

Tesis Fin de Grado
Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

Autor: Carlos García Santacruz

Tutor: Francisco Gordillo Álvarez

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

Sevilla, 2016



Tesis fin de Grado
Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

**COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE
MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE
CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE
POTENCIA MULTINIVEL**

Autor:

Carlos García Santacruz

Tutor:

Francisco Gordillo Álvarez

Catedrático de Universidad

Dep. de Sistemas y Automática
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2016

Proyecto Fin de Carrera: COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE
CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

Autor: Carlos García Santacruz

Tutor: Francisco Gordillo Álvarez

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE
CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

El tribunal nombrado para juzgar la tesis arriba indicada, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2016

El Secretario del Tribunal

A mis padres y a mi hermano.

Agradecimientos

Mi mayor agradecimiento es para mi familia, mis padres José y Purificación, gracias por cada día, por quererme, ayudarme y apoyarme tanto. Ojalá algún día yo pueda devolverles todo lo que me han dado a mí. Gracias por todo También a mi hermano Alejandro. No habría líneas suficientes para agradecerles todo

También quiero agradecer a mi tutor Francisco Gordillo Álvarez por su trato exquisito en cada duda o tutoría para realizar este trabajo y su atención, además de su paciencia en mis errores.

Resumen

Este trabajo tiene como objetivo la descripción e implementación de distintos métodos de modulación implementados en el control de convertidores de potencia, haciendo hincapié en un método de control predictivo y otro PWM.

A lo largo de la memoria se podrán distinguir bloques diferenciados, teniendo como un primer objeto de estudio la descripción de la electrónica de potencia y su uso en la industria, así como el estudio de la distorsión armónica.

Una vez introducida la electrónica de potencia desde el punto de vista más industrial, se propone otro bloque más teórico sobre los tipos de convertidores, modulaciones, etc; para más tarde ahondar en un método de modulación PWM con control directo de potencia DPC, y otro método de control que no necesita modulación, como es un método de control predictivo.

Finalmente, un último bloque, con el que finaliza este trabajo, cuya finalidad principal se centra en comparar ambos casos a través de su aplicación a un convertidor previamente descrito.

Tiene por tanto, este trabajo un doble objetivo, un primer acercamiento de la electrónica de potencia de forma teórica, y un segundo que es el de la programación del método de modulación Space Vector y su comparación con un método de control discreto que no necesita modulación, MPC.

Palabras clave: convertidor de potencia, space vector, MPC, control, 3D Space vector, distorsión armónica, modulación

Índice

Agradecimientos	VIII
Resumen	X
Índice	XII
Índice de Tablas	XIV
Índice de Figuras	XV
1 Introducción a la electrónica de potencia	1
1.1 <i>Aplicaciones donde se usa la electrónica de potencia</i>	2
1.2 <i>Convertidores de potencia</i>	3
1.3 <i>Clasificación de los circuitos electrónicos de potencia</i>	4
1.3.1 <i>Convertidor CC/CC</i>	4
1.3.2 <i>Convertidor CC/CA. Inversores.</i>	4
1.3.3 <i>Convertidor CA/CA. Cicloconvertidores</i>	5
1.3.4 <i>Convertidor CA/CC. Rectificadores</i>	5
2 Presencia de convertidores en la industria	7
2.1 <i>Convertidores de tracción en trenes</i>	7
2.2 <i>Convertidores en sistemas de energía renovables</i>	8
2.3 <i>Convertidores en el control de motores</i>	9
2.4 <i>Convertidores en bombas de calor</i>	10
2.5 <i>Iluminación fluorescente de alta frecuencia</i>	11
3 Distorsión armónica en la industria	13
3.1 <i>Perturbaciones causadas por los armónicos</i>	14
3.2 <i>Prevención contra los armónicos</i>	15
3.3 <i>Efectos de los armónicos en las instalaciones</i>	16
3.4 <i>Soluciones para la atenuación de los armónicos</i>	16
3.5 <i>Impacto económico de los armónicos en la industria</i>	17
4 Topologías convertidores multinivel	18
4.1 <i>Convertidor Diode-Clamped</i>	18
4.2 <i>Convertidor Flying-Capacitor</i>	23
4.3 <i>Convertidor Cascaded Full-Bridge</i>	26
4.4 <i>Otras topologías</i>	28
4.4.1 <i>Rectificador elevador de tres niveles. Convertidor matricial.</i>	28
4.4.2 <i>Convertidor Diode/capacitor-Clamped</i>	28
4.4.3 <i>New Diode Clamped</i>	29
5 Técnicas de modulación de convertidores multinivel	30
5.1 <i>Técnicas para altas frecuencias de conmutación</i>	30
5.1.1 <i>PWM sinusoidal basado en portadora SPWM</i>	31
5.1.2 <i>Método de eliminación armónica selectiva SHEPWM</i>	33
5.1.3 <i>Modulación con vectores de estados SVPWM</i>	33
5.2 <i>Técnicas para bajas frecuencias de conmutación</i>	34
5.2.1 <i>Método de control de vectores de estado SVC</i>	34

6	Modelo convertidor npc de tres niveles	35
6.1	<i>Valores de los parámetros en la simulación</i>	39
7	Modulación space vector	40
7.1	<i>Space vector. Método simple</i>	41
7.1.1	<i>Resultados modulación space vector con método simple</i>	46
7.2	<i>Space vector: Método directo intersección con el hexágono</i>	48
6.2.1	<i>Resultados método intersección con el hexágono</i>	53
7.3	<i>Space vector: Método estrategia de control de potencia.</i>	55
7.4	<i>Algoritmo de búsqueda Space vector para cinco niveles</i>	58
8	Modulación 3D Space Vector	62
8.1	<i>Resultados 3D Space Vector</i>	66
9	Método de control MPC	68
9.1	<i>Resultados método de control MPC</i>	71
10	Comparación de resultados entre Space Vector y MPC	74
10.1	<i>Resultados THD</i>	77
11	Conclusiones	80
	Referencias	82
	Bibliografía	83
	Anexos	84

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida del convertidor NPC	19
Tabla 2 Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida del convertidor NPC	21
Tabla 3 Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en convertidor flying-capacitor	24
Tabla 4 Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida en convertidor flying-capacitor	25
Tabla 5 Estados de conmutación de un inversor de tres niveles (x representa la fase a,b,c)	35
Tabla 6 Tabla comparación de los resultados de la distorsión armónica en intensidad entre MPC y Space Vector	78

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Esquema típico de electrónica de potencia	2
Figura 2 Ejemplo de módulo IGBT, diodo y transistor de potencia	2
Figura 3 Esquema tipos de convertidores CA/CC	6
Figura 4 Convertidor de tracción de un tren	7
Figura 5 Esquema del flujo de potencia bidireccional	8
Figura 6 Flujo de intensidades armónicas en una instalación	14
Figura 7 Esquema convertidor NPC	19
Figura 8 Valores de tensión según estado interruptores en convertidor de tres niveles del convertidor NPC	20
Figura 9 Esquema convertidor de cinco niveles NPC	21
Figura 10 Valores de tensión para las conmutaciones de los interruptores en convertidor de cinco niveles del convertidor NPC	22
Figura 11 Esquema convertidor flying-capacitor de tres niveles	23
Figura 12 Esquema convertidor flying-capacitor de cinco niveles	24
Figura 13 Esquema convertidor Cascaded full bridge	26
Figura 14 Esquema convertidor de tres niveles Cascaded Full Bridge	27
Figura 15 Esquema rectificador de tres niveles	28
Figura 16 Esquema rama del convertidor diode capacitor clamped de tres niveles	29
Figura 17 Rama del convertidor new diode clamped de cinco niveles	29
Figura 18 Señal de referencia sinusoidal y portadora triangular utilizada en PWM	31
Figura 19 Modulación por ancho de pulso	32
Figura 20 Esquema topología NPC de tres niveles	35
Figura 21 Esquema circuito equivalente NPC de tres niveles	37
Figura 22 Hexágono normalizado de Space Vector de tres niveles	40
Figura 23 Diagrama de flujos del algoritmo Space Vector básico	41
Figura 24 Hexágono dividido en sectores con diferentes ángulos del vector tensión de entrada	42
Figura 25 División en triángulos de un sector del hexágono	42
Figura 26 Cálculo del triángulo en el que está situado el vector tensión	43
Figura 27 Triángulo formado por los tres puntos más cercanos	44
Figura 28 Circunferencia aproximada circunscrita en el hexágono Space Vector	45
Figura 29 Representación de la potencia activa (azul) y la potencia activa de referencia (rojo)	46
Figura 30 Representación intensidades en abc	46
Figura 31 Representación de la tensión (rojo) e intensidad (azul) para la fase a	47
Figura 32 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (verde) y disparos negativos (rojo). *Nota: se ha invertido el signo de los disparos negativos para su apreciación con mayor nitidez.	47

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE
CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

Figura 33 Representación puntos fuera del hexágono al inicio del algoritmo	48
Figura 34 Hexágono con punto de tensión fuera de él	49
Figura 35 Punto del hexágono al que se le reduce su módulo conservando su dirección	49
Figura 36 Diagrama de flujos de algoritmo Space vector de intersección con el hexágono	50
Figura 37 Lados de cada sector	51
Figura 38 Límite sectores para puntos dentro y fuera.	52
Figura 39 Representación potencia activa (azul) y potencia activa de referencia (rojo) en Space vector	53
Figura 40 Representación intensidades en abc en Space Vector	53
Figura 41 Representación de la tensión (rojo) y la intensidad (azul) de la fase a	54
Figura 42 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (verde) y disparos negativos (rojo) en Space Vector.*Nota: se ha invertido el signo de los disparos negativos para su apreciación con mayor nitidez	54
Figura 43 División en cuatro partes del espacio $\alpha\beta$ según los valores de las derivadas de las potencias	55
Figura 44 Demostración gráfica del paso punto con derivada de potencia positiva a negativa (A), y después a positiva o cero de éste, perteneciendo al hexágono (B)	57
Figura 45 Intersección paralela a recta de derivada de potencia activa cero (A), e intersección paralela a recta de derivada de potencia reactiva cero al no producirse intersección con la derivada de potencia activa (B)	58
Figura 46 Diagrama de flujos para aplicar Space Vector a cinco niveles	59
Figura 47 Hexágono Space Vector para cinco niveles	60
Figura 48 Distintos pasos para identificar los tres puntos más cercanos en el caso de cinco niveles	60
Figura 49 Representación del cubo de 3D Space Vector	62
Figura 50 Diagrama de flujos del algoritmo 3D Space Vector	63
Figura 51 Potencia activa en modulación 3D Space Vector	66
Figura 52 Intensidades de las tres fases abc en 3D Space Vector	66
Figura 53 Intensidad de la fase a con el tiempo en positivo (verde) y el tiempo en negativo (rojo) en 3D Space Vector	67
Figura 54 Elección en cada período de las distintas posibilidades minimizando el coste	68
Figura 55 Representación potencia activa en MPC	71
Figura 56 Representación ampliada de la potencia activa en MPC	72
Figura 57 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (verde) y disparos negativos (rojo) en MPC	72
Figura 58 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (azul) y disparos negativos (verde) en MPC.	73
Figura 59 Comparación disparos positivos y negativos en Space Vector (rojo) y en MPC (azul)	74
Figura 60 Potencia activa en Space Vector (azul) y en MPC (verde)	75
Figura 61 Potencia reactiva en Space Vector (azul) y en MPC (verde)	76
Figura 62 Intensidad de la fase a en Space Vector (rojo) y en MPC (verde)	76
Figura 63 THD intensidad fase a en MPC	77
Figura 64 THD intensidad fase a en Space Vector	77
Figura 65 THDv de la fase a en la simulación de Space Vector	78
Figura 66 Valores de THDv en Space Vector	79

1 INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

La electrónica de potencia convierte y controla la energía suministrada por las fuentes de energía eléctrica de la forma requerida y más óptima, demandada por las cargas. Una de las principales características que se asocian a la electrónica de potencia es el concepto de rendimiento, ya que se trata de minimizar las pérdidas durante la conversión.

Cuando se trabaja en régimen de amplificación, las pérdidas son bastante elevadas, pero cuando el trabajo es en régimen de conmutación, se minimizan las pérdidas. Los semiconductores funcionan como un interruptor, que deben contar con una serie de características esenciales como son el paso de un estado a otro con facilidad y pequeña potencia; soportar altas tensiones e intensidades; tener una gran respuesta, es decir una rapidez en el funcionamiento para pasar de un estado a otro, y por supuesto estados definidos de bloqueo y conducción (alta y baja impedancia respectivamente).

Algunas definiciones de la electrónica de potencia se recogen a continuación. La definición de *electrónica de potencia como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la potencia eléctrica* es una definición de Muhammad H. Rashid; ya que considera que se combina la potencia, la electrónica y el control. La electrónica en los componentes de estado sólido y circuitos, que tratan las señales, la potencia como parte de la generación, la transmisión y la distribución de la potencia eléctrica, y una última parte del control, que se encarga de las características estáticas y dinámicas del sistema.

También en el libro *Power Electronics Converters. Application and Design* de Ned Mohan, Tore M undeland y William P. Robbins se da otra definición de la *electrónica de potencia como la tarea de procesar y controlar la energía eléctrica suministrando tensiones e intensidades de la manera más óptima posible para su utilización por diferentes cargas*. Otro punto de vista puede ser el de Joseph Vithayathil (*Power Electronics. Principles and Applications*), que liga la potencia eléctrica con la electrónica.

De acuerdo a estas definiciones y comentarios, el esquema de potencia será algo parecido al siguiente:

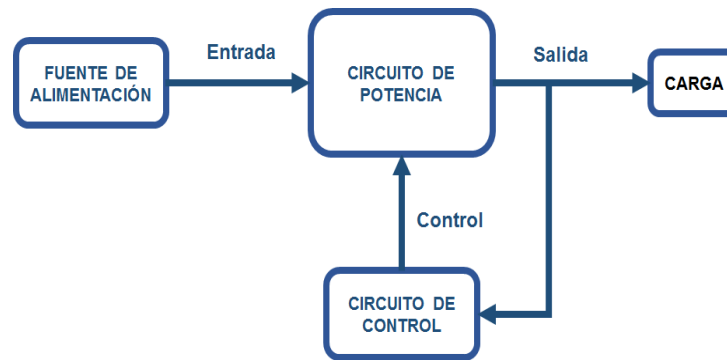


Figura 1 Esquema típico de electrónica de potencia

Los principales componentes que se utilizan en electrónica de potencia son bobinas y condensadores; y por supuesto los semiconductores. Los más importantes son diodos y transistores que trabajan en modo corte/saturación (on/off). Derivados de estos componentes, aparecen semiconductores típicos de potencia como IGBTs, tiristores, TRIACs... muy usados en la conversión de potencia.



Figura 2 Ejemplo de módulo IGBT, diodo y transistor de potencia

1.1 Aplicaciones donde se usa la electrónica de potencia

Existen distintos ámbitos donde se aplica la electrónica de potencia; se puede distinguir entre aplicaciones comerciales como pueden ser aplicaciones para uso doméstico: calefacciones, aire acondicionado, ordenadores, electrodomésticos, etc. Otra parte está dedicada a aplicaciones industriales como son bombas, compresores, herramientas de trabajo mecanizadas, trenes, sistemas de suministro de energía...

Este incremento de aplicación de la electrónica de potencia se debe a factores como los siguientes:

- Fuentes de alimentación conmutadas: Los avances en la microelectrónica han hecho posible el suministro regulado de corriente continua y sistemas de alimentación ininterrumpida, lo que ha facilitado el desarrollo de la electrónica de consumo: ordenadores, equipos de comunicación, etc.

- Conservación de la energía: La electrónica de potencia opera a altas frecuencias con lo que se obtiene gran eficiencia; también ocurre en los motores, donde gracias a la electrónica de potencia las velocidades de éstos se ajustan de manera muy eficiente, donde la potencia suministrada permanece igual.
- Transporte: Los vehículos eléctricos requieren cargadores acumuladores que necesitan la electrónica de potencia, así como en disintos elementos de los trenes eléctricos.

1.2 Convertidores de potencia

Según estudios recientes, el 80% de la energía eléctrica que se consume en el mundo se destina a alimentar bombas y motores eléctricos. De estos motores y bombas del sector industrial, menos del 20% están equipados con variadores electrónicos de velocidad.

El uso de la energía eléctrica en la producción de fuerza motriz se deriva de la capacidad de las redes eléctricas para hacer circular por el mismo canal energía e información. Por esto, la fuerza motriz de origen eléctrico se caracteriza por:

- Flexibilidad de uso
- Precisión a la hora de ejecutar consignas: par, aceleración...
- Prestaciones energéticas
- Disponibilidad
- Bajo coste de mantenimiento
- Capacidad de adaptarse a evoluciones industriales

Únicamente la variación de la velocidad de los motores permite explotar las posibilidades de consumir solamente la energía necesaria para producir la fuerza motriz ya que con métodos anteriores al uso de la electrónica se produce un desperdicio de rendimiento y energía que se tiene que reabsorber.

Por ejemplo, los aerogeneradores, la energía solar, las fuentes de energía limpia, requieren sistemas de acondicionamiento basados en electrónica de potencia, del mismo modo que ocurre con el almacenamiento de energía, que han mejorado notablemente sus prestaciones.

Los convertidores multinivel suponen un avance con respecto a los tradicionales de dos niveles, ya que pueden manejar rangos de tensión más elevados que los tradicionales, generando tensiones senoidales más puras y

eliminando dispositivos cuyo coste es elevado. El hecho de generar tensiones senoidales con menor contenido armónico conlleva que se pueda elevar la frecuencia de conmutación de los dispositivos; además de aumentar la eficiencia y disminuir las pérdidas en los dispositivos.

Un campo muy importante de los convertidores multinivel es el de la energía eólica, ya que la evolución de esta energía pasa por el aumento de la potencia generada, ya que para generar altas potencias es preciso subir el rango de tensiones

1.3 Clasificación de los circuitos electrónicos de potencia

Para el acondicionamiento o control de la potencia eléctrica es necesario la conversión de potencia de una forma a otra. Gracias a las características de los interruptores de potencia, se puede realizar esta conversión de forma satisfactoria. .

1.3.1 Convertidor CC/CC

Los convertidores CC/CC están diseñados para transformar una tensión de entrada continua, de valor fijo normalmente, en una tensión de salida también de continua, con otro valor. Su funcionamiento se parece a una especie de transformador de corriente continua. Respecto a su rango de aplicación, es el mismo que el de los convertidores CA/CC con el matiz obvio del cambio alimentación alterna por continua. Desde el punto de vista práctico, su utilización suele orientarse hacia accionamientos situados en sistemas embebidos. No resulta difícil encontrar ejemplos de su aplicación en automóviles: motores de limpia parabrisas, motores de arranque, etc. Lo mismo puede encontrarse también en otro tipo de sistemas embarcados como barcos, aviones, satélites; los sistemas portátiles son otro tipo de aplicación donde pueden encontrarse este tipo de convertidores.

Presentan una serie de ventajas sobre otras formas de regulación cuando son aplicados al control de corriente continua, como son la variación de la salida, una respuesta dinámica muy rápida, y una elevada eficiencia.

1.3.2 Convertidor CC/CA. Inversores.

Se entiende por convertidor CC/CA o inversor aquel circuito capaz de transformar corriente continua en alterna. La utilidad de este tipo de circuitos es variada. Este tipo de convertidor aparece en la alimentación de equipos

informáticos, médicos, de comunicación o electrónicos en general: sería el caso de sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI) que proporcionan una salida alterna, a partir de baterías cuando falla la alimentación principal.

Pueden clasificarse en dos tipos: de onda cuadrada o PWM. La diferencia entre ambos radica en la estrategia de control de los interruptores. La modulación de ancho de pulso (PWM) permite reducir la distorsión armónica, sobre todo comparado con el inversor de onda cuadrada.

Las ventajas que tiene la modulación PWM, además de la ya comentada, sobre los de onda cuadrada también se centra en la reducción de los requisitos del filtro para reducir los armónicos, y controlar la amplitud de la salida. Mientras que algunos de los inconvenientes que presentan son la mayor complejidad de los circuitos y mayores pérdidas debido al incremento de la frecuencia de conmutación.

1.3.3 Convertidor CA/CA. Cicloconvertidores

Los convertidores CA/CA permiten realizar la conversión de corriente alterna en corriente alterna. Esta transformación se reduce a una reducción del valor eficaz de la tensión de entrada, y en algunos casos, a una reducción de la frecuencia de entrada que puede tomar únicamente algunos valores.

Este tipo de convertidores se utilizan en la construcción de arrancadores suaves para motores síncronos, reguladores de luz, de temperatura, etc.

1.3.4 Convertidor CA/CC. Rectificadores

Los convertidores CA/CC son aquellos sistemas electrónicos dedicados a convertir tensión alterna sinusoidal de frecuencia y amplitud constante en una tensión continua.

Aunque el objetivo de estos convertidores es transformar la tensión alterna de entrada en continua, hay que tener en cuenta diversos aspectos. Como en todo equipo electrónico de potencia se debe considerar el rendimiento del convertidor, es decir, la medida de las pérdidas durante la conversión de señal. Otro aspecto aparte de la medida del rendimiento, es el rizado que se presenta en la salida del convertidor, pues la salida no es totalmente continua, y provoca la distorsión de la tensión de salida.

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

Estos convertidores presentan diferentes topologías según las características de la tensión de entrada y tensión de salida. Desde el punto de vista del control, si la tensión alterna de entrada tiene una frecuencia y valor eficaz constante, y se pretende conseguir una tensión continua de salida también constante, es posible no utilizar control; si por el contrario la salida tiene un valor eficaz variable, o debe ser ajustada a diferentes valores, el rectificador debe presentar algún tipo de control.

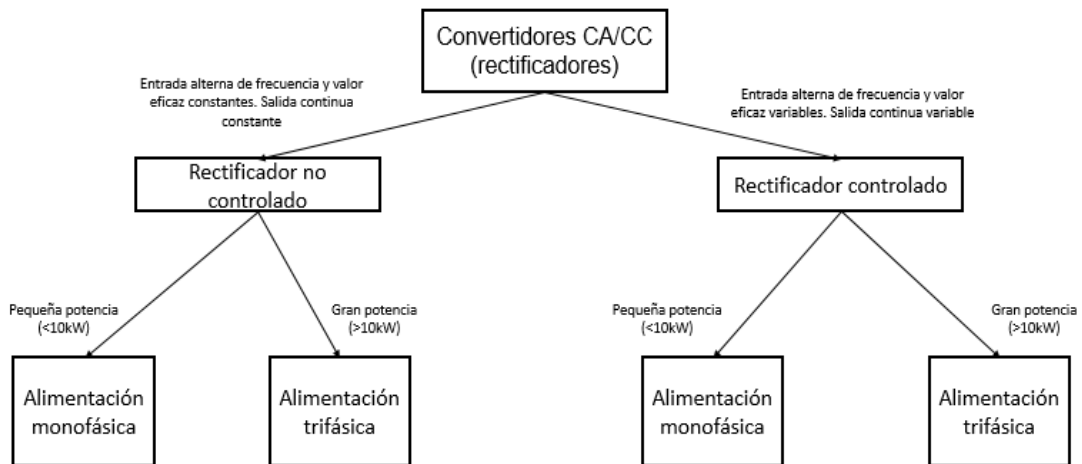


Figura 3 Esquema tipos de convertidores CA/CC

2 PRESENCIA DE CONVERTIDORES EN LA INDUSTRIA

En la industria existen diversos campos donde se aplican los convertidores electrónicos de potencia, algunos de ellos, se mencionarán a continuación, como una pequeña reseña de donde los convertidores son importantes y las mejoras que han posibilitado.

2.1 Convertidores de tracción en trenes

Por ejemplo en trenes Renfe se aplica el sistema de tracción. Se compone de motores asíncronos con rotor de jaula de ardilla, de tipo cerrado, autoventilados y montados en caja; mientras que la potencia del motor al eje se realiza mediante articulación mecánica.

La presencia de dos convertidores hace posible que se controle la potencia de tracción a aplicar en los motores, siendo capaz cada convertidor de controlar tres motores. Cada inversor está conectado a dos bloques de resistencias de freno montadas sobre techo para utilizar el freno reostático cuando el regenerativo no esté disponible.



Figura 4 Convertidor de tracción de un tren

Otros dos convertidores estáticos generan la electricidad. Cada uno de estos convertidores genera la tensión suficiente para dar energía a los diferentes equipos auxiliares del tren. Además también se genera una tensión añadida para cargar baterías y alimentar elementos de corriente continua. Estos dos tipos de convertidores se encuentran redundados para evitar posibles fallos.

2.2 Convertidores en sistemas de energía renovables

En el campo de las fuentes de energía renovables se aplica cada vez más la electrónica de potencia. En la década de los 80, cuando se empezó a producir energía eólica, aparecieron una serie de problemas. Éstos consistían en que no existía un control en la potencia activa y reactiva generada, ya que se utilizaba un generador por inducción electromagnética de jaula de ardilla, conectado directamente a la red, con la suma del problema de los cambios de intensidad del viento que se producían.

Estos cambios se traducían en armónicos que eran transferidos a la red de manera directa. A medida que crecía la demanda de energía, se necesitaba implementar dispositivos electrónicos para solucionar los problemas de los armónicos hacia la red eléctrica.

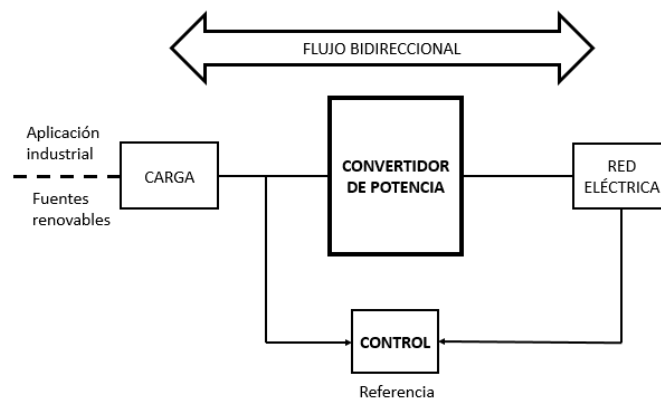


Figura 5 Esquema del flujo de potencia bidireccional

La Figura 5 muestra el esquema que se puede aplicar tanto a sistemas de generación como aplicaciones de consumo. Existe también un bloque de control donde se ajustan los parámetros de rendimiento del dispositivo de potencia.

En los sistemas eólicos después de la etapa de conversión de la energía mecánica, se utiliza un bloque de compensación de potencia reactiva antes de realizar la etapa de conexión a la red. Esta etapa está formada por

bancos de condensadores que se alternan continuamente en función de la variación de la producción o consumo de energía. Dependiendo de la topología, se puede utilizar un bloque de compensación de arranque, que suaviza los picos que pueden producirse al realizar la conexión con la red eléctrica. Estos bloques están compuestos por convertidores CA/CA.

Dentro de los sistemas eólicos, existen los que tienen velocidad variable como son *partially rated* y convertidores a full escala. El sistema *partially rated* utiliza dispositivos de potencia de baja carga, al igual que los mencionados en el párrafo anterior, que son de velocidad fija, presenta un bloque de compensación de potencia reactiva. El estator se encuentra conectado directamente a la red, mientras que el rotor está conectado a un convertidor back to back usando anillos, para que el generador opere a una velocidad variable limitada. Con este convertidor se puede controlar la velocidad o fuerza aplicada, y la potencia reactiva en el lado del estator.

El convertidor back to back compuesto por IGBTs conectados como un rectificador trifásico de onda completa controlado por PWM. Se usa para convertir una forma de onda sinusoidal a un nivel de corriente continua, eliminando fluctuaciones de baja frecuencia con el banco de condensadores, y obtener así una forma de onda senoidal con frecuencia estable. En el sistema full escala también se utiliza este tipo de convertidor, que se encarga, en este caso de controlar la calidad de la energía eléctrica introducida a la red.

En los sistemas de generación de energía solar es siempre necesario la implementación de dispositivos electrónicos de potencia, ya que se obtienen valores de corriente continua que cambian en función de la radiación solar. Del mismo modo que ocurre con la energía eólica, depende de factores estacionarios como la radiación solar variando a lo largo del año. Esto es un problema menor, ya que la energía puede ser almacenada en baterías de condensadores.

Estos sistemas utilizan dos tipos de dispositivos de potencia para funcionar: un primer convertidor CC/CC para la regulación del flujo de energía hacia las baterías de condensadores, y un segundo convertidor CC/CA que acopla el sistema con la red eléctrica o con las cargas de corriente alterna.

2.3 Convertidores en el control de motores

En este apartado se presentan los variadores de frecuencia que son soluciones de electrónica de potencia para controlar motores de corriente alterna de velocidad variable, alimentando desde una fuente de corriente continua. Permite variar la velocidad rotacional de un motor, actuando sobre la frecuencia de la corriente eléctrica.

La variación de frecuencia se consigue en dos etapas. Una primera etapa rectificadora, que transforma la corriente alterna en continua, con toda la potencia en el circuito intermedio. Otra es la etapa inversora, que transforma la corriente continua en corriente alterna, con frecuencia y tensión regulables, que son dependientes de los valores que se fijen. A esta etapa también se le conoce como ondulatora. La etapa central es el circuito intermedio de continua, que puede funcionar como fuente de tensión o intensidad para la etapa ondulatora, y su misión es la de alimentar la etapa final.

Existen distintas formas de regular la tensión de salida del inversor u ondulator:

- Variar el valor de la tensión en circuito intermedio
- Variar ancho de la zona de conducción de cada semionda de salida.
- Variar la tensión de salida en función de la proporción entre tiempos ON/OFF de los semiconductores mediante modulación PWM, lo cual hace que se mejore la onda de la intensidad absorbida por el motor, produciendo que el motor funcione de forma semejante a como si estuviera alimentado por tensiones senoidales de la red.

2.4 Convertidores en bombas de calor

En la actualidad, en muchos hogares se utiliza para la climatización las bombas de calor. Éstas han evolucionado gracias a la modulación de capacidad proporcional a la carga, que ha producido que se aumente la eficiencia de las bombas hasta en un 30%. Esto es posible gracias a que la velocidad del motor del compresor de la bomba se ajusta a la carga de calor o frío, lo que elimina los ciclos de encendido y apagado del compresor. También se puede usar accionamientos por motor de inducción o de motor asíncrono para ajustar la velocidad del compresor en proporción a la carga del edificio. Estas bombas de calor son llamadas también bombas de calor inverter.

Estas bombas de calor no presentan caída de intensidad y cuentan con un amplio rango de funcionamiento, por lo que en los catálogos de ventas se suelen mostrar diversas opciones de potencia. Se puede observar que las unidades tienen un rango de funcionamiento de entre el 56% hasta el 140%, Poseen la característica de sobrepasar la potencia nominal, gracias a la cual se consigue climatizar en menor tiempo cualquier estancia respecto una unidad de aire acondicionado fija o no inverter.

Presentan un menor consumo, ya que se puede variar la potencia en función de las necesidades, con lo que se consigue bajar el consumo de manera muy sustancial. Gracias a la electrónica que presenta, es capaz de funcionar siempre en condiciones óptimas, adaptándose al ambiente en el que se encuentre instalado. La diferencia con respecto a las unidades de velocidad fija es que éstas no disponen de esta electrónica para modificar el funcionamiento, no siendo capaces de adaptarse al ambiente; mientras que las bombas de calor con esta tecnología pueden reducir o ampliar la velocidad del compresor, o del motor del condensador, introduciendo

las comentadas mejoras.

Desde el punto de vista del confort también presentan un avance, ya que consiguen llegar a la temperatura de consigna más rápido y regulando su potencia frigorífica se puede mantener la temperatura ambiente del lugar donde esté instalado de manera mucho más precisa.

En comparación con una unidad de potencia fija que se enciende cuando la temperatura sube 1°C por encima de la temperatura de consigna (modo frío) y se para al rebasar esta -1°C, las unidades inverter funcionan de otro modo: van reduciendo su potencia poco a poco al lograr su objetivo y por ello rara vez sobrepasan o bajan la temperatura más de la cuenta, ya que siempre se mantendrá unas pocas décimas por encima o por debajo de la consigna marcada. La bomba no se para, pero baja su potencia y por tanto, su consumo, lo cual es suficiente para conseguir mantener la temperatura deseada.

Gracias a la electrónica y obviamente al resto de avances en estos años, una unidad inverter actual es capaz de conseguir un coeficiente energético de 5,15 que comparado con un coeficiente de 2,76 del mismo modelo no inverter; esto casi el doble de rendimiento, lo que significa la mitad de consumo para hacer el mismo trabajo y climatizar la misma estancia si se comparasen condiciones idénticas.

2.5 Iluminación fluorescente de alta frecuencia

Aunque en la actualidad estén perdiendo presencia debido a la irrupción de las lámparas LED, sirve como ejemplo para ilustrar las mejoras que la electrónica de potencia introduce en elementos de la vida cotidiana. La ventaja de este tipo de lámparas se daba en que presentaban un menor consumo que las lámparas incandescentes.

La eficiencia energética de las lámparas fluorescentes se incrementa hasta un 30% cuando se trabaja a alta frecuencia (de 25Khz a los convencionales 60Hz). El sistema de alimentación de estas lámparas es conocido como balastro, que se utiliza para encender la lámpara y limitar su corriente de operación. Los balastros en altas frecuencias para fuentes de luz fluorescentes ofrecen ventajas considerables respecto a los electromagnéticos. Permiten un importante ahorro de energía, además de eficiencia y bajo coste.

La Unión Europea, a partir de 2017, pero en el reglamento 347/2010 ha limitado dicha previsión a la prohibición de los modelos menos eficientes, con cebador y reactancia, para permitir el uso de los sistemas más eficientes, los que incorporan la electrónica.

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

En la estructura de un balastro electrónico están presentes grupos de componentes electrónicos, que convierten tensión alterna en continua, pasando después por un convertidor CC/CC que corrige el factor de potencia. Esta salida se conecta a un inversor de alta frecuencia que es el que alimenta la lámpara.

Las ventajas de los balastos electrónicos con respecto a las lámparas de cebador y reactancia se ven reflejadas en que las lámparas con balastro no producen parpadeo en las lámparas, su consumo es menor, y además se puede controlar el brillo.

3 DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA INDUSTRIA

Los armónicos son una preocupación en la gestión de los sistemas eléctricos; ya que lo que se debe buscar es una mejora de la calidad de estos sistemas, es por eso que es fundamental la reducción de la distorsión armónica en los convertidores de potencia.

Considerar los efectos de la distorsión armónica en las instalaciones eléctrica es clave, ya que ha adquirido mayor relevancia debido a la proliferación de las cargas denominadas no lineales, que son las que la intensidad que circula por ella no tiene la misma forma sinusoidal que la tensión que la alimenta. Dentro de este grupo están los variadores de velocidad para motores eléctricos, muy presentes en la industria, máquinas industriales como hornos, soldadores, también los equipos de ofimática. El fenómeno de la distorsión 'contamina' la red eléctrica de una instalación y puede afectar al funcionamiento de los aparatos o máquinas conectadas.

Toda señal periódica puede descomponerse como suma de su parte fundamental, componente a la frecuencia de red) y de sus componentes armónicas.

$$i(t) = i_1(t) + \sum_{h \neq 1} i_h(t) \quad (3-1)$$

La distorsión armónica de una onda representa el contenido de armónicos que tiene dicha onda y se mide mediante la distorsión armónica total, THD, que puede ser medido en tensiones e intensidades.

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (3-2)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (3-3)$$

El Factor de potencia también resulta de interés en el estudio de los armónicos pues a mayor distorsión armónica menor factor de potencia. Esto quiere decir que una corriente que presente una gran distorsión armónica tiene muy poca eficiencia. La medida de la calidad de una corriente o tensión viene determinada por el THD.

La alimentación de cargas no lineales provoca el flujo de intensidades armónicas en la instalación. Los armónicos de tensión son provocados por el flujo de intensidades armónicas a través de las impedancias de los circuitos de alimentación. Esta impedancia aumenta en función de la frecuencia de la intensidad que circula por el conductor;

existe pues, para cada armónico una impedancia del circuito de alimentación.

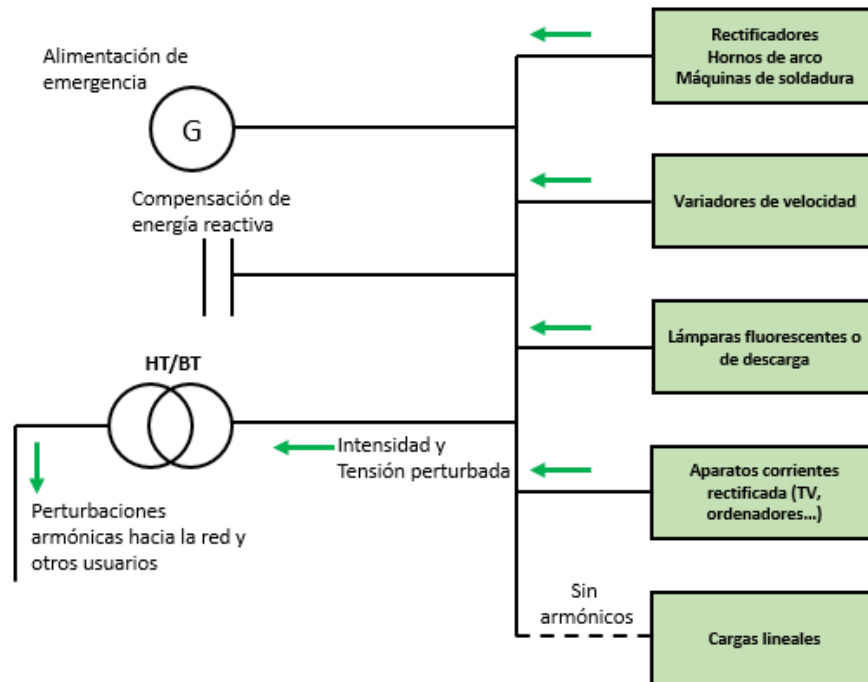


Figura 6 Flujo de intensidades armónicas en una instalación

3.1 Perturbaciones causadas por los armónicos

Los armónicos causan una serie de perturbaciones que originan problemas y empeora la calidad de la energía:

- Produce sobrecarga de la red por el aumento de la intensidad eficaz
- Produce sobrecarga de los conductores del neutro
- Produce sobrecargas, vibraciones y envejecimiento de los equipos de energía como son alternadores, transformadores y motores
- También produce envejecimiento de los condensadores de compensación para la energía reactiva
- Provoca una deformación de la tensión de alimentación, pudiendo perturbar los receptores sensibles
- Se provoca, por último una posible perturbación en las redes de comunicación o líneas telefónicas.

Todos estos inconvenientes que produce la aparición de los armónicos, tiene obviamente, un impacto económico importante, ya que el envejecimiento prematuro de condensadores o equipos, supone que se deban reemplazar con anterioridad a lo pensado, a no ser que se hayan sobredimensionado. Las sobrecargas producidas obligan a un aumento de la potencia contratada, lo que también supone pérdidas suplementarias. Estas perturbaciones en intensidad, además, producen disparos intempestivos y paro de equipos.

Todos estos problemas repercuten en la economía de la empresa, ya que se producen coste de material, pérdidas energéticas y de productividad, lo que hace que la empresa pierda competitividad en su sector.

En las redes trifásicas los armónicos más problemáticos son los impares, considerando los armónicos hasta rango 30, utilizando para energía, generalmente, los armónicos de rango 3, 5, 7, 11 y 13. Compensar los armónicos hasta rango 13 es imperativo, y una buena compensación tiene en cuenta hasta el rango 25. Además, hay que tener en cuenta que cada aparato que causa armónicos lo hace con sus propias corrientes armónicas con amplitudes y desfases diferentes

3.2 Prevención contra los armónicos

Se puede prevenir de dos maneras, con dispositivos de manera permanente o con un experto presente en el lugar observando.

En los dispositivos que se encuentran permanentemente instalados se presentan un gran número de razones para ser los que preferiblemente se deben utilizar en las instalaciones. La primera observación que se debe hacer es que, mientras que estos aparatos están siempre presentes, la visita de un técnico tiene una duración determinada; esto quiere decir que se tiene una mejor visión de la instalación en períodos grandes de tiempo, abarcando distintas situaciones que se puedan dar en períodos de tiempo como son semanales o mensuales. A esto hay que añadir que vienen preparados para resolver los problemas que puedan surgir.

Como ejemplos, en motores asíncronos en los que circulan corrientes con armónicos provocan el calentamiento de estos motores, pérdida de rendimiento y vida útil del mismo. De igual manera ocurre con el cableado, puesto que la impedancia de un cable depende de la frecuencia a la que se trabaje, con lo que se puede producir un excesivo calentamiento y un deterioro.

En los condensadores ocurrirá que a mayores frecuencias se pueden presentar corrientes parásitas y peligro de sobrecarga. En los transformadores la aparición de armónicos puede producir desde un calentamiento en el bobinado a mayores pérdidas por corrientes de Foucault.

Estos son algunos ejemplos de por qué hay que prevenir los armónicos en las instalaciones industriales.

3.3 Efectos de los armónicos en las instalaciones

Los armónicos producen en las instalaciones una serie de problemas, que se describen a continuación:

- **Resonancia:** La utilización de dispositivos tanto capacitivos como inductivos provoca el fenómeno de resonancia, obteniendo valores o muy altos o muy bajos de impedancia, que modifican la corriente y la tensión del sistema. A la frecuencia de resonancia, la impedancia de un circuito es máxima, obteniendo un aumento considerable de la tensión de los armónicos y, por consiguiente, una mayor distorsión en la tensión. Esto expone a los equipos a un riesgo de sobrecargas.
- **Aumento de las pérdidas:** La potencia activa dada a una carga depende de la corriente fundamental, cuando esta corriente absorbida por la carga contiene armónicos el valor eficaz de la corriente, es superior al fundamental. Las corrientes armónicas provocan un aumento de las pérdidas Joule en todos los conductores y un aumento adicional en la temperatura de los transformadores, equipos, cables...
- **Pérdidas en máquinas asíncronas:** las tensiones sobre las máquinas asíncronas provocan la circulación de corrientes con frecuencias mayores de 50 Hz en la parte del rotor, lo que provocan pérdidas suplementarias.
- **Pérdidas en los transformadores:** las corrientes armónicas provocan un aumento de las pérdidas en las bobinas por efecto Joule y de pérdidas en el hierro debidas a corrientes de Foucault. También provocan por histéresis pérdidas en el hierro. Las pérdidas en las bobinas varían como el cuadrado de THD de corriente, mientras que las pérdidas en el núcleo varían linealmente en función de THD de tensión.
- **Pérdidas en los condensadores:** Las tensiones armónicas que van a los condensadores provocan que circulen corrientes proporcionales a la frecuencia de los armónicos, que causan pérdidas adicionales.

3.4 Soluciones para la atenuación de los armónicos

Existen distintas soluciones de cara a paliar los efectos nocivos de los armónicos presentes en la red. Una primera medida que se debe tomar puede ser la de posicionar las cargas aguas arriba en la red, ya que la perturbación armónica aumenta a medida que la potencia de cortocircuito disminuye.

Otra medida es la de separar las fuentes, es decir, alimentar con una fuente a las cargas lineales, y otra a las cargas no lineales. La instalación de inductancias anti-armónicos en las baterías de condensadores también permite aumentar la impedancia del conjunto bobina y condensador, para armónicos de frecuencia elevada.

En caso de sobrepasar los valores límites, existen también algunas opciones, como pueden ser los filtros: activo, pasivo e híbrido. El filtro pasivo permite la compensación de energía reactiva, es decir, la corrección del factor de potencia, ya que posee una gran capacidad de filtrado de corriente. La compensación con filtros activos permite el filtrado de armónicos en un amplio rango de frecuencias, pudiéndose adaptar a cualquier carga, pero su potencia armónica es limitada. Por último, los filtros híbridos combinan las ventajas de ambos tipo de filtros.

3.5 Impacto económico de los armónicos en la industria

Los armónicos causan un perjuicio económico en la industria, por eso es deseable su reducción. Un primer impacto se da en las pérdidas energéticas que se producen; la aparición de armónicos obliga a incrementar el nivel de potencia contratada, lo que aumenta la factura.

Otro aspecto económico a tener en cuenta es el sobredimensionado de los equipos, ya que se debe tener en cuenta la circulación de corrientes armónicas, y como tal, sobredimensionar los conductores para evitar excesivas pérdidas por efecto Joule. También pueden producir paradas en la instalación, lo que ocasiona pérdidas en la producción, ya que se debe volver a poner en marcha la instalación.

Esto causa, además una reducción de la vida de los equipos, oscilando la reducción del tiempo de vida entre el 5 y el 32% en transformadores y máquinas monofásicas, respectivamente.

4 TOPOLOGÍAS CONVERTIDORES MULTINIVEL

En este capítulo no se pretende realizar un análisis completo de todas las topologías multinivel existentes, pero sí presentar aquellas topologías que son objeto de mayor estudio, así como las diferencias que existen entre ellas. Se presentarán además de las topologías de tres niveles, las de cinco, ya que serán análogas.

La investigación y desarrollo de los convertidores multinivel se centra en tres topologías básicas:

- Diode clamped converter: convertidor por fijación de diodos
- Flying capacitor converter: convertidor con capacidades flotantes
- Cascaded full bridge converter: convertidor con conexión en cascada de puentes monofásicos

Además de estas tres configuraciones, existen otras de menor interés en el ámbito de los multiniveles:

- Convertidor asimétrico híbrido.
- Convertidor con puentes en cascada y fuentes CC/CC con aislamiento.
- Convertidor con conmutación suave
- Convertidor diode/capacitor clamped

A continuación se analizarán los convertidores de mayor estudio.

4.1 Convertidor Diode-Clamped

Este convertidor, también conocido como Neutral Point-Clamped Converter (NPC), fue presentado por Nabae [1] en 1980, y puede considerarse como el origen de la conversión multinivel reciente. Es con diferencia, el más estudiado y aplicado en la electrónica de potencia.

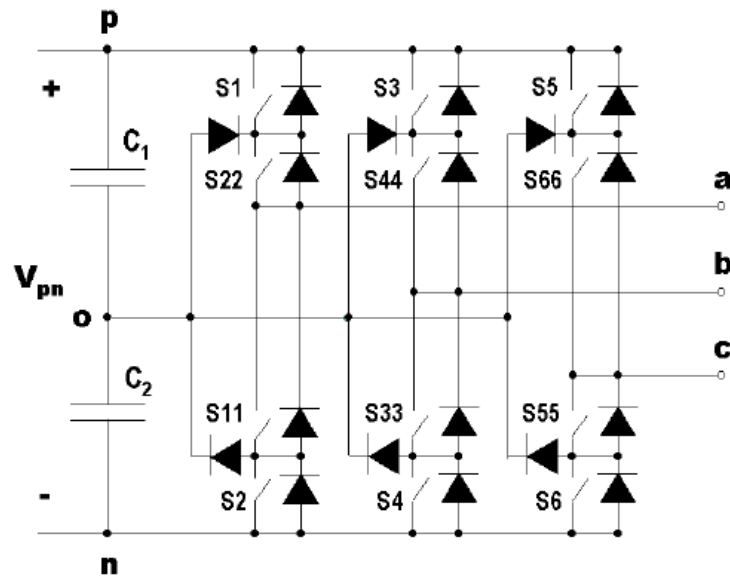


Figura 7 Esquema convertidor NPC

En este convertidor, la tensión de continua V_{pn} se divide mediante dos condensadores, donde el punto medio, 'o', es el neutro de continua. La tensión de salida de cada fase, V_a , V_b y V_c , (las tres fases), puede tomar tres posibles niveles diferentes: la mitad positiva de la tensión de continua, la mitad negativa de la misma, o cero. Estas mitades se deben a la presencia de los condensadores que dividen la tensión en dos.

En cada rama se encuentran dos partes complementarios, definiendo que, cuando un par de interruptores esté cerrado, obliga al otro a estar abierto. Esto se observa, en la obtención de los tres niveles de la tensión V_a .

Interruptores ON	Tensión V_a
S1-S22	$V_{pn}/2$
S22-S11	0
S11-S2	$-V_{pn}/2$

Tabla 1 Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida del convertidor NPC

Esto puede apreciarse en la gráfica de la tensión de salida en función de los interruptores conectados. Análogamente se realiza con las tensiones de las fases V_b y V_c .

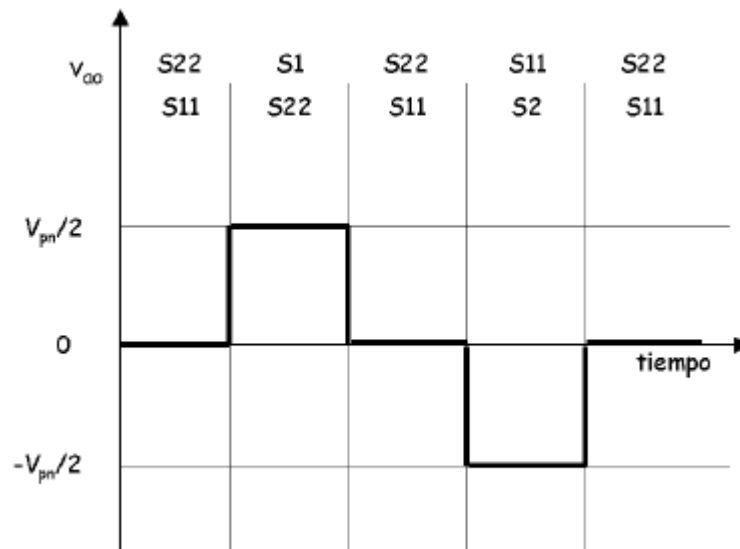


Figura 8 Valores de tensión según estado interruptores en convertidor de tres niveles del convertidor NPC

Los diodos conectados al neutro son el elemento que diferencian a este circuito de convertidor de un inversor convencional, ya que fijan las tensiones de bloqueo de los interruptores a una parte de la tensión del bus de continua, es decir, a la tensión de un condensador: $V_{pn}/2$ en el caso de tres niveles. Estos diodos también deben bloquear la misma tensión. Analizando la tensión de salida, si se considera como tensión de salida la tensión fase-negativo, se obtienen tres niveles de tensión no negativos ($V_{pn}, V_{pn}/2, 0$); así, el convertidor trabaja como convertidor CC/CC. En una aplicación de continua, la corriente de salida es unidireccional y no es posible tener equilibrado el punto medio del bus de continua si se emplea una rama solamente. Esta característica hace que esta topología no pueda ser usada para la conversión continua-continua salvo que se empleen dos ramas del circuito.

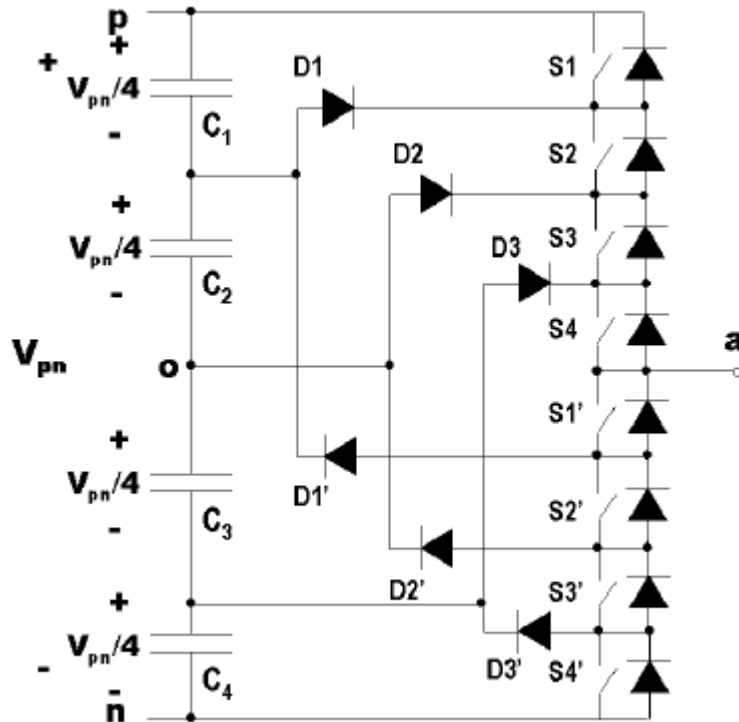


Figura 9 Esquema convertidor de cinco niveles NPC

En el convertidor NPC de cinco niveles, la tensión de continua se reparte entre los cuatro condensadores, siendo el valor de tensión, obviamente igual a $V_{pn}/4$. Este valor de tensión también será el valor de la tensión de bloqueo de cada interruptor. En el caso de cinco niveles, la tabla de combinaciones de los interruptores se ve ampliada, ya que deben representarse los cinco niveles de tensión de salida (Tabla 2)

Interrupciones ON	Tensión V_a
S1-S2-S3-S4	$V_{pn}/2$
S2-S3-S3-S4'	$V_{pn}/4$
S3-S4-S1'-S2'	0
S4-S1'-S2'-S3'	$-V_{pn}/4$
S1'-S2'-S3'-S4'	$-V_{pn}/4$

Tabla 2 Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida del convertidor NPC

Análogamente a la figura 10, para cinco niveles la onda cuadrada quedaría de la siguiente forma

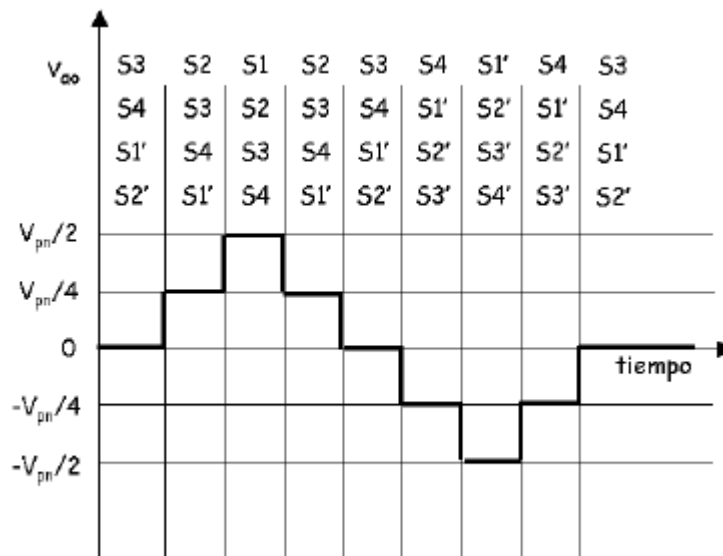


Figura 10 Valores de tensión para las conmutaciones de los interruptores en convertidor de cinco niveles del convertidor NPC

Para convertidores NPC de más de tres niveles se debe prestar atención a la tensión de bloqueo de los diodos de fijación. Por ejemplo, cuando están activados los interruptores (S1-S2-S3-S4) es decir, tensión de salida $V_{pn}/2$, es fácil comprobar que el diodo D3 tiene que bloquear una tensión de $3V_{pn}/4$, el diodo D2 $2V_{pn}/4$ y el diodo D1 una tensión de $V_{pn}/4$. Suponiendo que la tensión de bloqueo de cada diodo es igual a las del interruptor, sucede que en las posiciones donde el diodo debe bloquear mayor tensión que la tensión de una capacidad, será necesario asociar diodos en serie, incrementando el número total de diodos en el convertidor. En cada asociación serie de diodos es conveniente incorporar una red de equilibrado estático y dinámico, lo cual incrementa la complejidad del circuito del convertidor multinivel.

Las ventajas de esta topología son:

- Tensión de bloqueo de los interruptores es la tensión de una capacidad de entrada
- El número de capacidades requeridas es pequeño en comparación a otras topologías
- Se pueden conectar directamente al bus de continua
- No requiere transformadores
- Cambio de un estado a otro accionando un solo interruptor.

Mientras que presenta los siguientes inconvenientes:

- Se requiere que los diodos de fijación sean de recuperación rápida, y capaces de conducir la corriente nominal del convertidor.
- En topologías de más de tres niveles los diodos requieren bloquear diferente tensión en función de su posición en el convertidor

- Es necesario que las tensiones de las capacidades se mantengan equilibradas en cualquier punto de trabajo, complicando el sistema de control del convertidor; ya que el equilibrado de las capacidades se complica conforme se incrementa el número de niveles.

4.2 Convertidor Flying-Capacitor

El convertidor Flying-Capacitor fue presentado en 1992 por Meynard y Foch [2]. Es también conocido con otros nombres como Floating-Capacitor converter, Capacitor-Clamped converter o Imbricated-Cell converter.

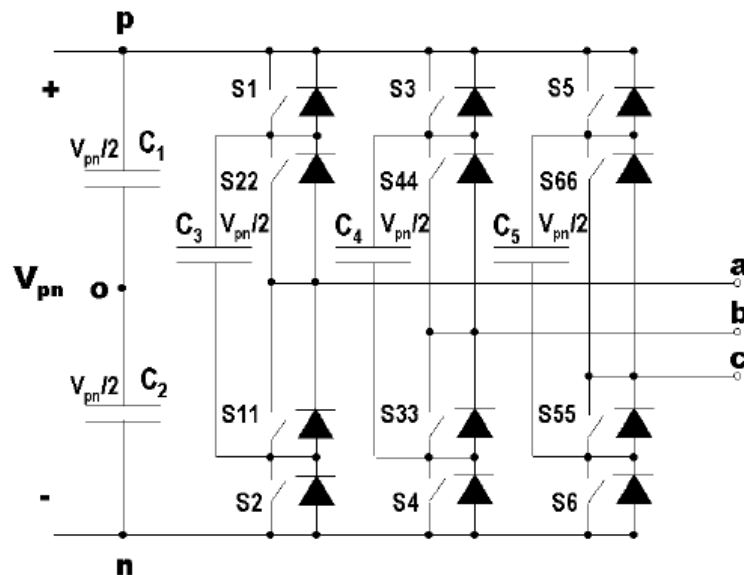


Figura 11 Esquema convertidor flying-capacitor de tres niveles

En el convertidor de tres niveles, la función de los condensadores flotantes C3, C4 y C5, es la de fijar la tensión de bloqueo de los interruptores a la tensión de un condensador. Para este convertidor, la tensión de cualquier capacidad es $V_{pn}/2$; por tanto la tensión de bloqueo de los interruptores es la mitad de la tensión del bus de continua.

La tensión de salida presenta tres niveles de tensión, siendo el escalonado idéntico al del convertidor NPC de tres niveles. En la tabla de obtención de la tensión de salida en función de los interruptores conectados hay una pequeña diferencia, y es que el nivel de tensión cero, se puede obtener con dos combinaciones posibles (S1-S11 ó S2-S22)

Interruptores ON	Tensión V_a
S1-S22	$V_{pn}/2$
S1-S11 ó S2-S22	0
S2-S11	$-V_{pn}/2$

Tabla 3 Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en convertidor flying-capacitor

Analizando el convertidor de cinco niveles, se tienen diferencias tanto en las combinaciones de los interruptores para obtener los cinco niveles de tensión como en las tensiones de las capacidades

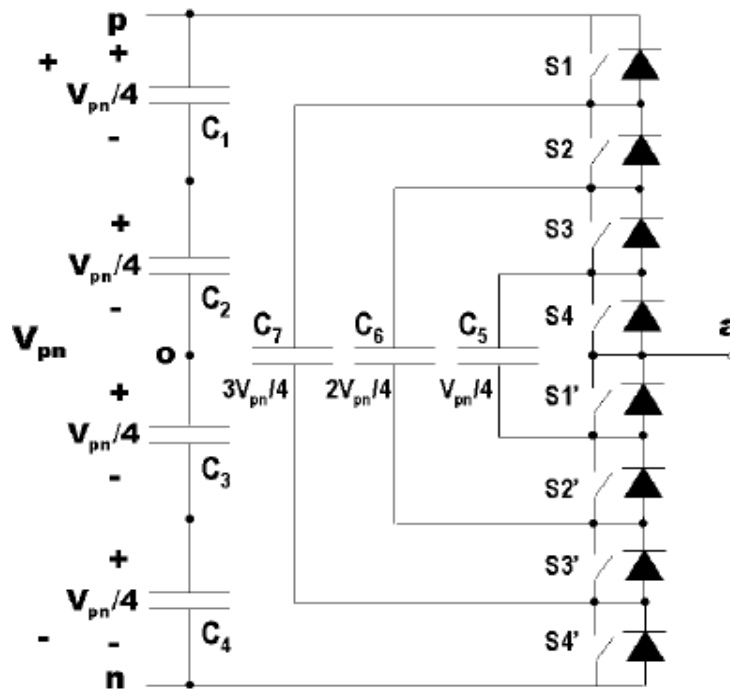


Figura 12 Esquema convertidor flying-capacitor de cinco niveles

Los condensadores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 y C_5 presentan una tensión que será una cuarta parte de la tensión de continua ($V_{pn}/4$), mientras que el condensador C_6 y C_7 presentan unas tensiones de $V_{pn}/2$ y $3V_{pn}/4$ respectivamente. Suponiendo que se dispone de condensadores de tensión nominal $V_{pn}/4$, en las posiciones donde se disponen C_6 y C_7 se deberían emplear dos y tres capacidades en serie respectivamente; esto hace que el número de condensadores a emplear se incremente. Además hay que añadir que el equilibrado de las capacidades C_5 , C_6 y C_7 se consigue combinando los interruptores de forma apropiada como en tres niveles

Interruptores ON	Tensión V_a
S1-S2-S3-S4	$V_{pn}/2$
S1-S2S-3S1' ó S2-S3-S4-S4' ó S1-S3-S4-S3'	$V_{pn}/4$
S1-S2-S1'-S2' ó S3-S4-S3'-S4' ó S1-S3-S1'-S3' ó S1-S4-S2'S3' ó S2-S3-S1'-S4'	0
S1-S1'-S2'-S3' ó S4-S2'-S3'-S4' ó S3-S1'-S3'-S4'	$-V_{pn}/4$
S1'-S2'-S3'-S4'	$-V_{pn}/2$

Tabla 4 Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida en convertidoro flying-capacitor

Las ventajas que presenta el convertidor Flying Capacitor son:

- Debido a la presencia de las capacidades flotantes, la tensión de bloqueo de los interruptores es igual que en el convertidor NPC
- No hay diodos de fijación en el convertidor, eliminando la problemática asociada
- Puede emplearse como convertidor CC/CC, sin que el equilibrado de las tensiones de las capacidades sea un problema.
- El equilibrado de las capacidades flotantes puede ser tratado de forma independiente para cada rama del convertidor a diferencia del convertidor Diode-Clamped, que debe tratarse el sistema trifásico completo.

Mientras que los inconvenientes de este convertidor:

- Se emplea un número elevado de capacidades. Como la corriente circula por todas las capacidades flotantes y es la misma, los condensadores deberían tener el mismo valor capacitivo para mantener valores similares de tensión de rizado. Si se emplean capacidades de la misma tensión nominal en el convertidor, esto hará que se eleve el coste del convertidor y sean de mayor volumen.
- Debe definirse un procedimiento inicial de carga de las capacidades flotantes
- Existe un peligro de potencial resonancia a causa de las capacidades
- Si se aumenta la entrada de continua rápidamente, las capacidades tardan un tiempo en alcanzar las tensiones de funcionamiento y los interruptores bloquearán una tensión mayor que la prevista durante esa diferencia de tiempo. Esto supone un importante obstáculo para la aplicación comercial de este convertidor.

4.3 Convertidor Cascaded Full-Bridge

Esta topología se basa en la conexión de inversores monofásicos con fuentes de continua separadas. Una de sus primeras aplicaciones fue la estabilización de plasma, publicado por Marchesoni [3] en 1988.

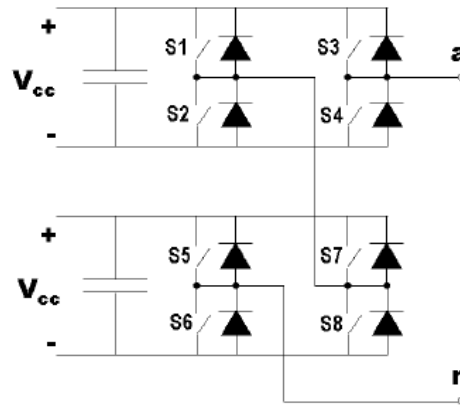


Figura 13 Esquema convertidor Cascaded full bridge

Cada rama de este convertidor está formada por la asociación en serie de dos etapas en puente, cada uno de los cuales puede generar tres tensiones de salida: $+V_{cc}$, 0 y $-V_{cc}$. La tensión de fase resultante es la suma de las tensiones generadas por cada puente del convertidor.

Las tensiones continuas de entrada deben estar aisladas entre ellas, obteniéndose a través de un transformador con secundarios aislados o transformadores independientes, acompañados de un rectificador de diodos. En aplicaciones de filtrado activo o con corrección del factor de potencia, las fuentes de continua se pueden sustituir por condensadores; en vehículos eléctricos por baterías y en aplicaciones de almacenamiento de energía por pilas de combustible o bobinas superconductoras. Además, en energía solar, las fuentes de continua son los paneles solares. En todos estos casos se prescinde del transformador, y se puede sustituir el rectificador de diodos por un puente de transistores IGBT conmutando a altas frecuencias, habilitando así un flujo de potencia bidireccional.

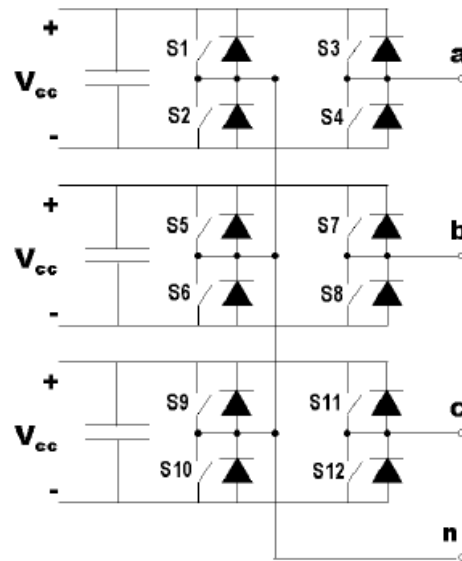


Figura 14 Esquema convertidor de tres niveles Cascaded Full Bridge

Presentan las siguientes ventajas:

- La construcción puede ser modular, al estar contruidos en etapas, lo que rebaja la complejidad del montaje y los costes. Se puede incrementar el número de niveles añadiendo nuevas etapas iguales.
- Requieren menor número de componentes que otras topologías para alcanzar el número de niveles (no son necesarios diodos de fijación o capacidades flotantes).
- Es tolerante a fallos, puede continuar funcionando con un menor nivel de tensión aunque alguna etapa esté cortocircuitada.
- El sistema de control no tiene que preocuparse por el equilibrado de las capacidades del convertidor, lo que simplifica su realización, salvo en casos donde las fuentes de continua se sustituyen por capacidades.

Los inconvenientes del convertidor Cascaded Full Bridge son::

- Se requieren fuentes de continua para cada etapa en puente. Por tanto es necesario utilizar un transformador con múltiples secundarios o múltiples transformadores independiente.
- Las características del transformador hace que los costes se eleven de forma notable.
- La conexión de fuentes de entrada aisladas entre dos convertidores en los montajes CA/CC/CA bidireccionales no es posible ya que se produce un cortocircuito, a menos que los convertidores conmuten síncronamente.

4.4 Otras topologías

Existen otras topologías menos usadas en el ámbito de la electrónica de potencia. A continuación se presentan algunos de ellos

4.4.1 Rectificador elevador de tres niveles. Convertidor matricial.

El convertidor matricial toma como base el rectificador de diodos, al cual se le añaden dos interruptores por rama para obtener una salida de continua de tres niveles. La corriente que se absorbe de la red es casi senoidal y el factor de potencia se puede controlar; pero el flujo de potencia activa es unidireccional, lo que es una limitación importante en este convertidor

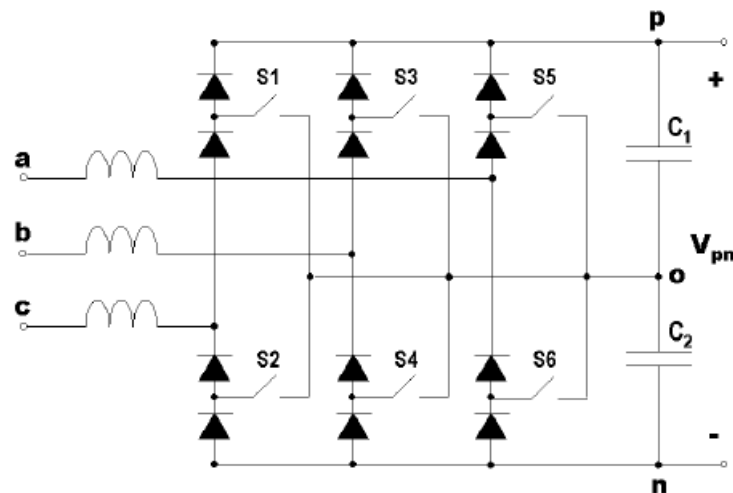


Figura 15 Esquema rectificador de tres niveles

4.4.2 Convertidor Diode/capacitor-Clamped

Esta topología fue presentada por Suh y Hyun [4], y está basada en la topología Diode-Clamped, en el que se incorpora una capacidad flotante conectada entre los diodos de fijación. El objetivo de introducir esta capacidad es reducir los picos de tensión en los interruptores durante las conmutaciones. Esta incorporación resulta beneficiosa para el equilibrado del punto neutro del bus de continua.

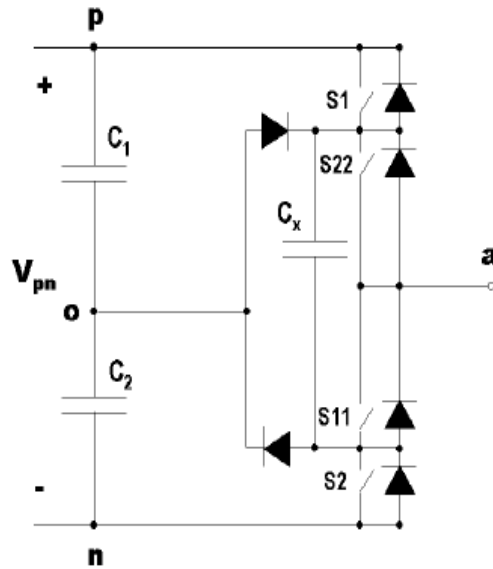


Figura 16 Esquema rama del convertidor diode capacitor clamped de tres niveles

4.4.3 New Diode Clamped

Se trata de otra variante de la topología Diode-Clamped. Presentada por Yuan y Barbi [5] En esta configuración los diodos de fijación se conectan de forma diferente al convertidor convencional; con ello se consigue que los diodos de fijación bloqueen la misma tensión por igual, evitando la necesaria conexión de diodos del convertidor convencional al aumentar el número de niveles.

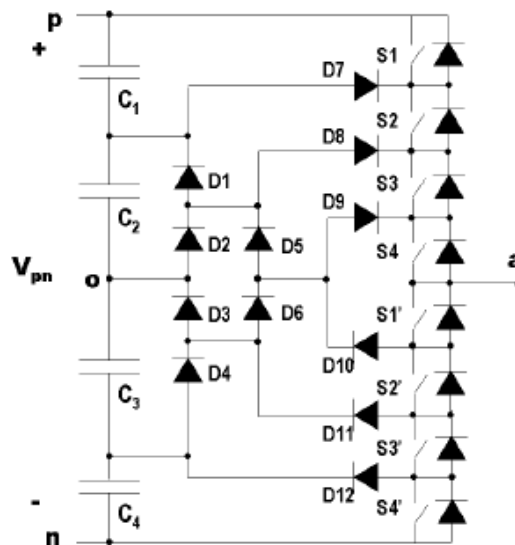


Figura 17 Rama del convertidor new diode clamped de cinco niveles

5 TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE CONVERTIDORES MULTINIVEL

Una clasificación de las técnicas de modulación puede realizarse en base a la frecuencia de conmutación que se desee, ya que se pueden tener altas frecuencias de conmutación o bajas frecuencias de conmutación.

Para elegir una técnica de modulación u otra, hay que tener en cuenta dos aspectos fundamentales: la reducción de armónicos y la reducción de las pérdidas en las conmutaciones. Una de las formas de conseguir reducir las pérdidas en las conmutaciones es la reducción de la frecuencia de conmutación; sin embargo, con esto se aumentan los armónicos de bajo orden y la distorsión armónica total.

Desde el punto de vista de su uso, en la industria se trabaja con frecuencias de conmutación muy altas, ya que los dispositivos de potencia trabajan con un elevado número de conmutaciones en un período de la tensión de salida. Para este tipo de conmutaciones altas, se emplean técnicas PWM, como puede ser PWM sinusoidal basado en portadora (SPWM) o técnicas vectoriales con vectores de estados PWM (SVPWM).

Para bajas frecuencias de conmutación, se utiliza la eliminación armónica selectiva (SHEPWM) o el control de vectores de estado (SVC).

5.1 Técnicas para altas frecuencias de conmutación

Se presentan algunas técnicas de modulación para altas frecuencias en este apartado.

5.1.1 PWM sinusoidal basado en portadora SPWM

La técnica clásica de PWM de convertidores de dos niveles se ha extendido a los convertidores multinivel para hacer posible la reducción de la distorsión armónica.

En convertidores de tres niveles para aplicar modulación PWM se utilizan dos señales portadoras triangulares desfasadas 180° , siendo el estado de los interruptores de cada reama del convertidor, el resultado de la comparación entre cada señal portadora triangular y la señal de referencia sinusoidal que se tiene. Esta técnica se basa en emplear una modulación múltiple, es decir, varios pulsos de disparo para cada medio ciclo de tensión de salida; así, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso.

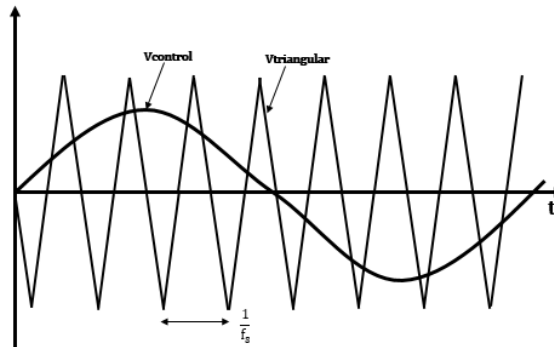


Figura 18 Señal de referencia sinusoidal y portadora triangular utilizada en PWM

La modulación se emplea con una señal de control senoidal $V_{control}$ a la frecuencia de salida deseada f , que se compara con una onda portadora triangular para generar las señales de disparo. La frecuencia de la forma de onda triangular establece la frecuencia de conmutación del inversor, que se mantiene constante.

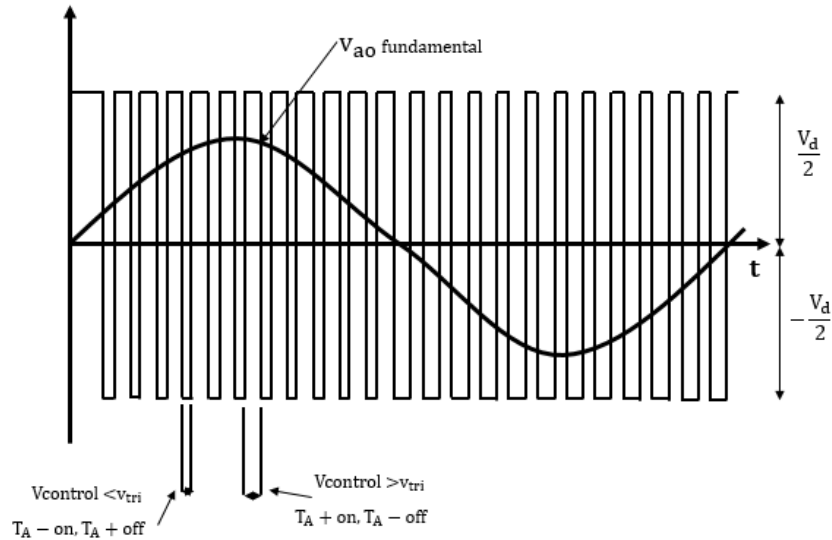


Figura 19 Modulación por ancho de pulso

La relación de modulación por amplitud es:

$$m = \frac{V_{\text{control}}}{V_{\text{triangular}}} \quad (5-1)$$

donde V_{control} es la amplitud pico de la señal de control y $V_{\text{triangular}}$ es el pico de la onda portadora triangular.

Para una relación de modulación por amplitud menor de uno, se opera en rango lineal del convertidor y el valor de pico de la componente de frecuencia fundamental de tensión de salida muestra una relación lineal entre el índice de salida y la tensión de salida $V_{01} = mV_d$.

La modulación PWM empuja los armónicos en la onda de tensión de salida al rango de altas frecuencias, en torno a la frecuencia de conmutación. Los múltiplos de ésta deben ser números enteros impares de manera que la tensión de salida solo contenga armónicos impares. Como es más fácil eliminar filtrando armónicos de alta frecuencia, lo deseable es usar una frecuencia de conmutación lo más alta posible, pero se tiene la desventaja de que las pérdidas en las conmutaciones aumentan proporcionalmente.

Para SPWM, con un índice de modulación por amplitud menor de uno, la amplitud de tensión fundamental varía linealmente con este índice de modulación, pero la frecuencia fundamental es menor. Cuando se tiene un índice de modulación por amplitud mayor que uno, la amplitud también se incrementa, lo que da lugar a una sobremodulación, y la forma de onda de la salida contiene muchos armónicos. Los armónicos dominantes en el rango lineal pueden no serlo en la sobremodulación; la amplitud de la componente fundamental no varía linealmente con el índice de modulación por amplitud.

En aplicaciones de potencia, la región de sobremodulación debe ser evitada lo máximo posible, para minimizar la distorsión en la tensión de salida.

5.1.2 Método de eliminación armónica selectiva SHEPWM

Este método elimina los armónicos de baja frecuencia más significativos; esto es posible gracias a seleccionar de forma adecuada los ángulos de conmutación en la forma de onda de la tensión escalonada. Para los armónicos de alta frecuencia la eliminación se realiza por medio de filtros adicionales.

El índice de modulación de amplitud, m , no opera en un intervalo de rango muy amplio, por lo que no se tiene un control adecuado sobre la amplitud de la tensión. Esto es una desventaja, ya que significa una reducción de las componentes que se pueden eliminar, dando lugar a un incremento de la distorsión armónica total.

Otro problema de esta técnica de modulación es obtener la solución analítica del sistema de ecuaciones no lineales, puesto que se necesitan algoritmos para resolver el inconveniente del reducido intervalo del índice de modulación de amplitud, y que optimicen el THD de la tensión de salida.

La implementación de esta técnica da lugar a buenos resultados, pero su complejidad matemática se incrementa conforme se aumenta el nivel del convertidor.

5.1.3 Modulación con vectores de estados SVPWM

Permite obtener los disparos de los interruptores, basándose en la representación en el espacio de estados. En un sistema trifásico es posible trabajar con una representación vectorial, lo que simplifica en gran parte el problema.

El objetivo de esta técnica de modulación es la obtención de un valor medio de tensión de referencia a partir de los estados del convertidor. Desde el punto de vista de la representación geométrica corresponde a expresar el vector de referencia como combinación lineal de los vectores o puntos más cercanos a éste, de forma que el

valor medio de la tensión a la salida en un periodo determinado sea igual a la tensión de referencia.

Sobre esta técnica de modulación será sobre la que se profundizará en este trabajo.

5.2 Técnicas para bajas frecuencias de conmutación

Ahora se pasará a tratar las técnicas de modulación para bajas frecuencias

5.2.1 Método de control de vectores de estado SVC

Esta técnica está basada en la modulación de vectores de estado SV, aunque, a diferencia de ella, SVC trabaja con frecuencias de conmutación bajas, además de no generar el valor medio de la tensión salida deseada en cualquier momento o intervalo de conmutación a partir de los tres vectores más próximos al vector de referencia.

Esta técnica se centra en proporcionar a la carga un vector tensión que minimiza el error espacial, es decir, la distancia al vector de referencia. Este es un método simple cuando se trabaja con convertidores multinivel con elevado número de niveles de tensión, puesto que el gran número de estados posibles genera pequeños errores respecto al vector de referencia.

Su inconveniente aparece cuando el número de niveles es pequeño, ya que el error antes comentado, aumenta y por consiguiente el rizado de la corriente también aumenta. Por ejemplo, utilizar esta técnica en el convertidor de tres niveles, uno de los más extendidos en la industria no es recomendable.

6 MODELO CONVERTIDOR NPC DE TRES NIVELES

El convertidor NPC (neutral point clamped) de tres niveles será el protagonista de esta memoria, pues es el convertidor sobre el que se realizarán las pruebas y simulaciones. Al ser un convertidor CC/CA se denomina, como se mencionó en capítulos anteriores, inversor. Este convertidor es el más ampliamente estudiado y aplicado de las topologías CC/CA.

ESTADO	S _{X1}	S _{X0}	S _{X2}	S _{X0}	S _{1X}	S _{2X}	S _{3X}	S _{4X}	V _{XN}
+	1	0	0	0	ON	ON	OFF	OFF	V _{DC}
0	0	1	0	1	OFF	ON	ON	OFF	V _{DC2}
-	0	0	1	0	OFF	OFF	ON	ON	0

Tabla 5 Estados de conmutación de un inversor de tres niveles (x representa la fase a,b,c)

Existen tres estados de conmutación para cada fase en un convertidor de tres niveles, lo que da como resultado 27 estados de conmutación posibles (3^3), a diferencia de un convertidor de dos niveles que solo puede producir 8 estados posibles de conmutación (2^3).

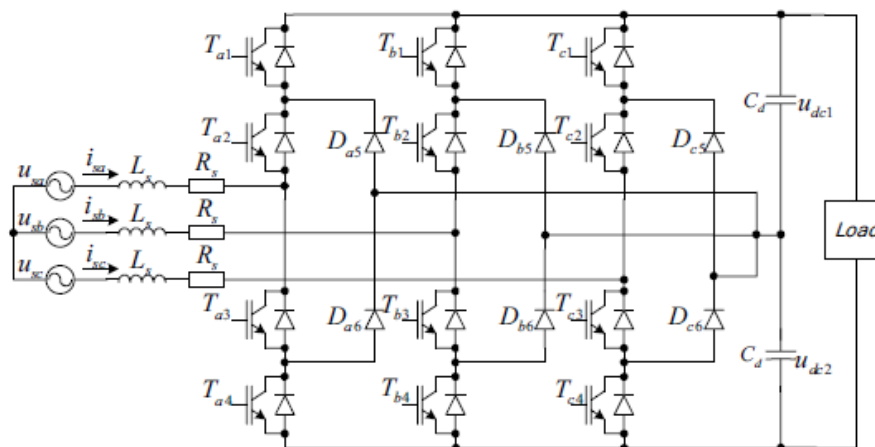


Figura 20 Esquema topología NPC de tres niveles

Este convertidor puede representarse mediante un modelo matemático [6], donde las tensiones de salida del convertidor dependen únicamente de los estados del inversor. Como medida para reducir la distorsión armónica de la tensión, solo es posible pasar de un estado a otro, solo si es el más cercano, sin un gran salto.

La topología básica es la mostrada en la figura 20. En ella se encuentran en cada fase cuatro interruptores Tx1, Tx2, Tx3, Tx4, incluyendo también diodos conectados de forma antiparalela a ellos (Dx1, Dx2, Dx3, Dx4). Existen los dos diodos de sujeción (Dx5, Dx6) a través de cada puente. Las tensiones u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} son las tensiones de cada fase, mientras que las intensidades, serán, análogamente, las corrientes de cada una de las tres fases. Aparecen componentes también, como son las resistencias y las inductancias R_s y L_s que representan la resistencia e inductancia de la conexión. C_d es el valor de los condensadores conectados en serie en la parte de corriente continua, mientras que las tensiones de cada condensador son u_{dc1} y u_{dc2} . Por último el voltaje u_{on} representa la diferencia de potencia entre el neutro de la tensión de salida y cero.

De la primera premisa que debe partirse es que se trabajará con un sistema trifásico balanceado.

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (6-1)$$

$$u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0$$

Aplicando al circuito las leyes de Kirchoff

$$u_{sa} = L_s \frac{di_{sa}}{dt} + R_s \cdot i_{sa} + S_{sa} \cdot u_{dc1} - S_{a2} \cdot u_{dc2} + u_{on}$$

$$u_{sb} = L_s \frac{di_{sb}}{dt} + R_s \cdot i_{sb} + S_{sb} \cdot u_{dc1} - S_{b2} \cdot u_{dc2} + u_{on} \quad (6-2)$$

$$u_{sc} = L_s \frac{di_{sc}}{dt} + R_s \cdot i_{sc} + S_{sc} \cdot u_{dc1} - S_{c2} \cdot u_{dc2} + u_{on}$$

Donde u_a, u_b, u_c son las tensiones referidas al neutro; v_a, v_b, v_c son las tensiones referidas a '0'; y u_{on} la tensión a '0' referida al neutro. Sustituyendo en la ecuación del sistema trifásico balanceado (6-1) las definiciones de las tensiones (6-2), se obtiene:

$$u_{on} = -\frac{1}{3}(S_{a1} + S_{b1} + S_{c1})u_{dc1} + \frac{1}{3}(S_{a2} + S_{b2} + S_{c2})u_{dc2} \quad (6-3)$$

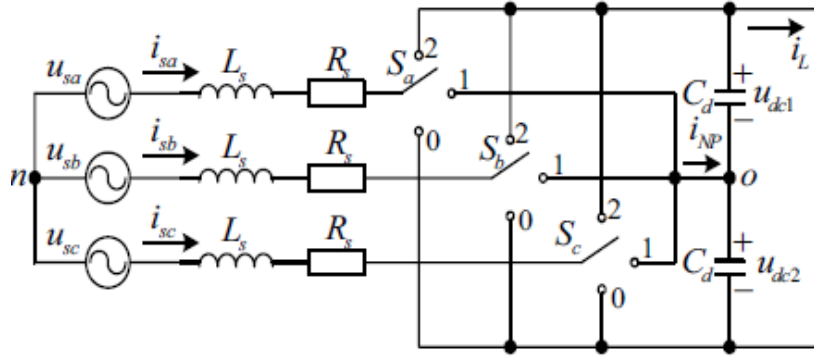


Figura 21 Esquema circuito equivalente NPC de tres niveles

Utilizando el circuito equivalente de la topología NPC de tres niveles presentado en la figura 21, se puede obtener la función de transferencia de las tensiones de cada condensador (1 y 2):

$$C_d \frac{du_{dc1}}{dt} = S_{a1} \cdot i_{sa} + S_{b1} \cdot i_{sb} + S_{c1} \cdot i_{sc} - i_L \quad (6-4)$$

$$C_d \frac{du_{dc2}}{dt} = -S_{a2} \cdot i_{sa} - S_{b2} \cdot i_{sb} - S_{c2} \cdot i_{sc} - i_L$$

Combinando las ecuaciones (6-2), (6-3) y (6-4), se obtiene el modelo completo que se busca del convertidor:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_{sa}}{dt} &= u_{sa} - R_s \cdot i_{sa} - S_{a1} \cdot u_{dc1} + S_{a2} \cdot u_{dc2} - u_{on} \\ L_s \frac{di_{sb}}{dt} &= u_{sb} - R_s \cdot i_{sb} - S_{a1} \cdot u_{dc1} + S_{a2} \cdot u_{dc2} - u_{on} \\ L_s \frac{di_{sc}}{dt} &= u_{sc} - R_s \cdot i_{sc} - S_{a1} \cdot u_{dc1} + S_{a2} \cdot u_{dc2} - u_{on} \\ C_d \frac{du_{dc1}}{dt} &= S_{a1} \cdot i_{sa} + S_{b1} \cdot i_{sb} + S_{c1} \cdot i_{sc} - i_L \\ C_d \frac{du_{dc2}}{dt} &= -S_{a2} \cdot i_{sa} - S_{b2} \cdot i_{sb} - S_{c2} \cdot i_{sc} - i_L \end{aligned} \quad (6-5)$$

Si se realiza un cambio de variable en las ecuaciones, definiendo las tensiones de los condensadores 1 y 2, en función de otras variables, el modelo se simplifica, ya que en las ecuaciones que lo definen no aparecerán tensiones de condensadores, y será más fácil trabajar con el modelo.

$$u_{dc1} = \frac{u_{dc}}{2} \quad (6-6)$$

$$u_{dc2} = -\frac{u_d}{2}$$

Realizando este cambio y sustituyendo el valor de u_{on} que no se realizó en el paso anterior por simplicidad en la ecuación se obtiene el modelo completo que se utilizará:

$$L_s \frac{di_{sa}}{dt} = u_{sa} - R_s \cdot i_{sa} - S_{a1} \cdot \frac{u_{dc}}{2} - S_{a2} \cdot \frac{u_d}{2} + \frac{u_{dc}}{6} (S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}) + \frac{u_d}{6} (S_{a2} + S_{b2} + S_{c2})$$

$$L_s \frac{di_{sb}}{dt} = u_{sb} - R_s \cdot i_{sb} - S_{b1} \cdot \frac{u_{dc}}{2} - S_{b2} \cdot \frac{u_d}{2} + \frac{u_{dc}}{6} (S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}) + \frac{u_d}{6} (S_{a2} + S_{b2} + S_{c2})$$

$$L_s \frac{di_{sc}}{dt} = u_{sc} - R_s \cdot i_{sc} - S_{c1} \cdot \frac{u_{dc}}{2} - S_{c2} \cdot \frac{u_d}{2} + \frac{u_{dc}}{6} (S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}) + \frac{u_d}{6} (S_{a2} + S_{b2} + S_{c2})$$

$$C_d \frac{du_{dc}}{dt} = S_{a1} \cdot i_{sa} + S_{b1} \cdot i_{sb} + S_{c1} \cdot i_{sc} - \frac{2u_{dc}}{R_L}$$

$$C_d \frac{du_d}{dt} = S_{a2} \cdot i_{sa} + S_{b2} \cdot i_{sb} + S_{c2} \cdot i_{sc}$$

Sistema de ecuaciones (6-7) que definen el modelo del inversor NPC de tres niveles.

Para la simulación también se puede suponer que la resistencia R_s es igual a cero, con lo cual la resistencia de la conexión no existe.

Las definiciones de potencia activa y reactiva son:

$$p = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (6-8)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_b - v_c) \cdot i_a + (v_c - v_a) \cdot i_b + (v_a - v_b) \cdot i_c]$$

Mientras que de cara a trabajar con coordenadas $\alpha\beta$ estas potencias se definen como:

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (6-9)$$

$$q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha$$

6.1 Valores de los parámetros en la simulación

Una vez definido el modelo matemático del inversor NPC de tres niveles con el que se va a trabajar, es necesario, definir los datos con los que se va a trabajar y realizar las distintas simulaciones en Matlab Simulink.

Este modelo necesita una serie de entradas, más concretamente 14, ya que las intensidades y tensiones en coordenadas abc son 6 parámetros de entrada. Los parámetros de tensiones u_{dc} y u_d que se introducen para simplificar el modelo sin las tensiones de los condensadores elevan los parámetros hasta 8. Por último, los deltas positivos y negativos de cada una de las tres fases y que sirven para definir s_{x1} y s_{x2} elevarán el número de entradas al modelo a las 14 que se han comentado anteriormente. También habrá que dar unas condiciones iniciales a las salidas del modelo para poder arrancar la simulación. Algo a tener muy en cuenta, como se definió en el modelo matemático, es que a la hora de dar condiciones iniciales a las intensidades abc para la simulación, éstas cumplan la ecuación de sistema balanceado, es decir, la suma de las tres intensidades sea cero.

Para los parámetros del circuito, en la simulación se escogerán los siguientes:

$$C = 3300 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$L = 3.5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$\text{Máxima tensión} = 230 \cdot \sqrt{2} \text{ V}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$R = 60 \text{ } \Omega$$

7 MODULACIÓN SPACE VECTOR

Una vez explicado en qué consiste teóricamente Space Vector PWM [7], conviene explicar el algoritmo de programación que se debe seguir para su implementación, por ejemplo en MATLAB. Se trata de un algoritmo sencillo, en el que se pueden diferenciar cuatro bloques o apartados diferentes en que se puede dividir la programación del cálculo de Space Vector. La representación del método de modulación Space vector para un convertidor de tres niveles se realiza sobre un hexágono representado en la figura 22. Además, en las simulaciones de esta modulación, se realizará sobre un modelo con control directo de potencia [8], [9] y [10].

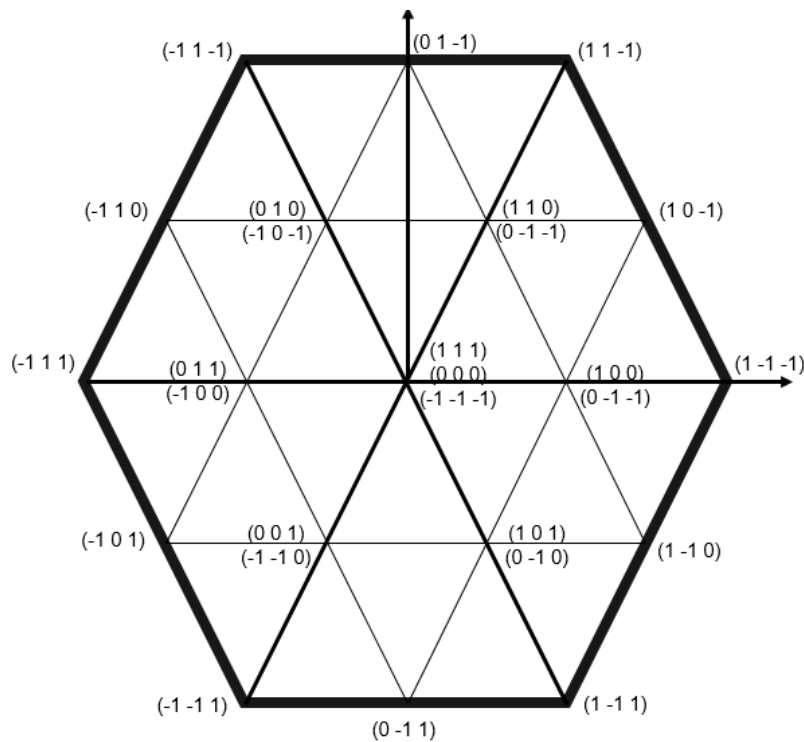


Figura 22 Hexágono normalizado de Space Vector de tres niveles

Este hexágono está normalizado, se le debe aplicar a esos puntos la transformación invariante $\alpha\beta$ para obtener esos mismos puntos normalizados en coordenadas $\alpha\beta$, no utilizando la coordenada γ .

7.1 Space vector. Método simple

En el siguiente diagrama de flujos se observan estos cuatro bloques en los que dividir el algoritmo. Paralelamente se irán exponiendo algunos puntos sobre la programación del algoritmo.

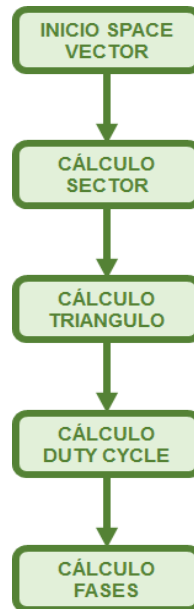


Figura 23 Diagrama de flujos del algoritmo Space Vector básico

Existe un primer bloque en el que se calcula en cuál de los seis sectores, en los que está dividido el hexágono de Space Vector, Figura 24, está situado el vector de entrada de componentes (α, β) . La forma más fácil y rápida de hallar en qué sector se encuentra será a través del ángulo γ , del vector que forman las componentes.

Así el sector S vendrá definido por la siguiente expresión

$$S = \frac{\gamma}{60} + 1 \quad (7-1)$$

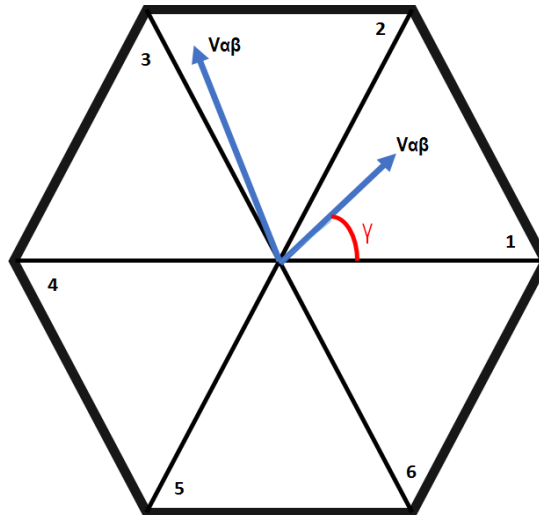


Figura 24 Hexágono dividido en sectores con diferentes ángulos del vector tensión de entrada

Una vez obtenido el sector en el que está situado el vector, hay que buscar los tres puntos más cercanos a este vector mediante la división en cuatro triángulos de cada sector (Figura 25) y que localizado el triángulo donde se encuentre el vector, dará los tres puntos más cercanos al vector o punto de entrada al algoritmo.

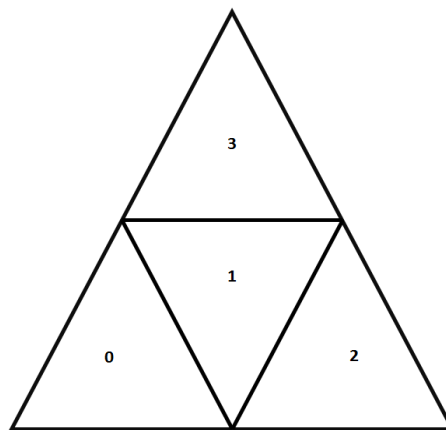


Figura 25 División en triángulos de un sector del hexágono

Hay diversas formas de hallar el triángulo que se está buscando. En esta memoria se propone una de ellas.

Lo primero que se debe hacer es fijarse en el valor de la componente β del vector de entrada al algoritmo. Si esta componente es mayor que un determinado valor, en este caso como se indica en la figura 26, β_s , automáticamente se sabe que se está en el triángulo 3.

La zona que tienen una componente $\beta < \beta_s$ presentan más dificultades, ya que se tienen tres opciones de en qué triángulo de los tres inferiores se está. La opción que se propone es la de situarse en el punto medio de la base del triángulo que forma el sector (señalada en la figura 26 en rojo) y desde ahí hasta el punto $V_{\alpha\beta}$ formar un vector v . Este nuevo vector formará un ángulo φ con respecto al punto central señalado. El valor de este ángulo estará entre 0 y 180°, y sabiendo que entre 0 y 60° el punto estará situado en el triángulo 2; que entre 60 y 120° se situará en el triángulo 1; y que si el valor de ese ángulo φ está entre 120 y 180° se estará en el triángulo 0.

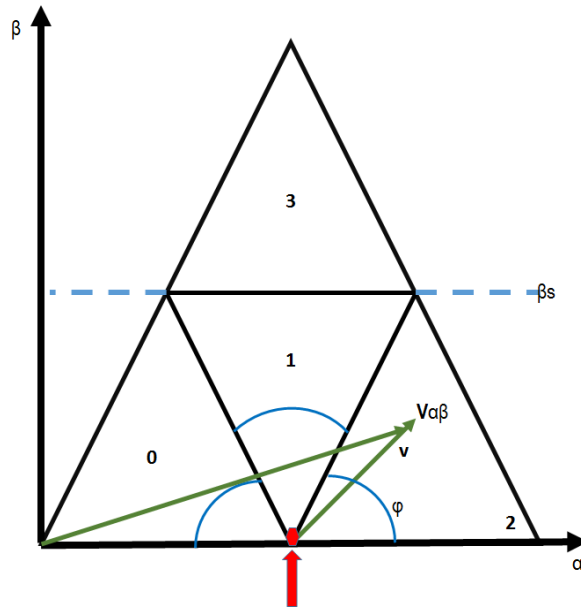


Figura 26 Cálculo del triángulo en el que está situado el vector tensión

Una vez obtenidos los tres puntos más cercanos (P_1, P_2, P_3) al vector tensión de entrada al algoritmo, se pueden calcular los duty cycles que marcarán la duración necesaria del tiempo que deben estar los interruptores en una determinada posición. La ecuación para el cálculo de los duty es la siguiente:

$$V_{\alpha\beta} = d_1 \cdot P_1 + d_2 \cdot P_2 + d_3 \cdot P_3 \quad (7-2)$$

A esta ecuación hay que aplicarle la restricción de que la suma de los tres duty cycle tiene que ser igual a 1.

Se tiene así, por tanto, un sistema de 3 ecuaciones con 3 incógnitas, ya que la ecuación vectorial nos da dos ecuaciones escalares, más la suma de los duty cycle igual a 1. Esto hace que se tenga un sistema de 3 ecuaciones con las tres incógnitas d_1, d_2 y d_3 .

La resolución que se propone es un sistema matricial para resolver las 3 incógnitas

$$\begin{bmatrix} P_{1\alpha} & P_{2\alpha} & P_{3\alpha} \\ P_{1\beta} & P_{2\beta} & P_{3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta} \\ V_{\alpha\beta} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7-3)$$

Con los tres duty cycle calculados, queda el último paso que es calcular cuánto tiempo debe estar las fases a,b y c en positivo, cero o negativo. Para ello se utilizan los tanto los duty calculados anteriormente como los tres puntos más cercanos y que llevan asociados un estado de cada fase como se vio en el apartado teórico.

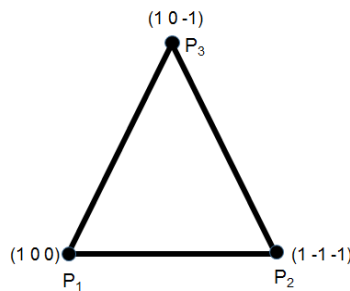


Figura 27 Triángulo formado por los tres puntos más cercanos

Se toma como ejemplo un triángulo cualquiera formado por los puntos P_1 , P_2 y P_3 (figura 27). Estos puntos llevan asociado el estado de cada fase: positiva (1), cero (0) o negativa (-1). Tan importante será la información de las componentes de los tres puntos, como el estado de las fases que tienen asociados, ya que es lo que permite saber cuánto tiempo tiene que estar cada fase en un estado.

El objetivo básico es minimizar las conmutaciones y evitar el salto positivo-negativo, es decir, un salto que no pase de positivo a negativo o viceversa sin pasar por el estado cero. Se trata por tanto de buscar una ponderación en la que se intente que una fase no conmute, o si lo hace, que conmute una sola vez, ya que es lo que resulta más apropiado.

Tomando el ejemplo del triángulo nuevamente de la figura 27 se tienen las fases de los tres puntos y los duty cycle:

$$\begin{array}{ll} (p \ 0 \ 0) & d_1 = 0.3 \\ (p \ n \ n) & d_2 = 0.2 \\ p \ 0 \ n) & d_3 = 0.5 \end{array}$$

En este ejemplo, la se ve como en los tres casos, la fase a siempre está en positivo, en la fase b conmuta de cero a negativo, y en la c, del mismo modo, entre negativo y cero.

Así, para la fase a tendremos que en positivo estará todo el tiempo, es decir $d_1 + d_2 + d_3$; en cero y negativo el

tiempo que debe estar será cero. En la fase b no hay positivo, por lo cual el tiempo que está en positivo la fase b es cero, mientras que en cero está $d_1 + d_3$, y en negativo está d_2 . Análogamente ocurre con la fase c.

$$\begin{aligned}d_{ap} &= d_1 + d_2 + d_3 = 0.3 + 0.2 + 0.5 = 1 & d_{ap} &= 0 \\d_{ao} &= 0 & d_{a0} &= d_1 + d_3 = 0.3 + 0.5 = 0.8 \\d_{an} &= 0 & d_{an} &= d_2 = 0.2 = 0.2\end{aligned}$$

Con este último paso ya se tiene calculado los tiempos para aplicar Space vector.

La aplicación del algoritmo de Space Vector deberá tener un aspecto parecido al que se muestra en la figura 28 cuando se aplique, la representación de las tensiones que da el algoritmo deben parecerse a una circunferencia circunscrita en el hexágono en el que se trabaja en Space Vector.

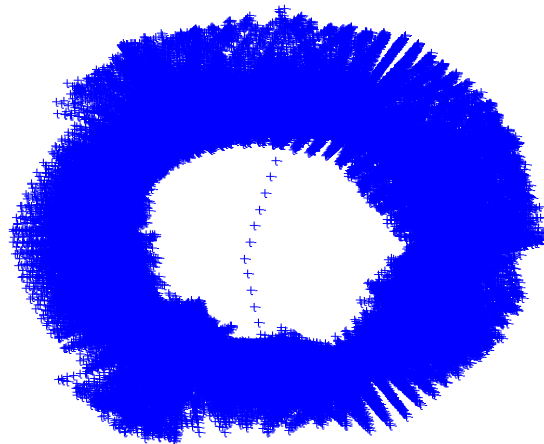


Figura 28 Circunferencia aproximada circunscrita en el hexágono Space Vector

7.1.1 Resultados modulación space vector con método simple

Los resultados que se obtienen son bastante satisfactorios, ya que la potencia sigue la referencia dada. Al principio se producen picos mayores. Una vez llegado a un permanente, estas oscilaciones en la potencia activa se vuelven menores, no llegando siquiera al 15% del valor de referencia, lo que resulta un valor admisible en este convertidor

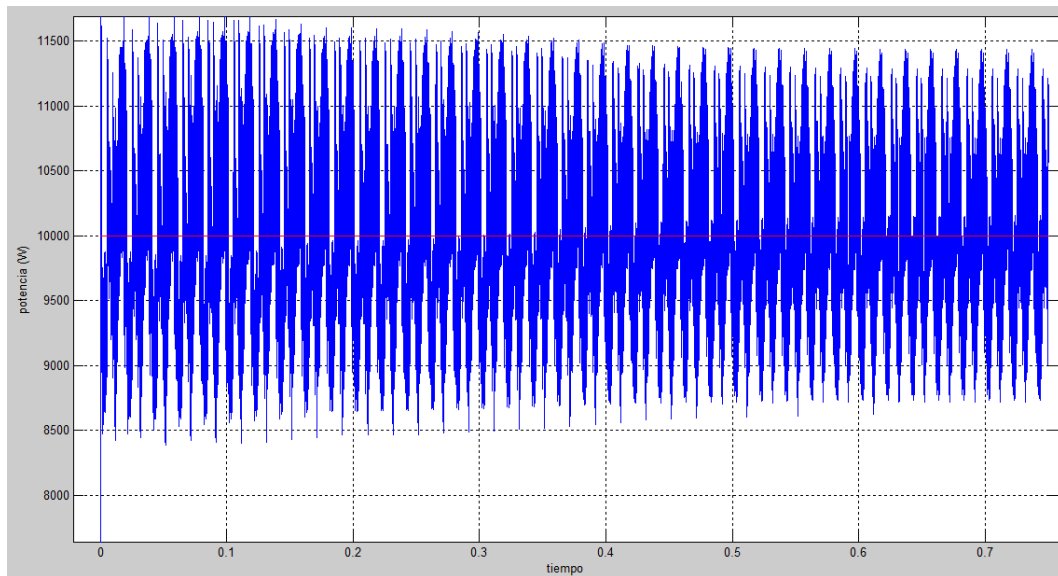


Figura 29 Representación de la potencia activa (azul) y la potencia activa de referencia (rojo)

Respecto a las intensidades se observa que tienen forma sinusoidal en sus tres componentes, produciéndose un pequeño ruido en la parte positiva de la intensidad.

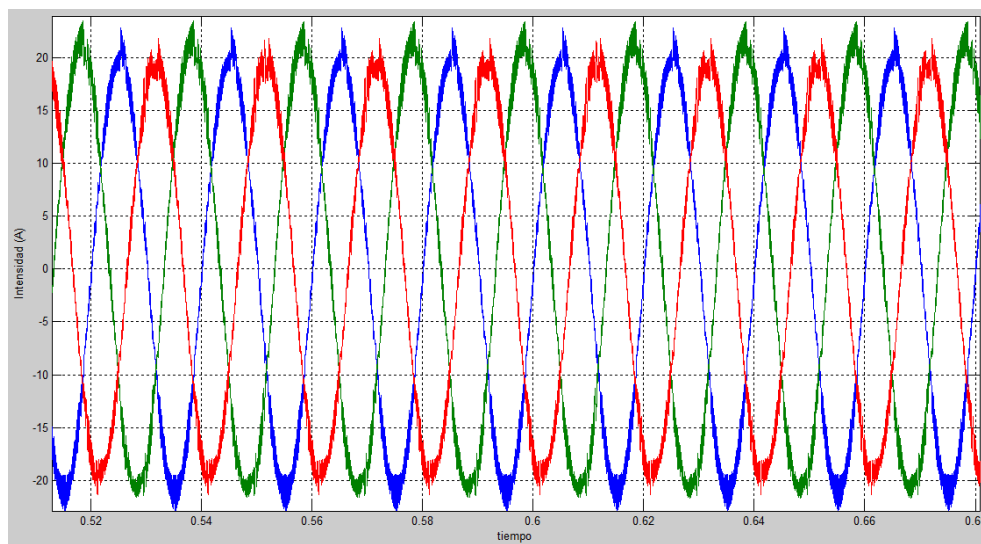


Figura 30 Representación intensidades en abc

Enfrentando las tensiones e intensidades de cada fase se observa como, aunque con distinta amplitud, obviamente, tienen la misma fase en su forma senoidal.

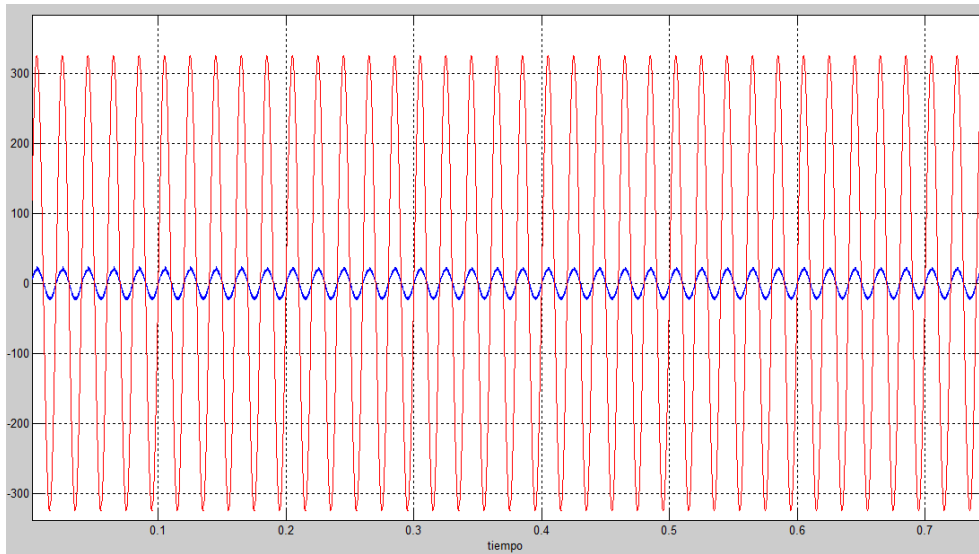


Figura 31 Representación de la tensión (rojo) e intensidad (azul) para la fase a

Las conmutaciones positivas y negativas en las intensidades de cada fase, concuerdan cada disparo con su fase positiva y negativa en la onda sinusoidal de la intensidad de cada fase en cada período de muestreo.

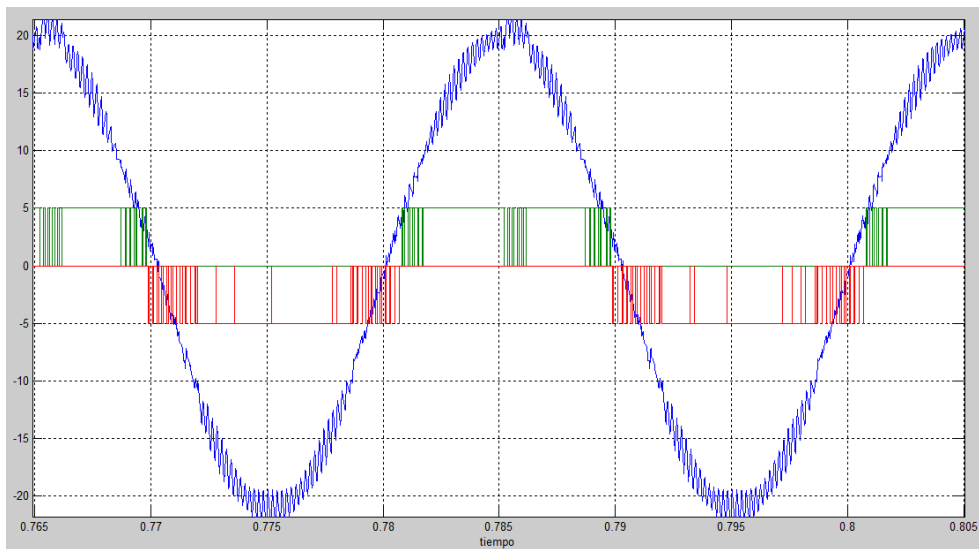


Figura 32 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (verde) y disparos negativos (rojo). *Nota: se ha invertido el signo de los disparos negativos para su apreciación con mayor nitidez.

7.2 Space vector: Método directo intersección con el hexágono

Una vez finalizado el algoritmo y comprobado, se deben hacer algunas cuestiones sobre éste. La más importante de ellas es ¿qué pasa si hay tensiones que salen fuera del hexágono? ¿Qué se puede hacer?

Sobre todo, al iniciarse el algoritmo hasta que se estabiliza, es posible que haya puntos de tensión $\alpha\beta$ que salgan fuera del hexágono (figura 33), lo cual no es lo deseado en esta modulación. Se debe modificar por tanto el algoritmo inicial que se veía representado en la figura 23.

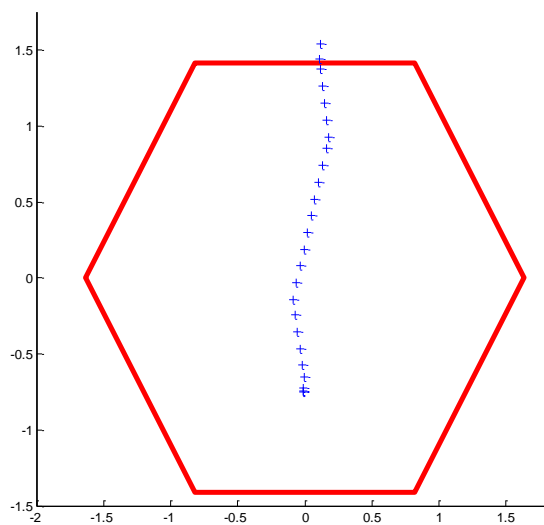


Figura 33 Representación puntos fuera del hexágono al inicio del algoritmo

Esta modificación se puede plantear de dos maneras distintas [11] y [12]. Una de ellas consiste en un método más directo, como puede ser aproximar el punto que queda fuera del triángulo por el punto más cercano del límite del hexágono, es decir, mantener la dirección del vector tensión y modificar solamente su módulo; y otra, una estrategia de control más avanzado, teniendo en cuenta las derivadas de la potencia activa y la potencia reactiva.

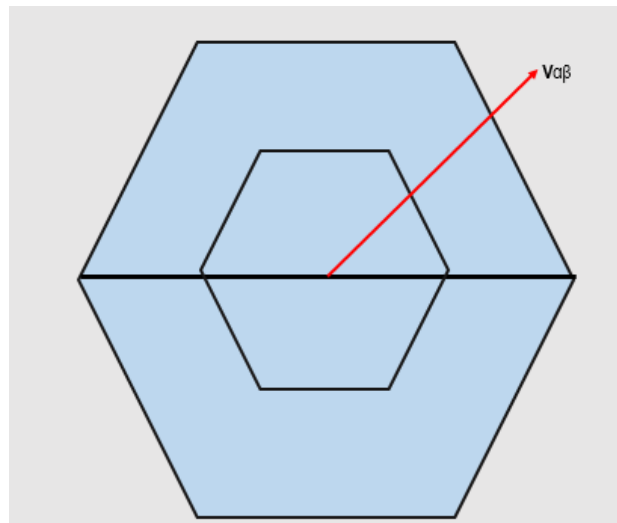


Figura 34 Hexágono con punto de tensión fuera de él

Para ello se propone una primera alternativa, que se desarrolla en este punto. En ella no se tienen en cuenta las potencias activa y reactiva ni sus signos, se parte del mismo punto de tensión α - β , y se mantiene la dirección que éste tiene, lo único que cambia es el módulo para que el nuevo punto que se origina mantenga la dirección y tenga un módulo que le haga estar dentro del hexágono (en un punto de su perímetro).

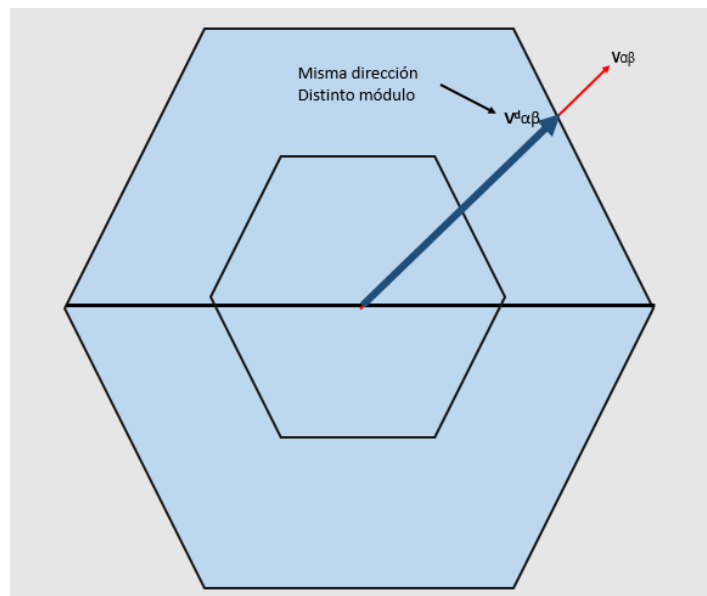


Figura 35 Punto del hexágono al que se le reduce su módulo conservando su dirección

Como se puede ver es un método muy sencillo de aplicar, ya que solo hay que modificar las tensiones de entrada reduciendo el módulo del vector que forman, hasta la intersección con el lado del hexágono que delimita el sector al que se pertenece.

La solución que se propone consiste, precisamente en eso, en ver donde se encuentra el punto de tensión, si está fuera o dentro del hexágono; y si se encontrase fuera, escoger el punto intersección entre el vector y el lado del hexágono.que viene determinado por uno de los seis sectores en que se divide el hexágono.

El algoritmo de la figura 36, es el que se propone para la implementación del método directo para las entradas de tensión fuera del hexágono. Cabe destacar que una vez obtenido el nuevo punto ya dentro del hexágono, se aplica la modulación Space Vector explicada anteriormente; este método directo es un paso previo para el tratamiento de los puntos fuera del hexágono. A continuación se irá explicando cada paso para la implementación propuesta.

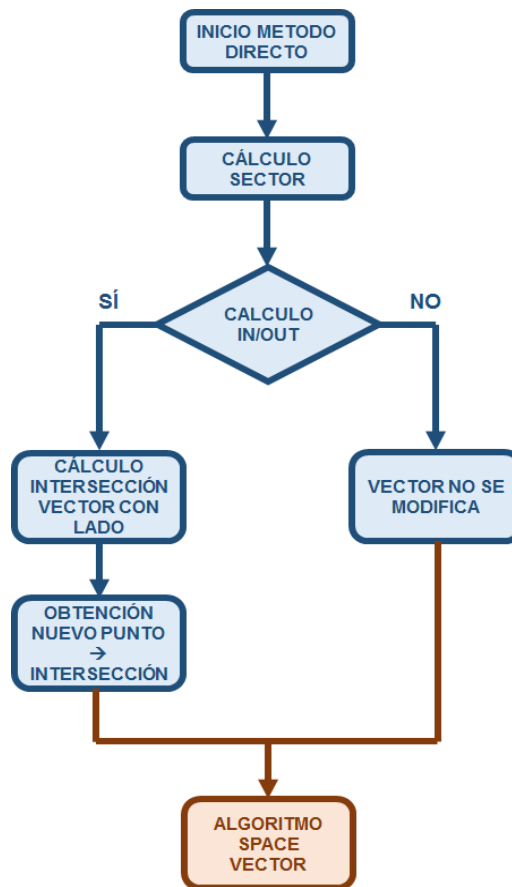


Figura 36 Diagrama de flujos de algoritmo Space vector de intersección con el hexágono

Lo primero que se propone en el método directo es el cálculo del sector (que era también el primer paso del algoritmo space vector). Esto se hace para saber cuál es el lado más próximo al punto, ya que a cada uno de los seis sectores le pertenece uno de los seis lados del hexágono. Una vez conocido este sector, se considera la recta que forma el lado del hexágono como un límite para saber si el punto está dentro o fuera del hexágono.

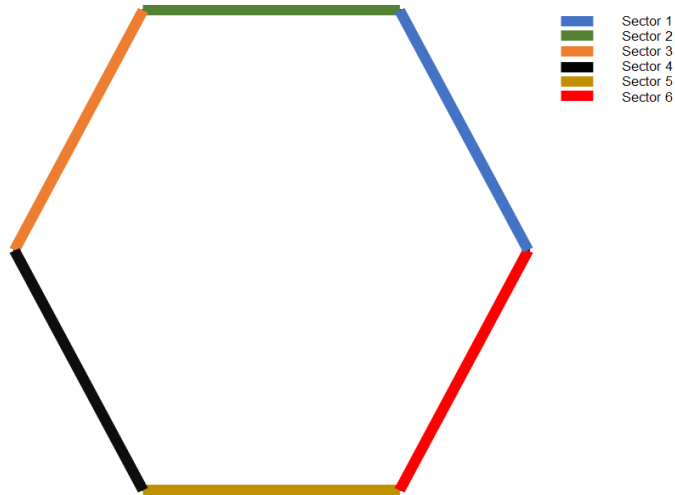


Figura 37 Lados de cada sector

Si se toman los siguientes casos como son un punto que se encuentra en el sector uno, con una orientación entre 0° y 60° , o en el sector 2, con orientación entre 60° y 120° , aunque el punto se encuentre fuera del hexágono la orientación siempre va a ser la misma, la obtención del sector resulta clave para poder conocer con qué recta se debe producir la intersección.

El siguiente paso debe ser comprobar, utilizando la recta que forma el lado, si el punto se encuentra en la parte superior o inferior, por encima o por debajo de la recta. Para el caso del sector 1, se debe construir la recta $y=ax+b$ que corresponde a ese lado, a partir de los dos puntos de ese lado que son conocidos al aplicar la transformación invariante $\alpha\beta$ al hexágono de Space Vector de tres niveles de la figura 22.

p_1 y p_2 son los dos puntos extremos del lado del hexágono que pertenece al sector 1. A partir de ellos se puede obtener la ecuación de la recta que pasa por ambos puntos. Por tanto, el lado del sector 1 es una recta de ecuación $y = -1.732x + 2.828$.

$$p_1 = [1.632993161855452, 0]$$

$$p_2 = [0.816496580927726, 1.414213562373095]$$

$$y = ax + b \quad 0 = 1.63299a + b$$

$$a = -1.732$$

$$1.4142 = 0.81649a + b$$

$$b = 2.828$$

Para el sector 2, la ecuación resulta más sencilla, ya que el lado es paralelo al eje α , con lo cual en una ecuación de recta $y=ax+b$, el coeficiente a será cero. Se tendrá por tanto una recta del sector 2 es $y = 1.414$

$$p_3 = [-0.816496580927726, 1.414213562373095]$$

$$p_4 = [0.816496580927726, 1.414213562373095]$$

$$y = ax + b$$

$$1.414 = -0.81649a + b$$

$$a = 0$$

$$1.414 = 0.81649a + b$$

$$b = 1.414$$

Tomando estos dos ejemplos, se evalúan unos puntos de tensión de entrada al algoritmo $V(\alpha, \beta)$ en ambos sectores. Para los dos casos:

$$S1 \rightarrow \text{punto fuera si } V\beta(\alpha, \beta) + 1.732V\alpha(\alpha, \beta) - 2.828 > 0$$

$$S2 \rightarrow \text{punto fuera si } V\beta(\alpha, \beta) - 1.414 > 0$$

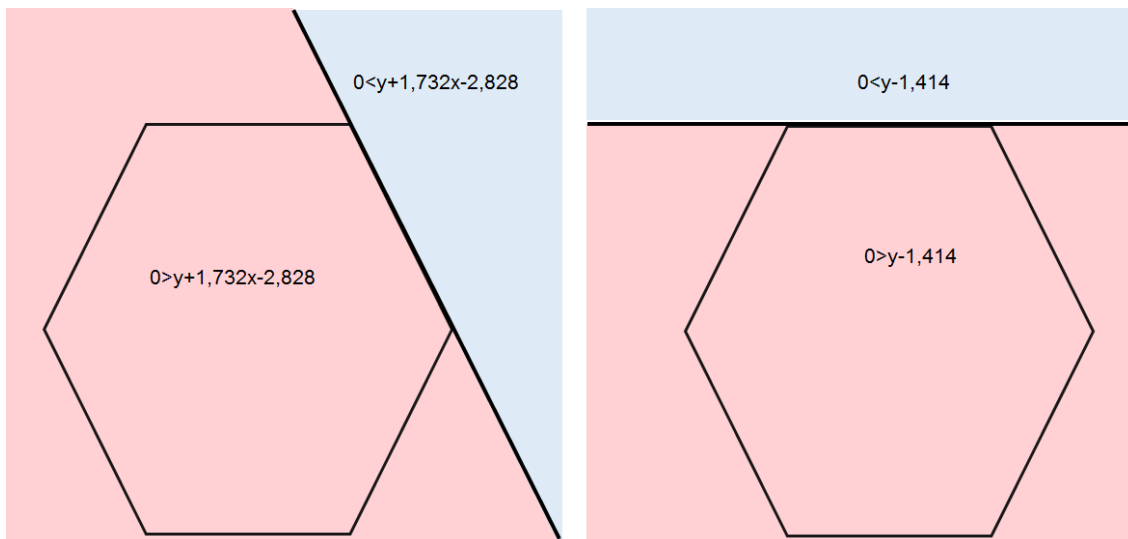


Figura 38 Límite sectores para puntos dentro y fuera.

Sirva como ejemplo los casos de la figura 38, si el punto se encuentra en la parte azul de la figura, habrá que acortar su módulo hasta el lado del sector. El nuevo punto será la intersección entre el vector tensión $V\alpha\beta$ y el lado del hexágono. Por el procedimiento anterior, se tendrá que calcular la ecuación de la recta del vector tensión, que tendrá la forma $y=ax$ al partir desde el origen de coordenadas.

Por último, se resuelve el sistema de ecuaciones formado por las dos rectas, con las dos incógnitas que serán las componentes x e y (α y β) del nuevo punto, intersección del lado del triángulo con el vector; que cumple las condiciones propuestas de misma dirección, menor módulo y estar situado en el hexágono.

Una vez realizado este paso, se puede aplicar el algoritmo inicial de space vector, ya con todos los puntos de entrada a éste dentro del hexágono.

6.2.1 Resultados método intersección con el hexágono

Como en el algoritmo anterior, nuevamente se cumple que se sigue la referencia de potencia, con oscilaciones de potencia menores del 15%, de manera que sea admisible y normal. Al corregirse los puntos iniciales que salen fuera del hexágono, el comportamiento de la potencia en los primeros instantes resulta un poco mejor que en el caso donde no se hacía ningún tipo de control sobre éstos.

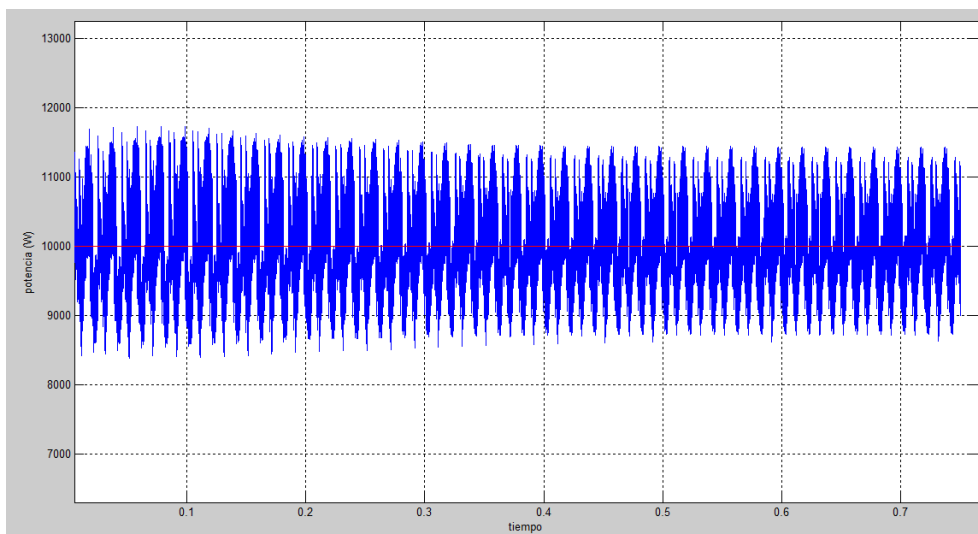


Figura 39 Representación potencia activa (azul) y potencia activa de referencia (rojo) en Space vector

Las intensidades se comportan de forma análoga, con la misma característica que en la potencia, en los primeros instantes la forma de onda de las intensidades mejora al trabajar ahora con puntos que están dentro del hexágono y no fuera.

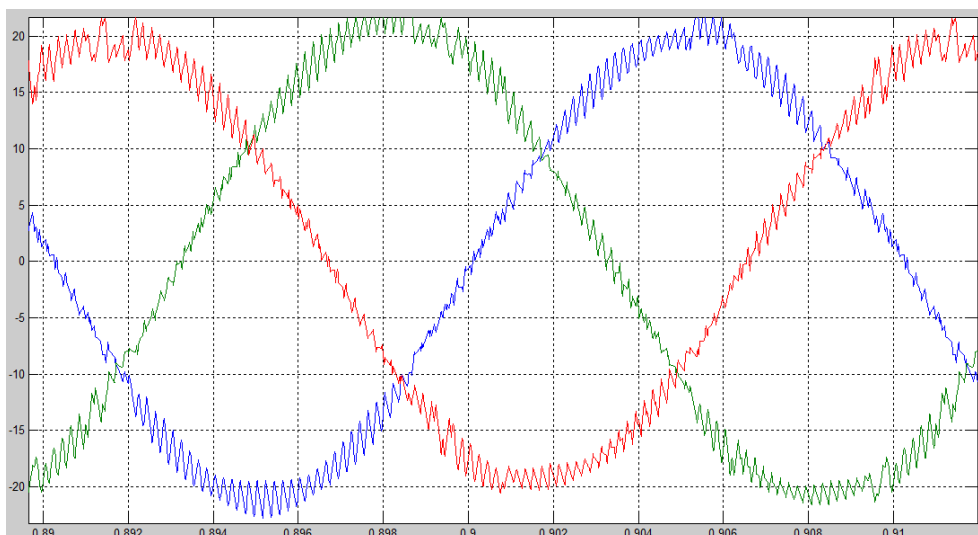


Figura 40 Representación intensidades en abc en Space Vector

La tensión e intensidades seguirán teniendo la misma fase pero distintas amplitudes. Las conmutaciones positivas y negativas se representan junto con la intensidad de la fase a, en la parte positiva y negativa de la intensidad de cada fase de igual modo (figuras 41 y 42).

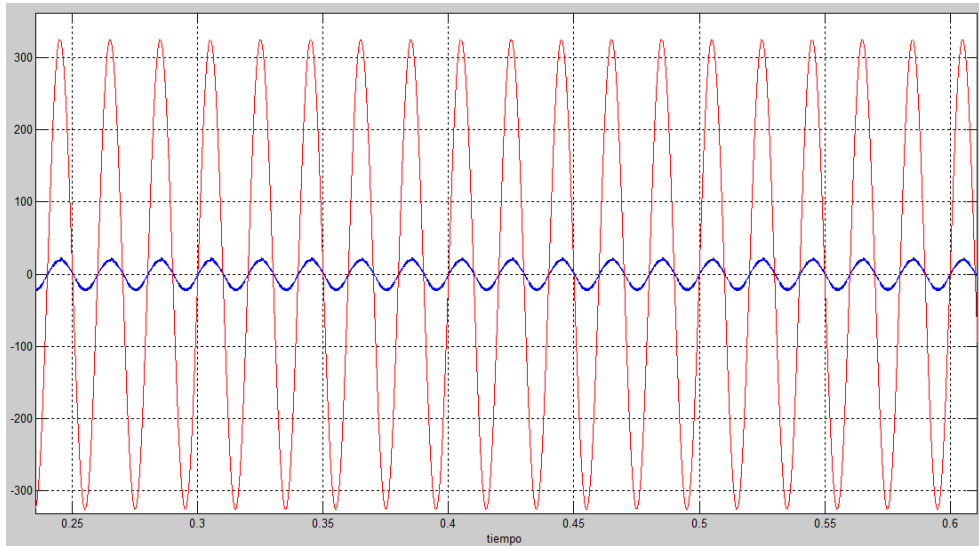


Figura 41 Representación de la tensión (rojo) y la intensidad (azul) de la fase a

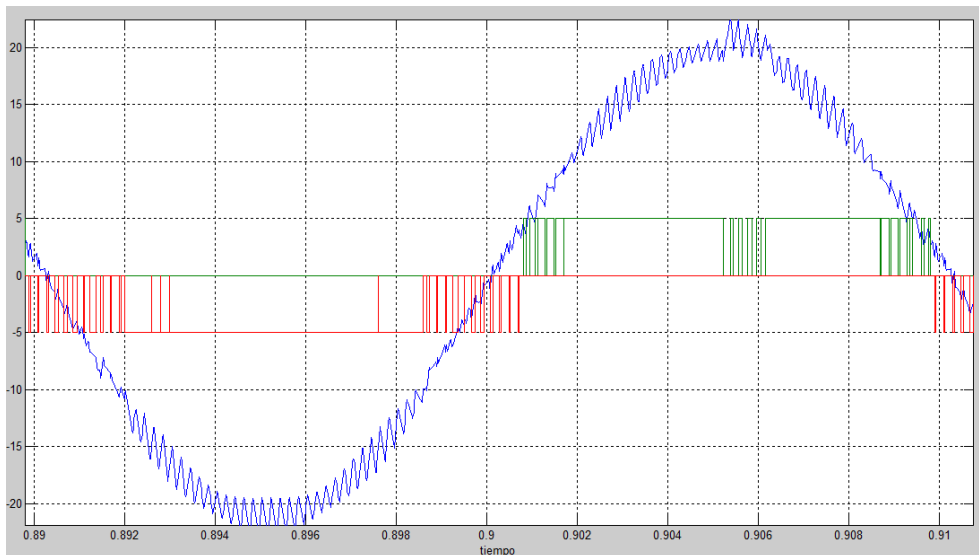


Figura 42 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (verde) y disparos negativos (rojo) en Space Vector.*Nota: se ha invertido el signo de los disparos negativos para su apreciación con mayor nitidez

7.3 Space vector: Método estrategia de control de potencia.

Este método no resulta tan directo o inmediato como el anterior, pues a diferencia del otro, en éste puede no mantenerse ni el módulo ni la dirección del vector tensión inicial de entrada al algoritmo, ya que el punto de partida es el signo de las derivadas de la potencia.

El espacio $\alpha\beta$ se divide en cuatro cuadrantes según los signos de las derivadas de potencia activa y reactiva. Estos cuadrantes corresponden a las cuatro posibles combinaciones de las derivadas de las potencias: activa y reactiva positiva, activa y reactiva negativas, activa positiva y reactiva negativa, y activa negativa y potencia reactiva positiva (figura 43).

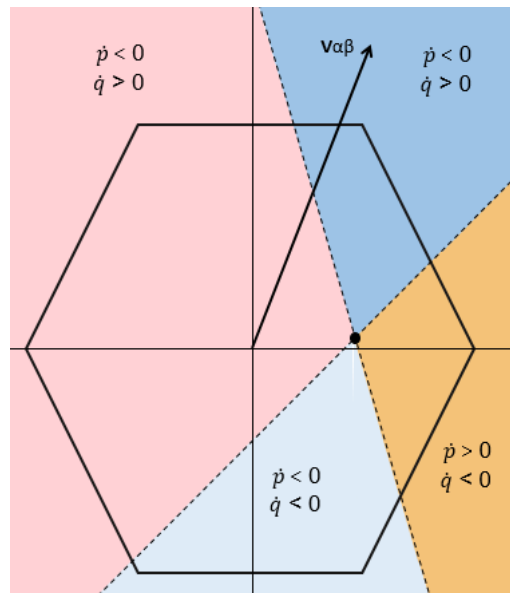


Figura 43 División en cuatro partes del espacio $\alpha\beta$ según los valores de las derivadas de las potencias

El objetivo de esta técnica es aproximar el vector tensión $\alpha\beta$ que sale del hexágono de Space Vector a un punto que se encuentre dentro del hexágono, a un punto del lado del hexágono. La diferencia con la anterior técnica, viene determinada por que no solo se puede reducir el módulo del vector tensión hasta hacerlo coincidir con puntos del lado, también se puede cambiar la dirección del vector. Por tanto, en esta técnica, se puede tener un vector totalmente diferente, tanto en módulo como en dirección. Este cambio se produce porque se busca siempre un punto que esté situado en el cuadrante de derivadas de potencia activa y reactiva positivas.

Existen diversas formas de plantear el problema; en esta memoria se propone la siguiente forma.

Existen dos rectas que dividen el espacio en 4 partes (las rectas de derivada de potencia activa igual a cero, y la de reactiva igual a cero); y existe un punto donde se cruzan ambas rectas, esto se puede observar en la figura 43. Lo primero que se define es el punto intersección como el punto de tensión cuyas derivadas de potencia activa y reactiva son de valor cero, $V_{\alpha\beta}^{eq}$. Por tanto, cada recta se corresponde con los puntos tensión cuyas derivadas de potencia instantánea activa y reactiva sean cero, $v_{\alpha\beta}^{\dot{p}=0}$ y $v_{\alpha\beta}^{\dot{q}=0}$. Estos puntos se pueden representar de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$V_{\alpha\beta}^{eq} = \frac{2}{V_{dc}} \left(1 + \frac{Lq\omega}{|v_{\alpha\beta}|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \frac{2}{V_{dc}} \left(1 + \frac{Lp\omega}{|v_{\alpha\beta}|^2} \right) J v_{\alpha\beta} \quad (7-4)$$

$$v_{\alpha\beta}^{\dot{p}=0} = \frac{2}{V_{dc}} \left(Lq\omega + |v_{\alpha\beta}|^2 \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} + c_1 J v_{\alpha\beta} \quad (7-5)$$

$$v_{\alpha\beta}^{\dot{q}=0} = -\frac{2}{V_{dc}} (Lp\omega) J \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} + c_2 v_{\alpha\beta} \quad (7-6)$$

Siendo c_1 y c_2 dos constantes escalares, mientras que J es la matriz $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

Estas tres ecuaciones definen tres puntos y permiten obtener las rectas que delimitan los signos de las derivadas de las potencias activa y reactiva, ya que se conocen dos puntos que pertenecen a cada recta $\dot{p}=0$ y $\dot{q}=0$. Se puede construir una recta de la forma $y=ax+b$. Así, conocidos estos tres puntos, se obtienen las ecuaciones de las rectas que dividen el plano $\alpha\beta$ en las cuatro partes.

El método que se propone es un método por objetivos, es decir, si no se van cumpliendo, o se pueden cumplir los requisitos que se proponen inicialmente, habrá que cambiar el objetivo y pasar a otros requisitos que si se puedan cumplir para tratar el punto hasta que el punto se encuentre en el interior del hexágono de Space Vector. Esto se puede ver más claro en la explicación siguiente.

Para este método, si se tiene un punto de entrada de tensión $\alpha\beta$ que está fuera de los límites del hexágono, que no es deseado, se debe tener un punto que esté dentro. Para ello hay que buscar un punto que sí esté dentro y que reúna una serie de requisitos u objetivos determinados. El método propuesto en esta memoria, es el tratar el punto que está fuera del hexágono de una manera u otra según el signo de la derivada de su potencia activa. Esto se debe a que lo deseado es que el signo de este valor sea positivo siempre, o en su caso de no ser positivo, ser lo más cercano posible a cero.

Se evalúa la derivada de potencia activa y se ve cuál de las dos opciones se da (positiva o negativa). Si se da el signo positivo, entonces se busca de inmediato un vector tensión con la misma orientación, pero que esté dentro del hexágono (pertenzca a un lado del hexágono), disminuyendo su módulo y manteniendo su orientación. Una vez obtenido este punto, se evalúa de nuevo su derivada de potencia activa, si es positiva, entonces, tenemos el punto que cumple el objetivo principal, un punto que originalmente tenía la potencia activa positiva y el nuevo punto la sigue teniendo solo acortando su módulo. Si por el contrario el punto encontrado tiene el signo de la derivada de potencia activa negativo, quiere decir que hay que buscar el punto más cercano a éste con potencia

activa que no sea negativa, que sea cero. Este punto pertenecerá a la recta comentada anteriormente, construida gracias a los puntos $v_{\alpha\beta}^{\dot{p}=0}$ y $v_{\alpha\beta}^{eq}$. Bastará entonces con buscar la intersección de esta recta con las rectas que forman los lados del hexágono. Como se conoce el sector donde está situado el punto, se pueden descartar varias rectas del perímetro total. Para la búsqueda de este punto intersección, se propone primero probar con la recta del sector donde se encuentra situado, y si no se encuentra intersección, se prueba con las rectas de los otros dos sectores adyacentes, según algún determinado criterio, por ejemplo, la menor distancia a un sector u otro. Esto garantiza que se encontrará la intersección y por tanto la obtención de un punto con potencia activa igual a cero, con lo que se cumple el criterio de que si no se puede obtener un punto que siga teniendo potencia positiva, si al menos que tenga potencia activa cero; este punto será el buscado, figura 44.

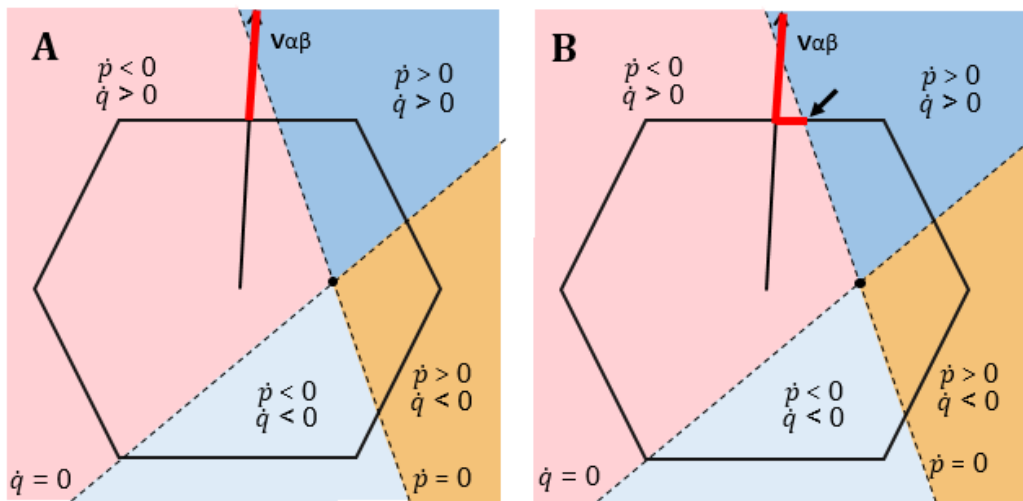


Figura 44 Demostración gráfica del paso punto con derivada de potencia positiva a negativa (A), y después a positiva o cero de éste, perteneciendo al hexágono (B)

Si por el contrario, se tiene la otra posibilidad, que el punto tensión tenga potencia activa negativa, puede tratar de dos maneras distintas este caso. Una manera es que cuando la derivada de potencia activa sea negativa se utilice el método anterior, donde simplemente se disminuye el módulo del vector. También se propone otra alternativa. Un método con distintos objetivos, por si el primero no se pudiera cumplir, que el punto sea tratado tomando una segunda posible solución y si ésta tampoco fuera posible, una tercera última. Rápidamente de forma gráfica, se puede observar que si un punto tiene potencia negativa, para pasar a un punto de potencia cero o positiva, debe atravesar casi todo el hexágono, más lejos de lo que puede estar un punto del perímetro del hexágono.

En este caso el primer objetivo es hacer tender a cero la potencia activa; para ello se toma la decisión de hacerlo manteniendo la potencia reactiva. Es decir, la intersección con el hexágono se produce mediante recta que pasa por el punto que está fuera del hexágono y es paralela a la recta de $\dot{q}=0$, ya que en cualquier recta paralela que se vaya acercando al hexágono, tendrán todos sus puntos el mismo valor de potencia reactiva y la potencia activa se irá haciendo menos negativa conforme se acerque al hexágono (Figura 45 A).

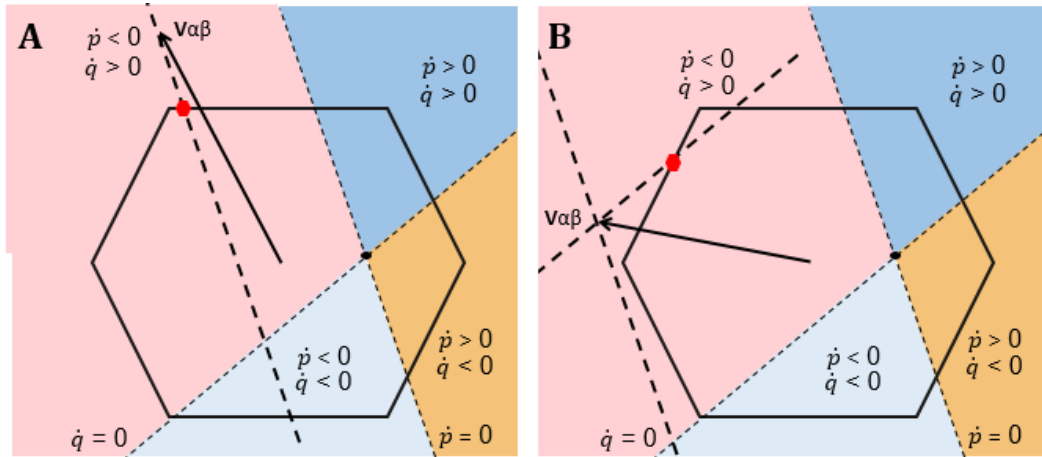


Figura 45 Intersección paralela a recta de derivada de potencia activa cero (A), e intersección paralela a recta de derivada de potencia reactiva cero al no producirse intersección con la derivada de potencia activa (B)

Puede ocurrir que esta intersección nunca se produzca con lo cual habrá que modificar el objetivo inicial que se tenía de solo ir buscando un punto con derivada de potencia activa menos negativo. Así como se observa en la figura 45 B, si no se encuentra intersección del hexágono con una recta paralela a $\dot{q}=0$ que pasa por el punto tensión fuera del hexágono, se debe optar por buscar otro punto, manteniendo la potencia activa constante (recta paralela a $\dot{p}=0$ que pase por el punto que hay que modificar), e ir haciendo tender a cero la derivada de potencia reactiva; lo cual quiere decir que el nuevo punto que se halle tendrá una potencia reactiva más próxima a cero que el punto inicial fuera del hexágono. Este proceso también se hace comparando primero con el sector en el que se encuentra el punto y después comparando con los otros dos sectores adyacentes si fuese necesario al no encontrarse intersección.

Puede ocurrir que no se produzca intersección con ninguna de las dos rectas con el hexágono. La solución que se propone para este caso es usar el método directo que simplemente se trata de mantener la orientación pero reducir el módulo del vector tensión hasta que esté dentro del hexágono.

Las simulaciones resultan semejantes a los métodos de tratamiento de puntos fuera del hexágono anteriores.

7.4 Algoritmo de búsqueda Space vector para cinco niveles

La programación del algoritmo para convertidores de cinco niveles se asemeja a la de un convertidor de tres niveles. Sigue teniendo como entrada un vector tensión de dos componentes, pero el tamaño y división del hexágono Space Vector con el que se trabaja son diferentes. El algoritmo será diferente, ya que el número de triángulos en que se divide el hexágono será mayor.

El primer paso es diseñar un diagrama de flujos donde se observen nuevamente los pasos a seguir y en los que se divide el algoritmo:

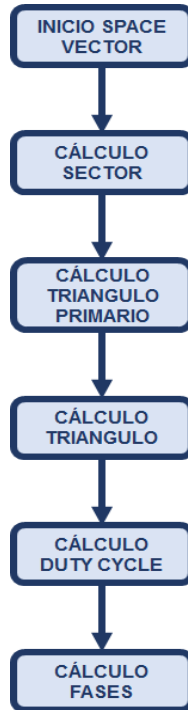


Figura 46 Diagrama de flujos para aplicar Space Vector a cinco niveles

Como diferencia a la figura 23, se deben buscar dos triángulos después de la búsqueda del sector, ya que a diferencia de Space Vector para tres niveles, el hexágono se divide en 96 triángulos y no en 24 triángulos, lo cual hace más compleja la búsqueda (figura 47).

El hexágono se divide en 6 sectores, que contienen 16 triángulos cada uno. Los sectores se pueden dividir en cuatro triángulos inicialmente (triángulos primarios) que contienen otros cuatro triángulos; uno de éstos será el que se busca para conocer los tres puntos más cercanos al vector o punto de entrada.

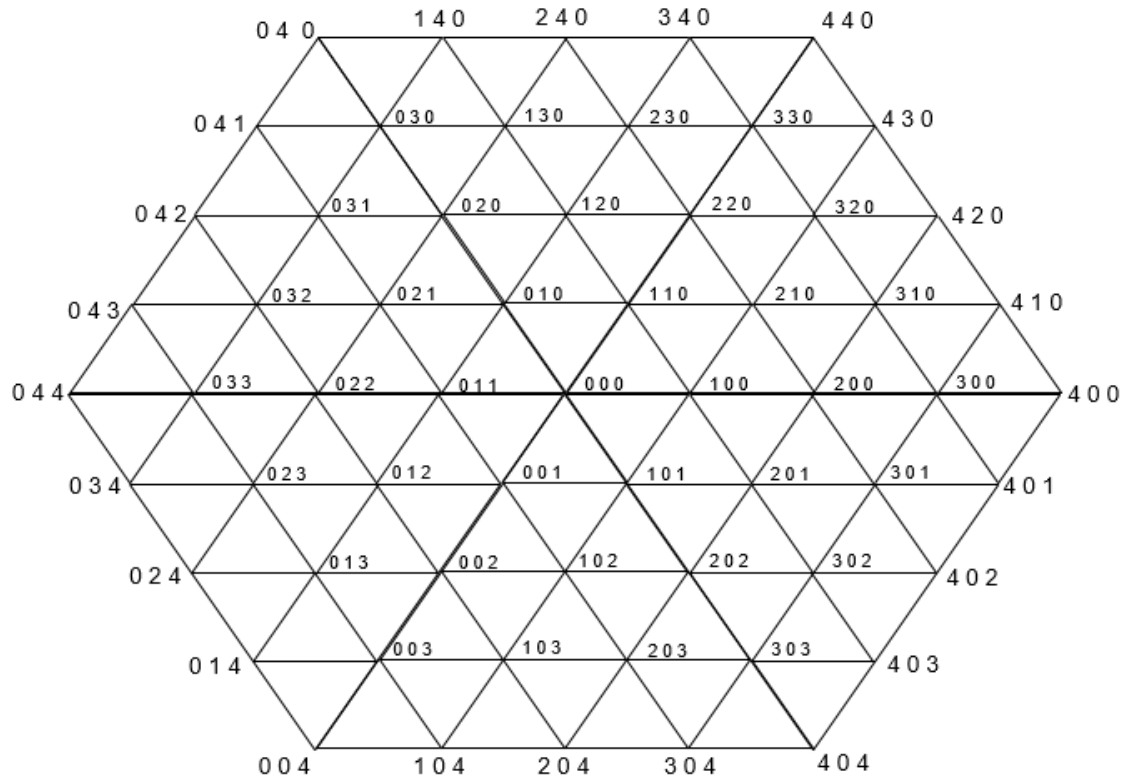


Figura 47 Hexágono Space Vector para cinco niveles

El método de búsqueda de los tres puntos más cercanos, presenta semejanzas con el de tres niveles.

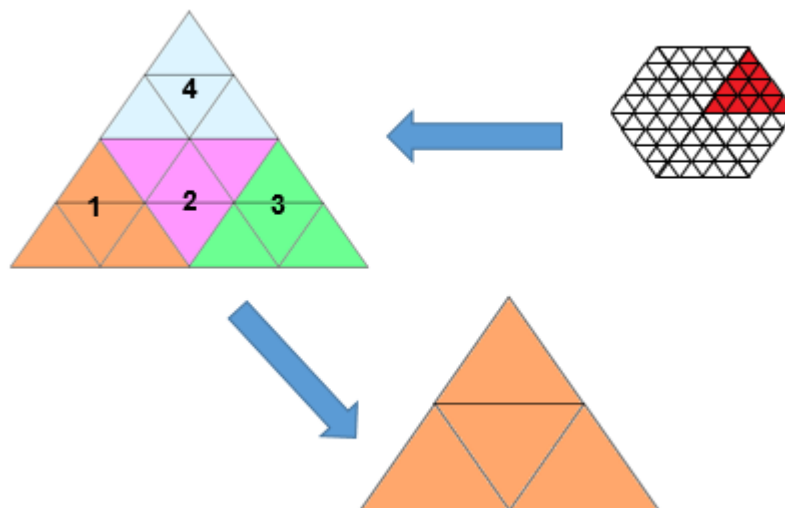


Figura 48 Distintos pasos para identificar los tres puntos más cercanos en el caso de cinco niveles

Una vez seleccionado el sector donde se encuentra el punto o vector tensión de entrada, se debe ubicar el punto en uno de los 16 triángulos de los que consta cada sector. Para ello se divide cada sector en cuatro triángulos primarios.

De acuerdo con la figura 48, después de tener localizado el sector, al ser éste un triángulo, se puede tomar un punto central a la mitad de la base del triángulo, de forma análoga al tres niveles, y formar un vector desde este punto al punto de tensión de entrada. Este vector tendrá una determinada orientación, sabiendo que según la orientación, de 0° a 60° será un triángulo primario, entre 60° y 120° otro, o entre 120° y 180° otro; pudiendo eliminar o seleccionar directamente un triángulo primario observando la altura del punto (componente β), es decir, si la altura es mayor, que la altura de los tres triángulos inferiores, solo puede situarse en el triángulo superior para los tipos de triángulo que forman los sectores como son el 1,3 y 5, y la operación contraria para sectores 2,4 y 6

Repitiendo esta operación en el triángulo primario seleccionado, se selecciona uno de los cuatro triángulos que forma un triángulo primario y que da los tres puntos más cercanos al vector tensión de entrada..

De cara a los puntos que puedan quedar fuera del hexágono, los métodos se aplicarán exactamente igual que los comentados en Space vector para tres niveles, solo cambiando, eso sí, las dimensiones del hexágono, que serán diferentes.

8 MODULACIÓN 3D SPACE VECTOR

Otra variante de la modulación Space Vector es la que se presenta en este capítulo, 3D Space Vector [13]. Este algoritmo trabaja en tres dimensiones, a diferencia de 2D Space Vector; es por tanto una modificación de la modulación en dos niveles y necesita una entrada de tres componentes de tensión abc o $\alpha\beta\gamma$, y no dos como el caso anterior. Como se podrá observar en pasos posteriores, este método 3D presenta una aplicación muy sencilla, con lo que tiene un coste de cálculos muy bajo.

También es independiente del número de niveles que tenga el convertidor. A diferencia de lo que ocurre en Space Vector en el plano $\alpha\beta$, en el que había que seleccionar el sector en el hexágono y después el triángulo formado por los tres puntos más cercanos al vector de entrada al algoritmo como paso previo al cálculo de los duty cycles; ahora ya no es necesario ese paso previo, con lo cual los cálculos en el nuevo algoritmo se simplifican sustancialmente. Además, es útil tanto en modelos con o sin neutro, no equilibrados y con armónicos.

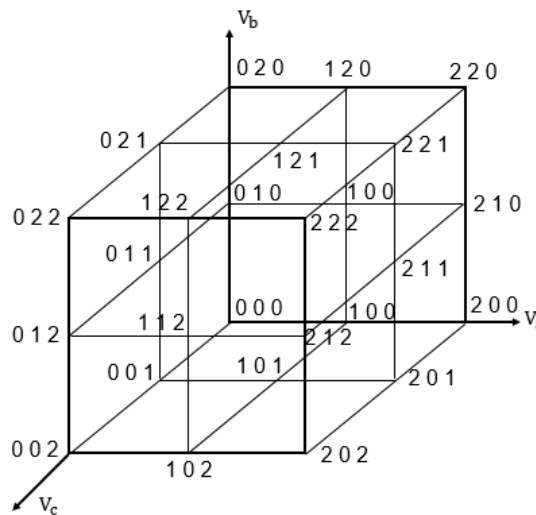


Figura 49 Representación del cubo de 3D Space Vector

Lo primero que se debe plantear es la normalización del vector de entrada: esta normalización se realiza para trabajar con más comodidad en el cubo de 3D Space vector, y que se ajuste a valores enteros, entre -1 y 1, a 0 y 2. Por ejemplo, si se tienen tres vectores de entrada $(V_e, 0, 2V_e)$ se normaliza para usarlo entre los valores anteriormente mencionados, resultaría $(1,0,2)$ o en caso $(-V_e,0,V_e)$ resultaría $(-1,0,1)$, si se considera que el máximo de tensión que se puede dar es V_e .

Una vez hallada la constante para normalizar el vector de referencia de entrada al algoritmo, se pueden seguir diversos pasos para calcular los duty cycle.

El primer paso consiste en encontrar el cubo donde está situado el vector de entrada (figura 49). Se debe calcular la parte entera de cada una de las tres componentes del vector de entrada. Como nota a destacar, el número de cubos o subcubos que forman el cubo primario vendrá determinado por el nivel del convertidor: para dos niveles un solo subcubo, para tres niveles se cuenta con ocho cubos, etc.

$$a = \text{int}(u_a)$$

$$b = \text{int}(u_b)$$

$$c = \text{int}(u_c)$$

Este algoritmo proporciona la secuencia de conmutación que minimiza la distorsión armónica total y el número de conmutaciones. En la siguiente figura, se define de forma sencilla y esquemática, como aplicar el método:

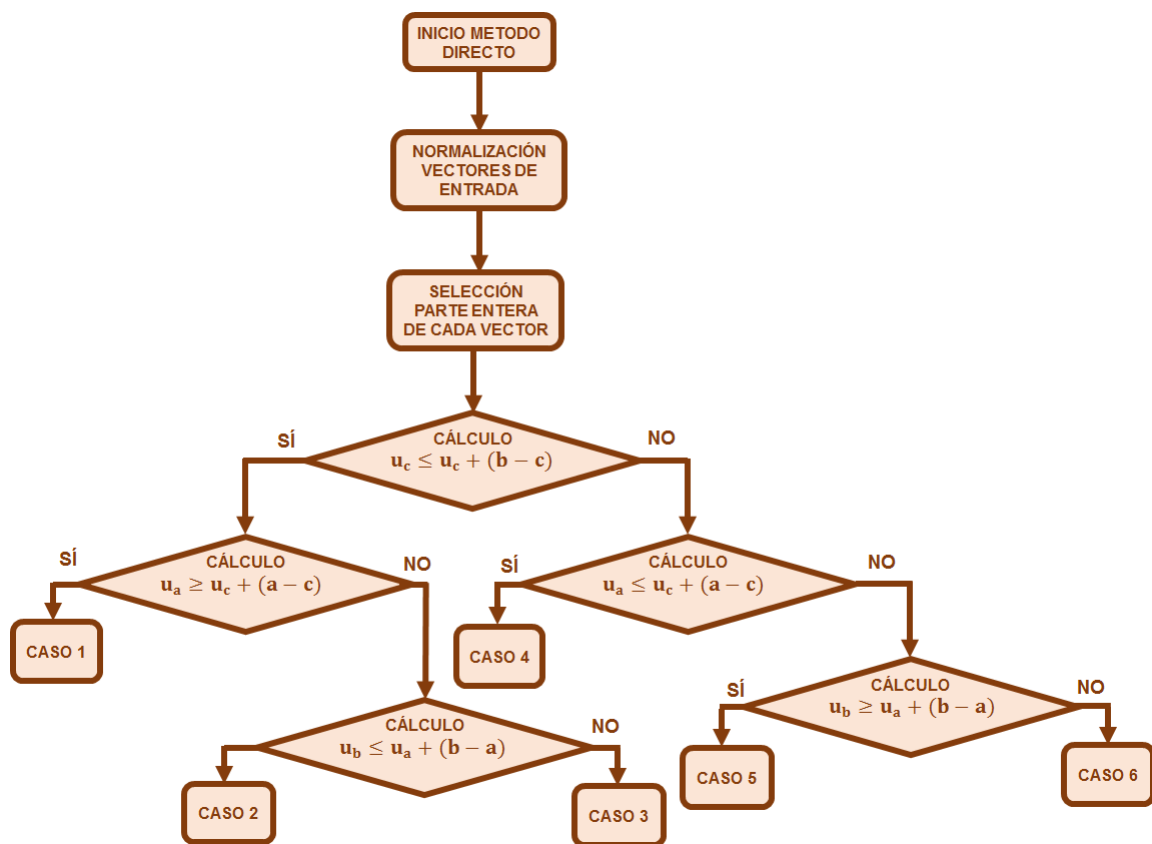


Figura 50 Diagrama de flujos del algoritmo 3D Space Vector

Estos 6 casos son las seis opciones que se tienen para el cálculo de los duty cycle. Cada caso viene definido a continuación:

Caso 1

$$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c) \rightarrow d_1 = 1 + a - u_a$$

$$(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a + 1, b, c) \rightarrow d_2 = -a + c + u_a - u_c$$

$$(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b, c + 1) \rightarrow d_3 = b - c - u_b + u_c$$

$$(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1) \rightarrow d_4 = -b + u_b$$

Caso 2

$$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c) \rightarrow d_1 = 1 + c - u_c$$

$$(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b, c + 1) \rightarrow d_2 = a - c - u_a + u_c$$

$$(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b, c + 1) \rightarrow d_3 = -a + b + u_a - u_b$$

$$(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1) \rightarrow d_4 = -b + u_b$$

Caso 3

$$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c) \rightarrow d_1 = 1 + c - u_c$$

$$(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b, c + 1) \rightarrow d_2 = b - c - u_b + u_c$$

$$(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a, b + 1, c + 1) \rightarrow d_3 = a - b - u_a + u_b$$

$$(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1) \rightarrow d_4 = -a + u_a$$

Caso 4

$$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c) \rightarrow d_1 = 1 + b - u_b$$

$$(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b + 1, c) \rightarrow d_2 = -b + c + u_b - u_c$$

$$(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a, b + 1, c + 1) \rightarrow d_3 = a - c - u_a + u_c$$

$$(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1) \rightarrow d_4 = -a + u_a$$

Caso 5

$$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c) \rightarrow d_1 = 1 + b - u_b$$

$$(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b + 1, c) \rightarrow d_2 = a - b - u_a + u_b$$

$$(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b + 1, c) \rightarrow d_3 = -a + c + u_a - u_c$$

$$(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1) \rightarrow d_4 = -c + u_c$$

Caso 6

$$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c) \rightarrow d_1 = 1 + a - u_a$$

$$(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a + 1, b, c) \rightarrow d_2 = -a + b + u_a - u_b$$

$$(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b + 1, c) \rightarrow d_3 = -b + c + u_b - u_c$$

$$(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1) \rightarrow d_4 = -c + u_c$$

Se obtienen cuatro d, ya que al pasar de dos a tres dimensiones, ya el vector tensión no se encuentra rodeado por los tres puntos más cercanos, sino que ahora debe estar rodeado por 4 puntos, que define un tetraedro que encierra al vector tensión en el espacio de tres dimensiones y que define los puntos más cercanos que definen el tetraedro que lo contiene, de forma análoga al triángulo en 2D Space Vector.

Para el cálculo de los tiempos que cada fase permanecerá en positivo, cero o negativo, la combinación ahora pasará a tener un punto más, puesto que se tiene un d más, ya que se tiene un punto más. Por último conviene destacar que de cara a esta combinación, del que se presentará un ejemplo, se tomará el vector (p,p,p) como (2,2,2), (n,n,n) como (0,0,0) y (o,o,o) como (1,1,1)

En el ejemplo siguiente se observará con más claridad: se tienen los siguientes cuatro puntos que son los más cercanos al vector tensión de referencia de entrada al algoritmo. Presentando unos $d_i=(0.25 \ 0.25 \ 0.25 \ 0.25)$. Así considerando que 2 es p, 1 es 0 y 0 es negativo, para cada fase se tienen los porcentajes de tiempo que se está en positivo, cero o negativo:

$$p_1 = (2 \ 1 \ 2)$$

$$p_2 = (2 \ 1 \ 1)$$

$$p_3 = (2 \ 2 \ 2)$$

$$p_4 = (1 \ 1 \ 1)$$

$$dap = d_1 + d_2 + d_3 \rightarrow 0.75$$

$$dao = d_4 \rightarrow 0.25$$

$$dac = 0$$

$$dbp = d_3 \rightarrow 0.25$$

$$dbo = d_1 + d_2 + d_4 \rightarrow 0.75$$

$$dbn = 0$$

$$dcp = d_1 + d_3 \rightarrow 0.5$$

$$dco = d_2 + d_4 \rightarrow 0.5$$

$$dcn = 0$$

8.1 Resultados 3D Space Vector

A continuación se presentan los resultados de las simulaciones del algoritmo programado de modulación 3D Space Vector.

Como ocurre con el modelo 2D de Space Vector, la señal de la potencia activa sigue la referencia marcada, durante la simulación, la señal tiene ruido en torno a menos 15% y al final de ella el ruido que se produce es del 9% de la referencia marcada.

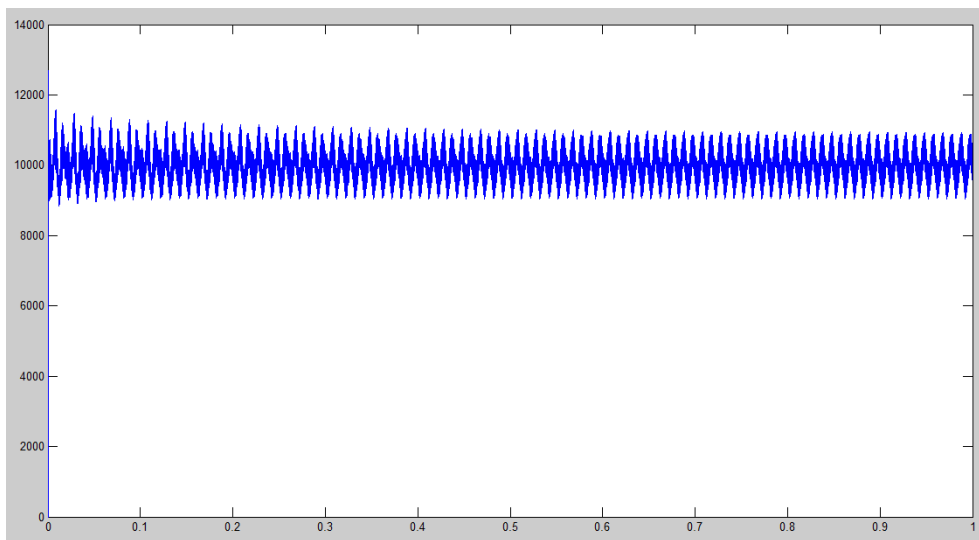


Figura 51 Potencia activa en modulación 3D Space Vector

Las intensidades que se obtienen tienen forma sinusoidal presentando ruido en los picos de las ondas de intensidad.

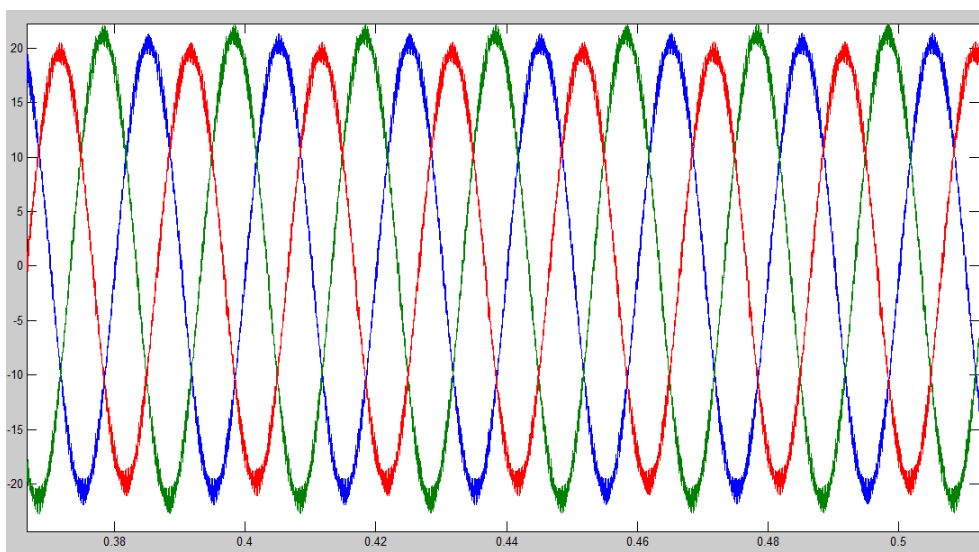


Figura 52 Intensidades de las tres fases abc en 3D Space Vector

En cuanto al tiempo que se está en positivo o negativo, se observa comparando con la onda de la intensidad de la fase a con las conmutaciones positivas y negativas.

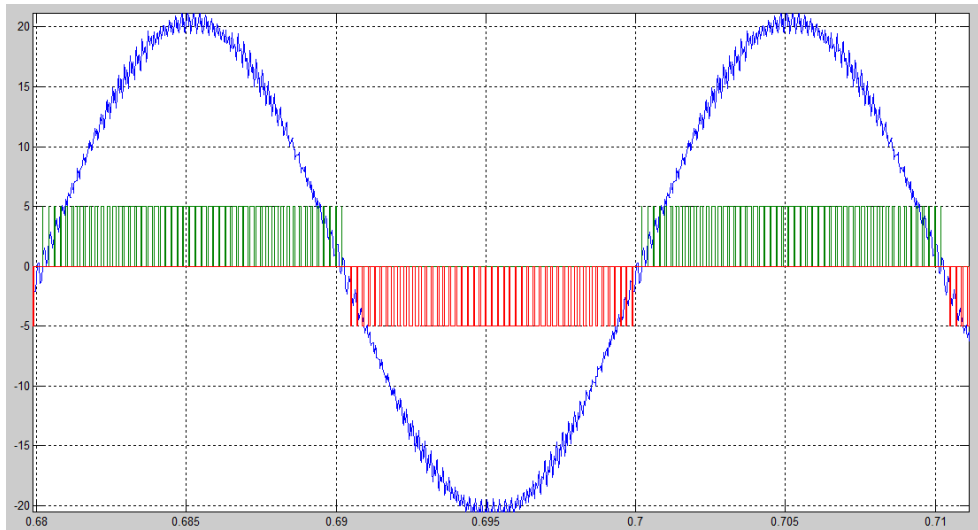


Figura 53 Intensidad de la fase a con el tiempo en positivo (verde) y el tiempo en negativo (rojo) en 3D Space Vector

9 MÉTODO DE CONTROL MPC

Una posibilidad para el control de convertidores es el control MPC (Model predictive control). En este método [14] se intenta predecir el comportamiento futuro de las variables del sistema en un determinado período de tiempo.

Este sistema predice gracias a una función de coste, ya que las predicciones se evalúan sobre ésta, y se elige la secuencia que minimiza la función de coste. Cada período de muestreo el algoritmo se aplica, seleccionando solo el primer valor, el que da el resultado minimizando costes.

Algunas de las ventajas del método MPC para convertidores es que se pueden incluir limitaciones y ecuaciones no lineales. Al tener los convertidores un número determinado de estados de conmutación, la optimización MPC se simplifica y se reduce a predecir los posibles estados de conmutación. Así, cada predicción es evaluada en la función de coste que es la que 'tomará' la decisión del estado con el mínimo coste que se selecciona para ser generado. Este método es conocido como Finite Control Set MPC (FCS-MPC) y se aplica a convertidores de potencia y a aplicaciones de accionamiento.

El problema de control se puede definir como la determinación de una acción de control $S(t)$ que lleva una variable del sistema $x(t)$ al valor más próximo posible de referencia $x^*(t)$. Estos valores se toman periódicamente durante el período de muestreo T_s , con lo que se tienen valores muestreados periódicamente $x(t_k)$ para un sistema finito de acciones de control n . En la figura se observa como en cada instante de tiempo se van realizando los cálculos.

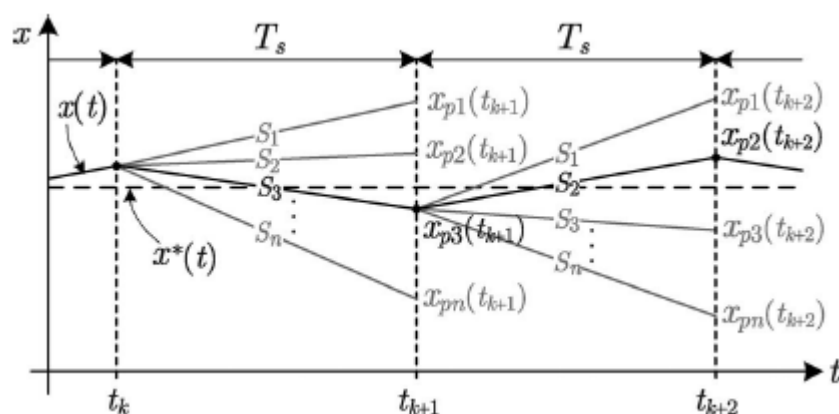


Figura 54 Elección en cada período de las distintas posibilidades minimizando el coste

Dado que las acciones de control son finitas S_i para $i=1\dots n$, se pueden evaluar conjuntamente con los valores medidos $x(t_i)$ gracias a la función de predicción f_p que predice todos los posibles valores $x_{pi}(t_{k+1})=f_p\{x(t_k),s_i\}$. La función de predicción se obtiene del modelo discreto y los parámetros del sistema. Dado que para cada período de muestreo habrá acciones de control, y se debe seleccionar solo una de ellas, se tomará la decisión gracias a una función de coste f_g , que dependerá de la referencia dada y las predicciones: $g_i=f_g(x^*(t_{k+1}),x_{pi}(t_{k+1}))$.

Hay que tener en cuenta que es necesario conocer el valor de referencia para el instante futuro $x^*(t_{k+1})$. Este valor puede suponerse conocido, e igual a $x^*(t_k)$, ya que con un tiempo de muestreo lo suficientemente pequeño comparado con el comportamiento dinámico del convertidor, se pueden considerar la referencia constante en el tiempo de muestreo T_s .

Como ejemplo de función de coste, se puede tomar la función que minimice el error entre la predicción y el valor de referencia $g_i=|x^*(t_{k+1})-x_{pi}(t_{k+1})|$. De acuerdo con la figura, el valor que se predice es el que más cerca está de la referencia, así la acción de control S_i se aplica en un instante anterior según lo que dicta esta función de coste.

Si en un tiempo t_k se tiene una medida del valor $x(t_k)$ y la acción de control previa S_k y se conoce el modelo; se puede obtener el valor en el instante siguiente t_{k+1} . A partir del valor predicho $x_p(t_{k+1})$, el algoritmo propuesto, realiza para n posibles acciones de control, lo que en la segunda predicción se llega a una selección óptima de la acción de control $S(t_{k+1})$. Estas dos predicciones se realizan durante el primer periodo de muestreo y en $t=t_{k+1}$ se aplica la óptima acción de control que se selecciona $S(t_{k+1})$, mientras que se vuelve a medir $x(t_{k+1})$ para realizar un nuevo paso del algoritmo. Para el primer paso solo existe una única predicción inicial, conocida antes de dar comienzo al algoritmo.

Con el método de control MPC se pueden controlar más de una variable, perturbaciones, saturaciones, restricciones, ya que cada característica que puede ser modelada y medida se puede incluir en el modelo y con una función de coste predictiva. Para modelos de convertidores de potencia que tienen los estados de conmutación limitados, este método resulta adecuado y fácil de poner en práctica, bastará con tener un modelo discreto del sistema.

FCS MPC utiliza un modelo de predicción completo del sistema, es decir, con las no linealidades incluidas. La retroalimentación que se ve limitada en los controladores tradicionales, en este caso se incluye en la función de coste, que no se ajusta solo a la magnitud del error de la variable que se controla.

$$g = |x^* - x_p| \quad (9-1)$$

$$g = |x^* - x_p|^2 \quad (9-2)$$

$$g = \frac{1}{T_s} \int^{T_s} [x^*(t) - x_p(t)] dt \quad (9-3)$$

Se pueden tener, como se observa en las ecuaciones (9-1,9-2,9-3), diferentes funciones de coste, dependiendo de la penalización del error que se desee. Por ejemplo, elevando al cuadrado el valor absoluto del error se penalizan los errores más grandes en comparación con los más pequeños, es decir, para moverse en torno a una referencia dada, puede ser más adecuado tomar esta forma de función de coste, ya que se desee seguir la referencia y reducir la amplitud del rizado. Estas formas (9-2) hacen un controlador más rápido. La parte negativa es que introduce frecuencias de conmutación mayores. Para ello, se puede tener otra forma de error (9-3), en la que se tiene en cuenta la predicción durante todo el tiempo de muestreo T_s , no solo el valor final como en los dos casos anteriores, por lo que el valor medio está más cerca de la referencia fijada o propuesta, con lo que el seguimiento se realiza de forma más precisa. Cabe destacar que por simplicidad la forma de error más utilizada es la forma (9-1).

Las pérdidas de conmutación en este método pueden ser controladas con la agregación de un término para la función de coste. Se puede añadir este término de tres formas diferentes, teniendo como denominador común que habrá un factor de peso o ponderación en todos los casos para ponderar y valorar estas pérdidas λ .

$$g' = g + \lambda C_p \quad (9-4)$$

$$g' = g + \lambda \cdot \sum_{j=1}^n \Delta i_{cp}(j) \cdot \Delta v_{cep}(j) \quad (9-5)$$

$$g' = g + \lambda \cdot \left| f_{sw}^* - \frac{1}{\Delta t} \sum_{i=0}^{\frac{\Delta t}{T_s}-1} C(t_{k-i}) \right| \quad (9-6)$$

Para el caso (9-4) C_p es el número de conmutaciones de los semiconductores que se ven involucrados en el cambio de estado. Para la segunda opción (9-5), se modela las pérdidas de conmutación con los términos $\Delta i_{cp}(j)$ y $\Delta v_{cep}(j)$ que son los cambios previstos de corriente y tensión en colector-emisor del semiconductor j , teniendo en cuenta un convertidores con $j=1 \dots n$ semiconductores. La tercera alternativa que se propone (9-6) tiene una frecuencia media de conmutación dada como referencia f_{sw}^* definida como $C^*/\Delta t$, siendo C^* el número de conmutaciones deseadas durante un intervalo de tiempo que sea múltiplo del tiempo de muestreo. La ponderación resulta de restar la frecuencia media de conmutación con el número de conmutaciones durante el determinado periodo de tiempo Δt . Esta función hace que se seleccionen los estados de conmutación que mantienen la frecuencia media de conmutación lo más cerca posible de la frecuencia deseada, dado que se controla la frecuencia de conmutación del convertidor.

En un control MPC se pueden tomar juntas variables de tensión, corriente, potencia, no tienen por qué ser todas de la misma naturaleza. En la función de coste basta con usar un coeficiente de ponderación λ para cada variable o magnitud medida. Esta ponderación se obtiene de manera experimental.

9.1 Resultados método de control MPC

Como se observa en la figura 55 la potencia activa sigue la señal de referencia fijada, presenta un gran pico de potencia inicial debido a la iniciación del método predictivo.

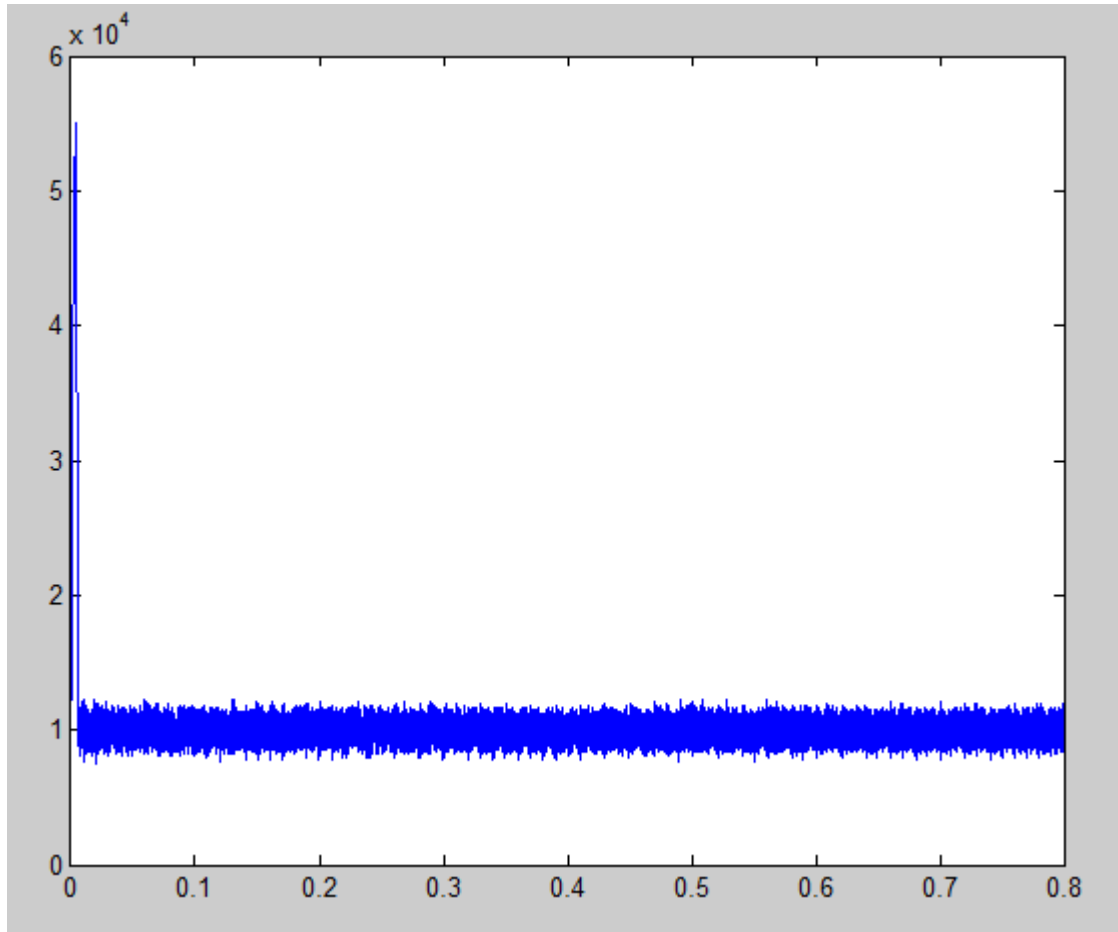


Figura 55 Representación potencia activa en MPC

Analizando más en detalle la potencia, pasado un tiempo suficiente, de varios periodos, se producen oscilaciones de la potencia que rondan casi el 20% de la referencia dada.

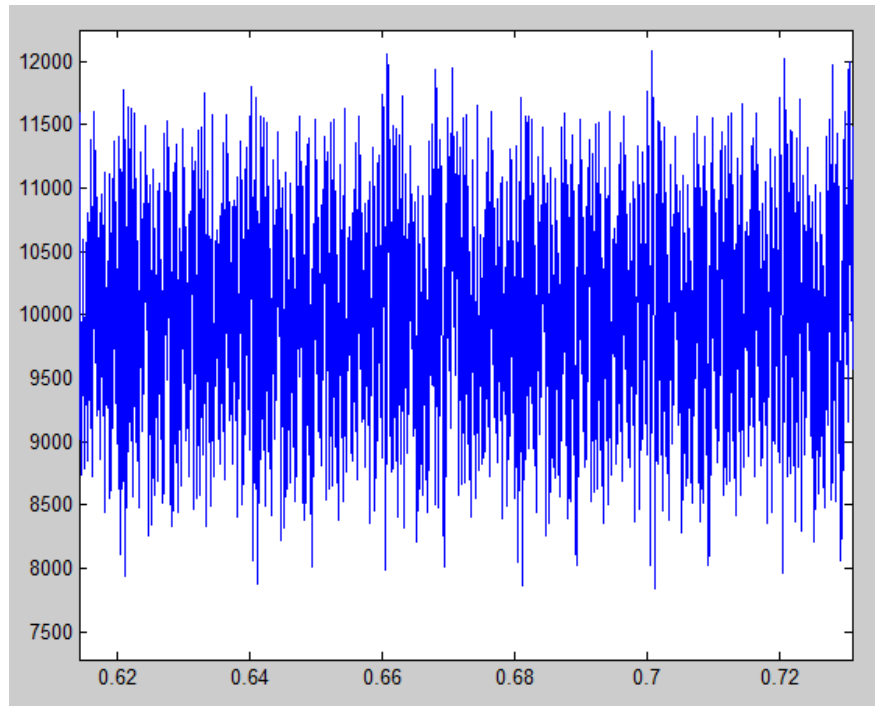


Figura 56 Representación ampliada de la potencia activa en MPC

Del mismo modo que se produce un gran pico en la potencia activa, aparecerá también en la representación de las intensidades abc. Además, también aparecerá rizado en los picos positivos y negativos de la onda de intensidad

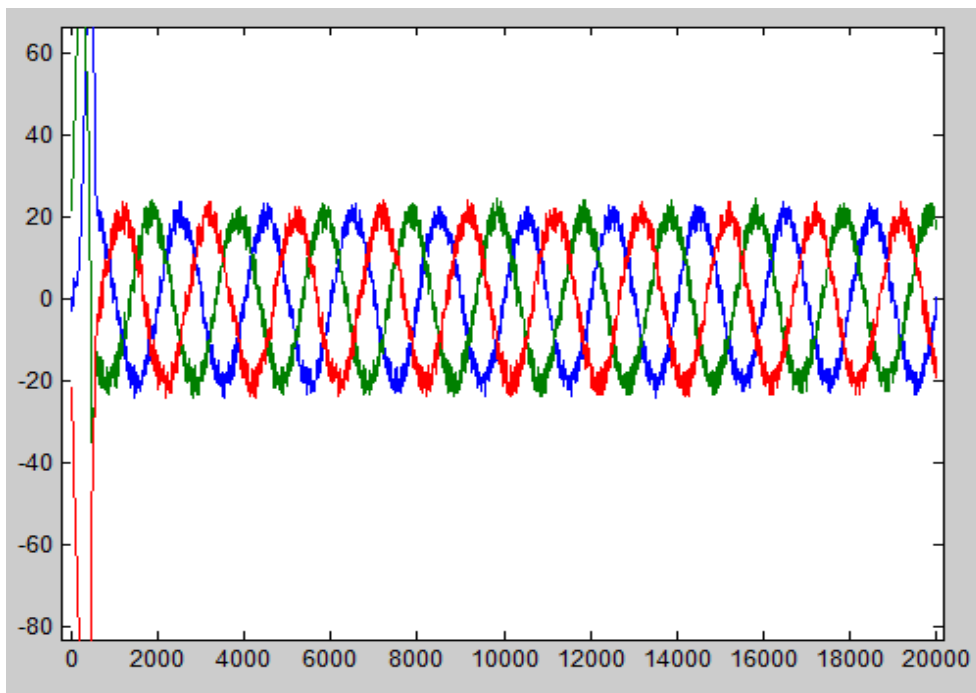


Figura 57 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (verde) y disparos negativos (rojo) en MPC

Enfrentando los tiempos positivos y negativos con la intensidad de una fase, figura 55, se ven representados los disparos positivos y negativos, que se encuentran activos en cada período de muestreo, sin cambios, hasta el siguiente instante, en el que se predice otro estado.

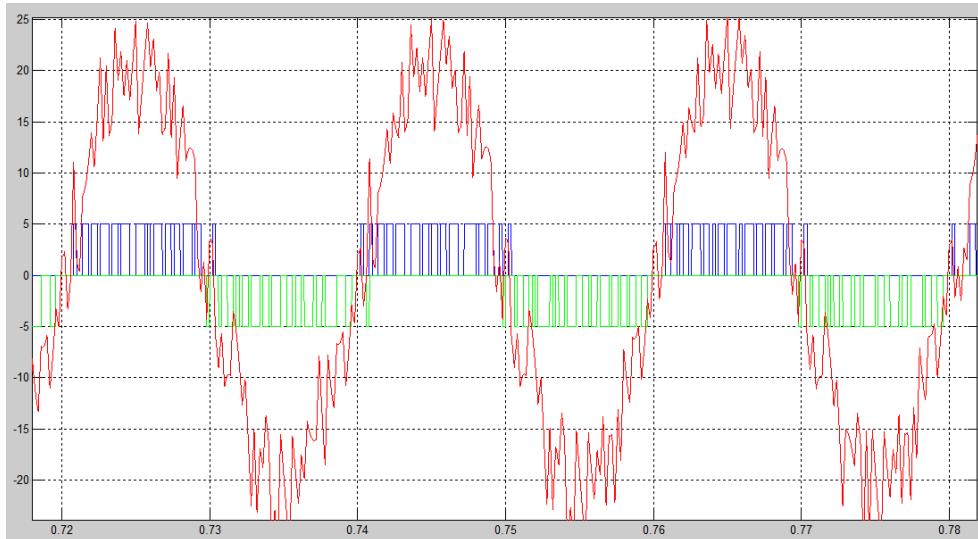


Figura 58 Representación intensidad de la fase a con los disparos positivos (azul) y disparos negativos (verde) en MPC.

10 COMPARACIÓN DE RESULTADOS ENTRE SPACE VECTOR Y MPC

Lo primero que hay que comparar entre la modulación Space Vector, y el método de control MPC es como se gestionan los disparos en los dos casos, ya que es la primera diferencia sustancial que se observa entre ambos, ya que al comparar de forma teórica, se sabe que en MPC hasta el siguiente período de muestreo no se cambia el porcentaje de tiempo que se está en positivo, negativo o cero, mientras que en la modulación PWM Space Vector durante este tiempo de muestreo se puede gestionar el porcentaje de tiempo que se puede estar entre las distintas opciones.

Se debe puntualizar que los resultados obtenidos en la simulación MPC se obtienen sobre un modelo primario, con un tiempo de muestreo igual al de Space Vector, pero para poder hacer una comparación más realista y ajustada, se debe hacer un análisis más detallado de los parámetros que se eligen, por ejemplo, en la función de coste.

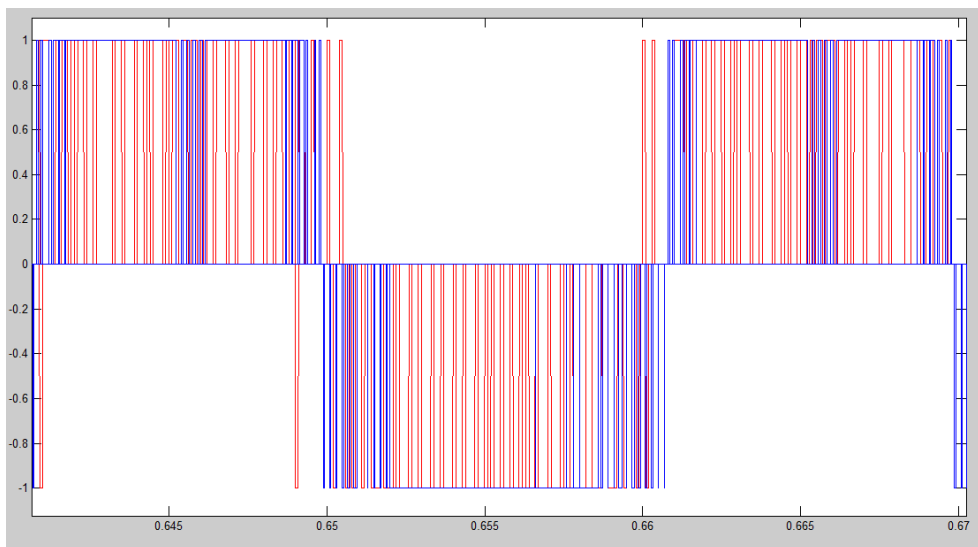


Figura 59 Comparación disparos positivos y negativos en Space Vector (rojo) y en MPC (azul)

En la Figura 59 se observa lo que se indica en la teoría. En azul, se muestra el control MPC, que en cada período de muestreo permanece positivo, o negativo, sin cambiar hasta el siguiente período, cuando se realiza la nueva predicción. Por el contrario, con la modulación de Space Vector, en rojo, se observa como a diferencia de MPC, en cada tiempo de muestreo, no siempre se está totalmente en positivo o negativo durante este período de muestreo, sino que solamente se está un porcentaje de este tiempo

El siguiente paso es el análisis de las potencias activas y reactivas que se obtienen. La potencia activa debe seguir una referencia marcada de 10 kW. Esto ocurre en ambas simulaciones pero con distintos matices. Para la potencia activa resultante en MPC se observa en los primeros instantes un pico de más de 50 kW (verde) que no se produce en la modulación Space Vector (azul), que en ningún momento del inicio, o posteriormente se produce un pico de potencia tan alta como el que se observa en la simulación del control MPC.

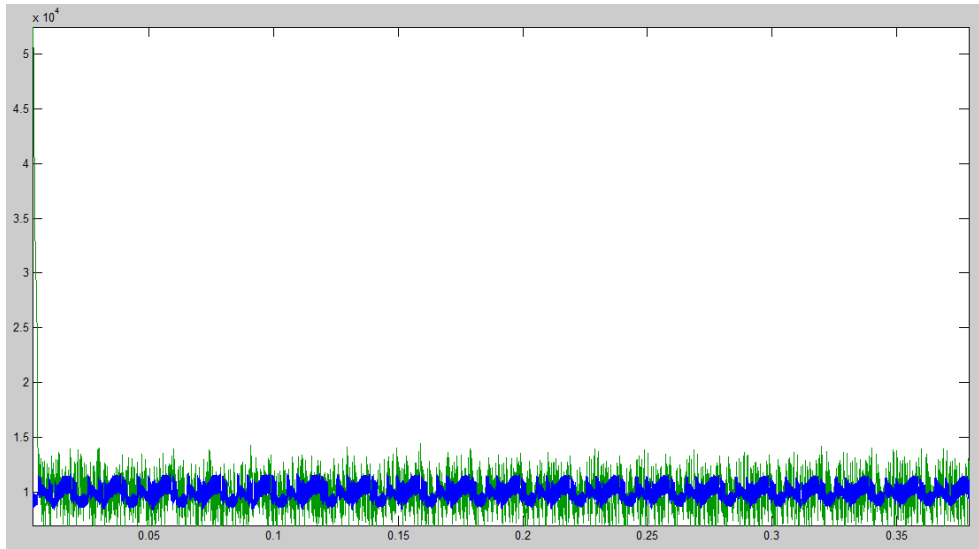


Figura 60 Potencia activa en Space Vector (azul) y en MPC (verde)

Otro dato a observar se produce después de este inicio, a lo largo de la simulación, es que comparando ambas potencias, en la potencia producida en el control MPC se tiene mucho más ruido que en la potencia activa obtenida por modulación Space Vector. Este ruido que presentan ambas potencias estará en torno a menos del 15% de la referencia, lo que se considera admisible.

Del mismo modo ocurre comparando las potencias reactivas, donde se observa mayor ruido en MPC que en la modulación Space vector.

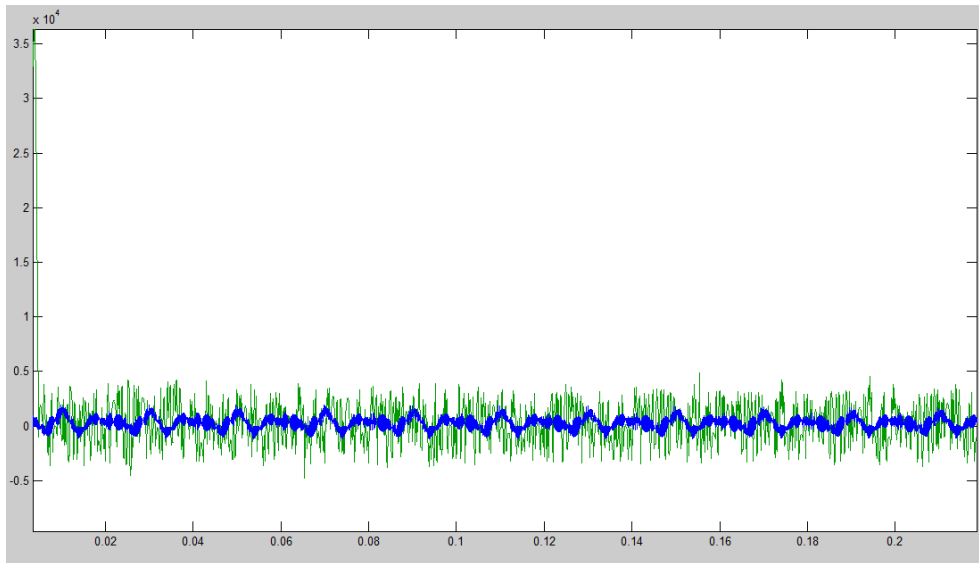


Figura 61 Potencia reactiva en Space Vector (azul) y en MPC (verde)

Para la simulación en conjunto a lo largo del tiempo, se observa a simple vista como parece que MPC introduce más de ruido en los picos de la onda de intensidad. Se observa una mayor distorsión que se produce durante toda la onda, produciendo Space Vector una forma de onda más suave centrándose el ruido en los picos de la onda mientras que MPC introduce ruido a lo largo de toda la onda.

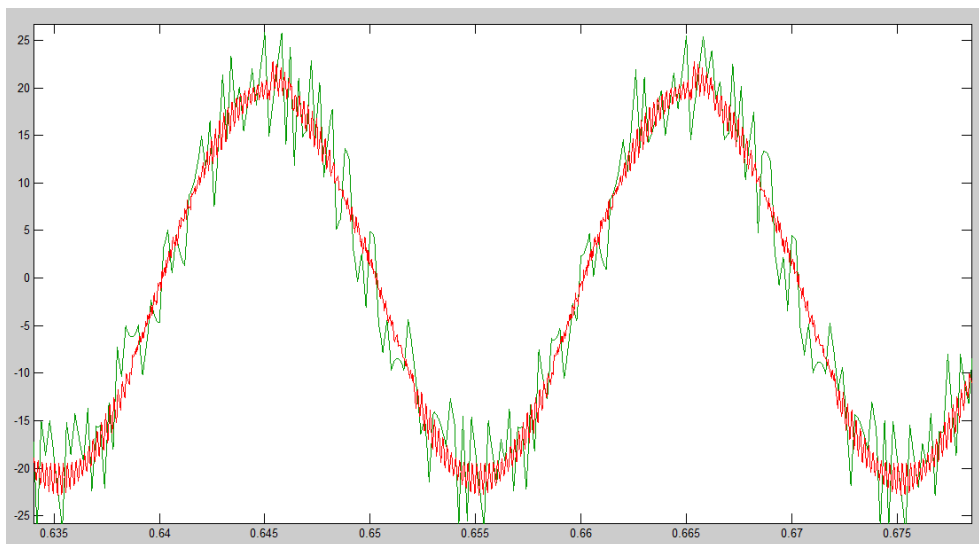


Figura 62 Intensidad de la fase a en Space Vector (rojo) y en MPC (verde)

10.1 Resultados THD

Dada la importancia de la presencia de armónicos, a continuación se presentan los resultados THD obtenidos en MPC y Space Vector.

Aunque como se ha mencionado con anterioridad MPC es un diseño preliminar en el cual se deben ajustar mejor los parámetros, se realiza el THD a las intensidades de la fase abc, para corroborar que, efectivamente el ruido que se observaba en las intensidades con respecto a Space Vector se traduce en un mayor valor del THDi.

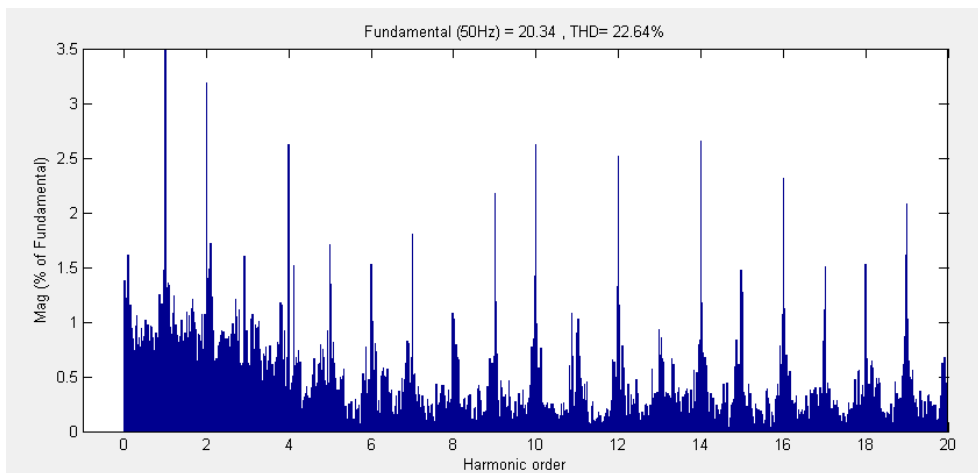


Figura 63 THD intensidad fase a en MPC

Las ondas de intensidad en Space Vector presentaban menor ruido, concentrados en los picos, pero manteniendo la forma sinusoidal en todo momento. Esto se corrobora en un valor menor de 10% en THDi

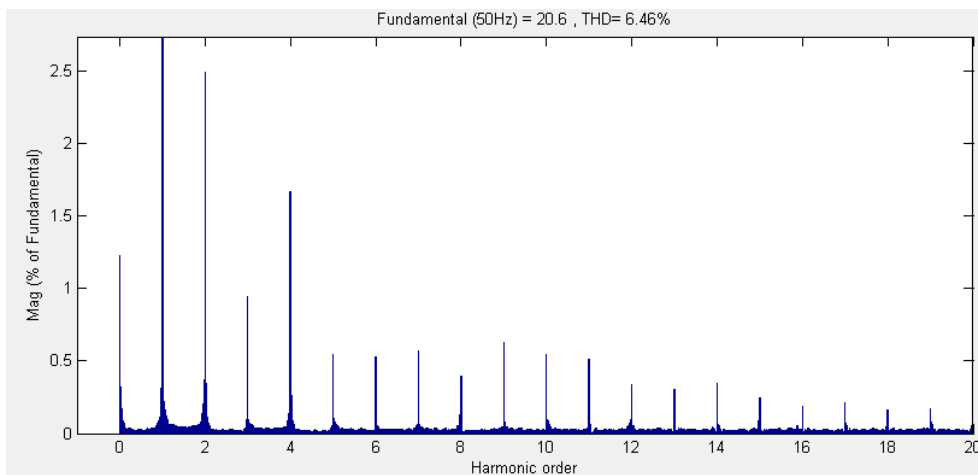


Figura 64 THD intensidad fase a en Space Vector

Analizando los resultados en la tabla 6, un THD en intensidad entre el 10% y el 50% es una medida significativa, Por debajo del 10% no existe riesgo de un mal funcionamiento que pueda producir deterioros o provoque sobredimensionamiento en cables o máquinas. Por encima del 50% la distorsión armónica es importante y requiere un análisis en profundidad para la atenuación de la distorsión.

Fase	MPC	Space Vector
a	22.64%	6.46%
b	28.85%	5.87%
c	32.68%	6.10%

Tabla 6 Tabla comparación de los resultados de la distorsión armónica en intensidad entre MPC y Space Vector

Respecto a la tensión, el THDv de la fase a en la modulación Space Vector aplicada al convertidor resulta:

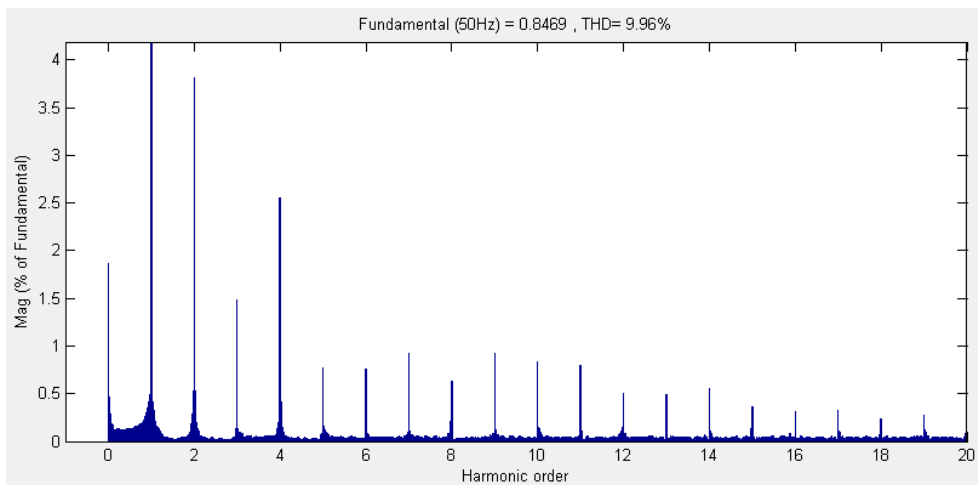


Figura 65 THDv de la fase a en la simulación de Space Vector

Analizando el THDv de las tres fases que resulta en Space Vector, resultan por debajo del 10%, en torno a este valor, que es el valor admisible para sistemas dedicados. Para sistemas generales el valor es el 5% y para aplicaciones especiales como son hospitales el 3%.

Fase	Space Vector
a	9.96%
b	9.25%
c	9.31%

Figura 66 Valores de THDv
en Space Vector

11 CONCLUSIONES

En este trabajo se ha realizado la programación de la técnica de modulación vectorial Space Vector y su simulación aplicada a un convertidor de tres niveles NPC.

Se ha incluido una primera parte introductoria donde se pone de manifiesto el uso de la electrónica de potencia en la industria y la importancia de los convertidores en ésta, además de la necesidad de reducir la distorsión armónica en ellos. Para continuar con esta introducción se presentan diferentes topologías de convertidores y modulaciones que se utilizan, con conceptos básicos sobre modulación y convertidores.

Una vez finalizada la parte introductoria, existe la parte de programación, que es el tema central de esta memoria, la modulación Space Vector. La implementación de este método vectorial resulta compleja respecto a otras modulaciones, como puede ser la modulación PWM basada en portadora. Esta complejidad recae en la búsqueda de tres o cuatro puntos según se trabaje en dos dimensiones o tres, respectivamente; y que da lugar una vez conocidos estos a los tiempos que están las fases en positivo, cero y negativo.

Existen diversas formas de resolver el problema Space Vector. Para dos dimensiones se pueden aplicar diversos métodos para hallar los tres puntos. El método propuesto para la obtención de los tres puntos cercanos consiste en basarse y trabajar siempre con triángulos y ángulos. En un primer paso el hexágono de Space Vector se divide en 6 triángulos llamados sectores según el ángulo. A su vez, se divide cada triángulo o sector, en otros cuatro pequeños triángulos; en uno de estos triángulos queda encerrado el vector tensión de entrada al algoritmo de modulación. La búsqueda del triángulo (que está formado por los tres puntos buscados) se lleva a cabo según el ángulo que forma un vector construido desde el punto medio de la base del sector con el vector de entrada.

Su implementación supone un problema complejo; no es un problema sencillo a pesar de ser una de las técnicas más extendida. La principal razón de por qué Space Vector es una técnica de modulación tan extendida es porque resulta un método muy potente, es en lo que radica su ventaja. Respecto a 3D Space Vector, se ha programado el algoritmo propuesto en [13]. Los resultados que se deben obtener en ambos métodos cuando se implementen deben ser muy parecidos, radicando su diferencia entre ambos en el tiempo de computación, algo que no es objeto de esta memoria.

En el análisis de los resultados se obtienen buenos resultados tanto en 2D y 3D Space Vector ya que son congruentes en casos como el seguimiento de la referencia en las potencias con un error aceptable o las formas de onda de intensidad y tensión, y su correspondencia con las conmutaciones.

Se describe un método de control que no necesita modulación, MPC. Se realizan también simulaciones sobre el mismo convertidor, con modelo MPC preliminar, cuyos resultados dependen para los parámetros escogidos en funciones de coste, tiempo de muestreo, etc.

Se comparan ambos casos, con un mismo tiempo de muestreo, pero teniendo en cuenta que se trabaja con MPC preliminar, en el que se deben ajustar de manera más específica y con más detalle los parámetros que aparecen en el modelo, por ejemplo la ponderación en la función de coste). Teniendo en cuenta esta puntualización, bajo un mismo tiempo de muestreo en el que se realizan las simulaciones Space Vector presenta mejor resultado, si bien ambas técnicas siguen la referencia y las formas de onda, MPC cuenta con más ruido en potencia, intensidad y tensión. Es por tanto, que con respecto a un diseño preliminar, Space Vector resulta más ventajoso, por lo cual si se quiere comparar de manera más detallada y específica la modulación Space Vector y la técnica de control MPC, en éste último se debería hacer un diseño más cuidadoso del controlador MPC.

Una comparación mucho más detallada de distintas técnicas de modulación se puede encontrar en [15] donde se mencionan pros y contras de éstas; además de métodos de control que no necesitan modulación, como es MPC.

REFERENCIAS

- [1] Nabae, A., Takahashi, I., Akagi, H. "A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-17(5), 1981.
- [2] Ta Meynard, H Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters", Power Electronics Specialists Conference, 1992.
- [3] Carpita M., Marchesoni M., Oberti M. Y Puglisi L. "Power Conditioning System using Sliding Mode Control". Proceedings of Power Electronic Specialist Conference. 626-633, Kyoto, Japon, 1988.
- [4] B. Suh, D. Hyun, And H. Choi, "A Circuit Design for Clamping an Overvoltage in Three-Level GTO Inverters", IEEE IECON Conference Proceedings, pp. 651-656, 1994.
- [5] Xiaoming Yuan and Ivo Barbi, "Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 15, NO. 4, 2000.
- [6] R. Zaimeddine And T. Undeland, "Direct Power Control Strategies of a Grid-Connected Three-Level Voltage Source Converter VSI-NPC" , Proceedings of the 2011-14th European Conference Power Electronics and Applications, EPE, 2011
- [7] Amit Kumar Gupta, Ashwin M. Khambadkone, "A space vector PWM scheme for multilevel inverters base don two-level space vector PWM", IEEE Transactions on industrial electronics Vol.53, NO.5, 2006.
- [8] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo and I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May/Jun. 1998
- [9] M. Malinowski, M. Jasinski and M. P. Kazmierkowski, "Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [10] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg and G. D. Marques, "Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 4, pp. 2001.
- [11] Francisco Umbría, Francisco Gordillo, Francisco Salas, Sergio Vázquez, "Direct power control of three-phase three-level neutral-point-clamped converters with control input saturation" IEEE 978-1-4799-0224-8/13/\$31.00, 2013
- [12] Sergio Vázquez, Juan Antonio Sánchez, Juan Manuel Carrasco, Jose Ignacio León, Eduardo Galván, "A model-based direct power control for three-phase power converters", IEEE Transactions on industrial electronics Vol. 55, NO.4, 2008.
- [13] M^a Ángeles Martín Prats, L. G. Franquelo, R. Portillo, J. I. León, E. Galván, And J. M. Carrasco, "A 3-D Space Vector Modulation Generalized Algorithm for Multilevel Converters", IEEE Power Electronics Letters, VOL. 1, NO. 4, 2003.
- [14] Samir Kouro, Patricio Cortés, René Vargas, Ulrich Ammann And José Rodríguez, "Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters", IEEE Transactions On Industrial Electronics, VOL. 56, NO. 6, 2009.
- [15] Leon, J. I., Kouro, S., Franquelo, L. G., Rodriguez, J., & Wu, B. "The Essential Role and the Continuous Evolution of Modulation Techniques for Voltage-Source Inverters in the Past, Present, and Future Power Electronics". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 2688-2701, 2016.

BIBLIOGRAFÍA

José Rodríguez, Leopoldo G. Franquelo, Samir Kouro, José I. León, Ramón C. Portillo, M^a Àngeles Martín Prats, Marcelo A. Pérez, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications”, 2009

Nikola Celanovic, “Space vector modulation and control of multilevel converters”, 2000

Luca Dalessandro, Simon D. Round, Uwe Drogenik, Johann W. Kolar, “Discontinuous Space-Vector Modulation for Three-Level PWM Rectifiers”, 2008

Francisco Umbría, Sergio Vázquez, Francisco Gordillo, Fabio Gómez-Estern, “Observer-based direct power control for three-level NPC rectifiers”, 2009

Ned Mohan, John Wiley & Sons, “Power Electronics: Converters, Applications And Design, Media Enh Anced”

Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins “Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño”

Schneider Electric, “Detección y Filtrado de Armónicos”

ANEXO A

Código principal modulación 2D Space Vector

```
%% FICHERO SPACE VECTOR  
function f_duty=spacevector1(u)
```

```
%% Entradas que se le dan
```

```
u1=u(1);
```

```
u2=u(2);
```

```
%% Cálculo del sector
```

```
fi=atand(u2/u1); % Da un ángulo entre 0 y 90, hay que ajustarlos entre 0 y 360.
```

```
if((u1<0)&&(u2>0)) % Segundo cuadrante
```

```
    fi=180-abs(fi);
```

```
end
```

```
if((u1<0)&&(u2<0)) % Tercer cuadrante
```

```
    fi=180+abs(fi);
```

```
end
```

```
if((u1>0)&&(u2<0)) % Cuarto cuadrante
```

```
    fi=360-abs(fi);
```

```
end
```

```
%% fi situados en ejes coordenados
```

```
if((u1==0)&&(u2>0))
```

```
    fi=90;
```

```
end
```

```
if((u1==0)&&(u2<0))
```

```
    fi=270;
```

```
end
```

```
if((u1>0)&&(u2==0))
```

```
    fi=0;
```

```
end
```

```
if((u1<0)&&(u2==0))
```

```
    fi=180;
```

```
end
```

```
if((u1==0)&&(u2==0))
```

```
    fi=0;
```

```
end
```

```
sector=fix(fi/60)+1; % Cálculo del sector al que pertenece el punto.
```

```
%% Para puntos de conflicto en el eje de las alfas
```

```
if((u1==0)&&(u2>=0)) % Para que no haya conflicto con puntos en los ejes se elige pertenencia siempre al sector de beta positivo
```

```
    sector=2;
```

```
end
```

```
if((u1==0)&&(u2<0))
```

```
    sector=5;
```

```
end
```

```
%% Para puntos de conflicto en el eje de las betas
```

```
if((u2==0)&&(u1>=0))
```

```
    sector=1;
```

```
end
```

```
if((u2==0)&&(u1<=0))
```

```
sector=3;
end
%Para posible punto en el origen de coordenadas alfa-beta
if((u1==0)&&(u2==0))
    sector=2;
end

%%Cálculo de triángulos 0,1,2,3
if(sector==1)
    if((u2/0.707106781186547)>=1)
        triangulo=3;
    else
        psy=atand(u2/(u1-0.816496580927726));
        if((psy>0)&&(psy<=60))
            triangulo=2;
        end
        if((psy>60)&&(psy<90))
            triangulo=1;
        end
        if((psy>-90)&&(psy<-60))
            triangulo=1;
        end
        if((psy<0)&&(psy>=-60))
            triangulo=0;
        end
        if(u1==0.816496580927726)
            triangulo=1;
        end
        if((u2==0)&&(u1>0.816496580927726))
            triangulo=2;
        end
        if((u2==0)&&(u1<0.816496580927726))
            triangulo=0;
        end
    end
end

%% Cuando el sector no sea el uno, deberemos hacer un giro y trabajar en
%% valores absolutos de componentes alfa y beta

if(sector~=1)
    %Primero hay que hacer la transformación del vector al primer sector
    ang=rem(fi,60);
    r=sqrt(u1^2+u2^2);
    x1=r*cos(ang*pi/180);
    y1=r*sin(ang*pi/180);

    if((y1/0.707106781186547)>=1)
        triangulop=3;
    end
    if((y1/0.707106781186547)<1)
        psy=atand(y1/(x1-0.816496580927726));
        if((psy>0)&&(psy<=60))
            triangulop=2;
        end
        if((psy>60)&&(psy<90))
            triangulop=1;
        end
        if((psy>-90)&&(psy<-60))
            triangulop=1;
        end
    end
end
```

```
end
if((psy<0)&&(psy>=-60))
    triangulop=0;
end
if(u1==0.816496580927726)
    triangulop=1;
end
if((u2==0)&&(u1>0.816496580927726))
    triangulop=2;
end
if((u2==0)&&(u1<0.816496580927726))
    triangulop=0;
end
end
%Función que calcula la equivalencia de triángulos en el giro
triangulo=equivalencia(sector,triangulop);
end

%función que nos da los 3 puntos más cercanos para cada triángulo
puntos=puntoscercanos(triangulo);

%Búsqueda de la ponderación delta
deltas=calculodeltas(puntos,u1,u2);

%Cálculo de los duties
f_duty=calculoduty(deltas,puntos);
f_duty';
```

Funciones auxiliares

```
function triangulo=equivalencia(sector,triangulop)
```

```
if(sector==2)
    if(triangulop==0)
        triangulo=7;
    end
    if(triangulop==1)
        triangulo=5;
    end
    if(triangulop==2)
        triangulo=6;
    end
    if(triangulop==3)
        triangulo=4;
    end
end
```

```
if(sector==3)
    if(triangulop==0)
        triangulo=10;
    end
    if(triangulop==1)
        triangulo=9;
    end
    if(triangulop==2)
        triangulo=11;
    end
    if(triangulop==3)
```

```
    triangulo=8;  
    end  
end
```

```
if(sector==4)  
    if(triangulop==0)  
        triangulo=14;  
        end  
    if(triangulop==1)  
        triangulo=13;  
        end  
    if(triangulop==2)  
        triangulo=12;  
        end  
    if(triangulop==3)  
        triangulo=15;  
        end  
end
```

```
if(sector==5)  
    if(triangulop==0)  
        triangulo=19;  
        end  
    if(triangulop==1)  
        triangulo=17;  
        end  
    if(triangulop==2)  
        triangulo=16;  
        end  
    if(triangulop==3)  
        triangulo=18;  
        end  
end
```

```
if(sector==6)  
    if(triangulop==0)  
        triangulo=20;  
        end  
    if(triangulop==1)  
        triangulo=21;  
        end  
    if(triangulop==2)  
        triangulo=23;  
        end  
    if(triangulop==3)  
        triangulo=22;  
        end  
end
```

```
function puntos=puntoscercanos(triangulo)
```

```
if(triangulo==0)  
    puntos=[0 0 1 1 1  
            0.816496580927726 0 1 0 0  
            0.408248290463863 0.707106781186547 1 1 0];  
    end  
if(triangulo==1)
```



```
puntos=[0.408248290463863 0.707106781186547 1 1 0
0.816496580927726 0 1 0 0
1.224744871391589 0.707106781186547 1 0 -1];
end
if(triangulo==2)
puntos=[0.816496580927726 0 1 0 0
1.224744871391589 0.707106781186547 1 0 -1
1.632993161855452 0 1 -1 -1];
end
if(triangulo==3)
puntos=[0.408248290463863 0.707106781186547 1 1 0
1.224744871391589,0.707106781186547 1 0 -1
0.816496580927726 1.414213562373095 1 1 -1];
end
if(triangulo==4)
puntos=[0 1.414213562373095 0 1 -1
-0.816496580927726 1.414213562373095 -1 1 -1
-0.408248290463863 0.707106781186547 0 1 0];
end
if(triangulo==5)
puntos=[0 1.414213562373095 0 1 -1
0.408248290463863 0.707106781186547 0 0 -1
-0.408248290463863 0.707106781186547 -1 0 -1];
end
if(triangulo==6)
puntos=[0.408248290463863 0.707106781186547 1 1 0
0.816496580927726 1.414213562373095 1 1 -1
0 1.414213562373095 0 1 -1];
end
if(triangulo==7)
puntos=[0 0 1 1 1
0.408248290463863 0.707106781186547 1 1 0
-0.408248290463863 0.707106781186547 0 1 0];
end
if(triangulo==8)
puntos=[-0.816496580927726 0 -1 0 0
-1.224744871391589 0.707106781186547 -1 1 0
-1.632993161855452 0 -1 1 1];
end
if(triangulo==9)
puntos=[-0.408248290463863 0.707106781186547 -1 0 -1
-0.816496580927726 0 -1 0 0
-1.224744871391589 0.707106781186547 -1 1 0];
end
if(triangulo==10)
puntos=[0 0 0 0 0
-0.816496580927726 0 -1 0 0
-0.408248290463863 0.707106781186547 0 1 0];
end
if(triangulo==11)
puntos=[-0.816496580927726 1.414213562373095 -1 1 -1
-0.408248290463863 0.707106781186547 -1 0 -1
-1.224744871391589,0.707106781186547 -1 1 0];
end
if(triangulo==12)
puntos=[-0.816496580927726 0 -1 0 0
-1.224744871391589 -0.707106781186547 -1 0 1
-1.632993161855452 0 -1 1 1];
end
if(triangulo==13)
puntos=[-0.408248290463863 -0.707106781186547 -1 -1 0
```

```
-0.816496580927726 0 -1 0 0
-1.224744871391589 -0.707106781186547 -1 0 1];
end
if(triangulo==14)
puntos=[0 0 -1 -1 -1
-0.816496580927726 0 -1 0 0
-0.408248290463863 -0.707106781186547 -1 -1 0];
end
if(triangulo==15)
puntos=[-0.816496580927726 -1.414213562373095 -1 -1 1
-0.408248290463863 -0.707106781186547 -1 -1 0
-1.224744871391589 -0.707106781186547 -1 0 1];
end
if(triangulo==16)
puntos=[0 -1.414213562373095 0 -1 1
-0.816496580927726 -1.414213562373095 -1 -1 1
-0.408248290463863 -0.707106781186547 0 0 1];
end
if(triangulo==17)
puntos=[0 -1.414213562373095 0 -1 1
0.408248290463863 -0.707106781186547 0 -1 0
-0.408248290463863 -0.707106781186547 -1 -1 0];
end
if(triangulo==18)
puntos=[0.408248290463863 -0.707106781186547 1 0 1
0.816496580927726 -1.414213562373095 1 -1 1
0 -1.414213562373095 0 -1 1];
end
if(triangulo==19)
puntos=[0 0 0 0 0
0.408248290463863 -0.707106781186547 0 -1 0
-0.408248290463863 -0.707106781186547 0 0 1];
end
if(triangulo==20)
puntos=[0 0 1 1 1
0.816496580927726 0 1 0 0
0.408248290463863 -0.707106781186547 1 0 1];
end
if(triangulo==21)
puntos=[0.408248290463863 -0.707106781186547 1 0 1
0.816496580927726 0 1 0 0
1.224744871391589 -0.707106781186547 1 -1 0];
end
if(triangulo==22)
puntos=[0.816496580927726 0 0 -1 -1
1.224744871391589 -0.707106781186547 1 -1 0
1.632993161855452 0 1 -1 -1];
end
if(triangulo==23)
puntos=[0.408248290463863 -0.707106781186547 1 0 1
1.224744871391589 -0.707106781186547 1 -1 0
0.816496580927726 -1.414213562373095 1 -1 1];
end
```

```
function deltas=calculodeltas(puntos,u1,u2)
```

```
matriz=[puntos(1,1) puntos(2,1) puntos(3,1);puntos(1,2) puntos(2,2) puntos(3,2);1 1 1];  
vec=[u1;u2;1];
```

```
deltas=inv(matriz)*vec;
```

```
function f_duty=calculoduty(deltas,puntos)
```

```
dap=deltas(1)*dutypos(puntos(1,3))+deltas(2)*dutypos(puntos(2,3))+deltas(3)*dutypos(puntos(3,3));  
dao=deltas(1)*dutyzero(puntos(1,3))+deltas(2)*dutyzero(puntos(2,3))+deltas(3)*dutyzero(puntos(3,3));  
dan=deltas(1)*dutyneq(puntos(1,3))+deltas(2)*dutyneq(puntos(2,3))+deltas(3)*dutyneq(puntos(3,3));  
dbp=deltas(1)*dutypos(puntos(1,4))+deltas(2)*dutypos(puntos(2,4))+deltas(3)*dutypos(puntos(3,4));  
dbo=deltas(1)*dutyzero(puntos(1,4))+deltas(2)*dutyzero(puntos(2,4))+deltas(3)*dutyzero(puntos(3,4));  
dbn=deltas(1)*dutyneq(puntos(1,4))+deltas(2)*dutyneq(puntos(2,4))+deltas(3)*dutyneq(puntos(3,4));  
dcp=deltas(1)*dutypos(puntos(1,5))+deltas(2)*dutypos(puntos(2,5))+deltas(3)*dutypos(puntos(3,5));  
dco=deltas(1)*dutyzero(puntos(1,5))+deltas(2)*dutyzero(puntos(2,5))+deltas(3)*dutyzero(puntos(3,5));  
dcn=deltas(1)*dutyneq(puntos(1,5))+deltas(2)*dutyneq(puntos(2,5))+deltas(3)*dutyneq(puntos(3,5));
```

```
f_duty=[dap dbp dcp dan dbn dcn];
```

ANEXO B

Código método directo

```
function up=MetodoDirecto(u)
```

```
% Entradas que se le dan
% Cálculo del sector
fi=atand(u(2)/u(1)); % Da un ángulo entre 0 y 90, hay que ajustarlos entre 0 y 360.
if((u(1)<0)&&(u(2)>0)) % Segundo cuadrante
    fi=180-abs(fi);
end
if((u(1)<0)&&(u(2)<0)) % Tercer cuadrante
    fi=180+abs(fi);
end
if((u(1)>0)&&(u(2)<0)) % Cuarto cuadrante
    fi=360-abs(fi);
end

% fi situados en ejes coordenados
if((u(1)==0)&&(u(2)>0))
    fi=90;
end
if((u(1)==0)&&(u(2)<0))
    fi=270;
end
if((u(1)>0)&&(u(2)==0))
    fi=0;
end
if((u(1)<0)&&(u(2)==0))
    fi=180;
end
if((u(1)==0)&&(u(2)==0))
    fi=0;
end
sector=fix(fi/60)+1; % Cálculo del sector al que pertenece el punto.

% Para puntos de conflicto en el eje de las alfas
if((u(1)==0)&&(u(2)>=0)) % Para que no haya conflicto con puntos en los ejes se elige pertenencia siempre al sector de beta positivo
    sector=2;
end

if((u(1)==0)&&(u(2)<0))
    sector=5;
end
% Para puntos de conflicto en el eje de las betas
if((u(2)==0)&&(u(1)>=0))
    sector=1;
end
if((u(2)==0)&&(u(1)<=0))
    sector=3;
end
% Para posible punto en el origen de coordenadas alfa-beta
if((u(1)==0)&&(u(2)==0))
    sector=2;
end
```

% Aplicación del método directo de corrección de saturación

```
puntop=comprobacionMetodoDirecto(u,sector);
```

```
%Puntos corregidos por el método directo de saturación  
u1=puntop(1);  
u2=puntop(2);  
up=[u1,u2];
```

Funciones auxiliares

```
function puntop=comprobacionMetodoDirecto(punto,sector)
```

```
if sector==1  
    if(0<(punto(2)+1.7320508*punto(1)-2.828427))  
        puntop=(1.7320508 1;-punto(2)/punto(1) 1)\[2.828427;0]';  
    else  
        puntop=punto;  
    end  
end  
  
if sector==2  
    if(punto(2)>1.414213562373095)  
        if punto(1)~=0  
            puntop=(0 1;-punto(2)/punto(1) 1)\[1.414213562373095;0]';  
        else  
            puntop=[0 1.414213562373095];  
        end  
    else  
        puntop=punto;  
    end  
end  
  
if sector==3  
    if(0<(punto(2)-1.7320508*punto(1)-2.828427))  
        puntop=(-1.7320508 1;-punto(2)/punto(1) 1)\[2.828427;0]';  
    else  
        puntop=punto;  
    end  
end  
  
if sector==4  
    if(0>(punto(2)+1.7320508*punto(1)+2.828427))  
        puntop=(1.7320508 1;-punto(2)/punto(1) 1)\[-2.828427;0]';  
    else  
        puntop=punto;  
    end  
end  
  
if sector==5  
    if(punto(2)<-1.414213562373095)  
        if punto(1)~=0  
            puntop=(0 1;-punto(2)/punto(1) 1)\[-1.414213562373095;0]';  
        else  
            puntop=[0 -1.414213562373095];  
        end  
    else  
        puntop=punto;  
    end  
end  
end
```

```
if sector==6
  if(0>(punto(2)-1.7320508*punto(1)+2.828427))
    puntop=(-1.7320508 1;-punto(2)/punto(1) 1)\[-2.828427;0]);
  else
    puntop=punto;
  end
end
```

ANEXO C

Código principal método control de potencias

```
function puntos_sat=control_sat(x)

uab=[x(1),x(2)];
Vdc=x(3);
PQ=[x(4),x(5)];
%Comprobación si el punto está dentro o no del hexágono
[fod,sector]=comprobacionfod(uab);

if(fod==1)
    puntos_sat=(interseccion(uab,Vdc,PQ,sector))
else
    puntos_sat=uab
end
```

Funciones auxiliares

```
function [fod,sector]=comprobacionfod(punto)
u=punto;

fi=atand(u(2)/u(1)); %Da un ángulo entre 0 y 90, hay que ajustarlos entre 0 y 360.
if((u(1)<0)&&(u(2)>0)) %Segundo cuadrante
    fi=180-abs(fi);
end
if((u(1)<0)&&(u(2)<0)) %Tercer cuadrante
    fi=180+abs(fi);
end
if((u(1)>0)&&(u(2)<0)) %Cuarto cuadrante
    fi=360-abs(fi);
end

%fi situados en ejes coordenados
if((u(1)==0)&&(u(2)>0))
    fi=90;
end
if((u(1)==0)&&(u(2)<0))
    fi=270;
end
if((u(1)>0)&&(u(2)==0))
    fi=0;
end
if((u(1)<0)&&(u(2)==0))
    fi=180;
end
if((u(1)==0)&&(u(2)==0))
    fi=0;
end
sector=fix(fi/60)+1; %Cálculo del sector al que pertenece el punto.

%Para puntos de conflicto en el eje de las alfas
if((u(1)==0)&&(u(2)>=0)) %Para que no haya conflicto con puntos en los ejes se elige pertenencia siempre al sector
de beta positivo
    sector=2;
```

```
end

if((u(1)==0)&&(u(2)<0))
    sector=5;
end
%Para puntos de conflicto en el eje de las betas
if((u(2)==0)&&(u(1)>=0))
    sector=1;
end
if((u(2)==0)&&(u(1)<=0))
    sector=3;
end
%Para posible punto en el origen de coordenadas alfa-beta
if((u(1)==0)&&(u(2)==0))
    sector=2;
end

if sector==1
    if(0<(u(2)+1.7320508*u(1)-2.828427))
        fod=1;
    else
        fod=0;
    end
end

if sector==2
    if(u(2)>1.414213562373095)
        fod=1;
    else
        fod=0;
    end
end

if sector==3
    if(0<(u(2)-1.7320508*u(1)-2.828427))
        fod=1;
    else
        fod=0;
    end
end

if sector==4
    if(0>(u(2)+1.7320508*u(1)+2.828427))
        fod=1;
    else
        fod=0;
    end
end

if sector==5
    if(u(2)<-1.414213562373095)
        fod=1;
    else
        fod=0;
    end
end

if sector==6
    if(0>(u(2)-1.7320508*u(1)+2.828427))
```



```
fod=1;
else
fod=0;
end
end
end
```

```
function puntos_sat=interseccion(uab,Vdc,PQ,sector)
```

```
%% Datos del convertidor
```

```
L=3.5e-3;
```

```
w=1/50;
```

```
c1=1;
```

```
c2=1;
```

```
J=[0 -1;1 0];
```

```
%% Potencias
```

```
pi=PQ(1);
```

```
qi=PQ(2);
```

```
%% modulo uab
```

```
muab=sqrt(uab(1)^2+uab(2)^2);
```

```
% Se calculan los dP,dQ
```

```
po_uab=(2/Vdc)*(1+(L*qi*w)/(muab^2))*uab-(2/Vdc)*(L*pi*w)/(muab^2)*(J*uab');
```

```
uabdP=(2/Vdc)*(L*qi*w+(muab^2))*(uab/(muab^2))+(c1*J*uab');
```

```
uabdQ=-(2/Vdc)*(L*pi*w)*(J*uab)/(muab^2)+c2*uab;
```

```
% rectas que delimitan dP,dQ, en recta de la forma y=a*x+b
```

```
ap=(po_uab(2)-uabdP(2))/(po_uab(1)-uabdP(1));
```

```
bp=po_uab(2)-ap*po_uab(1);
```

```
aq=(po_uab(2)-uabdQ(2))/(po_uab(1)-uabdQ(1));
```

```
bq=po_uab(2)-aq*po_uab(1);
```

```
puntop=uab;
```

```
uab_dP=puntop(2)-ap*puntop(1)-bp;
```

```
uab_dQ=puntop(2)-aq*puntop(1)-bq;
```

```
% caso 1 (cuando hay potencia positiva trato de la misma forma el
% problema, sabiendo sin tener en cuenta la potencia reactiva, ya que lo
% que me interesa es mantener la potencia activa del punto.
```

```
if(uab_dP>=0)
```

```
if(sector==1)
```

```
    % busco intersección del vector con el lado correspondiente al
```

```
    % sector1
```

```
    puntop=([1.7320508 1;-uab(2)/uab(1) 1]\[2.828427;0]);
```

```
    % evaluamos la potencia activa del nuevo punto
```

```
    if(0<=(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
```

```
        puntos_sat=puntop;
```

```
    end
```

```
    if(0>(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
```

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

```
%Si la potencia es menor que cero hay que buscar el punto intersección de la recta de potencia 0 con el
sector principal y los sectores adyacentes si fuera necesario
puntop=([1.7320508 1;-ap 1]\[2.828427;bp]);
%Si no existe solución se busca con los sectores
%adyacentes
    if(isnan(puntop))
        %se busca el segundo sector más cercano al
        %punto
        if(puntop(1)<1.22475)
            %quiere decir sector 2
            puntop=([0 1;-ap 1]\[1.414213562373095;bp]);
            if(isnan(puntop))
                %quiere decir sector 6 el cual deberemos
                %probar
                puntop=(-1.7320508 1;-ap 1)\[-2.828427;bp]);
            end
        else
            %probamos primero con el sector 6 que sería
            %el más cercano
            puntop=(-1.7320508 1;-ap 1)\[-2.828427;bp]);
            if(isnan(puntop))
                %quiere decir sector 2 el cual deberemos
                %probar
                puntop=([0 1;-ap 1]\[1.414213562373095;bp]);
            end
        end
    end
end
end
end

if(sector==2)
    %busco intersección del vector con el lado correspondiente al
    %sector2
    if(uab(2)>1.414213562373095)
        if uab(1)~=0
            puntop=([0 1;-uab(2)/uab(1) 1]\[1.414213562373095;0]);
        else
            puntop=[0 1.414213562373095];
        end
    end
end

%evaluamos la potencia activa del nuevo punto
if(0<=(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
    puntos_sat=puntop;
end
if(0>(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
    %Si la potencia es menor que cero hay que buscar el punto intersección de la recta de potencia 0 con el
    sector principal y los sectores adyacentes si fuera necesario
    puntop=([0 1;-ap 1]\[1.414213562373095;bp]);
    %Si no existe solución se busca con los sectores
    %adyacentes
        if(isnan(puntop))
            %se busca el segundo sector más cercano al
            %punto
            if(puntop(1)>0)
                %quiere decir sector 1
                puntop=([1.7320508 1;-ap 1]\[2.828427;bp]);
                if(isnan(puntop))
```

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL CONTROL DE
CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA MULTINIVEL

```
        %quiere decir sector 3 el cual deberemos
        %probar
        puntop=(-1.7320508 1;-ap 1)\[2.828427;bp]';
        end
    else
        %probamos primero con el sector 3 que sería
        %el más cercano
        puntop=(-1.7320508 1;-ap 1)\[2.828427;bp]';
        if(isnan(puntop))
            %quiere decir sector 1 el cual deberemos
            %probar
            puntop=(1.7320508 1;-ap 1)\[2.828427;bp]';
            end
        end
    end
end
end
end

end
if(sector==3)
    %busco intersección del vector con el lado correspondiente al
    %sector3
    puntop=(-1.7320508 1;-uab(2)/uab(1) 1)\[2.828427;0]';

    %evaluamos la potencia activa del nuevo punto
    if(0<=(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
        puntos_sat=puntop;
        end
    if(0>(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
        %Si la potencia es menor que cero hay que buscar el punto intersección de la recta de potencia 0 con el
        sector principal y los sectores adyacentes si fuera necesario
        puntop=(-1.7320508 1;-ap 1)\[2.828427;bp]';
        %Si no existe solución se busca con los sectores
        %adyacentes
        if(isnan(puntop))
            %se busca el segundo sector más cercano al
            %punto
            if(puntop(1)>-1.22475)
                %quiere decir sector 2
                puntop=(0 1;-ap 1)\[1.414213562373095;bp]';
                if(isnan(puntop))
                    %quiere decir sector 4 el cual deberemos
                    %probar
                    puntop=(1.7320508 1;-ap 1)\[-2.828427;bp]';
                    end
                else
                    %probamos primero con el sector 4 que sería
                    %el más cercano
                    puntop=(1.7320508 1;-ap 1)\[-2.828427;bp]';
                    if(isnan(puntop))
                        %quiere decir sector 2 el cual deberemos
                        %probar
                        puntop=(0 1;-ap 1)\[1.414213562373095;bp]';
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end
end
end
end
```

```

if(sector==4)
    %busco intersección del vector con el lado correspondiente al
    %sector4
    puntop=(1.7320508 1;-uab(2)/uab(1) 1)\[-2.828427;0]);

    %evaluamos la potencia activa del nuevo punto
    if(0<=(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
        puntos_sat=puntop;
        end
    if(0>(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
        %Si la potencia es menor que cero hay que buscar el punto intersección de la recta de potencia 0 con el
        sector principal y los sectores adyacentes si fuera necesario
        puntop=(1.7320508 1;-ap 1)\[-2.828427;bp]);
        %Si no existe solución se busca con los sectores
        %adyacentes
        if(isnan(puntop))
            %se busca el segundo sector más cercano al
            %punto
            if(puntop(1)>-1.22475)
                %quiere decir sector 5
                puntop=(0 1;-ap 1)\[-1.414213562373095;bp]);
                if(isnan(puntop))
                    %quiere decir sector 3 el cual deberemos
                    %probar
                    puntop=(-1.7320508 1;-ap 1)\[2.828427;bp]);
                    end
            else
                %probamos primero con el sector 3 que sería
                %el más cercano
                puntop=(-1.7320508 1;-ap 1)\[2.828427;bp]);
                if(isnan(puntop))
                    %quiere decir sector 5 el cual deberemos
                    %probar
                    puntop=(0 1;-ap 1)\[-1.414213562373095;bp]);
                    end
            end
        end
    end
end

end
if(sector==5)
    %busco intersección del vector con el lado correspondiente al
    %sector5
    if(uab(2)<-1.414213562373095)
        if uab(1)~=0
            puntop=(0 1;-uab(2)/uab(1) 1)\[-1.414213562373095;0]);
        else
            puntop=[0 -1.414213562373095];
        end
    end
end

    %evaluamos la potencia activa del nuevo punto
    if(0<=(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
        puntos_sat=puntop;
        end
    if(0>(puntop(2)-ap*puntop(1)-bp))
        %Si la potencia es menor que cero hay que buscar el punto intersección de la recta de potencia 0 con el
        sector principal y los sectores adyacentes si fuera necesario

```

```

punto=([0 1;-ap 1]\[-1.414213562373095;bp]);
%Si no existe solución se busca con los sectores
%adyacentes
    if(isnan(punto))
        %se busca el segundo sector más cercano al
        %punto
        if(punto(1)>0)
            %quiere decir sector 6
            punto=([-1.7320508 1;-ap 1]\[-2.828427;bp]);
            if(isnan(punto))
                %quiere decir sector 4 el cual deberemos
                %probar
                punto=([1.7320508 1;-ap 1]\[-2.828427;bp]);
            end
        else
            %probamos primero con el sector 4 que sería
            %el más cercano
            punto=([1.7320508 1;-ap 1]\[-2.828427;bp]);
            if(isnan(punto))
                %quiere decir sector 6 el cual deberemos
                %probar
                punto=([-1.7320508 1;-ap 1]\[-2.828427;bp]);
            end
        end
    end
end
end

end
if(sector==6)
    %busco intersección del vector con el lado correspondiente al
    %sector6
    punto=([-1.7320508 1;-uab(2)/uab(1) 1]\[-2.828427;0]);

    %evaluamos la potencia activa del nuevo punto
    if(0<=(punto(2)-ap*punto(1)-bp))
        puntos_sat=punto;
    end
    if(0>(punto(2)-ap*punto(1)-bp))
        %Si la potencia es menor que cero hay que buscar el punto intersección de la recta de potencia 0 con el
        sector principal y los sectores adyacentes si fuera necesario
        punto=([-1.7320508 1;-ap 1]\[-2.828427;bp]);
        %Si no existe solución se busca con los sectores
        %adyacentes
        if(isnan(punto))
            %se busca el segundo sector más cercano al
            %punto
            if(punto(1)>1.22475)
                %quiere decir sector 1
                punto=([1.7320508 1;-ap 1]\[2.828427;bp]);
                if(isnan(punto))
                    %quiere decir sector 5 el cual deberemos
                    %probar
                    punto=([0 1;-ap 1]\[-1.414213562373095;bp]);
                end
            else
                %probamos primero con el sector 5 que sería
                %el más cercano
                punto=([0 1;-ap 1]\[-1.414213562373095;bp]);
                if(isnan(punto))
                    %quiere decir sector 1 el cual deberemos

```



```

%con recta sector 3
[x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x+2.828427,-0.8165>=x>=-1.663);
if(isempty([x1,y1]))
    %Hay que probar intersección con la recta de la potencia
    %reactiva, puesto que no hay intersección con dP
    [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.414213562373095,-0.8165<=x<=0.8165);
    if(isempty([x1,y1]))
        %recta sector 1
        [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x+2.828427,0.8165<=x<=1.663);
        if(isempty([x1,y1]))
            %recta sector 3
            [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x+2.828427,-0.8165>=x>=-1.663);
            if(isempty([x1,y1]))
                %No se produce intersección manteniendo fija dP o dQ, se
                %acorta el vector sin más como en saturación
                [x1,y1]=solve(y==1.414213562373095,y==(uab(2)/uab(1))*x,-0.8165<=x<=0.8165);
                end
                end
                end
                end
            end
            end
            end
        end
        end
        end
    end
end

if(sector==3)
    %Se prueba intersección con hexágono una recta paralela a
    %dP
    %con recta sector 3
    [x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x+2.828427,-0.8165>=x>=-1.663);
    %no hay intersección
    if(isempty([x1,y1]))
        %con recta sector 4
        [x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x-2.828427,-0.8165>=x>=-1.663);
        if(isempty([x1,y1]))
            %con recta sector 2
            [x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.414213562373095,-0.8165<=x<=0.8165);
            if(isempty([x1,y1]))
                %Hay que probar intersección con la recta de la potencia
                %reactiva, puesto que no hay intersección con dP
                [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x+2.828427,-0.8165>=x>=-1.663);
                if(isempty([x1,y1]))
                    %recta sector 4
                    [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x-2.828427,-0.8165>=x>=-1.663);
                    if(isempty([x1,y1]))
                        %recta sector 2
                        [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.414213562373095,-0.8165<=x<=0.8165);
                        if(isempty([x1,y1]))
                            %No se produce intersección manteniendo fija dP o dQ, se
                            %acorta el vector sin más como en saturación
                            [x1,y1]=solve(y==1.7320508*x+2.828427,y==(uab(2)/uab(1))*x,-0.8165>=x>=-1.663);
                            end
                            end
                            end
                            end
                        end
                        end
                        end
                    end
                    end
                    end
                end
                end
                end
            end
            end
            end
        end
        end
        end
    end
end

if(sector==4)
    %Se prueba intersección con hexágono una recta paralela a
    %dP

```



```

end
end

end

if(sector==6)
    %Se prueba intersección con hexágono una recta paralela a
    %dP
    %con recta sector 6
    [x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x-2.828427,0.8165<=x<=1.663);
    %no hay intersección
    if isempty([x1,y1])
        %con recta sector 5
        [x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.414213562373095,-0.8165<=x<=0.8165);
        if isempty([x1,y1])
            %con recta sector 1
            [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x+2.828427,0.8165<=x<=1.663);
            if isempty([x1,y1])
                %Hay que probar intersección con la recta de la potencia
                %reactiva, puesto que no hay intersección con dP
                [x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x-2.828427,0.8165<=x<=1.663);
                if isempty([x1,y1])
                    %recta sector 5
                    [x1,y1]=solve(y==aq*x-aq*uab(1)+uab(2),y==1.414213562373095,-0.8165<=x<=0.8165);
                    if isempty([x1,y1])
                        %recta sector 1
                        [x1,y1]=solve(y==ap*x-ap*uab(1)+uab(2),y==1.7320508*x+2.828427,0.8165<=x<=1.663);
                        if isempty([x1,y1])
                            %No se produce intersección manteniendo fija dP o dQ, se
                            %acorta el vector sin más como en saturación
                            [x1,y1]=solve(y==1.7320508*x-2.828427,y==(uab(2)/uab(1))*x,0.8165<=x<=1.663);
                            end
                            end
                            end
                            end
                        end
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end

    puntop=[x1,y1];

end

puntos_sat=double(subs(puntop));

```

ANEXO D

Función principal algoritmo 3D Space Vector

```
function d=threeDspacevector(x)
```

```

ua=x(1)+1;
ub=x(2)+1;
uc=x(3)+1;

u=[ua,ub,uc];

```

```
a=fix(ua);
b=fix(ub);
c=fix(uc);
uin=[a,b,c];

[m_p,del]=findcaso(u,uin);

d=calculoduty(del,m_p);
```

Funciones auxiliares

```
function [m_p,del]=findcaso(u,uin)

ua=u(1);
ub=u(2);
uc=u(3);

a=uin(1);
b=uin(2);
c=uin(3);

if(ub<=(uc+(b-c))) %Caso 1
    if(ua>=(uc+(a-c))) %para caso 1.1
        caso=1;
        m_p= [a b c
              a+1 b c
              a+1 b c+1
              a+1 b+1 c+1];

        del=[1+a-ua
              -a+c+ua-uc
              b-c-ub+uc
              -b+ub];
    else %para caso 2
        if(ub<=(ua+(b-a))) %para caso 1.2
            caso=2;

            m_p= [a b c
                  a b c+1
                  a+1 b c+1
                  a+1 b+1 c+1];

            del=[1+c-uc
                  a-c-ua+uc
                  -a+b+ua-ub
                  -b+ub];
        else %para caso 3
            caso=3;

            m_p= [a b c
                  a b c+1
                  a b+1 c+1
                  a+1 b+1 c+1];
```

```
del=[1+c-uc
      b-c-ub+uc
      a-b-ua+ub
      -a+ua];

end

end

else %Caso 2
if(ua<=(uc+(a-c))) %para caso 2.1
caso=4;

m_p= [a b c
      a b+1 c
      a b+1 c+1
      a+1 b+1 c+1];

del=[1+b-ub
      -b+c+ub-uc
      a-c-ua+uc
      -a+ua];

else
if(ub>=(ua+(b-a))) %para caso 2.2
caso=5;

m_p= [a b c
      a b+1 c
      a+1 b+1 c
      a+1 b+1 c+1];

del=[1+b-ub
      a-b-ua+ub
      -a+c+ua-uc
      -c+uc];

else %para caso 2.3
caso=6;

m_p= [a b c
      a+1 b c
      a+1 b+1 c
      a+1 b+1 c+1];

del=[1+a-ua
      -a+b+ua-ub
      -b+c+ub-uc
      -c+uc];
end
end

end
```

```
function f_duty=calculoduty(del,puntos)
```

```
dap=del(1)*dutypos(puntos(1,1))+del(2)*dutypos(puntos(2,1))+del(3)*dutypos(puntos(3,1))+del(4)*dutypos(puntos(4,1));
```

```
dao=del(1)*dutyzero(puntos(1,1))+del(2)*dutyzero(puntos(2,1))+del(3)*dutyzero(puntos(3,1))+del(4)*dutyzero(puntos(4,1));
```

```
dan=del(1)*dutyneq(puntos(1,1))+del(2)*dutyneq(puntos(2,1))+del(3)*dutyneq(puntos(3,1))+del(4)*dutyneq(puntos(4,1));
```

```
dbp=del(1)*dutypos(puntos(1,2))+del(2)*dutypos(puntos(2,2))+del(3)*dutypos(puntos(3,2))+del(4)*dutypos(puntos(4,2));
```

```
dbo=del(1)*dutyzero(puntos(1,2))+del(2)*dutyzero(puntos(2,2))+del(3)*dutyzero(puntos(3,2))+del(4)*dutyzero(puntos(4,2));
```

```
dbn=del(1)*dutyneq(puntos(1,2))+del(2)*dutyneq(puntos(2,2))+del(3)*dutyneq(puntos(3,2))+del(4)*dutyneq(puntos(4,2));
```

```
dcp=del(1)*dutypos(puntos(1,3))+del(2)*dutypos(puntos(2,3))+del(3)*dutypos(puntos(3,3))+del(4)*dutypos(puntos(4,3));
```

```
dco=del(1)*dutyzero(puntos(1,3))+del(2)*dutyzero(puntos(2,3))+del(3)*dutyzero(puntos(3,3))+del(4)*dutyzero(puntos(4,3));
```

```
dcn=del(1)*dutyneq(puntos(1,3))+del(2)*dutyneq(puntos(2,3))+del(3)*dutyneq(puntos(3,3))+del(4)*dutyneq(puntos(4,3));
```

```
f_duty=[dap dbp dcp dan dbn dcn];
```

ANEXO E

