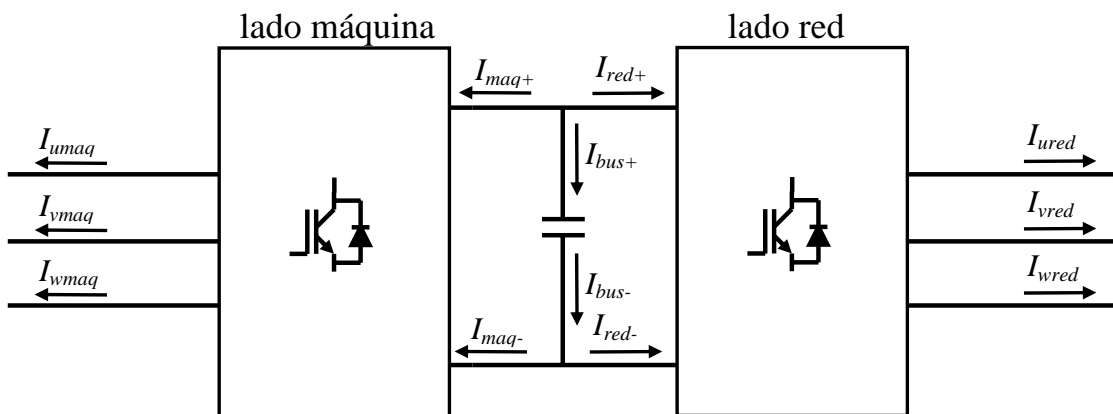


Fig 4.3.- Definición de corrientes por el bus de continua

Teniendo en cuenta que la corriente que entra a la capacidad del bus debe ser idéntica a la que sale, y aplicando Kirchhoff a la entrada y salida de dicha capacidad, se obtiene:

$$(4.11) \quad I_{bus+} = I_{bus-} \Rightarrow -(I_{maq+} + I_{red+}) = I_{maq-} + I_{red-} \Rightarrow -(I_{maq+} + I_{maq-}) = I_{red+} + I_{red-}$$

Por otro lado, la suma de las corrientes que entran al convertidor por el terminal positivo y negativo del bus ha de ser igual a la suma de las tres corrientes de fase que salen del convertidor, por lo que:

$$(4.12) \quad I_{maq+} + I_{maq-} = I_{umaq} + I_{vmaq} + I_{wmaq}$$

$$(4.13) \quad I_{red+} + I_{red-} = I_{ured} + I_{vred} + I_{wred}$$

Combinando las tres relaciones anteriores, se obtiene que

$$(4.14) \quad -(I_{umaq} + I_{vmaq} + I_{wmaq}) = I_{ured} + I_{vred} + I_{wred} \Rightarrow -I_{hmaq} = I_{hred}$$

Como se demuestra en (4.14), la corriente homopolar de los convertidores lado red y lado máquina que comparten bus es de igual magnitud y sentido contrario. Se puede afirmar que la corriente homopolar es única para el conjunto de los cuatro convertidores, y se cierra a través de todos éstos por la trayectoria circular mostrada en la Fig 4.4.

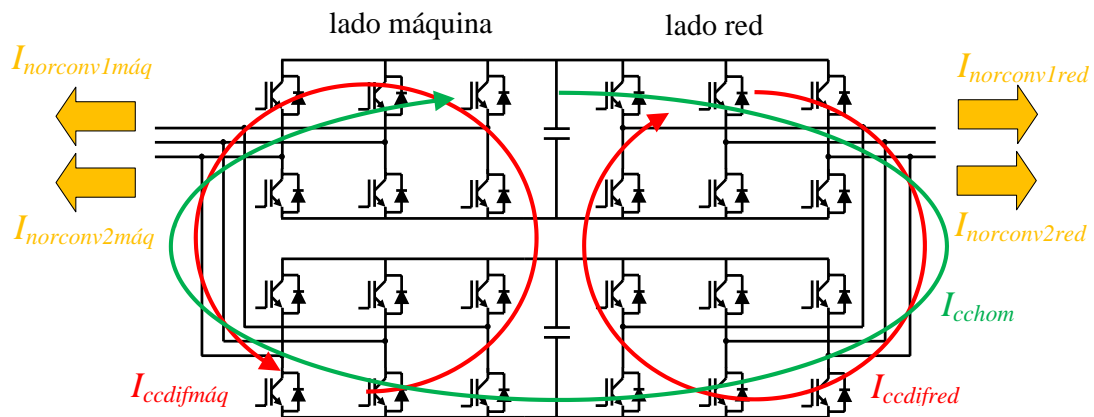


Fig 4.4.- Distintas componentes de corriente

De esta manera se puede dividir la corriente total de salida de un convertidor en tres componentes diferentes, tal como se ve en la Fig 4.4:

- **Corriente normal:** la componente de la corriente que sale al exterior, esto es, la corriente que se transmite a la red o a la máquina.

- **Corriente cruzada diferencial:** la componente de la corriente que se cierra a través del convertidor con el que comparte lado.
- **Corriente cruzada homopolar:** la componente de la corriente que se cierra a través del conjunto de los cuatro convertidores.

#### 4.2.2 Impedancias de salida

Los convertidores, tanto en lado red como en lado máquina, están conectados a diferentes impedancias. El valor y la forma de conexión de estas impedancias también afectan a la interacción entre los convertidores. Las impedancias de salida se pueden dividir en dos categorías: impedancias serie e impedancias paralelo.

En el lado máquina, las impedancias serie están compuestas por la inductancia y la resistencia del bobinado del estátor del generador, y por la inductancia del filtro  $dv/dt$ . Las impedancias paralelo están formadas por la rama RC del filtro  $dv/dt$ , en el caso de que el filtro utilizado se corresponda a la topología L-RC. En el lado red, las impedancias serie consistirán en la inductancia de salida del convertidor, y en la inductancia de fugas del transformador que haya entre el convertidor y la red eléctrica. Como impedancias paralelo, la rama RC del filtro de armónicos. A todo esto también se podría añadir las impedancias serie debidas a la resistencia e inductancia del cableado, tanto en el lado red como en el lado máquina. Así, se puede considerar que las impedancias de salida están compuestas de ramas RL en serie y ramas RC en paralelo.

Debido a las múltiples posibilidades de conexión de los filtros de  $dv/dt$  y de armónicos, se ha realizado la modelización de un sistema compuesto por un conjunto de impedancias serie-paralelo-serie a la salida de cada convertidor y otro conjunto de impedancias serie-paralelo-serie entre el punto de unión de las dos ramas en paralelo y la red o el generador. El sistema se muestra en la **Fig 4.5**, donde no se representan las resistencias asociadas a cada inductancia o condensador. Se ha optado por trabajar sobre esta configuración porque partiendo de ella se puede llegar a las configuraciones más habituales en los sistemas de conversión reales, simplemente eliminando elementos. De todos modos, todo el desarrollo que se va a realizar a continuación es perfectamente válido para sistemas más complejos que éste. Como ya se ha dicho anteriormente, se ha supuesto que las impedancias de salida de los convertidores que comparten lado son idénticas. En el caso de que sean diferentes la deducción de los modelos pierde validez.

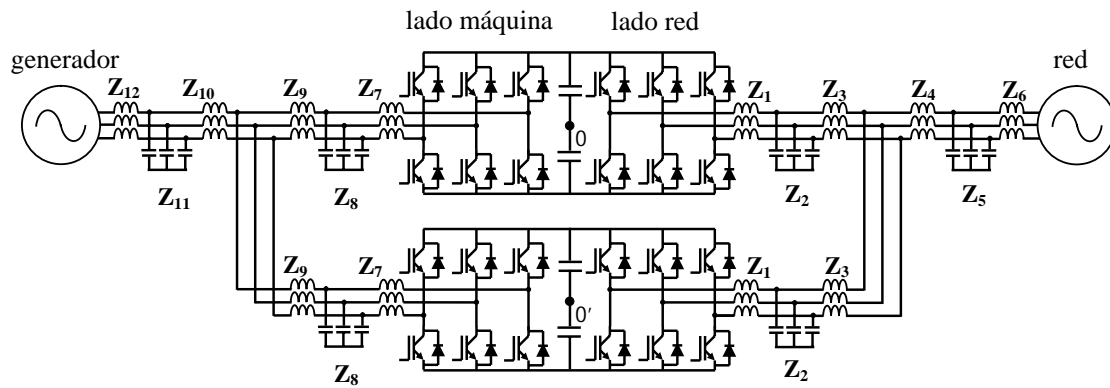


Fig 4.5.- Sistema a modelizar

### 4.2.3 Circuitos equivalentes para cada componente de corriente

Para estudiar cómo afectan las tensiones de cada convertidor a las diferentes corrientes, se empieza por referenciar las tensiones de fase de cada convertidor al punto medio del bus de continua correspondiente. Las tensiones toman la forma

$$(4.15) \quad V_{x0} = \pm \frac{V_{bus}}{2}$$

con  $x$  pudiendo ser  $u$ ,  $v$ , o  $w$ , dependiendo de la fase que se trate. El signo de la tensión fase-punto medio depende del estado de los interruptores. Sabiendo la tensión de bus de cada convertidor y sus órdenes de disparo, las tensiones fase-punto medio quedan definidas. Estas tensiones se pueden descomponer en componente homopolar y componente diferencial, de la misma manera que se hizo anteriormente con las corrientes:

$$(4.16) \quad V_{h0} = \frac{V_{u0} + V_{v0} + V_{w0}}{3}$$

$$(4.17) \quad V_{d0x} = V_{x0} - V_{h0}$$

con  $V_{h0}$  la tensión homopolar respecto al punto medio  $0$  y  $V_{d0x}$  la tensión diferencial de la fase  $x$  respecto al punto medio  $0$ . Utilizando esta descomposición el sistema a modelizar se puede representar de acuerdo con la Fig 4.6. En lo que sigue cada rama RC o RL se va a considerar en su conjunto, representándose por  $Z_x$  la impedancia compleja del conjunto.

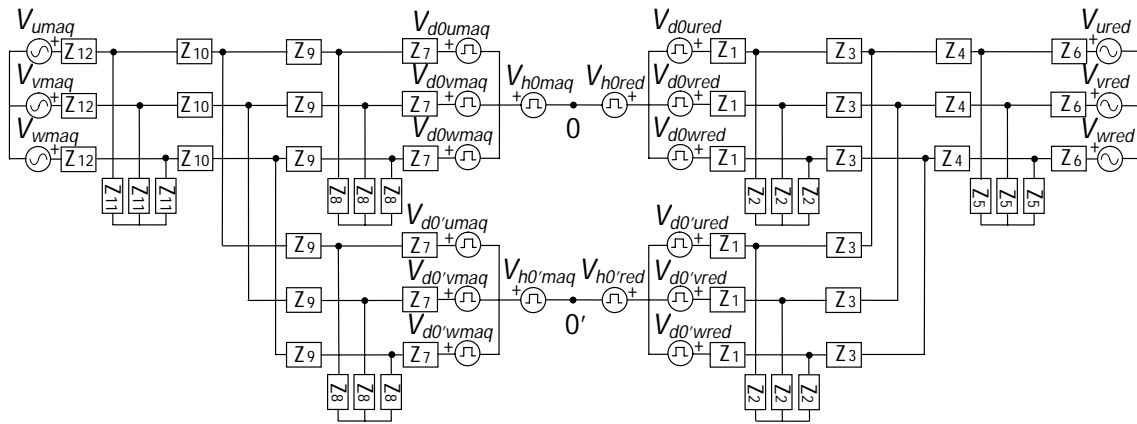


Fig 4.6.- Sistema con tensiones homopolares y diferenciales

A partir de este sistema se obtienen los circuitos equivalentes para las diferentes componentes de corriente.

### Corriente cruzada homopolar

Las impedancias en paralelo no afectan a esta componente de la corriente, ya que al tener el neutro aislado la suma de las corrientes que recorren estas impedancias ha de ser nula. Por lo tanto, se pueden eliminar las impedancias  $Z_2$ ,  $Z_5$ ,  $Z_8$  y  $Z_{11}$  del circuito homopolar. El conjunto de las impedancias  $Z_4$ ,  $Z_6$  y las tensiones de red también es un sistema con el neutro aislado, por lo que tampoco afecta a la corriente homopolar, de igual manera que el conjunto de las impedancias  $Z_9$ ,  $Z_{10}$  y las tensiones de máquina. Así, el sistema de la Fig 4.6 se reduce al sistema representado a la izquierda en la Fig 4.7.

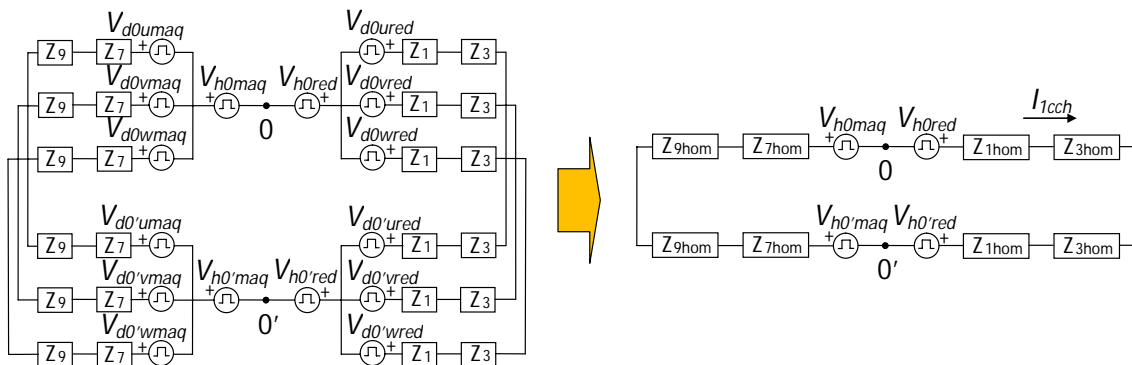


Fig 4.7.- Simplificaciones del circuito homopolar

El modelo se puede simplificar aún más sabiendo que en un sistema equilibrado, los circuitos homopolar y diferencial están desacoplados. Como se ha supuesto que las impedancias de salida de los convertidores que comparten lado son idénticas, estamos

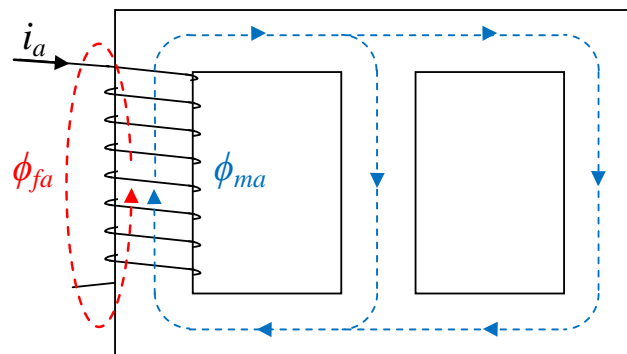
ante un sistema equilibrado, por lo que las tensiones diferenciales se pueden eliminar del modelo, ya que no crean corriente homopolar. Así, el circuito correspondiente a la componente homopolar es el que está a la derecha de la **Fig 4.7**.

Las impedancias  $Z_{xhom}$  consisten en el paralelo entre las tres fases de las impedancias serie  $Z_x$  correspondientes. En el caso de que estas impedancias sean resistencias, el paralelo entre las tres fases es simplemente una resistencia de valor un tercio de la resistencia original. En el caso de que sean inductancias desacopladas magnéticamente, el paralelo también es una inductancia de valor un tercio de la inductancia original. Sin embargo, como se explica a continuación, en el caso de que las impedancias sean inductancias acopladas magnéticamente, el paralelo consiste en una inductancia de valor un tercio de la inductancia de fugas.

El uso de inductancias trifásicas acopladas magnéticamente es común, debido a que con esta configuración se necesita menor volumen de núcleo magnético, lo que conlleva un ahorro tanto económico como de espacio. En este tipo de inductancias el núcleo magnético es común para las tres fases. En la **Fig 4.8** se representa el núcleo magnético junto con el bobinado de la fase  $a$ . Como se aprecia en la figura, el flujo magnético creado por cada bobinado se puede dividir en el flujo que se cierra por el núcleo magnético y el flujo de fugas, que se cierra por el aire:

$$(4.18) \quad \phi_x = \phi_{mx} + \phi_{fx}$$

siendo  $\phi_m$  el flujo que se cierra por el núcleo magnético y  $\phi_f$  el flujo de fugas.



**Fig 4.8.- Inductancia acoplada magnéticamente**

En el caso de que por la inductancia trifásica circulen corrientes homopolares, se cumple que

$$(4.19) \quad i_a = i_b = i_c \Rightarrow \phi_{ma} = \phi_{mb} = \phi_{mc}$$



Al ser los tres flujos que se cierran por el núcleo magnético idénticos, su valor sólo puede ser nulo, siempre que se considere el sistema equilibrado. Por lo tanto, las corrientes homopolares sólo crean flujo de fugas. Esto es equivalente a decir que la corriente homopolar sólo se ve afectada por la inductancia de fugas de la inductancia trifásica, y la inductancia magnética no tiene influencia sobre ella. La inductancia de fugas es de menor valor que la inductancia magnética, pudiendo ser hasta tres veces inferior. Por lo tanto, mientras que en el caso de inductancias desacopladas,  $Z_{hom}$  vale un tercio de la inductancia (el paralelo de tres inductancias), en el caso de estar estas inductancias acopladas, el valor de  $Z_{hom}$  puede descender a alrededor de la novena parte de la inductancia, lo que originará corrientes homopolares de mayor amplitud.

### Corriente cruzada diferencial

De la misma manera que las tensiones diferenciales no afectan a la componente homopolar, las tensiones homopolares no afectan ni a la corriente cruzada diferencial ni a la corriente normal. Al ser las impedancias por fase iguales, las tensiones homopolares únicamente producirán corrientes homopolares, que por definición no afectan a la corriente cruzada diferencial, y al ser un sistema con neutro aislado, tampoco a la corriente normal.

Eliminando las tensiones homopolares, el sistema de la **Fig 4.6** se puede separar en dos sistemas independientes, uno correspondiente al lado de máquina y otro al lado de red. Asimismo, el hecho de que todas las impedancias por fase sean iguales implica que la tensión de neutro de todas las conexiones en estrella es equivalente, por lo que se puede considerar el circuito unido por las líneas discontinuas de la **Fig 4.9**. Con todo esto, se divide el sistema en seis circuitos, uno por cada fase y lado.

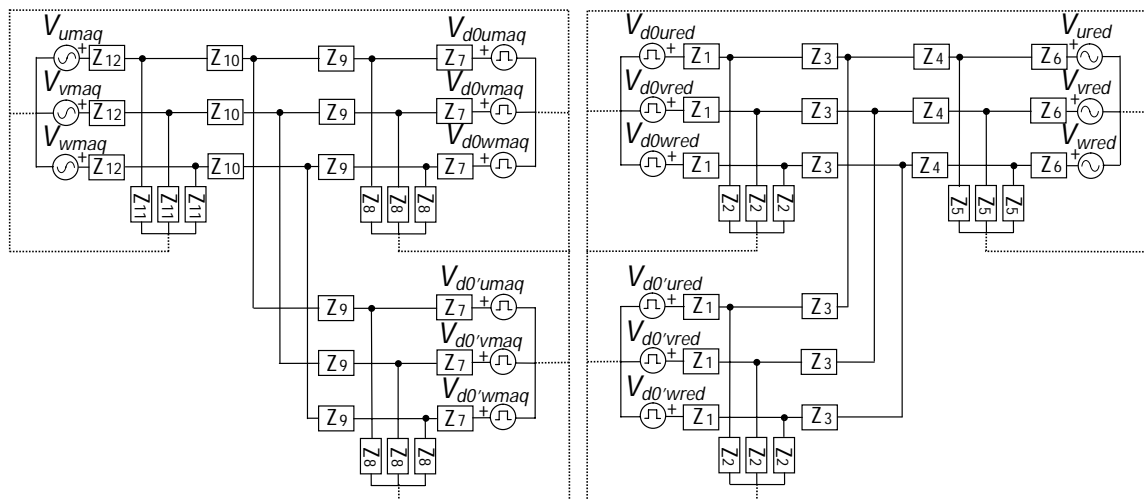
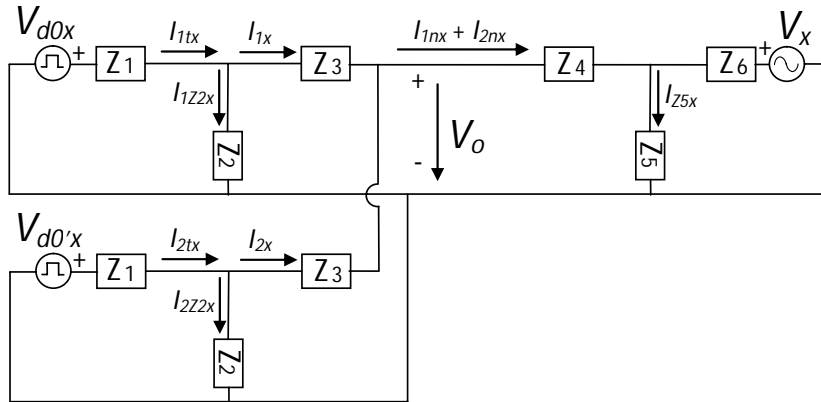


Fig 4.9.- Separación en lado red y lado máquina y unión de neutros

En la **Fig 4.10** se muestra el circuito correspondiente a una fase genérica  $x$ , donde  $x$  puede referirse a la fase  $u$ ,  $v$  o  $w$  del lado de red o del lado de máquina.



**Fig 4.10.- Circuito correspondiente a cada fase**

A partir de las corrientes representadas en esta figura se calculan las componentes normal y diferencial de la corriente de acuerdo a lo expuesto anteriormente:

$$(4.20) \quad I_{1nx} = I_{2nx} = \frac{I_{1x} + I_{2x}}{2}$$

$$(4.21) \quad I_{1ccdifx} = -I_{2ccdifx} = \frac{I_{1x} - I_{2x}}{2}$$

Utilizando estas relaciones la corriente total de salida de cada convertidor se puede expresar como:

$$(4.22) \quad I_{1tx} = I_{1Z2x} + I_{1nx} + I_{1ccdifx}$$

$$(4.23) \quad I_{2tx} = I_{2Z2x} + I_{2nx} + I_{2ccdifx}$$

Siendo  $I_{1tx}$  e  $I_{2tx}$  la corriente total de salida de cada convertidor,  $I_{1Z2x}$  e  $I_{2Z2x}$  la corriente que se desvía por la impedancia en paralelo,  $I_{1nx}$  e  $I_{2nx}$  las corrientes normales de la fase  $x$ , e  $I_{1ccdifx}$  e  $I_{2ccdifx}$  la corriente cruzada diferencial de cada convertidor. Conviene recordar que en este circuito no hay componente homopolar, por lo que toda la corriente cruzada es diferencial.

La caída de tensión entre las dos fuentes de tensión  $V_{d0x}$  y  $V_{d0'x}$  viene dada por:

$$(4.24) \quad V_{d0x} - V_{d0'x} = I_{1tx}Z_1 + (I_{1tx} - I_{1Z2x})Z_3 - I_{2tx}Z_1 - (I_{2tx} - I_{2Z2x})Z_3$$

Teniendo en cuenta las relaciones anteriores, sustituyendo y simplificando se obtiene que

$$(4.25) \quad V_{d0x} - V_{d'0x} = (I_{1Z2x} - I_{2Z2x})Z_1 + 2I_{1ccdifx}(Z_1 + Z_3)$$

Las corrientes  $I_{1Z2x}$  e  $I_{2Z2x}$  se pueden expresar en función de la tensión  $V_o$  y la caída de tensión en la impedancia  $Z_3$ :

$$(4.26) \quad I_{1Z2x} = \frac{(I_{1nx} + I_{1ccdifx})Z_3 + V_o}{Z_2}, \quad I_{2Z2x} = \frac{(I_{2nx} + I_{2ccdifx})Z_3 + V_o}{Z_2}$$

Restando entre sí  $I_{1Z2x}$  e  $I_{2Z2x}$ , sustituyendo en (4.25) y despejando  $I_{1ccdifx}$ , se llega a

$$(4.27) \quad I_{1ccdifx} = \frac{V_{d0x} - V_{d'0x}}{2} \frac{Z_2}{Z_1Z_3 + Z_1Z_2 + Z_2Z_3}$$

La ecuación anterior se corresponde con el circuito representado en la Fig 4.11. Por lo tanto, éste es el circuito correspondiente a la corriente cruzada diferencial.

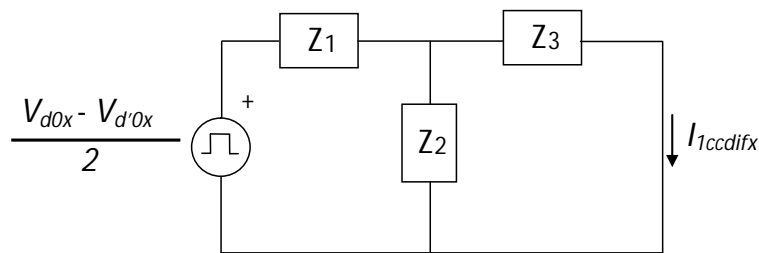


Fig 4.11.- Circuito de la corriente cruzada diferencial

### Corriente normal

Para hallar el circuito de la componente normal, se tiene en cuenta que la suma de las componentes normales de cada convertidor es igual a la suma de las corrientes totales de salida de cada convertidor eliminando la corriente que se desvía por la impedancia  $Z_2$ . Estas corrientes de salida después de la impedancia  $Z_2$  se pueden poner en función de la caída de tensión en la impedancia  $Z_1$ :

$$(4.28) \quad I_{1nx} + I_{2nx} = 2I_{nx} = I_{1x} + I_{2x} = \frac{V_{d0x} - I_{1tx}Z_1 - V_o}{Z_3} + \frac{V_{d'0x} - I_{2tx}Z_1 - V_o}{Z_3}$$

Al ser las componentes normales de cada convertidor idénticas, en adelante no se va a distinguir a qué convertidor pertenece la corriente normal y se sustituyen  $I_{1nx}$  e  $I_{2nx}$  por  $I_{nx}$ . Sustituyendo en la relación anterior la corriente total de cada convertidor por las

relaciones (4.22) y (4.23) y teniendo en cuenta que  $I_{1ccdifx} = -I_{2ccdifx}$ , la ecuación (4.28) se convierte en

$$(4.29) \quad 2I_{nx} = \frac{V_{d0x} + V_{d0'x} - (I_{1Z2x} + I_{2Z2x})Z_1 - 2I_{nx}Z_1 - 2V_o}{Z_3}$$

La suma de las corrientes que circulan por la impedancia  $Z_2$  se calcula utilizando la relación (4.26):

$$(4.30) \quad I_{1Z2x} + I_{2xZ2} = \frac{2I_{nx}Z_3 + 2V_o}{Z_2}$$

La tensión  $V_o$  se puede expresar en función de la tensión  $V_x$  y la caída de tensión en las impedancias  $Z_6$  y  $Z_4$ :

$$(4.31) \quad V_o = V_x + (2I_{nx} - I_{1Z5x})Z_6 + 2I_{nx}Z_4$$

La corriente que circula por la impedancia  $Z_5$  se puede expresar como

$$(4.32) \quad I_{1Z5x} = \frac{V_o - 2I_{nx}Z_4}{Z_5}$$

Sustituyendo esta relación en (4.31) y despejando  $V_o$ :

$$(4.33) \quad V_o = V_x \frac{Z_5}{Z_5 + Z_6} + 2I_{nx} \left( \frac{Z_6Z_5 + Z_4Z_6 + Z_4Z_5}{Z_5 + Z_6} \right)$$

Utilizando esta relación y la (4.30) en (4.29), y despejando  $I_{nx}$ , se llega a:

$$(4.34) \quad I_{nx} = \frac{(V_{d0x} + V_{d0'x})(Z_2(Z_5 + Z_6)) - 2V_x(Z_5(Z_1 + Z_2))}{2(Z_{eq1} + Z_{eq2})}$$

con

$$(4.35) \quad Z_{eq1} = Z_2(Z_3(Z_5 + Z_6) + 2(Z_5Z_6 + Z_4(Z_5 + Z_6)))$$

y

$$(4.36) \quad Z_{eq2} = Z_1((Z_2 + Z_3 + 2Z_4)(Z_5 + Z_6) + 2Z_5Z_6)$$

Esta ecuación se corresponde con el circuito representado en la **Fig 4.12**, que constituye, por lo tanto, el circuito equivalente de los dos convertidores para la componente normal.

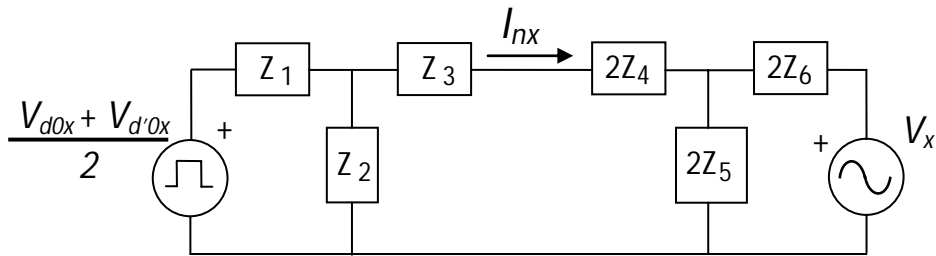


Fig 4.12.- Circuito de la componente normal

#### 4.2.4 Generalización para n convertidores en paralelo

Aunque todo el desarrollo anterior se ha realizado para dos convertidores, se puede aplicar perfectamente para el caso general de  $n$  convertidores en paralelo. En la **Fig 4.13** se muestran las diferentes corrientes que surgen debido a la interacción entre  $n$  convertidores en paralelo. Sólo se representan las debidas a la interacción entre los convertidores 1 y 2 y entre 1 y  $n$ , por razones de claridad de la figura.

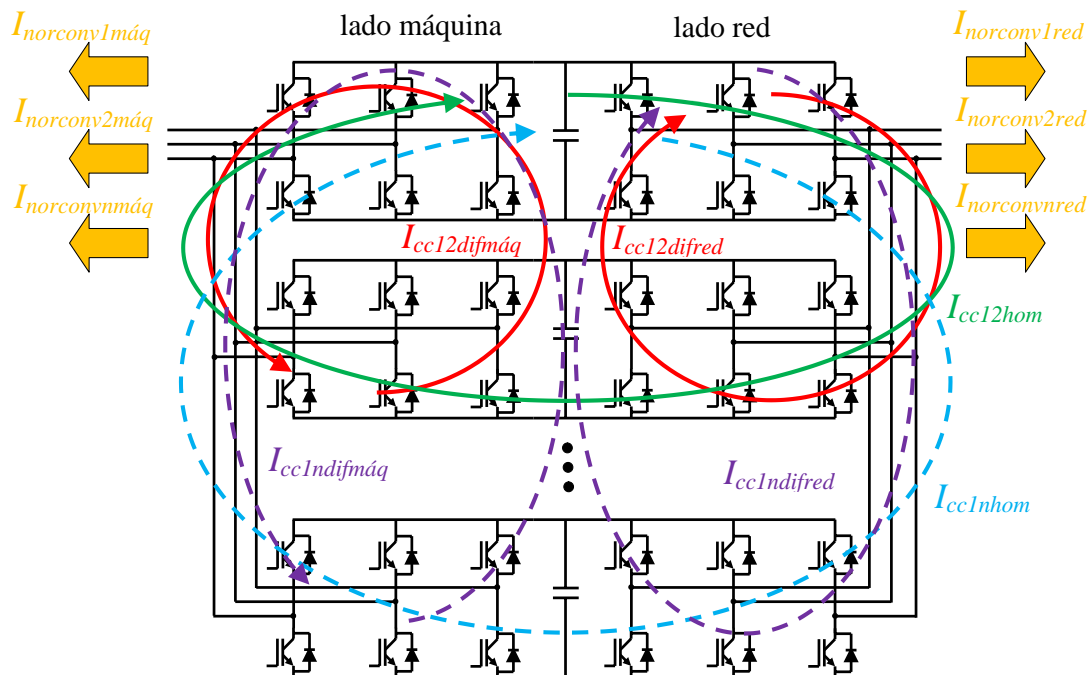


Fig 4.13.- Interacción entre  $n$  convertidores en paralelo

Estas corrientes se pueden calcular utilizando las siguientes relaciones:

$$(4.37) \quad I_{1norx} = I_{2norx} = I_{nnorx} = \frac{I_{totx}}{n} = \frac{I_{1x} + I_{2x} + \dots + I_{nx}}{n}$$

$$(4.38) \quad I_{12ccx} = -I_{21ccx} = \frac{I_{1x} - I_{2x}}{2}, \quad I_{1nccx} = -I_{n1ccx} = \frac{I_{1x} - I_{nx}}{2}$$

correspondiéndose el subíndice  $x$  a la fase  $u$ ,  $v$  o  $w$  tanto de máquina como de red, y siendo  $I_{1x}$ ,  $I_{2x}$  e  $I_{nx}$  las corrientes de salida de cada convertidor,  $I_{1norx}$ ,  $I_{2norx}$  e  $I_{nnorx}$  las corrientes normales de cada convertidor, e  $I_{12ccx}$  e  $I_{1nccx}$  las corrientes cruzadas entre el convertidor 1 y 2 y entre el convertidor 1 y  $n$  respectivamente.

Las corrientes cruzadas entre convertidores se pueden descomponer, como ya se ha hecho anteriormente, en corriente cruzada diferencial y corriente cruzada homopolar:

$$(4.39) \quad I_{1nccx} = I_{1nccu} + I_{1nccv} + I_{1nccw}$$

$$(4.40) \quad I_{1nccdifx} = I_{1nccx} - I_{1nccx}$$

siendo  $I_{1nccx}$  la corriente cruzada homopolar entre el convertidor 1 y el  $n$ , e  $I_{1nccdifx}$  la corriente cruzada diferencial entre el convertidor 1 y el  $n$  correspondiente a la fase  $x$ .

Para obtener los modelos correspondientes a cada componente de corriente, se partirá del modelo del sistema con las tensiones separadas en diferenciales y homopolares y referenciadas al punto medio del bus correspondiente (**Fig 4.14**).

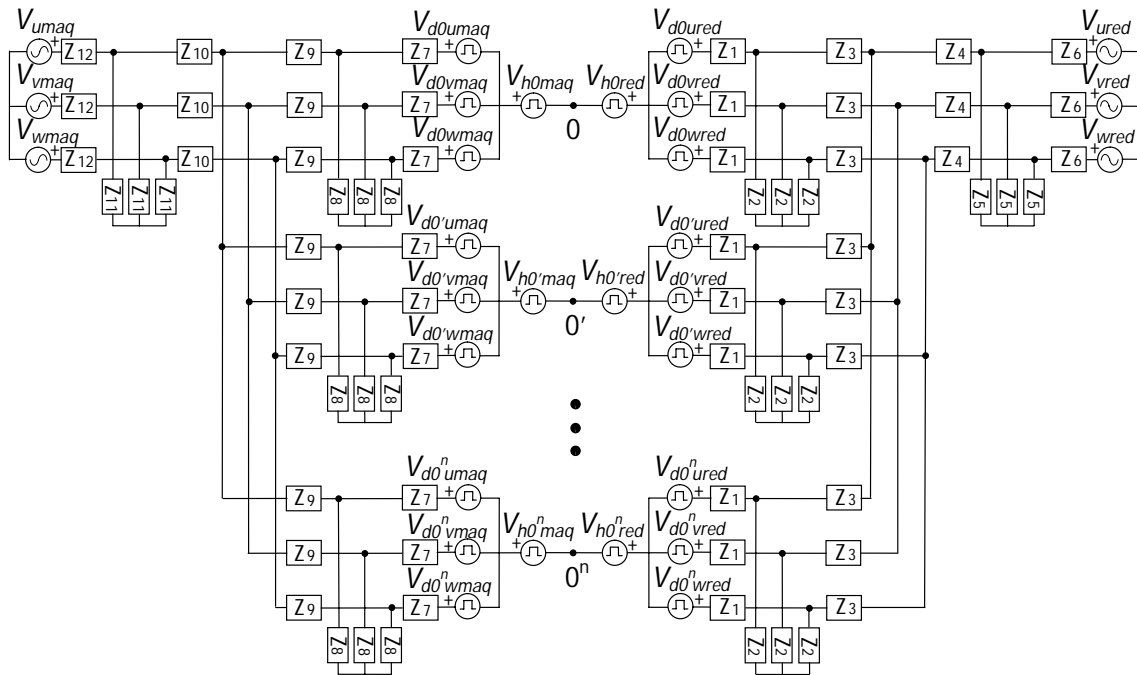


Fig 4.14.- Sistema de  $n$  convertidores en paralelo con tensiones diferenciales y homopolar

Aplicando el mismo procedimiento que en el apartado anterior, se obtiene el modelo de la corriente cruzada homopolar para  $n$  convertidores en paralelo. A la izquierda de la Fig 4.15 se representa dicho modelo. A la derecha se muestran los modelos de la corriente homopolar entre el convertidor 1 y 2 y entre el convertidor 1 y  $n$ . La corriente cruzada homopolar total correspondiente a un convertidor, por ejemplo,  $I_{1cch}$ , es la suma de la corriente cruzada homopolar entre dicho convertidor y cada uno de los convertidores restantes  $I_{12cch}, \dots, I_{1ncch}$ .

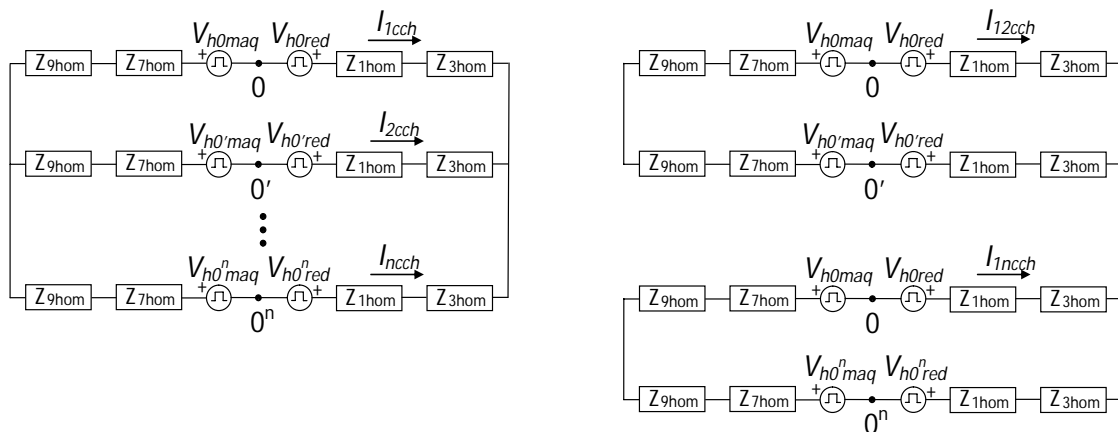
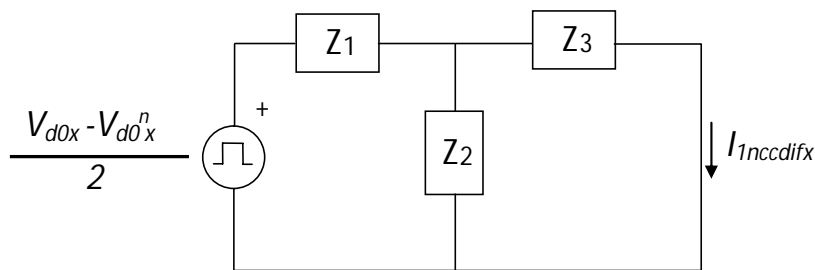


Fig 4.15.- Circuito de la componente homopolar para  $n$  convertidores

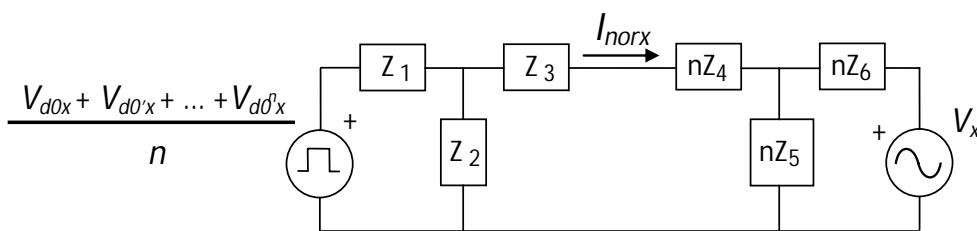
La deducción del modelo de la corriente cruzada diferencial es idéntica para el caso de  $n$  convertidores y para el caso de 2 convertidores. En este caso se obtienen varios modelos, uno por cada corriente cruzada entre dos convertidores. Todos ellos son similares al obtenido para el caso de 2 convertidores salvo por la fuente de tensión, donde ahora aparecen las tensiones correspondientes a los convertidores considerados.

En la **Fig 4.16** se muestra el modelo correspondiente a la fase  $x$  para la corriente cruzada diferencial entre el convertidor 1 y el  $n$ . Al igual que en el caso de la componente homopolar, la corriente cruzada diferencial total de un convertidor se corresponde a la suma de las corrientes cruzadas diferenciales entre dicho convertidor y el resto de convertidores.



**Fig 4.16.- Circuito de la corriente cruzada diferencial entre los convertidores 1 y  $n$**

El modelo de la componente normal también se puede deducir de manera similar al caso de 2 convertidores. Como puede verse en la **Fig 4.17**, el modelo es parecido al de 2 convertidores. La tensión del circuito es la media de todas las tensiones diferenciales, y las impedancias aguas abajo del punto de conexión entre convertidores se multiplican por  $n$ . Al ser idénticas las corrientes normales de cada convertidor, este modelo es único para todos los convertidores.



**Fig 4.17.- Circuito de la componente normal**

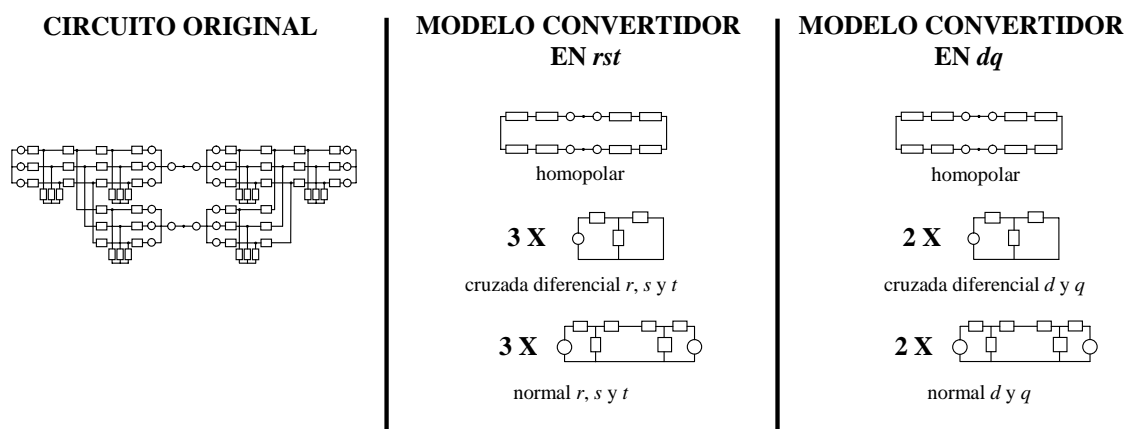
### 4.3 Control de las corrientes

A la hora de controlar las corrientes de varios convertidores en paralelo se ha optado, al igual que en el capítulo 3, por realizar un control en los ejes  $dq$ , para lo cual



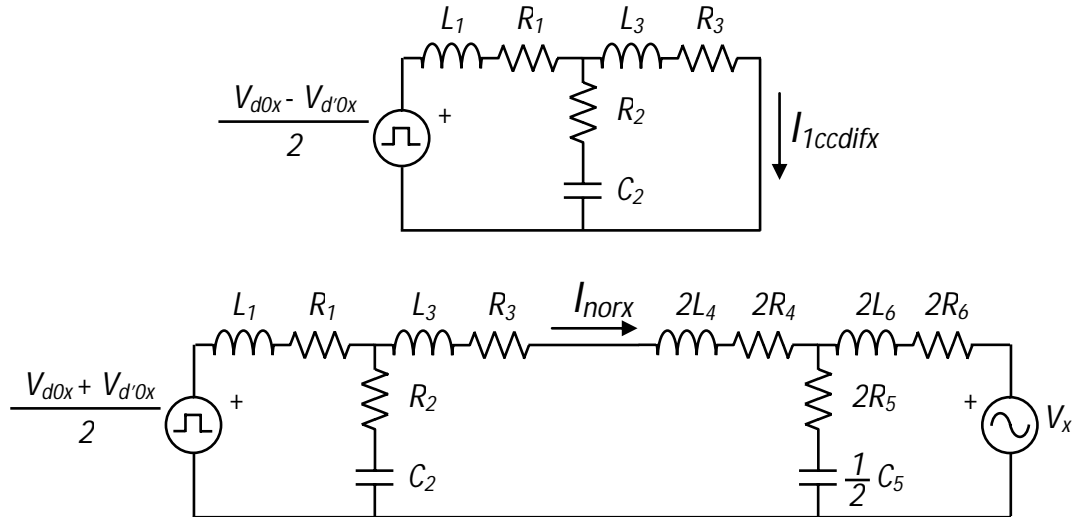
es necesario obtener el modelo de las diferentes componentes de la corriente en dichos ejes.

Como ya se ha comentado en el capítulo 2, al transformar un sistema de ejes trifásicos a ejes  $dq$  la componente homopolar permanece inalterada, por lo que el modelo de la corriente cruzada homopolar es idéntico en los nuevos ejes. En cuanto a las otras componentes, los tres modelos (uno por cada fase) de la corriente cruzada diferencial se transforman en dos modelos (uno para el eje  $d$  y otro para el eje  $q$ ). Lo mismo ocurre con los otros tres modelos de la corriente normal. En la **Fig 4.18** se muestra el paso del sistema completo a los modelos en los ejes  $dq$  de las distintas componentes de corriente de un convertidor.



**Fig 4.18.- Paso del circuito original al modelo de un único convertidor en  $dq$**

Para deducir los modelos en los ejes  $dq$ , se va a dejar de tratar las ramas RC y RL como una única impedancia compleja  $Z$  para tratar las resistencias y condensadores o inductancias como elementos por separado. Con este cambio, los modelos de la corriente cruzada diferencial y de la corriente normal de la fase  $x$  pasan a ser los representados en la **Fig 4.19**. Nótese que en el modelo correspondiente a la corriente normal la capacidad  $C_5$  aparece dividida por dos, ya que en el caso de los condensadores el doble de impedancia implica la mitad de capacidad.



**Fig 4.19.- Modelos de corriente cruzada diferencial y corriente normal con elementos por separado**

Como primer paso en la obtención de los modelos en los ejes  $dq$ , es necesario trasladar cada elemento individualmente a estos ejes. Una resistencia en los ejes  $rst$  no cambia al aplicársele la transformada de Park:

$$(4.41) \quad v_{dqR} = \mathbf{P} v_{uvwR} = \mathbf{P}\mathbf{R} i_{uvwR} = \mathbf{P}\mathbf{R}\mathbf{P}^{-1} i_{dqR} = \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} i_{dqR}$$

$$\text{con } \mathbf{R} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix}.$$

Una inductancia, en cambio, sí varía. La relación entre tensiones y corrientes en una inductancia viene dada por:

$$(4.42) \quad v_{dqL} = \mathbf{P} v_{uvwL} = \mathbf{P}\mathbf{L} \frac{di_{uvwL}}{dt} = \mathbf{P}\mathbf{L} \frac{d(\mathbf{P}^{-1} i_{dqL})}{dt} = \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{pmatrix} \frac{di_{dqL}}{dt} + \begin{pmatrix} 0 & -L\omega \\ L\omega & 0 \end{pmatrix} i_{dqL}$$

$$\text{siendo } \mathbf{L} = \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix} \text{ y } \omega \text{ la velocidad angular de giro de los ejes } dq \text{ utilizados.}$$

Con estas relaciones se puede representar una rama RL trifásica en los ejes  $dq$  según se muestra en la **Fig 4.20**. Las fuentes de tensión dependientes de la corriente por

el otro eje se denominan términos cruzados, y hacen que los dos ejes estén acoplados entre sí [BAH11].

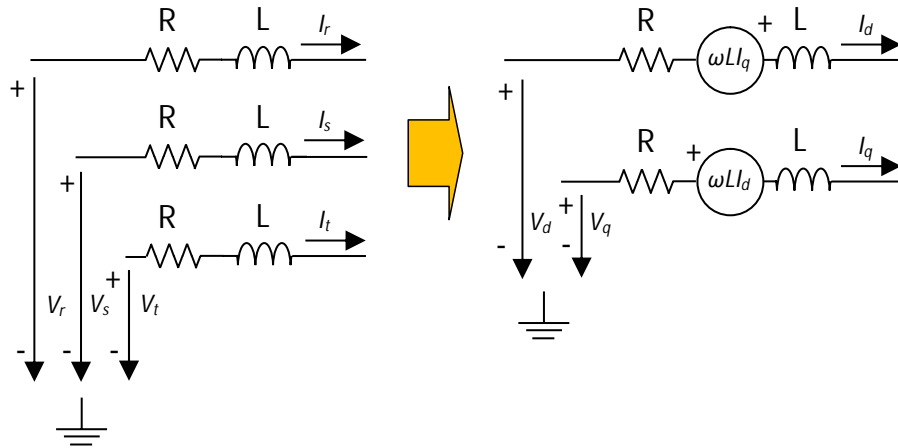


Fig 4.20.- Rama trifásica RL en ejes dq

Realizando el mismo desarrollo con una capacidad, se llega a:

$$(4.43) i_{dqC} = \mathbf{P} i_{uvwC} = \mathbf{P}\mathbf{C} \frac{dv_{uvwC}}{dt} = \mathbf{P}\mathbf{C} \frac{d(\mathbf{P}^{-1} v_{dqC})}{dt} = \begin{pmatrix} C & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix} \frac{dv_{dqC}}{dt} + \begin{pmatrix} 0 & -C\omega \\ C\omega & 0 \end{pmatrix} v_{dqC}$$

$$\text{con } \mathbf{C} = \begin{pmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{pmatrix}.$$

En el caso de la capacidad, los términos cruzados aparecen como fuentes de corriente dependientes de la tensión en el otro eje (**Fig 4.21**).

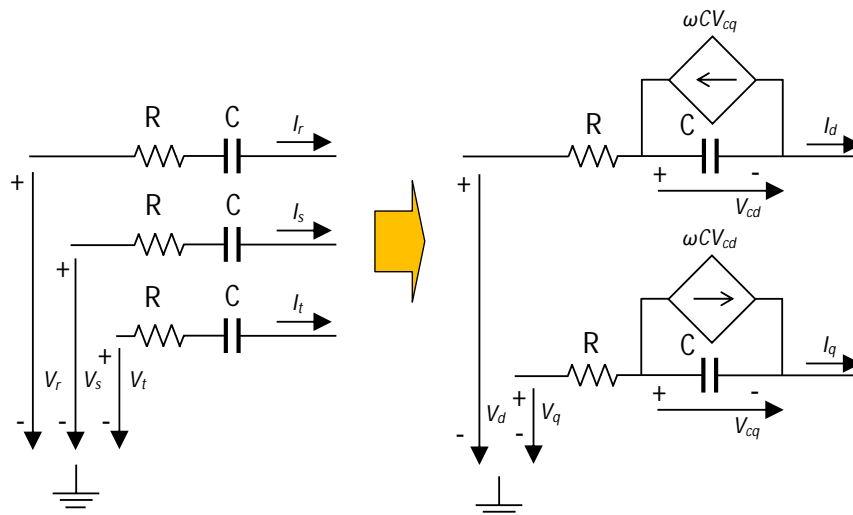
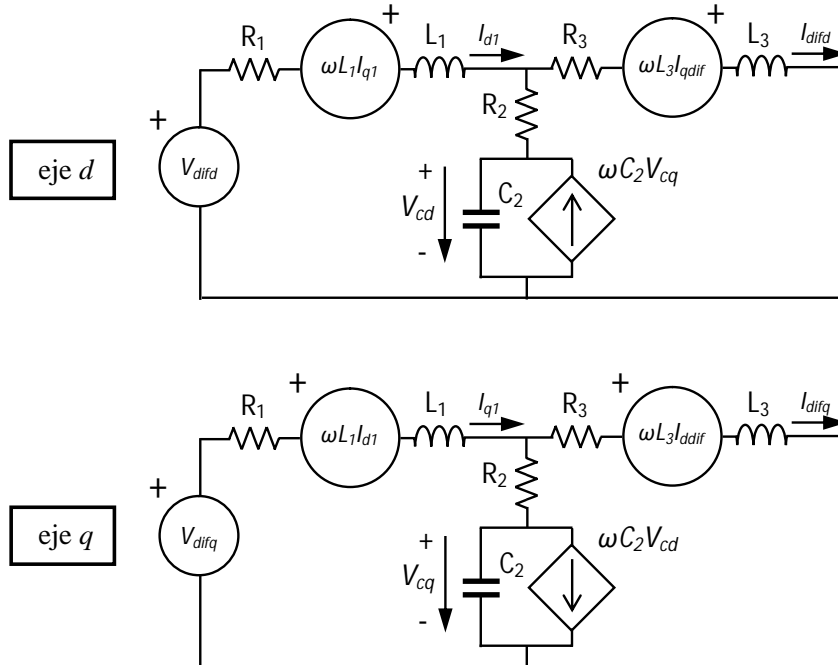


Fig 4.21.- Rama trifásica RC en ejes dq

Una vez obtenidas las representaciones de las ramas RC y RL en los ejes  $dq$ , se pueden deducir los modelos de las corrientes diferenciales y normales en dichos ejes. En la **Fig 4.22** se muestra el modelo para la componente diferencial. El modelo de la componente normal no se muestra, pero su deducción es trivial.



**Fig 4.22.- Modelo en ejes  $dq$  de la corriente cruzada diferencial**

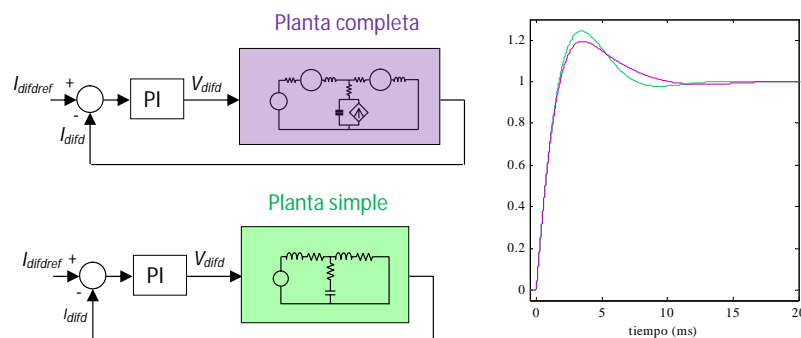
Las tensiones de entrada de estos modelos,  $V_{difd}$  y  $V_{difq}$ , se obtienen aplicando la transformada de Park a las tensiones de entrada de los modelos por fase, según (4.44).

$$(4.44) \quad \begin{bmatrix} V_{difd} \\ V_{difq} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} \frac{V_{dif\ 0u} - V_{dif\ 0'u}}{2} \\ \frac{V_{dif\ 0v} - V_{dif\ 0'v}}{2} \\ \frac{V_{dif\ 0w} - V_{dif\ 0'w}}{2} \end{bmatrix}$$

Las tensiones de entrada de los modelos en los ejes  $dq$  para la corriente normal también se obtienen de igual manera:

$$(4.45) \quad \begin{bmatrix} V_{nord} \\ V_{norq} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} \frac{V_{dif\ 0u} + V_{dif\ 0'u}}{2} \\ V_{dif\ 0v} + V_{dif\ 0'v} \\ \frac{V_{dif\ 0w} + V_{dif\ 0'w}}{2} \end{bmatrix}$$

La aparición de los términos cruzados, tanto de tensión como de corriente, añade complejidad a los modelos asociados a cada corriente. Por lo tanto también complica el cálculo de los reguladores PI que controlarán estas corrientes. Una opción para solventar este problema es calcular los reguladores en los ejes  $dq$  suponiendo que los ejes están completamente desacoplados, es decir, tomando como planta del sistema el modelo sin los términos cruzados. Para observar el error que se introduce al hacer esta simplificación, se compara la respuesta ante una referencia escalón del sistema compuesto por un PI con el modelo de un eje sin términos cruzados (concretamente el modelo del eje  $d$  para la corriente cruzada diferencial), con la respuesta ante la misma referencia de un sistema con el mismo regulador y la planta completa, incluyendo los acoplamientos (**Fig 4.23**). Se observa que las respuestas son diferentes, por lo que el regulador PI calculado utilizando esta planta simple responderá de manera diferente a la esperada en el sistema real.



**Fig 4.23.- Comparación entre planta completa y planta simple**

Se puede intentar reducir el efecto de los acoplamientos compensando a la salida del regulador PI las perturbaciones introducidas por los términos cruzados [CHE09]. En esta tesis se ha optado por despreciar el efecto de las ramas RC y compensar únicamente las tensiones que aparecen en las ramas RL. Para esto, se supone que por todas las ramas RL circula la misma corriente, la corriente cruzada diferencial para los modelos asociados a dicha corriente, o la corriente normal para los modelos asociados a la corriente normal. En la **Fig 4.24** se representa la estructura de control para ambas corrientes incluyendo la compensación.

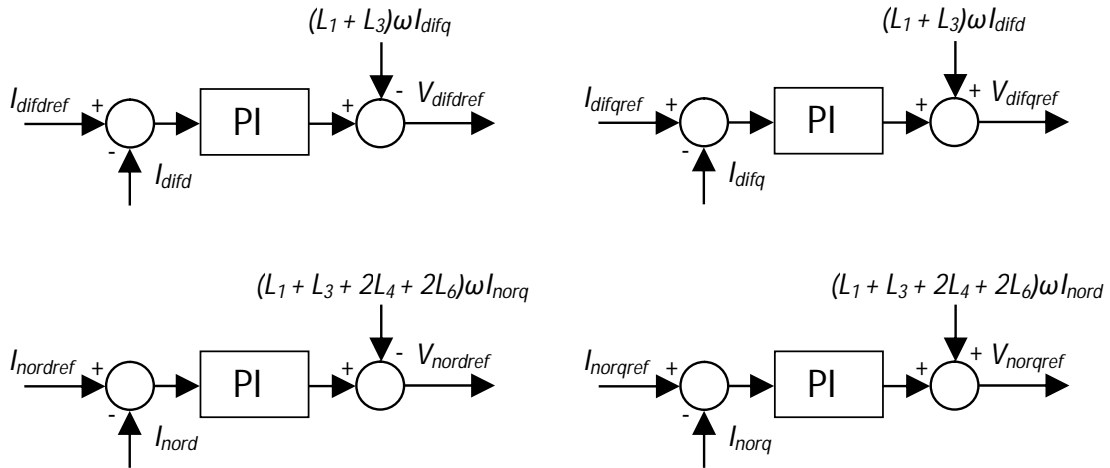


Fig 4.24.- Estructuras de control incluyendo compensación de términos cruzados

Añadiendo esta compensación en el lazo de control, la respuesta del sistema completo se asemeja mucho más a la respuesta del sistema simple, tal y como se aprecia en la Fig 4.25. Por lo tanto, con este esquema de control, se puede calcular el regulador PI utilizando la planta sin términos cruzados, ya que las dinámicas de ambos sistemas son parecidas. Para el cálculo de los reguladores se puede emplear cualquiera de los varios métodos posibles [OGA70].

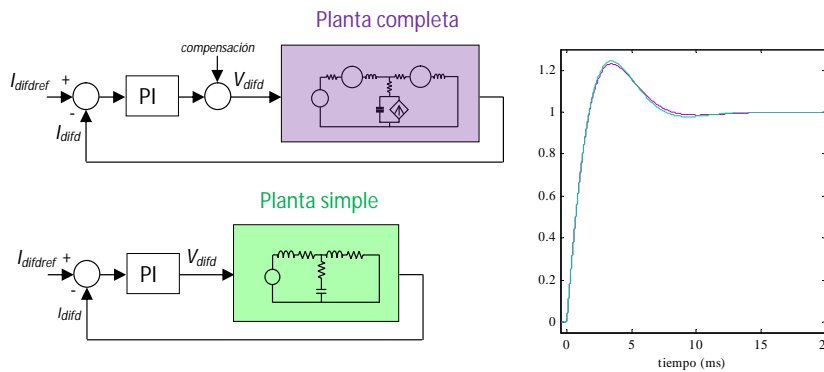


Fig 4.25.- Comparación entre planta completa con compensación y planta simple

La estructura de control que permite el correcto control de todas las componentes de la corriente de salida de un convertidor es la representada en la Fig 4.26. En esta figura se muestra la estructura genérica para controlar las corrientes de un convertidor conectado en paralelo con otro, en concreto del convertidor 1.

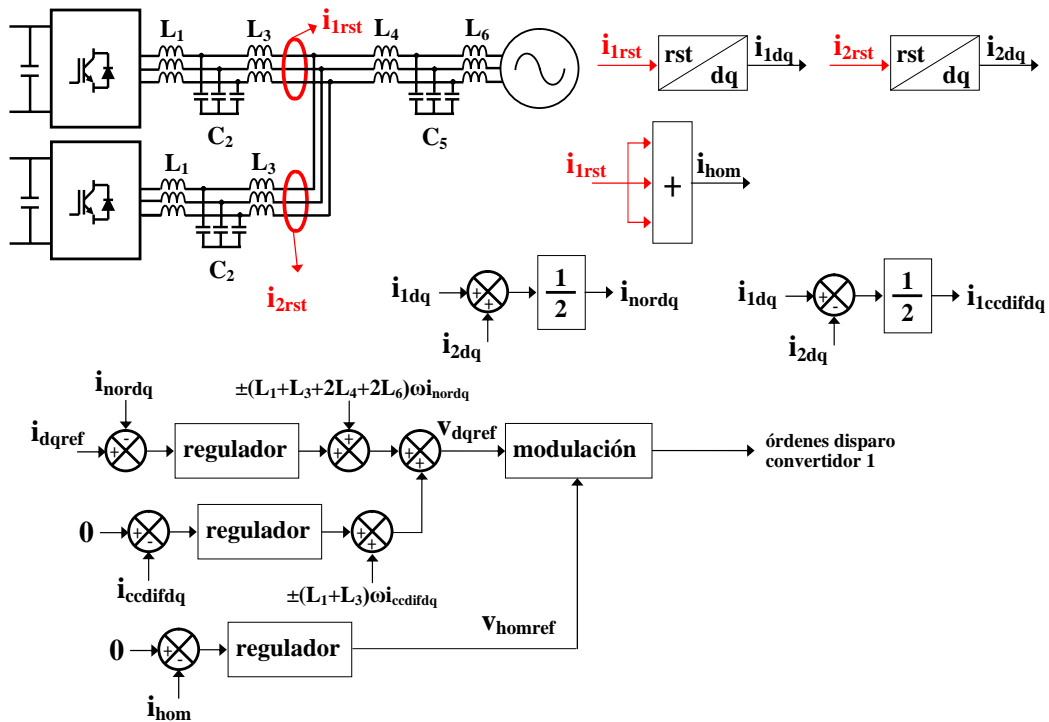


Fig 4.26.- Control de las corrientes de un convertidor conectado en paralelo a otro

Para identificar las corrientes cruzadas y la corriente normal, es necesario tener las medidas de corriente a la salida de ambos convertidores. Después de obtener las componentes en los ejes  $dq$  de las corrientes de salida, la corriente normal y la cruzada diferencial, también en los ejes  $dq$ , se calculan como:

$$(4.46) \quad I_{nord} = \frac{I_{1d} + I_{2d}}{2}, \quad I_{norq} = \frac{I_{1q} + I_{2q}}{2}$$

$$(4.47) \quad I_{1ccdifd} = \frac{I_{1d} - I_{2d}}{2}, \quad I_{1ccdifq} = \frac{I_{1q} - I_{2q}}{2}$$

siendo  $I_{1d,q}$  las corrientes de salida del convertidor 1 en los ejes  $d$  y  $q$  respectivamente,  $I_{2d,q}$  idéntico para el convertidor 2,  $I_{nord,q}$  la corriente normal en los ejes  $d$  y  $q$ , e  $I_{1ccdifd,q}$  la corriente cruzada diferencial del convertidor 1, también en dichos ejes.

Estas dos ecuaciones se obtienen aplicando la matriz de la transformada de Park sobre las ecuaciones (4.1) y (4.2), y teniendo en cuenta que en las corrientes en los ejes  $d$  y  $q$  la homopolar ya ha sido eliminada. Para el cálculo de la corriente cruzada homopolar, simplemente se aplica la ecuación (4.6).

Una vez obtenidas las diferentes componentes de la corriente de salida del convertidor 1 en los ejes  $dq$ , se procede a controlarlas. La referencia para la corriente normal viene impuesta por el control de tensión de bus y potencia reactiva, en el caso de que el convertidor sea el **GSC**, o por el control de potencia activa y tensión en bornes del generador, en el caso de que sea el **MSC**. El error entre la referencia y la propia corriente normal se introduce en el regulador PI, a la salida del cual se suma la compensación del acoplamiento entre ejes  $dq$  explicada anteriormente. Este proceso se realiza para cada eje, tanto el  $d$  como el  $q$ .

La referencia para la corriente cruzada diferencial es 0, ya que ésta es una componente indeseada. El control de esta componente se realiza de manera similar a la corriente normal, mediante un regulador PI y la posterior compensación. Sumando la salida del control de la corriente cruzada diferencial y la del control de la corriente normal, se obtienen las tensiones de referencia en los ejes  $d$  y  $q$  ( $V_{dqref}$ ).

La corriente cruzada homopolar también es una corriente indeseada, por lo que su referencia es 0. La salida del correspondiente regulador es la tensión homopolar  $V_{homref}$  que debe aplicar el convertidor para anular esta corriente. Esta tensión debe añadirse a la tensión en los ejes  $dq$  previamente calculada. La manera de hacerlo depende del tipo de modulación empleado.

En el caso de emplear una modulación escalar, aplicando la transformada de Park inversa a las tensiones  $V_{dqref}$ , se obtienen las tensiones de referencia por fase  $V_{rstref}$ . Para que el convertidor imponga la tensión homopolar necesaria, basta con sumar a la tensión de referencia de cada fase un tercio de  $V_{homref}$ , y después continuar con el proceso normal de modulación escalar [WEN08].

En el caso de que la modulación sea vectorial, la tensión homopolar introducida por el convertidor se puede variar manipulando la distribución de los vectores redundantes, es decir, vectores que generan la misma tensión en los ejes  $dq$  a la salida del convertidor aunque no coincidan los estados que imponen a cada fase. En [ZHI00] se describe un control para introducir la tensión homopolar deseada en modulación vectorial con convertidores binivel. En estos convertidores, los vectores redundantes son los vectores nulos **PPP** y **NNN**. Al introducir estos vectores una tensión homopolar distinta pero una tensión en ejes  $dq$  idéntica, se puede ir variando el tiempo de utilización de estos vectores, cambiando así la tensión homopolar introducida por el convertidor sin dejar de dar correctamente  $V_{dqref}$ . A medida que aumenta el número de niveles del convertidor, también aumenta el número de vectores redundantes y la complejidad de introducir la tensión homopolar necesaria.



Con el esquema de control representado en la **Fig 4.26** se consigue controlar todas las componentes (normal, corriente cruzada diferencial y homopolar) de un convertidor conectado a otro en paralelo. En los apartados siguientes se describen los diferentes tipos de paralelización, y se ve cómo aplicar el esquema de control genérico que se acaba de presentar a cada caso en particular.

#### 4.4 Conexión directa

Tanto para el caso de la conexión directa como para los dos siguientes casos que se van a analizar, el estudio se realiza para dos convertidores en paralelo, pero los resultados son igual de válidos para el caso de  $n$  convertidores en paralelo. También, al poder ser el tipo de conexión en paralelo diferente en el lado red y en el lado máquina, no se analiza el conjunto de dos back-to-back, sino que el estudio se centra en sólo dos convertidores que estén en el mismo lado, sean dos **MSC** o dos **GSC**.

La conexión directa se basa en que ambos convertidores tengan las mismas órdenes de disparo. Al estar los interruptores de los convertidores sincronizados, idealmente la conexión en paralelo se podría realizar directamente, sin necesidad de colocar ninguna inductancia entre los convertidores. No obstante, aun trabajando con las mismas órdenes de disparo es inevitable la aparición de fallos en la sincronización, originados por la existencia de retardos e inductancias parásitas distintas en cada convertidor. Debido a esto, es necesaria la colocación de unas pequeñas inductancias a la salida de los convertidores.

Como las órdenes de disparo de los convertidores deben ser idénticas, sólo se controla efectivamente un convertidor, y las órdenes de disparo obtenidas de ese control se aplican también al otro convertidor. Por lo tanto un convertidor se controla según las variables del otro convertidor en vez de las suyas propias. En el caso de que los buses estén separados y las tensiones de los buses de continua de cada convertidor sean diferentes, la tensión impuesta a la salida de un convertidor es distinta a la tensión impuesta por el otro. Esto origina corrientes cruzadas aunque las órdenes de disparo estén perfectamente sincronizadas, que son de mayor magnitud cuanto mayor sea la diferencia entre ambas tensiones de bus y menor la impedancia entre convertidores. En la **Fig 4.27** se muestran las corrientes cruzadas obtenidas con una diferencia en las tensiones de bus de tan sólo 1 V y unas inductancias de salida entre convertidores de 1  $\mu\text{H}$ . La simulación se ha realizado con buses de 1100 V, siendo la corriente nominal del sistema de 1700 Arms y estando las corrientes de esta figura (y de **Fig 4.27** y **Fig 4.33**) referidas a esta corriente.

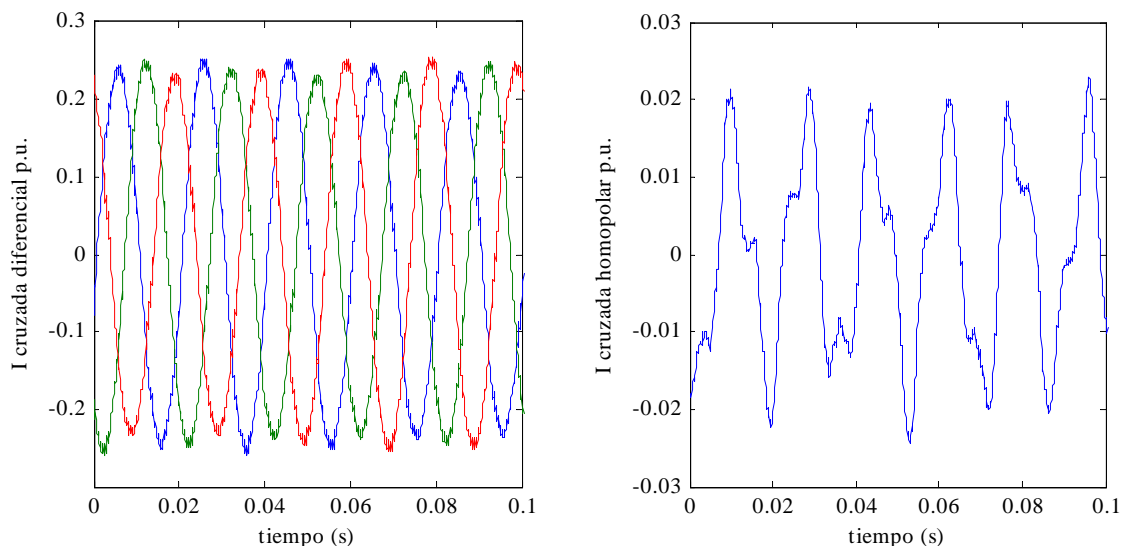


Fig 4.27.- Corrientes cruzadas por diferencia de tensión de buses

Una configuración alternativa para eliminar estas corrientes cruzadas consiste en utilizar un único bus en vez de dos buses independientes. Así, la tensión de bus de ambos convertidores será idéntica, impidiendo que aparezcan corrientes cruzadas por diferencia de buses. Sin embargo, al unir los buses, la impedancia para la componente homopolar del conjunto de los dos back-to-back se reduce, como se muestra en la Fig 4.28. De tener una única corriente homopolar que se cierra a través de todas las impedancias del circuito homopolar, se pasa a tener dos corrientes homopolares, la de lado red y lado máquina, viendo cada una de ellas la impedancia de su lado correspondiente.

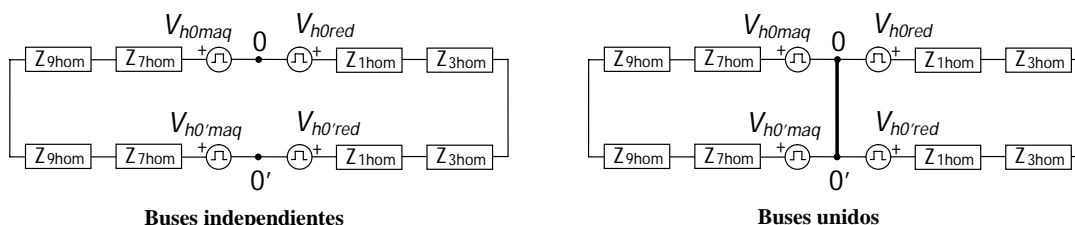
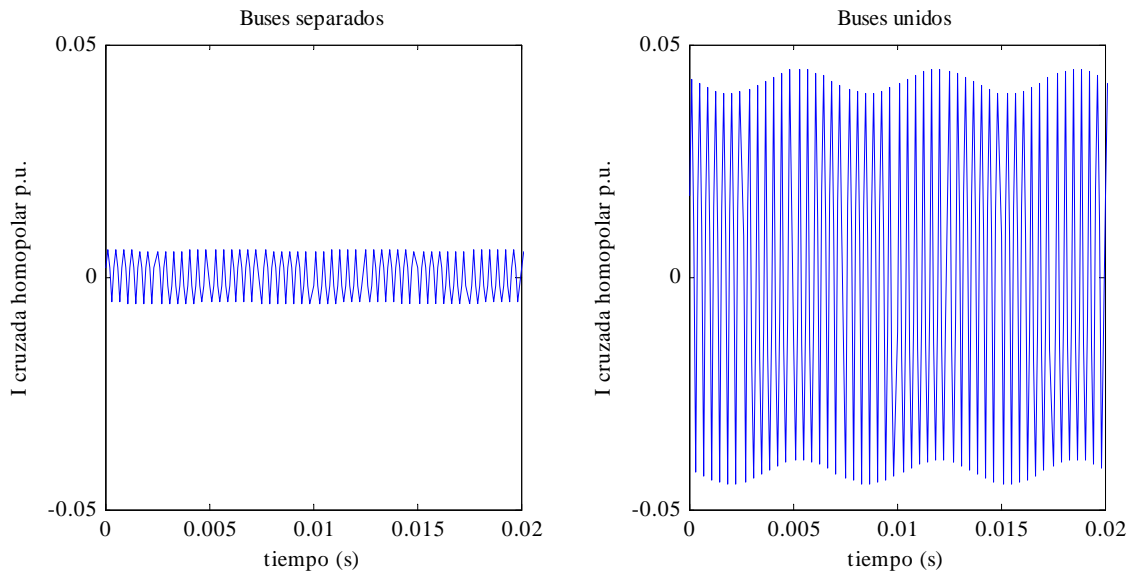


Fig 4.28.- Circuito homopolar con buses unidos o separados

Al unir los buses se asegura la igualdad de la tensión de bus de ambos convertidores, pero las corrientes cruzadas homopolares originadas por fallos en la sincronización de los disparos aumentan. En la siguiente figura se muestra la corriente homopolar obtenida con los buses juntos y separados, para un fallo de sincronización de disparos consistente en retardar 25 nanosegundos las órdenes de disparo de un convertidor respecto del otro.



**Fig 4.29.- Corriente cruzada homopolar con buses unidos y separados**

Se analizan a continuación dos esquemas de control aplicados a convertidores con conexión directa. La primera opción consiste en controlar la corriente de salida de un convertidor. El control se realiza en ejes  $dq$  y la corriente de referencia de un único convertidor se obtiene como la corriente total de referencia entre el número de convertidores. La modulación se realiza con la tensión de bus correspondiente al convertidor del cual se controla la corriente. Con esta opción se consigue un reparto equilibrado de corrientes siempre que ambos convertidores tengan la misma tensión de bus, por lo que es adecuada para convertidores con buses unidos. En la **Fig 4.30** se muestra el esquema de control y la planta del sistema a controlar, que se corresponde con el modelo de la componente normal de la corriente de salida del convertidor. Se utiliza esta planta ya que al ser los disparos de los convertidores idénticos, se asume que no hay corriente cruzada y por tanto toda la corriente de salida del convertidor es corriente normal.

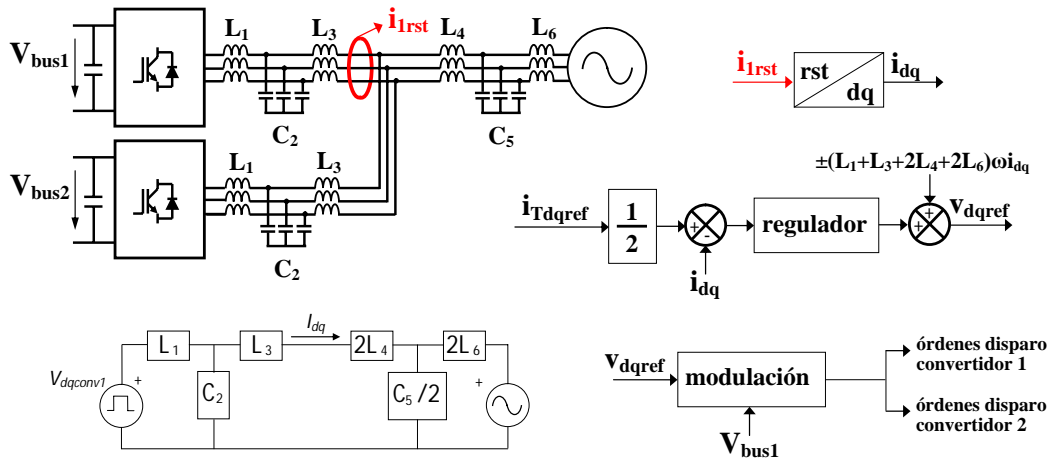


Fig 4.30.- Control de corriente de salida de un convertidor

La otra opción consiste en controlar la corriente total de salida de los convertidores. Esta opción es adecuada para configuraciones con distintos buses de continua, ya que asegura que la corriente total de salida es la de referencia, cosa que con el esquema anterior depende de la igualdad entre tensiones de buses. La modulación se realiza con la tensión media de todos los buses de continua, con lo que se atenúa el efecto que acarrearán las diferencias de tensión entre dichos buses. La planta del sistema (**Fig 4.31**) cambia ligeramente respecto al caso de controlar únicamente la corriente de salida de un convertidor. En este caso, se controla la suma de la corriente normal de ambos convertidores, es decir, el doble de la componente normal de un único convertidor. De ahí que la planta sea similar al caso anterior pero con la mitad de impedancia. Al cambiar la planta, también cambia la compensación que se introduce a la salida del regulador.

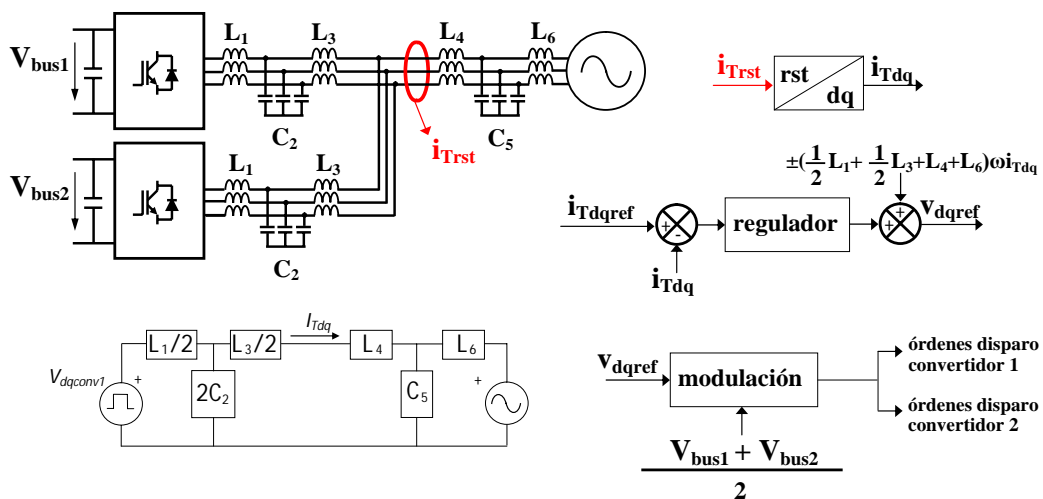


Fig 4.31.- Control de corriente total de salida

Las posibilidades de la conexión directa están limitadas por el hecho de que ambos convertidores deban tener las mismas órdenes de disparo. Esto impide el control por separado de cada convertidor, por lo que el control de uno de ellos se tiene que basar en las variables del otro. En el caso de que la conexión directa se aplique a los convertidores lado red, que son los encargados de regular la tensión de bus, si los buses son independientes únicamente se podrá controlar la tensión de uno de ellos, por lo que en este caso la única solución es unir los dos buses.

El hecho de no poder dar órdenes de disparo distintas a cada convertidor también impide controlar las corrientes cruzadas que aparezcan, tanto las diferenciales como la homopolar. Como ya se ha visto, estas corrientes pueden aparecer debido a diferencias en la sincronización de los disparos y en las tensiones del bus de continua. También pueden ser originadas debido a diferencias en las impedancias de salida de los convertidores.

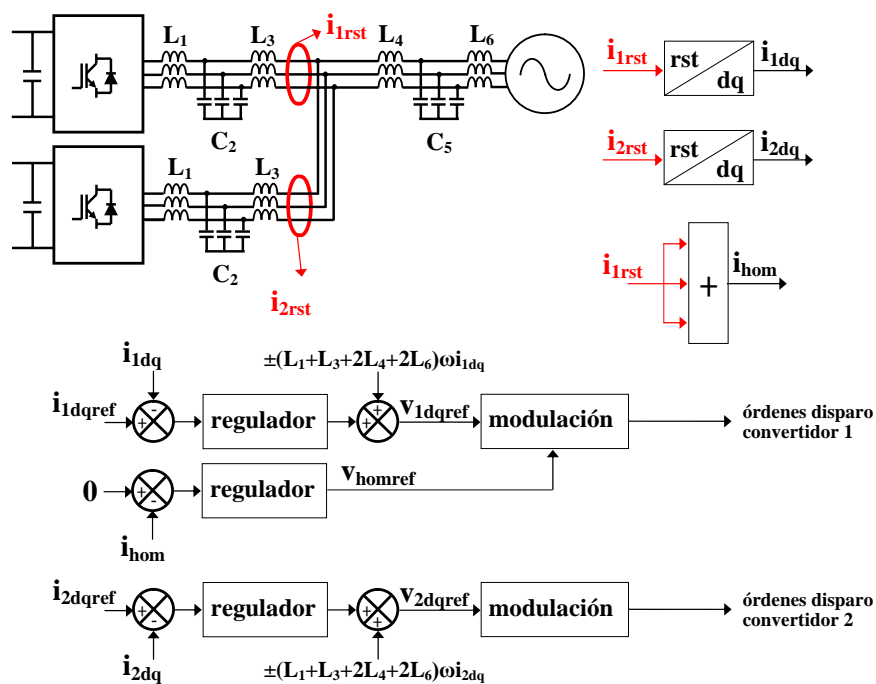
#### 4.5 Conexión mediante impedancias

En la conexión mediante impedancias los convertidores se conectan en paralelo a través de unas inductancias que permiten que ambos convertidores tengan distintas órdenes de disparo, por lo que no hay necesidad de sincronizar los disparos como sucedía en la conexión directa. En el caso de los convertidores de lado red, colocando la inductancia del filtro de armónicos a la salida de cada convertidor se consigue obtener la inductancia suficiente para poder realizar este tipo de conexión. En el caso de los convertidores de lado máquina, será necesario añadir inductancia extra entre los convertidores, ya que la inductancia del filtro  $dv/dt$  no es suficientemente grande.

Al ser los disparos de ambos convertidores independientes, con este tipo de conexión es posible controlar las corrientes cruzadas. El sistema compuesto por dos convertidores en paralelo tiene seis grados de libertad, correspondientes a las seis corrientes de salida. La única restricción de estas corrientes es que su suma debe ser cero, considerando que el sistema tiene el neutro aislado. Por lo tanto, serán necesarios cinco lazos de control para controlar efectivamente las corrientes de salida. Hay varias maneras de implementar estos lazos.

La opción más intuitiva para controlar dos convertidores conectados en paralelo con disparos independientes consiste en controlar la corriente de salida total de cada convertidor junto con la corriente cruzada homopolar. Al asegurar que la corriente de salida total de cada convertidor es la de referencia, se evita la aparición de corrientes cruzadas diferenciales indeseadas. Sin embargo, al realizarse el control en ejes  $dq$ , la

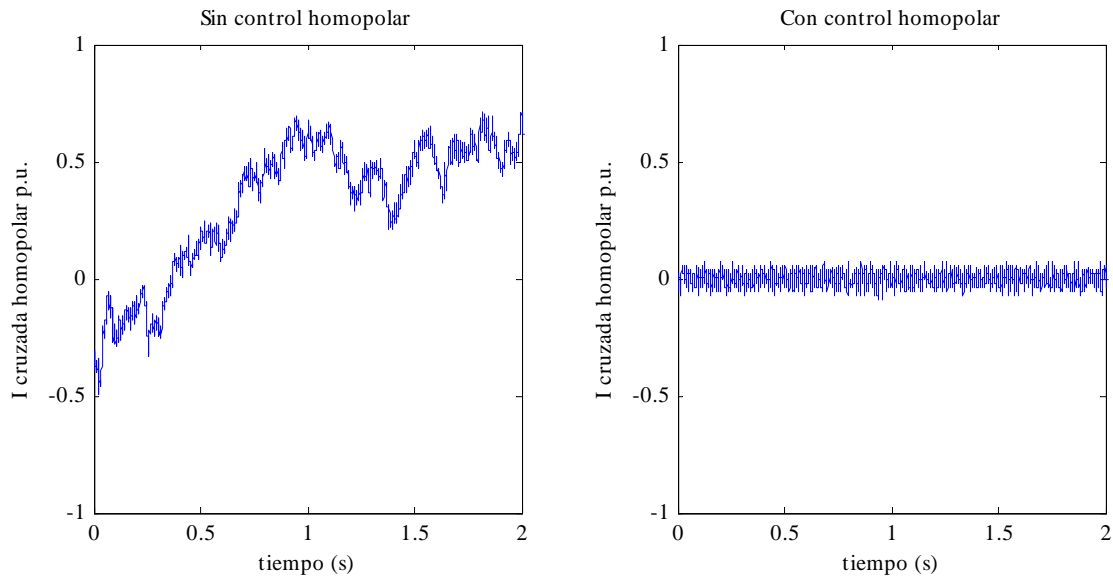
corriente homopolar no se puede anular, por lo que hay que incluir un lazo de control específico para anular dicha corriente. El esquema de esta estrategia de control se muestra en la **Fig 4.32**.



**Fig 4.32.- Control de corrientes de salida y corriente cruzada homopolar**

Hay cinco lazos de control: dos para regular las corrientes en  $dq$  del convertidor 1, otros dos para las corrientes  $dq$  del convertidor 2, y el lazo de la corriente cruzada homopolar.

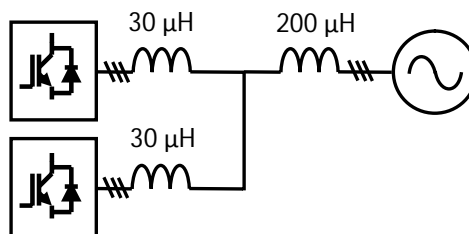
La corriente homopolar se regula mediante un único convertidor, ya que esta componente es idéntica para ambos convertidores y al anularla en un convertidor también se anula en el otro. El efecto de dejar sin control esta corriente se muestra en la **Fig 4.33**, donde se compara la corriente homopolar con y sin lazo de control de dicha componente.



**Fig 4.33.- Corriente homopolar con y sin control de la misma**

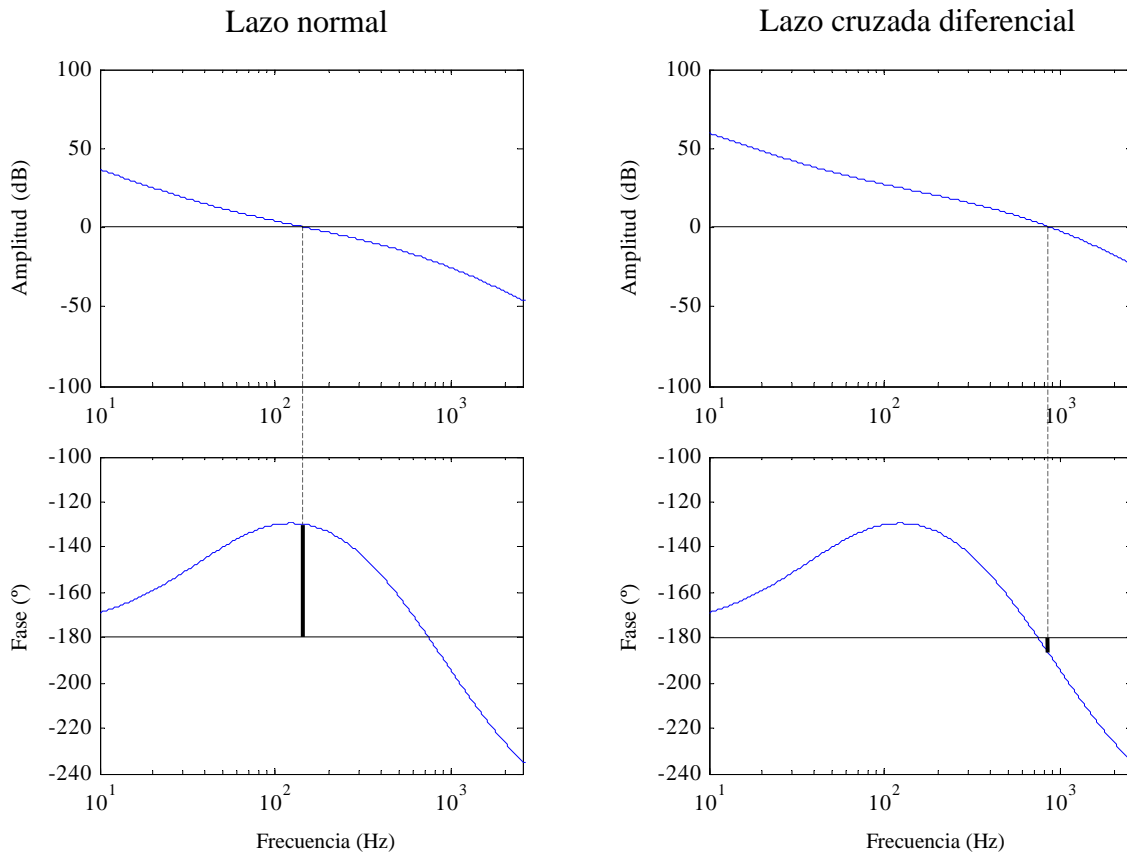
A la hora de sintonizar los reguladores PI que controlan la corriente total de cada convertidor, lo lógico sería utilizar como planta el modelo de la corriente normal. Sin embargo, hay que tener en cuenta que al controlarse la corriente total de salida, se está actuando tanto sobre la corriente normal como sobre la corriente cruzada diferencial. Por lo tanto, para que el sistema sea estable es condición necesaria que tanto el lazo compuesto por el regulador PI y el modelo de la corriente normal como el compuesto por el regulador y el modelo de la corriente cruzada diferencial sean estables.

Si se da el caso de que el lazo de la corriente cruzada diferencial limita más la dinámica del regulador que el lazo de la corriente normal, esto obligará a hacer el regulador más lento, empeorando así la respuesta del control de la corriente total de salida. A modo de ejemplo, supóngase un sistema sencillo (**Fig 4.34**) compuesto por dos convertidores en paralelo, estando la impedancia de salida de cada convertidor compuesta por una inductancia de  $30 \mu\text{H}$ , y la impedancia entre el punto de conexión y la red por una inductancia de  $200 \mu\text{H}$ .



**Fig 4.34.- Esquema del sistema**

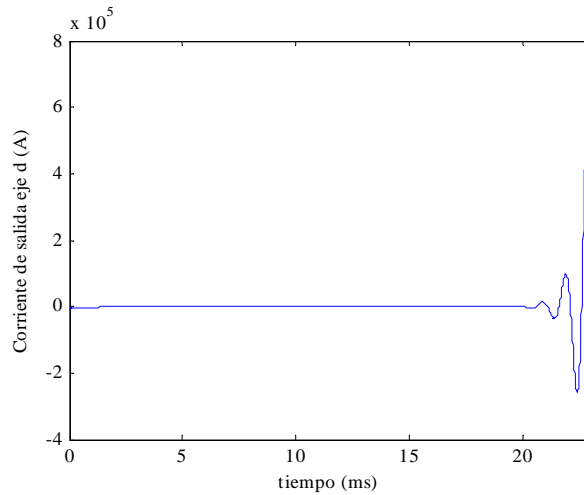
Si se sintoniza el regulador PI tomando como planta el modelo de la corriente normal, los diagramas de Bode de los lazos que incluyen dicho PI con la planta de la corriente normal y de la corriente cruzada son los siguientes:



**Fig 4.35.- Diagramas Bode del lazo de corriente normal y del lazo de corriente cruzada diferencial**

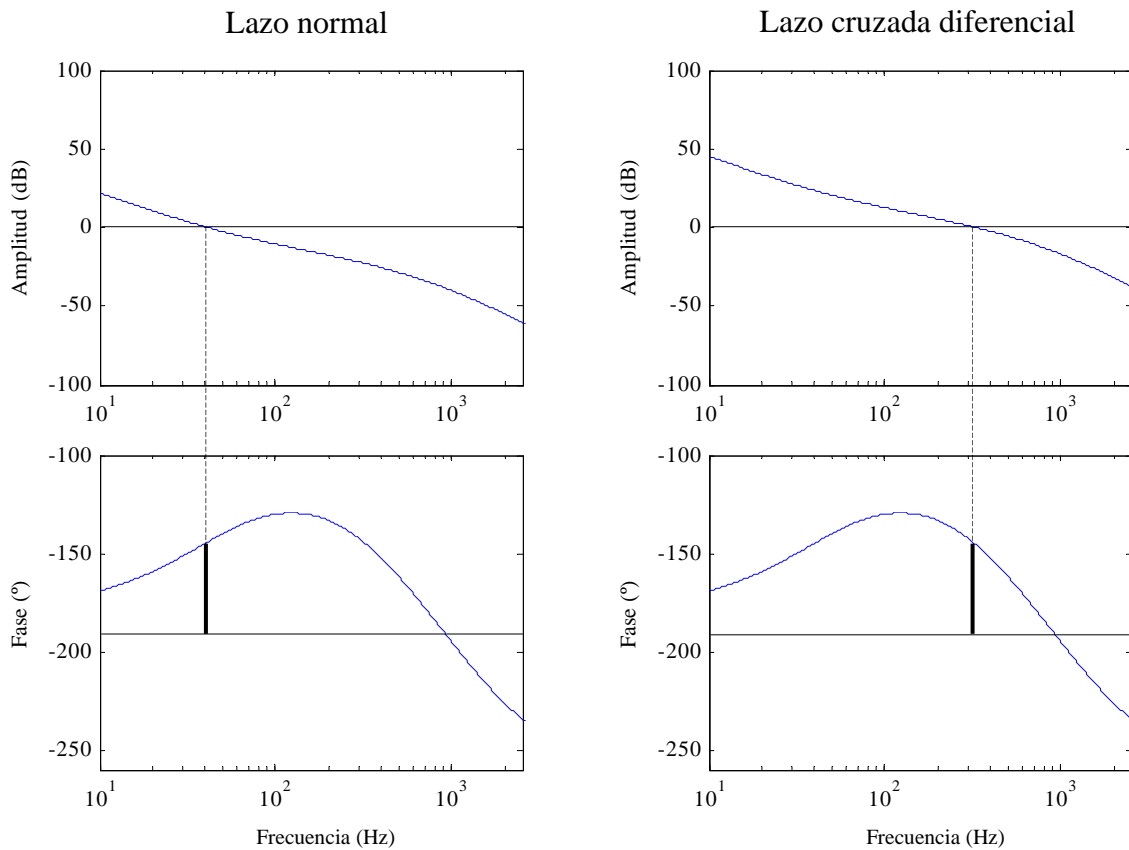
El diagrama de Bode del lazo de la corriente normal es correcto, ya que el regulador se ha sintonizado con la planta de la corriente normal. Sin embargo, el Bode del lazo con la planta de la corriente cruzada nos indica que el sistema es inestable, ya que tiene margen de fase negativo. Esto se confirma al realizar una simulación. En la **Fig 4.36** se observa como la corriente total de salida, concretamente la del eje  $d$ , se inestabiliza nada más dar comienzo la simulación. La componente en el eje  $q$  se comporta de idéntica manera.





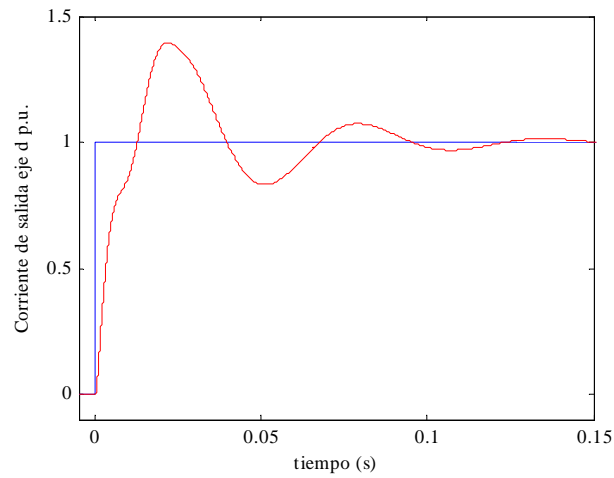
**Fig 4.36.- Simulación con el sistema inestable**

Para conseguir estabilizar el sistema, hay que ralentizar el regulador PI hasta que el lazo de la corriente cruzada diferencial deje de ser inestable. En la **Fig 4.37** se muestran los diagramas de Bode de ambos lazos con un regulador lo suficientemente lento como para que el sistema sea estable.



**Fig 4.37.- Diagramas Bode con regulador PI ralentizado**

La respuesta de este regulador ante un escalón en la referencia, en este caso en la corriente en  $d$ , es excesivamente lenta, como se aprecia en la siguiente figura.



**Fig 4.38.- Respuesta ante escalón del control de la corriente total de salida del convertidor**

Al utilizar el esquema de control de la **Fig 4.32** se están controlando diferentes plantas con el mismo regulador, lo que da problemas en el caso de que la planta de la corriente cruzada sea más inestable que la planta de la corriente normal, obligando a empeorar la dinámica del control para estabilizar el sistema. Esto se soluciona utilizando el control ya explicado en el apartado **4.3**, que consiste en controlar cada componente de la corriente, sea corriente normal, cruzada diferencial o cruzada homopolar, por separado. Los convertidores controlarán la corriente total de salida (es decir, la suma de las corrientes normales de cada convertidor) y la corriente cruzada diferencial utilizando lazos separados. El esquema de esta opción se muestra en la **Fig 4.39**.

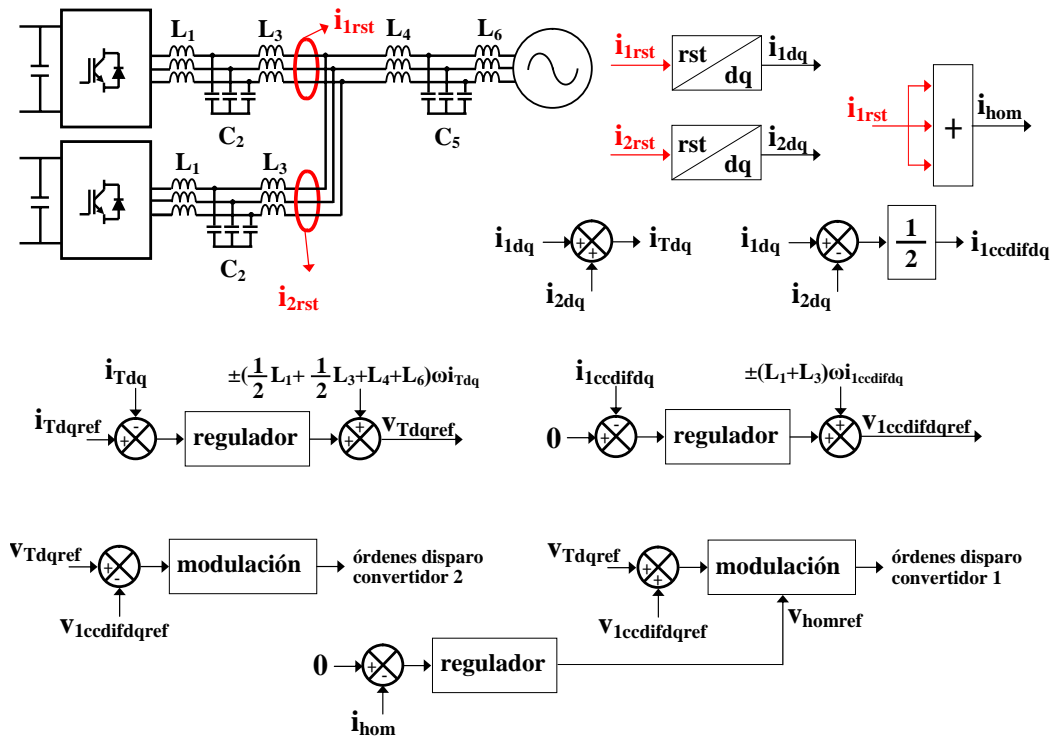
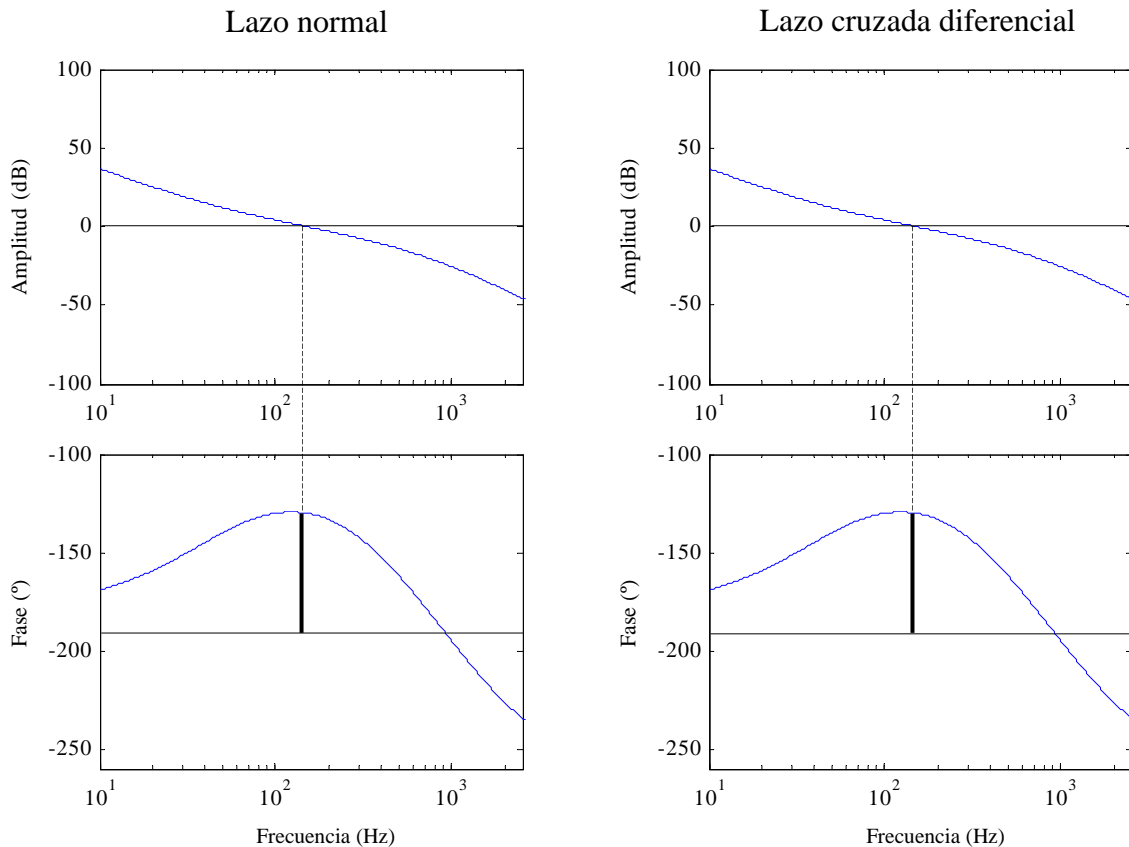


Fig 4.39.- Control de corriente total y corrientes cruzadas diferencial y homopolar

Aquí también hay cinco lazos de control: dos que controlan la corriente total de salida en  $dq$ , otros dos para la corriente cruzada diferencial en  $dq$ , y el último, que regula la corriente homopolar. La planta de los lazos de la corriente total de salida, como ya se ha visto para el caso de paralelización por conexión directa, es el circuito de la componente normal de corriente pero con la mitad de impedancia. La salida de estos lazos,  $V_{Tdqref}$ , es la tensión que deben imponer tanto el convertidor 1 como el 2 para que la corriente total de salida sea igual a la de referencia.

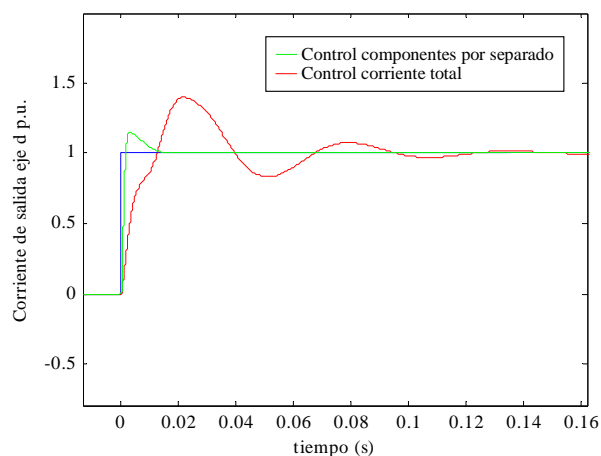
La planta de los lazos de control de la corriente cruzada diferencial es el circuito equivalente de dicha componente. La salida de estos lazos se suma a la tensión  $V_{Tdqref}$  en el caso del convertidor 1 y se resta en el caso del convertidor 2, ya que para ambos convertidores la corriente cruzada diferencial es de igual magnitud pero de signo contrario, y en el control se calcula la correspondiente al convertidor 1. El lazo de corriente de la homopolar es idéntico al caso anterior.

Con este esquema de control se desacoplan los lazos de la corriente normal y de la corriente cruzada diferencial, aplicándose a cada corriente un regulador adecuado a su planta. Siguiendo con el circuito sencillo utilizado a modo de ejemplo anteriormente (Fig 4.34), si se implementa en este sistema el control de las componentes de corriente por separado, los diagramas de Bode correspondientes a cada lazo son los siguientes:



**Fig 4.40.- Diagramas Bode con los dos lazos independientes**

Al haberse sintonizado de manera independiente, cada lazo tiene el margen de fase y la frecuencia de corte correctos. En la siguiente figura se compara la respuesta ante un escalón en la referencia de los dos esquemas de control explicados aplicados al sistema sencillo. En rojo la respuesta del control de la corriente de salida total de cada convertidor y en verde la respuesta del control de cada componente de la corriente de salida por separado.



**Fig 4.41.- Comparativa de ambos controles ante referencia escalón**

Es evidente que controlar cada componente de corriente por separado tiene mejores resultados. Esto es así siempre que la planta de la corriente cruzada diferencial sea más inestable que la de la corriente normal. En caso contrario, ambos controles dan resultados parecidos. Por lo tanto, se deduce que el control de la corriente total de salida de cada convertidor se puede utilizar siempre que la estabilidad de la planta de la corriente cruzada diferencial no limite excesivamente la dinámica del regulador PI. Esta opción de control tiene varias ventajas respecto a controlar por separado cada componente de la corriente de salida.

Por un lado, el que cada convertidor controle su corriente total de salida implica que no hay necesidad de intercambio de datos entre los controles de los convertidores puestos en paralelo, ya que son controles completamente independientes. Por el otro, esta opción de control permite que la potencia no se distribuya uniformemente entre los convertidores. Esto es necesario, por ejemplo, en el caso de que los convertidores sean **GSC** y los buses de continua estén separados. En este caso, cada convertidor debe verter a la red la potencia correspondiente a la tensión de su bus, que no tiene por qué ser idéntica a la potencia del resto de convertidores.

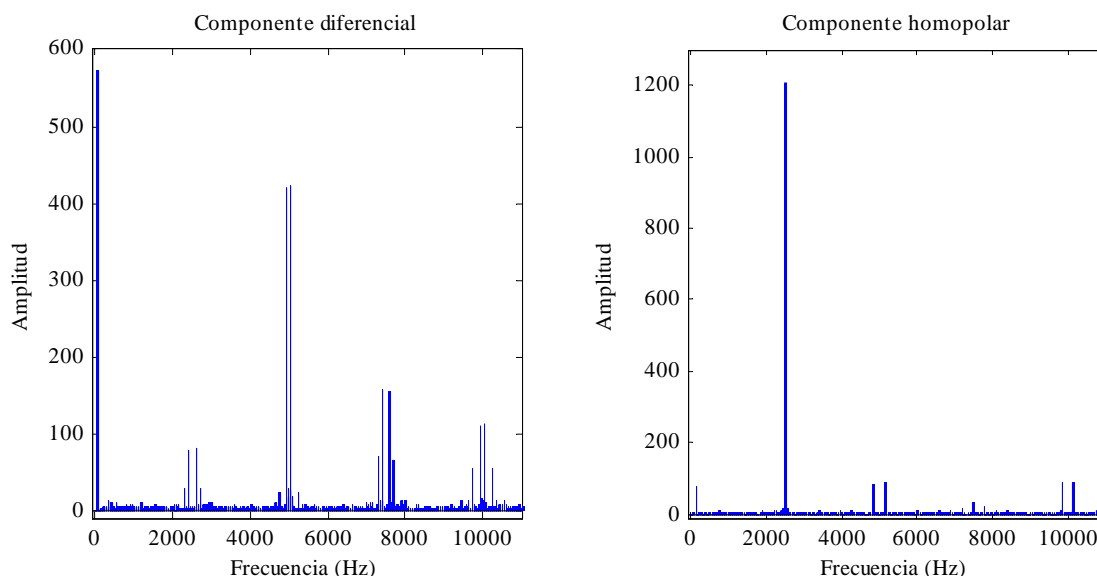
El control de cada componente de corriente por separado obliga a que la potencia se distribuya uniformemente entre todos los convertidores, ya que se impone que la corriente cruzada diferencial sea nula. En el caso anterior, convertidores **GSC** con buses separados, esto supone un problema. Para solucionarlo, en lugar de hacer que la corriente cruzada diferencial sea nula, en esta tesis se propone calcular una cruzada diferencial de referencia necesaria para que cada convertidor extraiga del bus la potencia adecuada. Esto se hace utilizando la siguiente fórmula:

$$(4.48) \quad I_{x\text{ccdif}q\text{ref}} = I_{xq\text{ref}} - \frac{\sum_{k=1}^n I_{kq\text{ref}}}{n}$$

siendo  $I_{x\text{ccdif}q\text{ref}}$  la corriente cruzada diferencial en  $q$  de referencia del convertidor  $x$ ,  $I_{xq\text{ref}}$  la corriente en  $q$  de referencia del mismo convertidor (que proviene del PI de tensión de bus), y  $n$  el número total de convertidores. Controlando cada convertidor para que dé la corriente cruzada diferencial obtenida de la anterior relación, la potencia de cada convertidor será la adecuada. Únicamente se tiene en cuenta la componente en el eje  $q$  de la corriente, ya que la tensión de bus sólo afecta a dicha componente. El resto del esquema de control no necesita ningún cambio.

### Entrelazamiento de conmutaciones

Una de las ventajas de la conexión mediante impedancias consiste en la posibilidad de eliminar familias de armónicos en la corriente total de salida de un sistema con varios convertidores conectados en paralelo. La tensión de salida de un único convertidor se puede dividir, de la manera que ya se ha visto anteriormente, en componente homopolar y componente diferencial (no confundir con corriente cruzada homopolar y diferencial), de acuerdo con las fórmulas (4.3) y (4.4). Realizando el espectro armónico de cada una de estas componentes, se obtiene la Fig 4.42.

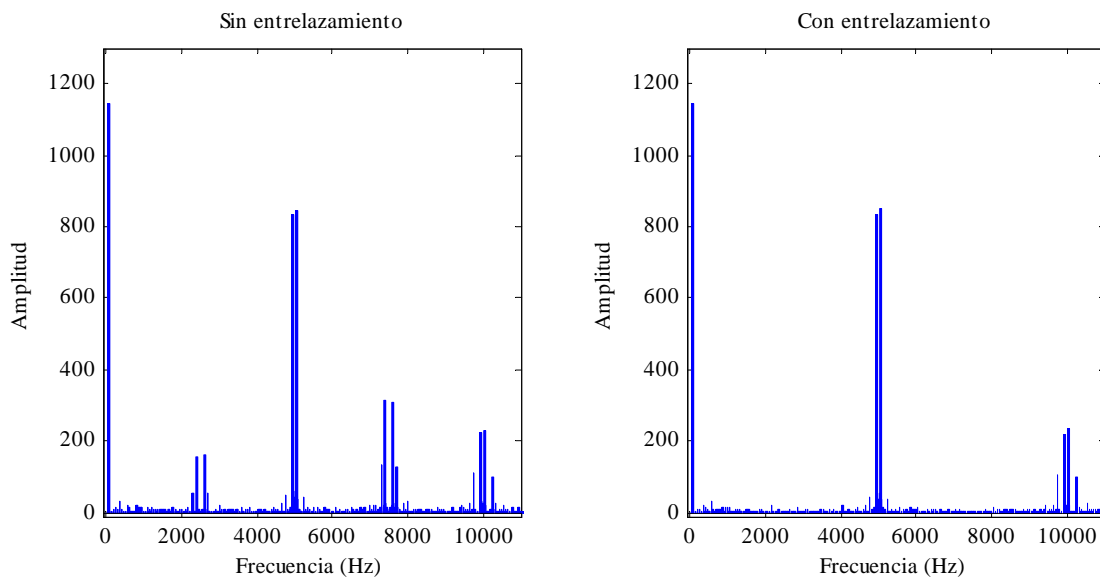


**Fig 4.42.- Componentes diferencial y homopolar de tensión de salida**

Se aprecia cómo la componente diferencial consta de una fundamental a 50 Hz y de familias de armónicos centrados en los múltiplos de la frecuencia de conmutación (2.5 kHz). Aunque la primera familia de armónicos de tensión es la que menor amplitud tiene, es la que más se refleja en la corriente de salida, ya que la atenuación de los armónicos de tensión por el filtro de armónicos aumenta considerablemente en función de la frecuencia de dichos armónicos.

Al ser las órdenes de disparo de ambos convertidores independientes, es posible eliminar algunas de estas familias de armónicos de conmutación en la tensión diferencial entrelazando las conmutaciones [ZHA10]. En modulación escalar este entrelazamiento se consigue desfasando las portadoras un ángulo de  $360/n$  grados, siendo  $n$  el número de convertidores puestos en paralelo. En el caso de utilizarse modulación vectorial, el entrelazamiento se realiza desfasando los vectores de cada convertidor un intervalo de tiempo  $T_s/n$ , siendo  $T_s$  el período de muestreo del control.

Gracias al entrelazamiento se consigue que la suma de los armónicos de la tensión diferencial que se agrupan en torno a las frecuencias de  $f$ ,  $2*f$ ,  $3*f \dots$  hasta  $(n-1)*f$  sea nula, siendo  $f$  la frecuencia de conmutación. Dependiendo del valor de  $n$ , también se anulan otras familias de armónicos [TAN09]. En el caso de que  $n$  sea 2, se anulan todas las familias de armónicos que se agrupan en torno a múltiplos impares de la frecuencia de conmutación. En la **Fig 4.43** se muestra el espectro de la suma de las tensiones diferenciales de salida de dos convertidores con y sin entrelazamiento de conmutaciones. La eliminación de las familias de armónicos múltiplos impares antes comentada es evidente.

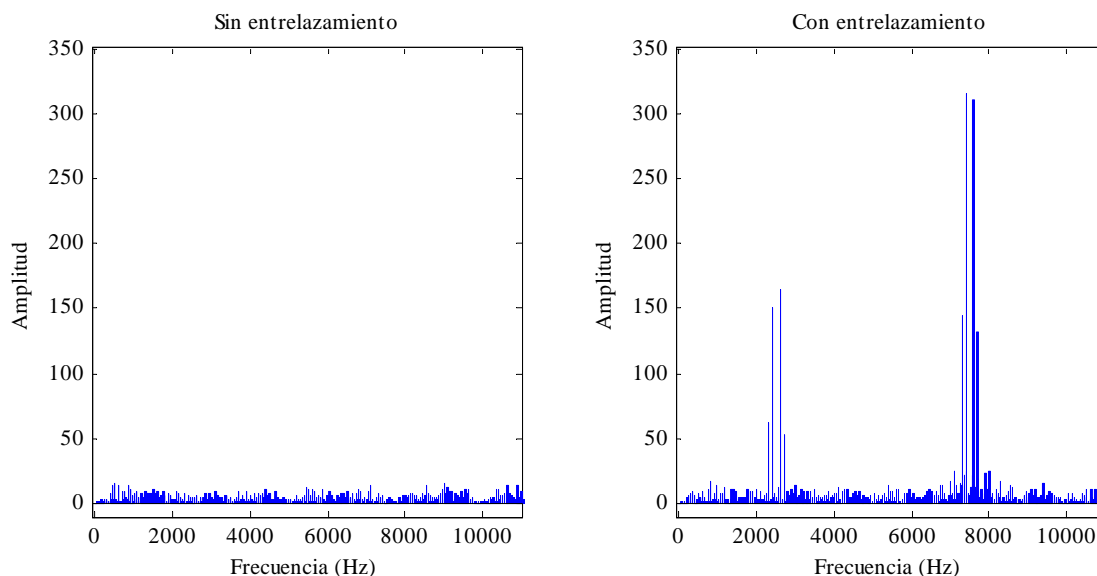


**Fig 4.43.- Suma de tensión diferencial de dos convertidores**

Volviendo a los modelos de la interacción entre convertidores, la tensión de entrada del circuito correspondiente a la componente normal (**Fig 4.17**) es la suma de la tensión de todos los convertidores, por lo que si la suma de las tensiones a las frecuencias anteriormente dichas es nula, también lo será la corriente normal correspondiente a dichas frecuencias. Es decir, aplicando entrelazamiento de armónicos se evita inyectar, a red o a máquina, corriente con perturbaciones armónicas a la frecuencia de conmutación y a los correspondientes múltiplos. Esto tiene una serie de ventajas, como la mejora en el **THD(i)** y la necesidad de un filtro de armónicos menor en el caso del lado red, o la reducción del calentamiento de los imanes en el lado máquina.

Sin embargo, esta mejora en la corriente normal se produce a costa de aumentar la corriente cruzada diferencial y homopolar. En una modulación normal sin entrelazamiento de armónicos, es decir, con las portadoras sincronizadas para la

modulación escalar, o utilizando los vectores de manera síncrona para la modulación vectorial, la resta de las tensiones diferenciales de cada convertidor es nula, así como la resta de la tensión homopolar de cada convertidor (izquierda de la **Fig 4.44** y la **Fig 4.45**). Sin embargo, al aplicar entrelazamiento, estas restas dejan de ser nulas (derecha de mismas figuras).

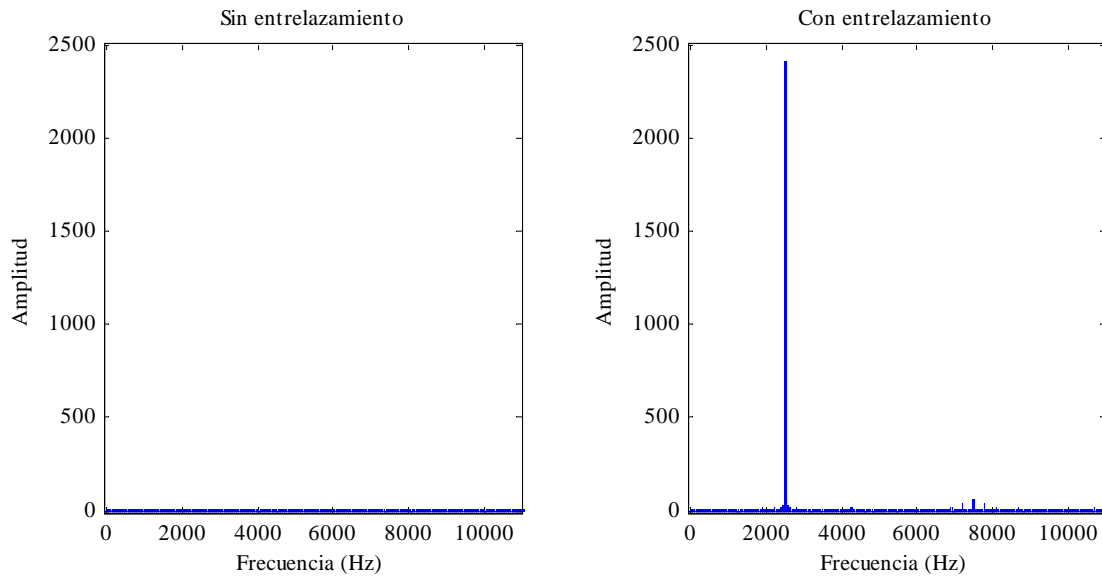


**Fig 4.44.- Resta de tensión diferencial de dos convertidores**

Estas restas son las tensiones de entrada a los modelos de la corriente cruzada diferencial y homopolar respectivamente; el que dejen de ser nulas significa que aparecerán corrientes cruzadas. Las frecuencias a las que aparecen estas corrientes son justamente las mismas que se eliminan de la corriente normal. Al tratarse de frecuencias elevadas, no es posible eliminar estas corrientes por control, por lo que su reducción sólo puede conseguirse actuando sobre la impedancia de los circuitos correspondientes.

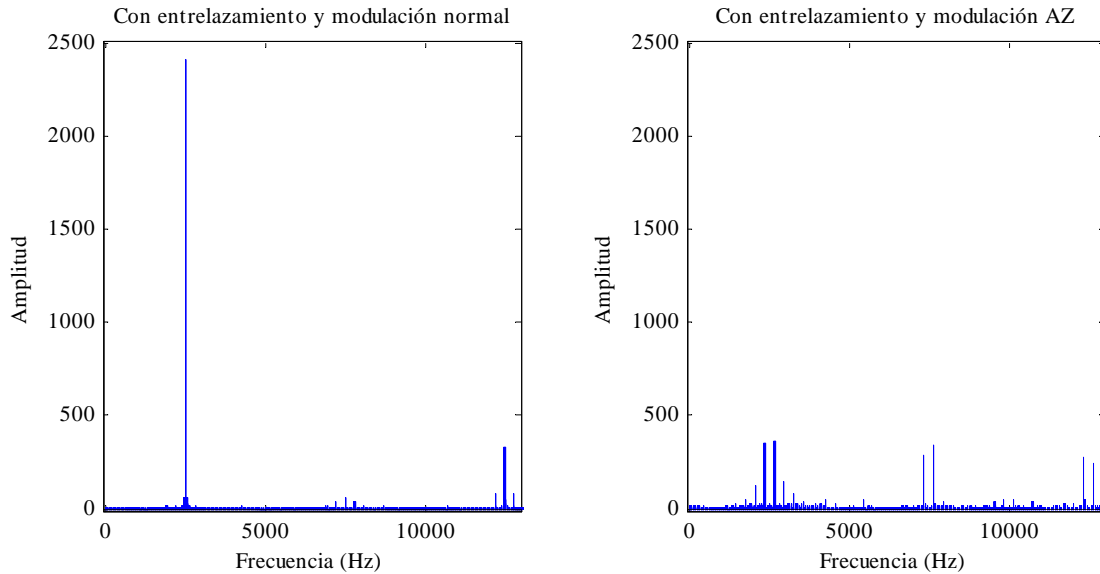
En lo que se refiere a la corriente cruzada diferencial, la magnitud de estas corrientes viene impuesta por las impedancias  $Z_1$ ,  $Z_2$  y  $Z_3$  del circuito de esta componente (**Fig 4.11**), por lo que estas impedancias deben tener un valor mínimo para limitar las corrientes cruzadas diferenciales a frecuencia de conmutación en el caso de que se quieran entrelazar armónicos. En el lado red, la propia inductancia del filtro de armónicos a la salida de cada convertidor es habitualmente suficiente para limitar estas corrientes cruzadas diferenciales. En el lado máquina, se deben colocar inductancias adicionales a la salida de cada convertidor. Una manera eficaz de reducir las corrientes cruzadas diferenciales sin tener que añadir inductancias excesivamente voluminosas a la salida de cada convertidor consiste en la utilización de inductancias inversamente acopladas o **IPT** [YOU11].





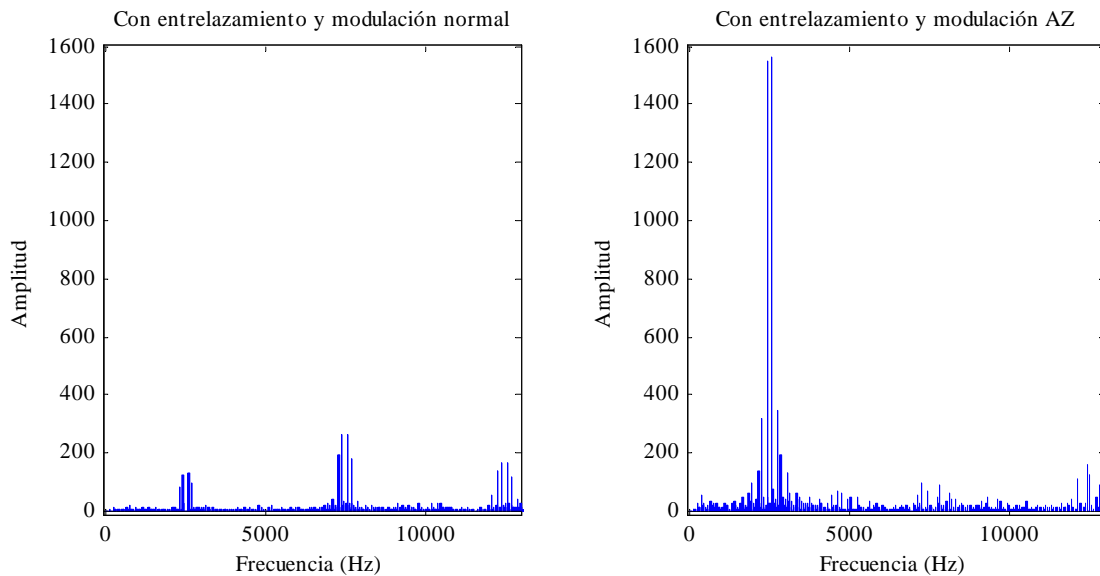
**Fig 4.45.- Resta de tensión homopolar de dos convertidores**

El entrelazamiento de armónicos también origina corrientes cruzadas homopolares. En el caso particular de que se haga en el lado red y la inductancia de salida del convertidor sea una inductancia trifásica acoplada magnéticamente, las corrientes homopolares serán de gran magnitud debido a que la impedancia homopolar de una inductancia acoplada se reduce a la inductancia de fugas. Ante esto, existe la opción de intentar minimizar la tensión homopolar producida, utilizando modulaciones especiales como la modulación **AZ** [UN06]. Esta modulación consiste en evitar utilizar los vectores nulos, ya que éstos son los que mayor tensión homopolar introducen. En vez de utilizar vectores nulos, se utilizan dos vectores activos contrapuestos, de tal manera que la suma de ambos sea nula. En la **Fig 4.46** se aprecia la gran reducción en la tensión homopolar que se logra con esta modulación.



**Fig 4.46.- Comparativa de resta de tensiones homopolares con modulación normal y AZ**

Sin embargo, al no utilizar vectores nulos, la modulación **AZ** introduce más armónicos de conmutación en la tensión diferencial. Esto no afecta a la corriente normal, ya que debido al entrelazamiento estos armónicos no salen hacia red o máquina. Pero sí afecta a la corriente cruzada diferencial, ya que la resta entre las tensiones diferenciales aumenta (**Fig 4.47**).



**Fig 4.47.- Comparativa de resta de tensiones diferenciales con modulación normal y AZ**

Si disminuir la componente de tensión homopolar a costa de este aumento en la resta de las componentes diferenciales compensa o no, depende del tipo de impedancia entre ambos convertidores. En el caso de que esta impedancia sea una inductancia trifásica acoplada magnéticamente, la modulación **AZ** puede merecer la pena, debido a

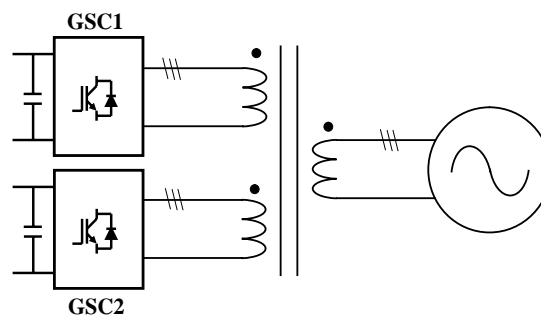
la mayor impedancia (unas tres veces más) que ve la corriente cruzada diferencial comparada con la que ve la corriente cruzada homopolar.

Otra posible opción para reducir la corriente cruzada homopolar cuando se entrelazan armónicos es utilizar inductancias monofásicas (sin acoplar magnéticamente). En este caso, se pierden las ventajas derivadas del mayor aprovechamiento del núcleo magnético, ventajas consistentes en un menor precio y menor volumen.

#### 4.6 Paralelización aislada

La paralelización aislada consiste en utilizar en paralelo dos convertidores, pero sin que haya una conexión eléctrica efectiva entre ellos. Así, se evita topológicamente la aparición de corrientes cruzadas. En el lado de red, esta conexión se realiza utilizando distintos transformadores para cada convertidor, según la **Fig 4.48**. En el lado máquina, este aislamiento entre convertidores se puede conseguir conectando cada convertidor a bobinados estáticos independientes.

Esta opción es la más sencilla en cuanto a control se refiere, ya que no es necesario ningún lazo de control para eliminar corrientes cruzadas y los disparos de los convertidores son independientes. El control de cada convertidor se puede realizar de manera separada, ya que no existe interacción entre ellos.



**Fig 4.48.- Paralelización aislada en el lado red**

Si se considera el conjunto de varios sistemas back-to-back puestos en paralelo, la paralelización aislada en un sólo lado del sistema de conversión, sea lado red o lado máquina, anula la corriente homopolar en todo el sistema, siempre que los buses estén separados. Así, aislando únicamente el lado red o el lado máquina y separando los buses de continua se hace innecesario controlar la homopolar, ya que no tiene circuito eléctrico por donde pueda circular.

Si la paralelización aislada se aplica en el lado red, la posibilidad de entrelazar armónicos sigue siendo válida, debido a que el primario del transformador ve la suma de los flujos originados por las corrientes de cada secundario. El entrelazamiento de las conmutaciones consigue que los armónicos de un convertidor cancelen a los del otro, provocando que el flujo total no tenga armónicos a la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, la tensión del primario también estará libre de dichas componentes.

#### 4.7 Aplicación en el sistema de conversión

Anteriormente se han estudiado las tres posibilidades de paralelización de convertidores. A la hora de aplicar la paralelización a un sistema de conversión eólico, los convertidores lado máquina y lado red no tienen que ser necesariamente puestos en paralelo de la misma manera. Una configuración se revela especialmente ventajosa para aplicaciones como la que se está estudiando: conexión directa en lado máquina, conexión mediante impedancias en lado red y separación de los buses de continua.

Tanto en el lado red como en el lado máquina, la utilización de la paralelización aislada implica un aumento tanto en coste como en complejidad del sistema. Aunque este tipo de conexión asegura topológicamente la desaparición de las corrientes cruzadas homopolares y diferenciales, es más eficiente anular estas corrientes mediante técnicas de control. Ahora bien, si la red o el generador están preparados para utilizar la paralelización aislada por otros motivos que no sean las corrientes cruzadas (por ejemplo al utilizar generadores con varios estátores independientes), en ese caso parece más conveniente utilizar la paralelización aislada.

En el lado máquina, la utilización de la conexión mediante impedancias no presenta demasiadas ventajas. Se podría utilizar el entrelazamiento de conmutaciones para eliminar armónicos en las corrientes del generador, reduciendo las pérdidas en los devanados y mejorando la eficiencia. Sin embargo, esta mejora no justifica el gasto que suponen las inductancias extra entre el convertidor y el generador (las inductancias de los filtros  $dv/dt$  son insuficientes para limitar las corrientes cruzadas que provoca el entrelazamiento de conmutaciones, en cambio, estas inductancias bastan para limitar las corrientes cruzadas que se dan al utilizar la conexión directa).

En el lado red, la eliminación de armónicos por entrelazamiento es mucho más interesante, ya que permite reducir, o incluso eliminar, el filtro RC de red. Por otro lado, la conexión mediante impedancias en este lado permite el control de cada bus de continua de manera independiente. Por último, la impedancia que se necesita para dicha conexión se puede obtener colocando la inductancia de salida a la salida de cada

convertidor. Por todos estos motivos la conexión óptima en el lado red es la conexión mediante impedancias.

El control en el lado máquina consiste en un control de la corriente total de salida. Así se asegura que la potencia extraída del generador sea la de referencia. En el lado red, se puede optar por una de las dos opciones presentadas (control de la corriente total de cada convertidor o control de cada componente por separado), siempre que la estabilidad de la planta de la corriente cruzada diferencial lo permita. En la **Fig 4.49** se representa la primera opción. Si se utiliza la segunda opción, las corrientes cruzadas de referencia se deben obtener utilizando la ecuación (4.48).

La corriente cruzada homopolar se controla mediante los **GSC**. Al estar los buses separados, anulando la homopolar en el lado red se consigue que tampoco la haya en el lado máquina. Es suficiente implementar lazos de control de la homopolar en todos los convertidores salvo en uno de ellos, ya que éste último no puede tener corriente homopolar si ningún otro la tiene. El esquema de control se representa en la **Fig 4.49**.

## 4.8 Conclusiones

El separar la corriente de salida de cada convertidor en sus distintas componentes es muy útil a la hora de comprender la interacción entre dos convertidores conectados en paralelo. A partir de esta descomposición de la corriente, en este capítulo se han obtenido modelos sencillos para cada componente. Dichos modelos se han ampliado para el caso de  $n$  convertidores y se han deducido sus equivalentes en ejes  $dq$ . También se ha presentado una estructura genérica de control de todas las componentes de corriente de un convertidor conectado en paralelo con otro.

A continuación se han analizado las distintas opciones de paralelización: conexión directa, conexión mediante impedancias y conexión aislada. Para el caso de la conexión directa, se ha observado que tener buses de continua separados puede provocar corrientes cruzadas diferenciales, mientras que unirlos aumenta la corriente cruzada homopolar.

Para el caso de la conexión mediante impedancias, se han presentado dos opciones de control. Una opción consiste en que cada convertidor controle su corriente total de salida. Esta opción es más sencilla, ya que es muy parecida al control de un único convertidor. Sin embargo, en algunos casos presenta problemas de estabilidad. En esta tesis se propone un criterio sencillo para establecer en qué casos esta opción de control inestabiliza el sistema, partiendo de los modelos anteriormente deducidos.

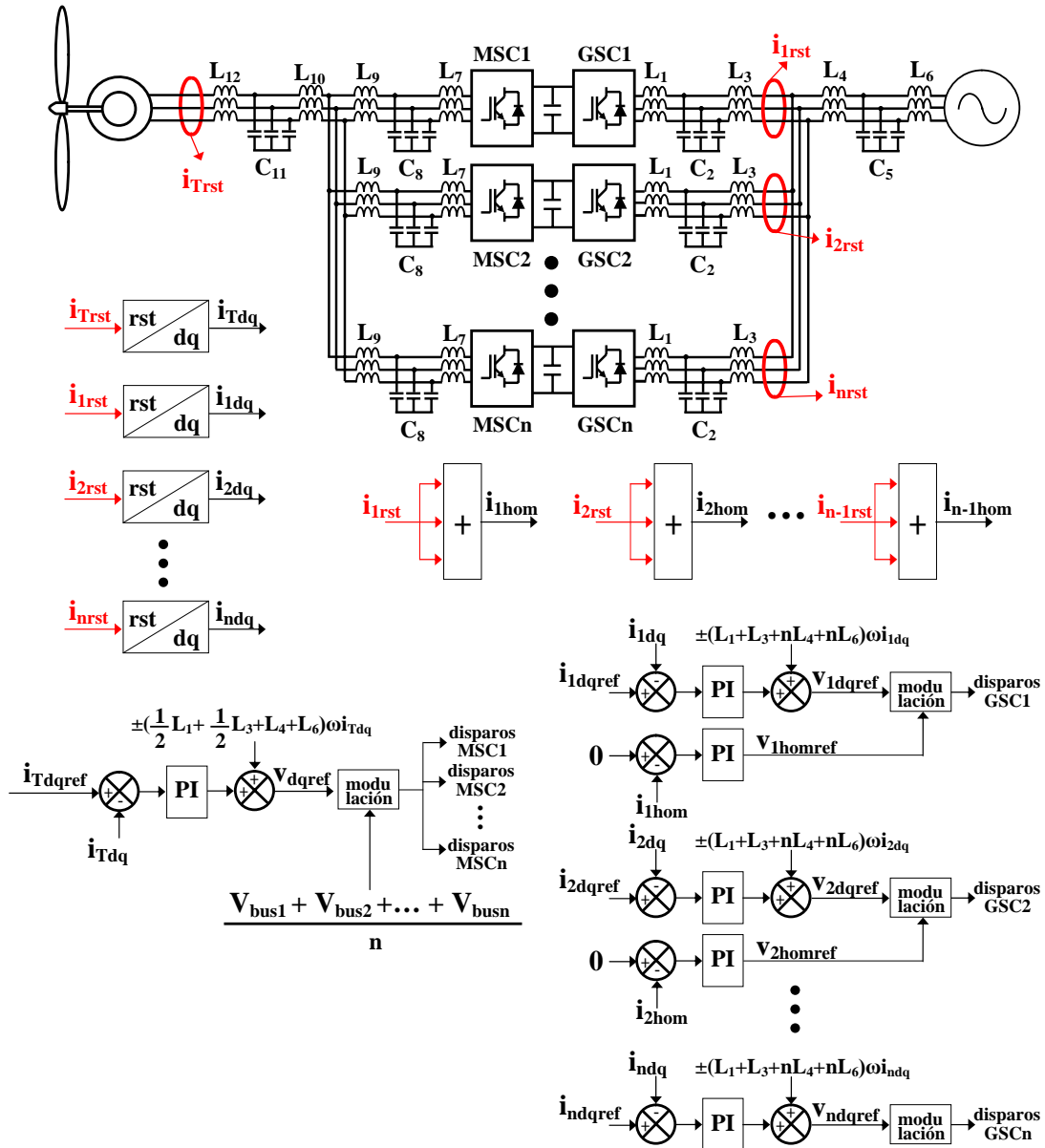


Fig 4.49.- Esquema de control del sistema completo

La segunda opción consiste en el control por separado de las diferentes componentes de la corriente de salida. Esta opción no presenta problemas de estabilidad. Sin embargo, no es válida para el caso de que la potencia no se distribuya uniformemente entre los convertidores. En esta tesis se propone una solución a este problema consistente en un mínimo cambio en la estructura de control: en lugar de imponer que la corriente cruzada diferencial sea nula, se calculan las referencias para dicha corriente que hacen que cada convertidor maneje la potencia necesaria.

A la hora de escoger entre las dos opciones de control, la primera es más sencilla y además no precisa que se comparta información entre los convertidores, por lo que es la más adecuada. Esto, claro está, siempre que no presente problemas de estabilidad. En el supuesto de que aparezcan estos problemas, no queda más remedio que utilizar la segunda opción, aunque sea más compleja.

Siguiendo con la paralelización mediante impedancias, también se ha analizado la técnica de entrelazamiento de conmutaciones, y se ha comprobado cómo esta técnica elimina armónicos de la corriente total de salida del sistema a costa de aumentar las corrientes cruzadas diferencial y homopolar.

Por último, se ha presentado la que se considera la configuración óptima para paralelizar convertidores en el caso de un sistema de generación eólico. Dicha configuración consiste en conexión directa en el lado máquina, conexión mediante impedancias en el lado red y buses de continua separados.





# 5

## Huecos Trifásicos

### 5.1 Introducción

El principal inconveniente de los huecos trifásicos consiste en la reducción de la potencia que se puede evacuar a la red eléctrica. En este capítulo se presentan diferentes estrategias de control para hacer frente a este problema. Las estrategias se diferencian en la manera en la que se gestiona el exceso de potencia. Primero se analizan aquellas que, para evitar que se acumule potencia en el bus de continua, reducen la potencia extraída del generador en caso de hueco. Posteriormente se ven otras estrategias que introducen una resistencia controlada, más conocida como chopper, en el bus de continua para disipar el exceso de potencia. Por último, se intenta reducir el tamaño de dicho chopper disminuyendo la cantidad de potencia que debe disipar durante un hueco.

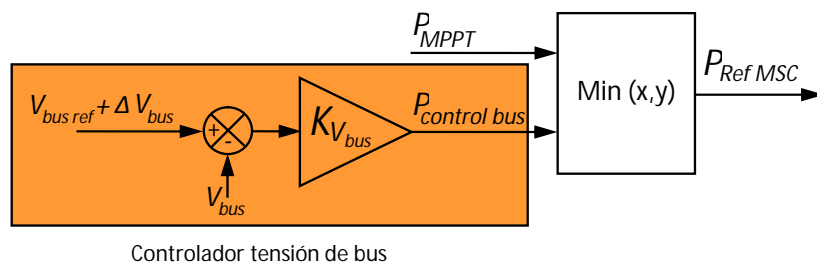
El estudio de la aplicabilidad de las diferentes estrategias se ha realizado tanto para el caso de que se utilicen convertidores binivel como para el caso de convertidores NPC. Este último tipo de convertidor tiene la particularidad de necesitar que se controle la tensión del punto medio, hecho que debe ser tenido en cuenta a la hora de estudiar su funcionamiento durante los huecos trifásicos.

## 5.2 Estrategias de control sin chopper

Estas estrategias se basan en variar la potencia generada por la máquina de tal manera que se evite que la tensión de bus se descontrole. Reducir la potencia introducida al bus durante hueco no es algo novedoso, en [YAN09] se propone variar la potencia extraída del generador de manera proporcional a la tensión de red. Sin embargo, las dos estrategias desarrolladas en esta tesis que se van a presentar a continuación tienen la ventaja de que garantizan el correcto control de la tensión de bus durante hueco, ya que las variaciones en la potencia del generador dependerán de la tensión de bus en vez de la tensión de red.

### 5.2.1 Estrategia 1

En esta estrategia, el **MSC** tiene dos modos de funcionamiento. En el primer modo, que es el que corresponde al funcionamiento normal, la potencia de referencia del **MSC** se corresponde a la potencia demandada por el algoritmo de **MPPT**, como ya se ha dicho en el capítulo 2. En el caso de que la tensión de red baje lo suficiente como para que el **GSC** no pueda evacuar toda la potencia necesaria para controlar la tensión de bus, dicha tensión subirá, y el **MSC** entrará en el segundo modo de funcionamiento. En este modo, la potencia de referencia del **MSC** se obtiene a partir de un controlador proporcional que intenta regular la tensión de bus. La estrategia sigue el esquema de control representado en la **Fig 5.1**.



**Fig 5.1.- Esquema de estrategia 1**

Como se aprecia en la anterior figura, la potencia de referencia del convertidor es la mínima entre las dos potencias posibles, la del algoritmo de **MPPT** ( $P_{MPPT}$ ) y la del controlador proporcional de la tensión de bus ( $P_{control\ bus}$ ).

La tensión de bus de referencia del controlador proporcional es superior en una cierta cantidad  $\Delta V_{bus}$  a la tensión de bus nominal, para que en ausencia de hueco la potencia de referencia sea  $P_{MPPT}$ . Teniendo en cuenta que en funcionamiento normal la tensión de bus es controlada por el **GSC** a su valor nominal, el error que entra al lazo de control proporcional de la tensión de bus será precisamente  $\Delta V_{bus}$ . Eligiendo la

constante proporcional  $K_{Vbus}$  de tal manera que la relación (5.1) se cumpla, queda asegurado que la potencia de referencia en ausencia de hueco sea la del algoritmo de **MPPT**.

$$(5.1) \quad K_{Vbus} \cdot \Delta V_{bus} > P_{MPPT}$$

En caso de hueco, el **GSC** saturará y la potencia se irá acumulando en el bus, subiendo así su tensión. A medida que la tensión del bus sube más allá de su valor nominal, se va reduciendo el error que entra al controlador proporcional, reduciéndose también su salida, hasta llegar a un punto en el que  $P_{control\ bus}$  es menor que  $P_{MPPT}$ . En este punto, el **MSC** pasa a controlar la tensión de bus, de tal manera que no suba hasta valores excesivos.

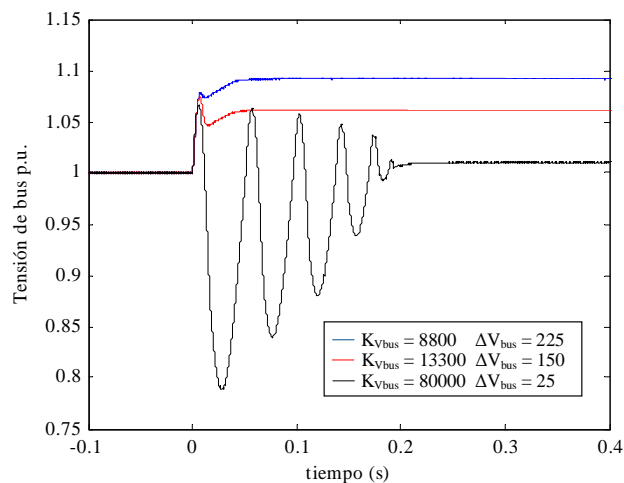
La constante proporcional está limitada inferiormente por la relación (5.1). A medida que aumente el valor de la constante, la transición entre los dos lazos de control de la tensión de bus se irá haciendo más brusca, pudiendo llegarse incluso a inestabilizar el sistema. El margen entre la tensión nominal de bus y la tensión de referencia del lazo proporcional,  $\Delta V_{bus}$ , también está limitado, ya que a mayores márgenes, más se incrementará la tensión de bus antes de que el controlador proporcional empiece a actuar. La solución óptima será un compromiso entre un  $\Delta V_{bus}$  lo suficientemente pequeño para que la tensión de bus no se eleve en demasía y un  $K_{Vbus}$  que no sea el suficiente como para convertir el sistema en inestable.

En la **Fig 5.2** se muestra la tensión de bus resultante para diferentes valores de  $K_{Vbus}$  cuando hay un hueco de tensión del 70%, hueco lo bastante profundo como para que el **MSC** pase a controlar la tensión de bus. Los valores de  $K_{Vbus}$  se han calculado fijando distintos márgenes  $\Delta V_{bus}$  y aplicando la ecuación (5.2). Esta ecuación se deduce de (5.1), siendo  $MS$  un margen de seguridad que se aplica para evitar que el controlador proporcional entre durante ausencia de hueco. Se ha considerado como suficiente un  $MS$  del 110%. En lugar de utilizar  $P_{MPPT}$ , a la hora de calcular  $K_{Vbus}$  se ha optado por utilizar la potencia nominal del generador  $P_{Nom}$ . Al ser  $P_{Nom}$  siempre mayor o igual que  $P_{MPPT}$ , se asegura el cumplimiento de (5.1) independientemente del punto de funcionamiento del aerogenerador, y así se logra que  $K_{Vbus}$  sea constante en vez de depender de la velocidad del viento.

$$(5.2) \quad K_{Vbus} = \frac{MS \cdot P_{Nom}}{\Delta V_{bus}}$$

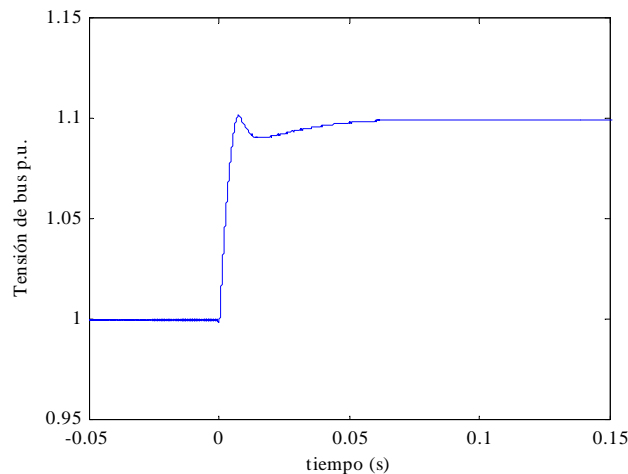
Los mejores resultados se obtienen con una  $K_{Vbus}$  de 13330, correspondiente a un  $\Delta V_{bus}$  de 150 V (la potencia nominal del sistema a estudio es de 1.8 MW). Con un valor

de  $K_{V_{bus}}$  menor, de 8800, el aumento en la tensión de bus a la entrada del hueco es de casi el doble, mientras que con una  $K_{V_{bus}}$  de 80000 el sistema se inestabiliza.



**Fig 5.2.- Tensión de bus con diferentes constantes proporcionales**

Para validar el comportamiento de esta estrategia ante huecos de tensión se somete al sistema a un hueco de tensión del 95% de profundidad. Este mismo tipo de hueco es el que se utilizará también posteriormente para poner a prueba las demás estrategias. En la **Fig 5.3** se representa la tensión de bus resultante. El bus se estabiliza a un valor del 110% de su valor nominal.



**Fig 5.3.- Tensión de bus con estrategia 1**

Aunque esta estrategia limita eficazmente la subida en la tensión de bus producida por un hueco, no consigue que durante el mismo la tensión de bus sea regulada a su valor nominal. Esto es causado por el necesario desacoplamiento que debe haber entre los dos lazos que controlan el bus, ya que en funcionamiento normal el bus debe ser regulado únicamente por el lazo del control del **GSC**, y no por el del **MSC**. Para ello los

dos lazos tienen tensiones de bus de referencia distintas y el lazo del **MSC** es un proporcional en vez del lazo más habitual consistente en un proporcional con un integrador. Estas características provocan que cuando el lazo del **MSC** controla la tensión de bus, ésta no sea regulada a su valor nominal.

### 5.2.2 Estrategia 2

En la anterior estrategia la tensión de bus se controlaba mediante dos lazos distintos, dependiendo de si el **GSC** saturaba o no. En esta estrategia, en cambio, el control de la tensión de bus durante el hueco se hace utilizando el mismo lazo de control que se usa en funcionamiento normal, por lo que esta tensión se regulará en todo momento a su valor nominal. La salida del lazo de control normal, como se ha visto en el capítulo 2, es la potencia que el **GSC** debe evacuar a red para que la tensión de bus se mantenga controlada a su valor nominal. En caso de hueco de tensión, el control de tensión de bus pide evacuar más potencia de la que el **GSC** puede verter a la red. La presente estrategia soluciona este problema haciendo que se deje de producir este exceso de potencia en el generador. De esta manera la tensión de bus se sigue controlando con el mismo lazo, pero una cierta cantidad de potencia en vez de extraerse del bus a la red se deja de introducir por parte del generador. El hecho de controlar la tensión de bus con un único lazo significa que la tensión de bus siempre se regula a su valor nominal, haya o no hueco. En la **Fig 5.4** se muestra el esquema de control de esta estrategia.

La potencia que el **GSC** puede verter a la red está limitada por la propia tensión de red y la corriente máxima del **GSC**, de acuerdo con (5.3):

$$(5.3) \quad P_{m\acute{a}x} = i_{q m\acute{a}x} v_{qred}$$

siendo  $v_{qred}$  la tensión de red en el eje  $q$  e  $i_{q m\acute{a}x}$  la máxima corriente que el **GSC** puede dar en el eje  $q$ , con dicho eje orientado con el vector tensión de red. Hay que tener en cuenta que  $i_{q m\acute{a}x}$  no es el límite de corriente del **GSC**, ya que durante un hueco cierta capacidad de corriente del **GSC** se tiene que utilizar para dar la potencia reactiva exigida por la normativa correspondiente.

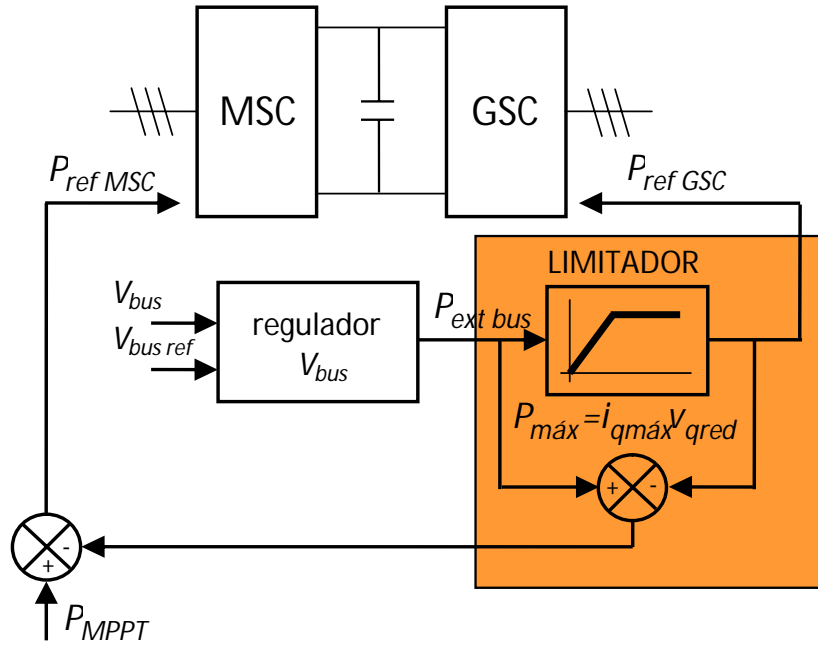


Fig 5.4.- Esquema de estrategia 2

Durante un hueco, el regulador PI de tensión de bus proporciona la potencia activa que se debe extraer del bus ( $P_{ext\ bus}$ ), exactamente igual que durante el funcionamiento normal. Esta potencia de referencia, antes de ser pasada al **GSC**, se satura a la máxima potencia que dicho convertidor puede dar teniendo en cuenta la ecuación (5.3). La diferencia entre la potencia que el convertidor debe extraer y la que realmente puede extraer se resta a la potencia de referencia que tiene el **MSC**. Así, el convertidor lado máquina deja de extraer del generador exactamente la misma potencia que el convertidor lado red no puede evacuar, con lo que se consigue que la tensión de bus siga siendo controlada de la misma manera que en funcionamiento normal.

En la **Fig 5.5** se observa la tensión de bus resultante cuando se somete al sistema a un hueco de tensión del 95%. Al igual que en la estrategia anterior, se observa un fuerte pico de tensión a la entrada del hueco. Este pico es debido al tiempo de reacción que necesita el **MSC** para reducir la potencia extraída de la máquina. Durante ese tiempo la potencia se va acumulando en el bus, subiendo así su tensión de manera brusca. Aun así, este pico de tensión entra dentro del rango de tensiones asumible habitualmente.

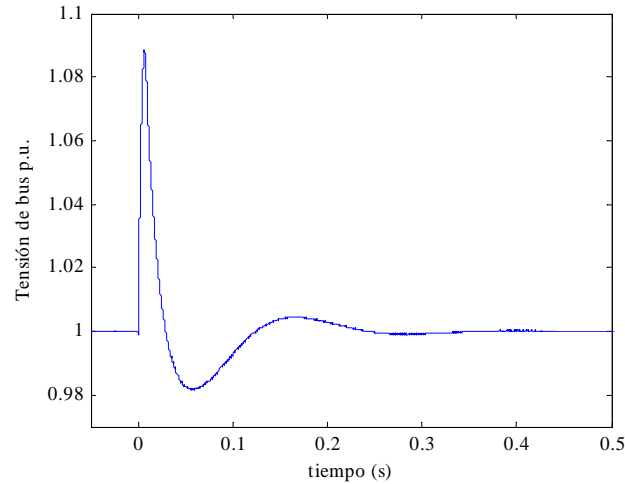


Fig 5.5.- Tensión de bus con estrategia 2

### 5.2.3 Problemas

Las dos estrategias presentadas anteriormente controlan correctamente la tensión de bus durante los huecos de tensión. No obstante, presentan algunos inconvenientes que deben ser tenidos en cuenta.

El primer inconveniente consiste en las grandes variaciones que ambas estrategias provocan en el par de la máquina en caso de huecos profundos. A la entrada de dichos huecos, la potencia vertida a la red por el **GSC** puede pasar de la potencia nominal a una potencia casi nula. Por lo tanto, para controlar la tensión de bus, la potencia de referencia del **MSC** también se debe reducir en la misma medida. En la **Fig 5.6** se representan los pares obtenidos como respuesta a un hueco del 95% para ambas estrategias.

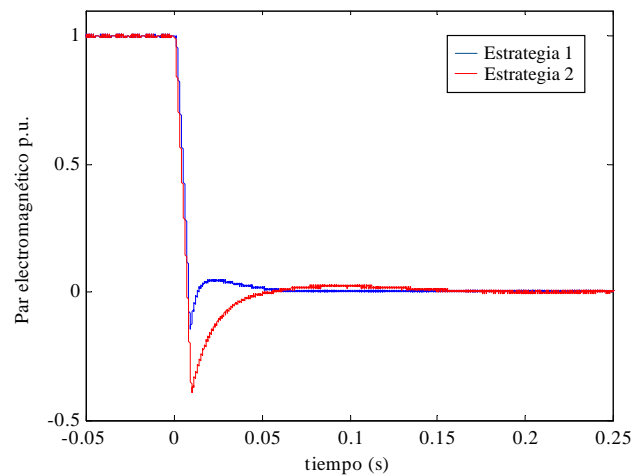


Fig 5.6.- Par del generador con estrategias 1 y 2

Se observa el cambio brusco que se causa en el par, pasando del valor nominal a un valor nulo, y llegando incluso a motorizar el generador (debido a que la potencia que se acumula en el bus hasta que reacciona el control se debe desalojar para que la tensión de bus recupere su valor nominal). Estos cambios tan bruscos en el par del generador son desaconsejables, ya que pueden dañar el tren mecánico.

El segundo inconveniente se presenta en el caso de que se utilice un convertidor **NPC**. Como ya se ha visto en el capítulo 3 el control de la tensión del punto medio del bus de continua es necesario para el correcto funcionamiento del **NPC**. El control del punto medio que se ha implementado en esta tesis, un control de software por histéresis, utiliza la redundancia de los vectores pequeños para controlar la dirección de la corriente inyectada por éstos a través del punto medio. Es conveniente recordar que la corriente inyectada por los vectores medios es una perturbación en la tensión del punto medio que debe ser controlada mediante la corriente inyectada por los vectores pequeños. Por lo tanto, cuanto más se utilicen los vectores medios y menos los vectores pequeños menos capacidad de control de la tensión del punto medio habrá. Otra característica a tener en cuenta para analizar el control del punto medio durante huecos de tensión es que a mayor cantidad de potencia reactiva, más corriente es inyectada por los vectores medios y por lo tanto más se perturba el punto medio.

Durante un hueco de tensión muy profundo la cantidad de potencia activa que se puede verter a la red es nula o casi nula, por lo que también es nula la potencia activa manejada tanto por el **GSC** como por el **MSC** en el caso de que se utilice alguna de las dos estrategias de control explicadas anteriormente. Este hecho, que perjudica el control del punto medio [JUA10], se ve agravado porque ambos convertidores están manejando potencia reactiva. El **GSC** está vertiendo potencia reactiva a la red para cumplir las normativas al respecto, mientras que el **MSC**, en el caso de que el hueco haya coincidido con un punto de operación nominal o cercano al mismo, está intercambiando potencia reactiva con el generador para controlar la tensión en bornas del mismo.

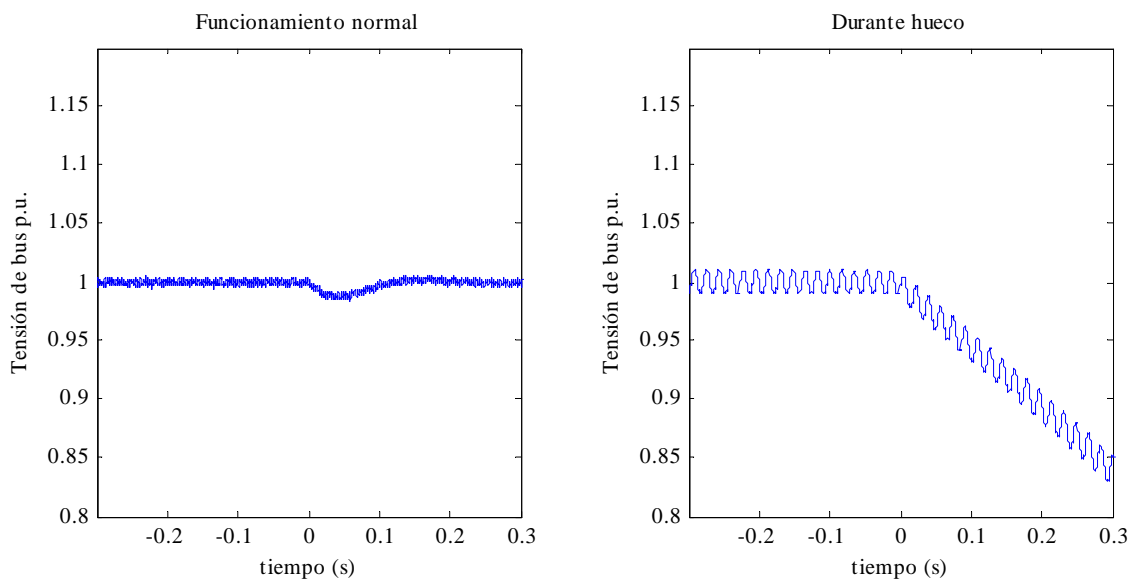
Así, nos encontramos con ambos convertidores manejando solamente potencia reactiva. En el **GSC**, de todas maneras, durante huecos de tensión muy profundos el índice de modulación necesario para realizar el aporte de reactiva reglamentario es tan bajo que no se utilizan los vectores medios en la modulación, utilizándose solamente los vectores pequeños y nulos. Por lo tanto, a pesar de estar únicamente manejando potencia reactiva, el **GSC** no perturbará la tensión del punto medio.

Esto no sucede con el **MSC**, ya que su índice de modulación no se ve reducido durante huecos muy profundos, por lo que este convertidor utilizará vectores medios y por consiguiente perturbará el punto medio. Al no manejar potencia activa, esta



perturbación no podrá ser compensada por el **MSC** y, por supuesto, tampoco por el **GSC**. Que esta perturbación producida por la propia modulación no se pueda compensar no es especialmente grave, ya que solamente produce un rizado en la tensión del punto medio a una frecuencia triple de la fundamental. Sin embargo, al no haber capacidad de control del punto medio el sistema no podrá reaccionar ante perturbaciones externas que tiendan a desviar la tensión de dicho punto.

En la **Fig 5.7** se representa la tensión del punto medio en funcionamiento normal (a la izquierda) y durante un hueco trifásico (a la derecha) del 99%. En ambas situaciones, en el instante 0 se ha introducido una perturbación en el punto medio en forma de corriente continua.



**Fig 5.7.- Tensión de bus antes y después de perturbación en el punto medio**

Antes del instante 0, en la tensión de bus durante hueco se observa el efecto de la perturbación producida por los vectores medios, ya que el rizado es mucho mayor que en la tensión de bus durante funcionamiento normal. A partir del instante 0, momento en el que empieza la perturbación, se aprecia cómo en funcionamiento normal esta perturbación es rechazada correctamente, mientras que durante el hueco trifásico el control del punto medio no tiene capacidad para rechazar dicha perturbación y el punto medio comienza a desviarse.

Esta perturbación en forma de corriente continua por el punto medio se puede originar por diversos factores, como errores en la conmutación o armónicos pares en la corriente de salida del convertidor [ALO02]. Si aparece una perturbación de este tipo durante huecos muy profundos, la tensión del punto medio se desviará descontroladamente, lo que supone un grave problema.

En las estrategias que se presentan a continuación se solucionan los dos problemas vistos, el golpe de par y el control del punto medio, mediante la inclusión de un elemento disipador de potencia en el bus de continua.

### 5.3 Estrategias de control con chopper

Los problemas de las estrategias anteriores se pueden evitar introduciendo un elemento disipador de potencia en el bus de continua. Este elemento, conocido con el nombre de chopper, se encarga de eliminar el exceso de potencia que el **GSC** no puede evacuar a la red en caso de hueco [MIC07] [SEN08]. Consta de una resistencia controlada en el supuesto de que se use un convertidor binivel, o de un par de ellas en el caso de utilizarse convertidores **NPC**.

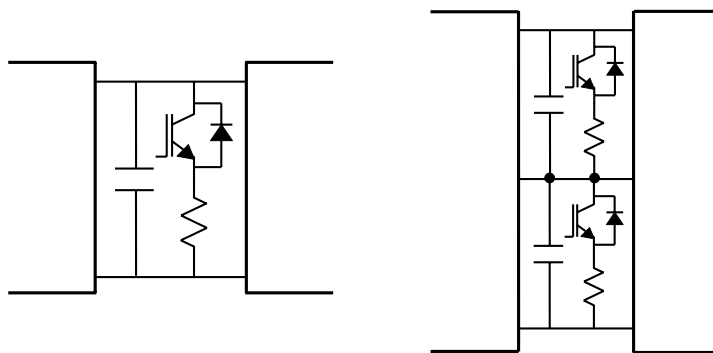
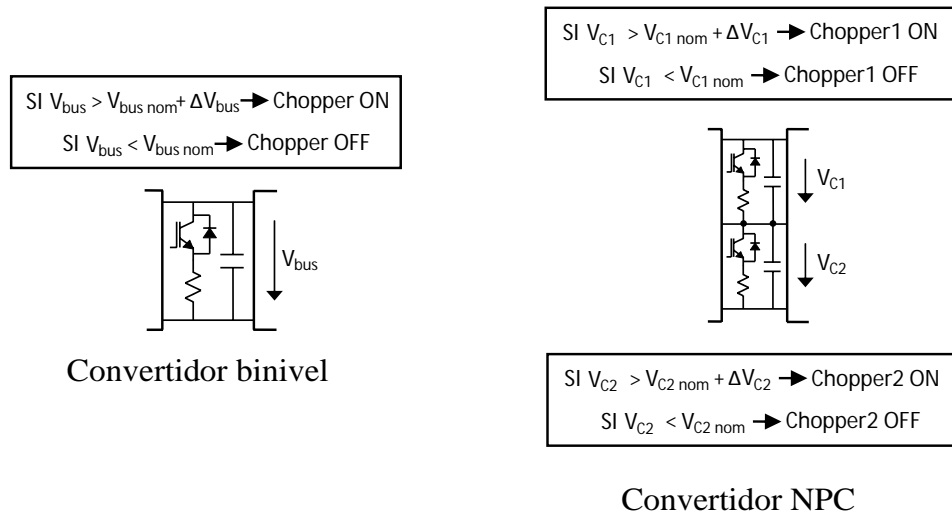


Fig 5.8.- Esquema del chopper con convertidores binivel y NPC

A continuación se proponen dos estrategias para controlar el funcionamiento del chopper durante huecos de tensión, primero una ampliamente conocida (control directo de tensión de bus por el chopper) y posteriormente otra novedosa que se ha desarrollado en el transcurso de la presente tesis.

#### 5.3.1 Estrategia 3

En esta estrategia el chopper se utiliza para controlar directamente la tensión de bus mediante un control por histéresis. Dependiendo de si se utilizan convertidores binivel o **NPC**, habrá un chopper de una sola rama que controle toda la tensión de bus o un chopper con dos ramas, cada una de las cuales controlando la tensión de su condensador correspondiente. Ambas configuraciones, junto con su lógica de control, se muestran en la **Fig 5.9**.



**Fig 5.9.- Control directo de tensión de bus para convertidores binivel y NPC**

En caso de hueco de tensión, al saturar el **GSC**, la tensión de bus sube. En ese momento el chopper se activa, evitando que la tensión de bus se eleve demasiado. El control del chopper se debe hacer de tal manera que sólo entre cuando la tensión de bus supera un determinado límite. De este modo en funcionamiento normal el chopper permanece inactivo. Esto se consigue haciendo que la tensión de bus de activación sea un cierto margen superior a la tensión de bus nominal, siendo ese margen superior al rizado de la tensión de bus en funcionamiento normal.

Cuando se activa el chopper, la tensión de bus desciende. Cuando la tensión de bus alcanza otra vez su valor nominal, el chopper se desactiva. En caso de que el hueco persista, al desactivarse el chopper el bus vuelve a ascender activando otra vez el chopper. El proceso continuará hasta que el hueco desaparezca.

La tensión de bus se controla correctamente durante un hueco de tensión, como se observa en la **Fig 5.10**. Cabe recalcar el hecho de que tanto en esta estrategia como en la siguiente, el pico de tensión a la entrada del hueco es significativamente menor que en las dos estrategias anteriores. Esto es debido a que el chopper tiene una dinámica más rápida que el generador. Hasta que el generador reduzca su potencia producida, ha de pasar el tiempo necesario para que actúe el lazo de control de corriente del **MSC**, tiempo que está en torno a la decena de milisegundos. En cambio, el chopper empieza a quemar potencia de manera casi instantánea. Por lo tanto, con el chopper se reduce el tiempo durante el cual se va acumulando potencia en el bus, disminuyéndose así el pico de tensión a la entrada del hueco. Otra característica a comentar es que con esta estrategia (al igual que con la siguiente), el par del generador no varía durante el hueco.

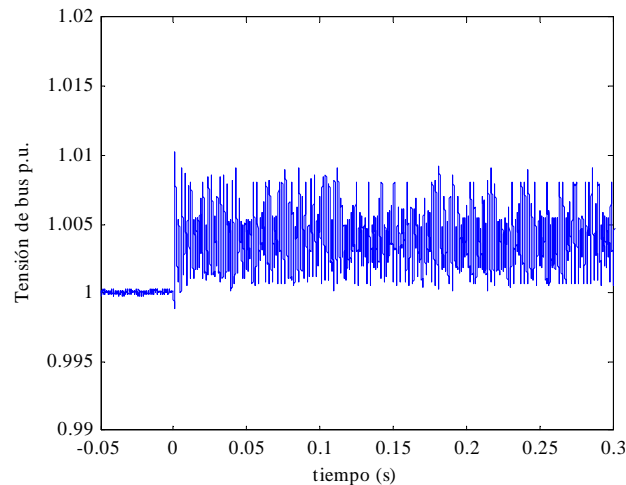


Fig 5.10.- Tensión de bus con estrategia 3

### 5.3.2 Estrategia 4

Esta estrategia es muy similar a la estrategia 2. La diferencia consiste en que mientras en la estrategia 2 el exceso de potencia se deja de producir en el generador, en este caso dicho exceso se quema en el chopper. En la siguiente figura se muestra el esquema de la estrategia.

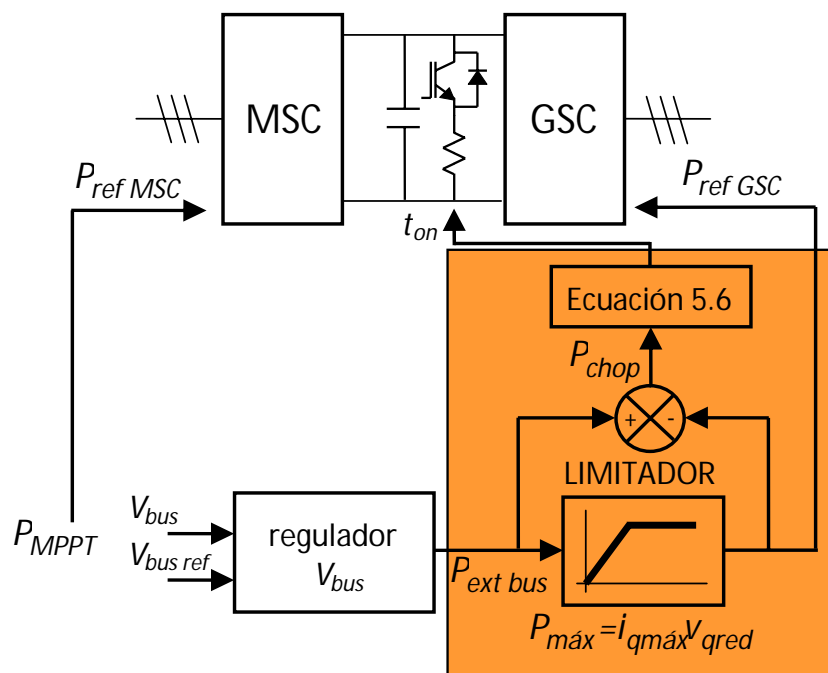


Fig 5.11.- Esquema de control de la estrategia 4

El exceso de potencia a eliminar se calcula como la resta entre la potencia que el regulador de la tensión de bus demanda extraer del bus y la potencia que el GSC realmente puede verter a red. Esta cantidad de potencia es la que se quemará en el chopper. A la hora de controlar el chopper para que disipe correctamente la potencia consignada hay que tener en cuenta que, tal como se ha visto en el capítulo 2, el control del sistema es discreto, es decir, se ejecuta cada cierto tiempo en vez de manera continua. El control debe por tanto calcular el tiempo que debe conectarse el chopper,  $t_{ON}$ , en cada ciclo. La energía a disipar en el chopper viene dada por

$$(5.4) \quad E_{chop} = P_{chop} t_{ciclo}$$

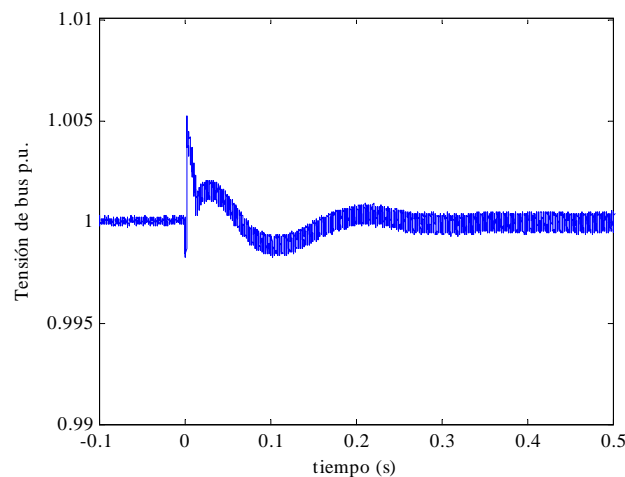
Por otro lado, la energía disipada en el chopper cuando éste se activa un tiempo dado  $t$  se calcula como

$$(5.5) \quad E_{chop} = \frac{V_{chop}^2}{R_{chop}} t$$

siendo  $V_{chop}$  la tensión en bornes del chopper (idéntica a la tensión de bus), y  $R_{chop}$  la resistencia del mismo. Igualando las dos expresiones anteriores se calcula el tiempo que deberá estar el chopper activado cada ciclo de control para que en el mismo se disipe la potencia demandada por el control.

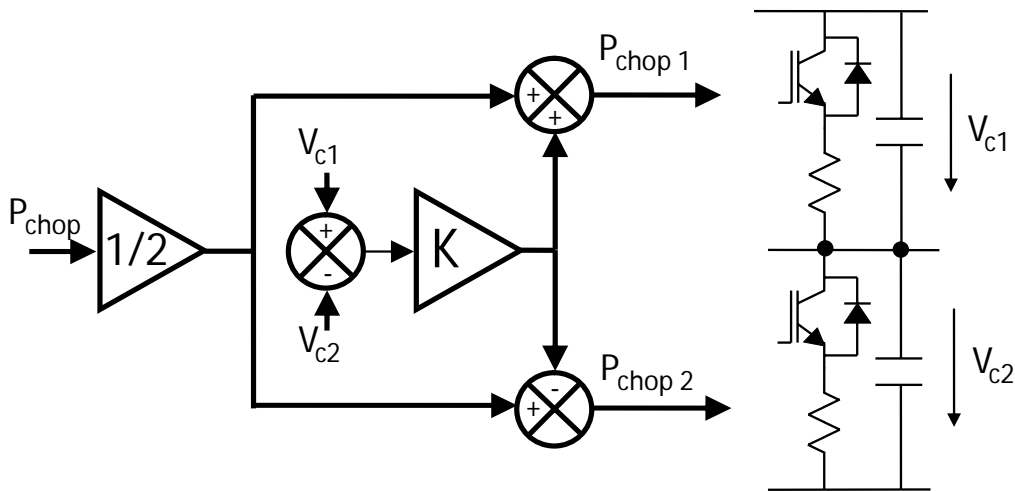
$$(5.6) \quad t_{ON} = t_{ciclo} \frac{R_{chop} P_{chop}}{V_{chop}^2}$$

Cuando se somete al sistema a un hueco trifásico del 95%, la tensión de bus obtenida es la de la **Fig 5.12**.



**Fig 5.12.- Tensión de bus con estrategia 4**

En el caso de un sistema con convertidores NPC, la potencia total a quemar por el conjunto de los dos chopper debe distribuirse de manera correcta para no provocar desviaciones en la tensión del punto medio. Esto se puede hacer de acuerdo con el esquema mostrado en la **Fig 5.13** .



**Fig 5.13.- Esquema del reparto de potencias en el chopper**

Según este esquema, si la tensión del punto medio se corresponde a la mitad de la tensión total de bus, la potencia total a quemar se distribuye a partes iguales entre las dos ramas del chopper. A medida que el punto medio se desvía, la rama del chopper asociada al semibus con más tensión quema más potencia y hace descender más a la tensión de este semibus, mientras que la otra rama disminuye su consumo de potencia, manteniéndose así constante la potencia consumida a la par que se controla la tensión del punto medio.

En la siguiente figura se representa el resultado de una simulación realizada con resistencias de los chopper diferentes, con una diferencia del 30% entre la resistencia del chopper asociado al semibus superior y la del asociado al semibus inferior. Se ha elegido una  $K$  de tal manera que una diferencia de 1 V entre la tensión de los dos semibuses provoque que en un chopper se queme un 10% más de potencia que en el otro. A la izquierda de la figura se prescinde del control representado en la **Fig 5.13** y la potencia total a quemar en los chopper se reparte por igual entre los dos chopper. Al ser las resistencias distintas, la tensión de cada semibus es distinta. A la derecha se muestra el resultado de aplicar el reparto de potencias a quemar en cada chopper en función de la tensión de su semibus asociado. En este caso la tensión de ambos semibuses se iguala.

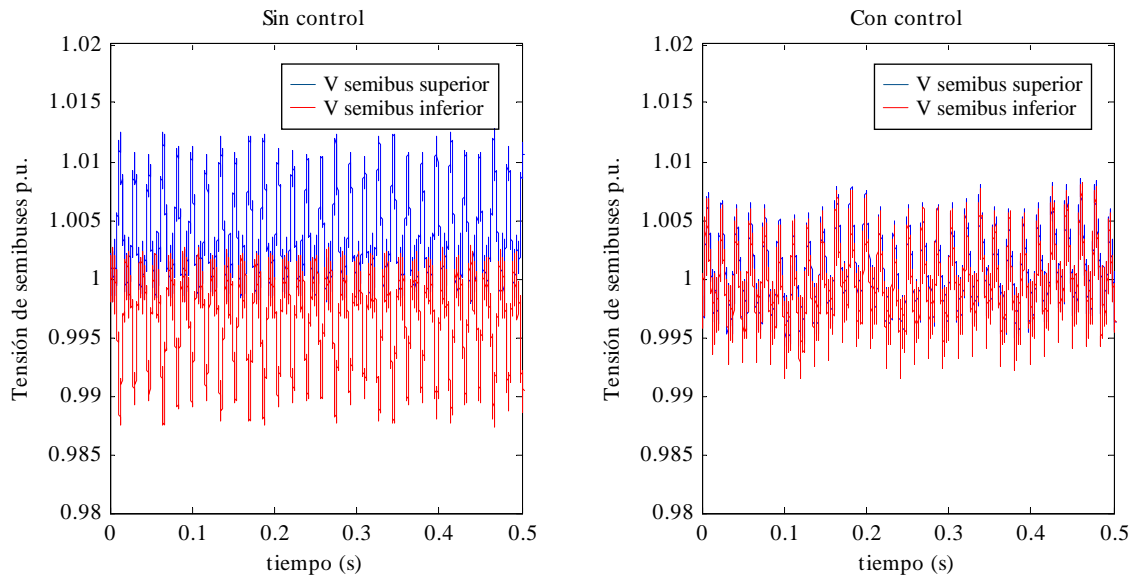


Fig 5.14.- Tensiones de semibuses con y sin control de tensión

## 5.4 Estrategias de control con reducción de chopper

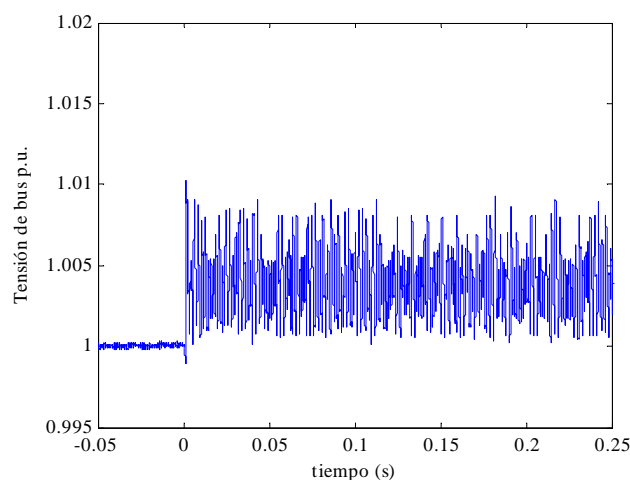
Las dos estrategias anteriores consiguen evitar los cambios bruscos en el par de la máquina (y también garantizar el control de la tensión del punto medio en caso de convertidores NPC) introduciendo un chopper que disipa el exceso de potencia que el GSC no puede evacuar. En caso de huecos profundos y de larga duración, dicho chopper debe quemar la potencia nominal del generador durante un período grande de tiempo, lo que incrementa notablemente las exigencias térmicas del dimensionamiento del chopper. Con las siguientes dos estrategias se intenta reducir la potencia consumida por el chopper durante huecos profundos, mediante la disminución paulatina de la potencia producida por el generador.

### 5.4.1 Estrategia 5

En esta estrategia la tensión de bus durante huecos se controla directamente mediante el chopper, al igual que en la estrategia 3. La diferencia con esta estrategia es que cuando el chopper entra en funcionamiento, la potencia del generador se reduce de manera rampeada. El rampeado de la potencia del generador depende de las características mecánicas del aerogenerador, mayormente de la velocidad de reacción del control de pitch. Si se reduce la potencia extraída del generador más rápidamente que la capacidad del pitch de reducir la potencia mecánica extraída del viento por el aerogenerador, esto lleva a un desequilibrio de pares en el eje del generador, lo que provoca cambios bruscos en la velocidad de giro y esfuerzos mecánicos que es mejor evitar.

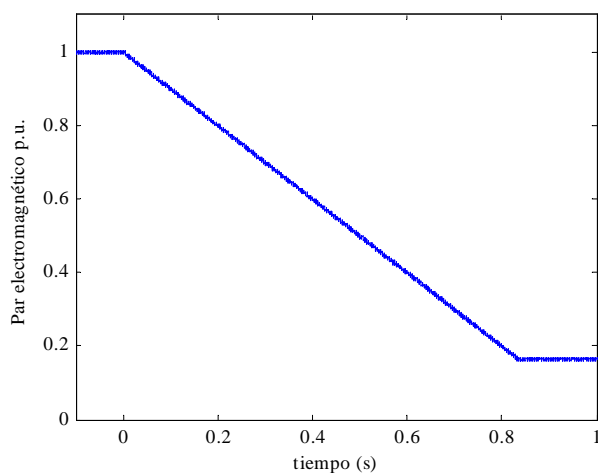
En el caso de trabajar con convertidores NPC, durante huecos muy profundos, se impone un valor mínimo para la potencia producida por el generador. Esto se hace con el objetivo de controlar la tensión del punto medio. Si se anulara la potencia producida por el generador, ambos convertidores estarían manejando potencia activa nula, lo que haría desaparecer la capacidad de control de la tensión del punto medio. Evitando que la potencia del generador descienda por debajo del 10%, se garantiza el control de la tensión del punto medio durante huecos muy profundos.

Al someter al sistema al hueco de prueba, se obtiene la tensión de bus representada en la **Fig 5.15**. Esta tensión es idéntica a la obtenida en la estrategia 3.



**Fig 5.15.- Tensión de bus con estrategia 5**

En la siguiente figura se muestra como el par del generador desciende gradualmente, evitando golpes bruscos.



**Fig 5.16.- Par del generador con estrategia 5**



Con esta estrategia se consigue reducir la potencia consumida por el chopper durante huecos largos. Si bien en los primeros instantes del hueco dicha potencia es idéntica a la de las anteriores estrategias debido a la limitación del rampeado en las variaciones de par de la máquina, posteriormente esta potencia se va reduciendo paulatinamente, por lo que el dimensionamiento térmico del chopper será menos exigente. Esto hace que se pueda colocar un chopper más pequeño y más económico.

### 5.4.2 Estrategia 6

La estrategia 6 es una combinación de las estrategias 2 y 4. Como sucede en estas dos estrategias, la tensión de bus es controlada siempre por el mismo lazo. La diferencia entre la potencia que el lazo demandaba extraer del bus y la potencia que el GSC realmente podía verter a red bien se dejaba de producir en la máquina o bien se quemaba en un chopper, según fuera la estrategia 2 o la 4 respectivamente. Ahora se emplearán ambas técnicas de forma simultánea, y dicho exceso de potencia se distribuye entre la que se quema en el chopper y la que se deja de producir en la máquina. El esquema de esta estrategia se representa en la **Fig 5.17**.

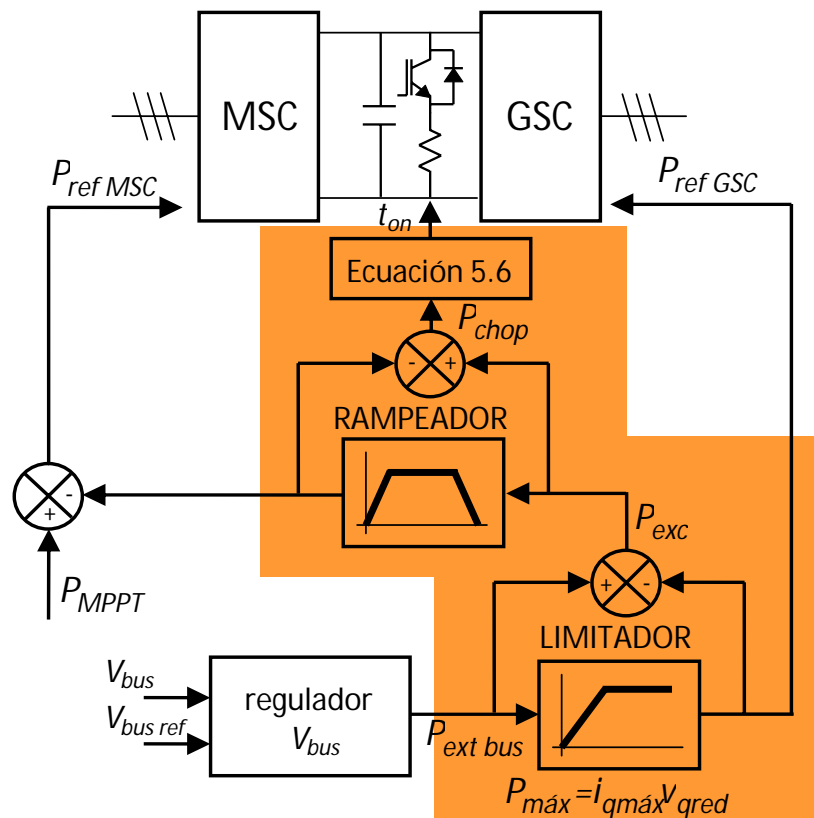
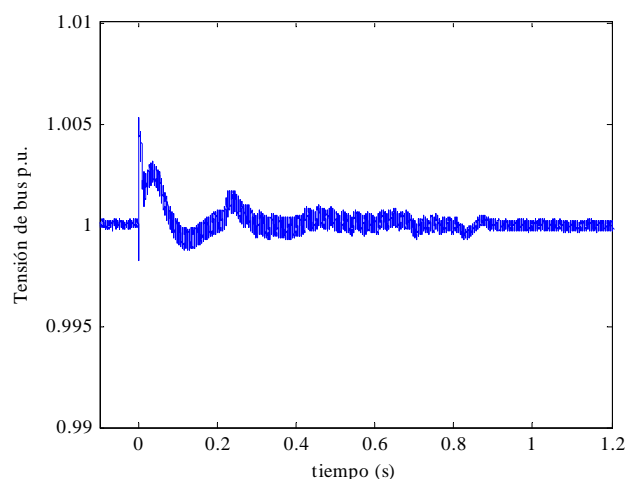


Fig 5.17.- Esquema de la estrategia 6

El proceso para obtener el exceso de potencia a eliminar es idéntico al seguido anteriormente: restar a la potencia de referencia del **GSC** la máxima potencia que éste puede evacuar (dada por  $P_{max} = i_{qmáx}v_{qred}$ ), consiguiéndose así  $P_{exc}$ . Este  $P_{exc}$  se resta a la potencia de referencia del **MSC**. Sin embargo, para evitar cambios bruscos de par en la máquina, las variaciones en la potencia de referencia del **MSC** se limitan mediante un rampeador. A la hora de fijar la pendiente de este rampeo, habrá que tomar en cuenta las mismas consideraciones que se tomaron en la estrategia anterior. Debido a este rampeo, en el inicio del hueco el generador dejará de producir menos potencia que la necesaria para mantener el bus constante. Esta cantidad de potencia que no se puede dejar de producir en el generador será la que se disipe en el chopper ( $P_{chop}$ ). Al igual que en la estrategia anterior, en el caso de utilizar convertidores **NPC**, la potencia del generador nunca se reduce a cero.

La tensión de bus que se obtiene con esta estrategia ante el hueco de prueba se muestra en la **Fig 5.18**.



**Fig 5.18.- Tensión de bus con estrategia 6**

El par del generador también desciende rampeadamente, de forma idéntica a como lo hacía en la estrategia **5**.

## 5.5 Conclusiones

En este capítulo se han presentado seis estrategias diferentes para el control del sistema durante huecos de tensión trifásicos. Durante estos huecos, se produce una reducción de la cantidad de potencia que se puede evacuar a la red, por lo que hay que evitar que la potencia que entra del generador se acumule en el bus de continua. Las

estrategias 3 y 5 son conocidas y bastante utilizadas, mientras que el resto de estrategias han sido desarrolladas en el transcurso de esta tesis.

Las dos primeras estrategias presentadas solucionan este problema reduciendo la potencia producida en el generador en función de la tensión de bus. Esto, en el caso de huecos profundos, origina golpes fuertes de par y, si se utilizan convertidores **NPC**, pérdida de capacidad de control de la tensión del punto medio.

Estos inconvenientes se solucionan introduciendo un elemento disipativo de potencia, o chopper, en el bus de continua. En las siguientes dos estrategias presentadas este chopper se utiliza para controlar la tensión de bus directamente o a través del lazo del control normal. Al introducir el chopper se consigue que el par del generador permanezca inalterado durante el hueco.

Por último, se presentan otras dos estrategias que permiten reducir la potencia a disipar en el chopper, disminuyendo paulatinamente la potencia producida por el generador en caso de hueco de tensión. Así se consigue reducir el dimensionamiento térmico del chopper, lográndose un ahorro en coste y tamaño.



# 6

## Desequilibrios en la Red

### 6.1 Introducción

En el anterior capítulo se han analizado diferentes estrategias para hacer frente a los problemas que surgen en caso de huecos trifásicos en la red. Estos problemas vienen originados por la reducción en la amplitud de la tensión de red, que disminuye la cantidad de potencia que se puede verter a la red. Los huecos bifásicos y monofásicos también dificultan el buen funcionamiento del sistema de conversión, no tanto debido a la reducción en la amplitud de la tensión, sino a que originan desequilibrios en la tensión de red.

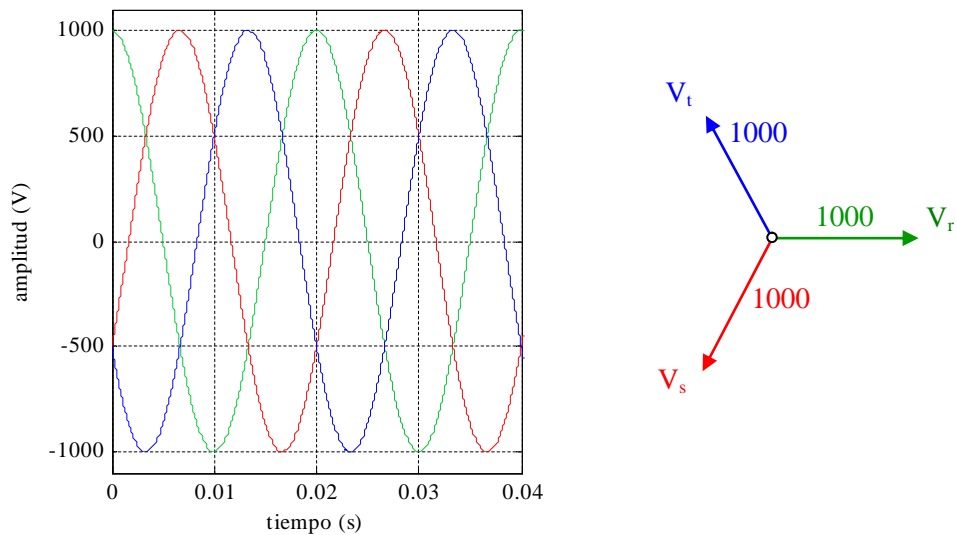
En este capítulo se analizan brevemente los efectos de los desequilibrios en la tensión de red sobre el sistema, que consisten básicamente en oscilaciones en la potencia evacuada y en la tensión de bus, para posteriormente proponer diferentes soluciones para eliminar las oscilaciones mencionadas anteriormente. Dichas soluciones se basan en, por un lado, cambiar la manera de calcular las consignas de corriente, y por el otro, en mejorar el control de las corrientes durante faltas no equilibradas.

A la hora de calcular las consignas de corriente, en esta tesis se ha partido de un método ya conocido [RIO96] y se le han realizado algunas modificaciones para asegurar

el cumplimiento de las normativas de red. También se propone un algoritmo para limitar las potencias activa y reactiva de referencia, de tal manera que se evite que las consignas de corriente sean superiores al valor máximo de corriente del convertidor. En cuanto al control de las corrientes, se realiza una comparativa entre varias opciones de control ya conocidas.

## 6.2 Análisis de los desequilibrios

Un sistema de tensiones trifásico se considera equilibrado cuando está compuesto por tres ondas de igual amplitud y desfasadas  $120^\circ$  entre ellas. Su diagrama fasorial está formado por tres vectores con el mismo módulo y un desfase de  $120^\circ$  entre ellos, como se muestra en la **Fig 6.1**:



**Fig 6.1.- Sistema trifásico equilibrado de tensiones**

Si las amplitudes de las tres fases no son iguales o el desfase entre ellas no es de  $120^\circ$  estamos ante un sistema desequilibrado, como el que se representa en la **Fig 6.2**:

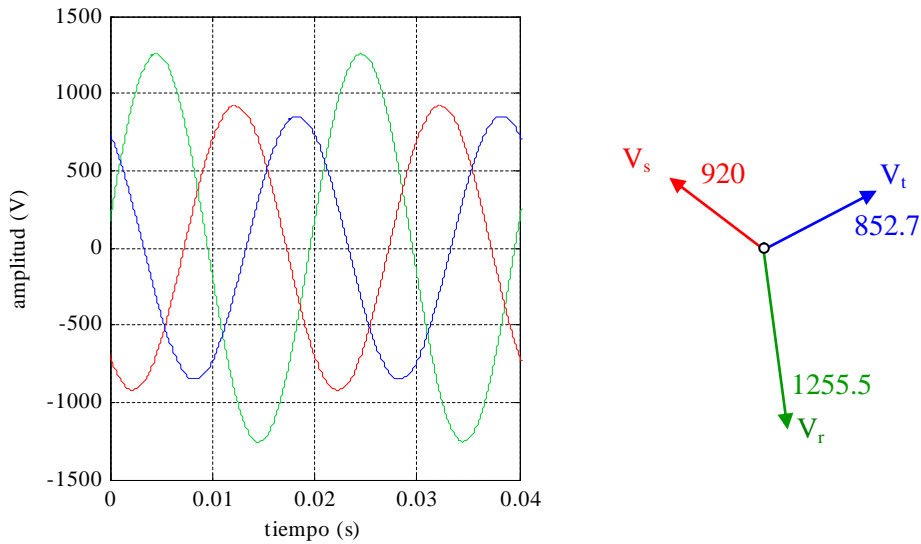


Fig 6.2.- Sistema trifásico desequilibrado de tensiones

Para facilitar el estudio de los sistemas desequilibrados es conveniente aplicar el Teorema de Fortescue [FOR18], el cual dice que cualquier sistema trifásico desequilibrado se puede considerar como la suma de tres sistemas trifásicos llamados secuencias. De esta manera, el sistema desequilibrado anterior se descompone en:

- **Secuencia directa**, con el orden normal de las fases: fase R, fase S, fase T.

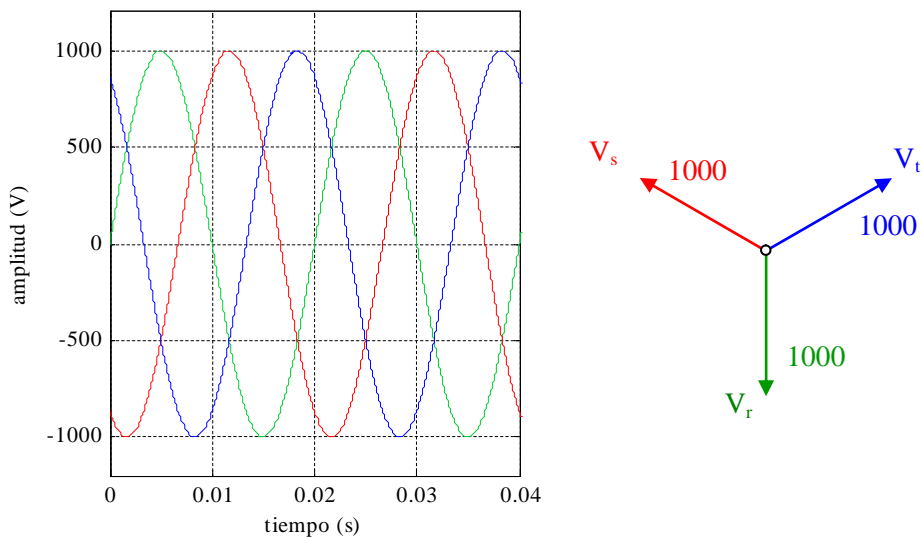


Fig 6.3.- Secuencia directa

- **Secuencia inversa**, con el orden de las fases invertido: fase R, fase T, fase S.

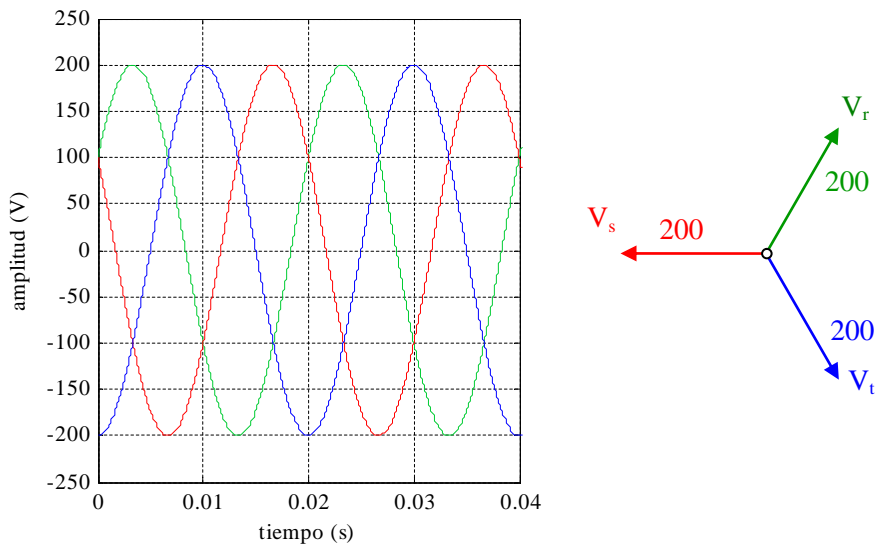


Fig 6.4.- Secuencia inversa

- **Secuencia homopolar**, con las tres fases alineadas.

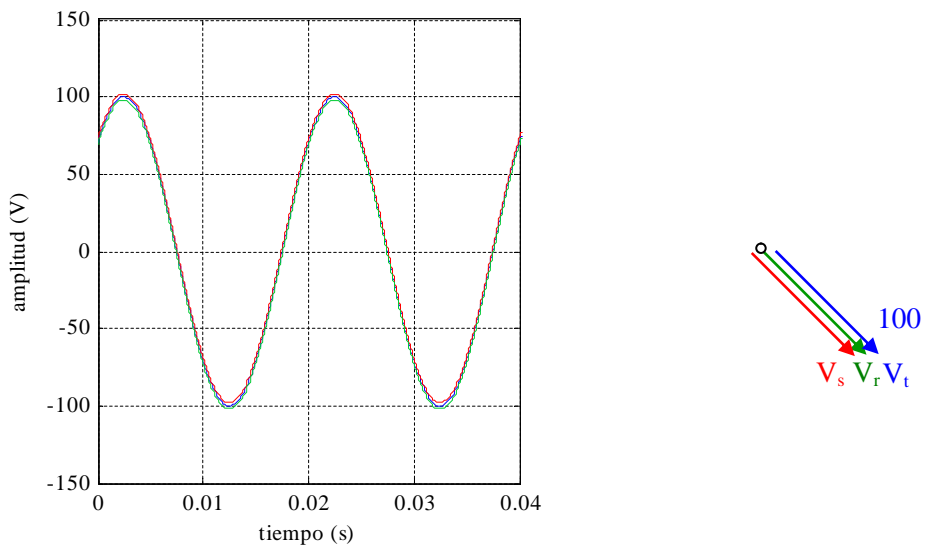


Fig 6.5.- Secuencia homopolar



Conociendo los fasores de tensión de cada fase, el cálculo de las tres secuencias anteriormente presentadas se realiza utilizando la siguiente relación:

$$(6.1) \quad \begin{bmatrix} \vec{V}_d \\ \vec{V}_i \\ \vec{V}_h \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \vec{a} & \vec{a}^2 \\ 1 & \vec{a}^2 & \vec{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{V}_R \\ \vec{V}_S \\ \vec{V}_T \end{bmatrix}$$

siendo

$$\vec{a} = 1 \angle 120^\circ = e^{j2\pi/3} \text{ un vector unitario con argumento de } 120^\circ.$$

$\vec{V}_R, \vec{V}_S, \vec{V}_T$  los fasores de tensión de las fases R, S y T.

$\vec{V}_d, \vec{V}_i, \vec{V}_h$  los fasores de las secuencias directa, inversa y homopolar correspondientes a la fase R.

Al aplicar a un sistema trifásico desequilibrado la transformada de Clarke el resultado es un vector que, por el principio de superposición, puede ser calculado como la suma de los vectores obtenidos al aplicar dicha transformada a cada secuencia por separado. La secuencia directa, como ya se ha visto en el capítulo 2, dará como resultado un vector giratorio. La secuencia inversa también dará un vector giratorio, pero al estar el orden de las fases invertido el vector girará en sentido contrario al de la secuencia directa. Por último, la secuencia homopolar se desprecia, ya que se considera que el sistema tiene neutro aislado.

Por lo tanto, un sistema desequilibrado se puede representar en ejes  $\alpha\beta$  como la suma de dos vectores, uno asociado a la secuencia directa y el otro a la inversa, cada uno de ellos girando en sentido opuesto:

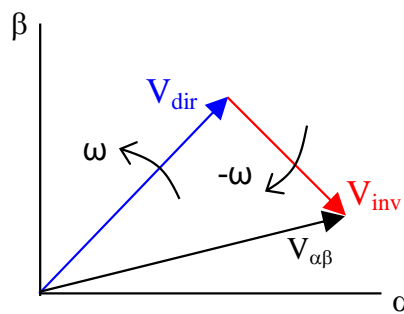


Fig 6.6.- Sistema desequilibrado en ejes  $\alpha\beta$

Matemáticamente este hecho se puede expresar mediante (6.2):

$$(6.2) \quad \vec{V}_{\alpha\beta} = \vec{V}_{dir} \cdot e^{j\omega t} + \vec{V}_{inv} \cdot e^{-j\omega t}$$

siendo  $\vec{V}_{dir}$  el vector asociado a la secuencia directa en ejes  $\alpha\beta$  y  $\vec{V}_{inv}$  el asociado a la secuencia inversa.

La magnitud del desequilibrio se expresa habitualmente como la relación entre los módulos de la secuencia directa y la secuencia inversa, de acuerdo con (6.3):

$$(6.3) \quad \text{desequilibrio}(\%) = \frac{|\vec{V}_{inv}|}{|\vec{V}_{dir}|} \cdot 100$$

En la siguiente tabla se muestra la magnitud del desequilibrio en función de la profundidad del hueco ( $p$ , con  $p=1$  para hueco total y  $p=0$  para hueco nulo) para los diferentes tipos de hueco.

<i>Tipo de hueco</i>	$V_{dir}$	$V_{inv}$	<i>Desequilibrio</i>
Trifásico	$V_{red}(1-p)$	0	0
Bifásico aislado	$V_{red}(1-\frac{p}{2})$	$V_{red} \frac{p}{2}$	$\frac{p}{2-p}$
Bifásico a tierra	$V_{red}(1-\frac{2p}{3})$	$V_{red} \frac{p}{3}$	$\frac{p}{3-2p}$
Monofásico	$V_{red}(1-\frac{p}{3})$	$V_{red} \frac{p}{3}$	$\frac{p}{3-p}$

**Tabla 6.1.- Desequilibrios en función de la profundidad del hueco**

La aparición de esta secuencia inversa dificulta la obtención del ángulo del vector tensión de red. En realidad, el ángulo necesario para el correcto control del GSC no es este ángulo, sino el ángulo de la secuencia directa. En condiciones normales ambos ángulos coinciden, pero durante los desequilibrios la secuencia inversa provoca que dichos ángulos difieran. Por lo tanto, es necesario aislar la secuencia directa de la tensión de red para obtener su ángulo.

Además de dificultar la obtención del ángulo de la tensión de red, el otro problema asociado a los desequilibrios es la aparición de potencias fluctuantes. Tal como se ha visto en el capítulo 2, la potencia activa de un sistema al cual se le ha aplicado la transformación de Clarke (invariante en potencia) viene dada por:

$$(6.4) \quad p = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta}$$

La potencia reactiva se calcula utilizando la siguiente relación [SCH91]:

$$(6.5) \quad q = v_{\beta} \cdot i_{\alpha} - v_{\alpha} \cdot i_{\beta}$$

Teniendo en cuenta las anteriores igualdades, se deduce que la potencia aparente de un sistema trifásico se puede obtener a partir de los vectores de tensión y corriente del sistema. Para ello se han de considerar estos vectores como números complejos y realizar la multiplicación de la tensión por el conjugado de la corriente, según se muestra en (6.6):

$$(6.6) \quad \begin{aligned} \vec{s} &= p + j \cdot q = (v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta}) + j \cdot (v_{\beta} \cdot i_{\alpha} - v_{\alpha} \cdot i_{\beta}) = (v_{\alpha} + j \cdot v_{\beta}) \cdot (i_{\alpha} - j \cdot i_{\beta}) = \\ &= \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}'_{\alpha\beta} \end{aligned}$$

Esta ecuación se puede utilizar para calcular la potencia en un sistema desequilibrado. Primero, se ha de tener en cuenta que tanto las tensiones como las corrientes se pueden dividir en dos secuencias, la directa y la inversa:

$$(6.7) \quad \vec{v}_{\alpha\beta} = \vec{V}_{dir} \cdot e^{j\omega t} + \vec{V}_{inv} \cdot e^{-j\omega t}$$

$$(6.8) \quad \vec{i}_{\alpha\beta} = \vec{I}_{dir} \cdot e^{j\omega t} + \vec{I}_{inv} \cdot e^{-j\omega t}$$

Utilizando estas relaciones y (6.6), la potencia aparente en un sistema desequilibrado viene dada por:

$$(6.9) \quad \begin{aligned} s &= \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}'_{\alpha\beta} = (\vec{V}_{dir} \cdot e^{j\omega t} + \vec{V}_{inv} \cdot e^{-j\omega t}) \cdot (\vec{I}'_{dir} \cdot e^{j\omega t} + \vec{I}'_{inv} \cdot e^{-j\omega t}) = \\ &= (\vec{V}_{dir} \cdot \vec{I}'_{dir} + \vec{V}_{inv} \cdot \vec{I}'_{inv}) + \vec{V}_{dir} \cdot \vec{I}'_{inv} \cdot e^{j2\omega t} + \vec{V}_{inv} \cdot \vec{I}'_{dir} \cdot e^{-j2\omega t} \end{aligned}$$

Se observa cómo la potencia aparente total está compuesta por tres términos. El primer término es constante, pero el segundo y tercero son oscilantes a una frecuencia el doble de la frecuencia de las tensiones o corrientes. La interacción de secuencias del mismo tipo, es decir, directa con directa o inversa con inversa, produce potencia constante. La potencia variable es producida por interacción de secuencias de distinto tipo.

El control presentado en el capítulo 2 introduce corrientes equilibradas en secuencia directa sincronizadas con la tensión de red. Dicho control dará potencia constante a la red en condiciones normales (con  $V_{inv}$  nula). No obstante, durante desequilibrios en la red esta estrategia de control verterá potencia oscilante a la red. Esto, por un lado, puede ser perjudicial para la estabilidad de la red eléctrica. Además, verter potencia oscilante a la red significa extraer potencia oscilante del bus de continua, lo que causará oscilaciones en la tensión del bus. Para evitar estos problemas es necesario cambiar la estrategia de control, adecuándola a las condiciones de desequilibrio.

### 6.3 Obtención de las secuencias directa e inversa de tensión de red

Para eliminar los inconvenientes producidos por los desequilibrios en la red es necesario separar las dos secuencias presentes simultáneamente en la tensión de red, la secuencia directa y la secuencia inversa. En este apartado se explica cómo se consigue esto utilizando la transformada de Park y filtros, y se realiza una comparativa entre varios tipos de filtros.

#### 6.3.1 Transformada de Park con sistemas desequilibrados

Tal y como se ha visto, durante un hueco de tensión desequilibrado, el vector tensión en ejes  $\alpha\beta$  es la suma del vector correspondiente a la tensión directa, que gira a la frecuencia de red en sentido directo y el vector correspondiente a la tensión inversa, que gira a la misma frecuencia y en sentido inverso.

Este vector tensión en ejes  $\alpha\beta$  también se puede representar, mediante la transformada de Park, en ejes  $dq$  giratorios en sentido directo y a la frecuencia de red. Esto es equivalente a multiplicar el vector tensión en  $\alpha\beta$  por  $e^{-j\omega t}$ , obteniendo como resultado

$$(6.10) \quad \vec{V}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega t} = (\vec{V}_{dir} \cdot e^{j\omega t} + \vec{V}_{inv} \cdot e^{-j\omega t}) = \vec{V}_{dir} + \vec{V}_{inv} \cdot e^{-2j\omega t}$$

En (6.10) se observa cómo al realizar la transformada de Park en ejes  $dq$  giratorios a la frecuencia de red y en sentido directo, la secuencia directa aparece como constante, mientras que la inversa aparece como oscilante a una frecuencia el doble de la de red. Las proyecciones del vector tensión de red en dichos ejes  $dq$  serán la suma de un valor constante correspondiente a la secuencia directa y de oscilaciones al doble de la frecuencia de red correspondientes a la secuencia inversa, tal como se muestra en la Fig 6.7. Por lo tanto, utilizando un filtro que elimine las frecuencias del doble de la

frecuencia de red y deje pasar las frecuencias bajas se puede aislar la secuencia directa, en forma de las componentes del vector asociado a dicha secuencia en los ejes  $dq$  [SAC01].

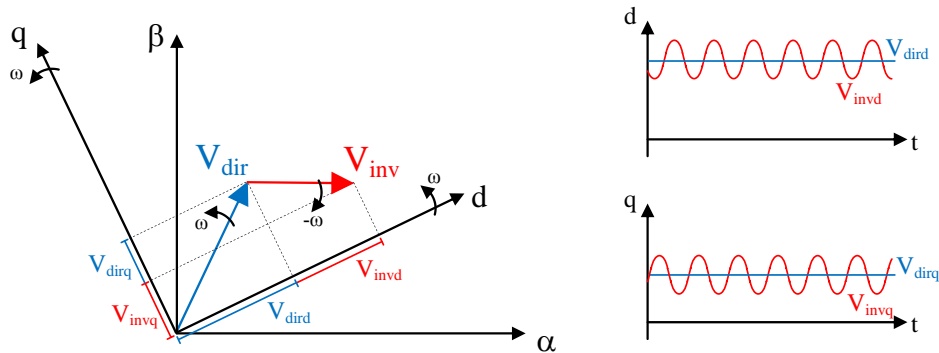


Fig 6.7.- Proyecciones en ejes  $dq$  de la secuencia directa e inversa

Realizando la transformada de Park en ejes que giren a la frecuencia de red pero en sentido inverso, la secuencia que aparece como constante es la inversa, mientras que la que aparece como oscilaciones al doble de la frecuencia de red es la directa. De la misma manera que en el caso anterior, mediante el uso de filtros se puede aislar la secuencia inversa. Así, utilizando el esquema reproducido en la Fig 6.8, se obtienen las componentes de la secuencia directa e inversa en los ejes  $dq$  correspondientes a cada secuencia. Cabe recalcar que la orientación de dichos ejes no tiene importancia a la hora de aislar las diferentes secuencias, lo único importante es la frecuencia de giro, que debe ser igual a la frecuencia de red, y el sentido, directo en el caso de los ejes asociados a la secuencia directa e inverso en el caso de la secuencia inversa.

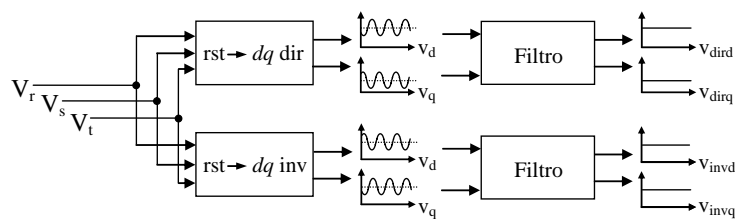


Fig 6.8.- Obtención de las secuencias directa e inversa

### 6.3.2 Comparativa de filtros

Para aislar las secuencias directa e inversa es necesario eliminar unas oscilaciones con una frecuencia del doble de la de red de un valor constante. Existen diferentes opciones de filtros para realizar esta función. Se han estudiado las características de tres filtros diferentes.

### Filtro Notch o antirresonante

Este filtro elimina solamente un rango estrecho de frecuencias, sin afectar a otras. Se implementa digitalmente de acuerdo a la siguiente función [PIS10]:

$$(6.11) \quad F(z) = \frac{1 + \alpha}{2} \frac{z^2 - 2\beta \cdot z + 1}{z^2 - \beta(1 + \alpha) \cdot z + \alpha}$$

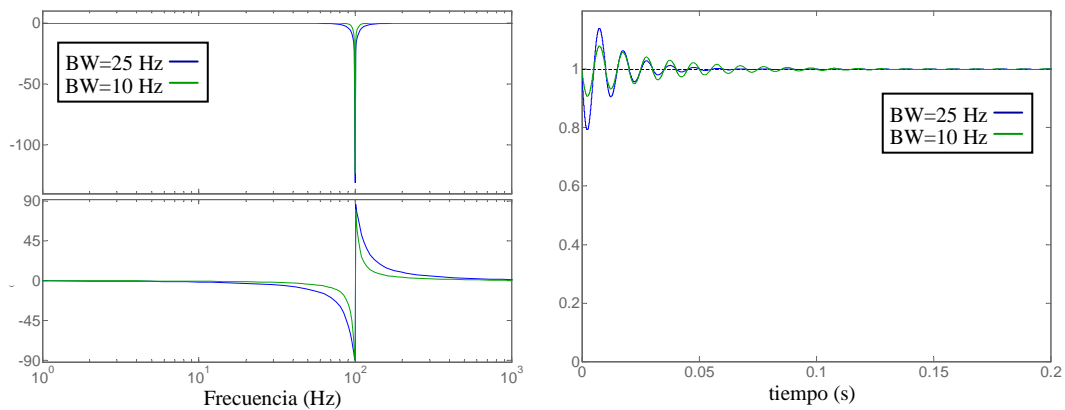
con

$$(6.12) \quad \alpha = \frac{1 - \operatorname{tg}\left(\frac{BW \cdot T_m}{2}\right)}{1 + \operatorname{tg}\left(\frac{BW \cdot T_m}{2}\right)}$$

y

$$(6.13) \quad \beta = \cos(\omega_0 \cdot T_m)$$

siendo  $T_m$  el período de muestreo del control,  $\omega_0$  la frecuencia a eliminar en  $rad/s$  y  $BW$  el ancho de banda del filtro también en  $rad/s$ . En la **Fig 6.9** se representa el diagrama de Bode y la respuesta ante un escalón de dos filtros notch con anchos de banda distintos. Se aprecia cómo, a mayor ancho de banda, la respuesta del filtro oscila más y tiene menor tiempo de estabilización.



**Fig 6.9.- Diagrama de Bode y respuesta ante escalón de filtros notch**

### Filtro de ventana deslizante

La función de transferencia de este filtro es:

$$(6.14) \quad F(z) = \frac{1 - z^{-n}}{n(1 - z^{-1})}$$

con

$$(6.15) \quad n = \frac{T_0}{T_m}$$

siendo  $T_0$  el período de la frecuencia a eliminar y  $T_m$  el período de muestreo del control. Este filtro elimina la frecuencia indeseada y todos sus múltiplos. Ante una entrada escalón, necesita la mitad del período de la fundamental para que su salida alcance el valor correcto (10 ms en el caso de una red a 50 Hz).

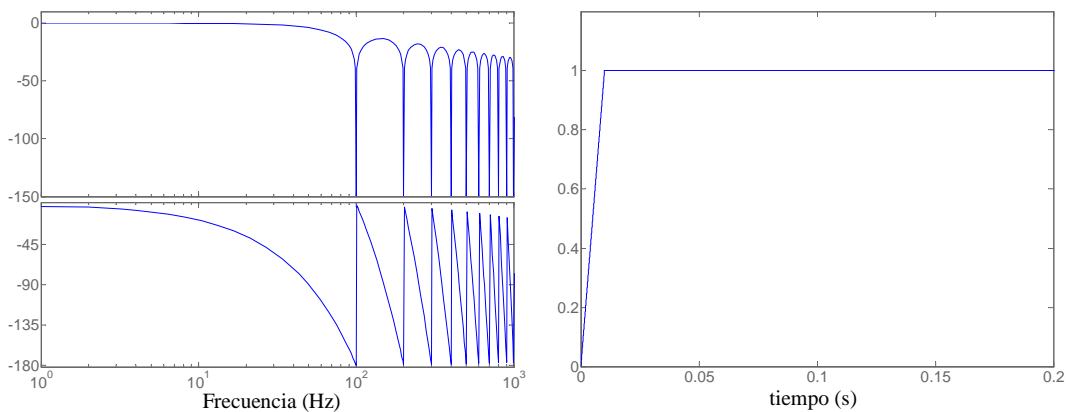


Fig 6.10.- Diagrama de Bode y respuesta ante escalón del filtro de ventana

### Filtro de retardo de cuarto de período o $DSC_4$

Los filtros  $DSC_n$  ("Delayed Signal Cancellation") son una clase de filtros que se basan en sumar a una señal su valor una fracción de período antes. El filtro  $DSC_4$  o de retardo de cuarto de período elimina las componentes al doble de la frecuencia fundamental, por lo que es apropiado para la separación de secuencias directa e inversa [SVE07]. Este filtro se implementa digitalmente mediante la siguiente función:

$$(6.16) \quad F(z) = \frac{1 + z^{-n}}{2}$$

con

$$(6.17) \quad n = \frac{T_{fun}}{4T_m}$$

siendo  $T_m$  el período de muestreo del control y  $T_{fun}$  el período de la fundamental. Este filtro presenta la respuesta más rápida de todos los presentados ya que ante una entrada escalón se alcanza el valor correcto en un cuarto de período de la fundamental (5 ms en el caso de una red de 50 Hz).

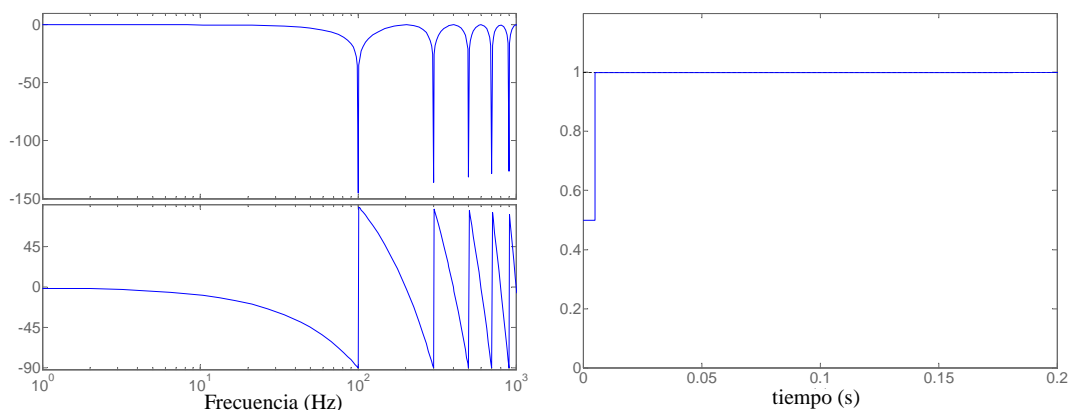


Fig 6.11.- Diagrama de Bode y respuesta ante escalón del filtro DSC

### Respuesta de los distintos filtros ante huecos de tensión

Para seleccionar el mejor filtro de entre los presentados anteriormente se ha observado su comportamiento ante un hueco monofásico total y un hueco bifásico aislado total, representados en la Fig 6.12, los cuales crean unos desequilibrios del 66% y el 100% respectivamente.

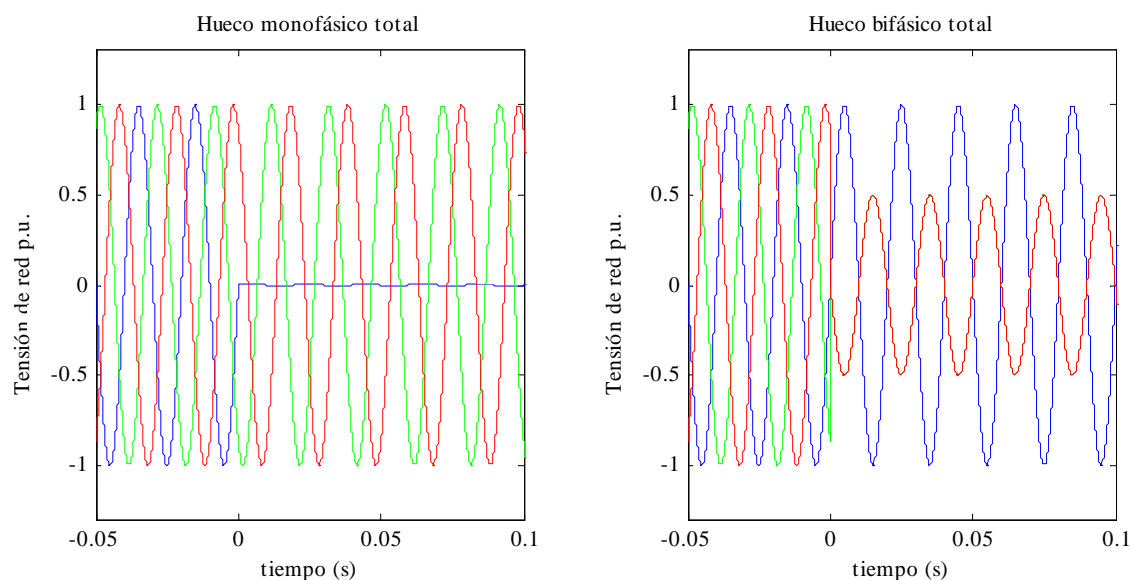
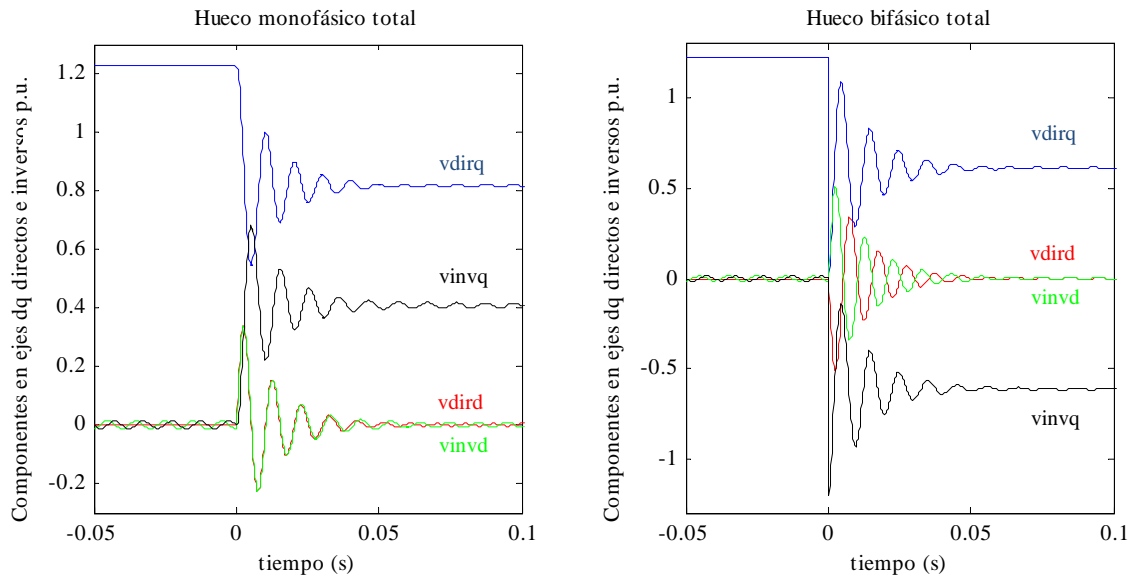


Fig 6.12.- Huecos monofásico y bifásico aislado totales

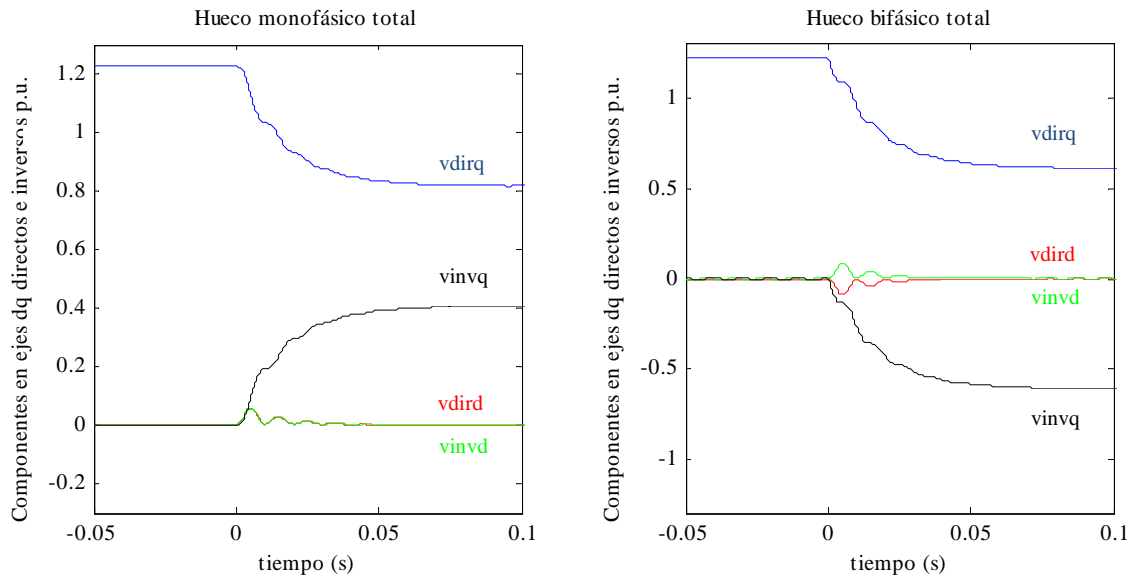


Como filtro notch se ha utilizado uno con 25 Hz de ancho de banda. En la **Fig 6.13** se aprecia como el filtro notch aísla las secuencias correctamente, pero su respuesta es muy oscilante.



**Fig 6.13.- Respuesta del filtro notch**

Para amortiguar estas oscilaciones se coloca a la salida del filtro notch un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de 10 Hz, obteniendo los resultados mostrados en la **Fig 6.14**.



**Fig 6.14.- Respuesta de filtro notch + filtro paso bajo**

La respuesta del filtro de ventana deslizante se muestra en la siguiente figura. Se aprecia cómo el tiempo que tarda en separar las secuencias es muy inferior al filtro

notch. Mientras el notch tarda alrededor de 50 ms en proporcionar los valores adecuados de cada componente, al filtro de ventana le bastan 10 ms para separar las secuencias adecuadamente.

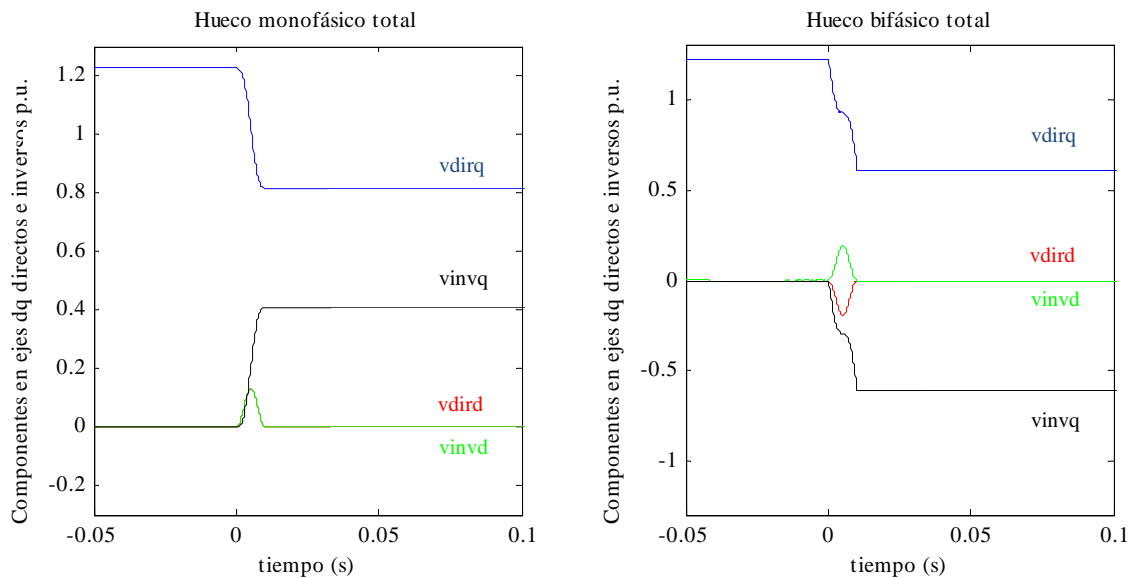


Fig 6.15.- Respuesta del filtro de ventana deslizante

Por último, en la Fig 6.16 se muestran los resultados obtenidos con el DSC<sub>4</sub>.

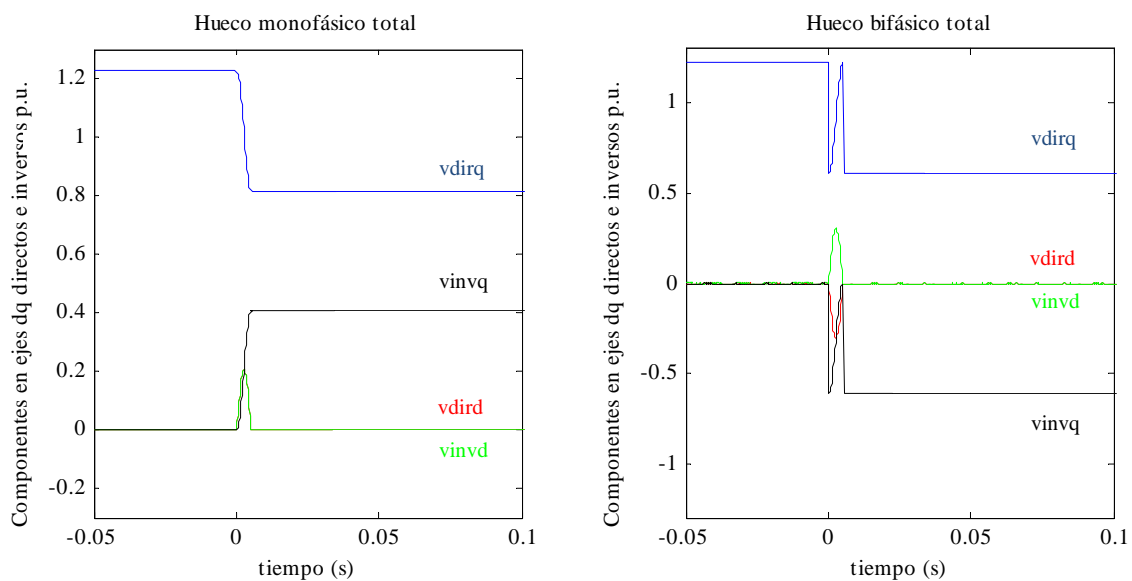


Fig 6.16.- Respuesta del filtro de retardo de cuarto de período

Con este último filtro es con el que mejores resultados se obtienen ya que aísla las secuencias en 5 ms, frente a los 10 ms necesarios con el filtro de ventana deslizante y a los 50 ms del filtro notch. Por lo tanto, se ha optado por el filtro DSC<sub>4</sub> para separar las

secuencias de la tensión de red. Incluyendo este filtro en el esquema mostrado en la **Fig 6.8**, se pueden aislar las secuencias directa e inversa de la tensión de red.

## 6.4 Obtención de referencias de corriente

En caso de desequilibrio en la tensión de red la estrategia habitual de control del **GSC** produce un flujo de potencia oscilante, lo cual se traduce en empeorar la calidad de la red eléctrica y en oscilaciones en la tensión de bus. Para evitar esto, se debe modificar la manera de obtener las referencias de corriente. En este apartado se ve el efecto de utilizar el control convencional durante desequilibrios y, posteriormente, se proponen dos alternativas distintas para obtener referencias de corriente que eviten las oscilaciones de potencia. La primera permite que la potencia extraída a red sea constante, mientras que la segunda hace constante la tensión de bus.

### 6.4.1 Control normal

Durante desequilibrios en la tensión de red la aparición de la secuencia inversa dificulta la obtención del ángulo y la frecuencia de dicha tensión, necesario para sincronizar las corrientes producidas por el **GSC** con la tensión de red. En el apartado anterior se ha visto como mediante el uso de filtros y la transformada de Park se pueden aislar la secuencia directa y la inversa. Alimentando a la **PLL** únicamente con la secuencia directa es posible utilizar el control habitual también durante los desequilibrios, de acuerdo con la **Fig 6.17**.

En el control habitual el ángulo de la tensión de red  $\theta_{red}$  se calcula de forma que el eje  $q$  queda orientado con la tensión de red. Así, las consignas de corriente se generan como

$$(6.18) \quad i_{dref} = \frac{Q_{ref}}{v_{qred}} \quad , \quad i_{qref} = \frac{P_{ref}}{v_{qred}}$$

Para hacer estos cálculos se puede tomar  $v_{qred}$  como la tensión total de la red en el eje  $q$  o como la componente directa de dicha tensión, también en este eje. Si la red está equilibrada ambas opciones son equivalentes, pero en caso de desequilibrios la tensión total presenta oscilaciones mientras que la componente directa es constante. En el caso de desequilibrios grandes, estas oscilaciones pueden incluso provocar que la tensión total en el eje  $q$  sea nula, lo que originaría consignas de corriente infinitas. Por lo tanto, se ha de utilizar la tensión directa en el eje  $q$  a la hora de realizar los cálculos expuestos en (6.18).

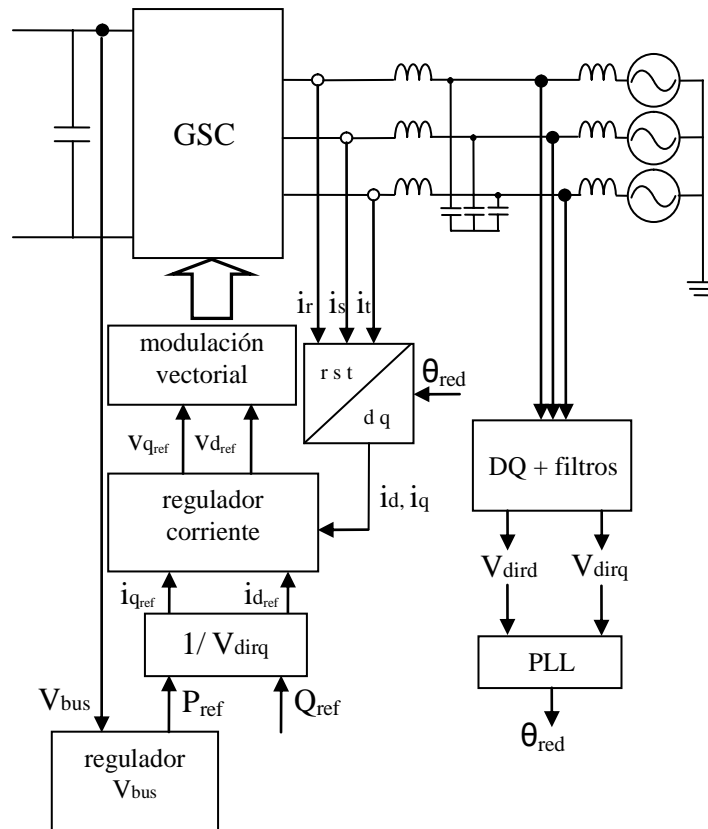


Fig 6.17.- Esquema de control adaptado para soportar desequilibrios

En la siguiente figura se muestra cómo se comporta el sistema con el control habitual durante un hueco bifásico aislado del 90% de profundidad.

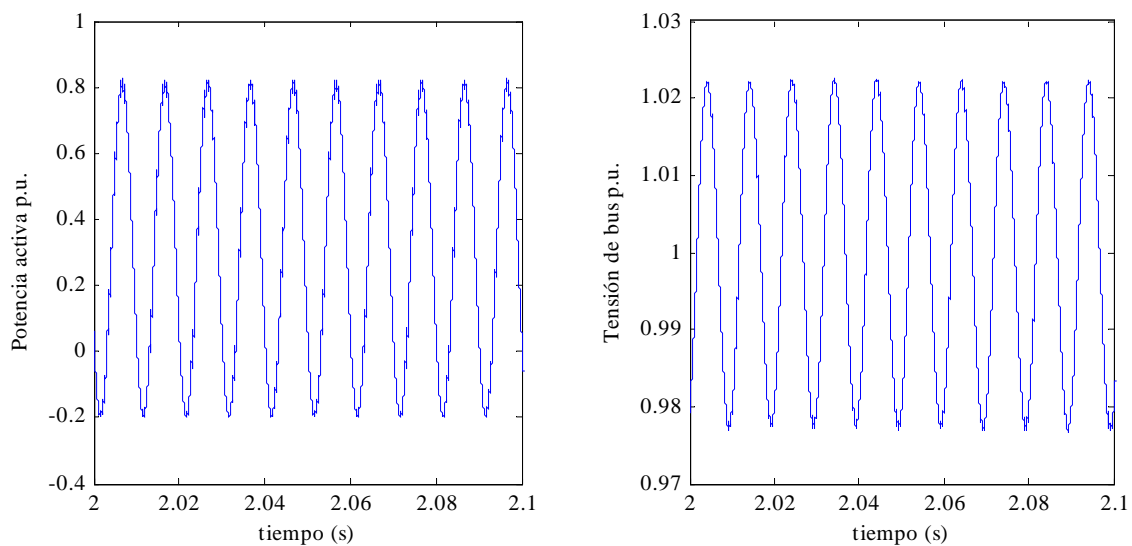


Fig 6.18.-Potencia a red y tensión de bus con control normal

A la izquierda se muestra la potencia activa evacuada a la red durante el hueco bifásico. Esta potencia activa oscilante puede originar problemas en la red eléctrica, más teniendo en cuenta que todos los aerogeneradores de un parque actuarán de la misma manera. A la derecha se muestra la tensión de bus obtenida. Las oscilaciones debidas al flujo oscilante de potencia que se extrae del bus no tienen la suficiente amplitud como para afectar al correcto comportamiento del sistema que se está analizando. No obstante, en otros casos donde se disponga de una menor capacidad en el bus de continua estas oscilaciones sí serán capaces de provocar problemas.

### 6.4.2 Potencia entregada a red constante

Según la ecuación (6.9), con una tensión de red desequilibrada la potencia aparente entregada a la red tiene una parte constante y otra parte oscilante al doble de la frecuencia de red, siendo la parte oscilante

$$(6.19) \quad s_{osc} = \vec{V}_{dir} \cdot \vec{I}'_{inv} \cdot e^{j2\omega t} + \vec{V}_{inv} \cdot \vec{I}'_{dir} \cdot e^{-j2\omega t}$$

Para que la potencia entregada a la red sea constante se debe anular  $s_{osc}$ . Sin embargo, al estar la potencia oscilante compuesta por dos términos que representan dos vectores giratorios en sentido inverso uno del otro, la única forma de anularla es anulando los dos vectores por separado, lo cual no es práctico porque en este caso se anularía también la potencia total entregada a la red. Una alternativa es anular la proyección horizontal de esta potencia oscilante, lo que equivale a anular la potencia activa oscilante entregada a la red. La potencia reactiva seguirá oscilando, pero las oscilaciones en esta potencia no tienen los inconvenientes asociados a las oscilaciones en la potencia activa.

La proyección horizontal de la relación (6.19) se puede expresar como:

$$(6.20) \quad \text{Horproy}(s_{osc}) = \text{Horproy}(\vec{V}_{dir} \cdot \vec{I}'_{inv} \cdot e^{j2\omega t} + (\vec{V}_{inv} \cdot \vec{I}'_{dir})' \cdot e^{j2\omega t})$$

Para llegar a esta relación se usan dos propiedades de los vectores en el plano complejo. Por un lado, se ha utilizado que un vector giratorio y su conjugado giran a la misma frecuencia y en sentido contrario. La otra propiedad consiste en que un vector y su conjugado tienen la misma proyección horizontal. Observando la ecuación (6.20), se deduce que para que la proyección horizontal de la potencia aparente oscilante se anule se ha de cumplir que

$$(6.21) \quad \vec{V}_{dir} \cdot \vec{I}'_{inv} + (\vec{V}_{inv} \cdot \vec{I}'_{dir})' = 0$$

Desarrollando (6.21) y separando en parte real y parte imaginaria, se obtienen las siguientes relaciones:

$$(6.22) \quad v_{dir d} \cdot i_{inv d} + v_{dir q} \cdot i_{inv q} + v_{inv d} \cdot i_{dir d} + v_{inv q} \cdot i_{dir q} = 0$$

$$(6.23) \quad -v_{dir d} \cdot i_{inv q} + v_{dir q} \cdot i_{inv d} + v_{inv d} \cdot i_{dir q} - v_{inv q} \cdot i_{dir d} = 0$$

Si las corrientes de red cumplen estas dos relaciones la potencia activa entregada a la red será constante.

La potencia aparente constante entregada a la red viene dada por el primer término de (6.9):

$$(6.24) \quad s_{cons} = \vec{V}_{dir} \cdot \vec{I}'_{dir} + \vec{V}_{inv} \cdot \vec{I}'_{inv}$$

La parte real de (6.24) se corresponde con la potencia activa constante entregada a la red y la parte imaginaria con la potencia reactiva. Así, se obtienen las siguientes relaciones:

$$(6.25) \quad P = v_{dir d} \cdot i_{dir d} + v_{dir q} \cdot i_{dir q} + v_{inv d} \cdot i_{inv d} + v_{inv q} \cdot i_{inv q}$$

$$(6.26) \quad Q = -v_{dir d} \cdot i_{dir q} + v_{dir q} \cdot i_{dir d} - v_{inv d} \cdot i_{inv q} + v_{inv q} \cdot i_{inv d}$$

Las expresiones anteriores nos dan la potencia activa y reactiva total entregada a la red, la correspondiente tanto a la interacción de las secuencias directas como a la interacción de las secuencias inversas. Agrupando las ecuaciones (6.22), (6.23), (6.25) y (6.26) y resolviéndolas, se obtendrían las corrientes de referencia que permiten que la potencia activa a red no oscile y tenga el valor de referencia y que la potencia reactiva total tenga el valor medio correcto. En [RIO96] se sigue este procedimiento.

En la ecuación (6.26) se considera como reactiva suministrada a la red la suma de la reactiva correspondiente tanto a la secuencia directa como a la inversa. Sin embargo, a efectos prácticos, esto no es correcto. Cuando aparece tensión en secuencia inversa, la potencia reactiva a suministrar viene especificada por la normativa de red correspondiente, que en función de variables como la magnitud de la secuencia inversa y el tiempo que dura la asimetría en la red impone cuanta reactiva se debe entregar a la red por el sistema de conversión. En las normativas de red actuales [EON06] [REE06] [SDL08] [REE09], a la hora de pedir esta potencia reactiva sólo se tiene en cuenta la potencia reactiva correspondiente a la secuencia directa, ignorando la correspondiente a la secuencia inversa. De esta manera, utilizar la ecuación (6.26) puede dar lugar a incumplimientos de la normativa. Por lo tanto, en lugar de esta ecuación, en esta tesis se

propone utilizar la relación (6.27), que únicamente tiene en cuenta la reactiva asociada a la secuencia directa:

$$(6.27) \quad Q = -v_{dird} \cdot i_{dirq} + v_{dirq} \cdot i_{dird}$$

Agrupando las ecuaciones (6.22), (6.23), (6.25) y (6.27) y expresándolas en forma matricial se obtiene

$$(6.28) \quad \begin{bmatrix} P \\ Q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dird} & v_{dirq} & v_{invd} & v_{invq} \\ v_{dirq} & -v_{dird} & 0 & 0 \\ v_{invd} & v_{invq} & v_{dird} & v_{dirq} \\ -v_{invq} & v_{invd} & v_{dirq} & -v_{dird} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dird} \\ i_{dirq} \\ i_{invd} \\ i_{invq} \end{bmatrix}$$

Y despejando de (6.28) las corrientes:

$$(6.29) \quad \begin{bmatrix} i_{dird} \\ i_{dirq} \\ i_{invd} \\ i_{invq} \end{bmatrix} = \frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{dird} \\ v_{dirq} \\ -v_{invd} \\ -v_{invq} \end{bmatrix} + \frac{Q}{V_{dir}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{dirq} \\ -v_{dird} \\ v_{invq} \\ -v_{invd} \end{bmatrix}$$

con

$$(6.30) \quad V_{dir} = \sqrt{v_{dird}^2 + v_{dirq}^2}$$

y

$$(6.31) \quad V_{inv} = \sqrt{v_{invd}^2 + v_{invq}^2}$$

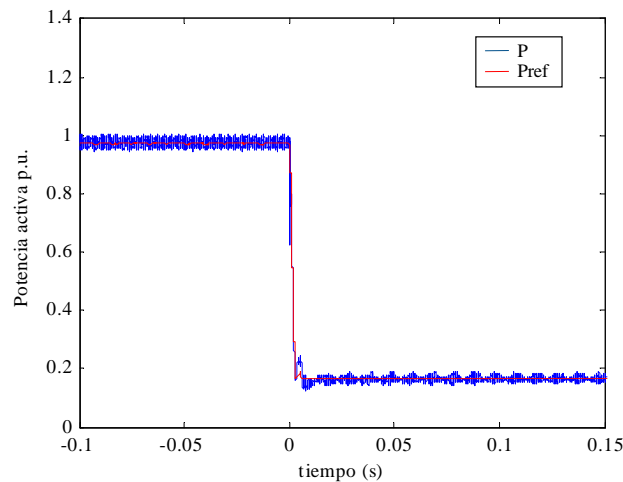
A partir de (6.29) se pueden calcular las referencias de corriente que hacen que se viertan a la red las potencias reactiva (teniendo en cuenta únicamente la secuencia directa) y activa (teniendo en cuenta la potencia total) consignadas, y que eliminan las oscilaciones de la potencia activa vertida a la red. La obtención de las secuencias directa e inversa de la tensión de red, necesarias para obtener las referencias de corriente, se realiza de la manera explicada anteriormente, mediante el uso de filtros y transformadas *dq* en ejes directos e inversos.

Esta nueva forma de calcular las consignas de corriente se diferencia de la manera habitual principalmente en dos cuestiones. Por un lado, las corrientes a controlar se componen de secuencia directa y secuencia inversa, por lo que habrá que modificar el control de las corrientes para que sea capaz de seguir referencias en secuencia inversa.

Posteriormente se discuten diferentes opciones para realizar este control (las gráficas que se muestran durante todo este apartado están realizadas utilizando un control de corrientes conocido como control dual).

Por otro lado, mientras que el control normal era un control orientado al vector tensión de red, esto es, las transformaciones  $dq$  se realizaban utilizando el ángulo del vector tensión de red, en esta nueva manera de obtener las referencias de corriente el ángulo con el que se realizan las transformadas  $dq$  no tiene ninguna importancia, siempre que los ejes  $dq$  giren a la misma frecuencia que la tensión de red.

En la **Fig 6.19** se muestra la potencia activa entregada a red durante un hueco bifásico aislado del 90% y con las corrientes de referencia obtenidas según (6.29). Se aprecia cómo la potencia activa es casi constante e igual a la potencia activa de referencia.



**Fig 6.19.- Potencia activa ante hueco bifásico del 90%**

En cuanto a la potencia reactiva, a la izquierda de la **Fig 6.20** se muestra la reactiva total entregada a red, es decir, la correspondiente a ambas secuencias. Como ya se ha dicho anteriormente esta potencia es oscilante, porque es imposible mantener tanto la potencia activa como la reactiva constantes. No obstante, el sistema sigue correctamente a la referencia, tal y como se aprecia a la derecha de la **Fig 6.20**, donde aparece la potencia reactiva de la secuencia directa calculada a partir de las secuencias directas de tensión y corriente. Se comprueba así que esta manera de obtener las referencias de corriente funciona correctamente.



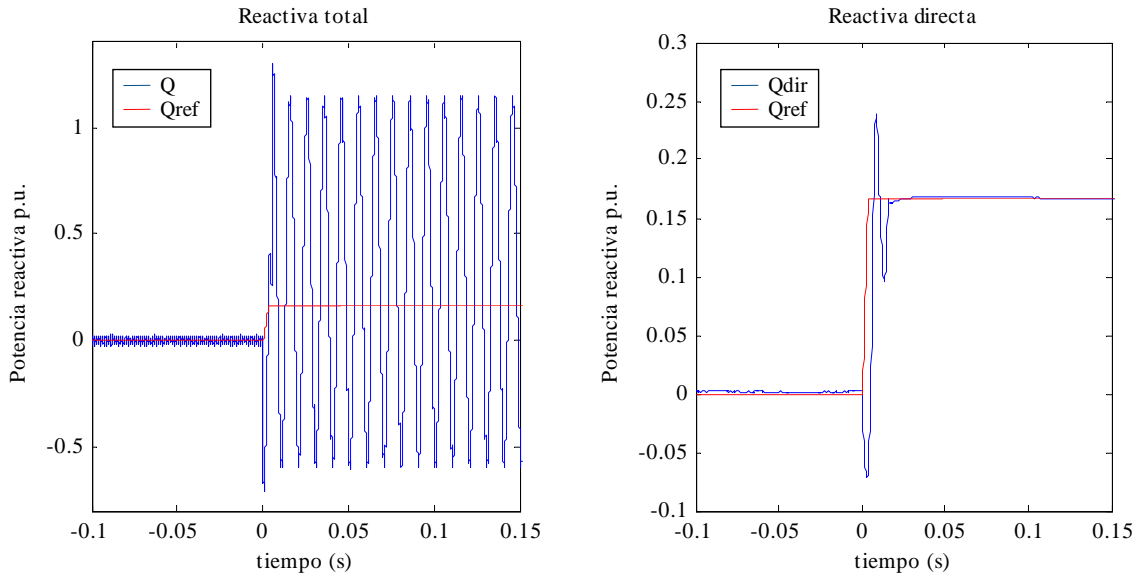


Fig 6.20.- Potencia reactiva total y directa ante hueco bifásico del 90%

### 6.4.3 Potencia de salida del convertidor constante

En el apartado anterior se han obtenido corrientes de referencia que evitan que la potencia activa vertida a la red oscile en caso de desequilibrio en la tensión de red. Sin embargo, debido a las impedancias que hay entre el GSC y la red (básicamente el filtro de armónicos), la potencia activa que el convertidor extrae del bus de continua sigue oscilando aun cuando la que se vierte a la red es constante. Por lo tanto, la tensión de bus también oscilará, como se observa en la Fig 6.21, que se corresponde a la tensión de bus durante el mismo hueco al que corresponden las figuras del apartado anterior.

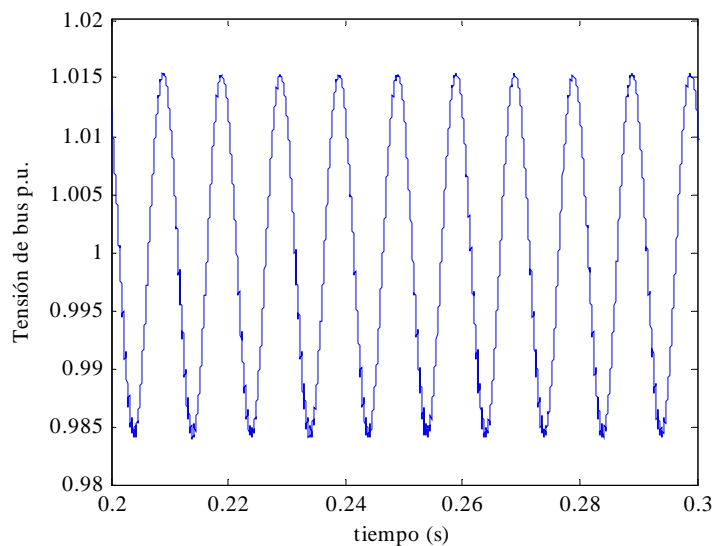


Fig 6.21.- Tensión de bus durante hueco bifásico del 90%

Si se desean eliminar estas oscilaciones se deben cambiar las ecuaciones que permiten obtener las corrientes de referencia, de tal manera que la potencia activa constante sea la potencia que se extrae del convertidor en vez de la potencia que se vierte a la red.

El análisis que se ha hecho anteriormente del cálculo de la potencia vertida a la red en caso de desequilibrios es perfectamente válido a la hora de calcular la potencia extraída del bus de continua por el convertidor. La expresión que da la potencia aparente extraída del bus es idéntica a la (6.9), que da la potencia aparente vertida a la red, pero sustituyendo las secuencias directa e inversa de la tensión de red por las secuencias directa e inversa de la tensión del convertidor:

$$(6.32) \quad s_{conv} = (\vec{E}_{dir} \cdot \vec{I}'_{dir} + \vec{E}_{inv} \cdot \vec{I}'_{inv}) + \vec{E}_{dir} \cdot \vec{I}'_{inv} \cdot e^{j2\omega t} + \vec{E}_{inv} \cdot \vec{I}'_{dir} \cdot e^{-j2\omega t}$$

siendo  $\vec{E}_{dir}$  la secuencia directa de la tensión del convertidor y  $\vec{E}_{inv}$  la secuencia inversa. Al igual que en el caso de la potencia vertida a la red, la potencia oscilante no se puede anular del todo, pero se puede hacer constante la potencia activa extraída del bus. Para ello, las corrientes de red deben cumplir las siguientes relaciones:

$$(6.33) \quad e_{dird} \cdot i_{invd} + e_{dirq} \cdot i_{invq} + e_{invd} \cdot i_{dird} + e_{invq} \cdot i_{dirq} = 0$$

$$(6.34) \quad -e_{dird} \cdot i_{invq} + e_{dirq} \cdot i_{invd} + e_{invd} \cdot i_{dirq} - e_{invq} \cdot i_{dird} = 0$$

Si las corrientes de red cumplen estas dos relaciones, la potencia activa extraída del bus por el convertidor será constante, por lo que se eliminan las oscilaciones en la tensión de bus. En [SUH02] se utilizan estas ecuaciones junto con (6.25) y (6.26) para calcular las referencias de corriente. En esta tesis se utiliza la relación (6.27) en vez de la (6.26), por las mismas razones expuestas para el caso de potencia entregada a red constante. De esta manera se forma el siguiente grupo de ecuaciones:

$$(6.35) \quad \begin{bmatrix} P \\ Q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dird} & v_{dirq} & v_{invd} & v_{invq} \\ v_{dirq} & -v_{dird} & 0 & 0 \\ e_{invd} & e_{invq} & e_{dird} & e_{dirq} \\ -e_{invq} & e_{invd} & e_{dirq} & -e_{dird} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dird} \\ i_{dirq} \\ i_{invd} \\ i_{invq} \end{bmatrix}$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones se obtienen las corrientes que vierten a la red las potencias activa y reactiva deseadas y que hacen constante la potencia activa que se extrae del bus de continua. La solución es:

$$(6.36) \quad \begin{bmatrix} i_{dird} \\ i_{dirq} \\ i_{invd} \\ i_{invq} \end{bmatrix} = \frac{P}{F_{ve}} \cdot \begin{bmatrix} v_{dird} (e_{dird}^2 + e_{dirq}^2) \\ v_{dirq} (e_{dird}^2 + e_{dirq}^2) \\ -v_{dird} e_2 - v_{dirq} e_1 \\ -v_{dird} e_1 + v_{dirq} e_2 \end{bmatrix} + \frac{Q}{F_{ve}} \cdot \begin{bmatrix} v_{dirq} (e_{dird}^2 + e_{dirq}^2) - v_{invd} e_1 + v_{invq} e_2 \\ -v_{dird} (e_{dird}^2 + e_{dirq}^2) + v_{invd} e_2 + v_{invq} e_1 \\ -v_{invq} (e_{invd}^2 + e_{invq}^2) + v_{dird} e_1 - v_{dirq} e_2 \\ v_{invd} (e_{invd}^2 + e_{invq}^2) - v_{dird} e_2 - v_{dirq} e_1 \end{bmatrix}$$

con

$$(6.37) \quad e_1 = e_{dird} e_{invq} + e_{dirq} e_{invd}$$

$$(6.38) \quad e_2 = e_{dird} e_{invd} - e_{dirq} e_{invq}$$

$$(6.39) \quad F_{ve} = (e_{dird}^2 + e_{dirq}^2)(v_{dird}^2 + v_{dirq}^2) - v_{dird}(v_{invd} e_2 + v_{invq} e_1) + v_{dirq}(v_{invq} e_2 - v_{invd} e_1)$$

La implementación práctica de estas ecuaciones no es sencilla porque requiere el conocimiento de las tensiones de red y de convertidor. Mientras que las tensiones de red son variables que se miden en el sistema real, no sucede lo mismo con las tensiones de convertidor. Para solucionar este problema hay dos opciones: estimar las tensiones del convertidor partiendo de las medidas de corriente y de tensión de red y calculando la caída de tensión en la impedancia de salida (que corresponde al filtro de armónicos) [YIN08], o utilizar las tensiones de referencia que proporciona el control, ya que si la modulación se realiza correctamente el convertidor impondrá estas tensiones de referencia a su salida [SUH06]. En la presente tesis se ha optado por utilizar las tensiones de referencia, ya que la estimación de las tensiones del convertidor a través de las corrientes y tensiones de red aumenta la complejidad matemática del control.

Con las corrientes obtenidas de esta manera se consigue anular las oscilaciones en el bus casi por completo, tal y como se aprecia en la siguiente figura:

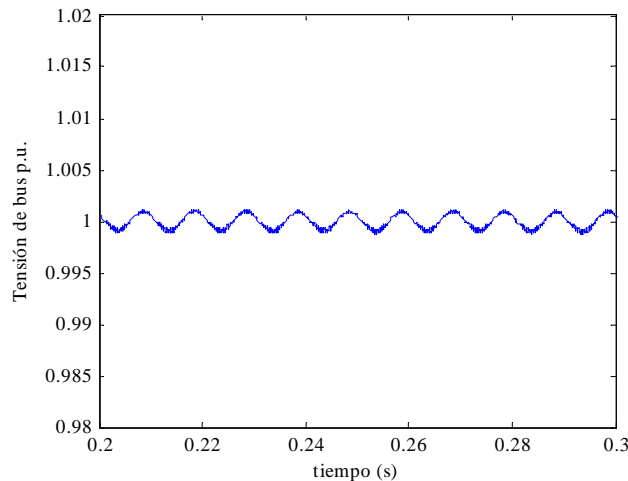
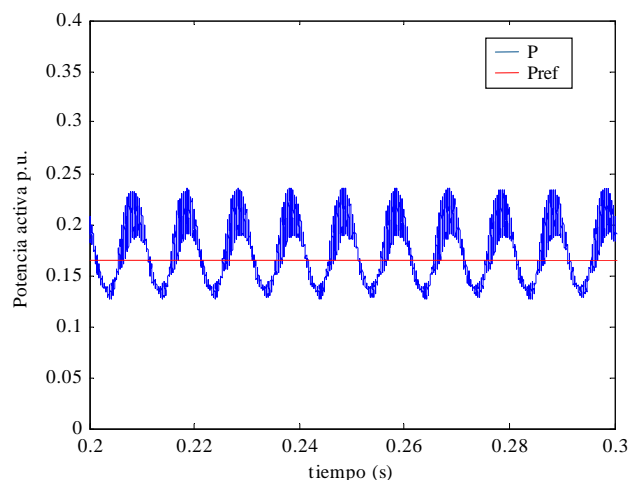


Fig 6.22.- Tensión de bus durante hueco bifásico del 90%

Por supuesto, ahora las oscilaciones se dan en la potencia activa que va a red. En la **Fig 6.23** se muestra el buen seguimiento de la referencia de potencia activa, junto con el rizado a 100 Hz en dicha potencia.



**Fig 6.23.- Potencia activa a red durante hueco bifásico del 90%**

#### 6.4.4 Limitación de referencias de potencia

Una vez calculadas las referencias de corriente, es preciso asegurarse de que éstas no sobrepasan los límites del convertidor. Esta limitación, que es sencilla en el caso de un control convencional, se complica notablemente cuando las referencias contienen secuencias directas e inversas.

En el control convencional, que utiliza solamente referencias de corriente en secuencia directa y donde el eje  $q$  está orientado con la tensión de red, la potencia activa depende de la corriente en  $q$  y la reactiva de la corriente en  $d$ . Para dar prioridad a la potencia activa, simplemente se da toda la corriente en el eje  $q$  que demanda el control de potencia activa (siempre que por sí sola no supere el límite de corriente del convertidor) y se limita la potencia reactiva en función del margen de corriente en el eje  $d$  disponible. En el caso de tener prioridad la potencia reactiva (básicamente en caso de huecos en la red), el proceso sería el mismo pero invirtiendo los ejes, el eje  $d$  sería el prioritario y el eje  $q$  el secundario.

Al utilizarse referencias de corriente en ambas secuencias y con los ejes  $dq$  sin ninguna orientación especial (a recordar que el único requisito que deben cumplir los ejes  $dq$  es que giren a la misma frecuencia que la tensión de red) la limitación de las potencias de referencia para evitar demandar al convertidor más corriente que su máxima capacidad se complica. En lo que sigue se describe un método novedoso desarrollado en esta tesis que solventa este problema. Consiste en calcular primero el

límite de la potencia que tiene prioridad (sea activa o reactiva) en función de las tensiones de red y teniendo en cuenta las relaciones que debe haber entre las corrientes para que la potencia activa no oscile. Después se calcula el límite de la potencia no prioritaria, en función de las variables mencionadas anteriormente y de la cantidad de potencia prioritaria demandada.

El método se desarrolla para la primera de las opciones presentadas para calcular las referencias, esto es, para conseguir que la potencia activa a red sea constante. Este método también es válido para el caso de potencia activa de salida del convertidor constante, no obstante, se ha decidido no deducir las ecuaciones por la excesiva complejidad matemática de las mismas. De todos modos, los pasos a seguir son idénticos que para el caso de potencia activa a red constante.

El primer paso consiste en separar las corrientes de referencia en corrientes asociadas a la potencia activa y en asociadas a la potencia reactiva, de acuerdo con

$$(6.40) \quad \begin{bmatrix} i_{dir} \\ i_{dirq} \\ i_{invd} \\ i_{invq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dirP} \\ i_{dirqP} \\ i_{invdP} \\ i_{invqP} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{dirQ} \\ i_{dirqQ} \\ i_{invdQ} \\ i_{invqQ} \end{bmatrix}$$

Partiendo de (6.29), es obvio que

$$(6.41) \quad \begin{bmatrix} i_{dirP} \\ i_{dirqP} \\ i_{invdP} \\ i_{invqP} \end{bmatrix} = \frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{dir} \\ v_{dirq} \\ -v_{invd} \\ -v_{invq} \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \begin{bmatrix} i_{dirQ} \\ i_{dirqQ} \\ i_{invdQ} \\ i_{invqQ} \end{bmatrix} = \frac{Q}{V_{dir}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{dirq} \\ -v_{dir} \\ v_{invq} \\ -v_{invd} \end{bmatrix}$$

El módulo de la corriente correspondiente a la secuencia directa y a la potencia activa (teniendo en cuenta que los ejes  $dq$  son perpendiculares) está dado por:

$$(6.42) \quad |i_{dirP}| = \sqrt{i_{dirP}^2 + i_{dirqP}^2} = \sqrt{\left(\frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} v_{dir}\right)^2 + \left(\frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} v_{dirq}\right)^2} = \frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} V_{dir}$$

De igual manera se calculan los módulos de las corrientes correspondientes a otras secuencias y potencias:

$$(6.43) \quad |i_{dirQ}| = \frac{Q}{V_{dir}^2} V_{dir}$$

$$(6.44) \quad |i_{invP}| = \frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} V_{inv}$$

$$(6.45) \quad |i_{invQ}| = \frac{Q}{V_{dir}^2} V_{inv}$$

Con estas cuatro relaciones se puede calcular la corriente necesaria para dar cierta cantidad de potencia activa o reactiva. Para el caso de la activa, el módulo máximo de la corriente activa total se calcula como la suma de los módulos de las corrientes activas directa e inversa.

$$(6.46) \quad |i_P| = |i_{dirP}| + |i_{invP}| = \frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} (V_{dir} + V_{inv})$$

A partir de aquí es inmediato calcular la máxima cantidad de potencia activa que se puede suministrar, simplemente sustituyendo el módulo máximo de la corriente activa por el límite de corriente del convertidor  $I_{LIM}$  y reordenando:

$$(6.47) \quad P_{max} = I_{LIM} \frac{(V_{dir}^2 - V_{inv}^2)}{V_{dir} + V_{inv}}$$

El mismo proceso se puede realizar para la potencia reactiva, obteniéndose la relación **(6.48)**.

$$(6.48) \quad Q_{max} = I_{LIM} \frac{V_{dir}^2}{V_{dir} + V_{inv}}$$

Estas dos relaciones nos dan los límites de las potencias activa y reactiva en el caso de que éstas sean prioritarias, es decir, la máxima cantidad de potencia activa o reactiva que el convertidor puede dar sin dar nada de la otra potencia. Para hallar el límite de la potencia no prioritaria, hay que volver a las ecuaciones **(6.42)** a **(6.45)**.

Dividiendo entre sí las ecuaciones asociadas a la potencia activa (**(6.42)** y **(6.44)**) y las asociadas a la reactiva (**(6.43)** y **(6.45)**) se puede comprobar que la relación entre los módulos de las corrientes en secuencia directa e inversa correspondientes a la misma potencia (activa o reactiva) coincide con la relación entre la tensión directa e inversa de red:

$$(6.49) \quad \frac{|i_{dirP}|}{|i_{invP}|} = \frac{|i_{dirQ}|}{|i_{invQ}|} = \frac{V_{dir}}{V_{inv}} = z$$

La corriente directa asociada a la potencia activa y la asociada a la reactiva son perpendiculares, al igual que la corriente inversa asociada a la potencia activa y la asociada a la reactiva. Por lo tanto, el módulo de la corriente directa y el de la inversa se pueden expresar como

$$(6.50) \quad |i_{dir}| = \sqrt{i_{dirP}^2 + i_{dirQ}^2} \quad , \quad |i_{inv}| = \sqrt{i_{invP}^2 + i_{invQ}^2}$$

El módulo máximo de las corrientes de referencia es la suma de los módulos de la corriente directa y la corriente inversa. Como (6.49) da la relación entre corriente directa y corriente inversa, se puede expresar el módulo máximo en función sólo de la corriente directa:

$$(6.51) \quad |i_{m\acute{a}x}| = |i_{dir}| + |i_{inv}| = \sqrt{i_{dirP}^2 + i_{dirQ}^2} + \sqrt{i_{invP}^2 + i_{invQ}^2} = \sqrt{i_{dirP}^2 + i_{dirQ}^2} + \sqrt{\frac{i_{dirP}^2}{z^2} + \frac{i_{dirQ}^2}{z^2}}$$

Esta relación nos permite calcular cual será la componente de corriente directa asociada a la potencia reactiva  $i_{dirQm\acute{a}x}$  que hará que el módulo máximo de la corriente total sea igual al límite de corriente del convertidor para una cierta componente de corriente directa asociada a la activa  $i_{dirP}$ , y viceversa:

$$(6.52) \quad i_{dirQm\acute{a}x} = \sqrt{\frac{I_{LIM}^2}{\left(1 + \frac{1}{z}\right)^2} - i_{dirP}^2} \quad , \quad i_{dirPm\acute{a}x} = \sqrt{\frac{I_{LIM}^2}{\left(1 + \frac{1}{z}\right)^2} - i_{dirQ}^2}$$

Con esta relación ya se puede limitar la referencia de potencia no prioritaria en función de la referencia de potencia prioritaria, para que las corrientes de referencia no excedan el límite de corriente. En el caso de que la potencia prioritaria sea la activa, con la ecuación (6.42) se calcula la componente directa de la corriente asociada a la potencia activa  $i_{dirP}$ , con (6.52) se calcula la componente máxima directa de la corriente asociada a la reactiva  $i_{dirQm\acute{a}x}$ , y a partir de (6.43) se calcula la máxima potencia reactiva de referencia. Todo este proceso se puede resumir en una sola ecuación que da la máxima potencia reactiva de referencia en función de las secuencias directa e inversa de tensión de red y la potencia activa de referencia:

$$(6.53) \quad Q_{max} = V_{dir} \left( \sqrt{\frac{I_{LIM}^2}{\left(1 + \frac{V_{inv}}{V_{dir}}\right)^2} - \left(\frac{P}{V_{dir}^2 - V_{inv}^2} V_{dir}\right)^2} \right)$$

En el caso de que la prioridad sea dar potencia reactiva, la ecuación que proporciona la máxima potencia activa de referencia es la siguiente:

$$(6.54) \quad P_{max} = \frac{V_{dir}^2 - V_{inv}^2}{V_{dir}} \left( \sqrt{\frac{I_{LIM}^2}{\left(1 + \frac{V_{inv}}{V_{dir}}\right)^2} - \left(\frac{Q}{V_{dir}}\right)^2} \right)$$

A partir de las referencias de potencia activa y reactiva y las tensiones de red, sabiendo cuál es la potencia prioritaria y utilizando las ecuaciones descritas anteriormente, se obtienen las referencias de potencia limitadas que aseguran que las corrientes de referencia no superarán el límite de corriente del convertidor. El proceso completo se muestra de manera esquemática en la **Fig 6.24**.



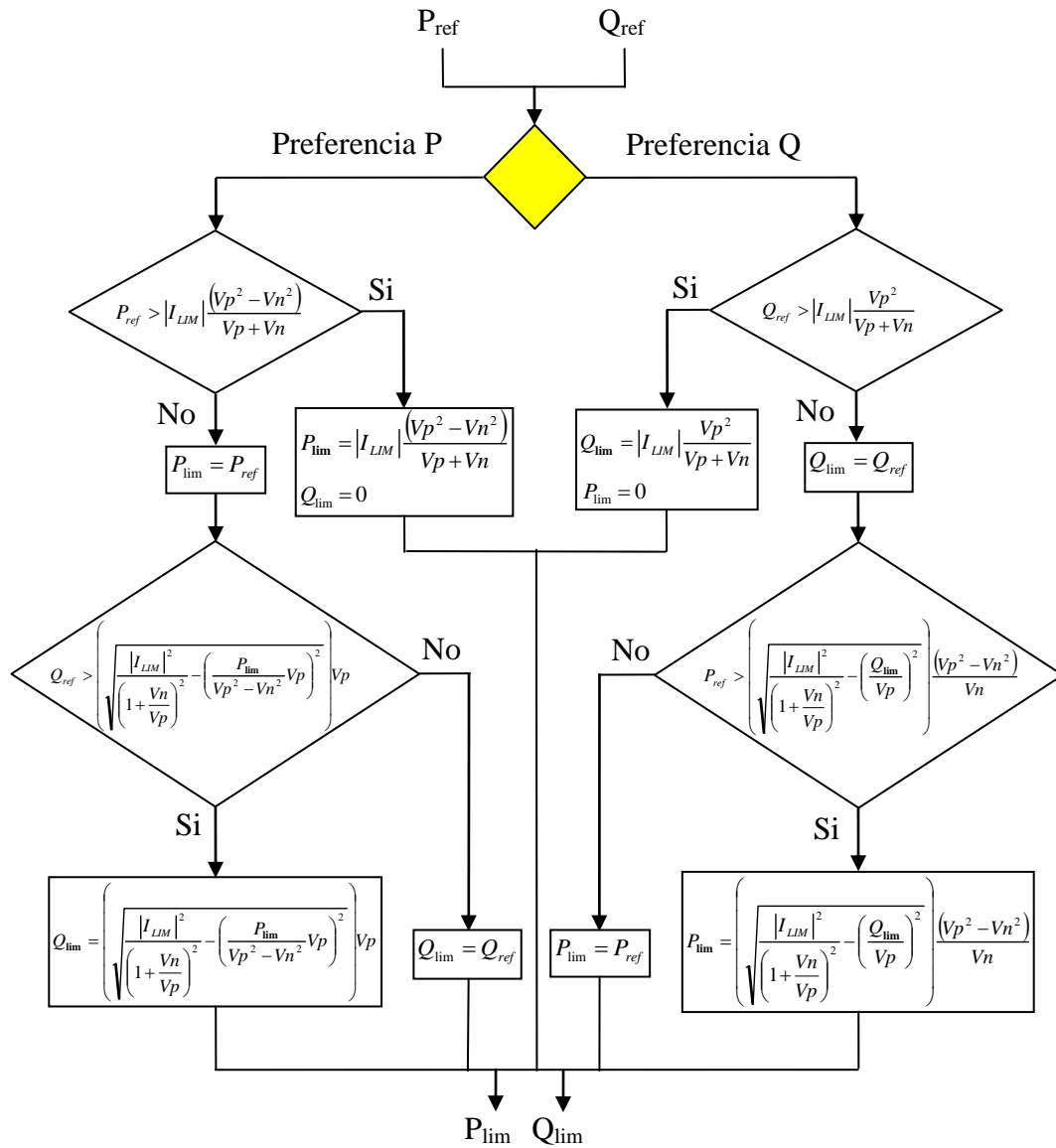


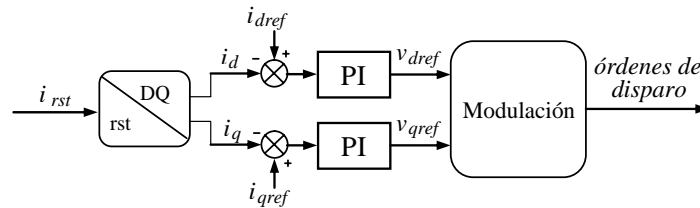
Fig 6.24.- Limitación de potencias de referencia

### 6.5 Control de las corrientes

Las corrientes de referencia obtenidas según se ha explicado en el apartado anterior constan de corrientes en secuencia directa y corrientes en secuencia inversa. Para controlar correctamente las corrientes de referencia en secuencia inversa hay que modificar el control habitual. A continuación se explican varias estructuras de control capaces de controlar tanto la secuencia directa como la inversa de la corriente.

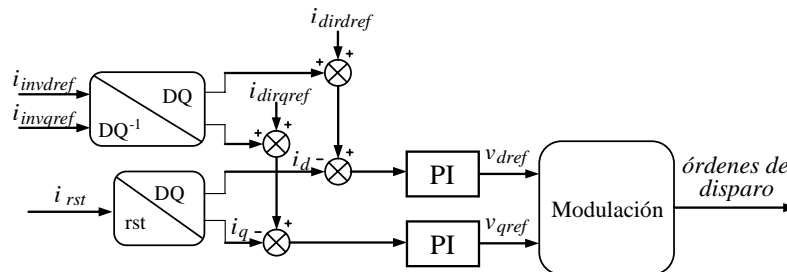
### 6.5.1 Control simple

Tradicionalmente, como ya se ha explicado en el capítulo 2, las corrientes del sistema se controlan utilizando dos reguladores PI, trabajando uno en el eje  $d$  y otro en el eje  $q$  (**Fig 6.25**). Estos ejes giran en sentido directo a la misma frecuencia que la tensión de red. En el caso de que las referencias de corriente sean únicamente en sentido directo las referencias de ambos reguladores PI son constantes, lo que asegura un error de seguimiento nulo.



**Fig 6.25.- Control simple con referencias de corriente positivas**

Una opción para controlar las corrientes en sentido inverso [BON05] consiste en pasar las referencias de corriente inversas a los ejes  $dq$  directos, sumarlas a las referencias de corriente directas y controlar ambas referencias mediante los mismos reguladores que se utilizan en el control tradicional, tal y como se muestra en la **Fig 6.26**.



**Fig 6.26.- Control simple con referencias de corrientes positivas e inversas**

Al pasar las corrientes de referencia inversas a ejes  $dq$  directos se ven como oscilaciones al doble de la frecuencia de red. Por lo tanto, los reguladores PI introducirán un cierto error en el seguimiento de las corrientes inversas. Por otro lado, en presencia de desequilibrios en la red, el control no podrá hacer frente a la perturbación que supone la aparición de tensiones en secuencia inversa. En la **Fig 6.27** se muestra el seguimiento y la referencia de la corriente en el eje  $q$  tanto directa como inversa, al principio con la red sin perturbar y a partir del instante 0 ante un hueco bifásico del 90%. El seguimiento de la corriente directa es bueno sin perturbación pero empeora durante el hueco bifásico. En cuanto a la secuencia inversa, aparece un rizado

a 100 Hz importante antes del hueco bifásico y durante dicho hueco el valor medio de la corriente se desvía respecto al de referencia.

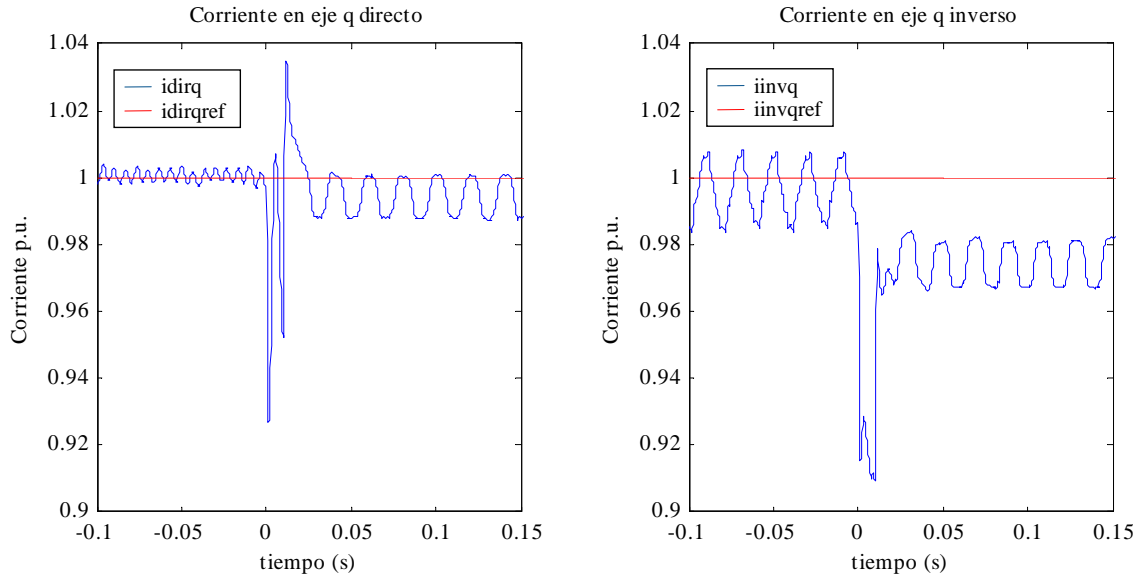


Fig 6.27.- Seguimiento de corriente en  $q$  directo e inverso antes y durante hueco bifásico del 90%

Debido a este error en el seguimiento de las corrientes inversas los objetivos del control (sea potencia a red constante, sea potencia extraída del bus constante) no se ven cumplidos adecuadamente. A la izquierda de la Fig 6.28 se muestra la potencia a red obtenida con este control de corrientes durante un hueco bifásico del 90% de profundidad y con corrientes de referencia obtenidas para lograr una potencia a red constante. A la derecha se muestra la tensión de bus con corrientes de referencia calculadas para potencia extraída del bus constante.

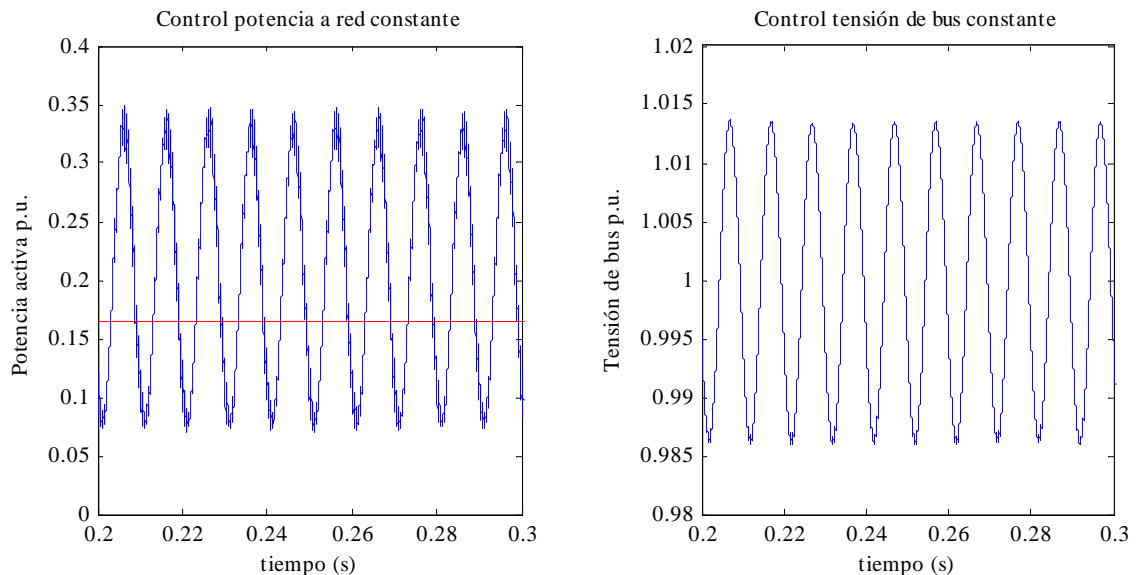


Fig 6.28.- Potencia activa y tensión de bus durante hueco bifásico

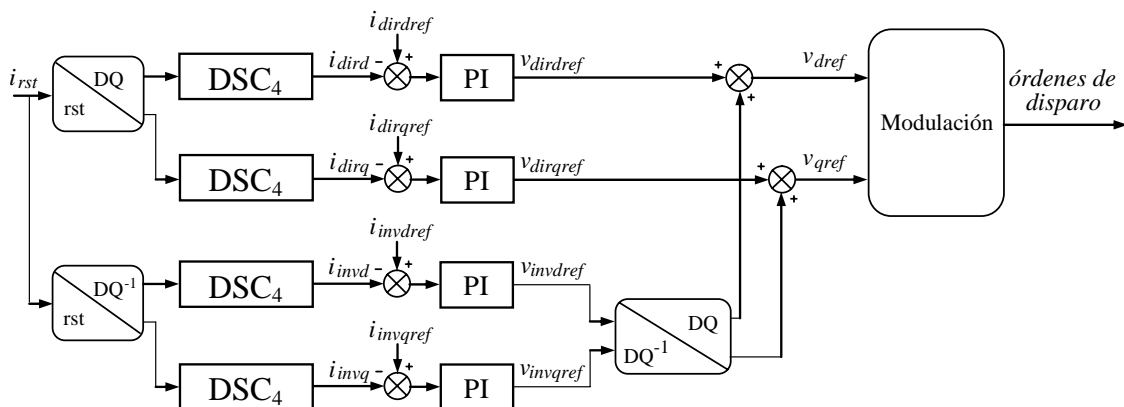
En las figuras anteriores se puede ver que, debido al mal control de las corrientes, no se logran los objetivos perseguidos. Esto se hace patente si se compara la potencia activa o la tensión de bus con las obtenidas suponiendo un control de corrientes correcto (**Fig 6.19** y **Fig 6.22** respectivamente). A pesar de todo se aprecia una mejoría con respecto al control normal, que consistía en no utilizar corrientes de referencia en secuencia inversa (**Fig 6.18**).

### 6.5.2 Control dual

El control dual consiste en controlar cada referencia de corriente mediante un lazo independiente [ETX07]. Esto es, el control de corrientes consiste en cuatro lazos: dos lazos controlan las corrientes directas en ejes  $dq$  directos y los otros dos las corrientes inversas en ejes  $dq$  inversos. De esta manera, cada regulador PI debe seguir una referencia constante, por lo que se eliminan los errores en régimen estacionario.

Para realizar este control es necesario aislar las secuencias directa e inversa de las corrientes de red. Se van a estudiar dos maneras de hacerlo. La primera, utilizando filtros, exactamente igual a como se aíslan las secuencias en el caso de la tensión de red. La segunda, sin necesidad de filtros.

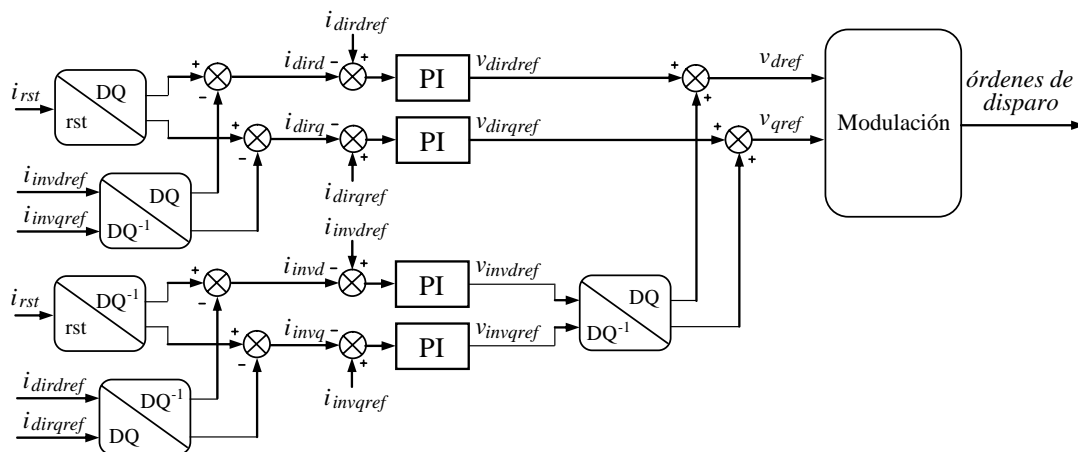
En el control dual con filtros la manera de separar las secuencias directa e inversa de la corriente es idéntica al caso de la tensión de red [SON99]. Se transforma la corriente a ejes  $dq$  directos o inversos y se filtra el resultado para eliminar las oscilaciones al doble de la frecuencia de red causadas por la secuencia a desechar. Al igual que en el caso de las tensiones, se ha optado por un filtro **DSC<sub>4</sub>** para separar las secuencias. Una vez aisladas las secuencias directa e inversa, se realiza el control de cada secuencia por separado en sus ejes  $dq$  correspondientes. El control, por lo tanto, consta de cuatro lazos, según se muestra en la **Fig 6.29**.



**Fig 6.29.-** Esquema de control dual con filtros

Cada regulador PI proporciona la tensión de referencia en los ejes correspondientes a la secuencia que controla. Luego, las tensiones que están en ejes  $dq$  inversos se trasladan a ejes  $dq$  directos, y la suma de estas tensiones con las correspondientes a la secuencia directa es la tensión total de referencia que debe sintetizar el controlador.

En el control dual sin filtros las distintas componentes de la corriente de red no se obtienen mediante filtros, sino utilizando las corrientes de referencia [REY12]. Esto se consigue suponiendo que las corrientes de referencia se siguen correctamente, por lo que la secuencia inversa de la corriente será la corriente total menos la corriente directa de referencia, y viceversa. Como se ve en la **Fig 6.30** las operaciones entre la corriente total y las corrientes de referencia se deben realizar, lógicamente, en los ejes  $dq$  asociados a la secuencia que se quiere obtener. Así, la secuencia inversa será la resta de la corriente total de red y la secuencia directa de referencia, ambas en ejes  $dq$  inversos, mientras que la secuencia directa se calcula como la resta de la corriente total y la secuencia inversa de referencia, ambas en ejes  $dq$  directos.



**Fig 6.30.- Esquema de control dual sin filtros**

En la **Fig 6.31** se compara la respuesta de ambas opciones de control ante una referencia escalón. Se aprecia un mejor comportamiento del control dual sin filtros, con menor sobrepasamiento y mucho menor tiempo de establecimiento. Aunque con peor respuesta que el control sin filtros, el control dual con filtros también es válido para un correcto control de las corrientes.

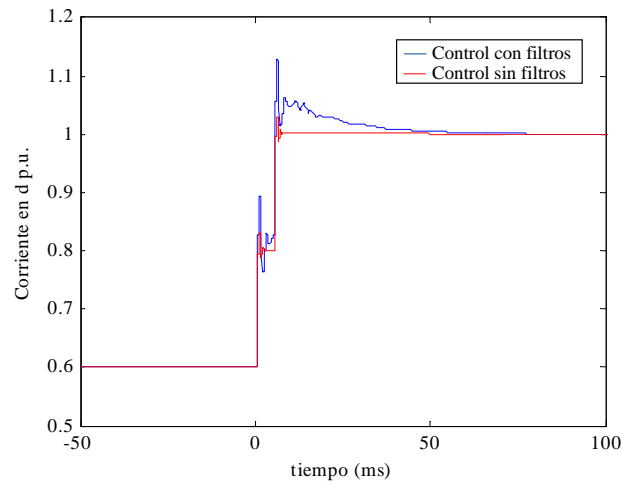


Fig 6.31.- Comparación de respuesta ante escalón en referencia

## 6.6 Conclusiones

Los mayores inconvenientes originados por los desequilibrios en la red son la dificultad para obtener el ángulo del vector tensión de red y la generación de potencia oscilante. Para solucionar el problema del ángulo, una solución es separar las secuencias negativa y positiva presentes en la tensión de red. En este capítulo se ha realizado una comparativa entre varios filtros que posibilitan esta separación, optándose por el filtro **DSC<sub>4</sub>** como el que mejores características presenta.

En cuanto al problema de la generación de potencia oscilante, se han presentado dos maneras de generar consignas de corriente, una que hace constante la potencia vertida a la red, y otra que elimina las oscilaciones en la potencia extraída del bus de continua así como en la tensión de dicho bus. También se ha propuesto un algoritmo para limitar las potencias tanto activa como reactiva de tal manera que las consignas de corriente estén dentro de los límites del convertidor.

Por último, se han comentado varias maneras de controlar estas consignas de corriente: mediante el control normal o mediante el control dual.

# 7

## Regulación Primaria

### 7.1 Introducción

A medida que aumenta el porcentaje de la energía eólica en el total de la generación eléctrica, empieza a ser necesario que los parques eólicos colaboren en la regulación primaria, es decir, en el equilibrado entre el consumo y la generación de energía eléctrica, disminuyendo o incrementando su potencia generada en función de la frecuencia de red.

Se han planteado varias alternativas para hacer posible esta participación de la energía eólica en los mecanismos de regulación primaria. En [WOB00] se propone reducir la potencia total del parque eólico ante aumentos en la frecuencia de red, no realizándose regulación primaria cuando la frecuencia desciende. En [MOR06] se realiza regulación primaria a nivel de turbina, utilizando la energía cinética del aerogenerador. Esto solo permite variaciones de potencia de corta duración, por lo que no sirve ante desviaciones de frecuencia largas. En [JUA09] y [DEA07] se propone que el aerogenerador funcione a velocidades de giro distintas a la óptima, para poder aumentar o disminuir la potencia en función de la frecuencia de red. Para la utilización de este método es necesario que la turbina pueda funcionar en un amplio rango de velocidades.

En [HOL04] se presenta un método que permite realizar regulación primaria a nivel de turbina mediante cambios en el ángulo de pitch. El método desarrollado en esta tesis también utiliza el ángulo de pitch con este propósito, y resuelve algún inconveniente del método anterior.

En el presente capítulo se explica primero la manera habitual en la que se controla la potencia y la velocidad de giro de un aerogenerador, para después introducir ciertos cambios en esta estructura de control que hacen posible la regulación primaria a nivel de turbina. Durante el capítulo se considerará que el aerogenerador es de paso variable, es decir, que se puede modificar su ángulo de pitch.

## 7.2 Control de potencia y velocidad de giro

Los objetivos del control de potencia y velocidad de giro de un aerogenerador son dos. Por un lado, maximizar la energía captada del viento, intentando trabajar, en la medida de lo posible, en el punto óptimo para cada velocidad de viento. Y por el otro, asegurar que no se traspasan los límites de seguridad del aerogenerador. Estos límites vienen dados por la máxima velocidad de giro y la máxima potencia que pueden soportar tanto la parte mecánica como la parte eléctrica del aerogenerador.

Si se representa una curva velocidad de giro-potencia típica de un aerogenerador de paso variable (**Fig 7.1**), se pueden distinguir tres zonas diferentes de funcionamiento [BER10]:

- **Zona 1:** es la zona de seguimiento del punto de máxima potencia. En esta zona se intenta trabajar en el punto óptimo que maximice la potencia obtenida del viento.
- **Zona 2:** en esta zona se ha alcanzado la velocidad de giro límite del aerogenerador, si la velocidad del viento aumenta también subirá la potencia pero el control evitará que se incremente la velocidad de giro.
- **Zona 3:** donde se alcanza la potencia límite del generador; el control limita la potencia obtenida del viento para evitar que se sobrepase dicho límite. Al igual que en la zona 2, también se controla la velocidad de giro.



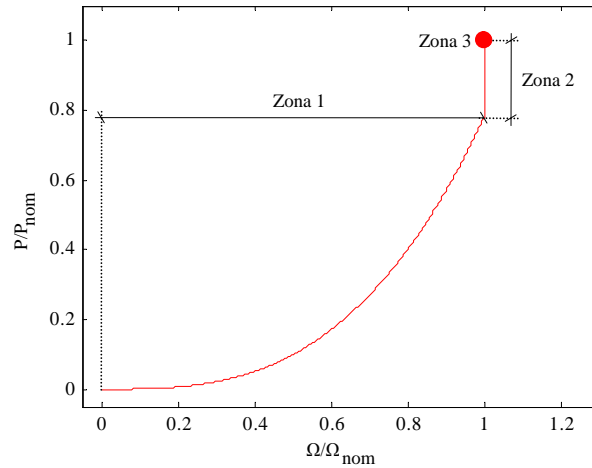


Fig 7.1.- Curva velocidad de giro-potencia

No todos los aerogeneradores tienen una curva con estas tres zonas, ya que hay algunos que alcanzan la potencia máxima antes de llegar a su velocidad de giro límite, por lo que no trabajarán en la zona 2. Además, en esta curva típica no se han tenido en cuenta las particularidades del arranque (necesidad de una velocidad de giro mínima para arrancar) ni la presencia de alguna velocidad de giro prohibida por tema de resonancias mecánicas que el control tratará de evitar [SOP11].

El control de potencia y el de velocidad de giro son distintos para cada una de las zonas. Antes de explicar cómo actúa el control en cada zona, es necesario comentar brevemente algunos conceptos necesarios para la comprensión de este tema.

### 7.2.1 $C_p, \lambda, \beta$

Un aerogenerador no absorbe toda la energía cinética del viento. La potencia  $P_d$  de una corriente de aire que atraviesa un aerogenerador viene dada por

$$(7.1) \quad P_d = \frac{1}{2} \rho A U^3$$

siendo  $\rho$  la densidad del aire,  $A$  el área barrida por las palas del aerogenerador y  $U$  la velocidad del viento.

De esta potencia, el aerogenerador sólo puede captar un cierto porcentaje [RUI09]. A este porcentaje se le denomina coeficiente de potencia o  $C_p$ . Así, la potencia captada del viento por la turbina se calcula como

$$(7.2) \quad P_c = P_d C_p = \frac{1}{2} C_p \rho A U^3$$

El  $C_p$  cambia con la velocidad de giro del aerogenerador y con la velocidad del viento, aunque no depende en realidad de forma independiente de estas dos velocidades, sino de la relación que existe entre ambas [DEK13]. Esta relación se mide habitualmente con la variable  $\lambda$ , que calcula el ratio entre la velocidad de la punta de la pala y la velocidad del viento:

$$(7.3) \quad \lambda = \frac{\Omega R}{U}$$

con  $\Omega$  la velocidad de giro del aerogenerador y  $R$  el radio de las palas del mismo.

Además de  $\lambda$ , el  $C_p$  también depende del ángulo de calado de las palas. Este ángulo se denomina ángulo de pitch o  $\beta$ , y en los aerogeneradores de paso variable se puede variar a voluntad utilizando unos accionamientos que hacen girar la pala por su eje longitudinal. La forma en la que el  $C_p$  varía en función de estas dos variables,  $\lambda$  y  $\beta$ , depende del perfil de la pala del aerogenerador. En este capítulo se va a utilizar una ecuación que relaciona estas 3 variables obtenida de [HEI98], aunque los resultados obtenidos son aplicables a cualquier otro perfil de pala:

$$(7.4) \quad C_p = 0.22 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12.5}{\lambda_i}}$$

siendo

$$(7.5) \quad \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

Utilizando esta relación, se pueden representar distintas curvas  $C_p$ - $\lambda$ , asociadas cada una a su  $\beta$  correspondiente.

Como se aprecia en la figura, para cada  $\beta$  hay una  $\lambda$  que maximiza el  $C_p$ . En la figura también se aprecia como existe una combinación de  $\beta$  y  $\lambda$  con la que se obtiene el mayor valor posible para el  $C_p$ . En este caso, ese punto óptimo es una  $\beta_{opt}$  de  $0^\circ$  con una  $\lambda_{opt}$  de 6.325. El  $C_p$  óptimo  $C_{popt}$  que se da en este punto es de 0.4382.

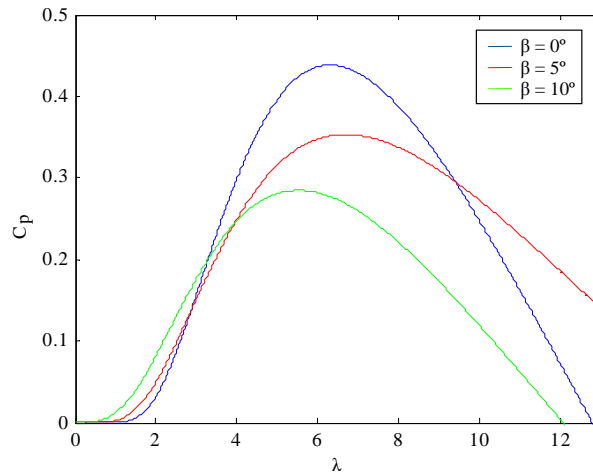


Fig 7.2.- Curvas  $C_p$ - $\lambda$  para diferentes ángulos de pitch

El control de la potencia y velocidad de giro de un aerogenerador se basa en estas tres variables que se han comentado en este apartado para conseguir los objetivos del control, que varían de zona a zona. A continuación se muestra el funcionamiento del control en cada zona.

### 7.2.2 Zona 1

En esta zona el objetivo del control es maximizar la potencia obtenida del viento. Por lo tanto, se intenta trabajar a  $\lambda_{opt}$  y  $\beta_{opt}$ . Trabajar a  $\beta_{opt}$  es trivial, ya que el ángulo de pitch está impuesto por el control, pero para trabajar a  $\lambda_{opt}$  hay que adecuar la velocidad de giro a la velocidad de viento en cada momento. Esto se consigue habitualmente utilizando la curva  $P$ - $\Omega$  óptima [EKA03].

De (7.2) se deduce que, con  $\beta$  y  $U$  constantes, la potencia absorbida por el aerogenerador únicamente depende de la velocidad de giro  $\Omega$  del mismo. Por lo tanto, se pueden representar curvas  $P$ - $\Omega$  para cada velocidad de viento (Fig 7.3). El punto donde se hace máxima la potencia para cada velocidad de viento ( $\Omega_7, \Omega_8, \dots$ ) coincide con la  $\Omega$  que da la  $\lambda$  óptima para dicho viento. La curva  $P$ - $\Omega$  óptima, que también se representa en la Fig 7.3, resulta de unir los máximos asociados a todas las velocidades de viento. El control debe ser capaz de, ante variaciones de viento, variar la  $\Omega$  para que el punto de operación siga estando en la curva  $P$ - $\Omega$  óptima.

La estrategia más utilizada para lograr esto consiste en medir la  $\Omega$  instantánea, y demandar al MSC que extraiga del generador la potencia correspondiente a la intersección de la curva  $P$ - $\Omega$  óptima con la  $\Omega$  instantánea. Así, ante variaciones de la velocidad de viento, el punto de trabajo se desplazará hasta estabilizarse en la

intersección de la curva  $P$ - $\Omega$  óptima con la curva  $P$ - $\Omega$  correspondiente a la nueva velocidad de viento.

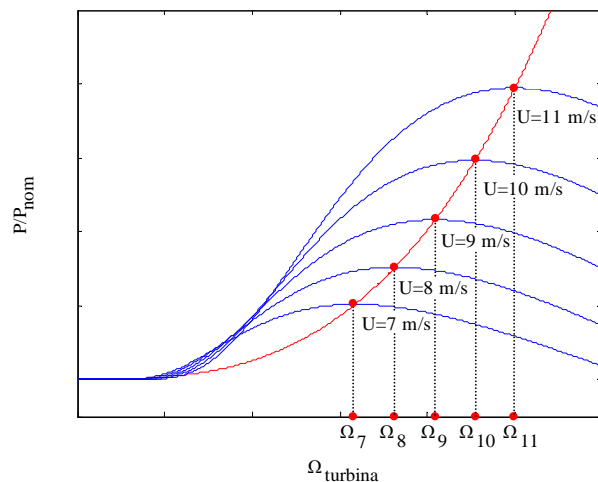


Fig 7.3.- Curvas  $P$ - $\Omega$  para diferentes  $U$  y curva  $P$ - $\Omega$  óptima

A continuación se expone un ejemplo, representado en la **Fig 7.4**, del funcionamiento de este método. Se supone que la  $U$  actual es de 7 m/s. La turbina está girando a  $\Omega_1$ , que es la  $\Omega$  óptima para esa  $U$ . El MSC extrae del generador la potencia  $P_1$ , que es igual a la potencia que capta la turbina del viento. Supóngase que la velocidad del viento cambia a 11 m/s. Al aumentar la  $U$ , la potencia captada aumenta hasta  $P_2$ . Sin embargo, el MSC sigue extrayendo del generador la potencia  $P_1$ . El exceso de potencia se acumula en el rotor en forma de energía cinética, acelerándolo, y el punto de trabajo se desplaza del punto 1 al punto 2.

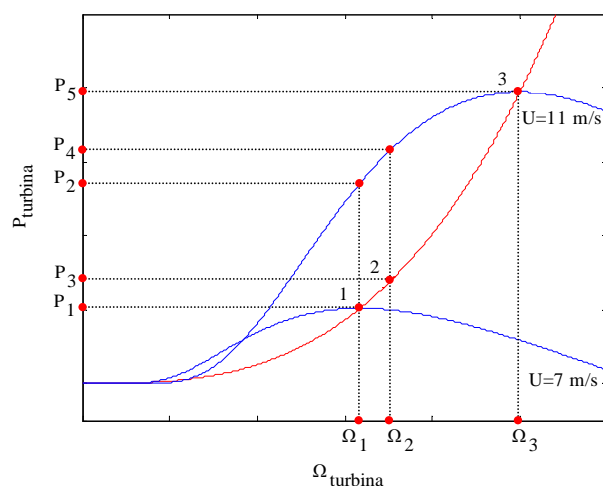


Fig 7.4.- Ejemplo de control en zona 1

Al cambiar  $\Omega$ , también cambia la potencia de referencia del MSC, pasando a ser  $P_3$ . Como esta potencia sigue siendo menor que la potencia captada del viento  $P_4$ , el generador sigue acelerándose. El proceso continúa hasta que la potencia de referencia del MSC es igual a la potencia captada del viento, esto es, cuando el punto de trabajo es el punto óptimo de la curva correspondiente a la nueva  $U$ , el punto 3. Así se consigue trabajar siempre en puntos de la curva  $P$ - $\Omega$  óptima, y con valores de  $\lambda$  y  $C_p$  de  $\lambda_{opt}$  y  $C_{popt}$  respectivamente.

### 7.2.3 Zona 2

En la zona 2 la turbina trabaja a su velocidad máxima. Por lo tanto, ya no se puede trabajar en el punto de operación óptimo, ya que al impedirse que crezca  $\Omega$  a la par que el viento, se trabaja con  $\lambda$  inferiores al valor óptimo. Lo ideal para maximizar la potencia obtenida del viento sería ir variando  $\beta$  para que siempre estuviera en el valor óptimo asociado a la  $\lambda$  momentánea. Sin embargo, para ello es necesario conocer la velocidad del viento, ya que si no,  $\lambda$  se desconoce, y por lo tanto también su  $\beta$  óptima asociada. Las mediciones de la velocidad del viento no son demasiado precisas, debido a que hay que filtrarla para eliminar el efecto de las ráfagas de viento, y además se toman únicamente en un punto o en unos pocos, pudiendo variar dicha velocidad en toda el área barrida por las palas. Es por esto que se prescinde de esta medida, y en vez de ir variando  $\beta$  a la par que varía  $\lambda$ , simplemente se mantiene el valor de  $\beta_{opt}$  que se utilizaba en la zona 1, es decir, el  $\beta_{opt}$  asociado a  $\lambda_{opt}$  [BER10].

El objetivo del control en esta zona es mantener el valor de  $\Omega$  a su valor máximo. Esto se consigue mediante un regulador PI, cuya salida es la potencia a demandar al generador. Si la velocidad de viento decrece, el aerogenerador tiende a reducir su velocidad de giro, a lo que el regulador responderá disminuyendo la potencia que se extrae del generador. Si aumenta la velocidad de viento, se demandará más potencia del generador, frenando así la tendencia del aerogenerador a acelerarse. De esta manera se consigue mantener  $\Omega$  constante a su valor límite mientras se maximiza la potencia absorbida del viento.

### 7.2.4 Zona 3

En la zona 3 es necesario limitar la potencia que el aerogenerador absorbe del viento, ya que si no se alcanzarían valores superiores al nominal. Para ello, es necesario modificar el ángulo de pitch. En las otras dos zonas  $\beta$  se mantenía a su valor de  $\beta_{opt}$ , ahora se debe aumentar su valor, de tal manera que  $C_p$  disminuya y por consiguiente se reduzca la potencia extraída del viento.

El control realiza estas variaciones de  $\beta$  a través de un regulador PI que se encarga de controlar la velocidad de giro. Al igual que en la zona 2 se controlaba  $\Omega$  variando la potencia demandada al generador, ahora, al estar dicha potencia limitada, esta regulación se realiza mediante el ángulo de pitch. En esta zona, al generador siempre se le demanda la potencia nominal. En el caso de que la potencia obtenida del viento sea superior a este valor, el aerogenerador empezará a acelerarse y el regulador PI actuará variando  $\beta$  hasta igualar la potencia obtenida del viento con la demandada al generador. De esta manera, en esta zona se regulará  $\beta$  para que la potencia extraída del viento sea igual a la potencia nominal.

### 7.2.5 Control completo

En la **Fig 7.5** se muestra un ejemplo de cómo podría ser la estructura de control completa incluyendo las tres zonas. La variable de entrada al control es la velocidad de giro del aerogenerador. Con esta velocidad de giro se obtienen dos potencias:  $P_{cur}$ , la correspondiente a la curva  $P$ - $\Omega$  óptima, y  $P_{reg}$ , que es la salida del regulador que limita  $\Omega$  a su valor límite utilizando la potencia demandada al generador. Mientras  $P_{cur}$  sea mayor que  $P_{reg}$ , eso querrá decir que se está en la zona 1 y la potencia de referencia será  $P_{cur}$ . En el momento en que el viento aumente de velocidad y se abandone la zona 1, empezará a actuar el regulador por potencia de  $\Omega$  y aumentará el valor de  $P_{reg}$ , superando el valor de  $P_{cur}$  y pasando a ser la nueva potencia de referencia.

Si el viento sigue incrementando su velocidad, llegará un momento en el que  $P_{reg}$  supere la potencia máxima del aerogenerador y se verá limitada. Eso querrá decir que se ha pasado a la zona 3. Al no poderse demandar al generador toda la  $P_{reg}$ , el regulador por potencia de  $\Omega$  no podrá actuar correctamente. Es entonces cuando pasará a actuar el regulador de  $\Omega$  que actúa variando el ángulo de pitch. El regulador reaccionará aumentando  $\beta$  para reducir la potencia obtenida del viento.

Mediante esta estructura de control se logra evitar transiciones bruscas entre las diferentes zonas. Para que funcione correctamente, es necesario que el regulador de  $\Omega$  por  $\beta$  tenga una dinámica más lenta que el regulador de  $\Omega$  por potencia, para que en la zona 2 no actúen ambos reguladores simultáneamente.

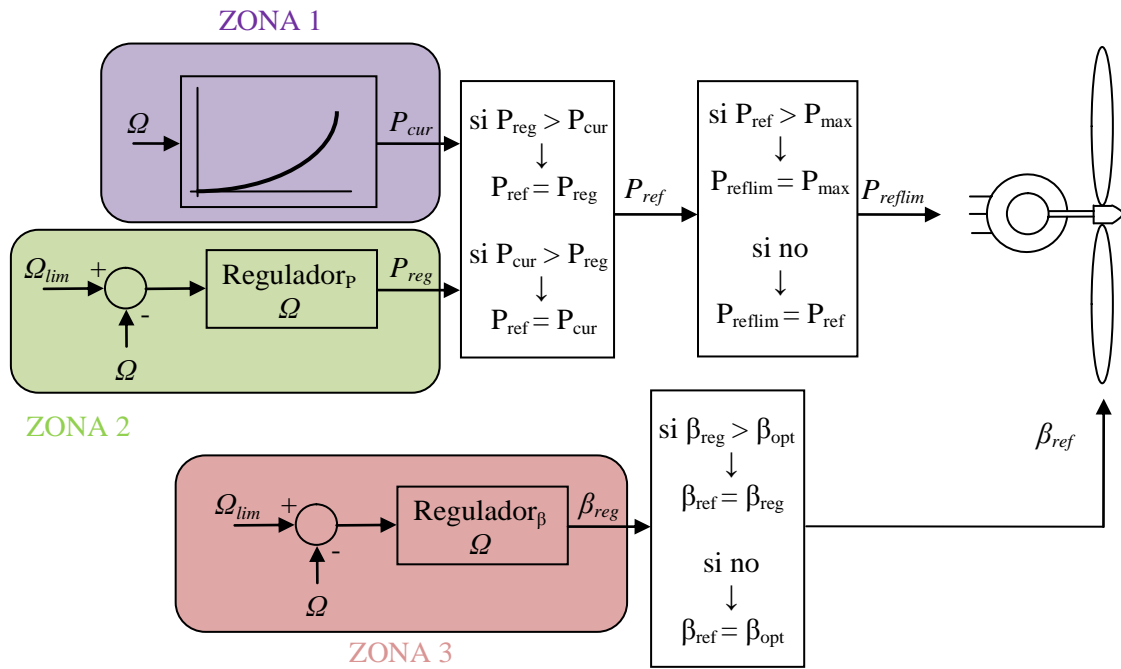


Fig 7.5.- Esquema completo del control

### 7.3 Propuesta de control para incluir regulación primaria

En el control de potencia y velocidad de giro que se ha explicado anteriormente el objetivo es maximizar la potencia obtenida del viento, siempre que se esté dentro de los límites del sistema. Sin embargo, si se quiere realizar regulación primaria, será necesario adecuar la potencia extraída del viento a la frecuencia de la red. En la presente tesis se ha considerado una banda de regulación primaria del 2%, con unas desviaciones de frecuencia de 200 mHz respecto a la frecuencia nominal [VDN07]. La curva de regulación primaria se representa en la **Fig 7.6**.

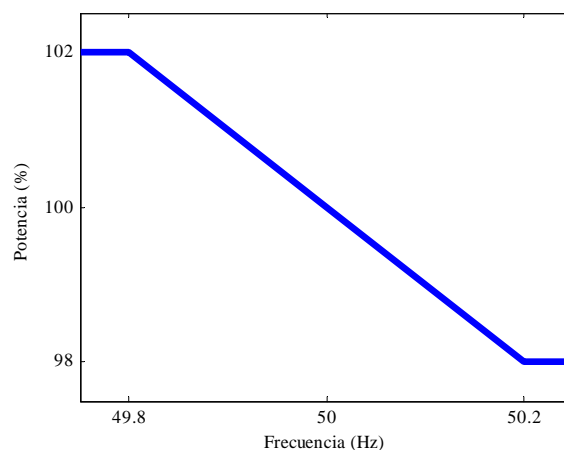


Fig 7.6.- Curva de regulación primaria

El primer problema que aparece al intentar aplicar esta curva a un aerogenerador consiste en definir qué potencia corresponde al 100%. En sistemas de generación clásicos, como centrales hidroeléctricas o de combustibles fósiles, el 100% de potencia se corresponde con el valor nominal de potencia de la instalación. Pero la potencia suministrada por un aerogenerador varía dependiendo de la velocidad del viento, por lo que no se puede tomar su valor nominal de potencia como el 100%.

Se opta por considerar la potencia que se obtendría si se realizara el control del aerogenerador de la manera habitual, maximizando la potencia obtenida del viento, como el 102% de potencia. Como el 102% es el máximo porcentaje demandado por la regulación primaria, es lógico asociar a este porcentaje la máxima potencia correspondiente a la velocidad de viento y velocidad de giro momentáneas. Esto quiere decir que a frecuencia nominal se generará menos potencia de la que se podría generar con esas condiciones de viento y velocidad de giro. Sin embargo, esta pérdida de potencia es un requisito indispensable si se quiere realizar regulación primaria a nivel de turbina.

A continuación se explican los cambios sugeridos para hacer posible el cumplimiento de esta curva de regulación primaria. Lógicamente, cada zona tiene sus adaptaciones particulares.

### 7.3.1 Zona 1

En la zona 1 el control se basaba en demandar al generador la potencia dada por la curva  $P-Q$  óptima. Para realizar regulación primaria, se seguirá utilizando la curva  $P-Q$  óptima, pero se variará el ángulo de pitch en función de la frecuencia de red, cambiando así el porcentaje de potencia máxima que se extrae del viento.

Supóngase que se está a la frecuencia mínima y con una cierta velocidad de viento  $U$ . El aerogenerador está operando con  $\beta_{opt}$  (ya que a la frecuencia mínima le corresponde la máxima potencia) en el punto 1, que es el corte de la curva  $P-Q$  óptima con la curva  $P-Q$  correspondiente a la velocidad de viento dada. Si la frecuencia aumenta, la potencia extraída del viento debe disminuir, por ejemplo hasta  $P_2$ . Para conseguir esto, se varía  $\beta$  de su valor óptimo a  $\beta_{nue}$ , variando así la relación  $C_p-\lambda$  y por lo tanto la curva  $P-Q$  asociada a la velocidad de viento  $U$ . El aerogenerador pasa a extraer la potencia  $P_3$  del viento, mientras que al generador se le sigue demandando  $P_1$ . Por lo tanto, la turbina frena. Como se ha visto anteriormente, debido al control de la velocidad de giro utilizando la curva  $P-Q$  óptima, la turbina irá frenando hasta alcanzar el nuevo punto de equilibrio, el punto 2. Este punto es la intersección de la curva  $P-Q$  óptima con la curva asociada a la velocidad del viento y a la nueva  $\beta$ , y es el punto que proporciona



la potencia  $P_2$  asociada a la nueva frecuencia de red. De este modo se consigue realizar regulación primaria, mientras el aerogenerador continúa operando sobre la curva  $P$ - $\Omega$  óptima, aunque con  $\beta$  distinta a la óptima. A continuación se explica el proceso de cálculo de esta  $\beta$ .

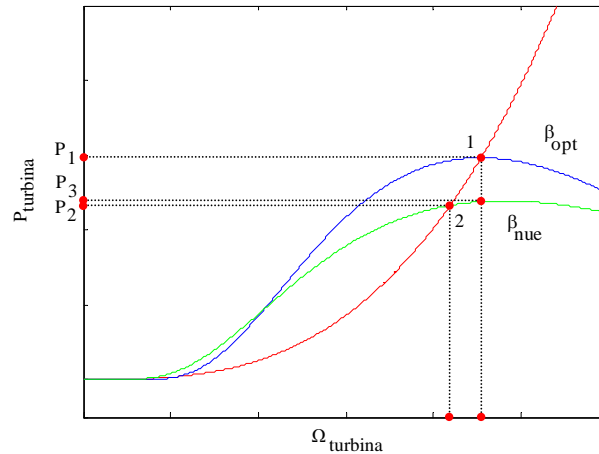


Fig 7.7.- Cambio de punto de trabajo por variación de  $\beta$

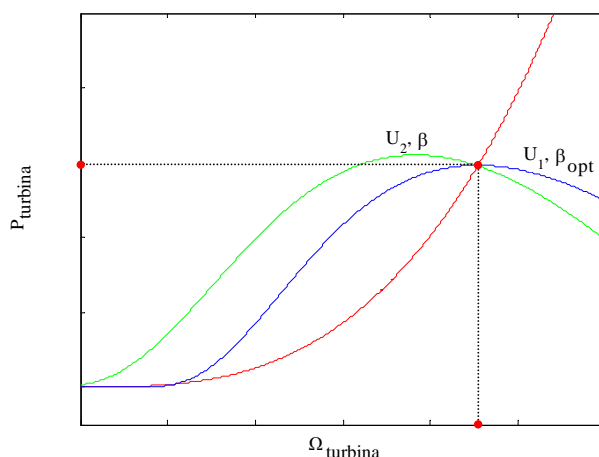
El primer paso es obtener el  $C_p$  asociado a cada frecuencia de red o  $C_{p\text{frec}}$ . Para esto, hay que tener en cuenta que sin variaciones en la velocidad de viento la relación entre las potencias es idéntica a la relación entre los  $C_p$ . Esto se comprueba por simple observación de la ecuación (7.2), donde las únicas variables son  $U$  y  $C_p$ , siendo el resto de términos constantes. Así,  $C_{p\text{frec}}$  viene impuesta por la frecuencia de red y el valor del  $C_p$  óptimo  $C_{p\text{opt}}$ .

Por ejemplo, suponiendo una frecuencia de red de 50.1 Hz, el porcentaje de potencia a extraer del viento será del 99% (a recordar que la potencia máxima, asociada a una frecuencia de 49.8 Hz, se considera como el 102%). Sabiendo que con  $C_{p\text{opt}}$  se logra una potencia del 102%, para una potencia del 99%  $C_{p\text{frec}}$  viene dado por

$$(7.6) \quad C_{p\text{frec}} = C_{p\text{opt}} \frac{99}{102}$$

Una vez asociado un  $C_{p\text{frec}}$  a cada frecuencia de red, se podría pensar en calcular  $\beta$  utilizando las relaciones entre  $C_p$ ,  $\lambda$  y  $\beta$  mostradas anteriormente ((7.4) y (7.5)). Sin embargo, como se aprecia en la Fig 7.7 al variar la  $\beta$ , también varía  $\lambda$ , ya que varía  $\Omega$  sin que haya cambiado la velocidad de viento. Esto significa que el aerogenerador ya no funciona siempre con  $\lambda_{\text{opt}}$ , como era el caso cuando únicamente se utilizaba  $\beta_{\text{opt}}$ . Por lo tanto, el siguiente paso es calcular esta nueva  $\lambda$ .

Para ello, en la **Fig 7.8** se representan dos curvas  $P-\Omega$  correspondientes a dos velocidades de viento  $U_1$  y  $U_2$  distintas, siendo la curva de  $U_1$  con  $\beta_{opt}$  y la otra con  $\beta$  distinta de la óptima. En la intersección de estas dos curvas con la curva  $P-\Omega$  óptima, la potencia es idéntica. Aunque  $U_2$  es mayor que  $U_1$ , como con esta velocidad de viento no se utiliza  $\beta_{opt}$ , el coeficiente de potencia no será  $C_{popt}$ , será otro coeficiente  $C_{p\beta}$  asociado a la  $\beta$  que se está utilizando. Este  $C_{p\beta}$  también depende de la  $\lambda$  a la que se está funcionando ( $\lambda_\beta$ ).



**Fig 7.8.- Curvas con  $\beta$  óptima y  $\beta$  no óptima**

El punto perteneciente a la curva de  $U_2$  debe cumplir la siguiente ecuación:

$$(7.7) \quad P = \frac{1}{2} C_{p\beta} \rho A \frac{R^3 \Omega^3}{\lambda_\beta^3}$$

Esta ecuación se deduce sustituyendo en (7.2) la velocidad del viento en función de  $\lambda$  y  $\Omega$  (relación (7.3)).

El punto perteneciente a la curva de  $U_1$  pertenece a la curva  $P-\Omega$  óptima y se está utilizando  $\beta_{opt}$ , por lo que los valores del coeficiente de potencia y de  $\lambda$  son  $C_{popt}$  y  $\lambda_{opt}$  respectivamente. Así que este punto cumple:

$$(7.8) \quad P = \frac{1}{2} C_{popt} \rho A \frac{R^3 \Omega^3}{\lambda_{opt}^3}$$

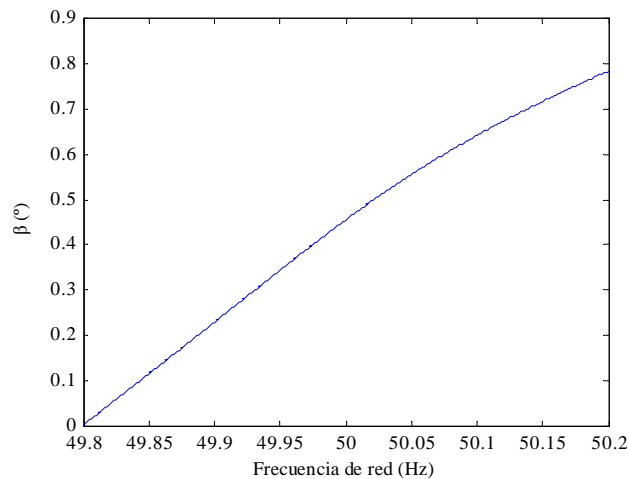
Igualando (7.7) con (7.8), y teniendo en cuenta que  $\Omega$  y  $P$  son idénticas en ambas relaciones, se obtiene

$$(7.9) \quad \frac{C_{p\beta}}{\lambda_{\beta}^3} = \frac{C_{popt}}{\lambda_{opt}^3}$$

Las variables  $C_{popt}$  y  $\lambda_{opt}$  son conocidas. Para la relación  $C_p$ - $\lambda$ - $\beta$  que se está utilizando, como ya se ha dicho anteriormente,  $C_{popt}$  tiene un valor de 0.4382 y  $\lambda_{opt}$  de 6.325.

Con la relación (7.6), igualando  $C_{p\beta}$  a  $C_{p\text{frec}}$  y utilizando la ecuación anterior, las variables  $C_{p\beta}$  y  $\lambda_{\beta}$  asociadas a cada frecuencia quedan definidas. Por lo tanto, también queda definido el ángulo de pitch, ya que sólo habrá un cierto ángulo que proporcione el valor de  $C_{p\beta}$  a esta  $\lambda_{\beta}$  en concreto.

Este proceso se puede realizar en todo el rango de frecuencias y relacionar a cada frecuencia de red su  $\beta$  particular que permita extraer del aire la potencia adecuada para una correcta regulación primaria. En la **Fig 7.9** se muestra esta relación para el caso que se estudia en esta tesis.



**Fig 7.9.- Relación frecuencia- $\beta$  para la zona 1**

La única diferencia en la estructura de control con respecto al control sin regulación primaria es la variabilidad del ángulo de pitch. Mientras que anteriormente  $\beta$  se fijaba a su valor óptimo, ahora depende del valor de la frecuencia. La relación entre frecuencia y  $\beta$  se puede programar en forma de tabla (**Fig 7.10**), de tal manera que al variar la frecuencia del sistema inmediatamente se imponga la  $\beta$  adecuada. Como ya se ha dicho, la potencia a demandar al generador por el MSC continúa siendo la correspondiente a la curva  $P$ - $Q$  óptima.

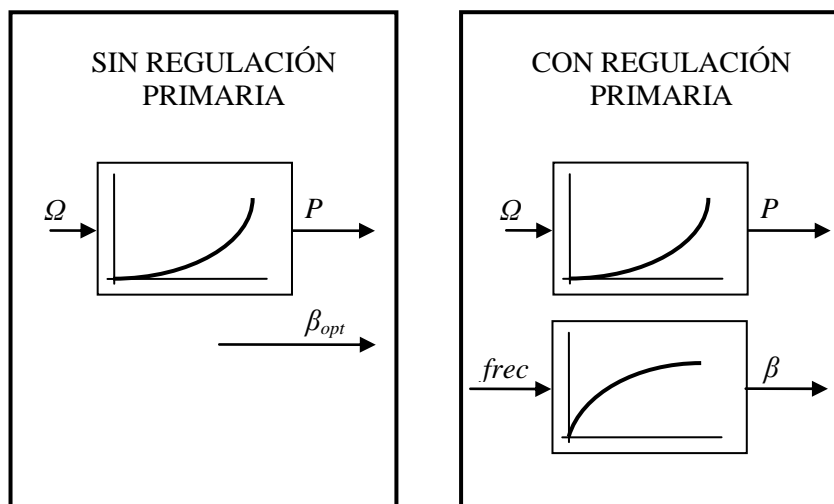


Fig 7.10.- Control sin y con regulación primaria

### 7.3.2 Zona 2

En la zona 2 la máxima potencia disponible, es decir, el 102% de la potencia, se considera que corresponde a la potencia que se obtendría en el caso de utilizar el control normal. En esta zona el control original consistía en mantener la  $\beta$  constante a su valor  $\beta_{opt}$  (independientemente de la  $\lambda$  a la que se trabaje) y mantener fija  $\Omega$  mediante un regulador PI que calculaba la potencia del generador necesaria para ello. Por lo tanto, para cada velocidad de viento la máxima potencia disponible dependerá del  $C_p$  asociado a las  $\beta_{opt}$  y  $\lambda$  correspondientes a la  $\Omega$  y a la velocidad de viento.

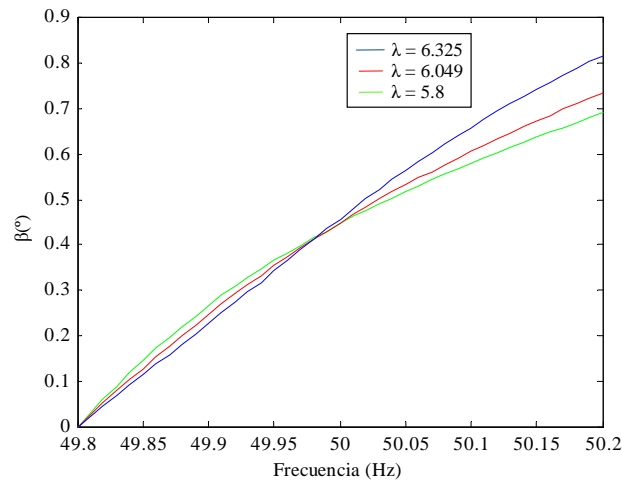
Para realizar regulación primaria, podría pensarse en el siguiente proceso:

- calcular la  $\lambda$  a la que se está operando a través de  $\Omega$  y la velocidad de viento.
- obtener el  $C_p$  correspondiente a esa  $\lambda$  y  $\beta_{opt}$ .
- calcular la  $\beta$  necesaria para variar el  $C_p$  en un porcentaje adecuado a la frecuencia de red.

Sin embargo, este proceso no es practicable, debido a que no se cuenta con la medición de la velocidad del viento, por las razones expuestas en apartados anteriores.

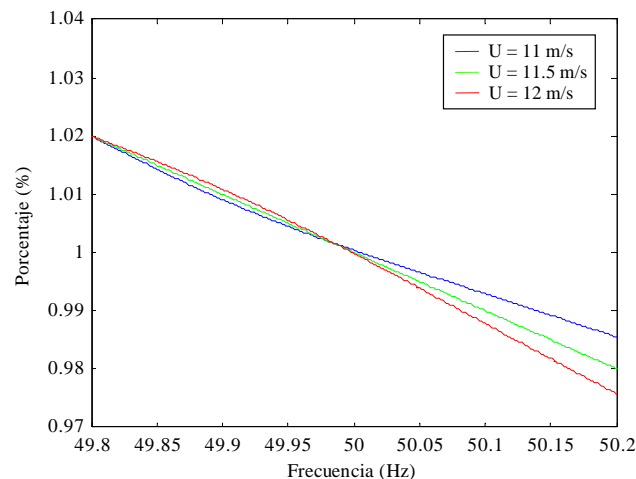
La zona 2, para el caso que se está tratando en esta tesis, se corresponde con vientos que van de 11 a 12 m/s, con  $\Omega$  de 1.8553 rad/s. Esto se traduce en una  $\lambda$  máxima de 6.325 y una mínima de 5.8. En la siguiente figura se representa la  $\beta$  necesaria para

realizar regulación primaria en función de la frecuencia de red con tres  $\lambda$  diferentes: la máxima, la mínima, y una intermedia de 6.049, correspondiente a una velocidad de viento de 11.5 m/s.



**Fig 7.11.- Relación frecuencia- $\beta$  para la zona 2 y tres  $\lambda$  distintas**

Las tres curvas frecuencia- $\beta$  no se alejan demasiado entre sí, por lo que se podría pensar en utilizar la curva correspondiente a la  $\lambda$  intermedia para todo el rango de  $\lambda$  de la zona 2. Lógicamente, esto permitirá realizar regulación primaria correctamente sólo en el caso de que la velocidad del viento se corresponda con esa  $\lambda$  intermedia (11.5 m/s), para el resto de velocidades de viento la regulación primaria presentará errores. En la **Fig 7.12** se muestra la curva de regulación primaria obtenida utilizando la curva correspondiente a la  $\lambda$  intermedia para las tres velocidades de viento, máxima, mínima e intermedia.



**Fig 7.12.- Curva de regulación primaria para  $U$  diferentes**

Como estaba previsto, a la velocidad intermedia la regulación primaria se realiza perfectamente, variándose el porcentaje de potencia linealmente del 102% al 98%. El error en el tramo entre 50 y 49.8 Hz se mantiene en márgenes despreciables y en frecuencias superiores a 50 Hz se va agrandando paulatinamente, hasta llegar a valores del 0.5% a la máxima frecuencia (50.2 Hz). Hay que tener en cuenta que estos errores en la regulación son los errores máximos, para velocidades de viento entre estos dos límites el error se irá reduciendo a medida que la velocidad se acerque más al valor intermedio de 11.5 m/s. Por lo tanto, se puede dar por buena esta pérdida de precisión y utilizar esta única curva intermedia frecuencia- $\beta$ .

El control en esta zona sigue consistiendo en un regulador para controlar la  $\Omega$  a través de la potencia demandada al generador, y  $\beta$  varía según la frecuencia en función de la curva mencionada anteriormente.

### 7.3.3 Zona 3

En esta zona, la  $\Omega$  se controlaba mediante un regulador que actuaba sobre  $\beta$ , variando así la potencia obtenida del viento. La potencia demandada al generador era la potencia nominal del aerogenerador.

Introducir la regulación primaria en este esquema de control es muy sencillo, de hecho ya se realiza en [HOL04] y [DEA07]. En esta tesis se va a utilizar para esta zona el mismo método que proponen las referencias anteriores. Consiste simplemente en variar la potencia demandada al generador en función de la frecuencia de red, de tal manera que en vez de la potencia nominal del aerogenerador se demande la potencia necesaria para realizar regulación primaria. El regulador de  $\Omega$  se encargará de variar  $\beta$  para que la potencia obtenida del viento se iguale con la demandada al generador. La variación de la potencia demandada en función de la frecuencia se realizará mediante la siguiente ecuación, que permite seguir la curva de regulación primaria representada en la **Fig 7.6**:

$$(7.10) \quad P_{lim} = \frac{P_{nom}}{1.02} \left( 1.02 + \frac{(0.98 - 1.02)}{(50.2 - 49.8)} \right) (frec - 49.8)$$

siendo  $P_{lim}$  la potencia a demandar al generador,  $P_{nom}$  la potencia nominal del aerogenerador y  $frec$  la frecuencia de red.

### 7.3.4 Control completo

En la **Fig 7.13** se muestra el esquema de control completo que permite realizar regulación primaria a nivel de turbina.

Los cambios respecto al control original expuesto en la **Fig 7.5** consisten en el cálculo de la potencia límite y en el cálculo del ángulo de pitch. Mientras en el control normal la potencia límite se corresponde con la potencia nominal del aerogenerador, en el control que incluye regulación primaria este límite varía en función de la frecuencia.

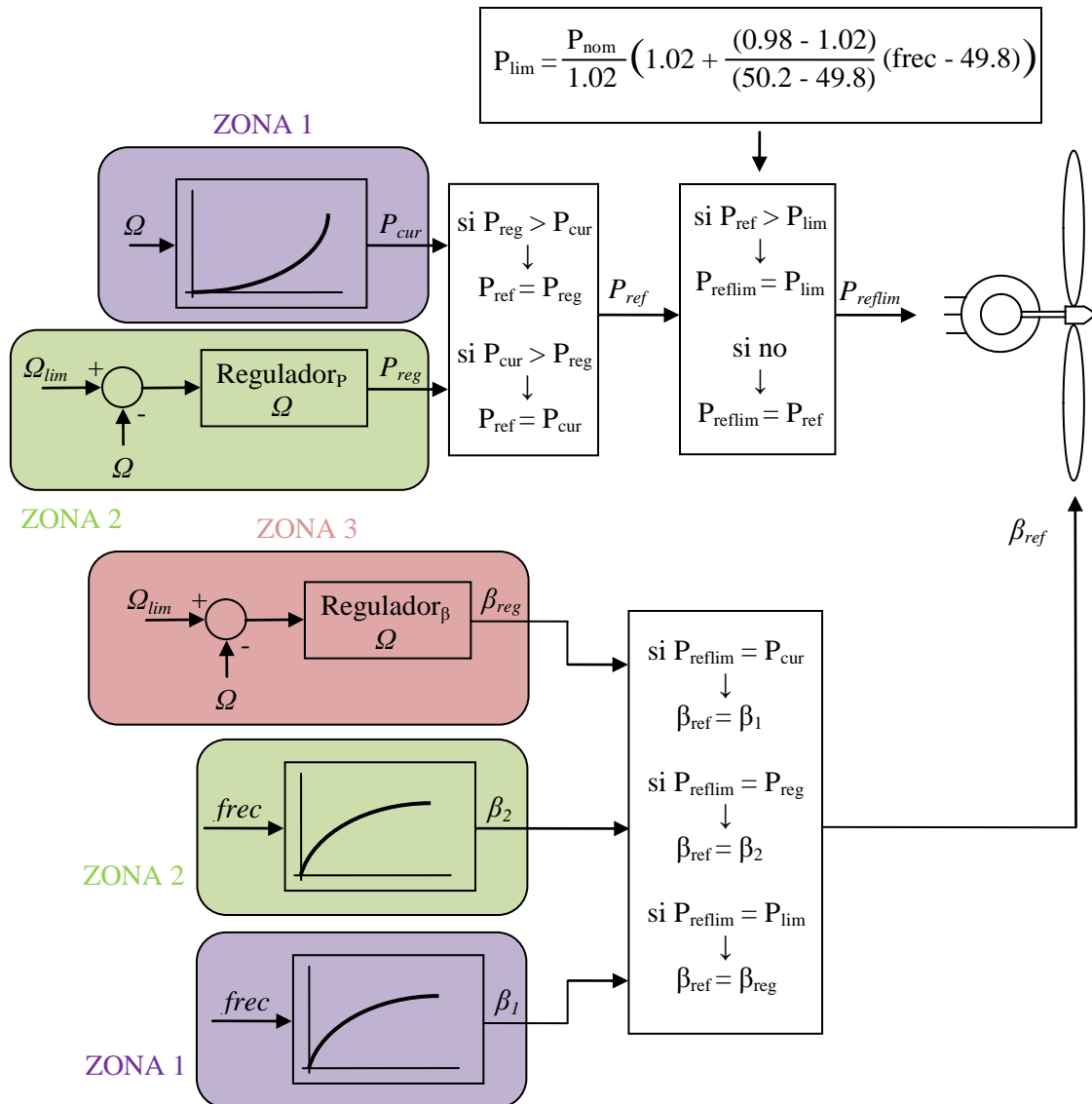


Fig 7.13.- Esquema de control incluyendo regulación primaria

Por otro lado, en las zonas 1 y 2 ya no se utiliza  $\beta_{opt}$ , sino que se impone la  $\beta$  necesaria para realizar la regulación primaria. Esta  $\beta$  se obtiene con las tablas frecuencia- $\beta$  explicadas anteriormente. De las tres  $\beta$  posibles, se escoge la adecuada en función de la potencia de referencia, ya que esta potencia es indicadora de la zona en la que se encuentra el aerogenerador.

## 7.4 Resultados en simulación

A continuación se presentan los resultados de algunas simulaciones realizadas con el objetivo de comprobar el correcto funcionamiento del control propuesto. En la **Fig 7.14** se muestra el esquema del sistema que se ha modelizado. La potencia de referencia  $P_{ref}$  y el ángulo pitch de referencia  $\beta_{ref}$  son calculados por los respectivos controles de potencia y ángulo pitch, tal y como se ha visto en el apartado anterior. A partir de  $P_{ref}$  se obtiene la potencia del generador  $P_{gen}$ , teniendo en cuenta la dinámica del conjunto del convertidor **MSC** y el generador. Esta dinámica se ha supuesto compuesta por un retraso puro de 40 ms y un sistema de primer orden con una constante de tiempo de 20 ms.

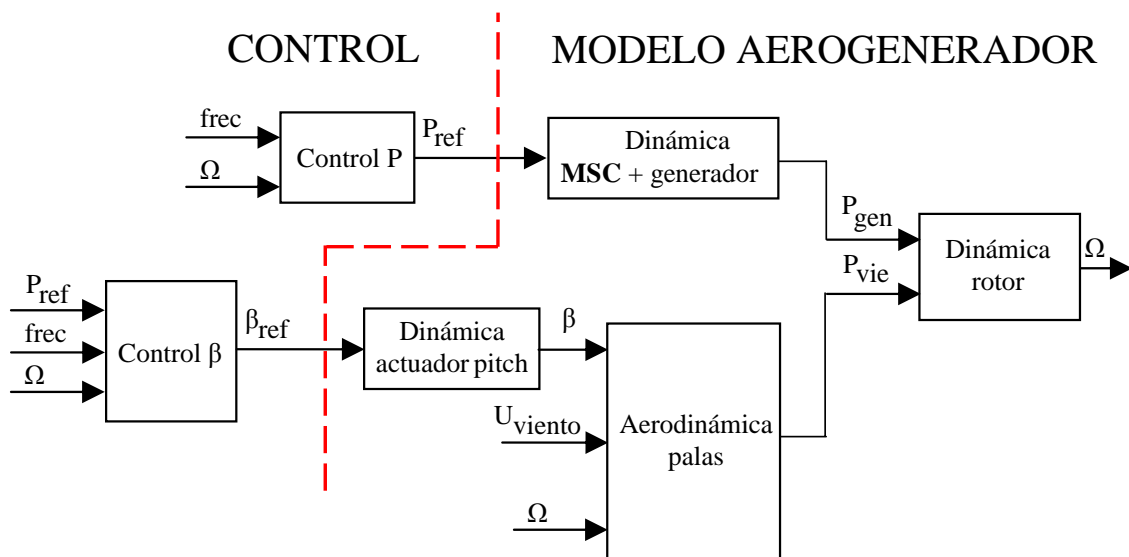


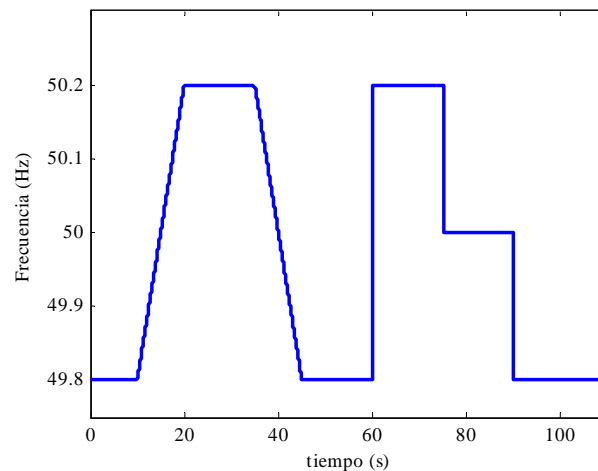
Fig 7.14.- Esquema del sistema

El ángulo de pitch se obtiene a partir de  $\beta_{ref}$  y teniendo en cuenta la dinámica del actuador encargado de mover la pala (retardo puro de 40 ms y sistema de primer orden con constante de tiempo de 50 ms). Con el ángulo de pitch, la velocidad de viento y la velocidad de giro de la turbina, se calcula la potencia obtenida del viento, aplicando las ecuaciones que definen la aerodinámica de las palas (relaciones (7.2), (7.3), (7.4) y



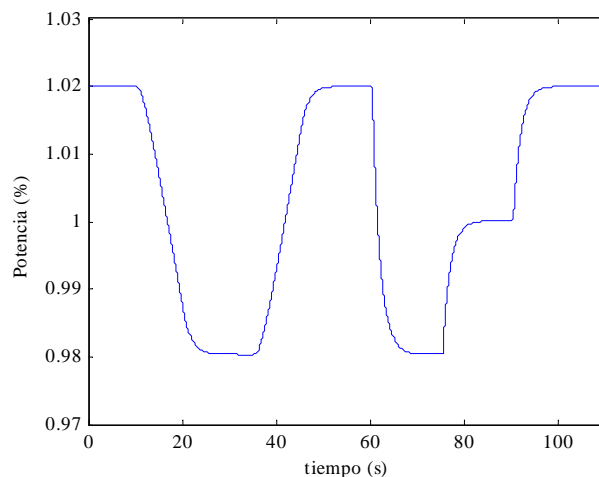
(7.5)). La potencia obtenida del viento es la potencia que se suministra al rotor, mientras que la potencia del generador es la potencia que se extrae del rotor. Con el valor de estas dos potencias y la dinámica del rotor se obtiene la velocidad de giro  $\Omega$  de la turbina. Para la dinámica del rotor se ha tenido en cuenta únicamente su inercia (1400000 kg·m), despreciando el rozamiento.

En las primeras simulaciones se ha sometido al sistema a una frecuencia variable. La frecuencia tiene la forma representada en la **Fig 7.15**, y se han realizado tres simulaciones con tres velocidades de viento constantes, una por cada zona de funcionamiento.



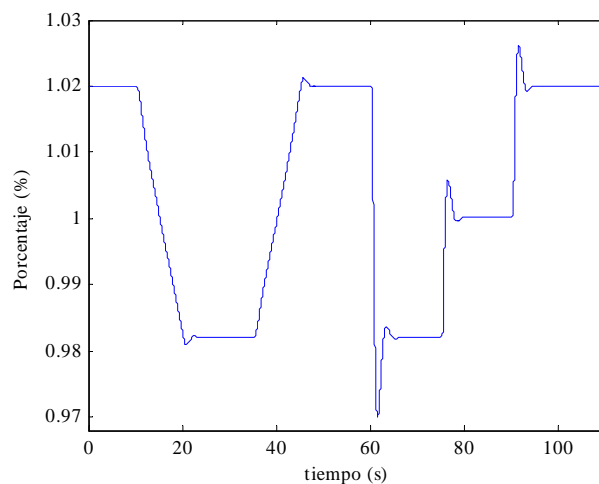
**Fig 7.15.- Perfil de frecuencia variable**

En la **Fig 7.16** se muestra el porcentaje de potencia obtenido con un viento de 7 m/s, situado en la zona 1. Se comprueba cómo se sigue correctamente la relación entre la frecuencia y el porcentaje de potencia. El retraso en el seguimiento ante variaciones bruscas de frecuencia es debido en su mayor medida a la dinámica del rotor, ya que en esta zona la variación en el porcentaje de potencia se realiza a través de cambios en la velocidad de giro del aerogenerador. Las dinámicas del pitch y del generador también introducen algo de retraso, aunque en mucha menor medida.



**Fig 7.16.- Respuesta en zona 1**

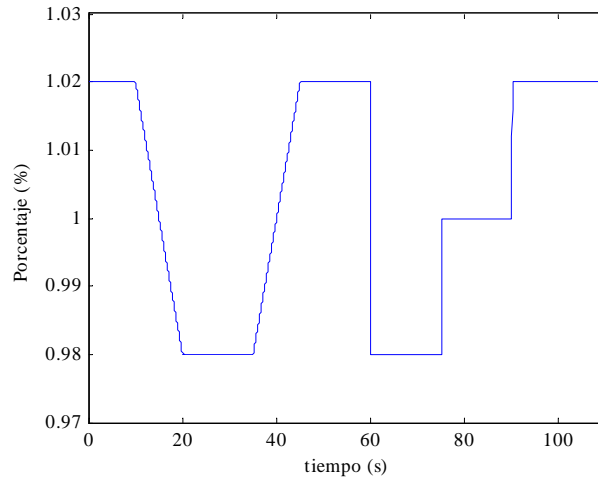
En la siguiente figura se muestra el resultado con un viento de 11.3 m/s, perteneciente a la zona 2. Hay un cierto error entre la frecuencia y el porcentaje, error que ya se esperaba debido a la utilización de una única curva frecuencia- $\beta$  para todas las velocidades de viento de esta zona. El transitorio en cada variación de frecuencia es debido al regulador de  $\Omega$ . Los cambios bruscos de frecuencia provocan cambios bruscos en  $\beta$ , lo que se traduce en cambios bruscos en la potencia, que hacen que aparezcan sobrepasamientos respecto a su valor referencia.



**Fig 7.17.- Respuesta en zona 2**

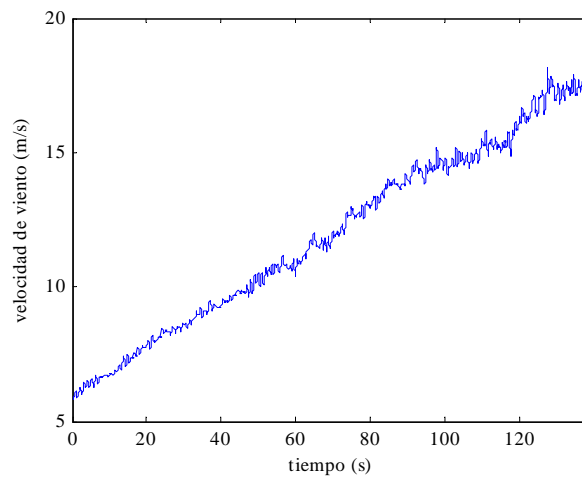
Por último, en la **Fig 7.18** se puede observar el comportamiento del sistema con una velocidad de viento de 14 m/s, zona 3. En esta zona es donde menos retardo hay entre el cambio en la frecuencia y el cambio en el porcentaje. Esto es debido a que en esta zona el cambio en el porcentaje se realiza simplemente cambiando la potencia

demandada al generador, por lo que la única dinámica a tener en cuenta es la del conjunto convertidor y generador.



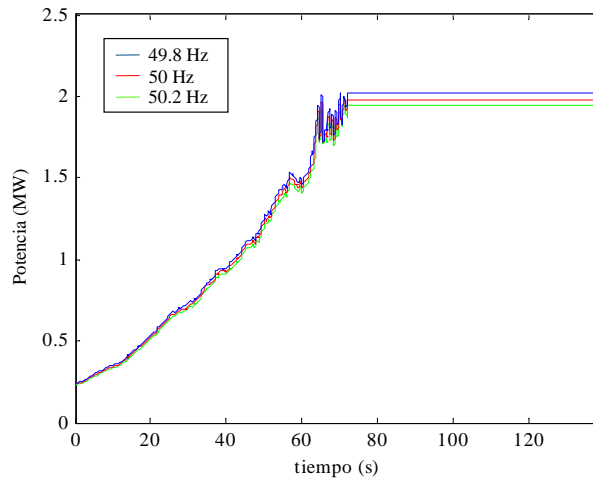
**Fig 7.18.- Respuesta en zona 3**

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del control con viento constante, se procede a probarlo con viento variable. Para ello, se somete al sistema al perfil de viento representado en la siguiente figura, que es un viento con una turbulencia del 12% y un valor medio en rampa que va de 6 a 18 m/s, pasando así por las tres zonas posibles del aerogenerador.



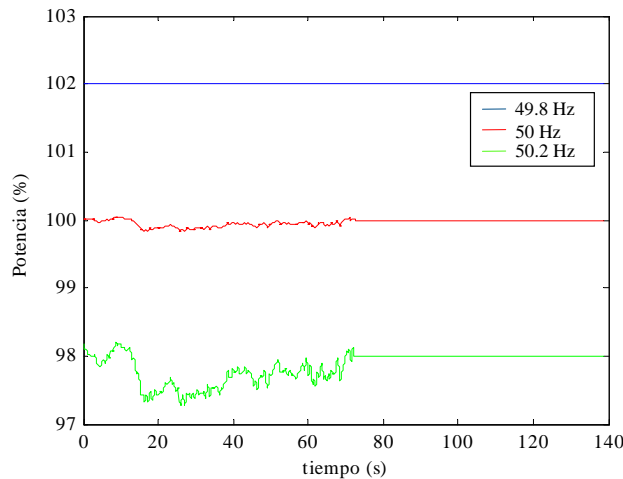
**Fig 7.19.- Perfil de viento**

En la **Fig 7.20** se muestra la potencia obtenida con este perfil de viento con tres frecuencias distintas. Se observa cómo la forma de la potencia es parecida para las tres potencias, y escalada en función de la frecuencia.



**Fig 7.20.- Potencia con frecuencias distintas**

Por último, en la **Fig 7.21** se muestra el porcentaje de potencia obtenido para cada frecuencia. Como 102% se ha tomado la potencia generada con una frecuencia de 49.8 Hz. Si bien es cierto que hasta ahora se tomaba como 102% la máxima potencia disponible del viento, los diferentes retrasos introducidos por las dinámicas de los reguladores, actuadores y del generador y la turbina propiamente dichos hacen que con un viento turbulento sea imposible captar la máxima potencia disponible. Es por esto que se toma como máxima potencia, y por lo tanto la asociada al 102%, la potencia generada a 49.8 Hz.



**Fig 7.21.- Porcentaje de potencia para distintas frecuencias**

En la anterior figura se observa que la regulación primaria, si bien no es totalmente precisa en las zonas 1 y 2, se acerca bastante al objetivo (**Fig 7.6**).

## 7.5 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un método novedoso que permite realizar regulación primaria a nivel de turbina introduciendo pequeños cambios en el control potencia- $\Omega$  de un aerogenerador. Al igual que [HOL04], este método se basa en variaciones del ángulo de pitch y de la potencia límite del aerogenerador en función de la frecuencia de red. En la zona en la que se limita la potencia del aerogenerador (zona 3), ambos métodos son idénticos. Sin embargo, en las otras zonas [HOL04] propone variar el ángulo de pitch linealmente con la frecuencia, de tal manera que se realiza regulación primaria pero de manera poco precisa. En cambio el método propuesto en esta tesis realiza regulación primaria de forma precisa en todo el rango de velocidades del aerogenerador.

Con viento constante este método funciona perfectamente. Incluso con vientos fuertemente turbulentos la regulación funciona de forma bastante aceptable. Las pequeñas desviaciones que se producen en las zonas 1 y 2, debidas a los retardos introducidos por las dinámicas de los diferentes elementos del sistema, se verán fuertemente diluidas si se tiene en cuenta la potencia inyectada a la red por todo el parque eólico. Al ser la regulación primaria realizada a nivel de turbina, las imprecisiones en la regulación de cada turbina se verán compensadas al tomar el conjunto de un número grande de ellas.

Por lo tanto, implementando este método en el control potencia- $\Omega$  de las turbinas se consigue reaccionar adecuadamente ante variaciones en la frecuencia de red, colaborando en equilibrar la generación de potencia eléctrica con el consumo de la misma. Además, la implementación del método no resulta especialmente costosa ya que se basa en gran parte en el control potencia- $\Omega$  que se utiliza normalmente, por lo que no hay que realizar cambios de importancia en la estructura de control.



# 8

## Análisis y Reducción de Corrientes por Tierra

### 8.1 Introducción

Los problemas causados por la aparición de las corrientes por tierra ya han sido mencionados en la introducción general. Existe abundante bibliografía sobre técnicas de modulación en convertidores binivel [HYE01] [UN07] que tratan de reducir estas molestas corrientes a base de disminuir la tensión en modo común introducida por estos convertidores.

En lo que respecta a los convertidores **NPC**, se han propuesto [HAO00] [RAT98] algunos intentos de reducir la tensión en modo común que consisten en utilizar únicamente los vectores medios y el nulo **000**, ya que estos vectores introducen una tensión en modo común nula. Sin embargo, esto tiene varias desventajas, como la reducción de la amplitud máxima de la tensión de salida del convertidor, el aumento en la distorsión armónica y la imposibilidad de controlar la tensión del punto medio mediante modulación. Parte de estos problemas se pueden superar utilizando, además de los vectores que introducen tensión en modo común nula, aquellos que introducen una tensión de  $\frac{1}{6}$  de la tensión de bus (vectores grandes y algunos pequeños) [XIB09]. Con

esto se consiguen evitar los dos primeros problemas de las técnicas anteriores, quedando como inconveniente el no poder controlar el punto medio por técnicas software.

Otra posible solución [VID07] consiste en separar el mapa vectorial del NPC en regiones distintas a las utilizadas en la modulación clásica, de tal manera que la tensión en modo común introducida por los vectores pertenecientes a estas regiones sea la más homogénea posible. Así se reducen las variaciones en la tensión en modo común y, por lo tanto, también las corrientes por tierra. Las tres últimas modulaciones de las cuatro presentadas en este capítulo se basan en esta solución. La primera consiste en modificar el algoritmo de control de la tensión del punto medio, de tal manera que disminuya la tensión en modo común originada por el conjunto de los dos convertidores, el GSC y el MSC.

Para poder comparar entre sí las distintas modulaciones, primero se debe obtener un modelo del sistema que permita conocer las corrientes por tierra originadas por cada modulación. Este es el primer paso del capítulo. Posteriormente se analizan las corrientes por tierra causadas por la modulación original, y por último se explica cada nueva modulación y se realiza una comparación entre ellas.

## 8.2 Análisis de las corrientes por tierra

### 8.2.1 Obtención del modelo para las corrientes por tierra

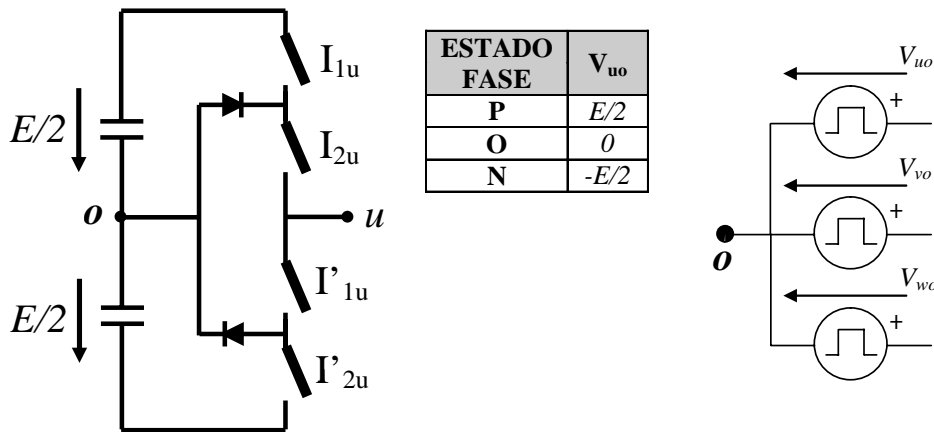
A la hora de modelizar el sistema, hay que tener en cuenta que las corrientes por tierra son corrientes en modo común de alta frecuencia, por lo que habrá que caracterizar el comportamiento de los elementos a altas frecuencias y ante tensiones en modo común. El sistema a modelizar se describe en el **Anexo A**. El modelo se ha basado en una gran parte en el trabajo realizado en [GUB03]. A la hora de asignar valores a los diferentes parámetros, se han utilizado, siempre que ha sido posible, datos experimentales ofrecidos por **INGETEAM**, y cuando estos datos eran inexistentes, se ha recurrido a su estimación. A continuación se comenta la obtención del modelo en modo común de los diferentes elementos que forman el sistema completo.

#### *Modelo del sistema de conversión back-to-back NPC*

El conjunto del convertidor back-to-back está formado por dos convertidores trifásicos NPC espalda contra espalda compartiendo el mismo punto medio. Cada fase tiene tres estados posibles. Así, un convertidor se puede simplificar como tres fuentes de tensión fase-punto medio, dependiendo el valor de estas tensiones del estado de la fase



correspondiente. La **Fig 8.1** muestra la tensión de la fase respecto al punto medio  $o$  correspondiente a cada estado.



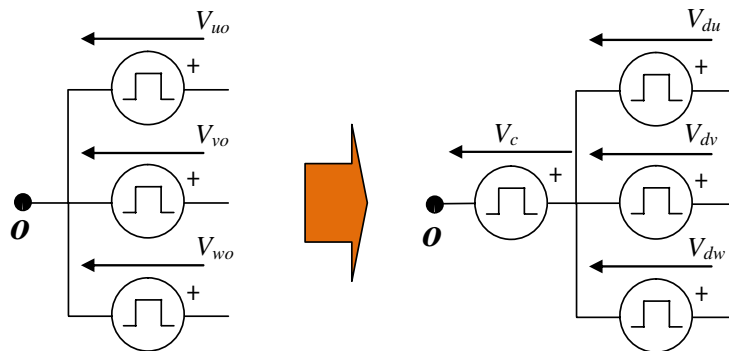
**Fig 8.1.- Estados de una fase y modelo simplificado de un convertidor**

Para obtener el modelo en modo común de cada convertidor es necesario descomponer las tensiones que se introducen en el punto medio en sus componentes en modo diferencial y en modo común. Para ello se utilizan las fórmulas ya presentadas en el capítulo 4:

$$(8.1) \quad V_c = \frac{1}{3}(V_{uo} + V_{vo} + V_{wo})$$

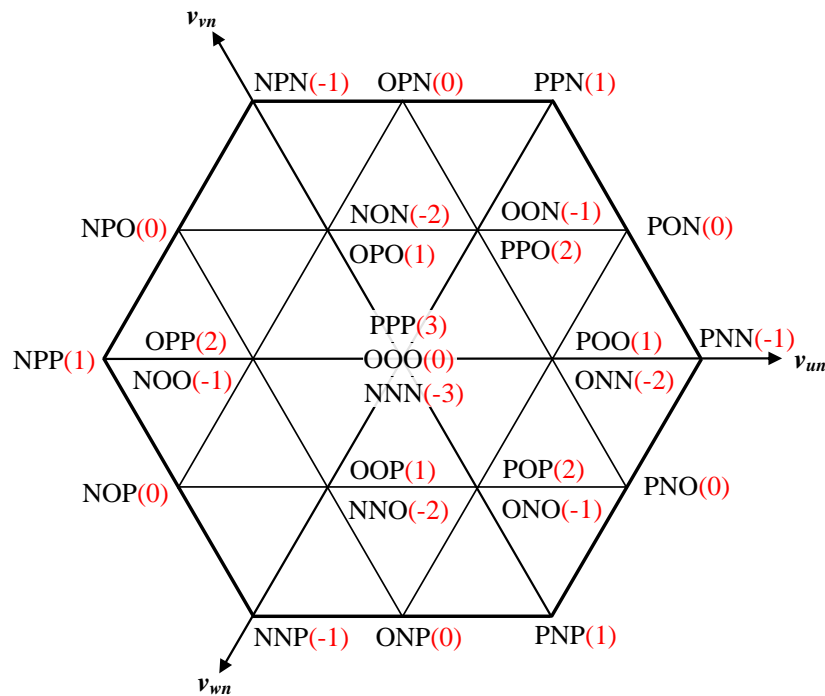
$$(8.2) \quad V_{dx} = V_{xo} - V_c$$

con  $V_c$  la tensión en modo común y  $V_{dx}$  la tensión diferencial de la fase  $x$ , correspondiéndose  $x$  a las fases  $u$ ,  $v$  o  $w$ . En la **Fig 8.2** se muestra el modelo simplificado del convertidor tras realizarse la descomposición en tensiones en modo común y modo diferencial.



**Fig 8.2.- Modelo del convertidor con tensiones diferenciales y en modo común**

La tensión en modo común que introduce cada convertidor depende, lógicamente, del estado de cada una de sus fases. En la **Fig 8.3** se muestra el mapa vectorial de un NPC, indicándose, al lado de cada vector, la tensión en modo común que genera en múltiplos de  $\frac{1}{6}$  de  $E$ . Como se puede apreciar, los vectores grandes introducen una tensión en modo común de  $\frac{1}{6}$  de la tensión de bus, positiva o negativa, según los casos. Los vectores medios no introducen tensión en modo común. Los vectores pequeños introducen dos o un sexto de tensión de bus. Por último, los vectores nulos **PPP** y **NNN** introducen  $\frac{3}{6}$  de la tensión de bus como tensión en modo común, mientras que el vector nulo **OOO** no introduce nada.



**Fig 8.3.- Tensión en modo común de un convertidor NPC**

Para modelizar el back-to-back en su conjunto, se utilizan dos modelos simplificados de convertidor compartiendo punto medio. En lo que se refiere a capacidades parásitas, el convertidor está acoplado con la tierra a través de la capacidad entre el bus de continua y el radiador, y a través de la capacidad entre los semiconductores y el radiador. Esta última capacidad se puede despreciar frente a la capacidad parásita del bus de continua, por lo que el acoplamiento del back-to-back será modelizado como una capacidad  $C_{og}$  entre el punto medio y tierra correspondiente a la capacidad parásita entre el bus y el radiador. A dicha capacidad se le ha asignado un valor típico de 50 nF. A la izquierda de la **Fig 8.4** se muestra el modelo completo con fuentes de tensión del back-to-back, mientras que a la derecha está el modelo para el

modo común, donde se han eliminado las tensiones diferenciales, ya que no afectan a las corrientes en modo común.

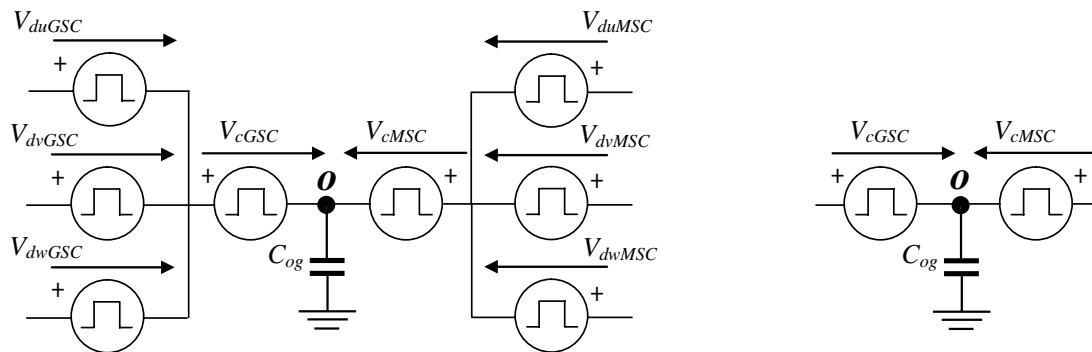


Fig 8.4.- Modelo con fuentes de tensión del back-to-back y modelo para modo común

### Modelo del filtro de armónicos

El filtro de armónicos está compuesto por una inductancia y unas ramas RC a la salida del GSC. Se considera que el aislamiento entre el neutro formado por las ramas RC y tierra es total, por lo que no existirá corriente en modo común circulando por dichas ramas.

Por otro lado, la inductancia del filtro se supone acoplada magnéticamente. Tal como se ha visto en el capítulo 3, en el caso de este tipo de inductancias la corriente en modo común sólo se ve afectada por la inductancia de fugas. Así pues, el modelo en modo común de la inductancia de salida consiste en una inductancia de valor un tercio de la inductancia de fugas de salida. Se divide la inductancia total de fugas entre tres debido a que en modo común se ven las tres inductancias de fugas correspondientes a cada fase en paralelo. El valor de la inductancia de fugas se estima de alrededor de 3/10 partes de la inductancia total. Por lo tanto, al ser la inductancia de salida de 150  $\mu\text{H}$ , la inductancia de fugas será de 45  $\mu\text{H}$ . En el modelo también se incluye una resistencia que reproduce las pérdidas de cobre de la inductancia en cada fase, de un valor de 30  $\text{m}\Omega$ . Esta resistencia en serie es la resistencia que opone la inductancia a las componentes en alta frecuencia y es más elevada que la resistencia que presenta la inductancia para la componente fundamental debido al efecto pelicular.

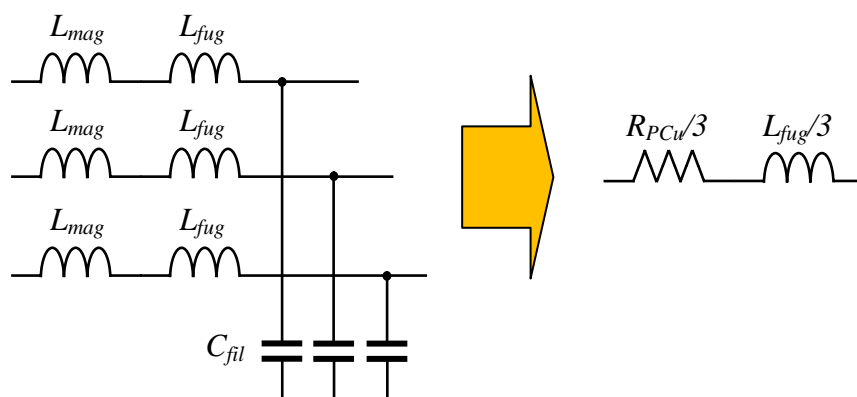


Fig 8.5.- Modelo del filtro de armónicos

### Modelo de la máquina

La máquina presenta varias capacidades parásitas. Según se ve en la Fig 8.6, se puede diferenciar entre las capacidades bobinado del estátor-estátor, bobinado del estátor-rotor y estátor-rotor.

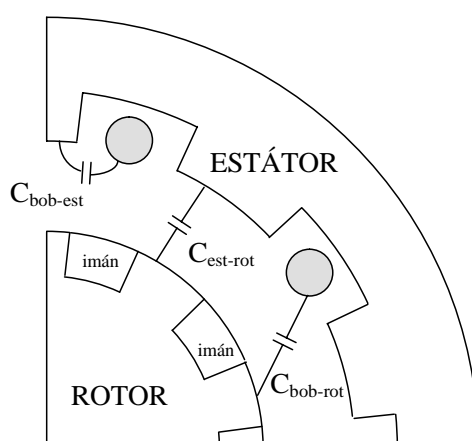


Fig 8.6.- Distintas capacidades parásitas

El modelo se puede simplificar teniendo en cuenta que el entrehierro desacopla notablemente tanto el rotor y el estátor como el rotor y el bobinado del estátor. Por lo tanto, la única capacidad que se tendrá en cuenta será la capacidad entre el bobinado del estátor y el estátor, para la cual se ha tomado un valor de 950 nF. Esta capacidad se encuentra distribuida a lo largo de todo el bobinado. Para modelizarla, se separa la capacidad total en dos partes, siguiendo el modelo en  $\pi$  utilizado en [FRA00]. Dos tercios de dicha capacidad se colocan entre el neutro de la máquina y tierra. El tercio restante se coloca entre los bornes de la máquina y tierra.

La inductancia del bobinado  $L_b$  se considera como la suma de la inductancia de fugas y la media de las inductancias en los ejes  $d$  y  $q$ , teniendo un valor de  $605 \mu\text{H}$ . La capacidad distribuida entre las espiras de los bobinas se considera concentrada en una sola capacidad  $C_{es}$  de  $70 \text{ nF}$ . Para representar el amortiguamiento producido por las pérdidas de alta frecuencia en el núcleo magnético del motor, se coloca una resistencia  $R_{am}$  en paralelo con  $L_b$ . El valor de esta resistencia se ha calculado de tal manera que coincida con la impedancia característica del circuito LC formado por el paralelo de la inductancia de cada fase ( $L_b/3$ ) y la capacidad neutro-tierra [GUB03], que como ya se ha dicho anteriormente corresponde a dos tercios de  $950 \text{ nF}$ . La impedancia característica se calcula de acuerdo con la relación (8.3):

$$(8.3) \quad Z_{car} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Sustituyendo los valores se obtiene una  $R_{am}$  de  $17.84 \Omega$ . También se incluye la resistencia serie de los bobinados  $R_b$ , de valor  $12.6 \text{ m}\Omega$ , mayor que la resistencia a baja frecuencia debido al efecto pelicular.

Las tensiones de vacío del generador se suponen perfectamente diferenciales, por lo que no afectan a las corrientes en modo común y se desprecian.

El modelo completo de la máquina en modo común se representa en la **Fig 8.7**.

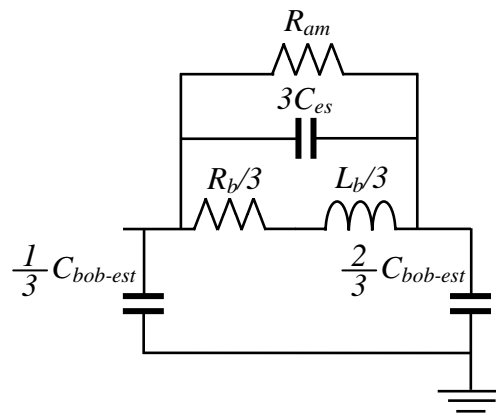


Fig 8.7.- Modelo en modo común del generador

### Modelo del filtro $dv/dt$

El filtro  $dv/dt$  tiene la misma estructura que el filtro de armónicos. Está compuesto por unas inductancias y ramas RC a la salida del MSC. Al igual que en el caso del filtro

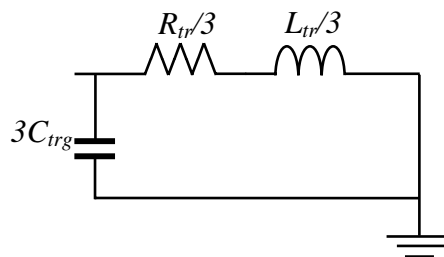
de armónicos, se supondrá completamente aislado el neutro de las ramas RC respecto a tierra, por lo que su influencia en las corrientes en modo común será nula. Se toma en cuenta solamente la inductancia de fugas al ser la inductancia del filtro acoplada magnéticamente. El valor de la inductancia del  $dv/dt$  es de  $10 \mu\text{H}$ , por lo que la de fugas  $L_{fugdvt}$  se estima en  $3 \mu\text{H}$ . Así, el modelo para las corrientes por tierra del filtro  $dv/dt$  consiste en una inductancia de valor  $L_{fugdvt}/3$ . Al contrario que en el caso del filtro de armónicos, no se incluye una resistencia para simular las pérdidas en el cobre, ya que se consideran despreciables.

### Modelo del transformador

Los devanados del transformador se han modelizado incluyendo su inductancia  $L_{tr}$  y la resistencia  $R_{tr}$ . Para la inductancia se ha tomado un valor de  $160 \mu\text{H}$  (tensión de cortocircuito del 6%). Como resistencia se ha tomado un valor de  $25 \text{m}\Omega$ , una vez más teniendo en cuenta el efecto pelicular.

En cuanto a las capacidades parásitas, se supone que el secundario del transformador está conectado en estrella y con el neutro unido directamente a tierra, por lo que no habrá capacidad parásita entre estos dos puntos. Se han incluido capacidades parásitas  $C_{trg}$  de cada fase a tierra de valor  $100 \text{nF}$ . Al igual que en el caso de la máquina las tensiones en los secundarios se suponen perfectamente diferenciales, por lo que se desprecian en el modelo en modo común.

El modelo completo del transformador se muestra en la **Fig 8.8**.



**Fig 8.8.- Modelo del transformador**

Una vez presentados los modelos de cada uno de los elementos del sistema que se van a utilizar, se procede a su unión, obteniéndose el modelo completo del sistema en modo común. Faltaría en realidad añadir los elementos parásitos del cableado entre el convertidor y el generador y entre el convertidor y el transformador. Sin embargo, teniendo en cuenta que este modelo se realiza simplemente con fines cualitativos y no

cuantitativos, se ha optado por no incluir dicho cableado con el objetivo de no complicar en exceso el modelo.

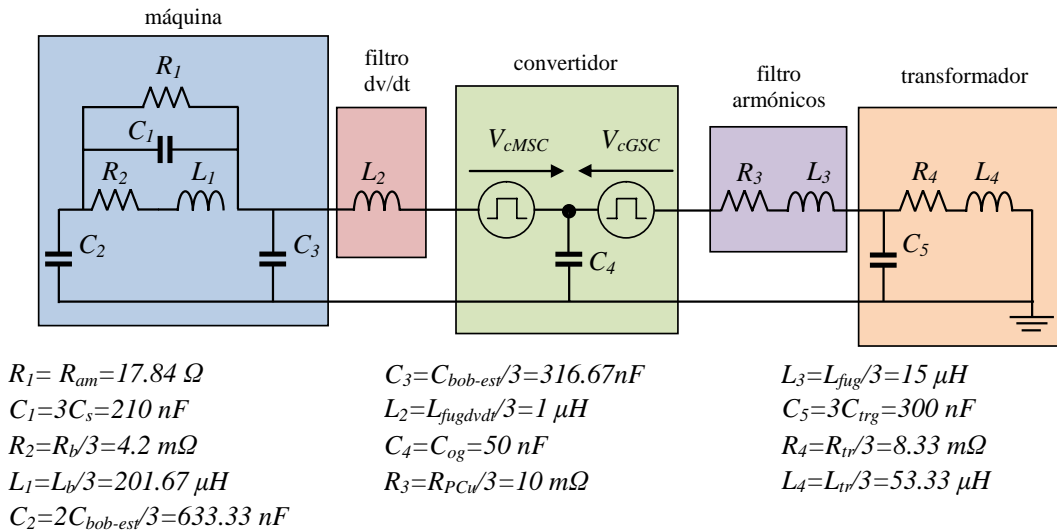


Fig 8.9.- Modelo completo del sistema para las corrientes en modo común

Este modelo consiste básicamente en varios circuitos LC amortiguados por las diferentes resistencias. La tensión en modo común introducida por los convertidores excita este circuito LC, originando las corrientes por tierra.

### 8.2.2 Corrientes por tierra con modulación inicial

Si se introducen al modelo las tensiones en modo común producidas utilizando la modulación vectorial explicada en el capítulo 3, en adelante modulación 0, se obtiene la corriente por tierra representada en la Fig 8.10. A comentar que tanto en esta modulación como en el resto que se presentan en este capítulo, las tensiones en modo común se obtienen con el sistema en el punto nominal de trabajo.

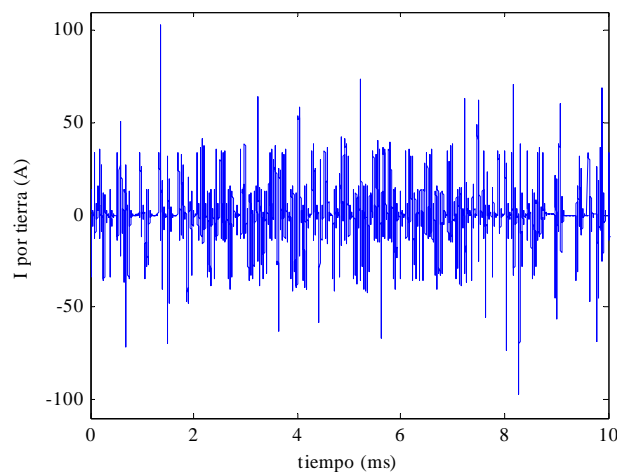
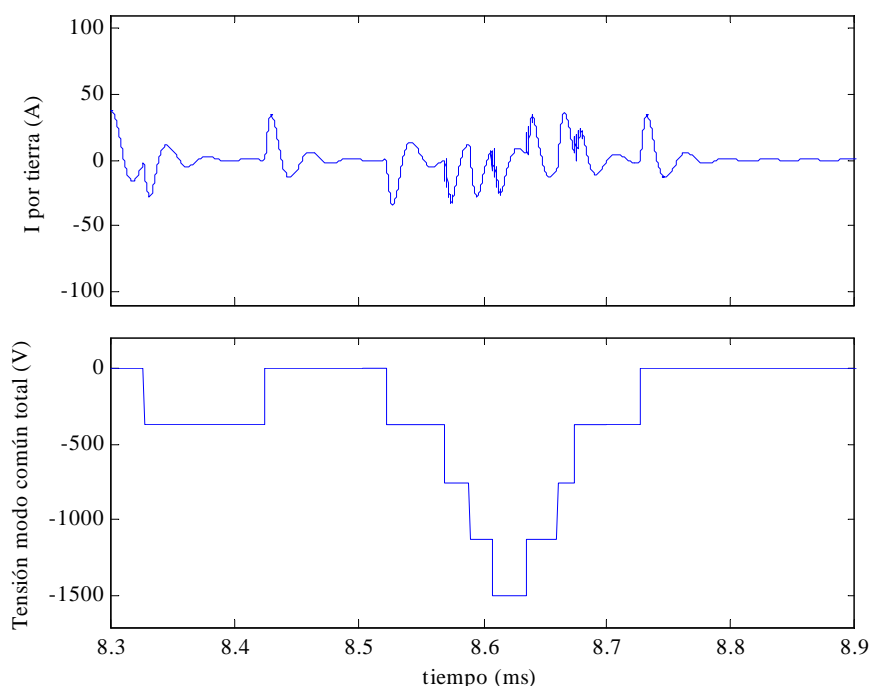


Fig 8.10.- Corriente por tierra con modulación 0

Esta corriente corresponde a la corriente por tierra que retorna del generador, es decir, en el modelo la corriente se mide entre las capacidades  $C_3$  y  $C_4$ . Como se aprecia en la figura, son corrientes de alta frecuencia. El pico máximo de la corriente está alrededor de los 100 A, mientras que su valor eficaz es de 14.5 Arms.

La tensión en modo común total introducida por los convertidores se puede considerar como la resta entre la tensión en modo común del **MSC** y la del **GSC**. Representando la corriente por tierra junto con esta tensión en modo común total (**Fig 8.11**), es evidente que la corriente es generada por los cambios en la tensión, ya que estos cambios excitan los diferentes sistemas LC de los que está compuesto el circuito en modo común.

Con la modulación utilizada la tensión en modo común de un sólo convertidor oscila entre  $\frac{2}{6}$  de  $V_{bus}$  y  $-\frac{2}{6}$  de  $V_{bus}$ , ya que en esta modulación no se utilizan los vectores nulos **PPP** y **NNN**, que introducen una tensión en modo común de  $\pm\frac{3}{6}$  de  $V_{bus}$ . La tensión total en modo común introducida por ambos convertidores, al ser la resta entre la tensión de cada uno de ellos, oscila entre  $\frac{4}{6}$  y  $-\frac{4}{6}$  de  $V_{bus}$ .



**Fig 8.11.- Corriente por tierra y tensión en modo común**

En los apartados siguientes se intenta reducir la tensión en modo común introducida al sistema con el objetivo de reducir las corrientes por tierra. Para ello se proponen diversos cambios en la manera de realizar la modulación vectorial. Tanto en el caso de la modulación inicial como en las nuevas modulaciones presentadas, se supone



que el **MSC** y el **GSC** conmutan a igual frecuencia y que sus controles están sincronizados, es decir, sus períodos de muestreo comienzan en el mismo instante. Si no se cumplen estas dos premisas, la tensión en modo común introducida aumenta considerablemente [DEB96].

### 8.3 Reducción de corrientes por tierra

A continuación se estudian diferentes técnicas de modulación que intentan reducir las corrientes por tierra. Se realiza la comparación entre ellas haciendo hincapié en la corriente por tierra obtenida, tanto el pico máximo como el valor eficaz de dicha corriente, y en las pérdidas de conmutación que originan estas nuevas modulaciones. Otros factores que también se tienen en cuenta son la capacidad de control de la tensión del punto medio y la distorsión armónica producida por cada modulación.

#### 8.3.1 Modulación 1

La primera modificación que se propone en esta tesis consiste en cambiar el algoritmo de control del punto medio, de tal manera que ambos convertidores trabajen siempre con el mismo tipo de vector.

Tal como se dijo en el capítulo 3, el control del punto medio consistía en aprovechar la redundancia de los vectores pequeños. Se agrupaban los vectores pequeños en dos tipos, tipo **P** y tipo **N**. Cada vector pequeño tipo **P** tenía su pareja redundante tipo **N**, que daba la misma tensión de salida pero afectaba a la tensión del punto medio de manera contraria (si el vector tipo **P** tendía a elevar dicha tensión, su redundante tipo **N** la reducía). La manera en que cada tipo de vector pequeño afecta al punto medio depende de si el convertidor absorbe o vierte potencia activa. Conociendo la dirección del intercambio de potencia del convertidor y el estado de la tensión del punto medio, se selecciona el tipo de vector adecuado para mantener la tensión del punto medio bajo control.

Aplicando (8.1), se puede calcular la tensión en modo común que introduce cada vector pequeño. Como se puede observar en la **Tabla 8.1**, la tensión en modo común que introducen los vectores tipo **P** es positiva y oscila entre  $1/6$  y  $2/6$  de la tensión de bus, mientras que la que introducen los vectores tipo **N** es negativa, oscilando entre los mismos valores absolutos que en el caso de los vectores tipo **P**.

TIPO P	$V_{mc}$	TIPO N	$V_{mc}$
<b>POO</b>	$E/6$	<b>ONN</b>	$-2E/6$
<b>PPO</b>	$2E/6$	<b>OON</b>	$-E/6$
<b>OPO</b>	$E/6$	<b>NON</b>	$-2E/6$
<b>OPP</b>	$2E/6$	<b>NOO</b>	$-E/6$
<b>OOP</b>	$E/6$	<b>NNO</b>	$-2E/6$
<b>POP</b>	$2E/6$	<b>ONO</b>	$-E/6$

**Tabla 8.1.- Tensión en modo común introducida por los vectores pequeños**

Como ya se ha visto anteriormente, la tensión en modo común total, que es la que origina las corrientes por tierra, se obtiene como la resta entre la tensión en modo común introducida por el **MSC** y la tensión en modo común introducida por el **GSC**. Lo ideal a la hora de reducir la tensión en modo común total sería que los dos convertidores trabajaran con el mismo tipo de vector, sea **P** o **N**, ya que la resta de dos tensiones del mismo signo tendrá menor amplitud que la resta de dos tensiones del signo contrario. Sin embargo, con el algoritmo de control del punto medio implementado sucede precisamente lo contrario. Al estar el **GSC** y el **MSC** trabajando con potencias de signo contrario (el **GSC** extrayendo potencia activa hacia la red y el **MSC** absorbiendo potencia activa del generador) los tipos de vector pequeño que usan los dos convertidores son siempre contrarios. Es decir, cuando el **GSC** utiliza vectores tipo **P**, el **MSC** utiliza vectores tipo **N** y viceversa.

Con el objetivo de que los dos convertidores utilicen el mismo tipo de vector pequeño, se procede a modificar el algoritmo de control del punto medio. Para cada ciclo de muestreo del control, se calcula la carga eléctrica que será introducida al punto medio para el caso en que ambos convertidores utilicen vectores tipo **P** o vectores tipo **N**, y luego se elige el tipo común que introduzca la carga que más convenga al estado momentáneo de la tensión del punto medio.

Para cada convertidor, la carga que va a ser introducida al punto medio durante el siguiente ciclo de muestreo se calcula sabiendo los vectores que se van a utilizar durante ese ciclo, el tiempo de cada vector, y la corriente de cada fase. Para cada vector que se utilice, la corriente introducida al punto medio es la suma de las corrientes de las fases que están en el estado **O**. Para hallar la carga eléctrica introducida al punto medio por dicho vector basta con multiplicar la corriente introducida por el vector por el tiempo de utilización de dicho vector. Así, el cálculo de la carga introducida al punto medio durante un ciclo de muestreo viene dado por:

$$(8.4) \quad Q_o = t_1 \sum i_{faseaOV_1} + t_2 \sum i_{faseaOV_2} + t_3 \sum i_{faseaOV_3}$$

siendo  $t_1$ ,  $t_2$  y  $t_3$  los tiempos de utilización de los vectores  $V_1$ ,  $V_2$  y  $V_3$  respectivamente, e  $i_{faseaOV_x}$  las corrientes que circulan por las fases que están en el estado **O** con el vector  $V_x$ .

No obstante, no es necesario calcular la carga total introducida al punto medio, basta con calcular la carga introducida por los vectores pequeños  $Q_{opeq}$ , ya que ésta es la única que se puede controlar cambiando el tipo de vector utilizado. En la siguiente tabla se muestra dicha carga para el caso de las 12 primeras zonas y utilizando vectores pequeños tipo **P**.

$Q_{opeq}$ escogiendo vectores tipo <b>P</b>			
Zona 1	$Q_{opeq} = -i_u t_2 + i_w t_3$	Zona 7	$Q_{opeq} = i_w t_1$
Zona 2	$Q_{opeq} = i_w t_2 - i_u t_3$	Zona 8	$Q_{opeq} = -i_v t_1$
Zona 3	$Q_{opeq} = -i_u t_1$	Zona 9	$Q_{opeq} = -i_v t_2 + i_u t_3$
Zona 4	$Q_{opeq} = i_w t_1$	Zona 10	$Q_{opeq} = i_u t_2 - i_v t_3$
Zona 5	$Q_{opeq} = i_w t_2 - i_v t_3$	Zona 11	$Q_{opeq} = -i_v t_1$
Zona 6	$Q_{opeq} = -i_v t_2 + i_w t_3$	Zona 12	$Q_{opeq} = i_u t_1$

Tabla 8.2.- Carga introducida al punto medio por vectores tipo **P** en las zonas 1-12

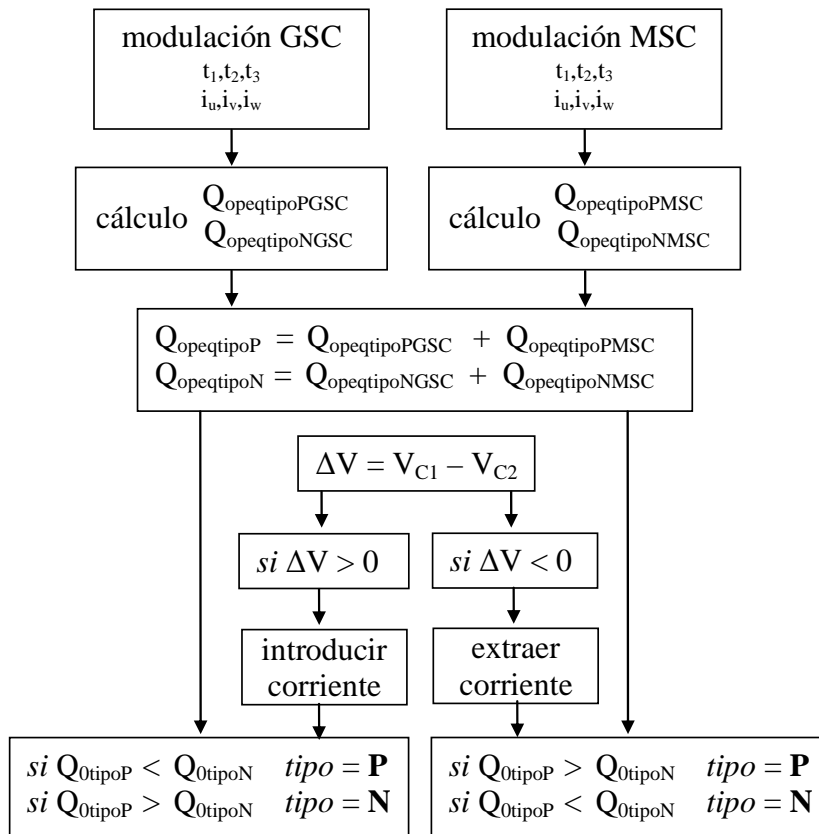
El tiempo está referido no al orden, sino al número de vector. Así,  $t_1$  no es el tiempo del primer vector de la secuencia, sino el tiempo asociado al vector  $V_1$  (ver secuencias de vectores en el capítulo 3). La carga introducida en las zonas 13 a 24 es justamente la contraria de la introducida en las zonas 1 a 12 respectivamente. Esto se deduce por simple observación de las secuencias de vectores. Por otro lado, la carga introducida al punto medio en el caso de utilizar vectores tipo **N** es también la contraria a utilizar vectores tipo **P**. Dicho de otra forma:

$$(8.5) \quad \text{si } zona > 12 \quad Q_{opeq}(zona) = -Q_{opeq}(zona-12)$$

$$(8.6) \quad Q_{opeq}(\text{tipo N}) = -Q_{opeq}(\text{tipo P})$$

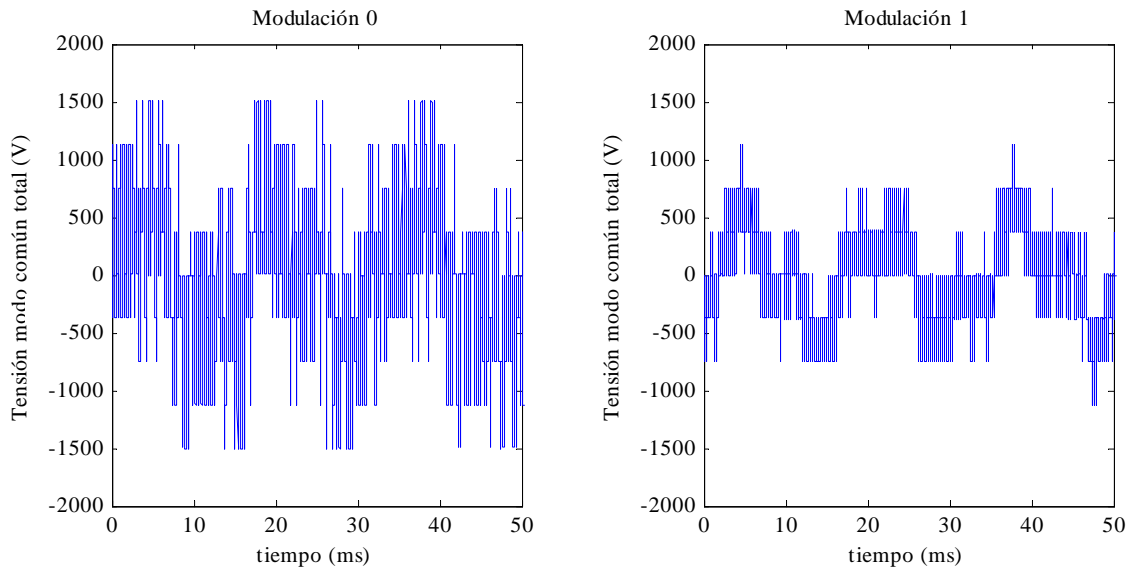
De esta manera se puede calcular la carga introducida al punto medio por los vectores pequeños de cada convertidor. Después se compara la carga introducida al punto medio por el conjunto de los dos convertidores en el caso de que ambos utilicen

el tipo **P** con la carga introducida cuando ambos utilizan el tipo **N** y se selecciona el tipo que mejor se adecúe a la situación momentánea de la tensión del punto medio. Así se consigue al mismo tiempo controlar el punto medio y que los dos convertidores utilicen siempre el mismo tipo de vector pequeño, reduciendo la amplitud de la tensión en modo común. En la **Fig 8.12** se muestra el esquema de este nuevo algoritmo de control (a recordar que se utiliza el convenio de corriente saliente por el punto medio como corriente positiva):



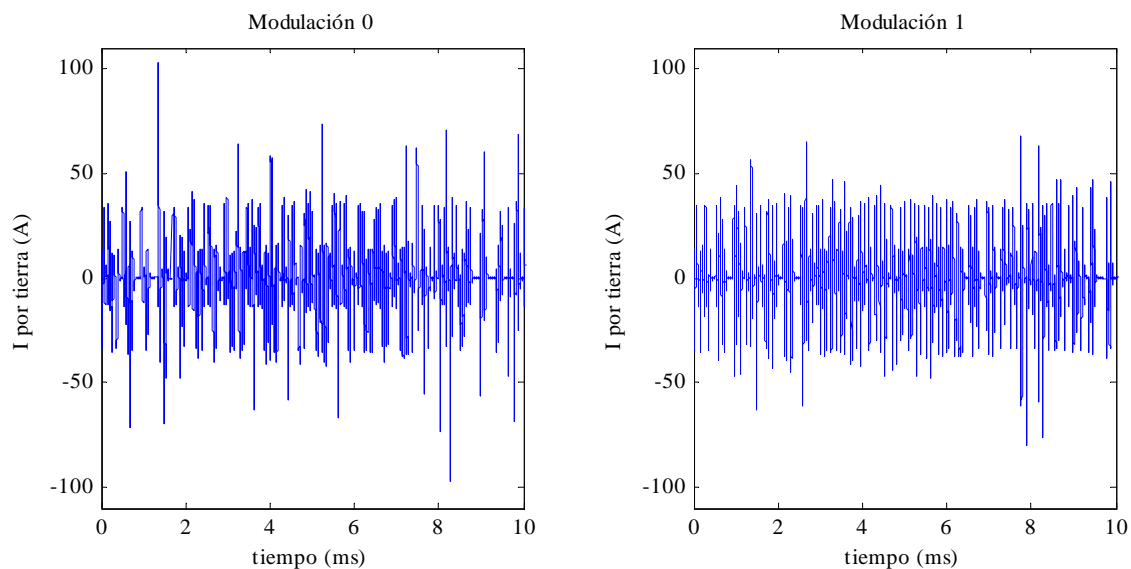
**Fig 8.12.- Algoritmo de modulación 1**

Con esta modificación se logran reducir los valores de la tensión de modo común total. Antes de cambiar el algoritmo de control del punto medio, la máxima tensión en modo común posible era de  $\pm^4/6$  de  $V_{bus}$ , que se daba cuando cada convertidor utilizaba un vector pequeño cuya tensión en modo común era de valor absoluto  $^2/6$  de  $V_{bus}$ . Con el nuevo algoritmo, la máxima tensión en modo común será de  $\pm^3/6$  de  $V_{bus}$ , que se dará cuando un convertidor utilice un vector pequeño de  $\pm^2/6$  de  $V_{bus}$  y el otro convertidor emita un vector grande que introduzca tensión en modo común de signo contrario a la tensión introducida por el vector pequeño del otro convertidor. En la **Fig 8.13** se compara la tensión en modo común total con las dos modulaciones.



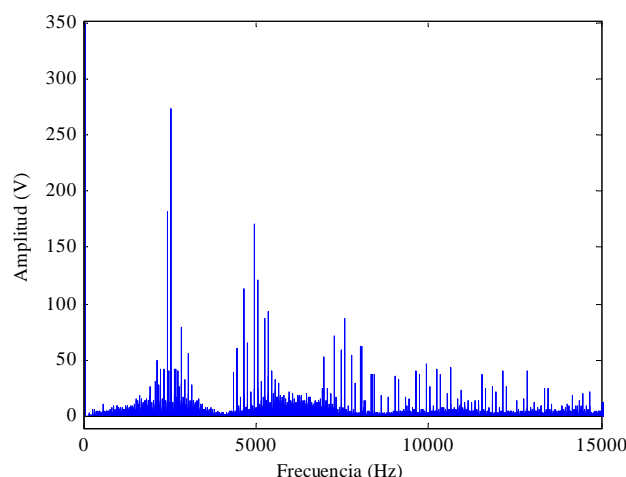
**Fig 8.13.- Tensión en modo común total con modulación 0 y modulación 1**

Como se aprecia en la anterior figura, con el cambio en el control del punto medio los valores máximos de la tensión en modo común total se reducen. Esta reducción se traduce en una disminución de las corrientes por tierra, pasando el valor eficaz de dicha corriente de 14.5 Arms que se obtenían con la modulación normal a 13.4 Arms que se obtienen con esta nueva modulación. También se reduce el máximo pico en la corriente, de alrededor de 100 a alrededor de 80 A. En la **Fig 8.14** se muestran ambas corrientes por tierra.



**Fig 8.14.- Corrientes por tierra con modulaciones 0 y 1**

Para comparar la distorsión armónica originada por ambas modulaciones, se opta por realizar la suma cuadrática de los armónicos presentes en la tensión de salida del **GSC**. Esta suma se realiza incluyendo las frecuencias desde 100 Hz hasta 6 kHz, ambas inclusive. Tal como se ve en la **Fig 8.15**, donde se muestra el espectro armónico de la tensión del **GSC** con la modulación 0, abarcando este rango de frecuencias se tiene en cuenta la mayoría de armónicos de importancia, y los armónicos de tensión de frecuencia superior se desprecian, ya que debido al filtro de armónicos que hay a continuación del **GSC** no serán capaces de perturbar la red eléctrica.



**Fig 8.15.- Espectro armónico de tensión de salida del GSC**

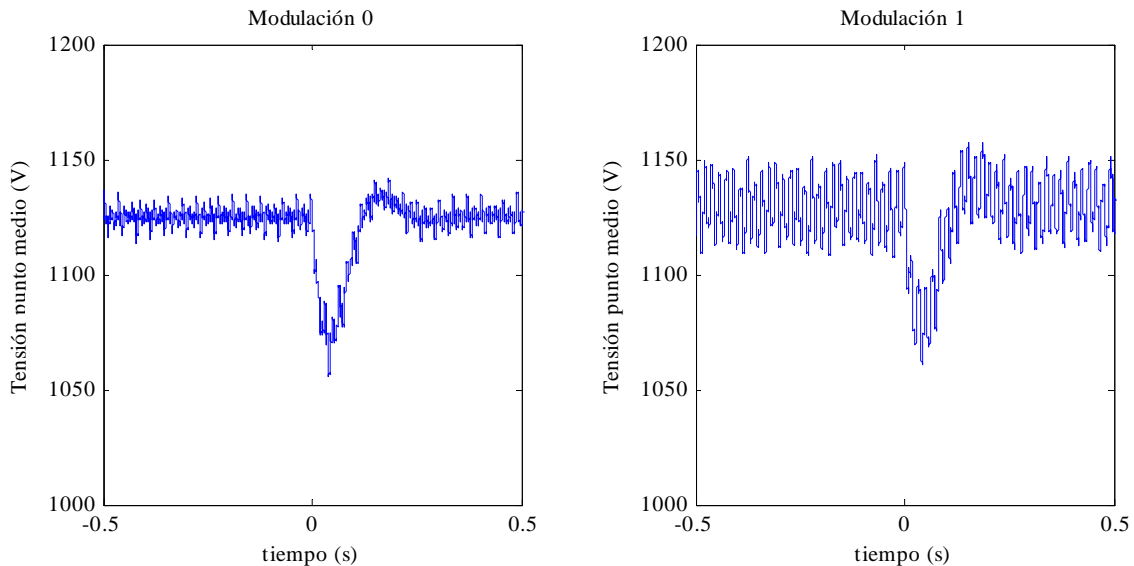
La suma cuadrática se realiza de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$(8.7) \quad S_{cua} = \sqrt{\sum_{frec=100Hz}^{6000Hz} V_{frec}^2}$$

Si se compara la suma cuadrática de armónicos obtenida para las modulaciones 0 y 1, se comprueba que son muy similares, siendo la correspondiente a la modulación 1 el 101.8% de la modulación 0. Esto es debido a que la única diferencia entre las dos modulaciones es el tipo de los vectores pequeños que se utilizan, y en lo que se refiere a la tensión de salida el tipo de los vectores es un factor que no afecta, ya que los vectores pequeños de tipos distintos imponen la misma tensión de salida.

En lo que se refiere a las pérdidas de conmutación, el número de conmutaciones por período de muestreo tampoco se ve afectado por el tipo de los vectores usados, por lo que las pérdidas son parecidas en ambas modulaciones. Concretamente, las pérdidas con la modulación 1 son el 97.8% de las pérdidas con la modulación 0.

Como contrapartida, el control del punto medio de la nueva modulación es menos efectivo, ya que evidentemente lo mejor sería que cada convertidor utilizara un tipo distinto, ya que manejan potencias de signo diferente. En la **Fig 8.16** se representa la respuesta, para ambas modulaciones, de la tensión del punto medio ante una perturbación en forma de inyección de corriente continua por el punto medio dada en el instante 0. Aunque las dos modulaciones son capaces de rechazar la perturbación, se puede apreciar que la modulación 1 presenta un mayor rizado que la modulación 0.



**Fig 8.16.-** Respuesta de tensión del punto medio ante perturbación

### 8.3.2 Modulación 2

Con la modulación anterior se reducía la amplitud máxima de la tensión en modo común total de  $\pm 4/6$  de  $V_{bus}$  a  $\pm 3/6$  de  $V_{bus}$ , consiguiéndose una reducción en el valor de la corriente por tierra. Sin embargo, esta corriente depende más del número y la amplitud de los saltos en dicha tensión que de los valores máximos de la tensión en modo común, ya que son los saltos los que excitan los LC del circuito en modo común.

En la **Fig 8.17** se observa como en la modulación 0 y en la 1 el número y amplitud de los saltos en la tensión en modo común son idénticos. En cada período de muestreo ( $400 \mu s$ ) se producen 8 saltos de amplitud  $1/6$  de  $V_{bus}$ . Esto es debido a que la tensión en modo común introducida por un único convertidor tiene 4 saltos de  $1/6$  de  $V_{bus}$  en cada período de muestreo, como se puede comprobar al observar las secuencias vectoriales utilizadas. Al ser la tensión en modo común total la resta de la tensión en modo común de cada convertidor, estas 4 variaciones por convertidor se convierten en 8 variaciones en la tensión total.

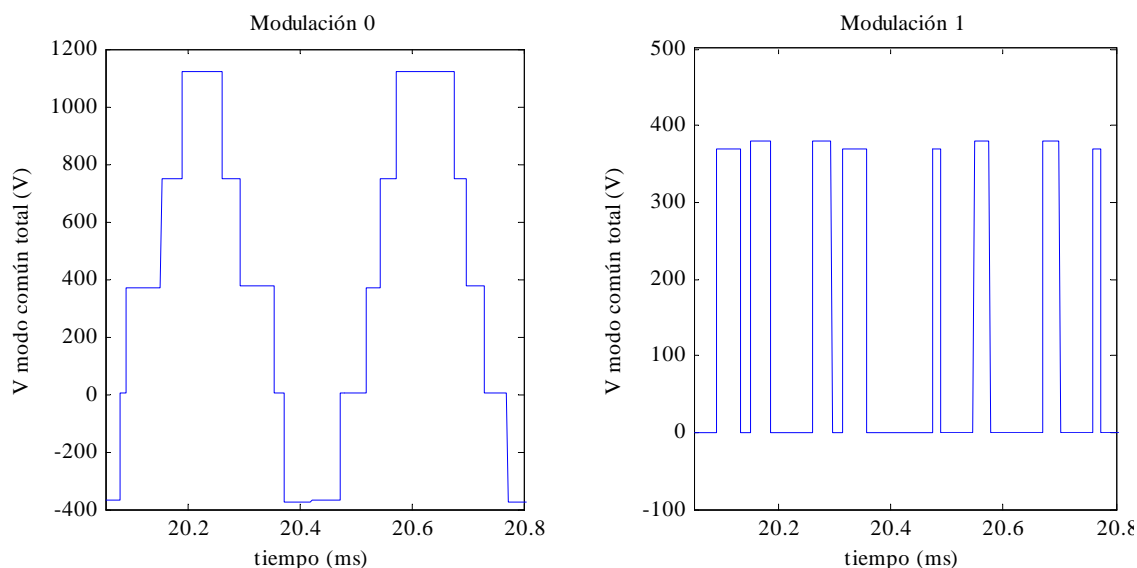


Fig 8.17.- Variaciones en la amplitud de la tensión en modo común

Si la modulación 1 reduce algo la corriente por tierra es debido a que al utilizar ambos convertidores el mismo tipo de secuencias, los saltos en la tensión en modo común de cada convertidor tienen el mismo signo, lo que hace que en el caso de alguna conmutación simultánea entre ambos convertidores la tensión total de modo común no varíe.

Una manera más efectiva de reducir la corriente por tierra consiste en disminuir el número de saltos en la tensión en modo común de cada convertidor. En [VID07] se propone cambiar las regiones utilizadas en la modulación de tal manera que en cada región, de los tres vectores que se utilicen, dos introduzcan una tensión en modo común idéntica. La modulación 2 que se va a presentar a continuación utiliza esta técnica, por lo que no es novedosa. A pesar de ello, se comenta en esta tesis porque las dos siguientes modulaciones, la 3 y la 4, que sí que son novedosas, están basadas en ésta.

La modulación 2 consiste en utilizar el mapa de vectores representado en la **Fig 8.18**. En este mapa también se indica, mediante flechas, el orden en el que se utilizan los vectores dentro de cada región. Al igual que en la modulación 0, las secuencias son de ida y vuelta, es decir, primero se utilizan unos vectores y luego se utilizan esos mismos vectores pero con orden inverso. Con esta nueva distribución de regiones y este orden de vectores, se pasa de tener en la tensión en modo común de un único convertidor cuatro cambios de  $\frac{1}{6}$  de  $V_{bus}$  cada período de muestreo a tener dos cambios de la misma amplitud durante dicho intervalo. Esto reduce el número de cambios en la tensión de modo común total de 8 por período de muestreo a 4 por período de muestreo, en ambos casos siendo las variaciones de  $\frac{1}{6}$  de  $V_{bus}$ .



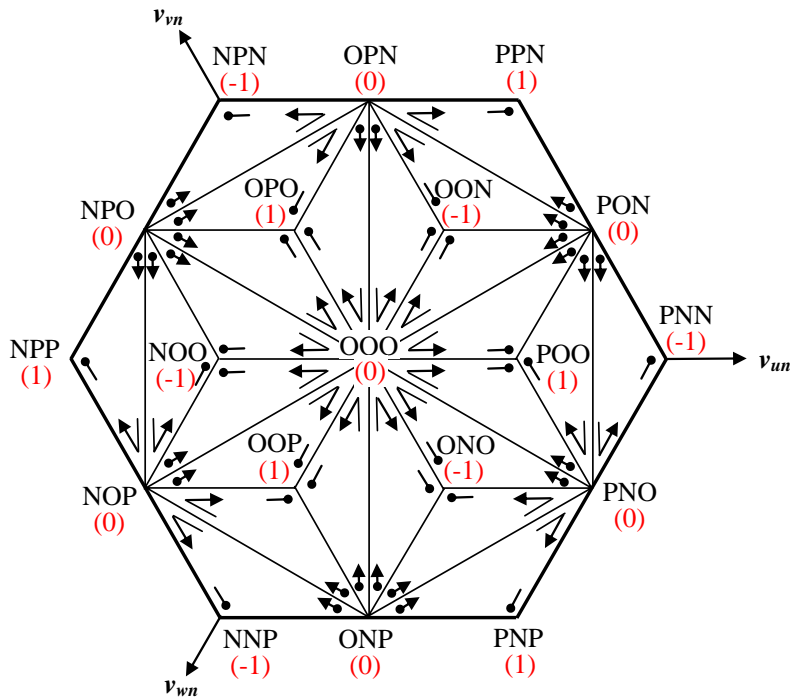
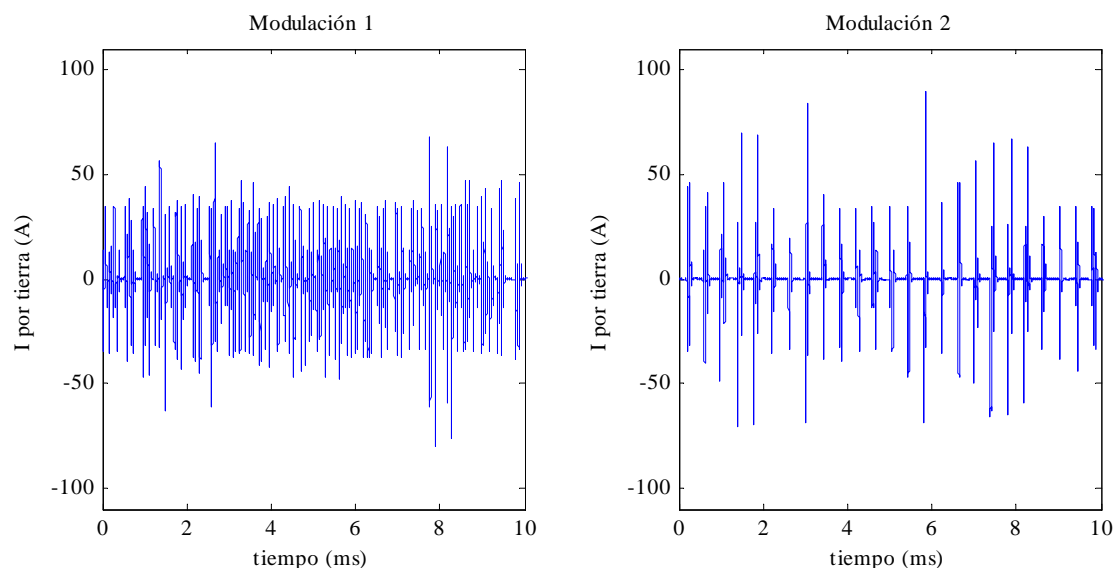


Fig 8.18.- Mapa vectorial de la modulación 2

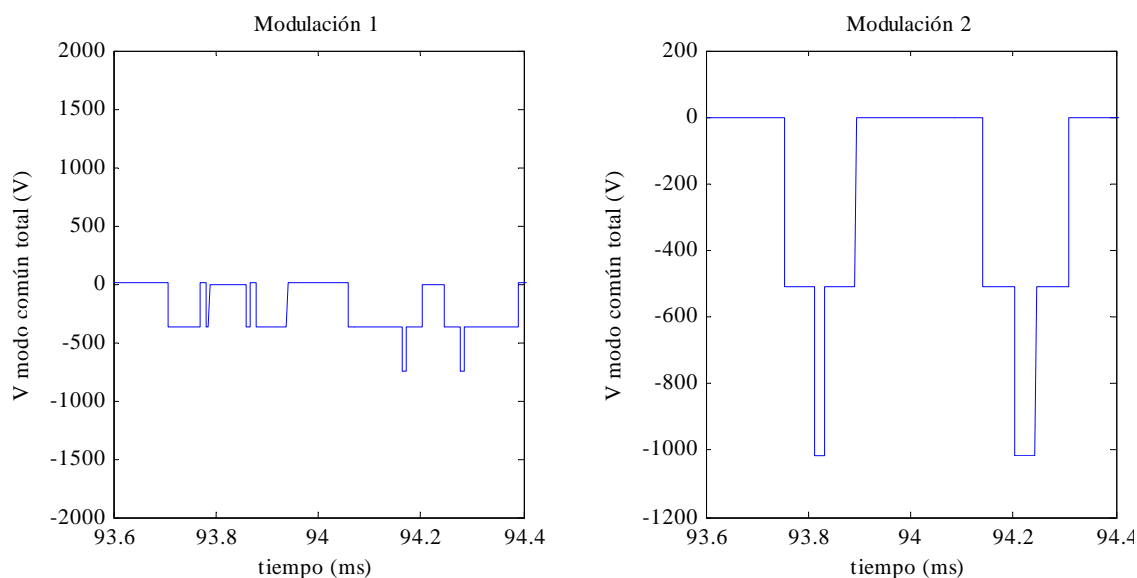
Lógicamente, al cambiar el mapa de regiones, también se debe cambiar el algoritmo utilizado para la modulación vectorial. En el transcurso de esta tesis se ha desarrollado un algoritmo que minimiza el número de cálculos necesarios para obtener los tiempos de emisión de cada vector. Dicho algoritmo está expuesto en el **Anexo B**. Utilizando este algoritmo, el incremento en el tiempo de cálculo necesario para esta modulación respecto al necesario para la modulación 0 (descrita en el apartado **3.3.2**) es prácticamente despreciable, ya que las pocas operaciones extra necesarias son operaciones tipo suma o permutación, no consumiendo apenas tiempo de cálculo.

Introduciendo al modelo de modo común las tensiones producidas al utilizarse esta modulación, se obtiene la corriente por tierra representada a la derecha de la **Fig 8.19**. Si se compara la corriente por tierra originada por la modulación 2 con la originada por la modulación 1, se observa como con la modulación 2 el número de picos en dicha corriente es sensiblemente menor. La amplitud máxima de estos picos es de alrededor de 90 A. Este menor número de picos también se traduce en un descenso del valor eficaz de la corriente, pasando de 13.4 Arms a 9.3 Arms.



**Fig 8.19.- Corriente por tierra con modulación 1 y 2**

Esta reducción en la corriente por tierra viene originada por el menor número de variaciones en la tensión de modo común total. Esto se puede ver claramente en la **Fig 8.20**, donde se observan 4 saltos por período de muestreo en la modulación 2 frente a 4 saltos en la modulación 1.

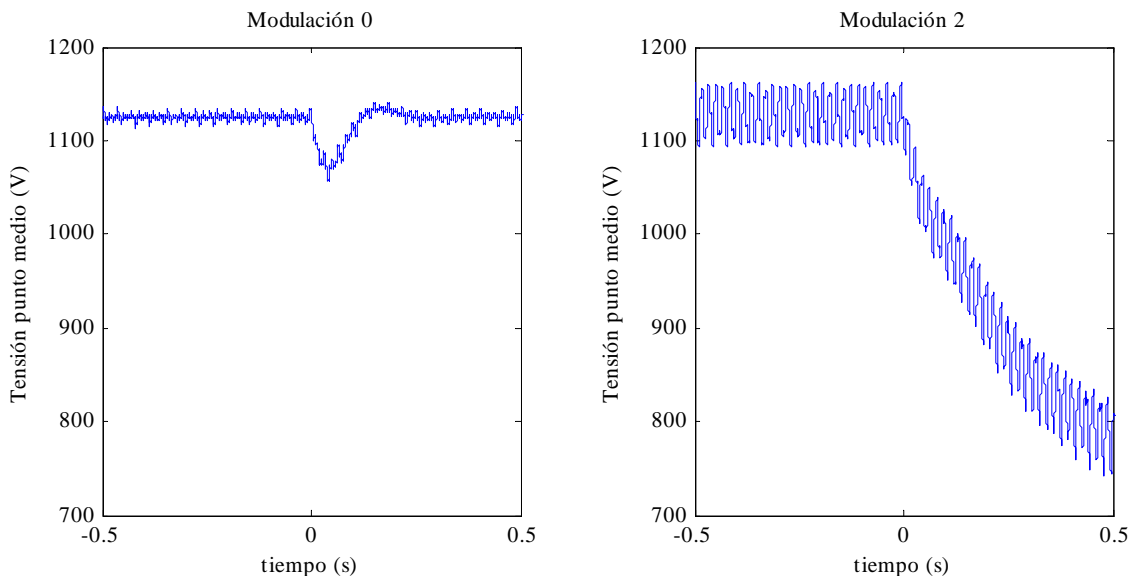


**Fig 8.20.- Tensión en modo común total para modulaciones 1 y 2**

Al utilizarse secuencias de vectores no optimizadas en cuanto a número de conmutaciones (ver **Anexo B**), las pérdidas aumentan con respecto a las modulaciones anteriores. Concretamente, las pérdidas de la modulación 2 son el 121.5% de las obtenidas con la modulación 0.

La distorsión armónica también aumenta debido a la forma de las regiones utilizadas. Cuanto mayor es la distancia entre el vector referencia a sintetizar y los vectores del mapa vectorial que se utilizan para sintetizarlo, mayor es la distorsión armónica. Utilizar regiones con forma de triángulos equiláteros, tal como las utilizadas en la modulación 0, minimiza esta distancia, lo que permite minimizar la distorsión armónica. Al haberse cambiado la forma de las regiones en la modulación 2, la distorsión armónica aumenta, siendo la suma cuadrática de armónicos que presenta la modulación 2 el 133.2% de la que presenta la modulación 0.

La modulación 2 no permite variar de tipo de vector pequeño, por lo que el control de la tensión del punto medio se hace imposible. En la **Fig 8.21** se hace patente este hecho, primero por el gran rizado que presenta la tensión del punto medio en comparación con la tensión obtenida con la modulación 0, y luego por el desvío permanente que provoca la perturbación en forma de corriente continua por el punto medio introducida en el instante 0.



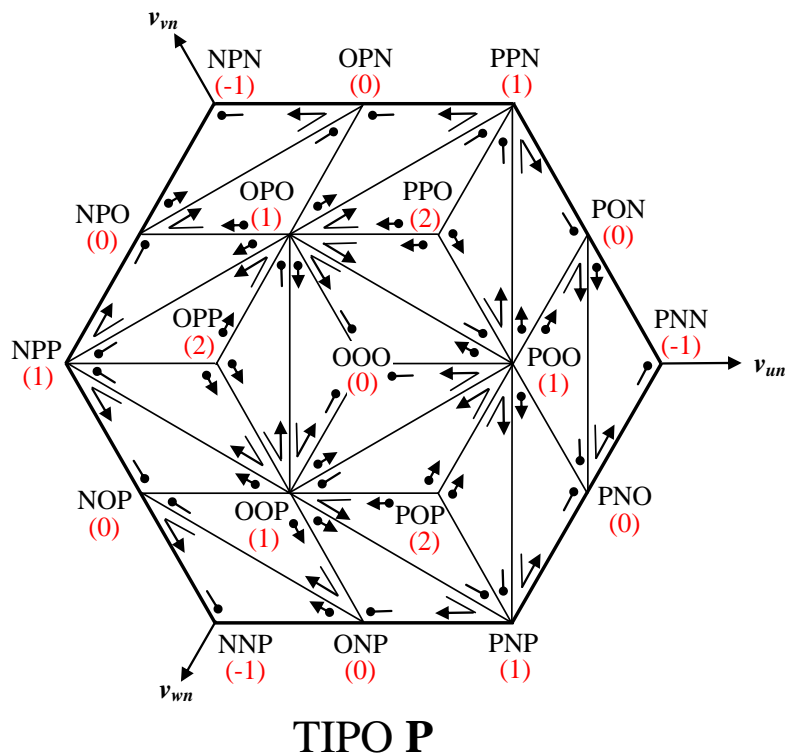
**Fig 8.21.- Tensión del punto medio con modulación 0 y 2**

### 8.3.3 Modulación 3

La modulación 2 consigue reducir el número de variaciones en la tensión de modo común introducida por los convertidores, reduciéndose también por lo tanto las corrientes en modo común. Sin embargo, al utilizarse esta modulación se pierde la capacidad de control de la tensión del punto medio. La modulación 3 que se propone en la presente tesis permite controlar dicha tensión sin aumentar el número de variaciones en la tensión en modo común, lo que representa una ventaja respecto a la modulación presentada en [VID07]. Esto se consigue utilizando los mapas de vectores mostrados en

la **Fig 8.22** y en la **Fig 8.23**, que permiten utilizar tipos de vector pequeños distintos sin aumentar el número de cambios en la tensión de modo común. En dichos mapas también se muestra el orden de utilización de los vectores. Al igual que en las modulaciones 2 y 0, las secuencias son de ida y vuelta. El control de la tensión del punto medio se realiza de igual manera que con la modulación 0, mediante control por histéresis, seleccionando el tipo de vector pequeño más adecuado a la situación del punto medio. En función del tipo de vector se utiliza un mapa u otro para realizar la modulación.

Al igual que para la modulación 2, para esta modulación también se ha desarrollado un algoritmo que intenta minimizar el tiempo de cálculo necesario. Dicho algoritmo se expone en el **Anexo C**. Al ser esta modulación más compleja que la modulación 2, el tiempo de cálculo aumenta levemente, ya que se incluye alguna operación compleja más, concretamente, una raíz cuadrada, una arcotangente, un seno y un coseno más que las operaciones necesarias para la modulación 2.



**Fig 8.22.- Mapa vectorial de la modulación 3 para tipo P**

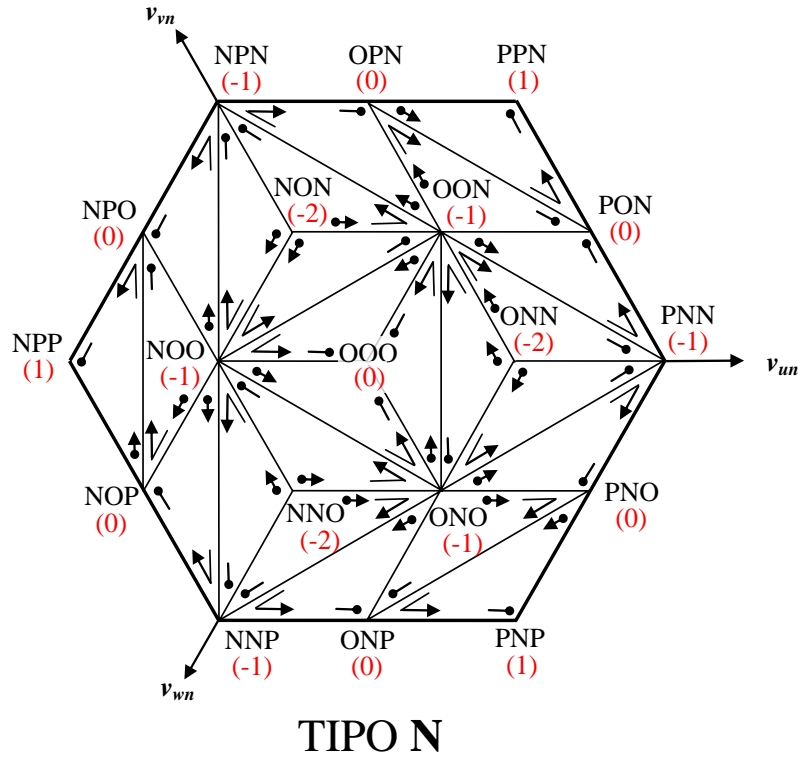


Fig 8.23.- Mapa vectorial de la modulación 3 para tipo N

Esta modulación permite utilizar vectores pequeños de tipo **P** o tipo **N** según convenga, lo que proporciona un correcto control de la tensión del punto medio, similar al que se consigue con la modulación 0. En la siguiente figura se aprecia cómo se rechaza correctamente la perturbación en el punto medio y como la tensión presenta un nivel de rizado solamente un poco superior al logrado con la modulación 0.

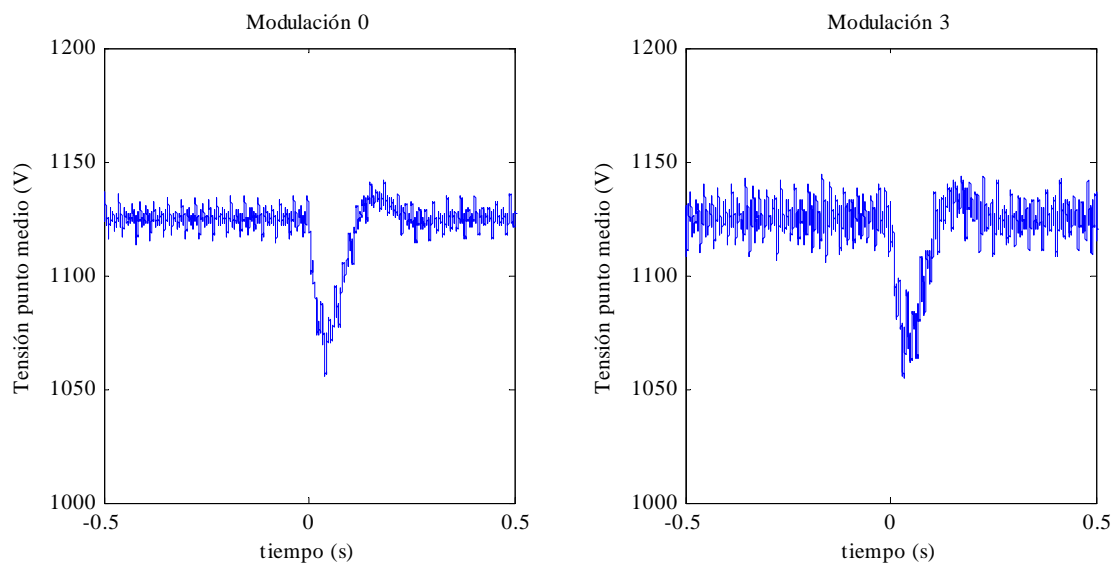
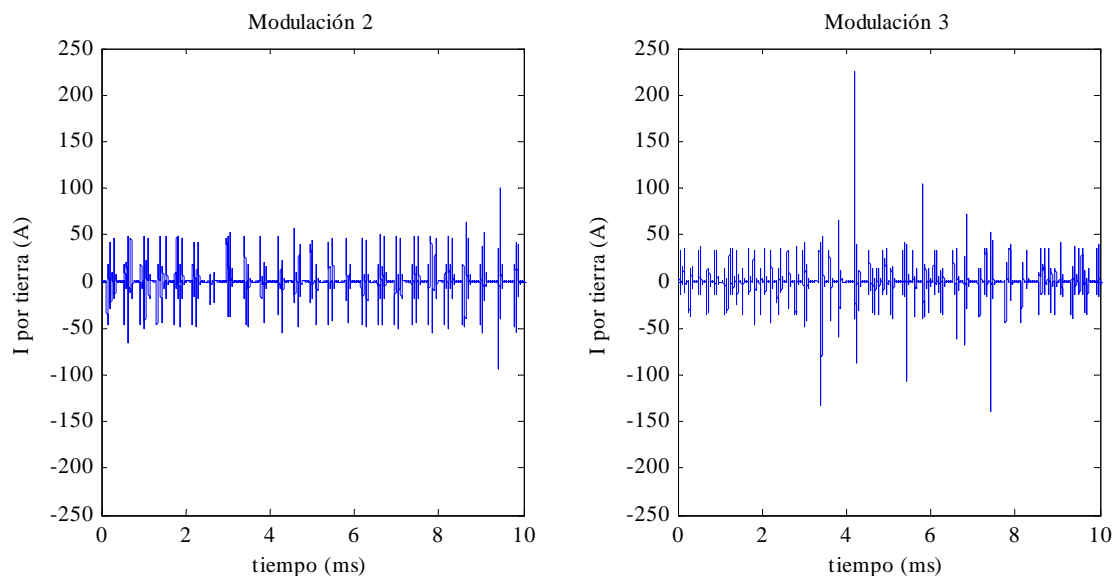


Fig 8.24.- Tensión del punto medio con modulaciones 0 y 3

Las pérdidas de conmutación de la modulación 3 son superiores a las de la modulación 2 (mientras la modulación 2 tenía el 121.5% de las pérdidas con la modulación 0, la modulación 3 tiene el 137.2%) debido a las conmutaciones extra en los cambios de tipo. La distorsión armónica es similar a la introducida por la modulación 2 (129.3% de la modulación 0 frente al 133.2% que introducía la modulación 2).

En lo que se refiere a la corriente por tierra, el valor eficaz aumenta (con respecto a la modulación 2) de 9.3 a 12.5 Arms, a pesar de que el número de variaciones en la tensión en modo común por período es idéntico en ambas modulaciones. Esto es debido a las grandes variaciones en la tensión en modo común que se dan en la modulación 3 en los cambios de región y sobre todo en los cambios de tipo.

En la modulación 2 no aparecen saltos mayores de un  $\frac{1}{6}$  de  $V_{bus}$  debido a que todas las secuencias de vectores, independientemente de la región, empiezan y acaban con una tensión en modo común de 0 (**Fig 8.18**). Por lo tanto, al inicio y al final del período de muestreo la tensión en modo común total siempre será nula, incluso en los momentos en los que alguno de los convertidores cambia de región. Sin embargo, en la modulación 3 las secuencias de vectores pueden empezar con distintos valores de tensión en modo común, tal y como se puede ver observando los mapas de vectores (**Fig 8.22** y **Fig 8.23**). Esto provoca que cuando un convertidor cambie de región, o ambos cambien de tipo (a recordar que el cambio de tipo es simultáneo en ambos convertidores), los saltos en la tensión en modo común sean mayores a  $\frac{1}{6}$  de  $V_{bus}$ . A la derecha de la **Fig 8.25** se observan los picos en la corriente por tierra causados por estos saltos de mayor amplitud.



**Fig 8.25.- Corriente por tierra con modulación 2 y 3**

En la siguiente figura se aprecia el gran pico (casi 250 A) en la corriente por tierra originado por una variación en la tensión de modo común de amplitud  $V_{bus}$ .

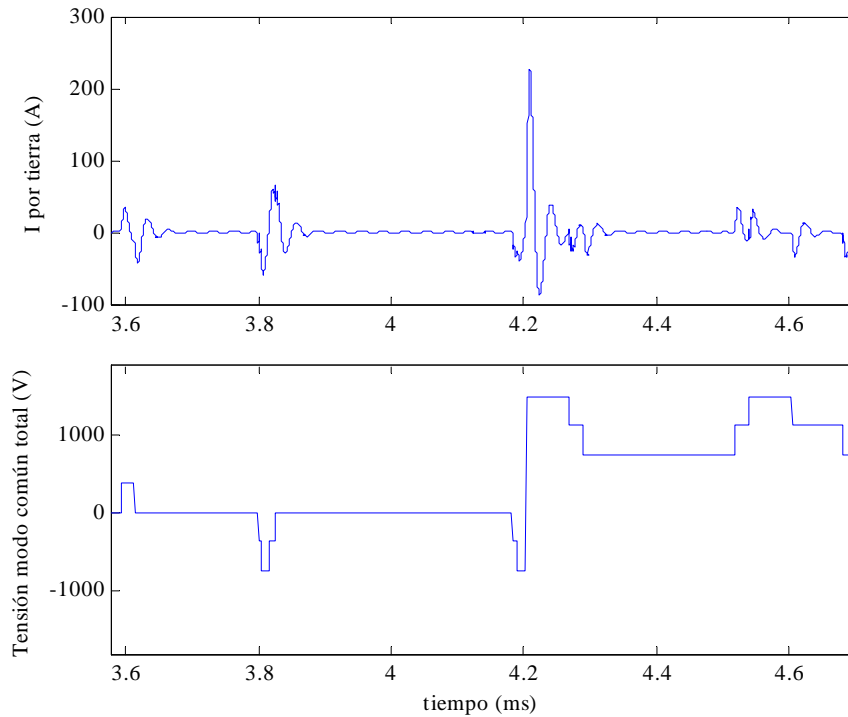


Fig 8.26.- Detalle de pico en corriente por tierra

### 8.3.4 Modulación 4

La modulación anterior permite controlar la tensión del punto medio manteniendo los cuatro saltos de  $1/6$  de  $V_{bus}$  por período de muestreo en la tensión en modo común total. Sin embargo, en los cambios de región y en los cambios de tipo se producen saltos mayores de  $1/6$  de  $V_{bus}$ , lo que origina grandes picos en la corriente por tierra y el aumento del valor eficaz de dicha corriente respecto a la modulación 2. La última modulación que se propone en esta tesis, la modulación 4, pretende resolver este problema limitando la variación de la tensión en modo común total a su mínimo valor posible.

A partir de ahora, teniendo en cuenta que las variaciones en la tensión de modo común están discretizadas a  $1/6$  de  $V_{bus}$ , se tomará este valor como unidad de medida para dichos saltos. También, a cada región del mapa vectorial se le ha asociado una clase, que coincide con el valor de la tensión en modo común que introduce al principio del período de muestreo (**Tabla 8.3**). Esta variedad en las tensiones en modo común de inicio hace que en los cambios de región y sobre todo en los cambios de tipo las variaciones en la tensión en modo común total aumenten.

$k=0,1,2$	clase (tipo P)	clase (tipo N)
Si región=1+8k	1	-1
Si región=2+8k	2	-2
Si región=3+8k	2	-2
Si región=4+8k	1	-1
Si región=5+8k	1	-1
Si región=6+8k	0	0
Si región=7+8k	2	-2
Si región=8+8k	1	-1

Tabla 8.3.- Clase de las distintas regiones

Mediante la **Tabla 8.3** y conociendo el tipo de vector que utiliza cada convertidor (a recordar que el tipo de vector es complementario, si un convertidor utiliza vectores tipo **P** el otro utiliza vectores tipo **N**) es posible conocer la tensión en modo común inicial total  $V_{mcini}$  que se va a imponer en el período de muestreo siguiente, ya que se corresponderá a la resta entre la tensión en modo común que introduce al inicio del período el **MSC** y la tensión que introduce el **GSC**, o lo que es lo mismo, a la resta entre la clase de la región donde esté situada la tensión de referencia del **MSC** y la clase de la región del **GSC** (8.8). La tensión en modo común con la que va a acabar el período de muestreo actual ( $V_{mcant}$ ) también es una variable conocida.

$$(8.8) \quad V_{mcini} = clase_{MSC} - clase_{GSC}$$

El objetivo de la modulación 4 es igualar  $V_{mcant}$  y  $V_{mcini}$ , y en el caso de que no sea posible, minimizar la diferencia entre ambas. La modulación se sigue realizando con los mismos mapas vectoriales de la modulación 3. Para limitar la variación en la tensión en modo común entre dos períodos de muestreo (dentro del período de muestreo la variación ya está limitada a 1, debido a que se utilizan los mapas vectoriales de la modulación 3), se usan dos métodos. Por un lado, cambiar el orden de los vectores en la secuencia a utilizar y, por el otro, cambiar el tipo de vectores a utilizar por un convertidor.

En la modulación 3 las secuencias de vectores son tales que, en el caso de utilizar vectores tipo **P**, primero se utiliza el vector (o vectores) con una tensión en modo común mayor, luego los vectores con modo común menor, y por último se acaba utilizando otra vez los mismos vectores del principio. En el caso de vectores tipo **N**, la secuencia es la contraria, ya que primero se utiliza el vector con modo común menor. Se pueden utilizar otras secuencias (a partir de ahora denominadas como “inversas”) que intercambian el



orden de la tensión en modo común introducida, utilizándose primero los vectores con menor modo común y luego los vectores con mayor modo común en el caso de vectores tipo **P**, y haciendo lo contrario en el caso de vectores tipo **N** (a tener en cuenta que cuando se habla de mayor o menor modo común no se hace referencia al valor absoluto, sino al valor teniendo en cuenta también el signo). La modulación 4 hace uso de dichas secuencias inversas para limitar los saltos de tensión.

Para comprobar como esto es posible, se va a analizar un caso concreto. Supongamos que el **MSC** está en una región de clase 2 utilizando vectores tipo **P**, y el **GSC** está en una región de clase -1 utilizando vectores tipo **N**.

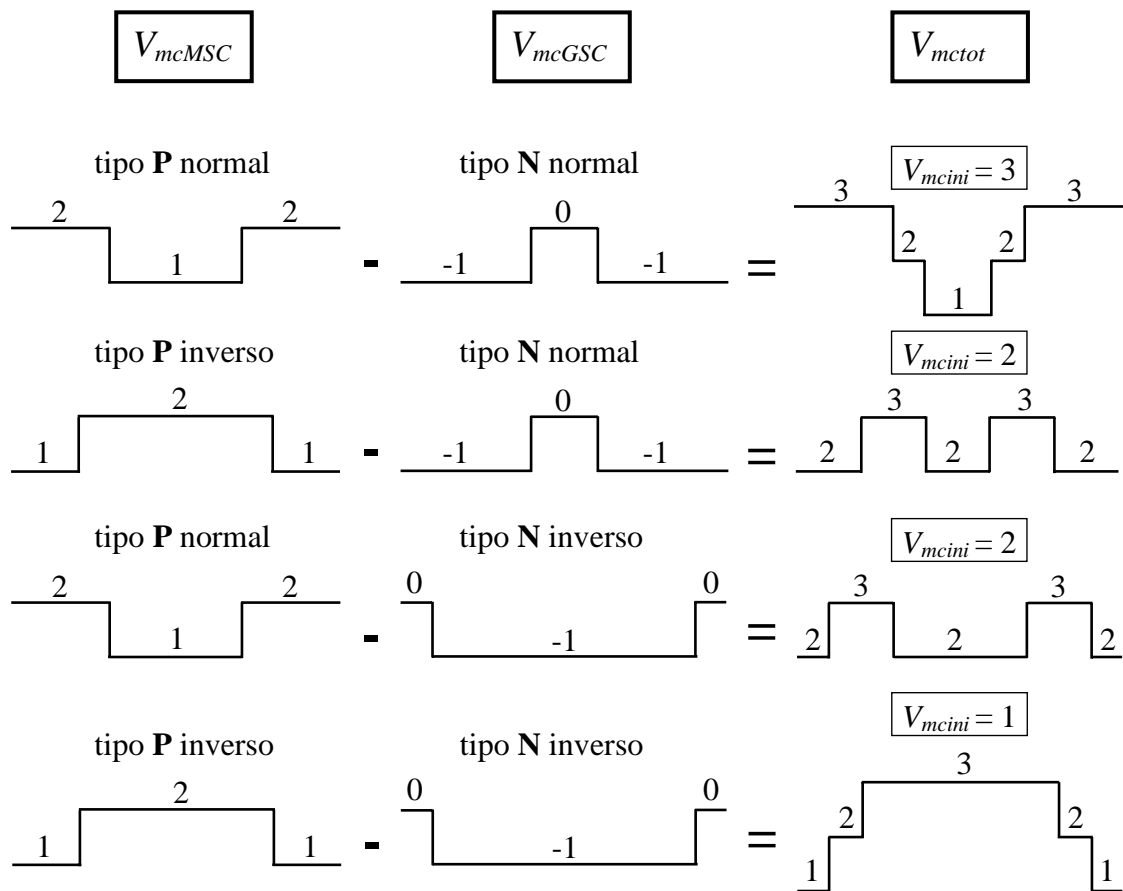


Fig 8.27.- Efecto de utilizar secuencias inversas con MSC con tipo P y GSC con tipo N

Como se ve en la **Fig 8.27**, utilizando secuencias inversas es posible alterar la tensión en modo común inicial que se va a introducir. El efecto de utilizar secuencias normales o inversas depende del tipo de vector que utilice cada convertidor, según se ve en la **Tabla 8.4**, donde se muestra la alteración producida en  $V_{mctot}$  respecto a la obtenida utilizando la relación (8.8).

	MSC tipo P GSC tipo N	MSC tipo N GSC tipo P
MSC normal, GSC normal	0	0
MSC inverso, GSC normal	-1	+1
MSC normal, GSC inverso	-1	+1
MSC inverso, GSC inverso	-2	+2

Tabla 8.4.- Variación de  $V_{m\text{cini}}$  con secuencias normales e inversas

Variando el tipo de secuencia se puede adaptar  $V_{m\text{cini}}$  para que se iguale a la tensión en modo común final  $V_{m\text{cant}}$  del período de muestreo anterior. Por ejemplo, para el caso mostrado en la Fig 8.27, si  $V_{m\text{cant}}$  tiene un valor de 1, se utilizarían secuencias inversas en ambos convertidores. Así se consigue que la tensión en modo común sea la misma al inicio del presente período que al final del anterior. De la otra manera, utilizando secuencias normales, la tensión en modo común sufriría una variación de  $\frac{2}{6}$  de  $V_{\text{bus}}$  entre los dos períodos de muestreo.

En algunos casos, sobre todo cuando el algoritmo de tensión del punto medio cambia el tipo de vector que están utilizando los convertidores, la diferencia entre  $V_{m\text{cant}}$  y  $V_{m\text{cini}}$  es demasiado amplia como para que pueda ser anulada mediante secuencias inversas. En estos casos, existe la opción de cambiar el tipo de vector utilizado por un convertidor, de tal manera que sea el contrario al que impone el control del punto medio. Esto se traduce en que los dos convertidores trabajen con el mismo tipo de vector en vez de con tipo diferente. Al cambiar el tipo de vector de un convertidor, también cambiará la clase de la región en la que está el vector referencia, y por lo tanto el valor de la tensión en modo común que introducirá este convertidor. En la Fig 8.28 se muestra como varía la tensión en modo común introducida para el caso de un mismo vector referencia pero distinto tipo de vector a utilizar.

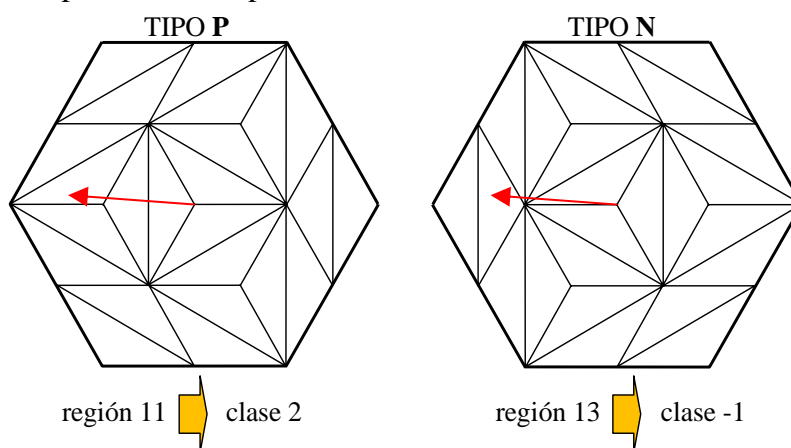


Fig 8.28.- Cambio de tensión en modo común introducida al cambiar de tipo

Cambiando el tipo de vector a utilizar por el **GSC** o por el **MSC**, de tal forma que los dos convertidores trabajen con tipos iguales,  $V_{mcini}$  cambiará, pudiendo quedarse más cerca de  $V_{mcant}$ . Hay que tener en cuenta que existen dos opciones, cambiar el tipo del **GSC** o cambiar el tipo del **MSC**, y que las dos opciones darán un valor de  $V_{mcini}$  distinto. En lo siguiente se nombrará como  $V_{mcinitipcon}$  a la  $V_{mcini}$  asociada al caso de utilizar los tipos de vector que indica el control de tensión del punto medio, y  $V_{mcinitipig}$  a la  $V_{mcini}$  obtenida al utilizar tipos iguales. Aparte de trabajar con tipos iguales, también se pueden variar las secuencias a utilizar, de igual manera a como se hacía trabajando con tipos distintos. En la **Tabla 8.5** se muestra la variación de  $V_{mcinitipig}$  ante cambios en las secuencias utilizadas.

	<b>MSC tipo P</b> <b>GSC tipo P</b>	<b>MSC tipo N</b> <b>GSC tipo N</b>
<b>MSC normal, GSC normal</b>	0	0
<b>MSC inverso, GSC normal</b>	-1	+1
<b>MSC normal, GSC inverso</b>	+1	-1
<b>MSC inverso, GSC inverso</b>	0	0

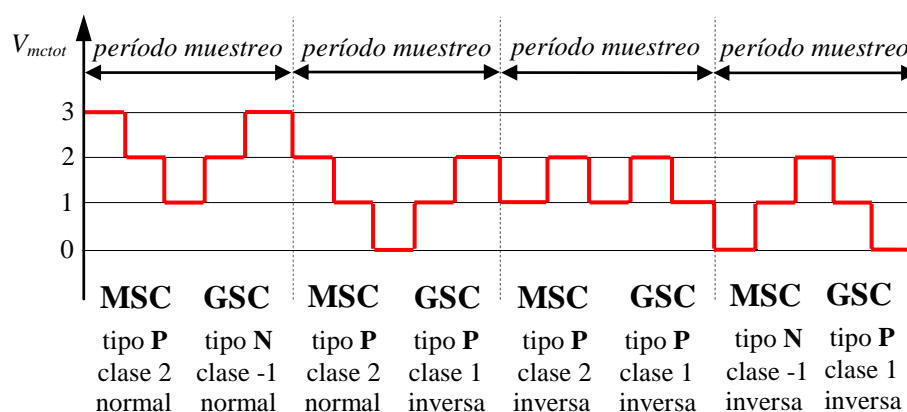
**Tabla 8.5.- Variación de  $V_{mcini}$  con secuencias normales e inversas y tipos iguales**

Trabajar con tipos iguales en ambos convertidores no es lo idóneo para el control del punto medio, por lo que esta solución sólo se empleará de manera transitoria. Por lo tanto, el objetivo de utilizar tipos iguales no es igualar  $V_{mcant}$  y  $V_{mcini}$ , sino acercar  $V_{mcant}$  a  $V_{mcinitipcon}$ . Por eso, cuando se utilicen tipos iguales se elegirá la combinación de secuencias inversas y normales cuya  $V_{mcini}$  se distancie en 1 respecto a  $V_{mcant}$ , y que el distanciamiento sea en dirección a  $V_{mcinitipcon}$ .

Por ejemplo, supóngase que el **MSC** está trabajando con vectores tipo **P** y en la región 11 (clase 2), y el **GSC** está trabajando con vectores tipo **N** (los dos convertidores trabajan con vectores de tipos distintos) en la región 21 (clase -1). Si en el período de muestreo siguiente el control de tensión del punto medio decide cambiar de tipo de vectores, el **MSC** tendría, en principio, que trabajar en la región 13 (clase -1) y el **GSC** en la región 20 (clase 1). Así,  $V_{mcant}$  tiene un valor de 3 y  $V_{mcinitipcon}$  vale -2. Esto significa que entre los dos períodos de muestreo la tensión en modo común total tendrá un salto de 5 sextos de  $V_{bus}$ . Utilizando secuencias inversas en ambos convertidores, teniendo en cuenta que el tipo de **MSC** es **N**, se podría elevar  $V_{mcinitipcon}$  hasta 0, reduciendo el salto a 3 sextos. Ante esta situación, se opta por que el **MSC** ignore el tipo de vector demandado por el control de tensión del punto medio, y siga utilizando vectores tipo **P**, por lo que seguirá en una región de clase 2. Así, la tensión inicial en

modo común total del período de muestreo pasa a ser  $V_{mcinitipig}$ , que vale 1. Utilizando secuencia inversa en el **GSC**, se puede elevar  $V_{mcinitipig}$  a 2, y así se consigue reducir el salto entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipig}$  a 1. En el siguiente período de muestreo,  $V_{mcant}$  pasa a ser 2 (como los períodos de muestreo acaban con la misma tensión en modo común con la que empiezan,  $V_{mcini}$  de un período pasa a ser  $V_{mcant}$  del siguiente). Utilizando secuencias normales en ambos convertidores,  $V_{mcinitipig}$  valdrá 1. Se mantiene el salto de un sexto de tensión de bus, y se va acercando  $V_{mcant}$  a  $V_{mcinitipcon}$ . Por último, en el siguiente período ambos convertidores utilizan los tipos de vector correctos y secuencias inversas.

El proceso se muestra en la **Fig 8.29**. Se ha pasado de tener un salto en la tensión en modo común de  $\frac{3}{6}$  de  $V_{bus}$  a tener tres saltos de  $\frac{1}{6}$  de  $V_{bus}$ , simplemente utilizando durante dos períodos de muestreo el mismo tipo en ambos convertidores.

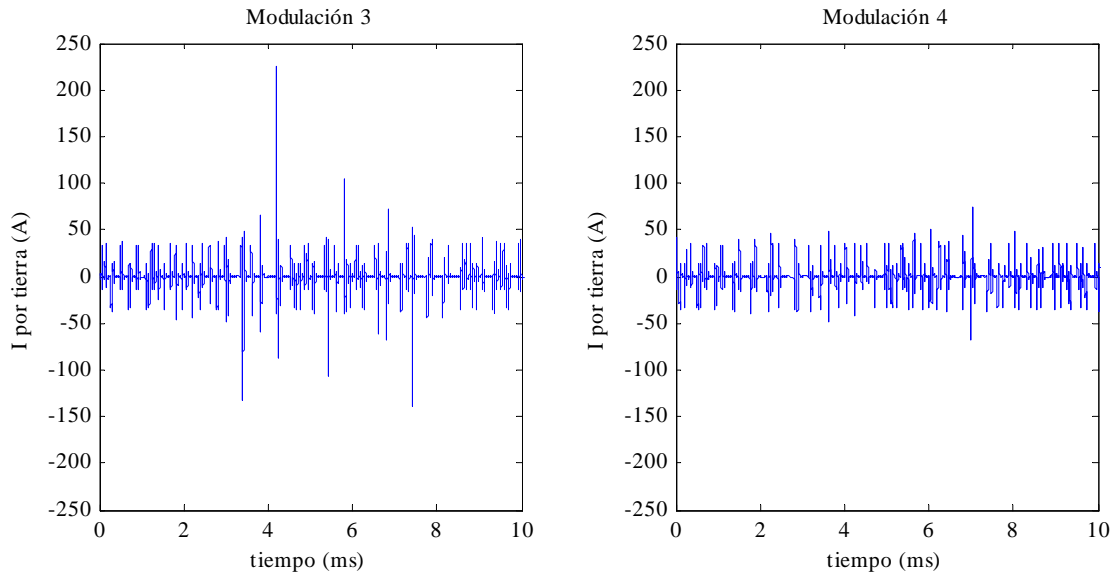


**Fig 8.29.- Cambio de tipo utilizando tipos iguales**

En situaciones muy ocasionales, esta técnica no consigue reducir el salto entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcini}$  a 1. En estos casos, se recurre a utilizar en cada convertidor los tipos contrarios a los exigidos por el control del punto medio. Del mismo modo que el utilizar tipos iguales, esto se hace sólo de forma transitoria y con el objetivo de acercar  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipcon}$ . Al utilizarse tipos contrarios a los necesarios para controlar el punto medio, cada convertidor utilizará un tipo distinto al otro, por lo que el efecto de utilizar secuencias normales o inversas es el mismo que el mostrado en la **Tabla 8.4**.

El algoritmo completo de la modulación 4 se expone en el **Anexo D**. Este algoritmo parte de los resultados de la modulación 3, e indica el tipo de vectores (**P** o **N**) y el tipo de secuencias (normales o inversas) a utilizar por cada convertidor para minimizar los saltos en modo común. No tiene ninguna operación compleja, ya que se basa en restas y en condiciones lógicas sencillas, por lo que el aumento de tiempo de cálculo provocado por la inclusión de esta modulación es despreciable.

En la **Fig 8.30** se comparan las corrientes por tierra obtenidas con la modulación 3 y la 4. Los grandes picos de corriente de la modulación 3 han desaparecido, siendo el máximo pico de corriente de la modulación 4 de alrededor de 80 A. El valor eficaz de la corriente también ha disminuido, pasando de 12.5 Arms a 9.7 Arms. Toda esta mejoría es debida a la limitación de los saltos en la tensión de modo común.



**Fig 8.30.- Corriente por tierra con modulaciones 3 y 4**

Las pérdidas de conmutación de las modulaciones 3 y 4 son muy parecidas (137.2% de la modulación 0 que se obtiene con la modulación 3 frente al 138.2% que se obtiene con la 4). También es similar la distorsión armónica de la modulación 4 (128.1% de la modulación 0) y la modulación 3 (129.3%). Esto es debido a que las regiones y vectores utilizados en ambas modulaciones no cambian, simplemente cambia el orden en que se emiten dichos vectores.

En cuanto al control de la tensión del punto medio, la modulación 4 controla el punto medio perfectamente, al igual que la modulación 3. En la **Fig 8.31** se aprecia un nivel de rizado ligeramente superior al conseguido con la modulación 3, debido a que los cambios de tipo demandados por el control de la tensión del punto medio no se realizan inmediatamente.

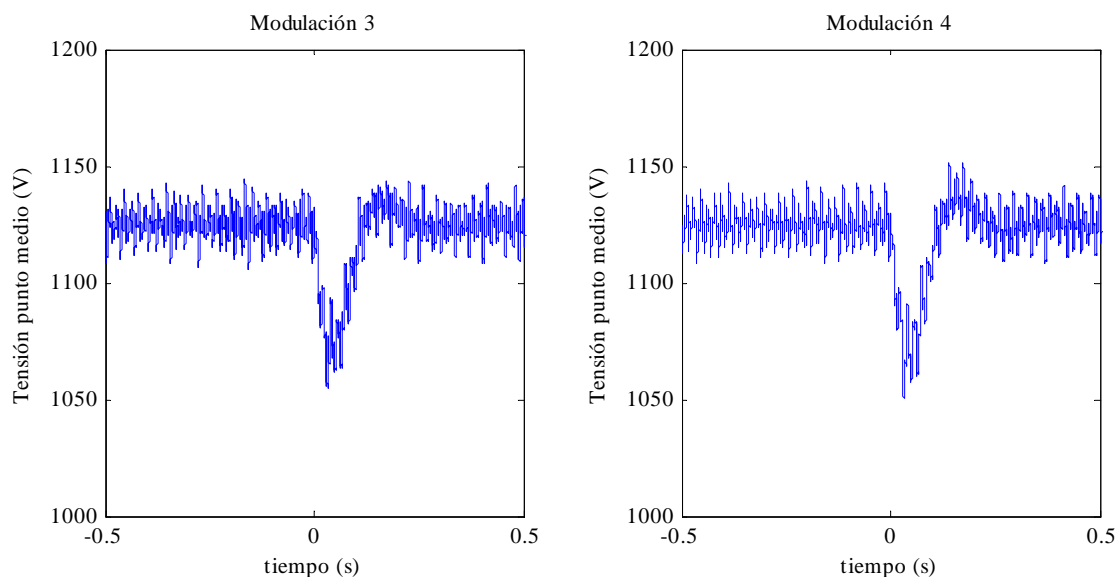


Fig 8.31.- Tensión del punto medio con modulaciones 3 y 4

## 8.4 Conclusiones

En este capítulo se han presentado cuatro modulaciones que persiguen reducir las corriente por tierra originadas en el sistema, disminuyendo para ello la tensión en modo común introducida por el conjunto de los dos convertidores, el **GSC** y el **MSC**. De estas cuatro modulaciones, tres son originales (la 1, la 3 y la 4), mientras que la modulación 2 está presentada en [VID07].

La primera modulación presentada consiste en hacer que los dos convertidores trabajen siempre con el mismo tipo de vector, sea **P** o **N**. La segunda modulación utiliza un mapa vectorial distinto al de la modulación original, de tal manera que se reduce el número de variaciones en la tensión en modo común, pero se pierde la redundancia de los vectores pequeños necesaria para el control del punto medio. La tercera modulación utiliza dos tipos de mapa vectorial, cada uno asociado a un tipo de vector, **P** o **N**. Así se recupera el control del punto medio, sin aumentar el número de variaciones de tensión en modo común que tenía la modulación 2. Por último, la modulación 4 utiliza los mismos mapas vectoriales que la modulación 3, y mediante cambios en el orden de los vectores y suavizando la transición entre un tipo y otro de vector, consigue reducir las corrientes por tierra originadas por la modulación 3, manteniendo el control del punto medio.

Para comparar las distintas modulaciones entre ellas, se han utilizado diversas variables. Por un lado, se ha calculado el valor eficaz de las corrientes por tierra

obtenidas. También se ha comparado la distorsión armónica provocada por cada una de ellas, realizando la suma cuadrática de los armónicos de tensión a la salida del GSC, con frecuencias desde 100 Hz a 6 kHz. Las pérdidas de conmutación también se han calculado. Por último, se ha tenido en cuenta la capacidad de control de la tensión del punto medio. Todas estas variables están reflejadas en la siguiente tabla, donde los valores están referidos a los resultados obtenidos con la modulación 0.

<b>Modulación</b>	<b>I eficaz por tierra</b>	<b><math>\Sigma</math> armónicos</b>	<b>Pérdidas conmutación</b>	<b>Control punto medio</b>
0	1	1	1	SI
1	0.92	1.02	0.98	SI
2	0.64	1.33	1.21	NO
3	0.86	1.30	1.37	SI
4	0.67	1.28	1.38	SI

**Tabla 8.6.- Comparativa entre distintas modulaciones**

Tal y como se ve en esta tabla, las modulaciones que más reducen el valor de las corrientes por tierra son la 2 y la 4. Ambas reducen estas corrientes en un 35%. Sin embargo, esta reducción se consigue a costa de aumentar la distorsión armónica, alrededor de un 30% en los dos casos, y también de más pérdidas de conmutación, el 20% más en el caso de la modulación 2, y el 40% más en el caso de la 4. Aunque la modulación 2 reduce las corrientes por tierra en igual medida que la 4 con la mitad de aumento en las pérdidas, tiene como desventaja el no permitir controlar la tensión del punto medio por software, por lo que en el caso de querer utilizar esta modulación habría que introducir un dispositivo de control hardware para el punto medio.





# 9

## Conclusiones y Líneas Futuras

### 9.1 Conclusiones

La energía eólica ha experimentado un continuo crecimiento en términos de potencia instalada e importancia dentro del sistema de generación eléctrico durante las últimas décadas. Este crecimiento ha venido acompañado por un aumento en la potencia de los aerogeneradores con vistas a reducir el coste de la energía producida.

Las estructuras de conversión clásicas, compuestas por un sistema back-to-back con convertidores binivel, limitan fuertemente la potencia con la que puede trabajar el sistema de conversión. Para hacer frente a este problema, en esta tesis se han estudiado dos soluciones posibles: cambiar la topología del convertidor o utilizar varios convertidores binivel en paralelo.

Existen varias opciones a la hora de sustituir al convertidor binivel: convertidores con condensadores flotantes, convertidores de diodos limitadores, conexión en serie de puentes en H con fuentes aisladas, etcétera. En esta tesis se ha escogido la opción del convertidor de tres niveles de diodos limitadores, también conocido como **NPC**. Este convertidor es el que actualmente goza de un mayor grado de desarrollo a nivel industrial. Sus ventajas son el reducido número de componentes extra necesarios, la reducción en el nivel de armónicos presentes en la onda de salida y, sobre todo, la

posibilidad de doblar la tensión del bus de continua respecto al convertidor binivel utilizando el mismo tipo de interruptores. Esto aumenta ampliamente la potencia que puede gestionar el convertidor. En el capítulo 3 se ha presentado esta topología, explicando su funcionamiento, la problemática del control de la tensión del punto medio (clave en el buen funcionamiento del convertidor) y analizando su modulación escalar y vectorial. Todo esto sirve de utilidad en capítulos posteriores de la tesis, cuando se comentan problemas que afectan específicamente a este convertidor (capítulo 5) o se utilizan los grados de libertad en la modulación de que dispone el NPC para reducir las tensiones en modo común introducidas al sistema (capítulo 8).

En el capítulo 4 se ha estudiado la opción de conectar varios convertidores en paralelo. Como primer paso, se han deducido unos modelos, más completos que aquellos encontrados en la literatura previa, que reproducen la interacción entre dos convertidores en paralelo. También se han ampliado estos modelos para el caso de la conexión en paralelo de  $n$  convertidores. Posteriormente se han presentado tres maneras de paralelizar convertidores: conexión directa, mediante impedancias y aislada, exponiendo diferentes opciones de control para cada una. Las aportaciones de esta tesis se han centrado en la conexión mediante impedancias.

Este tipo de conexión acepta dos estructuras de control posibles: la primera consistente en que cada convertidor controle su corriente total de salida, y la segunda basada en el control por separado de las diferentes componentes de la corriente de salida. La primera opción es la más sencilla, pero en algunos casos puede presentar problemas de estabilidad. En esta tesis se propone un criterio, basado en los modelos de interacción de convertidores anteriormente deducidos, que predice si esta opción será o no estable. La segunda opción no presenta problemas de inestabilidad, pero obliga a que la potencia se reparta de manera uniforme entre los convertidores, lo cual es un problema en el caso de convertidores lado red cuyos buses de continua estén separados. Para salvar este escollo se propone un pequeño cambio en la manera de calcular las consignas de corriente, que permite seguir utilizando esta estructura de control sin que los convertidores tengan que manejar exactamente la misma potencia.

Por último, se hace hincapié en la que se considera como opción óptima de conexión de convertidores en paralelo para sistemas eólicos. Esta opción consiste en paralelización directa en el lado máquina y conexión mediante impedancias en el lado red, con buses de continua separados. Con esta opción no es necesario introducir elementos extra para realizar la conexión. Las inductancias del filtro  $dv/dt$  son suficientes para la conexión directa del lado máquina, y la conexión mediante impedancias en el lado red se hace utilizando el filtro de salida de cada convertidor. Al

separar los buses de continua se puede controlar la corriente homopolar mediante los convertidores lado red. La estructura de control en el lado máquina consiste en un control de la corriente total de salida. En cuanto al lado red, es preferible que cada convertidor controle de forma independiente su corriente total de salida, ya que es la opción más sencilla. En el caso de que esta opción no sea posible por razones de inestabilidad, se deberá optar por el control de cada componente de corriente por separado.

Además del aumento de la potencia del sistema de conversión, otro reto de la energía eólica es mejorar su integración en la red de transporte eléctrico. Los capítulos **5**, **6** y **7** tratan sobre diferentes aspectos de esta integración. El capítulo **5** analiza la problemática de los huecos trifásicos. Estos huecos, que consisten en una caída de la tensión de la red, provocan que disminuya la capacidad de evacuar potencia del convertidor. Si el hueco es lo suficientemente profundo el exceso de potencia se acumula en el bus de continua, causando daños en los interruptores y en el propio bus. A lo largo del capítulo se proponen diferentes opciones para evitar esto. Las primeras dos propuestas consisten en reducir la potencia extraída de la máquina para compensar la pérdida de capacidad de evacuación. Esto tiene como desventaja los golpes de par que sufre el generador y, en el caso de convertidores **NPC**, la pérdida de la capacidad de control de la tensión del punto medio durante huecos muy profundos. Las siguientes dos propuestas solucionan estos problemas mediante la introducción de un chopper en el bus de continua. Estas propuestas particularizan el control del chopper para el caso del convertidor **NPC**, algo necesario debido a que en este convertidor es necesario asegurar el equilibrado entre las tensiones de los dos semibuses durante el funcionamiento del chopper. Por último, se proponen otras dos opciones que logran reducir la potencia a disipar en el chopper durante el hueco, disminuyendo gradualmente la potencia extraída del generador.

El capítulo **6** estudia los efectos de las asimetrías de la red en el sistema de conversión, efectos que se pueden resumir en oscilaciones tanto en la potencia suministrada a la red como en la tensión del bus de continua. En esta tesis se parte de soluciones a estos problemas ya propuestas anteriormente y se modifican estas soluciones para garantizar el cumplimiento de las normativas de red. Además, se propone un algoritmo que limita las potencias de referencia, tanto activa como reactiva, de tal manera que las corrientes de referencia calculadas a partir de estas potencias no puedan superar el límite máximo de corriente del convertidor.

El capítulo **7** aborda el tema de la regulación primaria en la energía eólica. Dicha regulación consiste básicamente en variar la potencia generada en función de la

frecuencia de red y, aunque de momento no es un requisito que deban cumplir los parques eólicos, a medida que crece la penetración de la energía eólica en el sistema de generación eléctrico es probable que se acabe demandando a medio plazo. Actualmente los aerogeneradores se controlan de tal manera que se intenta maximizar en todo momento la potencia obtenida del viento, por lo que no es posible realizar regulación primaria. En esta tesis se propone una técnica de control que posibilita cumplir con esta regulación mediante variaciones en el ángulo de pitch. La gran ventaja de la técnica propuesta es que está basada en el control que maximiza la potencia obtenida, por lo que los cambios a realizar en los algoritmos empleados habitualmente son mínimos.

El último capítulo de la tesis está dedicado a las corrientes de modo común. Estas corrientes de alta frecuencia causan diversos problemas, de los cuales los principales son el ruido electromagnético y el deterioro de rodamientos de los generadores. A medida que aumenta la potencia del aerogenerador es de esperar que también aumenten estas corrientes, ya que las capacidades parásitas del sistema se incrementan. Para intentar reducir estas corrientes se ha optado por reducir la fuente que las origina, las tensiones en modo común introducidas por el convertidor. Esto se ha hecho para el caso particular de convertidores **NPC**, ya que este convertidor presenta más opciones que el binivel a la hora de realizar cambios en la modulación. Con este objetivo, en esta tesis primero se ha propuesto un control de la tensión del punto medio que obliga a ambos convertidores, tanto el **GSC** como el **MSC**, a usar el mismo tipo de vector pequeño. Así se consigue reducir la amplitud máxima de la tensión en modo común del conjunto de los dos convertidores. Sin embargo, las corrientes en modo común dependen mucho más del número de saltos en la tensión en modo común que de su amplitud máxima, por lo que esta opción apenas logra reducir dichas corrientes.

El siguiente paso, por lo tanto, consiste en intentar disminuir este número de saltos. Para ello se parte de una modulación ya conocida en la literatura previa, que mediante cambios en las regiones del mapa vectorial respecto al mapa vectorial clásico consigue reducir en un tercio los saltos en la tensión en modo común. Sin embargo, tiene la desventaja de que no permite controlar la tensión del punto medio. Partiendo de esta modulación, se desarrollan dos nuevas modulaciones, que permiten controlar la tensión del punto medio y, al mismo tiempo, seguir reduciendo el número de saltos en la tensión en modo común. También se desarrollan algoritmos que minimizan el tiempo de cálculo necesario de estas nuevas modulaciones.

## 9.2 Aportaciones

A continuación se detallan las principales aportaciones que han surgido de los resultados de la presente tesis.

### - Contribuciones a congresos internacionales:

- Juankorena, X.; Esandi, I.; Lopez, J.; Marroyo, L., "Control of a Full-Converter Permanent Magnet Synchronous wind Generator with Neutral Point Clamped converters during a network fault", *IECON 2010*, 7-10 Nov. 2010, Phoenix.
- Juankorena, X.; Esandi, I.; Lopez, J.; Marroyo, L., "Method to enable variable speed wind turbine primary regulation", *POWERENG 2009*, 18-20 Mar. 2009, Lisboa.

### - Colaboraciones con empresa:

- Este trabajo de tesis se realizó en colaboración con Ingeteam Energy, en el marco del proyecto CENIT EOLIA. Duración: de mayo 2007 a mayo 2011.
- Integración en la plantilla de Ingeteam Energy (posteriormente Ingeteam Power Technology) en enero de 2011.

## 9.3 Líneas futuras

En esta tesis se ha intentado dar respuesta a algunas cuestiones relacionadas con el aumento de la potencia de los aerogeneradores y su integración en la red eléctrica. Sin embargo, al tratarse de un tema tan extenso y con tantos frentes abiertos, aún queda bastante por hacer.

Aunque el **NPC** es el convertidor multinivel más desarrollado y con mejores expectativas para convertirse en el dominante en aplicaciones de gran potencia, esto no quiere decir que haya que abandonar la búsqueda de nuevas estructuras multinivel capaces de mejorar las prestaciones del **NPC**. Una posible vía prometedora es la utilización de convertidores de diodos limitadores de más de 3 niveles. Aunque el aumento del número de niveles amplía los componentes extra respecto a un convertidor binivel y complica el control del sistema, estos inconvenientes se pueden ver compensados por la mejoría en la calidad de la onda de salida y por el aumento en la capacidad de potencia del convertidor. Además, los convertidores con mayor número de

niveles también tienen más vectores redundantes, con todas las posibilidades que ello implica a la hora de diseñar modulaciones que reduzcan pérdidas, tensiones en modo común, etcétera.

En el control durante asimetrías en la red queda pendiente estudiar cómo afecta el control por separado de las corrientes en secuencia inversa y directa a la estabilidad del sistema. El análisis clásico de estabilidad, consistente en analizar la estabilidad de un único lazo, no es válido en este caso, debido a la interacción que se produce entre las secuencias directa e inversa. Así, un sistema en el que un lazo de corriente tomado por sí sólo sea inestable, puede ser estable en su conjunto. Sería de gran interés poder obtener propiedades como el margen de fase y de ganancia de los lazos de corriente en su conjunto, teniendo en cuenta simultáneamente los lazos de corriente de la secuencia directa y los de la inversa.

Otra cuestión a analizar para el caso de las asimetrías consiste en estudiar el efecto de absorber corriente reactiva en secuencia inversa. Hoy en día, las normativas únicamente exigen inyectar corriente reactiva en secuencia directa, lo que eleva la tensión en dicha secuencia. No obstante, el absorber corriente reactiva en secuencia inversa reduciría la tensión en inversa, disminuyéndose así la asimetría. El hecho de tener que absorber reactiva en secuencia inversa implica cambios en la manera de obtener las corrientes de referencia y de limitar las potencias de consigna, por lo que habría que proponer nuevas estructuras de control.

Por último, a fin de paliar los efectos de las corrientes en modo común, se considera interesante la opción de conectar los neutros tanto de máquina como de red al punto medio del bus de continua del convertidor. Aunque esto aumentaría las corrientes en modo común, al ir encauzadas por cable parece probable que sus efectos negativos sean menores. Convendría estudiar en detalle la viabilidad de esta propuesta.

# Bibliografía

- [AGO11] Agorreta, J., "Modelado y control de inversores fotovoltaicos conectados en paralelo a la red", Tesis Doctoral, Univ. Pública de Navarra, 2011.
- [ALO01] Alonso, O.; Marroyo, L.; Sanchis, P., "A generalized methodology to calculate switching times and regions in space-vector modulation of multilevel converters", *EPE2001*, Graz, 2001.
- [ALO02] Alonso, O.; Marroyo, L.; Sanchis, P.; Gubia, Eugenio; Guerrero, A., "Analysis of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped inverters with SVPWM modulation", *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol.2, pp.920-925, 5-8 Nov. 2002.
- [ALO05] Alonso, O., "Análisis, diseño y control de convertidores multinivel de tipo NPC", Tesis Doctoral, Univ. Pública de Navarra, 2005.
- [ALT10] Altin, M.; Goksu, O.; Teodorescu, R.; Rodriguez, P.; Jensen, B.-B.; Helle, L., "Overview of recent grid codes for wind power integration", *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*, pp. 1152-1160, 20-22 May 2010.
- [AND07] Andresen, B.; Birk, J., "A high power density converter system for the Gamesa G10x 4,5 MW wind turbine", *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp. 1-8, 2-5 Sept. 2007.

- [BAH11] Bahrani, B.; Kenzelmann, S.; Rufer, A., "Multivariable-PI-based  $dq$  current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.7, pp.3016-3026, July 2011.
- [BAN10] Banham-Hall, D. D.; Taylor, G.A.; Smith, C.A.; Irving, M.R., "Towards large-scale direct drive wind turbines with permanent magnet generators and full converters", *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, pp. 1-8, 25-29 July 2010.
- [BER10] Berrutti, F., "Modelado y control de turbinas de aerogeneradores de velocidad variable", *8º Encuentro de especialistas en Energía, Potencia, Instrumentación y Medidas, IEEE*, Nov. 2010.
- [BLA06] Blaabjerg, F.; Teodorescu, R.; Liserre, M.; Timbus, A.V., "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [BON05] Bongiorno, M.; Svensson, J.; Sannino, A., "Dynamic performance of vector current controllers for grid-connected VSC under voltage dips", *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 2, pp. 904-909, 2-6 Oct. 2005.
- [BRY11] Bryant, A.; Shaoyong Yang; Mawby, P.; Dawei Xiang; Ran, L.; Tavner, P.; Palmer, P.R., "Investigation into IGBT  $dv/dt$  during turn-off and its temperature dependence", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 10, pp. 3019-3031, Oct. 2011.
- [BUS96] Busse, D.; Erdman, J.; Kerkman, R.J.; Schlegel, D.; Skibinski, G., "The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, vol. 2, pp. 561-569, 3-7 Mar. 1996.
- [CAC97] Cacciato, M.; Consoli, A.; Scarcella, G.; Testa, A., "Effects of PWM techniques on common mode currents in induction motor drives", *Industrial Electronics, 1997. ISIE '97., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 212-217, 7-11 Jul. 1997.
- [CAR92] Carrara, G.; Gardella, S.; Marchesoni, M.; Salutari, R.; Sciutto, Giuseppe, "A new multilevel PWM method: a theoretical analysis", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 3, pp. 497-505, Jul. 1992.
- [CEL99] Celanovic, N.; Borojevic, D., "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM



- inverters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, vol. 1, pp. 535-541, 14-18 Mar. 1999.
- [CHE09] Po-Tai Cheng; Jhao-Ming Chen; Chia-Lung Ni, "Design of a state-feedback controller for series voltage-sag compensators", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.45, no.1, pp.260-267, Jan-Feb. 2009.
- [CLA50] Clarke, E., "Circuit analysis of ac power systems", New York, NY: Wiley, vol. 1, 1950.
- [DEA07] de Almeida, R.G.; Peas Lopes, J.A., "Participation of doubly fed induction wind generators in system frequency regulation", *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol.22, no.3, pp.944-950, Aug. 2007.
- [DEB96] De Broe, A.M.; Julian, A.L.; Lipo, T.A., "Neutral-to-ground voltage minimization in a PWM-rectifier/inverter configuration", *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429)*, pp.564-568, 23-25 Sept. 1996.
- [DEK13] De Kooning, J.D.M.; Gevaert, L.; Van de Vyver, J.; Vandoorn, T.L.; Vandeveld, L., "Online estimation of the power coefficient versus tip speed ratio curve of wind turbines", *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp.1792-1797, 10-13 Nov. 2013.
- [DEL94] de Leon, F.; Semlyen, A, "Complete transformer model for electromagnetic transients", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 1, pp. 231-239, Jan. 1994.
- [EIR08] Grid Code, Ver.3.1 3, elaborated by The EirGrid April, 2008.
- [EKA03] Ekanayake, J.; Holdsworth, Lee; Jenkins, N., "Control of DFIG wind turbines", *Power Engineer*, vol.17, no.1, pp.28-32, Feb. 2003.
- [EON06] *Grid Code, High and Extra High Voltage*, E.ON Netz GmbH Bayreuth, Germany, April 2006.
- [ETX07] Etxeberria-Otadui, I; Viscarret, U.; Caballero, M.; Rufer, A; Bacha, S., "New optimized PWM VSC control structures and strategies under unbalanced voltage transients", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 5, pp. 2902-2914, Oct. 2007.
- [EWE11] European Wind Energy Association, "Design limits and solutions for very large wind turbines, Mar. 2011. Disponible en: [www.ewea.org/fileadmin/ewea\\_documents/documents/upwind/21895\\_UpWind\\_Report\\_low\\_web.pdf](http://www.ewea.org/fileadmin/ewea_documents/documents/upwind/21895_UpWind_Report_low_web.pdf)

- [FOR18] Fortescue, C. L.; "Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks", *Trans. Amer. Inst. Elect. Eng.*, vol. 37, no. 2, pp. 1027–1140, 1918.
- [FRA00] Fratta, A.; Pellegrino, G.M.; Scapino, F.; Villata, F., "Line termination net for load overvoltage cancellation in medium to high power three-phase PWM VSI induction motor drives", *Industrial Technology 2000. Proceedings of IEEE International Conference on*, vol.2, pp.261-266, 19-22 Jan. 2000.
- GUB[03] Gubía, E., "Análisis y atenuación de las perturbaciones de alta frecuencia generadas en accionamientos eléctricos", Tesis Doctoral, Univ. Pública de Navarra, 2003.
- [HAM88] Hamman, J.; Van der Merwe, F.S., "Voltage harmonics generated by voltage-fed inverters using PWM natural sampling", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 3, pp. 297-302, July 1988.
- [HAO00] Haoran Zhang; Von Jouanne, A.; Shaoan Dai; Wallace, A.K.; Fei Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.36, no.6, pp.1645-1653, Nov/Dec 2000.
- [HEI98] Heier, S., "Grid integration of wind energy conversion systems" John Wiley & Sons Ltd. 1998.
- [HOL04] Holdsworth, L.; Ekanayake, J. B.; Jenkins, N; "Power system frequency response from fixed speed and doubly fed induction generator based wind turbines", *Wind energy*, pp. 21-35, Jul. 2004.
- [HYE01] Hyeoun-Dong Lee; Seung-Ki Sul, "Common-mode voltage reduction method modifying the distribution of zero-voltage vector in PWM converter/inverter system", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.37, no.6, pp.1732-1738, Nov/Dec 2001.
- [IEE92] IEEE, "Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems", *IEEE Standard 519*, April 12, 1992.
- [IME07] Imecs, M.; Szabo, C.; Incze, I.I., "Stator-field-oriented vectorial control for VSI-fed wound-excited synchronous motor", *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference on*, pp. 303-308, 10-12 Sept. 2007.
- [IMS13] IMS Research press releases, "Why full-power wind converters are not overtaking the market yet", Sep. 2013. Disponible en: [www.imsresearch.com/press-release/why\\_full\\_power\\_wind\\_converters\\_are\\_not\\_overtaking\\_the\\_market\\_yet](http://www.imsresearch.com/press-release/why_full_power_wind_converters_are_not_overtaking_the_market_yet)

- [IWE11] Fraunhofer Institute for Wind Energy and Energy System Technology IWES, "Wind energy report Germany 2011", Jul. 2012. Disponible en: [windmonitor.iwes.fraunhofer.de/bilder/upload/Windreport\\_2011\\_engl.pdf](http://windmonitor.iwes.fraunhofer.de/bilder/upload/Windreport_2011_engl.pdf)
- [JUA09] Juankorena, X.; Esandi, I.; Lopez, J.; Marroyo, L., "Method to enable variable speed wind turbine primary regulation", *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, pp.495-500, 18-20 March 2009.
- [JUA10] Juankorena, X.; Esandi, I.; Lopez, J.; Marroyo, L., "Control of a full-converter permanent magnet synchronous wind generator with neutral point clamped converters during a network fault", *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp.3203-3209, 7-10 Nov. 2010.
- [KAK97] Kaku, B.; Miyashita, I; Sone, S., "Switching loss minimized space vector PWM method for IGBT three-level inverter", *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 144, no. 3, pp. 182-190, May 1997.
- [KAW88] Kawabata, T.; Higashino, S., "Parallel operation of voltage source inverters", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.24, no.2, pp.281-287, Mar-Apr 1988.
- [KOO10] Kah Leong Koo, "Harmonic assessments for filter design specifications at U.K. National Grid electricity transmission system for large wind farms", *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2010 45th International*, pp. 1-6, Aug.-Sep. 2010.
- [LI08] Li, H.; Chen, Z., "Overview of different wind generator systems and their comparisons", *Renewable Power Generation, IET*, vol. 2, no. 2, pp. 123-138, Jun. 2008.
- [MAR93] Marchesoni, M.; Mazzucchelli, M., "Multilevel converters for high power AC drives: a review", *Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93-Budapest., IEEE International Symposium on*, pp. 38-43, 1993.
- [MAR00] Marchesoni, M.; Mazzucchelli, M.; Tenca, P., "An optimal controller for voltage balance and power losses reduction in MPC AC/DC/AC converters", *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, vol. 2, pp. 662-667, 2000.
- [MCG01] McGrath, B.P.; Holmes, D.G.; Lipo, T.A., "Optimised space vector switching sequences for multilevel inverters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1123-1129, 2001.

- [MIC07] Michalke, G.; Hansen ,A.D.; Hartkopf, T.; "Fault ride-through and voltage support of permanent magnet synchronous generator wind turbines", *Nordic Wind Power Conference NWPC, Roskilde, Denmark*, 1-2 Nov 2007.
- [MIR06] Mirafzal, B.; Skibinski, G.; Ranga Tallam; Schlegel, D.; Lukaszewski, R., "Universal induction motor model with low-to-high frequency response characteristics", *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 1, pp. 423-433, 8-12 Oct. 2006
- [MOR06] Morren, J.; De Haan, S. W H; Kling, W.L.; Ferreira, J.A., "Wind turbines emulating inertia and supporting primary frequency control", *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol.21, no.1, pp.433-434, Feb. 2006.
- [MOT00] Motto, K.; Yuxin Li; Huang, A.Q., "Comparison of the state-of-the-art high power IGBTs, GCTs and ETOs", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1129-1136, 2000.
- [NAB81] Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sept. 1981.
- [NEW97] Newton, C.; Sumner, M., "Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations", *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, vol. 2, pp. 1336-1343, 5-9 Oct. 1997.
- [NGE09] The Grid Code, Issue 4, by National Grid Electricity Transmission, NGET, June 2009.
- [NOV76] Novotny, D.W.; Wouterse, J. H., "Induction machine transfer functions and dynamic response by means of complex time variables", *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 95, no. 4, pp. 1325-1335, July 1976.
- [OGA70] Ogata, K., "Modern control engineering", Prentice-Hall, 1970.
- [PIS10] Piskorowski, J., "Digital notch filter with time-varying quality factor for the reduction of powerline interference", *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 2706-2709, May-Jun. 2010.
- [RAT98] Ratnayake, K. R M N; Murai, Y., "A novel PWM scheme to eliminate common-mode voltage in three-level voltage source inverter", *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol.1, pp.269-274, 17-22 May 1998.

- [REE 06] Red Eléctrica Española. "Requisitos de respuesta frente a huecos de tensión de las instalaciones eólicas", Procedimiento de operación 12.3 redactado por Red Eléctrica Española y publicado en el Boletín Oficial del estado el 24 de Octubre de 2006.
- [REE 09] Red Eléctrica Española, "Procedimiento de operación 12.2 redactado por Red Eléctrica española" Propuesta de borrador.
- [REW12] Renewable Energy World.com, "Which wind turbine generator will win?", Oct. 2012. Disponible en: [www.renewableenergyworld.com/rea/news/article/2012/10/which-wind-turbine-generator-will-win](http://www.renewableenergyworld.com/rea/news/article/2012/10/which-wind-turbine-generator-will-win)
- [REY12] Reyes, M.; Rodriguez, P.; Vazquez, S.; Luna, A; Teodorescu, R.; Carrasco, J.M., "Enhanced decoupled double synchronous reference frame current controller for unbalanced grid-voltage conditions", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 9, pp. 3934-3943, Sept. 2012.
- [RIO96] Rioual, P.; Pouliquen, H.; Louis, Jean-Paul, "Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 3, pp. 495-502, May 1996.
- [ROD02] Rodriguez, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002.
- [RUI09] Rui Yang; Ren-Nian Li, "Research of the rotational effects on the aerodynamics characteristics of horizontal axis wind turbine", *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, pp.1-5, 27-31 March 2009.
- [SAC01] Saccomando, G; Svensson, J., "Transient operation of grid connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions", in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 4, pp. 2419 -2424, 2001.
- [SCH91] Schauder, C., "Vector analysis and control of advanced static VAr compensators", *AC and DC Power Transmission, 1991., International Conference on*, pp. 266-272, 17-20 Sep 1991.
- [SCH97] Schmidt, P.B.; Gasperi, M.L.; Ray, C.; Wijenayake, A.H., "Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine", *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, vol. 1, pp. 459-463, 5-9 Oct. 1997.

- [SDL08] *Network behaviour requirements of the German System Service Ordinance. Der Bundesverband der Energie und Wasserwirtschaft, SDLWindV & BDEW.*
- [SEN08] Senjyu, T.; Nakasone, N.; Yona, A.; Saber, A.Y.; Funabashi, T.; Sekine, H., "Operation strategies for stability of gearless wind power generation systems", *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 20-24 July 2008.
- [SEO06] Jul-Ki Seok; Jong-Kun Lee; Dong-Choon Lee, "Sensorless speed control of nonsalient permanent-magnet synchronous motor using rotor-position-tracking PI controller", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 399-405, April 2006.
- [SKI99] Skibinski, G.L.; Kerkman, R.J.; Schlegel, D., "EMI emissions of modern PWM AC drives", *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 5, no. 6, pp. 47-80, Nov.-Dec. 1999.
- [SON99] Song, H.S.; Nam, K., "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp.953-959, Oct. 1999.
- [SOP11] Sapanen, J.; Ruuskanen, V.; Nerg, J.; Pyrhonen, J., "Dynamic torque analysis of a wind turbine drive train including a direct-driven permanent-magnet generator", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.9, pp.3859-3867, Sept. 2011.
- [SPO96] Spooner, E.; Williamson, A.C., "Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications", *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 143, no. 1, pp. 1-8, Jan. 1996.
- [SUH02] Suh, Y.S.; Tijeras, V.; Lipo, T.A., "A nonlinear control of the instantaneous power in dq synchronous frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions", *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, pp. 1189-1196, 13-18 Oct. 2002.
- [SUH06] Suh, Y.S.; Lipo, T.A., "Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 3, pp. 825-835, May-Jun. 2006.
- [SVE07] Svensson, J.; Bongiorno, M.; Sannino, A., "Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, pp. 18-26, Jan. 2007.

- [TAN09] Fen Tang; Xinmin Jin; Yibin Tong; Jingdou Liu; Fei Zhou; Lin Ma, "Parallel interleaved grid-connected converters in MW-level wind power generation", *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, pp. 789-796, 3-6 May 2009.
- [TAN11] Tangudu, J.K.; Jahns, T.M., "Comparison of interior PM machines with concentrated and distributed stator windings for traction applications", *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, pp. 1-8, 6-9 Sept. 2011.
- [TEN95] Tenconi, S.M.; Carpita, M.; Bacigalupo, C.; Cali, R., "Multilevel voltage source converters for medium voltage adjustable speed drives", *Industrial Electronics, 1995. ISIE'95., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 91-98, 10-14 Jul. 1995.
- [UN06] Un, E.; Hava, A.M., "Performance analysis and comparison of reduced common mode voltage PWM and standard PWM techniques for three-phase voltage source inverters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, pp.19-23, Mar. 2006.
- [UN07] Un, E.; Hava, A.M., "A near state PWM method with reduced switching frequency and reduced common mode voltage for three-phase voltage source inverters", *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, vol.1, pp.235-240, 3-5 May 2007.
- [VDN07] "Network and system rules of the german transmission system operators", VDN, Germany, Aug. 2007.
- [VES13] Vestas Wind Power, "V164-8.0 MW®". Disponible en: [http://www.vestas.com/en/products\\_and\\_services/turbines/v164-8\\_0-mw](http://www.vestas.com/en/products_and_services/turbines/v164-8_0-mw)
- [VID07] Videt, A.; Le Moigne, P.; Idir, N.; Baudesson, P.; Ecrabey, J., "A new carrier-based PWM for the reduction of common mode currents applied to neutral-point-clamped inverters", *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, pp.1224-1230, 25 Feb.-1 March 2007.
- [WEN08] Wen, C.; Li, J.; Zhu, X.; Xu, H., "Research on circulation of parallel three-phase converters in MW wind power system", *Power Electronics and Intelligent Transportation System, 2008. PEITS '08. Workshop on*, pp.349-354, 2-3 Aug. 2008.
- [WOB00] Wobben, A., "Method for operating a wind power station and wind power station", worldwide patent no:WO0186143, May. 2000.

- [XIA99] Xiaoming Yuan; Orglmeister, G.; Merk, W., "Managing the DC link neutral potential of the three-phase-four-wire neutral-point-clamped (NPC) inverter in FACTS application", *Industrial Electronics Society, 1999. IECON'99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 571-576, 1999.
- [XIB09] Xibo Yuan; Yongdong Li, "A common-mode voltage mitigation method based on the universal PWM algorithm for neutral point clamped converters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp.1793-1797, 15-19 Feb. 2009.
- [YAN09] Yang Xiao-ping; Duan Xian-feng; Feng Fan; Tian Lu-lin, "Low voltage ride-through of directly driven wind turbine with permanent magnet synchronous generator", *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, pp.1-5, 27-31 March 2009.
- [YAO05] Yao Wenxi; Zhengyu, L.; Zhao Rongxiang; Fei Wanmin; Qiao Zhaoming, "Hysteresis-band control based PWM strategy of three-level neutral-point balance", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 415-418, 6-10 Mar. 2005.
- [YIN08] Bo Yin; Oruganti, R.; Panda, S.K.; Bhat, A. K S, "An output-power control strategy for a three-phase PWM rectifier under unbalanced supply conditions," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 5, pp. 2140-2151, May 2008.
- [YOU11] Young C., Chen M., Lai C., Shih D., "A novel active inter-phase transformer scheme to achieve three-phase line current balance for 24-pulse converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, pp.1719-1731, 2011.
- [ZHA05] Chao-hui Zhao; Shui-liang Li; Yang-guang Yan, "Influence factor analysis of PMSM air gap flux density", *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, vol. 1, pp. 334-339, 27-29 Sept. 2005.
- [ZHA06] Qiang Zhang; Lewei Qian; Chongwei Zhang; Cartes, D., "Study on grid connected inverter used in high power wind generation system," *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 2, pp. 1053-1058, 8-12 Oct. 2006.
- [ZHA07] Zhang, R.S.; Wang, C.; Tan, Z.; Weng, H. (General Electric Company), "Cross current control for power converter system", US patent no: US20090003020, Jun. 2007.
- [ZHA10] Zhang, Di; Wang, F.; Burgos, R.; Rixin, Lai; Boroyevich, D., "Impact of interleaving on AC passive components of paralleled three-phase voltage-



source converters", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.46, no.3, pp.1042-1054, May-june 2010.

- [ZHI00] Zhihong, Y.; Boroyevich, D.; Lee, F.C., "Modeling and control of zero-sequence current in parallel multi-phase converters", *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, vol.2, pp.680-685, 2000.
- [ZHU11] Zhuxian Xu; Di Zhang; Wang, F.; Boroyevich, D., "Unified control for the permanent magnet generator and rectifier system", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, pp. 1888-1895, 6-11 Mar. 2011.



# Nomenclatura

## CAPÍTULO 2

$K_w$	factor de bobinado
$L_{fx}$	inductancia de fugas del bobinado de la fase $x$
$L_{mx}$	inductancia magnética del bobinado de la fase $x$
$L_x$	inductancia propia del bobinado de la fase $x$
$M_{xy}$	inductancia mutua entre el bobinado de la fase $x$ y el de la fase $y$
$n_{pp}$	número de pares de polos del generador
$N_s$	número de espiras real de un bobinado
$N_{seq}$	número de espiras equivalente de un bobinado
$R_{est}$	resistencia del bobinado del estátor
$\theta_{imán}$	ángulo del flujo creado por los imanes del rotor

### CAPÍTULO 3

$E$	tensión de bus
$F_x$	función de conexión de la fase $x$
$M$	módulo del vector referencia
$O$	origen de coordenadas
$O_n$	nuevo origen de coordenadas
$T_m$	tiempo de muestreo del control
$t_x$	tiempo de utilización del vector $V_x$
$t_{1,2,3}$	tiempos asociados a los vectores
$V_{d,qref}$	tensiones de referencia en ejes $dq$
$v_{esp}$	vector espacial de salida del NPC
$v_m$	tensión de la modulante
$v_{no}$	tensión neutro-punto medio
$V_{nx,y60}$	proyecciones del vector referencia en el nuevo sistema de coordenadas asociado a $O_n$
$V_{ref}$	tensión de referencia a sintetizar por el NPC
$ V_{REF} $	módulo del vector referencia escalado
$V_x$	vector de salida $x$
$v_{xn}$	tensión fase $x$ -neutro
$v_{xo}$	tensión fase $x$ -punto medio de la fase $x$
$V_{x,y}$	proyecciones en ejes $xy$ del vector referencia trasladado al primer sector
$V_{x,y60}$	proyecciones en ejes $x_{60}y_{60}$ del vector referencia trasladado al primer sector

$\theta$	Ángulo del vector referencia
$\theta_{ejed}$	Ángulo que forma el eje d con el eje de abscisas
$\theta_2$	Ángulo del vector referencia trasladado al primer sector
$\Delta H$	umbral para el control de histéresis

#### CAPÍTULO 4

$I_{nx}$	corriente normal de la fase $x$
$I_{tx}$	corriente total de la fase $x$
$I_{1,2ccdifx}$	corriente diferencial de la fase $x$ del convertidor 1 y 2
$I_{1,2cch}$	corriente cruzada homopolar del convertidor 1 y 2
$I_{1,2ccx}$	corriente cruzada de la fase $x$ del convertidor 1 y 2
$I_{1,2h}$	corriente homopolar del convertidor 1 y 2
$I_{1,2x}$	corriente de salida de la fase $x$ del convertidor 1 y 2
$V_{bus}$	tensión de bus
$V_{difd,q}$	tensión de entrada a los modelos de corriente diferencial en $d$ y $q$
$V_{d0x}$	tensión diferencial de la fase $x$ respecto al punto medio
$V_{h0}$	tensión homopolar respecto al punto medio
$V_{nord,q}$	tensión de entrada a los modelos de corriente normal en $d$ y $q$
$V_{x0}$	tensión de la fase $x$ respecto al punto medio del bus
$Y_h$	componente homopolar de la variable trifásica $Y$
$Y_{xdif}$	componente diferencial de la fase $x$ de la variable trifásica $Y$

#### CAPÍTULO 5

$K_{Vbus}$	constante proporcional del lazo de control de bus del MSC
$P_{chop}$	potencia a disipar en el chopper

$P_{control\ bus}$	potencia de referencia del lazo de control de bus del <b>MSC</b>
$P_{ext\ bus}$	potencia que el <b>GSC</b> debe evacuar a red
$P_{m\acute{a}x}$	potencia maxima que el <b>GSC</b> puede evacuar a red
$P_{MPPT}$	potencia de referencia del algoritmo <b>MPPT</b>
$P_{RefMSC}$	potencia de referencia del <b>MSC</b>

## CAPÍTULO 6

$e_{dir,d,q}$	tensiones de salida del convertidor en secuencia directa en ejes $dq$
$e_{inv,d,q}$	tensiones de salida del convertidor en secuencia inversa en ejes $dq$
$i_{dir,q}$	corrientes en secuencia directa en ejes $dq$
$I_{dir,inv}$	corrientes en secuencia directa e inversa
$i_{dirP,Q}$	corrientes directas correspondientes a la potencia activa y reactiva
$i_{inv,d,q}$	corrientes en secuencia inversa en ejes $dq$
$i_{invP,Q}$	corrientes inversas correspondientes a la potencia activa y reactiva
$i_{\alpha,\beta}$	corrientes en ejes $\alpha\beta$
$P_{max}$	potencia activa maxima de referencia del convertidor
$Q_{max}$	potencia reactiva maxima de referencia del convertidor
$S_{osc}$	potencia aparente oscilante
$v_{dir,d,q}$	tensiones de red en secuencia directa en ejes $dq$
$V_{dir,inv}$	tensiones de red en secuencia directa e inversa
$v_{inv,d,q}$	tensiones de red en secuencia inversa en ejes $dq$
$v_{\alpha,\beta}$	tensiones en ejes $\alpha\beta$

## CAPÍTULO 7

$C_p$	coeficiente de potencia
-------	-------------------------

$C_{pfrec}$	coeficiente de potencia asociado a cada frecuencia
$C_{popt}$	coeficiente óptimo de potencia
$C_{p\beta}$	coeficiente de potencia asociado al ángulo pitch que se está utilizando
$P_c$	potencia captada de una corriente de aire
$P_d$	potencia disponible de una corriente de aire
$U$	velocidad del viento
$\beta$	ángulo de pitch
$\lambda$	cociente de velocidad de punta de pala
$\Omega$	velocidad de giro del aerogenerador
$\beta_{opt}$	ángulo óptimo de pitch
$\lambda_{opt}$	cociente óptimo de velocidad de punta de pala

## CAPÍTULO 8

$C_{bob-est}$	capacidad de los bobinados de estátor a tierra
$C_{og}$	capacidad del bus de continua a tierra
$C_s$	capacidad parásita de los devanados de estátor
$C_{trg}$	capacidad de devanados del transformador a tierra
$L_b$	inductancia de los bobinados de estátor
$L_{fug}$	inductancia de fugas de la inductancia de salida del <b>GSC</b>
$L_{fugdvt}$	inductancia de fugas del filtro $dv/dt$
$L_{tr}$	inductancia de devanados del transformador
$R_{am}$	resistencia de amortiguamiento de bobinados de estátor introducida en el modelo de modo común
$R_b$	resistencia de los bobinados de estátor

## *Nomenclatura*

---

$R_{PCu}$	resistencia de la inductancia de salida del <b>GSC</b>
$R_{tr}$	resistencia de devanados del transformador
$V_c$	tensión en modo común
$V_{dx}$	tensión en modo diferencial de la fase $x$
$V_{xo}$	tensión fase-punto medio



# Acrónimos

<b>DSC</b>	<i>Delayed Signal Cancellation</i> , tipo de filtro.
<b>FC</b>	<i>Full Converter</i> , topología de convertidor.
<b>GSC</b>	<i>Grid Side Converter</i> , convertidor lado red.
<b>MADA</b>	<i>Máquina Asíncrona Doblemente Alimentada</i> .
<b>MPPT</b>	<i>Maximum Power Point Tracking</i> , algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia.
<b>MSC</b>	<i>Machine Side Converter</i> , convertidor lado máquina.
<b>MSRB</b>	<i>Máquina Síncrona de Rotor Bobinado</i> .
<b>MSIP</b>	<i>Máquina Síncrona de Imanes Permanentes</i> .
<b>NPC</b>	<i>Neutral Point Clamped</i> , convertidor trinivel de diodos limitadores.
<b>NSV</b>	<i>Nearest Switching Vector</i> , modulación consistente en utilizar los vectores más cercanos al vector tensión de referencia.
<b>THD</b>	<i>Total Harmonic Distortion</i> , distorsión armónica en una señal.



# **Anexo A**

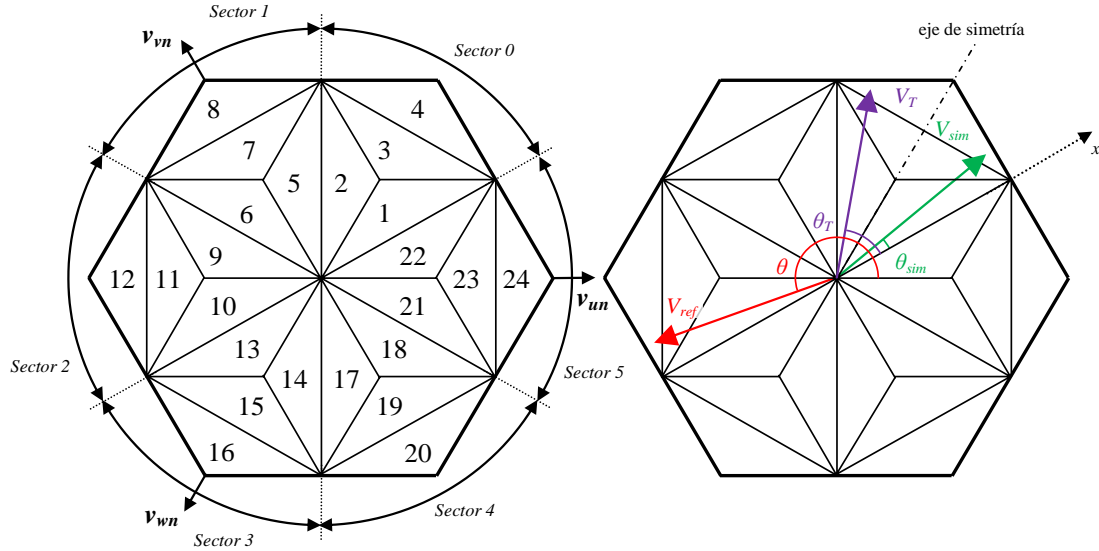
## **Parámetros del sistema**

- Potencia nominal del generador: 4 MW
- Pares de polos: 3
- Tensión nominal de estátor: 1380 V, valor eficaz línea
- Velocidad nominal de giro: 1500 r.p.m.
- Resistencia de estátor: 2.32 m $\Omega$
- Inductancia magnética eje  $d$ : 460  $\mu$ H
- Inductancia magnética eje  $q$ : 490  $\mu$ H
- Inductancia de fugas: 130  $\mu$ H
- Flujo de imanes del rotor: 2.18 Wb
- Inductancia filtro dv/dt: 10  $\mu$ H
- Tensión del bus de continua: 2250 V
- Inductancia de salida del GSC: 150  $\mu$ H
- Tensión de red: 1380 V, valor eficaz línea
- Frecuencia de red: 50 Hz

# Anexo B

## Algoritmo de la modulación 2

Los nuevos sectores y regiones que se utilizan en esta modulación se muestran en la **Fig B.1**. Se supone que el vector referencia de tensión viene dado por el módulo  $M$  y el ángulo  $\theta$ . El mapa de vectores y el vector de referencia se escalan de la misma forma que se hace en la modulación  $\mathbf{0}$ , obteniéndose  $|V_{REF}|$  a partir de  $M$ .



**Fig B.1.- Sectores, regiones y traslado del vector referencia para modulación 2**

El primer paso a la hora de modular es trasladar el vector referencia al sector 0. Para ello se utilizan las siguientes relaciones:

$$(B.1) \quad \text{si } \theta \geq 30 \quad \theta_2 = \theta - 30, \quad \text{si } \theta < 30 \quad \theta_2 = \theta - 30 + 360$$

$$(B.2) \quad \text{Sector} = \text{int} \left( \frac{\theta_2}{60} \right)$$

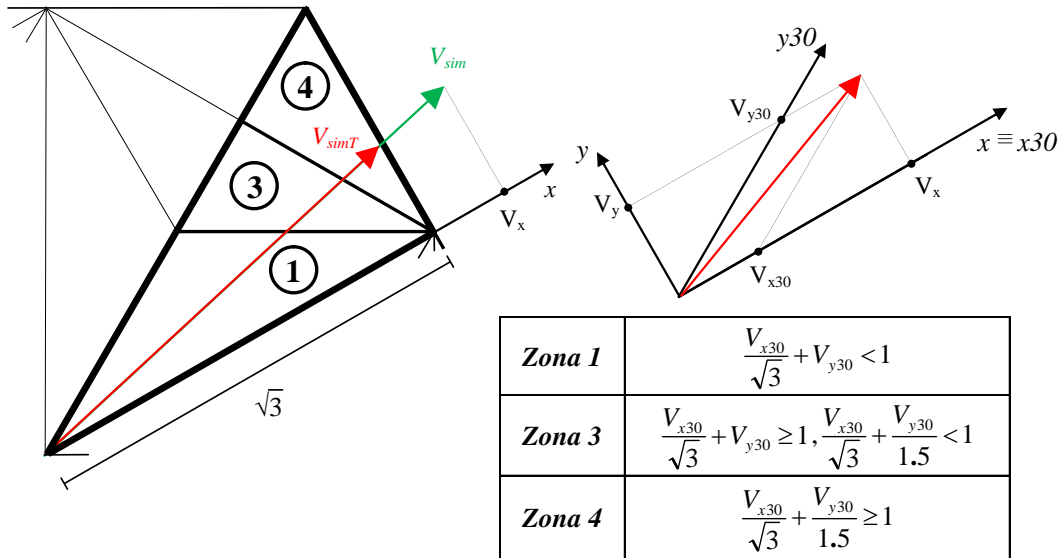
$$(B.3) \quad \theta_T = \theta_2 - \text{Sector} \cdot 60$$

siendo  $\theta$  el ángulo del vector referencia  $V_{ref}$  respecto al eje  $v_{un}$ ,  $\theta_2$  el ángulo del mismo vector respecto al eje  $x$ , y  $\theta_T$  el ángulo del vector trasladado  $V_T$  respecto al eje  $x$ .

El sector 0 se divide en dos partes simétricas tomando la bisectriz del sector como eje de simetría. Si  $V_T$  está en el semisector izquierdo, se traslada a la parte derecha simétricamente, manteniendo el ángulo respecto a la bisectriz, de acuerdo con (B.4). En la **Fig B.1** se muestra el proceso completo de desplazamiento.

$$(B.4) \quad \begin{aligned} \text{si } \theta_T > 30 \quad \theta_{sim} &= 60 - \theta_T, \quad \text{simetría} = 1 \\ \text{si } \theta_T \leq 30 \quad \theta_{sim} &= \theta_T, \quad \text{simetría} = 0 \end{aligned}$$

El parámetro *simetría* se utilizará posteriormente. Una vez realizadas estas transformaciones se comprueba que el vector trasladado al semisector derecho  $V_{sim}$  está dentro del mapa de vectores y, en caso contrario, se procede a su truncamiento. Para estas operaciones se utiliza la proyección del vector en los ejes  $xy$ , según se muestra en la **Fig B.2**.



**Fig B.2.- Truncamiento del vector, posibles zonas y proyecciones en ejes  $xy$  y ejes a  $30^\circ$**

Las proyecciones se obtienen con las siguientes fórmulas:

$$(B.5) \quad V_x = |V_{REF}| \cos(\theta_{sim})$$

$$(B.6) \quad V_y = |V_{REF}| \sin(\theta_{sim})$$

Si  $V_x$  supera el valor de  $\sqrt{3}$  el vector referencia está fuera del mapa de vectores. Para truncarlo, se recalcula el módulo del vector de tal modo que esté en el límite del mapa vectorial:

$$(B.7) \quad |V_{REF}|^T = \frac{\sqrt{3}}{\cos(\theta_{sim})}$$

Con este nuevo módulo también se recalculan las proyecciones en ejes  $x$  e  $y$ , reutilizando las relaciones (B.5) y (B.6). Una vez realizadas estas operaciones el vector referencia está confinado en el semisector derecho del sector 0. El vector puede pertenecer a la zona 1, 3 o 4. Para detectar en que zona está se realiza su proyección en

ejes a  $30^\circ$  según se muestra en la **Fig B.2**. Los valores de las proyecciones se obtienen utilizando las coordenadas en ejes  $xy$  y las siguientes relaciones:

$$(B.8) \quad V_{x30} = V_x - \frac{V_y}{\tan 30^\circ} = V_x - 1.732V_y$$

$$(B.9) \quad V_{y30} = \frac{V_y}{\sin 30^\circ} = 2V_y$$

Con estos valores se pasa a identificar la zona en la que se halla el vector. Para ello se tiene en cuenta que la frontera entre la zona 1 y la zona 3 es una recta que responde a esta ecuación:

$$(B.10) \quad \frac{V_{x30}}{\sqrt{3}} + V_{y30} = 1$$

y que la frontera entre la zona 3 y la zona 4 responde a esta otra:

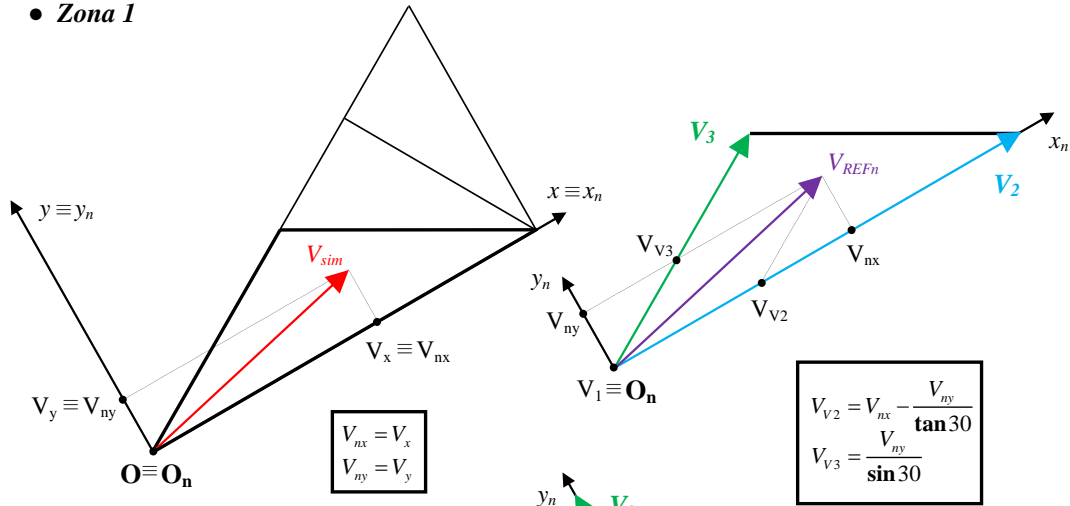
$$(B.11) \quad \frac{V_{x30}}{\sqrt{3}} + \frac{V_{y30}}{1.5} = 1$$

A partir de estas relaciones, la zona a la que pertenece el vector se identifica con las desigualdades mostradas en la **Fig B.2**. Es importante recalcar en este punto que el concepto de zona y región es diferente. En la modulación normal del NPC vista en el capítulo 3, el vector de referencia se trasladaba al sector 0 y una vez allí las zonas en las que podía estar el vector se correspondían con regiones del mapa de vectores. Sin embargo, en esta modulación, la zona 3 no se corresponde con la región 3, ya que solo abarca la mitad de ella. De la misma manera, que  $V_{sim}$  esté en la zona 1 no implica que pertenezca a la región 1, ya que podría pertenecer a la región 2 y haber sido pasado a la zona 1 por simetría.

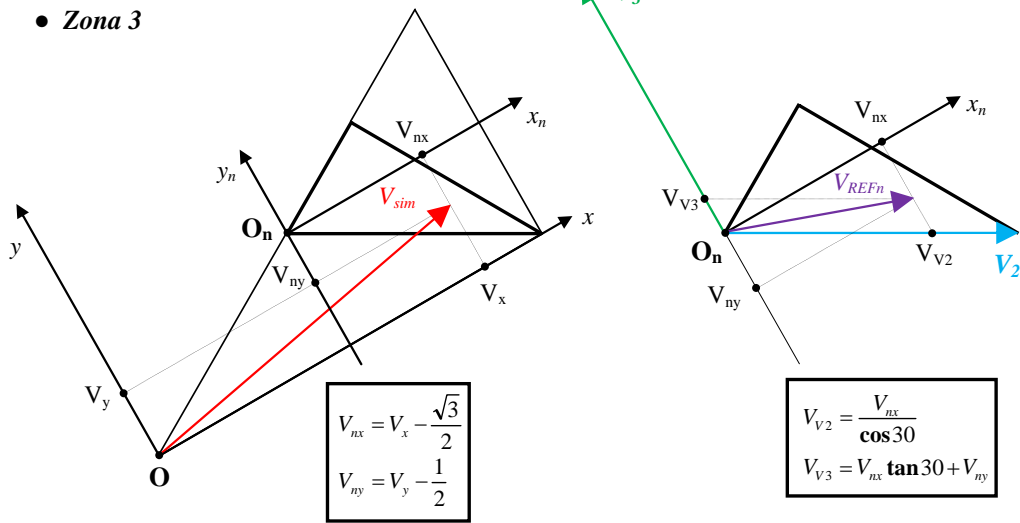
Una vez sabida la zona a la que pertenece  $V_{sim}$  se procede a un cambio de origen del vector, obteniéndose  $V_{REFn}$ . El nuevo origen  $O_n$  depende de la zona, según se muestra en la **Fig B.3**. A partir de  $V_{nx}$  y  $V_{ny}$ , que son las coordenadas del vector  $V_{REFn}$  en los ejes  $xy_n$  correspondientes, se calculan las proyecciones del vector  $V_{REFn}$  en el sistema de referencia definido por los ejes que se corresponden a los vectores del mapa vectorial adyacentes al nuevo origen.



• Zona 1



• Zona 3



• Zona 4

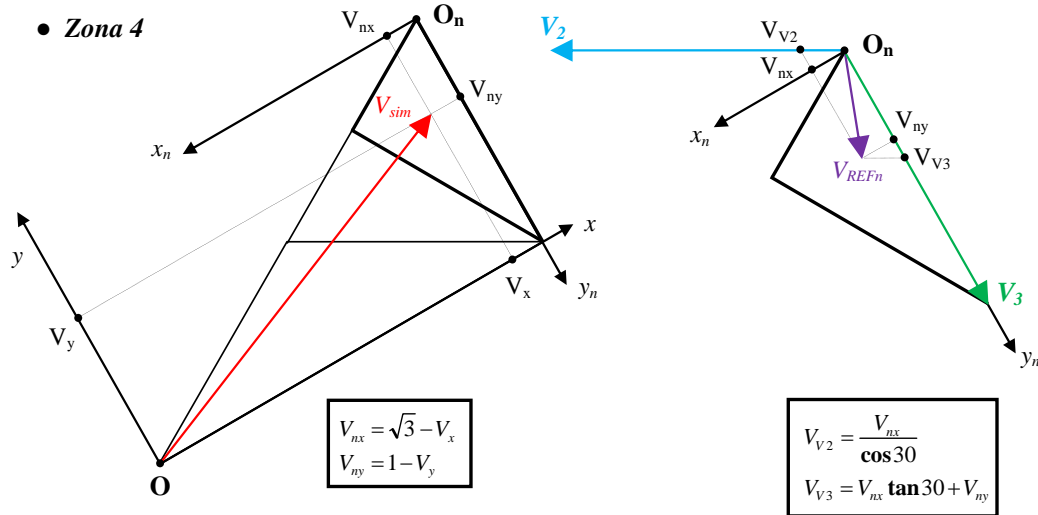


Fig B.3.- Cambio de origen y proyecciones en  $V_2$  y  $V_3$

En el caso de que el vector referencia esté en la zona 1 la modulación se realiza con un vector nulo, otro pequeño y otro mediano. El origen se corresponde al vector nulo y  $V_{REFn}$  se proyecta en los ejes correspondientes al vector pequeño y al mediano, que coinciden con los ejes  $xy_{30}$  utilizados anteriormente para identificar la zona. En el caso de las zonas 3 y 4, se utilizan un vector pequeño y dos medianos, y un vector grande y dos medianos respectivamente. En el caso de la zona 3, el origen se sitúa en el vector pequeño, y en el caso de la zona 4 en el vector grande. A recordar que el vector está confinado en el semisector derecho del sector 0, por lo que la zona 3 solo ocupa la mitad de la región 3 del mapa vectorial, y lo mismo para la zona 4.

Como ya se explicó en el capítulo 3, los tiempos de cada vector se calculan utilizando las relaciones (B.12) y (B.13):

$$(B.12) \quad t_1 \vec{V}_{1On} + t_2 \vec{V}_{2On} + t_3 \vec{V}_{3On} = T_m \vec{V}_{REFn}$$

$$(B.13) \quad t_1 + t_2 + t_3 = T_m$$

Tras el cambio de origen y después de realizar las nuevas proyecciones, la ecuación (B.12) se puede simplificar sabiendo que en el nuevo sistema de referencia:

- Las coordenadas de  $\vec{V}_{REFn}$  son  $(V_2, V_3)$
- Las coordenadas de  $\vec{V}_{1On}$  son  $(0,0)$  y las de  $\vec{V}_{3On}$  son  $(0,1)$
- Las coordenadas de  $\vec{V}_{2On}$  son  $(\sqrt{3}, 0)$  para la zona 1
- Las coordenadas de  $\vec{V}_{2On}$  son  $(1,0)$  para las zonas 3 y 4

Así, en el caso de que se esté en la zona 1, el tiempo del vector  $V_2$  se calcula como

$$(B.14) \quad t_2 = \frac{T_m V_{V2}}{\sqrt{3}}$$

mientras que en las zonas 3 y 4 este tiempo se corresponde a

$$(B.15) \quad t_2 = T_m V_{V2}$$

Los otros dos tiempos de emisión se calculan de forma idéntica en todas las zonas:

$$(B.16) \quad t_3 = T_m V_{V3}$$

$$(B.17) \quad t_1 = T_m - t_2 - t_3$$

En el caso de que el vector referencia se haya trasladado de semisector simétricamente es necesario deshacer este cambio. En las zonas 3 y 4 el vector de referencia original  $V_T$  y el vector simétrico  $V_{sim}$  están en la misma región, por lo que se utilizan los mismos vectores para la modulación. El vector  $V_{REFsim}$ , que es el vector correspondiente a  $V_T$  en el sistema de referencia con origen en  $O_n$ , tiene idénticas proyecciones sobre  $V_2$  y  $V_3$  que  $V_{REFn}$  pero intercambiadas, tal como se observa en la **Fig B.4** para el caso particular de la zona 3. Así, en las zonas 3 y 4, cuando el factor *simetría* está a 1  $t_2$  es el tiempo del vector  $V_3$  y viceversa.

Si  $V_{sim}$  está en la zona 1 y *simetría* está a 1, significa que  $V_T$  está en la región 2, y por lo tanto se utilizan otros vectores para su síntesis. Concretamente se utiliza un vector medio diferente al que se utiliza en la región 1. Sin embargo, como también se aprecia en la **Fig B.4**, la proyección de  $V_{REFsim}$  sobre el vector medio correspondiente a la región 2  $V_{V3r2}$  coincide con la proyección de  $V_{REFn}$  sobre el vector medio correspondiente a la región 1  $V_{V3r1}$ , por lo que el tiempo del vector medio de la región 2 coincidirá con el  $t_2$  calculado a partir del vector referencia simétrico. El tiempo del vector pequeño, que es el mismo para las dos regiones, también es idéntico. De esta manera, en la zona 1 se ha de tener en cuenta si el factor *simetría* está a 1 únicamente a la hora de obtener la región de partida del vector referencia, ya que los tiempos de los vectores permanecen inalterados. En el caso de que el factor *simetría* esté a 1 la zona pasará de ser 1 a ser 2.

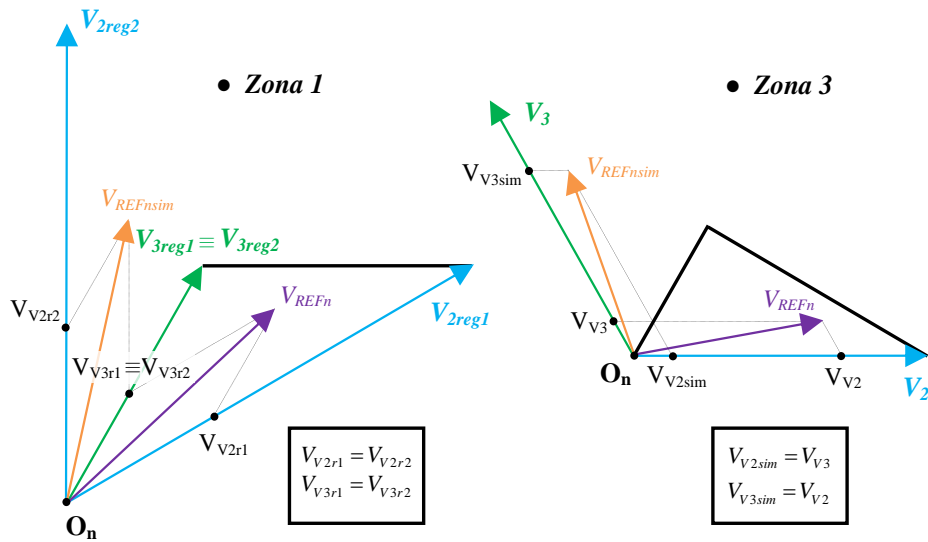


Fig B.4.- Comparación entre proyecciones de  $V_{REFn}$  y  $V_{REFnsim}$

Sabiendo el número de zona y el sector la región a la que pertenece el vector se obtiene como

$$(B.18) \quad \text{región} = \text{zona} + 6 * \text{Sector}$$

Conociéndose los tiempos de cada vector y la región a la que pertenece el vector referencia, es posible utilizar los vectores correspondientes el tiempo necesario para que la modulación vectorial se realice correctamente. En la **Fig B.5** se muestra esquemáticamente el algoritmo completo seguido por esta modulación.

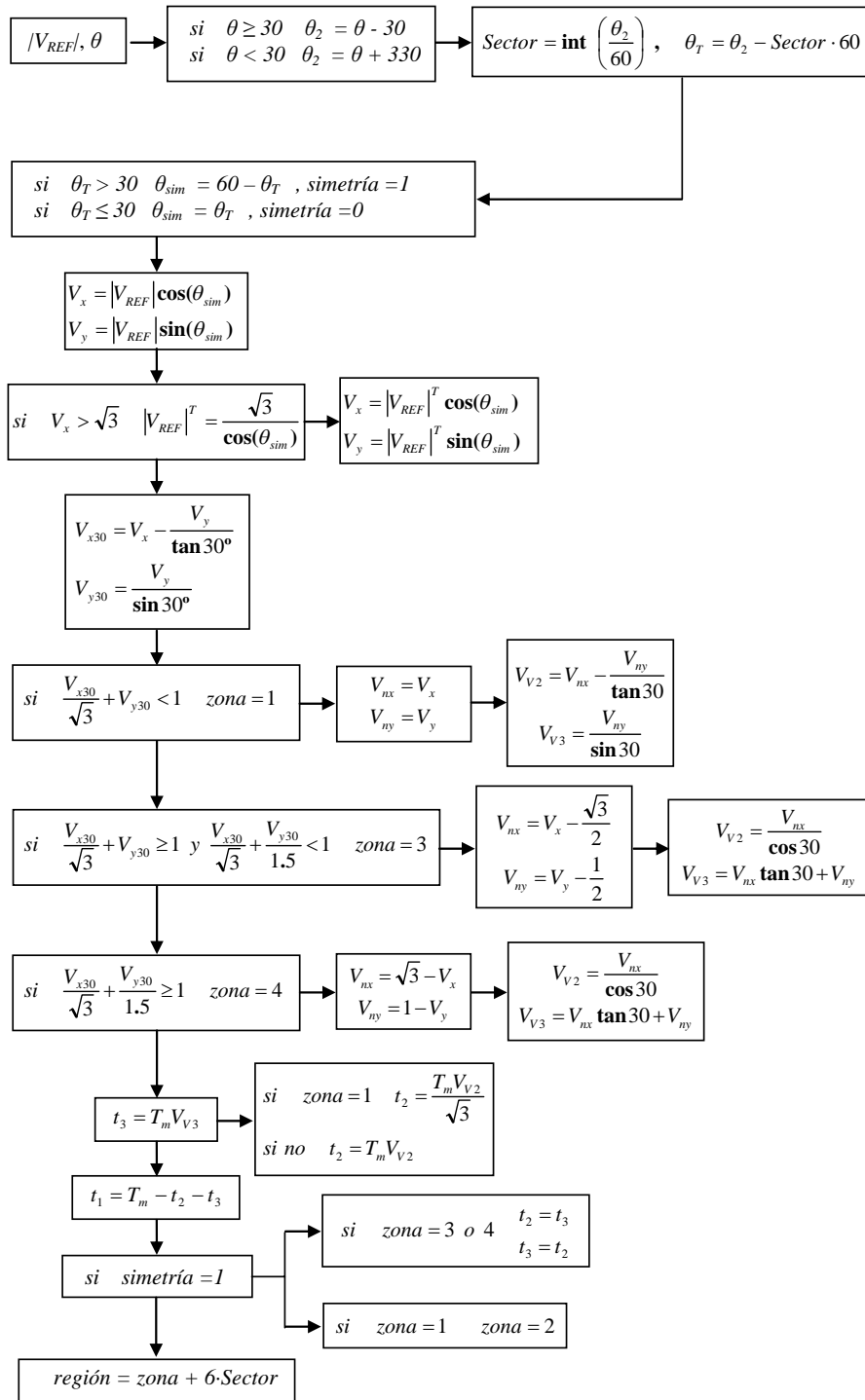


Fig B.5.- Algoritmo de la modulación 2

En la siguiente tabla se muestra la secuencia de vectores que se ha utilizado con esta modulación.

Región 1	Región2	Región3	Región4	Región5	Región6
V2 PON	V2 OPN	V2 PON	V3 PON	V2 OPN	V2 NPO
V1 OOO	V1 OOO	V3 OPN	V2 OPN	V1 OOO	V1 OOO
V3 OON	V3 OON	V1 OON	V1 PPN	V3 OPO	V3 OPO
V1 OOO	V1 OOO	V3 OPN	V2 OPN	V1 OOO	V1 OOO
V2 PON	V2 OPN	V2 PON	V3 PON	V2 OPN	V2 NPO
Región7	Región8	Región9	Región10	Región 11	Región 12
V3 NPO	V2 NPO	V2 NPO	V2 NOP	V2 NPO	V3 NPO
V2 OPN	V3 OPN	V1 OOO	V1 OOO	V3 NOP	V2 NOP
V1 OPO	V1 NPN	V3 NOO	V3 NOO	V1 NOO	V1 NPP
V2 OPN	V3 OPN	V1 OOO	V1 OOO	V3 NOP	V2 NOP
V3 NPO	V2 NPO	V2 NPO	V2 NOP	V2 NPO	V3 NPO
Región13	Región14	Región15	Región16	Región17	Región18
V2 NOP	V2 ONP	V3 ONP	V2 ONP	V2 ONP	V2 PNO
V1 OOO	V1 OOO	V2 NOP	V3 NOP	V1 OOO	V1 OOO
V3 OOP	V3 OOP	V1 OOP	V1 NNP	V3 ONO	V3 ONO
V1 OOO	V1 OOO	V2 NOP	V3 NOP	V1 OOO	V1 OOO
V2 NOP	V2 ONP	V3 ONP	V2 ONP	V2 ONP	V2 PNO
Región19	Región20	Región21	Región22	Región23	Región24
V2 ONP	V3 ONP	V2 PNO	V2 PON	V3 PON	V2 PON
V3 PNO	V2 PNO	V1 OOO	V1 OOO	V2 PNO	V3 PNO
V1 ONO	V1 PNP	V3 POO	V3 POO	V1 POO	V1 PNN
V3 PNO	V2 PNO	V1 OOO	V1 OOO	V2 PNO	V3 PNO
V2 ONP	V3 ONP	V2 PNO	V2 PON	V3 PON	V2 PON

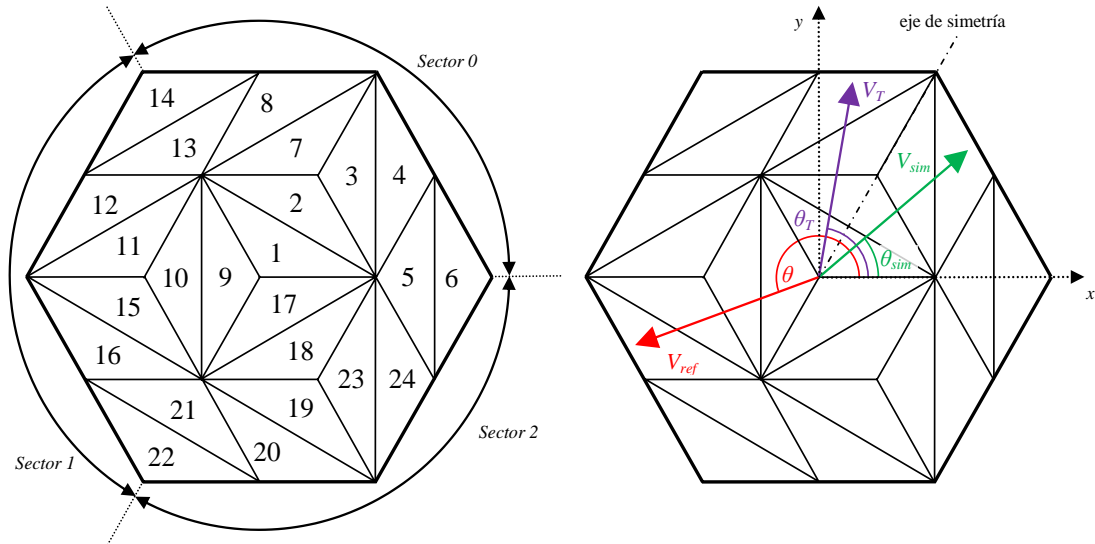
Tabla B.1.- Secuencia de vectores para modulación 2

Estas secuencias de vectores cumplen las condiciones comentadas en el capítulo 3, ser de ida y vuelta y evitar conmutaciones directas entre los estados **P** y **N**. Al observar el orden de los vectores se hace evidente que no se utiliza el orden óptimo en cuanto a número de conmutaciones. Por ejemplo, en la zona 1, se podría utilizar una secuencia **OOO → OON → PON → OON → OOO**. Así, se reduciría el número de conmutaciones, pasando de 6 conmutaciones por período de muestreo a 4. Sin embargo, esto aumenta el número de saltos en la tensión de modo común introducida por el convertidor. Con la secuencia alternativa se dan 4 saltos de  $1/6$  de  $V_{bus}$  por período de muestreo, mientras que con la secuencia utilizada estos saltos se reducen a 2 de la misma amplitud.

# **Anexo C**

## **Algoritmo de la modulación 3**

Esta modulación tiene la particularidad de utilizar dos mapas vectoriales distintos, dependiendo del tipo de vector que se quiera utilizar. Para explicar cómo se realiza la modulación se comienza por explicar el caso en el que se quiera utilizar vectores tipo **P**. El mapa vectorial asociado a los vectores tipo **P** se muestra a la izquierda de la **Fig C.1**, junto con las diferentes regiones y sectores en los que se ha dividido.



**Fig C.1.- Sectores, regiones y desplazamiento del vector referencia para modulación 3**

Al igual que en las modulaciones anteriores, se supondrán conocidos el módulo  $M$  y el ángulo  $\theta$  del vector referencia, y que dicho vector y el mapa de vectores se han escalado adecuadamente. El vector de referencia escalado se traslada al sector 0, de acuerdo con las siguientes relaciones:

$$(C.1) \quad \text{Sector} = \mathbf{int} \left( \frac{\theta}{120} \right)$$

$$(C.2) \quad \theta_T = \theta - \text{Sector} \cdot 120$$

Una vez en el sector 0, en el caso de que el vector se halle en el semisector izquierdo, se pasa al derecho mediante simetría, como se indica en **(C.3)**:

$$(C.3) \quad \begin{aligned} \text{si } \theta_T > 60 \quad \theta_{sim} &= 120 - \theta_T, \quad \text{simetría} = 1 \\ \text{si } \theta_T \leq 60 \quad \theta_{sim} &= \theta_T, \quad \text{simetría} = 0 \end{aligned}$$

A la derecha de la **Fig C.1** se muestra el proceso de cambio de sector por traslación y de cambio de semisector por simetría.



El siguiente paso es asegurar que el vector referencia no excede los límites del mapa vectorial y, en caso contrario, truncarlo para que quede dentro de los límites. Para ello es necesario obtener las proyecciones en ejes  $xy$  y en ejes  $xy_{60}$  del vector referencia, proceso que ya se explicó en el capítulo 3 y que consiste en aplicar las ecuaciones de la (3.23) a la (3.26). En el caso de que la suma de las coordenadas en ejes  $xy_{60}$  exceda de 2, se aplica (3.27) y se obtienen las coordenadas en  $xy_{60}$  del vector referencia truncado. A partir de estas coordenadas, se calculan las referidas a los ejes  $xy$ , aplicando:

$$(C.4) \quad V_x = V_{x60} + \frac{V_y}{\tan 60^\circ}$$

$$(C.5) \quad V_y = V_{y60} \cos 30^\circ$$

Estas son las coordenadas en ejes  $xy$  del vector referencia confinado en el semisector derecho del sector 0. En este semisector hay 6 zonas en las que puede estar el vector. A continuación se realiza un cambio de sistema de ejes que facilita enormemente tanto la detección de la zona a la cual pertenece el vector como el cálculo de los tiempos. Este cambio consiste en desplazar el origen a la derecha a través del eje  $x$  una unidad de distancia, al punto correspondiente al vector **POO**, tal como se muestra en la **Fig C.2**, y en cambiar el sentido del eje  $x$ . Tras este cambio se calcula el ángulo del vector referencia respecto a los nuevos ejes, utilizando las siguientes relaciones:

$$(C.6) \quad V_{xn} = 1 - V_x, \quad V_{yn} = V_y$$

$$(C.7) \quad \theta_n = \arctan \left( \frac{V_{yn}}{V_{xn}} \right)$$

Con el ángulo y la proyección en el eje  $x_n$  del vector referencia se deduce la zona en la que éste está situado, utilizando las relaciones expuestas en la **Fig C.2**.

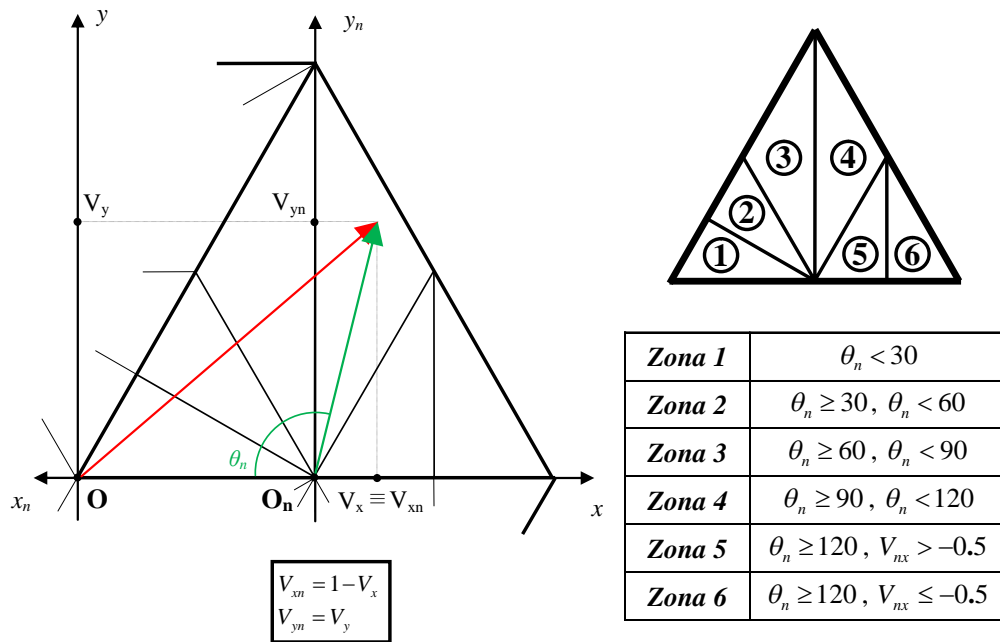


Fig C.2.- Cambio de origen y determinación de zona

A partir de este punto el proceso es distinto dependiendo de si el vector referencia está en las zonas 1, 2, 3 o 4 o si está en las zonas 5 y 6. En el caso de que el vector esté en las zonas 1-4, se procede a su traslado a la zona 1, de una manera diferente para cada zona. Tras el cambio en el origen estas cuatro zonas están delimitadas cada una por un vector de módulo unidad ( $V_2$ ) y otro de módulo  $\sqrt{3}$  ( $V_3$ ). El traslado del vector se realiza de tal manera que cuando esté en la zona 1 se mantenga el ángulo respecto al vector de módulo unidad que delimitaba su zona de origen. Así, si el vector está en la zona 2 se traslada a la zona 1 por simetría, tomando como eje de simetría la frontera entre la zona 1 y la 2. En la zona 3, el vector se traslada simplemente restando  $60^\circ$  a su ángulo. Y en la zona 4, el vector también se traslada por simetría, siendo el eje de simetría la frontera entre la zona 2 y 3. En la **Fig C.3** se muestra la traslación para cada zona, junto con los vectores que delimitan cada zona. Por razones de claridad gráfica, se han colocado los vectores de las zonas 2, 3 y 4 de tal manera que después del traslado su posición en la zona 1 coincida.

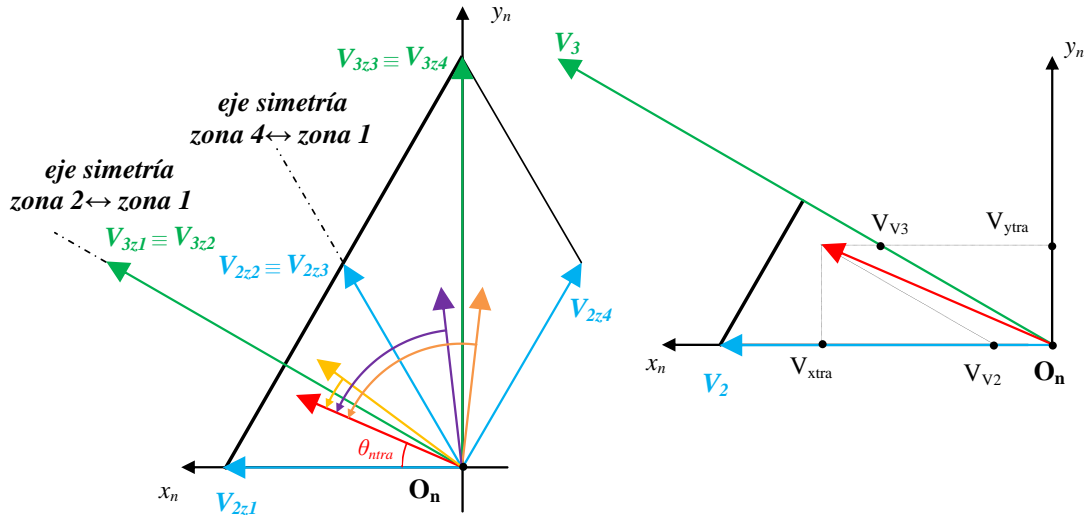


Fig C.3.- Traslación del vector para zonas 1-4 y proyección en la zona 1

El ángulo del vector después de su traslado se obtiene mediante estas relaciones:

(C.8)	si $\theta_n < 30$	$\theta_{ntra} = \theta_n$	(Zona 1)
	si $30 \leq \theta_n < 60$	$\theta_{ntra} = 60 - \theta_n$	(Zona 2)
	si $60 \leq \theta_n < 90$	$\theta_{ntra} = \theta_n - 60$	(Zona 3)
	si $90 \leq \theta_n < 120$	$\theta_{ntra} = 120 - \theta_n$	(Zona 4)

Si el vector referencia no estaba desde el principio en la zona 1 es necesario obtener sus nuevas proyecciones en los ejes  $xy_n$ . Para ello, primero se obtiene el módulo del vector a partir de sus coordenadas y después se proyecta utilizando el ángulo  $\theta_{ntra}$ .

$$(C.9) \quad M_n = \sqrt{V_{yn}^2 + V_{xn}^2}$$

$$(C.10) \quad V_{xtra} = M_n \cos(\theta_{ntra})$$

$$(C.11) \quad V_{ytra} = M_n \sin(\theta_{ntra})$$

A partir de estas coordenadas se obtienen las proyecciones del vector trasladado a la zona 1 sobre los dos vectores que delimitan esta zona, como se muestra a la derecha de la Fig C.3. Estas proyecciones se calculan como:

$$(C.12) \quad V_{V2} = V_{xtra} - \frac{V_{ytra}}{\tan 30^\circ}$$

$$(C.13) \quad V_{V3} = \frac{V_{ytra}}{\sin 30^\circ}$$

Con estos valores  $V_{V2}$  y  $V_{V3}$  se pueden calcular los tiempos de emisión de cada vector  $V_2$  y  $V_3$ . Al haberse realizado la traslación a la zona 1 del vector referencia sin variar su ángulo respecto a los vectores que delimitaban su zona, los valores  $V_{V2}$  y  $V_{V3}$  coinciden con las proyecciones del vector referencia sobre los vectores de su zona original. Así, partiendo de las ecuaciones vistas en el anexo anterior **(B.12)** y **(B.13)** y sabiendo que en el sistema de referencia formado por el origen  $O_n$  y los vectores  $V_2$  y  $V_3$  correspondientes para cada zona:

- Las coordenadas de  $\vec{V}_{REFn}$  son  $(V_{V2}, V_{V3})$
- Las coordenadas de  $\vec{V}_{1O_n}$  son  $(0,0)$ , las de  $\vec{V}_{2O_n}$   $(1,0)$  y las de  $\vec{V}_{3O_n}$   $(\sqrt{3},0)$

los tiempos de aplicación de cada vector se calculan como:

$$(C.14) \quad t_2 = T_m V_{V2}$$

$$(C.15) \quad t_3 = \frac{T_m V_{V3}}{\sqrt{3}}$$

$$(C.16) \quad t_1 = T_m - t_2 - t_3$$

En el caso de que el vector referencia esté en las zonas 5 y 6, se realiza un nuevo cambio de origen, pasando éste de estar en el vector **POO** (origen  $O_n$ ) a estar en el vector **PNO** (origen  $O_{n2}$ ). Este cambio se muestra a la izquierda de la **Fig C.4**. En el caso de que el vector pertenezca a la zona 6 además de este cambio de origen también se realiza un cambio de sentido en el eje  $x$ , según se muestra en la figura. Detectar si el vector pertenece a la zona 5 o a la 6 es inmediato, ya que basta en fijarse en si la coordenada del vector en el eje  $x$  respecto al origen  $O_n$  ( $V_{xn}$ ) es mayor o menor que  $-0.5$ .

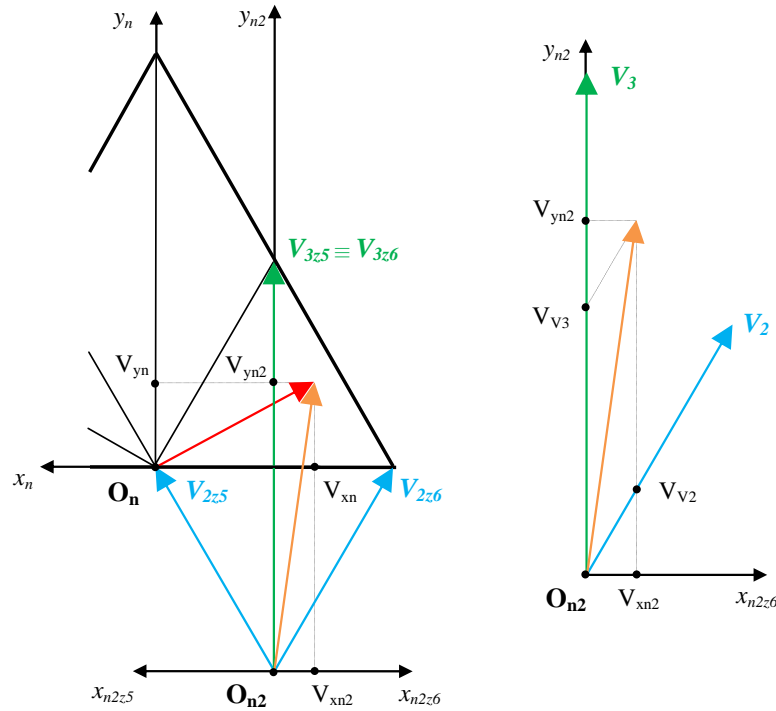


Fig C.4.- Cambio de origen y proyección en la zona 6

La coordenada del vector en el eje  $x_{n2}$  tras este cambio en el sistema de ejes viene dada por:

$$(C.17) \quad \text{si } V_{xn} > -0.5 \quad V_{xn2} = V_{xn} + 0.5 \quad (\text{Zona 5})$$

$$\text{si } V_{xn} \leq -0.5 \quad V_{xn2} = -V_{xn} - 0.5 \quad (\text{Zona 6})$$

La coordenada del vector en el eje  $y_{n2}$ , independientemente de la zona, se calcula como:

$$(C.18) \quad V_{yn2} = V_{yn} + \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Partiendo de estas coordenadas, se realiza la proyección sobre los dos vectores que delimitan la zona correspondiente, de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$(C.19) \quad V_{V2} = \frac{V_{xn2}}{\sin 30^\circ}$$

$$(C.20) \quad V_{V3} = V_{yn2} - \frac{V_{xn2}}{\tan 30^\circ}$$

Conocidas estas proyecciones calcular los tiempos de emisión de cada vector es inmediato, ya que, al igual que en el caso de las zonas 1-4, en el sistema de referencia formado por el origen  $O_{n2}$  y los vectores  $V2$  y  $V3$  correspondientes para cada zona:

- Las coordenadas de  $\vec{V}_{REFn2}$  son  $(V_{V2}, V_{V3})$
- Las coordenadas de  $\vec{V}_{1On2}$  son  $(0,0)$ , las de  $\vec{V}_{2On2}$   $(1,0)$  y las de  $\vec{V}_{3On2}$   $(\sqrt{3},0)$

Por lo tanto, se pueden aplicar las ecuaciones (C.14), (C.15) y (C.16) vistas anteriormente.

En este punto del proceso de modulación se han obtenido la zona a la que pertenece el vector referencia y los tiempos correspondientes a los tres vectores asociados a esa zona. Para facilitar el proceso se han aplicado algunos cambios al vector referencia, en forma de una rotación y un paso por simetría, para confinarlo al semisector izquierdo del sector 0. El paso que queda es deshacer estos cambios, de tal manera que los tiempos calculados para los vectores asociados a la zona se apliquen correctamente con los vectores asociados a la región del mapa vectorial de origen del vector referencia. Para ello se cuenta con los parámetros *Sector* y *Simetría* que se han calculado a lo largo del proceso de modulación.

Primero se deshace el cambio consistente en el paso por simetría tomando como eje de simetría la bisectriz del sector 0. En el caso de que el vector esté en la zona 1 o 2, el vector original pertenece a la región 1 o 2 respectivamente (siempre que el vector estuviera en el sector 0, el cambio de sector se deshace posteriormente). Sin embargo, si se ha aplicado *Simetría*, el tiempo correspondiente a cada vector cambia. A la izquierda de la **Fig C.5** se muestra, para el caso particular de la zona 1, la relación entre el vector  $V$  y su simétrico  $V_{sim}$ . Se observa que si  $V_{sim}$  se proyecta utilizando un sistema de ejes en el que se intercambian  $V_1$  (el vector correspondiente al origen del sistema) y  $V_3$ , sus proyecciones son equivalentes a las de  $V$ . Por lo tanto, en el caso de que en las zonas 1 y 2 el factor *Simetría* esté activado, se deben intercambiar los tiempos  $t_1$  y  $t_3$ .

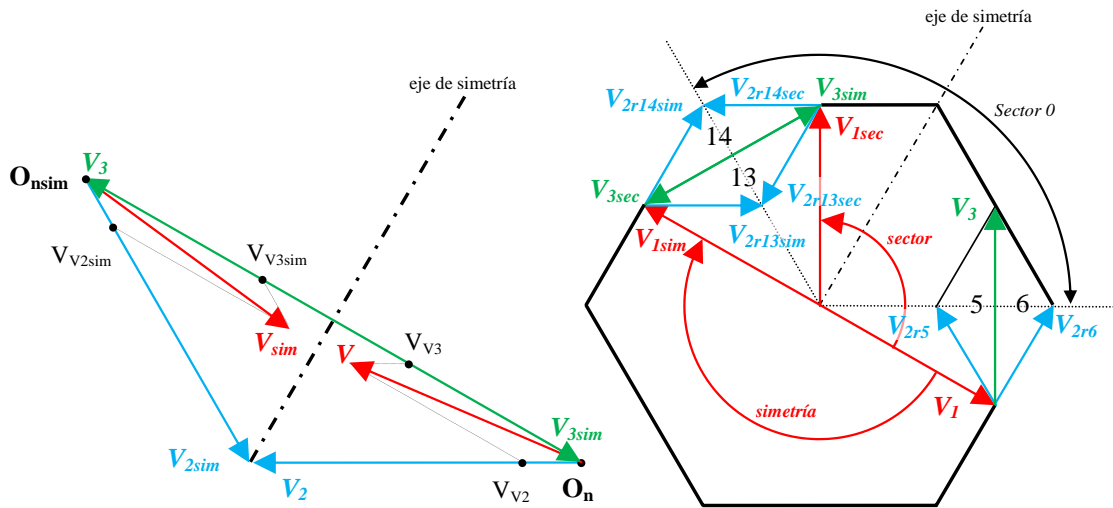


Fig C.5.- Efecto del paso por simetría en zona 1 y zonas 5 y 6

En el caso de que el vector esté en la zona 3 o 4, si se ha aplicado *Simetría*, la región original del vector referencia es la región 7 o 8 respectivamente. En estos casos cambian los vectores utilizados en la modulación, debiéndose asociar correctamente cada tiempo con su vector correspondiente. Esta asociación es obvia simplemente observando el mapa de vectores.

Por último, en el caso de las zonas 5 y 6, si el factor *Simetría* está activado, las regiones originales del vector referencia son 13 y 14 respectivamente. Además de sumarle 8 a la zona para obtener la región, el otro cambio necesario en estas zonas cuando hay *Simetría* es intercambiar los tiempos  $t_1$  y  $t_3$ . Esto es debido a que los valores de los tiempos están obtenidos utilizando como sistema de vectores el compuesto por el origen  $V_1$  y los ejes  $V_{2r5}$ ,  $V_{2r6}$  y  $V_3$ , representado a la derecha de la **Fig C.5**. En el caso de que en las regiones 13 y 14 se utilizara el sistema de vectores con origen en  $V_{1sim}$  y ejes  $V_{2r13sim}$ ,  $V_{2r14sim}$  y  $V_{3sim}$ , no sería necesario intercambiar ningún tiempo. Sin embargo, en las zonas 13 y 14 se utiliza el sistema de vectores formado por  $V_{1sec}$  como origen y como ejes  $V_{2r13sec}$ ,  $V_{2r14sec}$  y  $V_{3sec}$ . Este sistema se utiliza porque es el sistema utilizado cuando el vector referencia pertenece a las regiones 13 o 14 y al sector 1. En este caso, el vector acaba en las zonas 5 o 6, pero en vez de por simetría por cambio de sector.

La relación entre los dos sistemas de referencia posibles en las regiones 13 y 14 es que  $V_2$  es idéntico y se intercambian  $V_3$  y  $V_1$ . Por esto, cuando el vector referencia está en la zona 5 o 6 y *Simetría* está a 1, se deben intercambiar los tiempos  $t_1$  y  $t_3$ . Así se consigue utilizar siempre el mismo sistema de referencia en las regiones 13 y 14, tanto

si el vector referencia se traslada a las regiones 5 y 6 por simetría como si se traslada por cambio de sector.

Una vez deshecho el traslado del vector referencia por simetría, se ha obtenido la región del sector 0 a la que pertenece el vector y se han asociado los tiempos y los vectores de la manera correcta. Para deshacer el traslado de sector del vector referencia, simplemente basta con aplicar la fórmula siguiente:

$$(C.21) \quad \text{región} = \text{región}_{\text{Sector0}} + 8 * \text{Sector}$$

Al aplicar (C.21), hay que tener en cuenta que la mitad inferior de las regiones 5 y 6 se incluye en el sector 2, y que a esta mitad, después de su traslado al sector 0, también se le aplica *Simetría*, por lo que su valor de  $\text{región}_{\text{Sector0}}$  será de 13 y 14 respectivamente, lo que da un número de región de 29 o 30. Debido a esto, después del cálculo de *región* se aplica esta condición:

$$(C.22) \quad \text{si } \text{región} > 24 \rightarrow \text{región} = \text{región} - 24$$

Así se logra corregir la excepción antes comentada.

Con el número de la región a la que pertenece el vector referencia y los tiempos de cada vector, se tiene toda la información necesaria para realizar la modulación vectorial. Lo único que queda por definir es la secuencia de vectores, que se da en la tabla siguiente.

Región 1	Región 2	Región 3	Región 4	Región 5	Región 6
V1 POO	V2 PPO	V2 PPO	V1 POO	V2 POO	V3 PON
V3 OPO	V3 OPO	V1 POO	V3 PPN	V3 PON	V1 PNO
V2 OOO	V1 POO	V3 PPN	V2 PON	V1 PNO	V2 PNN
V3 OPO	V3 OPO	V1 POO	V3 PPN	V3 PON	V1 PNO
V1 POO	V2 PPO	V2 PPO	V1 POO	V2 POO	V3 PON
Región7	Región8	Región9	Región10	Región 11	Región 12
V2 PPO	V1 OPO	V1 OPO	V2 OPP	V2 OPP	V1 OPO
V1 OPO	V3 PPN	V3 OOP	V3 OOP	V1 OPO	V3 NPP
V3 PPN	V2 OPN	V2 OOO	V1 OPO	V3 NPP	V2 NPO
V1 OPO	V3 PPN	V3 OOP	V3 OOP	V1 OPO	V3 NPP
V2 PPO	V1 OPO	V2 OPO	V2 OPP	V2 OPP	V1 OPO
Región13	Región14	Región15	Región16	Región17	Región18
V2 OPO	V3 NPO	V2 OPP	V1 OOP	V1 OOP	V2 POP
V3 NPO	V1 OPN	V1 OOP	V3 NPP	V3 POO	V3 POO
V1 OPN	V2 NPN	V3 NPP	V2 NOP	V2 OOO	V1 OOP
V3 NPO	V1 OPN	V1 OOP	V3 NPP	V3 POO	V3 POO
V2 OPO	V3 NPO	V2 OPP	V1 OOP	V1 OOP	V2 POP



Región19	Región20	Región21	Región22	Región23	Región24
V2 POP	V1 OOP	V2 OOP	V3 ONP	V2 POP	V1 POO
V1 OOP	V3 PNP	V3 ONP	V1 NOP	V1 POO	V3 PNP
V3 PNP	V2 ONP	V1 NOP	V2 NNP	V3 PNP	V2 PNO
V1 OOP	V3 PNP	V3 ONP	V1 NOP	V1 POO	V3 PNP
V2 POP	V1 OOP	V2 OOP	V3 ONP	V2 POP	V1 POO

Tabla C.1.- Secuencia de vectores para modulación 3 con vectores tipo P

El proceso para modular con vectores tipo N es muy parecido al caso de vectores tipo P, ya que el mapa vectorial de vectores tipo N es idéntico al mapa de vectores tipo P pero rotado 60° (Fig C.6). Así, si se quieren utilizar vectores tipo N, primero el vector referencia se desplaza 60° y luego se modula utilizando el mapa de vectores tipo P, de la forma en que se ha explicado. Al desplazar el vector referencia 60°, el vector mantiene la misma posición relativa con los vectores del mapa vectorial tipo P que la que tenía respecto a los vectores del mapa vectorial tipo N, por lo que el cálculo de los tiempos es correcto pero corresponde a unos vectores distintos. Luego, se aplica una equivalencia entre cada vector del mapa vectorial tipo P y el vector que está desplazado 60° en el mapa vectorial tipo N, equivalencia que se muestra en la **Tabla C.2**.

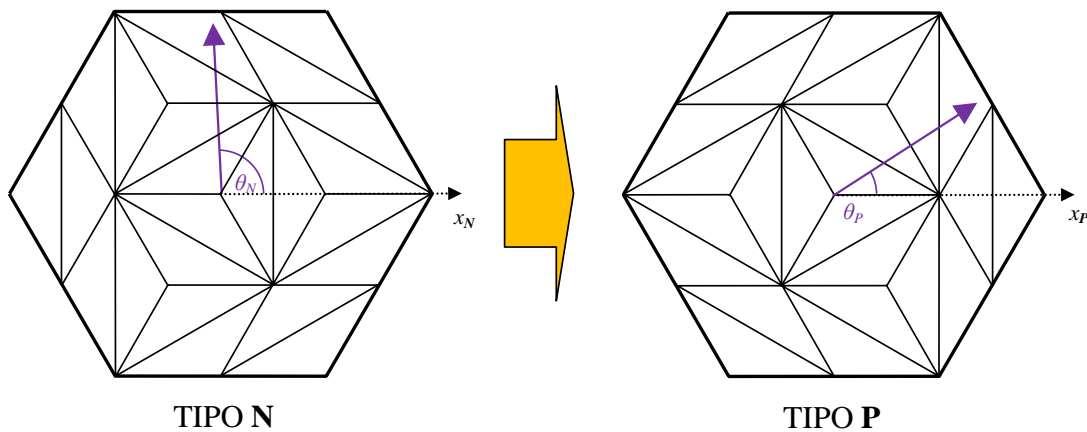


Fig C.6.- Mapa de vectores tipo P y tipo N

TIPO P	TIPO N	TIPO P	TIPO N
OOO	OOO	OPN	NPO
POO	OON	NPN	NPP
PPO	NON	NPO	NOP
OPO	NOO	NPP	NNP
OPP	NNO	NOP	ONP
OOP	ONO	NNP	PNP
POP	ONN	ONP	PNO
PNN	PPN	PNP	PNN
PON	OPN	PNO	PON
PPN	NPN		

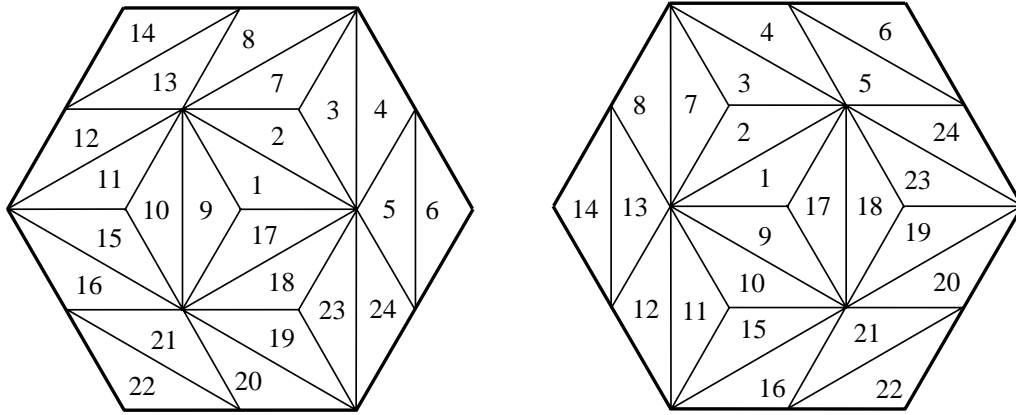
Tabla C.2.- Equivalencia entre vectores del mapa vectorial tipo P y del mapa tipo N

Utilizando las secuencias de vectores tipo P pero sustituyendo los vectores tipo P por sus equivalentes tipo N se obtienen las secuencias que se utilizan con vectores tipo N.

Región 1	Región 2	Región 3	Región 4	Región 5	Región 6
V1 OON	V2 NON	V2 NON	V1 OON	V2 OON	V3 OPN
V3 NOO	V3 NOO	V1 OON	V3 NPN	V3 OPN	V1 PON
V2 OOO	V1 OON	V3 NPN	V2 OPN	V1 PON	V2 PPN
V3 NOO	V3 NOO	V1 OON	V3 NPN	V3 OPN	V1 PON
V1 OON	V2 NON	V2 NON	V1 OON	V2 OON	V3 OPN
Región 7	Región 8	Región 9	Región 10	Región 11	Región 12
V2 NON	V1 NOO	V1 NOO	V2 NNO	V2 NNO	V1 NOO
V1 NOO	V3 NPN	V3 ONO	V3 ONO	V1 NOO	V3 NNP
V3 NPN	V2 NPO	V2 OOO	V1 NOO	V3 NNP	V2 NOP
V1 NOO	V3 NPN	V3 ONO	V3 ONO	V1 NOO	V3 NNP
V2 NON	V1 NOO	V2 NOO	V2 NNO	V2 NNO	V1 NOO
Región 13	Región 14	Región 15	Región 16	Región 17	Región 18
V2 NOO	V3 NOP	V2 NNO	V1 ONO	V1 ONO	V2 ONN
V3 NOP	V1 NPO	V1 ONO	V3 NNP	V3 OON	V3 OON
V1 NPO	V2 NPP	V3 NNP	V2 ONP	V2 OOO	V1 ONO
V3 NOP	V1 NPO	V1 ONO	V3 NNP	V3 OON	V3 OON
V2 NOO	V3 NOP	V2 NNO	V1 ONO	V1 ONO	V2 ONN
Región 19	Región 20	Región 21	Región 22	Región 23	Región 24
V2 ONN	V1 ONO	V2 ONO	V3 PNO	V2 ONN	V1 OON
V1 ONO	V3 PNN	V3 PNO	V1 ONP	V1 OON	V3 PNN
V3 PNN	V2 PNO	V1 ONP	V2 PNP	V3 PNN	V2 PON
V1 ONO	V3 PNN	V3 PNO	V1 ONP	V1 OON	V3 PNN
V2 ONN	V1 ONO	V2 ONO	V3 PNO	V2 ONN	V1 OON

Tabla C.3.- Secuencia de vectores para modulación 3 con vectores tipo N

Las regiones del mapa de vectores correspondiente al tipo **N** son las equivalentes a las del mapa del tipo **P**, considerando el mapa del tipo **N** como el mapa del tipo **P** girado 60°.



**TIPO P**

**TIPO N**

**Fig C.7.- Regiones del mapa vectorial tipo P y tipo N**

Utilizando la región y tiempos de los vectores proporcionados al aplicar el algoritmo de la modulación al vector referencia desplazado 60°, y aplicando las secuencias mostradas en la **Tabla C.3**, se consigue realizar la modulación vectorial utilizando vectores tipo **N**. En la **Fig C.8** se muestra el algoritmo seguido por esta modulación.

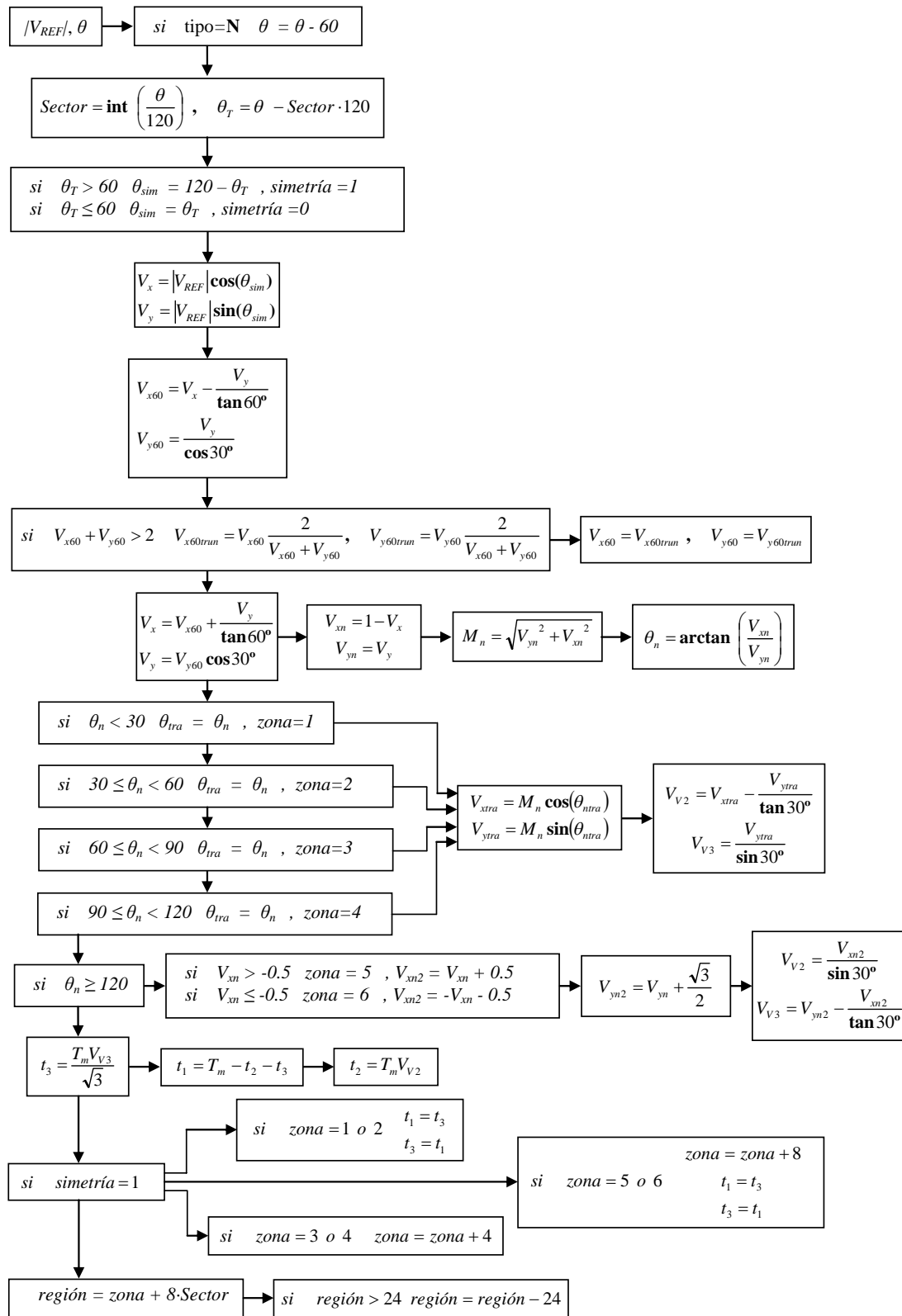


Fig C.8.- Algoritmo de la modulación 3

# **Anexo D**

## **Algoritmo de la modulación 4**

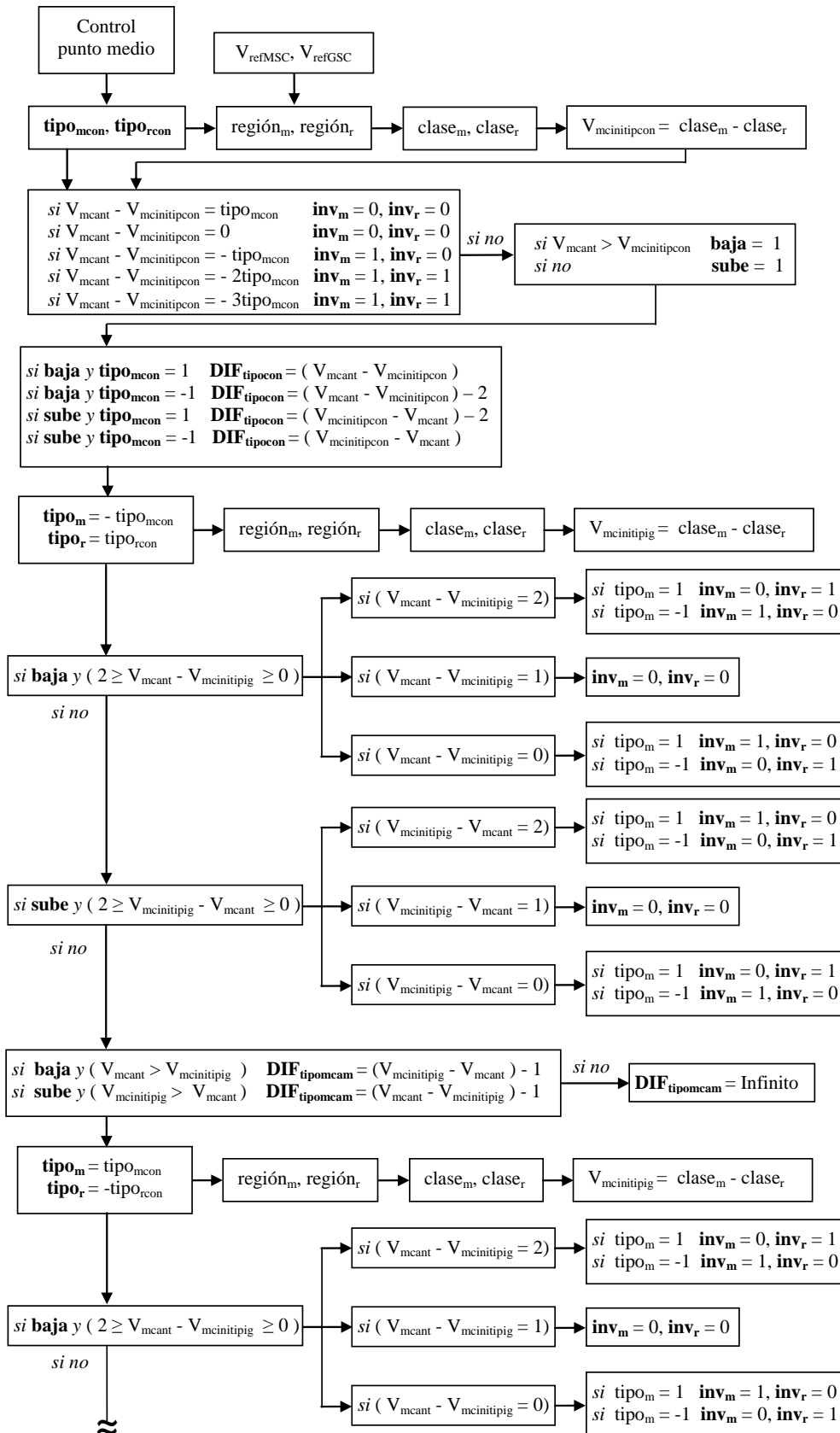
En la **Fig D.1** se muestra el algoritmo completo de la modulación 4. Al tipo de vector utilizado por cada convertidor se le ha asignado un número, siendo  $tipo_{m,r}=1$  para el caso de que **MSC** o **GSC** respectivamente utilicen vectores tipo **P**, y valiendo  $tipo_{m,r}=-1$  para el caso de utilizarse vectores tipo **N**. De la misma manera, el parámetro  $inv_{m,r}$  se pondrá a 1 cuando **MSC** o **GSC** utilice secuencias inversas y a 0 cuando se utilicen secuencias normales.

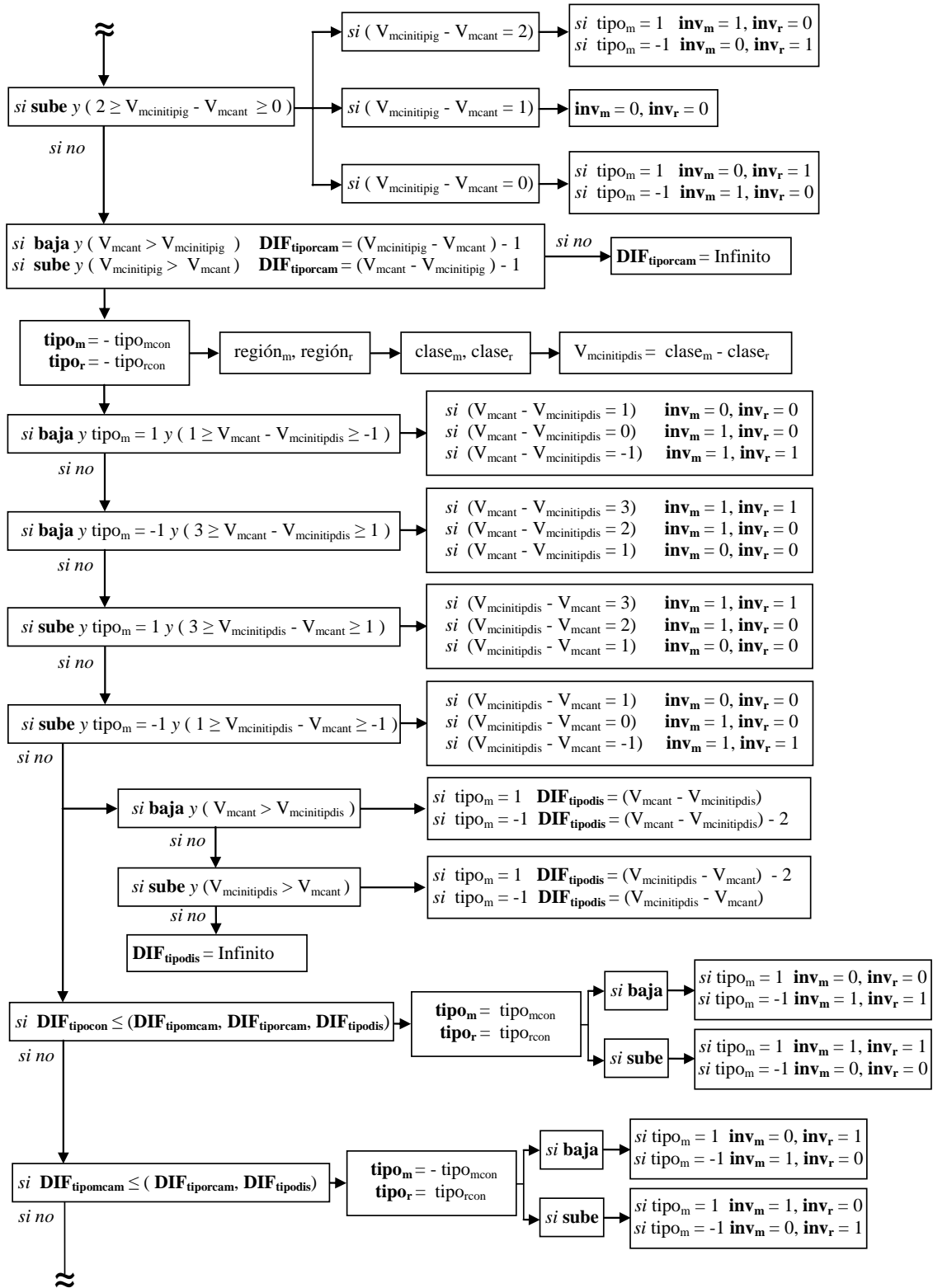
El algoritmo parte de  $tipo_{mcon}$  y  $tipo_{rcon}$ , que son el tipo de vector a utilizar por parte de **MSC** y **GSC** respectivamente para controlar correctamente la tensión del punto medio. Con los tipos de vector y los vectores referencia de cada convertidor, quedan definidas también las regiones. Aplicando la **Tabla 8.3** se obtiene la clase de cada región y de aquí la tensión en modo común inicial  $V_{mcinitipcon}$ . Si  $V_{mcinitipcon}$  y  $V_{mcant}$  tienen el mismo valor, se aplican secuencias normales en ambos convertidores, ya que no hay que variar  $V_{mcinitipcon}$ . También se aplican secuencias normales cuando la resta entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipcon}$  es igual a **tipo<sub>mcon</sub>**. En este caso, no se puede igualar  $V_{mcinitipcon}$  y  $V_{mcant}$  mediante la utilización de secuencias inversas, ya que según la **Tabla D.1** (tabla ya presentada en el capítulo 8 pero que se vuelve a reproducir aquí por razones de claridad) cuando **tipo<sub>mcon</sub>** es 1  $V_{mcinitipcon}$  solo se puede reducir, aumentando así la distancia entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipcon}$ , y al revés cuando **tipo<sub>mcon</sub>** es -1. Aunque no se puedan igualar ambas tensiones, el salto entre ellas es de 1, por lo que se acepta.

	<b>MSC tipo P</b> <b>GSC tipo N</b>	<b>MSC tipo N</b> <b>GSC tipo P</b>
<b>MSC normal, GSC normal</b>	0	0
<b>MSC inverso, GSC normal</b>	-1	+1
<b>MSC normal, GSC inverso</b>	-1	+1
<b>MSC inverso, GSC inverso</b>	-2	+2

**Tabla D.1.- Variación de  $V_{mcini}$  con secuencias normales e inversas y tipos distintos**

Si la resta entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipcon}$  es **-tipo<sub>mcon</sub>**,  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipcon}$  se pueden igualar. Si la resta es -1,  $V_{mcinitipcon}$  se debe reducir en 1. Teniendo en cuenta que **tipo<sub>mcon</sub>** = 1, según la **Tabla D.1** el **MSC** debe aplicar secuencia inversa, es decir, **inv<sub>m</sub>**= 1. Si la resta es 1,  $V_{mcinitipcon}$  debe aumentar en 1, y con **tipo<sub>mcon</sub>** = -1 esto se consigue también con **inv<sub>m</sub>**= 1. Similar razonamiento se sigue cuando la diferencia entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipcon}$  es de **-2tipo<sub>mcon</sub>**.







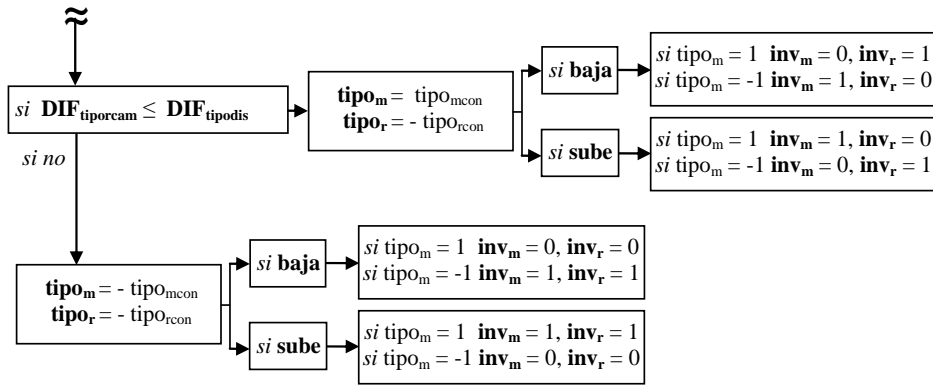


Fig D.1.- Algoritmo de la modulación 4

Cuando la resta es de  $-3\text{tipomcon}$ , el caso es idéntico a cuando la resta es igual a  $\text{tipomcon}$ . Los dos convertidores utilizan secuencias inversas, para acercar  $V_{mcinitipcon}$  lo más posible a  $V_{mcant}$ , y el salto se limita a 1.

En el caso de que no sea posible reducir la diferencia entre  $V_{mcinitipcon}$  y  $V_{mcant}$  a 1 mediante la utilización de secuencias inversas, la modulación tratará de acercar  $V_{mcant}$  a  $V_{mcinitipcon}$ . Para esto se introducen los parámetros **sube** y **baja**, que indican hacia donde se tiene que desviar  $V_{mcini}$  para que el siguiente período de muestreo  $V_{mcant}$  esté más cerca de  $V_{mcinitipcon}$  (a recordar que el  $V_{mcini}$  de un período de muestreo es el  $V_{mcant}$  del siguiente).

También se calcula el parámetro  $\text{DIF}_{\text{tipocn}}$ , que es la diferencia entre  $V_{mcinitipcon}$  y  $V_{mcant}$ . Para calcular este parámetro se ha de tener en cuenta si  $V_{mcant}$  es mayor o menor que  $V_{mcinitipcon}$  (parámetro **sube** o **baja**) y también el acercamiento entre estos dos valores que puede proporcionar la utilización de secuencias inversas. Por ejemplo, si **baja** y  $\text{tipom} = -1$ , hay que restarle 2 a la diferencia entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipcon}$ , ya que  $V_{mcant}$  tiene un valor superior a  $V_{mcinitipcon}$  y utilizando secuencias inversas el valor de este último se puede incrementar en dos unidades.

El siguiente paso es cambiar el tipo del MSC. Al cambiar el tipo, también cambia la región, y con ello la tensión en modo común inicial pasa de ser  $V_{mcinitipcon}$  a ser  $V_{mcinitipig}$ . Mientras que en el caso anterior lo que se buscaba era igualar  $V_{mcinitipcon}$  y  $V_{mcant}$ , en este caso lo que se busca es acercar ambos parámetros. Según la **Tabla D.2**, utilizando secuencias inversas  $V_{mcinitipig}$  se puede desviar una unidad arriba o una unidad abajo.

	<b>MSC tipo P</b> <b>GSC tipo P</b>	<b>MSC tipo N</b> <b>GSC tipo N</b>
<b>MSC normal, GSC normal</b>	0	0
<b>MSC inverso, GSC normal</b>	-1	+1
<b>MSC normal, GSC inverso</b>	+1	-1
<b>MSC inverso, GSC inverso</b>	0	0

**Tabla D.2.- Variación de  $V_{mcini}$  con secuencias normales e inversas y tipos iguales**

Así, si  $V_{mcinitipig}$  tiene que bajar de valor (**baja=1**) primero se comprueba que la resta entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitipig}$  está entre 2 y 0, para asegurar que al bajar el valor de  $V_{mcinitipig}$  su diferencia con  $V_{mcant}$  esté entre 1 y -1. De esta manera se limita el salto en la tensión de modo común a  $1/6$  de  $V_{bus}$ . Después, dependiendo del tipo utilizado por los convertidores se aplica secuencia inversa en el **GSC** o el **MSC**, según la **Tabla D.2**. Para el caso de que  $V_{mcinitipig}$  tenga que subir de valor (**sube=1**) el procedimiento es parecido.

Si al cambiar el tipo del **MSC** no es posible desviar  $V_{mcinitipig}$  en la dirección adecuada limitando el salto entre  $V_{mcinitipig}$  y  $V_{mcant}$  a 1, se calcula la variable **DIF<sub>tipomcam</sub>**. En el caso de que **baja=1** y  $V_{mcant}$  sea menor que  $V_{mcinitipig}$ , esta variable vale infinito, ya que no tiene sentido utilizar esta combinación de tipos de vector. Lo mismo para el caso de que **sube=1** y  $V_{mcant}$  sea mayor que  $V_{mcinitipig}$ . Si el cambio de tipo del **MSC** desvía  $V_{mcinitipig}$  en la dirección debida, **DIF<sub>tipomcam</sub>** vale la distancia entre  $V_{mcinitipig}$  y  $V_{mcant}$  menos uno, para tener en cuenta el acercamiento posible debido a la utilización de secuencias inversas.

Una vez hecho este cálculo **tipom** vuelve al valor inicial dado por el control del punto medio y se cambia el tipo del **GSC**. Este cambio de tipo dará otras regiones diferentes, y por tanto otra  $V_{mcinitipig}$ . A partir de aquí las operaciones a realizar son idénticas al caso de cambiar el tipo del **MSC**.

Si cambiando el tipo del **GSC** tampoco se consigue el objetivo, se calcula **DIF<sub>tiporcam</sub>** (de igual manera al cálculo de **DIF<sub>tipomcam</sub>**) y se vuelve a cambiar **tipom** manteniendo el valor de **tipor**, cambiado. Los dos convertidores utilizan ahora el tipo contrario al demandado por el control del punto medio. Se obtiene un nuevo valor inicial de la tensión en modo común  $V_{mcinitipdis}$ , que hay que acercar a  $V_{mcinitipcon}$ . Si para esto  $V_{mcinitipdis}$  tiene que bajar de valor, esto sólo será posible si el **MSC** trabaja con vectores tipo **P**, como se aprecia en la **Tabla D.1**. De la misma manera, que  $V_{mcinitidis}$  suba sólo será posible con  $tipom=-1$ . Si se cumple alguna de estas dos condiciones, se

pasa a obtener las secuencias a utilizar por cada convertidor, siempre limitando el salto entre  $V_{mcinitidis}$  y  $V_{mcant}$  a  $1/6$  de  $V_{bus}$ .

En caso contrario, se pasa a calcular  $\mathbf{DIF}_{\text{tipodis}}$ . Al igual que en el cálculo de  $\mathbf{DIF}_{\text{tipomcam}}$  y  $\mathbf{DIF}_{\text{tiporcam}}$ , si  $V_{mcinitidis}$  no está en la dirección adecuada respecto a  $V_{mcant}$ ,  $\mathbf{DIF}_{\text{tipodis}}$  vale infinito. Si no, se calcula como la distancia entre  $V_{mcant}$  y  $V_{mcinitidis}$ , teniendo en cuenta el posible acercamiento de las secuencias inversas.

El llegar a este punto significa que no es posible limitar el salto en la tensión de modo común a  $1/6$  de  $V_{bus}$ . En este caso, se comparan las diferencias  $\mathbf{DIF}_{\text{tipocon}}$ ,  $\mathbf{DIF}_{\text{tipomcam}}$ ,  $\mathbf{DIF}_{\text{tiporcam}}$  y  $\mathbf{DIF}_{\text{tipodis}}$  que se han ido calculando a lo largo del proceso, y se escoge la opción que reduce al mínimo el salto entre  $V_{mcini}$  y  $V_{mcant}$ . Si hay diferencias de igual valor, se prioriza el utilizar los tipos de vector correspondientes al control del punto medio, luego el cambio de un único tipo de vector y, por último, utilizar los tipos de vector contrarios a los requeridos por el punto medio.

Una vez obtenidos los tipos de vectores, se aplican las secuencias inversas necesarias para acercar lo más posible la tensión en modo común final del período de muestreo actual con la tensión en modo común inicial del período de muestreo siguiente.