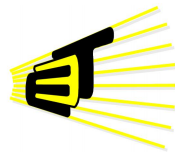


**CONTROL DIRECTO DE POTENCIA APLICADO A INVERSORES
TRIFÁSICOS CONECTADOS A LA RED**

**Nasser José Mendoza Lima
Jhon Alexander Pardo Nieves**



**Escuela de Ingenierías
Eléctrica, Electrónica
y de Telecomunicaciones**

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga

2013

**CONTROL DIRECTO DE POTENCIA APLICADO A INVERSORES
TRIFÁSICOS CONECTADOS A LA RED**

Nasser José Mendoza Lima
Jhon Alexander Pardo Nieves

Trabajo de investigación presentado como requerimiento parcial para optar al título de:

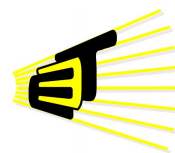
Ingeniero Electricista

Director:

Dr. Johann Farith Petit Suárez

Co-Director:

Dra.(c) María Alejandra Mantilla Villalobos



Escuela de Ingenierías
Eléctrica, Electrónica
y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga

2013

Dedicatoria

A Dios y a la virgen María.

A mi esposa Heliana y mi hija Maria José.

A mis padres Enrique y Alge, mis hermanos Kevin, Raul y Beatriz.

A mis abuelos, José y Carmen.

A la familia Franco Murillo.

Nasser

Dedicatoria

A Dios todo poderoso por los objetivos logrados.

A mis padres Esperanza y Javier por su apoyo incondicional.

A mis hermanos Javier, Oscar y Jerson por los momentos que hemos compartido.

A mis compañeros de la universidad, Dario, Yuly, José, Carlos.

...y Hector, Nereida, Josefina y muchos otros seres queridos que he conocido en mi corta vida.

Jhon

Índice

Introducción	15
1 Generalidades	17
1.1 Motivación y justificación del trabajo	18
1.1.1 Estrategias de control de potencia	19
1.2 Finalidad y objetivos de la tesis	20
Objetivo general	20
Objetivos específicos	20
1.3 Estructura del documento	21
2 Conceptos previos al control directo de potencia	22
2.1 Representación general del vector espacial de las señales eléctricas trifásicas	23
2.2 Teoría de la potencia reactiva instantánea ó teoría $p - q$	24
2.3 Modelo del convertidor electrónico de potencia	25
2.3.1 Inversor tipo fuente de tensión	27
2.3.2 Modelo del sistema	27
2.3.3 Medición de la potencia aparente instantánea	29
3 Control directo de potencia	31
3.1 Generalidades	32
3.2 Algoritmos de control directo de potencia	34
3.2.1 Control directo de potencia clásico (C-DPC, <i>Classical Direct Power Control</i>)	34
3.2.2 Control directo de potencia sin sensores de tensión de la red (DPC-WSV, Direct Power Control Without Sensor Voltage)	40

3.2.3 Control directo de potencia mediante modulación del vector espacial (DPC-SVM, Direct Power Control Space Voltage Modulation)	45
3.3 Análisis comparativo de los algoritmos de control directo de potencia	52
4 Conclusiones y futuros desarrollos	1
4.1 Conclusiones y observaciones	2
4.2 Futuros trabajos	2
4.3 Publicaciones realizadas	3
Publicaciones en congresos	3
A Esquemáticos de simulación	4
A.1 Esquemático del C-DPC	4
A.2 Esquemático del DPC-WVS	8
A.3 Esquemático del DPC-SVM	21
Bibliografía	35

Lista de figuras

1	Esquema general de generadores de energía renovable conectados a la red eléctrica	18
2	Tipos de circuitos de potencia para la conexión a la red eléctrica	19
3	Vector $\vec{x}(t)$ en el sistema de referencia $\alpha - \beta$	24
4	Potencia instantánea real e imaginaria entre el inversor y la red	26
5	Sistema compuesto por el inversor trifásico, el filtro inductivo y la red eléctrica	26
6	Circuito simplificado del inversor trifásico	27
7	Vectores de tensión del inversor en el sistema de referencia $\alpha - \beta$	28
8	Equivalente trifásico para el inversor de tres ramas	29
9	Modelo del sistema en los ejes coordenados $\alpha - \beta$	30
10	Diagrama del VSI trifásico conectado a una máquina AC	32
11	Esquema del algoritmo C-DPC	35
12	Plano $\alpha - \beta$ dividido en seis sectores para el algoritmo C-DPC	36
13	Circuito de potencia representado como una máquina virtual	37
14	Circuito equivalente del VSI y la máquina AC en las coordenadas $\alpha - \beta$	37
15	Diagrama vectorial de los flujos y tensiones en las coordenadas $\alpha - \beta$	38
16	Efectos del vector del flujo del inversor ante incrementos ó decrementos de potencia activa y reactiva instantánea	39
17	Variación de potencia activa y reactiva instantánea en función del vector de tensión del inversor	41
18	Esquema del algoritmo DPC-WVS	42
19	Plano $\alpha - \beta$ dividido en doce sectores para el algoritmo DPC-WVS	44
20	Resultados de los cálculos de dp/dt y dq/dt en θ_3	44
21	Esquema del DPC-SVM	46
22	Esquema ilustrativo para la generación del vector \vec{u}_{invs}	49

23	Ubicación de los 8 vectores de tensión en el espacio $\alpha - \beta$ para DPC-SVM	50
24	Ubicación de los 25 vectores de tensión en el espacio $\alpha - \beta$ para DPC-SVM	51
25	Resultados de potencia activa y reactiva instantánea obtenidos por el algoritmo C-DPC	55
26	Resultados de potencia activa y reactiva instantánea obtenidos por el algoritmo DPC-WSV	56
27	Resultados de potencia activa y reactiva instantánea obtenidos por el algoritmo DPC-SVM	56
28	Resultados de tensión de fase	57
29	Resultados de corriente de línea obtenidos del algoritmo C-DPC	58
30	Resultados de corriente de línea obtenidos del algoritmo DPC-WSV	58
31	Resultados de corriente de línea obtenidos del algoritmo DPC-SVM	59
32	Resultados al usar el C-DPC, el DPC-WVS y el DPC-SVM para seguir una referencia constante de potencia activa y reactiva instantánea con $f_s = 20$ [kHz]	60
33	Resultados de potencia activa y reactiva instantánea al variar la inductancia en el algoritmo C-DPC	61
34	Resultados de potencia activa y reactiva instantánea al variar la inductancia en el algoritmo DPC-WVS	62
35	Resultados de potencia activa y reactiva instantánea al variar la inductancia en el algoritmo DPC-SVM	62
A.1	Esquema en PSIM del algoritmo C-DPC	4
A.2	5
A.3	7
A.4	Esquema en PSIM del algoritmo DPC-WVS	9
A.5	9
A.6	Derivadas de las corrientes de línea del algoritmo DPC-WVS	12
A.7	13
A.8	Esquema en PSIM del algoritmo DPC-SVM	21
A.9	22

Lista de tablas

1	Vectores de tensión de salida para un inversor trifásico	28
2	Tabla de conmutación para el C-DPC	42
3	Tabla de conmutación para el DPC sin sensores de tensión considerando doce sectores	45
4	Parámetros utilizados en la simulación	52
5	Tiempos de subida para cuatro modos diferentes de operación en la potencia activa y reactiva instantánea	55
6	Distorsión armónica total de la corriente de línea	57
7	Comparativa de errores	60

RESUMEN

TÍTULO: CONTROL DIRECTO DE POTENCIA APLICADO A INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS A LA RED¹

AUTORES: NASSER JOSÉ MENDOZA LIMA; JHON ALEXANDER PARDO NIEVES²

PALABRAS CLAVES: Control directo de par, control directo de potencia, flujo virtual, inversor tipo fuente de tensión, potencias activa y reactiva instantánea.

El aumento del número de plantas generadoras a partir de energías renovables, como lo es la energía solar, incentiva la utilización de convertidores electrónicos que permitan el flujo de potencia a la red eléctrica. La técnica denominada Control Directo de Potencia (DPC, Direct Power Control) permite controlar el comportamiento de los convertidores electrónicos debido a que sus variables de control son directamente la potencia a intercambiar.

En particular, este trabajo de investigación evalúa por medio de simulaciones, el uso de estrategias de control basadas en el principio del algoritmo DPC, para la regulación de la entrega de potencia activa y reactiva en inversores trifásicos de dos niveles conectados a la red eléctrica a través de un filtro inductivo. Entre las soluciones empleadas para este propósito, se encuentran el DPC clásico que determina la tabla de conmutación usando el concepto de flujo virtual (VF, Virtual Flux), el DPC sin sensores de tensión de la red, que determina la tabla de conmutación a través de las polaridades de las derivadas en el tiempo de las potencias instantáneas y la posición angular del vector espacial de tensión y el DPC mediante modulación del vector espacial, que genera vectores adicionales y considera el error mínimo cuadrático de las potencias activa y reactiva instantánea para determinar los estados de conmutación, evitando así el uso de la tabla de conmutación.

Por último, se presenta un análisis comparativo entre las estrategias de control estudiadas, presentando resultados de simulaciones en PSIM y contrastando su funcionamiento por medio de criterios como, el error máximo de potencia instantánea en estado estable, el error medio cuadrático de potencia instantánea, la distorsión armónica total de la corriente entregada por el inversor y el tiempo de subida (t_s) en el cual las potencias inyectadas alcanzan sus respectivas referencias.

¹Trabajo de grado

²Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Dr. Johann F. Petit Suárez. Codirectora: Dra.(c) María A. Mantilla Villalobos.

ABSTRAC

TITLE: DIRECT POWER CONTROL FOR GRID-TIED THREE-PHASE INVERTERS³

AUTHOR: NASSER JOSÉ MENDOZA LIMA; JHON ALEXANDER PARDO NIEVES⁴

KEY WORDS: Direct power control, direct torque control, instantaneous active and reactive powers, virtual flux, voltage source inverter.

The increase in the number of plants from renewable energy, such as solar power, encourages the use of electronic converters that allow the flow of power to the grid. A technique called Direct Power Control (DPC) to control the behavior of the electronic converters because their variables are directly control power exchange.

In particular, this research evaluated through simulations, the use of control strategies based on the principle of DPC algorithm, for regulating the delivery of active and reactive power in grid-tie three-phase two-level inverters through a inductive filter. Among the solutions used for this purpose are the classic DPC determines the switching table using the virtual flow concept, the sensorless DPC supply voltage, which determines the switching table through polarities of the derivatives in time of the instantaneous power and the angular position of the voltage space vector and DPC using space vector modulation, which generates additional vectors and finds the minimum error square of the instantaneous active and reactive power to determine the switching conditions, avoiding and using the switching table.

Finally, we present a comparative analysis of control strategies studied, with PSIM simulation results and contrasting their performance by means of criteria, the maximum error of instantaneous power at steady state, the mean square error of instantaneous power, the total harmonic distortion of the current delivered by the inverter and the rise time (t_s) in which the injected powers reach their respective references.

³Research work

⁴Physical Faculty of Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronics and Telecommunications. Advisor engineer: Dr. Johann F. Petit Suárez. Co-director: Dra.(c) María A. Mantilla Villalobos.

Introducción

Actualmente existe la necesidad de minimizar el impacto ambiental y reducir las emisiones de gases de efecto invernadero dado principalmente por el uso de combustibles fósiles no renovables. Estos factores han dado lugar a la utilización de fuentes de energía renovables, como turbinas eólicas y sistemas fotovoltaicos. Éste tipo de energía ha incrementado el uso de inversores tipo fuente de tensión (VSI, *Voltage Source Inverter*) como interfaz entre la red eléctrica y el sistema de generación de energía renovable [4–6].

Las estrategias de control clásicos para sistemas VSI conectados a la red regulan tanto el flujo de potencia activa y reactiva mediante el control de la orientación de vector de corriente con respecto al vector de tensión de red. Esta técnica se conoce como Control orientado de tensión (COV, *Oriented Control de Voltaje*) [10, 11]. La técnica de COV descompone las corrientes de línea de CA en sus componentes directos y en cuadratura mediante el uso de la transformación de Park. Esto hace posible regular las potencias activa y reactiva mediante el control de las corrientes de corriente alterna disociadas, utilizando controladores de corriente [10].

Sin embargo, hay otras estrategias utilizadas para controlar los sistemas de VSI conectadas a la red, en este tipo de aplicaciones, tales como el DPC. Una de las principales características del algoritmo DPC es que sus variables de control son directamente las potencias activas y reactivas instantáneas en lugar de corrientes de línea de corriente AC instantánea. La técnica DPC fue propuesto por T. Ohnishi en [12] y se basa en el principio de control directo del par (DTC) para máquinas eléctricas. Las guías de DTC del flujo del estator y controla el par de máquinas de corriente alterna de acuerdo con una tabla de conmutación. Del mismo modo, la DPC regula potencias activas y reactivas instantáneas mediante una tabla de conmutación óptima. Esta tabla determina los estados de conmutación del VSI mediante el uso de los errores de potencias y la posición angular del vector de tensión de red. Por lo tanto, esta técnica evita el uso de bucles de control de corriente, modulación de ancho de técnicas de pulso (PWM) y la $dq-0$ transformación [17]. Este concepto DPC ha sido el punto de partida de diferentes algoritmos que difieren uno

de otro en la forma en que determinan los pulsos de conmutación del convertidor. Por ejemplo, en [15], el plano $\alpha\beta$ se divide en doce sectores en lugar de seis y las potencias activas y reactivas instantáneas se calculan a partir de las corrientes derivadas de la línea. Esto hace posible controlar las potencias activas y reactivas instantáneas sin sensores de voltaje.

Otros trabajos proponen la integración de DPC con técnicas de modulación y otras estrategias de control, tales como los sistemas de control predictivo [18–22]. Por ejemplo, uno de estos algoritmos proponen el uso del espacio Vector Modulation (SVM) para obtener más vectores espaciales inversor y trabajar con una frecuencia de conmutación constante [20]. Por otra parte, algunos trabajos proponen el uso de algoritmos de minimización con el fin de evitar el uso de la tabla de conmutación [19, 20].

Generalidades

Este capítulo presenta la motivación y justificación del tema de investigación que ha dado lugar al desarrollo del trabajo de grado. Para ello, se muestra de manera resumida las técnicas de control frecuentemente aplicadas a inversores trifásicos conectados a la red eléctrica, exponiendo las topologías del convertidor electrónico de potencia frecuentemente empleadas para este tipo de aplicaciones. Los objetivos generales y específicos son presentados en este capítulo. Finalmente, se enuncia la estructura del documento.

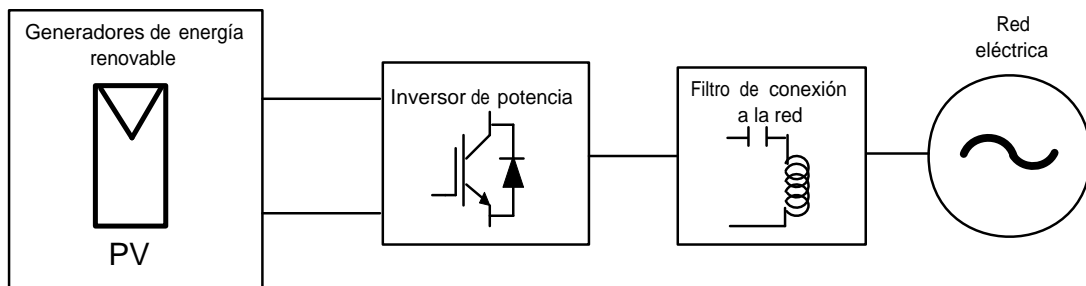
1.1 Motivación y justificación del trabajo

La tendencia mundial del consumo de energía eléctrica muestra un considerable aumento de las necesidades energéticas para los próximos años. Así a principios del siglo pasado, la humanidad empezó a concientizarse de las repercusiones del desarrollo industrial que ha crecido a medida de los siglos, y de los cambios drásticos que éste ha producido en nuestro entorno, tales como el calentamiento global causado principalmente por quema de combustibles fósiles¹.

Muchos investigadores advierten sobre una inminente crisis energética causada por el fin de la era del petróleo, indicando que alrededor del año 2025 la extracción del petróleo no podrá satisfacer la demanda energética [1]. La razón principal de la quema de combustibles fósiles es para obtener energía, sin embargo, ésta puede ser obtenida por energías renovables amigables con el medio ambiente como lo son: el sol, el viento, las olas del mar y el calor interno de la tierra, entre otras.

Los convertidores electrónicos de potencia aparecen como elementos necesarios para adecuar a la red eléctrica la energía generada a partir de diferentes tipos de energías renovables. En la Figura 1 se observa un ejemplo de un esquema general para generadores de energía renovable, tales como los sistemas fotovoltaicos, conectados a la red mediante un convertidor electrónico de potencia y un filtro de conexión.

Figura 1: Esquema general de generadores de energía renovable conectados a la red eléctrica



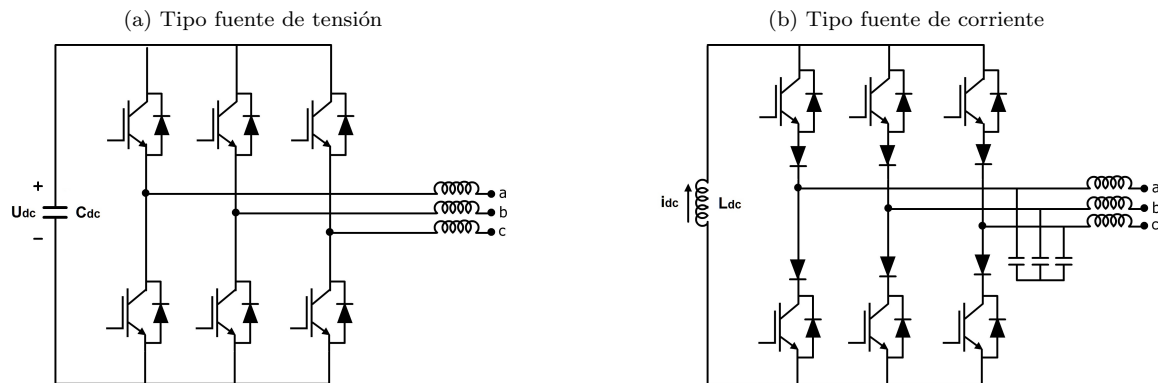
Fuente: Autores

En general, existen dos tipos de topologías del convertidor electrónico de potencia, ver Figura 2. Éstas se diferencian según el tipo de elemento almacenador de energía y del filtro de conexión a la red. La Figura 2a, muestra la topología basada en un inversor tipo fuente de tensión (VSI, *Voltage Source Inverter*), la cual almacena la energía en un condensador y utiliza, comúnmente, un filtro inductivo de conexión a la red; mientras que la Figura 2b muestra la topología basada en un inversor tipo fuente de corriente (CSI,

¹La quema de combustibles fósiles produce dióxido de carbono, éste a la vez contribuye al efecto invernadero, generando, entre otros efectos, cambios en la temperatura media del planeta, produciendo así efectos drásticos en el medio ambiente.

Current Source Inverter), éste almacena la energía en una bobina y se conecta a la red, generalmente, por medio de un filtro pasa baja de segundo orden [2,3]. El objetivo de los filtros de conexión es atenuar el rizado de alta frecuencia de la corriente que inyecta el convertidor electrónico de potencia [2-4].

Figura 2: Tipos de circuitos de potencia para la conexión a la red eléctrica



Fuente: Autores

Actualmente, la topología VSI es ampliamente utilizada en aplicaciones de integración de energía renovable al sistema de potencia [4-6]. Sin embargo, el buen desempeño de ésta depende fundamentalmente de su técnica de control [7, 8].

Asimismo, el incremento de la potencia generada, en los últimos años, a partir de energías renovables, ha despertado el interés por estudiar nuevas topologías, que permitan ser conectadas a niveles más altos de tensión, sin aumentar los niveles de aislamiento de los interruptores de potencia, evitando así problemas de dimensionamiento, costos, etc. Para evitar requerir interruptores con mayores tensiones nominales se han desarrollado convertidores con varias etapas de tensión continua, como los son los convertidores multiniveles [9].

1.1.1 Estrategias de control de potencia

Las estrategias de control usualmente utilizadas en la aplicación de inversores trifásicos conectados a la red eléctrica se pueden clasificar como estrategias indirectas y directas.

Estrategias de control indirecta de potencia: Estas técnicas regulan el flujo de potencia activa y reactiva de manera indirecta, mediante las corrientes trifásicas de línea [7,8,10,11]. La técnica denominada control orientado de tensión (VOC, *Voltage Oriented Control*) es frecuentemente usada para controlar indirectamente la potencia inyectada a la red. Ésta se basa en la orientación del vector de corriente de línea con respecto al vector de tensión de fase. Para tal fin, el VOC requiere transformar las corrientes de línea

al sistema de referencia síncrono rotativo $d - q$, descomponiendo el vector de corriente en las componentes de potencia activa y reactiva; y de esta manera regular la potencia mediante el control de las corrientes desacopladas, usando controladores de corrientes [7,10]. Por lo tanto, esta técnica requiere lazos de control de corriente y transformación a los ejes rotativos $d - q$. El VOC tiene una rápida respuesta transitoria mediante los lazos de control de corriente, sin embargo, esto depende principalmente del controlador de corriente [7, 10, 11].

Por otro lado, investigadores han propuesto mejoras al VOC aplicando el concepto de flujo virtual (VF, *Virtual Flux*). El VF- control orientado (VFOC, *Virtual Flux Oriented Control*), considera la red eléctrica y el filtro de conexión como una máquina virtual AC, determinando la potencia activa y reactiva instantánea en función de los flujos virtuales de las tensiones de la red, logrando así reducir la distorsión armónica de las corrientes trifásicas inyectadas por el inversor, en comparación con el VOC clásico [7].

Estrategia de control directo de potencia: El algoritmo de control denominado control directo de potencia (DPC, *Direct Power Control*) se basa en el control directo de par (DTC, *Direct Torque Control*) y la teoría de potencia reactiva instantánea [7, 8, 12]. La importancia del DPC radica en que sus variables de control son directamente la potencia activa y reactiva a intercambiar, en vez de las corrientes trifásicas de línea. Así, el DPC no necesita transformación a los ejes rotativos $d - q$, ni lazos de control de corriente. En el capítulo 3, se presenta un análisis teórico del funcionamiento de esta técnica de control, siendo éste, el objeto de estudio del presente trabajo de grado.

1.2 Finalidad y objetivos de la tesis

El presente trabajo de investigación está enmarcado en el estudio del algoritmo DPC aplicado a inversores trifásicos conectados a la red eléctrica. Para este fin, se analiza teóricamente el funcionamiento del DPC, presentando simulaciones realizadas en PSIM. Este trabajo parte del supuesto que la red de CC y AC son fuentes de tensión ideales, adicionalmente, se considera un filtro de conexión inductivo ideal.

Objetivo general

Analizar el comportamiento del algoritmo DPC aplicado a inversores trifásicos, con el fin de regular la entrega de potencia activa y reactiva instantánea en el punto de conexión del inversor a la red eléctrica

Objetivos específicos

- Analizar el funcionamiento del algoritmo DPC aplicado a inversores trifásicos de dos niveles.

- Simular el algoritmo DPC en inversores trifásico conectado a la red eléctrica a través de un filtro inductivo.
- Evaluar el uso del algoritmo DPC en la regulación de la entrega de potencia activa y reactiva instantánea en inversores trifásicos conectados a la red eléctrica.

1.3 Estructura del documento

Este documento se estructura en cuatro capítulos.

Capítulo 1: Expone la introducción, motivación y justificación de este trabajo. Finalmente, se muestran los objetivos buscados y la composición del documento.

Capítulo 2: En este capítulo se presenta la fundamentación teórica necesaria para la realización de este proyecto de investigación. Las bases existentes sobre el objeto de investigación son inicialmente la transformada de Clarke, el modelo del circuito de potencia trifásico y la teoría de la potencia reactiva instantánea.

Capítulo 3: En este capítulo se estudia el algoritmo DPC aplicado a inversores trifásicos de dos niveles conectados a la red, analizando diferentes estrategias de control basadas en este mismo principio, que difieren entre sí de acuerdo en como se genera los pulsos de conmutación del inversor. Finalmente, se presenta un análisis comparativo entre las estrategias de control estudiadas, exponiendo resultados de simulaciones realizadas en PSIM y contrastando sus rendimientos por medio de criterios tales como, el error máximo de potencia instantánea en estado estable, en términos de complejidad, error medio cuadrático de potencia, la distorsión armónica total de la corriente inyectada por el inversor y el tiempo de subida en el cual las potencias entregadas alcanzan sus respectivas referencias.

Capítulo 4: Se presentan las principales conclusiones y observaciones de este trabajo de investigación, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan publicaciones realizadas durante la ejecución de este trabajo.

Finalmente se incluyen las referencias bibliográficas utilizadas en este trabajo.

Conceptos previos al control directo de potencia

En este capítulo se presentan las ecuaciones que modelan el sistema compuesto por el inversor trifásico, el filtro de conexión y la red eléctrica. Para ello, en la sección 2.1 se estudia la transformación del marco de referencia $a - b - c$, donde los ejes están fijos en el mismo plano y separado $2\pi/3$ radianes uno del otro, al marco de referencia $\alpha - \beta$, donde los ejes están fijos en el mismo plano y perpendicular, conocida como la transformación de Clarke. Luego, en la sección 2.2 se presenta la teoría de la potencia reactiva instantánea de un sistema trifásico de tres hilos, para definir las potencias activa y reactiva instantánea entre el inversor trifásico y la red eléctrica. En la sección 2.3 se expone el modelo del sistema en el espacio $\alpha - \beta$ definido por los vectores de tensión del inversor, la red eléctrica y la inductancia. Finalmente, se mencionan dos formas de determinar la potencia aparente instantánea en el punto de conexión con la red eléctrica del sistema en estudio.

2.1 Representación general del vector espacial de las señales eléctricas trifásicas

La transformación $\alpha - \beta$ desarrollada por Clarke [13], consiste en transformar un vector espacial variante en el tiempo \vec{x}_{abc} , definido en un espacio tridimensional donde sus ejes de referencia $a - b - c$ están en un mismo plano separados $2\pi/3$ radianes entre sí, a un vector variante en el tiempo \vec{x} representado en un sistema de referencia $\alpha - \beta - \gamma$, en donde los ejes están fijos y son ortogonales uno del otro. En el sistema de referencia $a - b - c$ las variables trifásicas x_a , x_b y x_c , se representan como sigue:

$$\vec{x}_{abc} = \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Donde x_a , x_b y x_c , pueden ser, por ejemplo corrientes de línea, en la fase a , b , c , respectivamente.

Para un sistema trifásico de tres conductores, la transformación de Clarke invariante en potencia está definida por medio de la siguiente ecuación matricial [13]:

$$\vec{x} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}}_{\mathbf{C}_{\alpha\beta}} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Donde $\mathbf{C}_{\alpha\beta}$ es la matriz de transformación.

La transformación inversa se determina mediante la matriz inversa, denotada $\mathbf{C}_{\alpha\beta}^{-1}$, como sigue:

$$\vec{x}_{abc} = \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}}_{\mathbf{C}_{\alpha\beta}^{-1}} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

De la expresión matricial (2.2) se obtiene el vector \vec{x} como una cantidad compleja, como se observa en la ecuación (2.4). Esta cantidad tiene una magnitud constante y una frecuencia de rotación (w). Las componentes α y β son la parte real e imaginaria, respectivamente, del vector $\vec{x}(t)$ en el sistema de referencia $\alpha - \beta$.

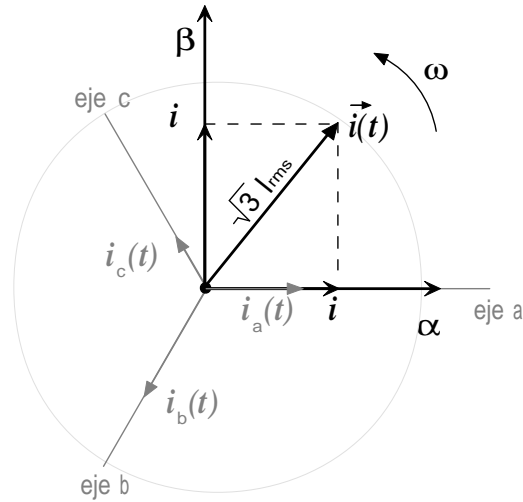
$$\vec{x} = x_\alpha + jx_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\left(x_a - \frac{1}{2}x_b - \frac{1}{2}x_c \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_b - \frac{\sqrt{3}}{2}x_c \right) \right] \quad (2.4)$$

Por ejemplo, para una sistema balanceado y sin distorsión armónica, las corrientes trifásicas se pueden definir como se muestra en (2.5), donde i_{rms} es su valor eficaz de corriente.

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \sqrt{2}I_{rms} \cos(\omega t) \\
 i_b(t) &= \sqrt{2}I_{rms} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_c(t) &= \sqrt{2}I_{rms} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Reemplazando las corrientes definidas anteriormente en la ecuación (2.2), se obtiene el vector de corriente como $\sqrt{3}I_{rms}e^{j\omega t}$. En la Figura 3 se observa la representación geométrica del vector corriente $\vec{i}(t)$, donde se muestra su descomposición en sus componentes $\alpha - \beta$. Además, en ésta se muestra que el vector de corriente gira a una frecuencia angular ω , con magnitud constante $\sqrt{3}I_{rms}$.

Figura 3: Vector $\vec{x}(t)$ en el sistema de referencia $\alpha - \beta$



Fuente: Autores

2.2 Teoría de la potencia reactiva instantánea ó teoría $p - q$

En 1983, Akagi, Kanazawa y Nabae [14] presentaron la teoría de la potencia reactiva instantánea ó la teoría $p - q$. En sistemas trifásicos balanceados de tres hilos (con tensiones de fase y corrientes de línea, variantes en el tiempo $u_a u_b u_c$ y $i_a i_b i_c$, respectivamente) la teoría $p - q$ se desarrolló a partir de los vectores de tensión de fase (\vec{u}) y corriente de línea (\vec{i}) definidos en el plano estacionario $\alpha - \beta$ [14], de la siguiente forma:

$$\vec{u} = \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

$$\vec{i} = \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Una vez transformados los vectores de tensión y corriente se calcula la potencia aparente instantánea (\vec{s}) como el producto entre el vector espacial de tensión (\vec{u}) y el conjugado del vector espacial de corriente (\vec{i}^*) y así, obtener la potencias activa instantánea (p) y la potencia reactiva instantáneas (q) [14], como se muestra a continuación:

$$\vec{s} = \vec{u}\vec{i}^* = (u_\alpha + ju_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) + j(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) \quad (2.8)$$

La definición de las potencias p y q en el sistema $\alpha - \beta$ se puede expresar matricialmente de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Reescribiendo la ecuación (2.9), en función de las corrientes de línea y tensiones de fase definidas en las coordenadas $a - b - c$, se obtiene las potencias p y q como:

$$\begin{aligned} p &= u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \\ q &= u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} [(u_a - u_b)i_c + (u_b - u_c)i_a + (u_c - u_a)i_b] \end{aligned} \quad (2.10)$$

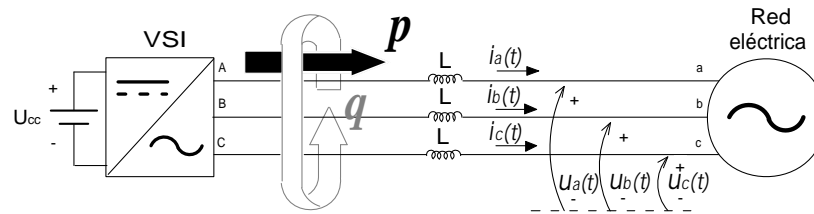
Por lo tanto, el significado que aporta la teoría $p - q$ es que la potencia reactiva instantánea en sistemas trifásicos es una suma de productos de tensiones y corrientes instantáneas que no genera trabajo útil, sino que es una energía circulante entre las fases del sistema. En cambio, la potencia activa instantánea sí realiza trabajo útil [14], como se muestra en la Figura 4.

2.3 Modelo del convertidor electrónico de potencia

El sistema considerado en este trabajo está conformado básicamente por tres etapas: un inversor tipo fuente de tensión (VSI, *Voltage Source Inverter*), alimentado por una fuente de generación renovable y un filtro inductivo de conexión a la red de suministro eléctrico, como se muestra en la Figura 5. La fuente de generación renovable se ha aproximado mediante una fuente de tensión CC ideal (U_{cc}).

Donde:

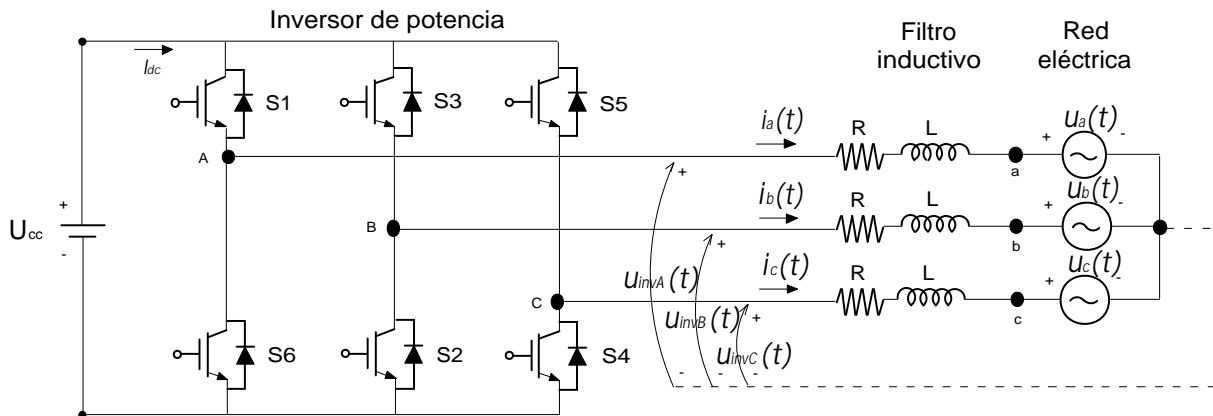
Figura 4: Potencia instantánea real e imaginaria entre el inversor y la red



Fuente: Autores

- $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ son las tensiones de cada fase de la red eléctrica
- $u_{invA}(t), u_{invB}(t), u_{invC}(t)$ son las tensiones de salida de cada rama del inversor.
- $S1, S2, S3, S4, S5, S6$ son los interruptores del inversor
- $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ son las corrientes trifásicas inyectadas a la red
- U_{cc} es la tensión en el lado CC del inversor de potencia
- L es la inductancia del filtro de conexión
- R es la resistencia del filtro de conexión

Figura 5: Sistema compuesto por el inversor trifásico, el filtro inductivo y la red eléctrica



Fuente: Autores

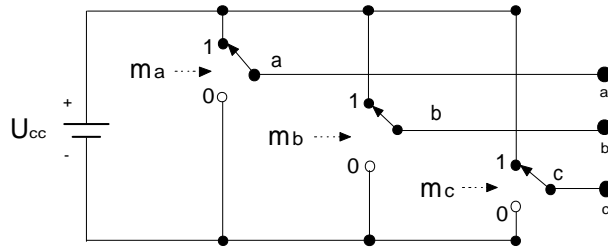
El modelado del convertidor electrónico de potencia consiste en obtener las expresiones matemáticas que describen el funcionamiento de las etapas. A continuación, se describen los modelos utilizados:

2.3.1 Inversor tipo fuente de tensión

El VSI está compuesto por tres ramas, de las cuales cada una tiene un par de interruptores de potencia, los cuales pueden ser IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistors*), MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect*) ó GTO (*Gate Turn Off thyristor*), como se muestra en la Figura 5. En el control de estos dispositivos, se debe considerar que dos interruptores de una misma rama, no estén conduciendo simultáneamente, pues colocarían en cortocircuito la fuente de entrada de corriente continua [2].

En la Figura 6 los dispositivos semiconductores se presentan como interruptores ideales. Éstos funcionan a partir de los pulsos de conmutación del inversor y pueden crear ocho estados de conmutación representado como una combinación binaria de tres dígitos de la siguiente forma, de izquierda a derecha se indica como m_a al estado de la primera rama, m_b al estado de la segunda y m_c al estado de la tercera rama, en el que 1 representa que la rama del inversor está conectada a la parte superior del enlace de continua y 0 a la parte inferior.

Figura 6: Circuito simplificado del inversor trifásico



Fuente: Autores

De esta forma, en la Tabla 1 se muestran los vectores de tensión de salida del inversor (\vec{u}_{inv}) para los ocho posibles estados de conmutación en el sistema de referencia estacionario $\alpha - \beta$, dadas en función de sus estados de conmutación (m_a, m_b, m_c), como se expresa a continuación:

$$\vec{u}_{inv} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} \left(m_a + m_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + m_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2.11)$$

Además, en la Figura 7 se muestra los ocho vectores de tensión ($\vec{u}_{inv0}, \vec{u}_{inv1} \dots \vec{u}_{inv6}, \vec{u}_{inv7}$), seis no nulos y dos nulos.

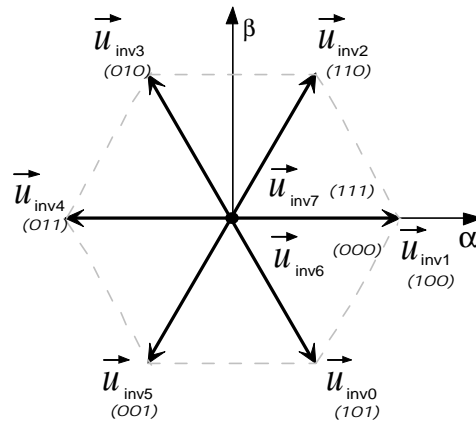
2.3.2 Modelo del sistema

Para determinar el modelo del sistema los valores de inductancia se consideran iguales para las tres fases. Además, se desprecia la caída de tensión en la resistencia. Por lo tanto, el comportamiento del circuito

Tabla 1: Vectores de tensión de salida para un inversor trifásico

\vec{u}_{inv}	m_a	m_b	m_c	$u_{inv\alpha}$	$u_{inv\beta}$
\vec{u}_{inv1}	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{cc}$	0
\vec{u}_{inv2}	1	1	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_{cc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}U_{cc}$
\vec{u}_{inv3}	0	1	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_{cc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}U_{cc}$
\vec{u}_{inv4}	0	1	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{cc}$	0
\vec{u}_{inv5}	0	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_{cc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}U_{cc}$
\vec{u}_{inv0}	1	0	1	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_{cc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}U_{cc}$
\vec{u}_{inv6}	0	0	0	0	0
\vec{u}_{inv7}	1	1	1	0	0

Fuente: Autores

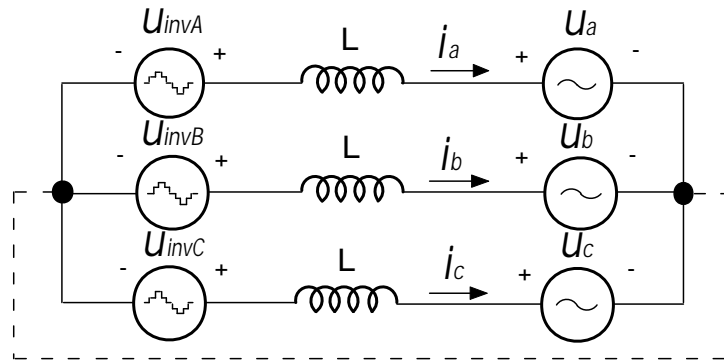
 Figura 7: Vectores de tensión del inversor en el sistema de referencia $\alpha - \beta$


Fuente: Autores

se define en función del tiempo a partir de las ecuaciones diferenciales de cada fase y son expuestas de la siguiente manera, de acuerdo con el circuito de potencia mostrado en la Figura 8:

$$\begin{aligned}
 L \frac{d i_a}{dt} + u_a - u_{invA} &= 0 \\
 L \frac{d i_b}{dt} + u_b - u_{invB} &= 0 \\
 L \frac{d i_c}{dt} + u_c - u_{invC} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

Figura 8: Equivalente trifásico para el inversor de tres ramas



Fuente: Autores

La virtud de aplicar la transformación de Clarke es considerar el sistema trifásico como una unidad, y no como una suma de tres circuitos monofásicos [14]. A partir de la Figura 9, se expresan las ecuaciones definidas en (2.12) como una expresión espacial, definida por el vector espacial de tensión (\vec{u}) en el plano $\alpha - \beta$ vista desde la red eléctrica igual a la diferencia entre el vector espacial de la tensión de salida del inversor trifásico (\vec{u}_{inv}) y el vector espacial de la caída de tensión en el filtro de conexión ($L \frac{d\vec{i}}{dt}$, donde \vec{i} es el vector corriente trifásica de línea), como se muestra a continuación:

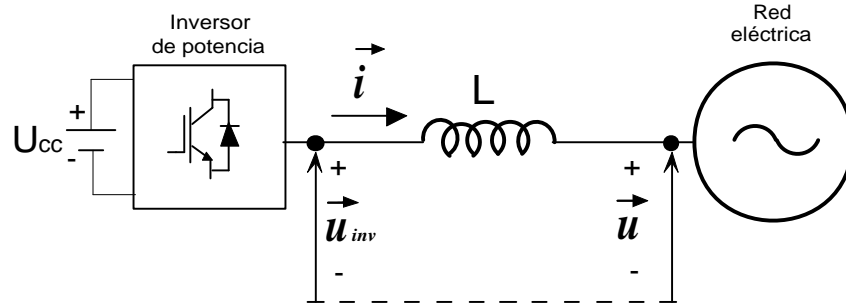
$$\vec{u} = \vec{u}_{inv} - L \frac{d\vec{i}}{dt}
 \tag{2.13}$$

En donde, el vector espacial de tensión del inversor fue definida en la ecuación (2.11) y según la ecuación (2.4), el vector espacial tensión de la red (\vec{u}) en términos de su valor eficaz (U_{rms}) se puede definir como:

$$\vec{u} = \sqrt{3} U_{rms} [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] = \sqrt{3} U_{rms} e^{j\omega t}
 \tag{2.14}$$

2.3.3 Medición de la potencia aparente instantánea

Existen varias formas de medir la potencia aparente instantánea en el punto de conexión de la red eléctrica. Estas técnicas de medición se diferencian entre si de acuerdo al número de sensores utilizados, como se muestra a continuación:

Figura 9: Modelo del sistema en los ejes coordenados $\alpha - \beta$


Fuente: Autores

Sensores trifásicos de tensión de fase AC y de corriente de línea AC: La forma de determinar las potencias activa (p) y reactiva (q) instantánea es mediante el producto escalar del vector espacial de tensión (\vec{u}) y del vector espacial de corriente (\vec{i}), y por el producto vectorial del vector espacial de corriente y tensión, respectivamente. En este sentido las potencias se pueden medir según se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} p &= \vec{u} \cdot \vec{i} = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \\ q &= \vec{i} \times \vec{u} = u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} [(u_a - u_b) i_c + (u_b - u_c) i_a + (u_c - u_a) i_b] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Sin sensores de tensión de fase AC: Este método de medir la potencia instantánea consiste en calcular la caída de tensión en el filtro de conexión, definida por la multiplicación de las corrientes inyectadas a la red y sus propias derivadas, y la tensión del inversor trifásico en función del estado de conmutación. Esto permite calcular las potencias activa y reactiva instantáneas sin ningún tipo de sensores de tensión [15], como se muestra a continuación:

$$p = U_{cc} (m_a i_a + m_b i_b + m_c i_c) - L \left(i_a \frac{d i_a}{dt} + i_b \frac{d i_b}{dt} + i_c \frac{d i_c}{dt} \right) \quad (2.16)$$

$$q = -\frac{U_{cc}}{\sqrt{3}} [m_a (i_b - i_c) + m_b (i_c - i_a) + m_c (i_a - i_b)] + \frac{3L}{\sqrt{3}} \left(-i_c \frac{d i_a}{dt} + i_a \frac{d i_c}{dt} \right) \quad (2.17)$$

La primera parte de las ecuaciones (2.16) y (2.17) corresponden a la potencias activa y reactiva instantánea debida al inversor trifásico, mientras que la segunda componente compete al filtro de conexión, respectivamente.

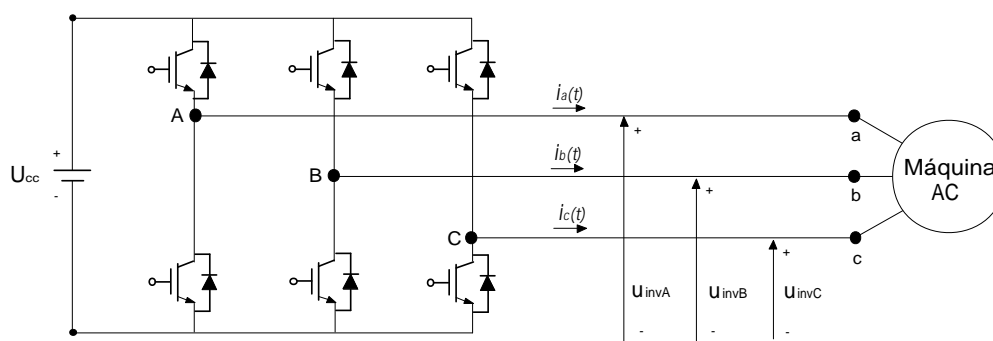
Control directo de potencia

En este capítulo se presenta el algoritmo de control directo de potencia aplicado a inversores trifásicos de dos niveles conectados a la red, analizando diferentes estrategias de control basadas en este mismo principio. Inicialmente, se presenta un análisis teórico del algoritmo de control directo de potencia clásico. Luego, se consideran algunas estrategias de control fundamentadas en este mismo principio que difieren entre sí de acuerdo en como se obtiene los pulsos de conmutación del inversor. Por último, se presenta un análisis comparativo entre las estrategias de control estudiadas, presentando resultados de simulaciones y contrastando su funcionamiento por medio de criterios tales como, el error máximo de potencia instantánea en estado estable, el error medio cuadrático de potencia instantánea, la distorsión armónica total de la corriente inyectada por el inversor y el tiempo de subida en el cual las potencias inyectadas alcanzan sus respectivas referencias.

3.1 Generalidades

La importancia del algoritmo de control directo de potencia (DPC, *Direct Power Control*) radica en que sus variables de control son directamente la potencia activa y reactiva instantánea a intercambiar, en vez de las corrientes trifásicas de línea. El DPC fue estudiado inicialmente por T. Ohnishi en [12], el cual se fundamenta en el control directo del par (DTC, *Direct Torque Control*) aplicado a las máquinas eléctricas AC. El DTC consiste en controlar instantáneamente el par eléctrico y el flujo de las máquinas AC, con el fin de regular su velocidad mediante una tabla de conmutación. En la Figura 10 se muestra el diagrama del VSI trifásico conectado a una máquina AC.

Figura 10: Diagrama del VSI trifásico conectado a una máquina AC



Fuente: Autores

El par eléctrico (T) se obtiene mediante el producto vectorial de los vectores espaciales de flujo del estator ($\vec{\psi}$) y corriente (\vec{i}) que circula por el devanado de la máquina, como se muestra a continuación [12, 16]:

$$T = \vec{\psi} \times \vec{i} \tag{3.1}$$

Donde:

$$\vec{\psi} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\psi_a(t) + \psi_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + \psi_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \tag{3.2}$$

$$\vec{i} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a(t) + i_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \tag{3.3}$$

A través de la ley de inducción electromagnética de Faraday y la ley de mallas de Kirchhoff es posible expresar $\vec{\psi}$ en función de los vectores caída de tensión en la máquina AC (\vec{u}_{int})¹ y tensión del inversor (\vec{u}_{inv}) como:

¹Debido a la resistencia de los devanados de la máquina

$$\vec{\psi} = \int (\vec{u}_{inv} - \vec{u}_{int}) dt \quad (3.4)$$

Donde, \vec{u}_{inv} se define en (2.11).

Mediante la selección apropiada del vector espacial de tensión del inversor \vec{u}_{inv} , que produce la variación deseada del enlace de flujo $\vec{\psi}$ y el par eléctrico T para un estado dado de estas variables, en función de los errores de enlace de flujo y el par eléctrico, se genera una tabla de conmutación [12]; y con ésta se regula directamente la velocidad de la máquina acelerando o frenando el vector de flujo [12, 16].

Similar al DTC convencional, el DPC regula la potencia activa y reactiva instantánea entregada a la red mediante la selección apropiada del vector espacial de tensión del inversor que produzca la variación más cercana a la deseada de las potencias activa y reactiva instantáneas. Por lo tanto, la tabla de conmutación determina los estados del inversor que permitan reducir el error entre la potencia instantánea de referencia y la evaluada en el punto de conexión a la red, en función de la posición del vector de tensión de la red. Esto evita el uso de lazos de control de corriente, de un bloque modulador PWM (PWM, *Pulse Width Modulation*) y la transformación en coordenadas rotacionales $d - q$ [17].

A partir de este concepto de DPC, se han desarrollado diferentes algoritmos basados en este mismo principio de control, los cuales se diferencian en la forma en que se determinan los pulsos de disparo del inversor a partir del error instantáneo de potencia y de la posición del vector de tensión de la red.

En [15], se propuso dividir el plano $\alpha - \beta$ en doce sectores en vez de seis, la potencia activa y reactiva instantánea es estimada mediante las derivadas en el tiempo de las corrientes de línea, haciendo posible controlar la potencia activa y reactiva instantánea sin ningún sensor de tensión AC. En otros trabajos se ha propuesto la integración de DPC con técnicas de modulación y otras estrategias de control tales como esquemas de control predictivo y la aplicación del concepto de flujo virtual (VF, *Virtual Flux*) [18–22]. Por ejemplo, uno de estos algoritmos proponen el uso de la modulación vectorial (SVM, *Space Vector Modulation*) y de ésta forma se obtiene más vectores espaciales del inversor y trabaja con una frecuencia constante de conmutación [20]. Además, algunos trabajos proponen el uso de algoritmos de minimización del error, evitando con ésto el uso de una tabla de conmutación [19, 20].

Igualmente, en la literatura se encuentran otras estrategias de control en diferentes aplicaciones fundamentadas en el algoritmo DPC. Por ejemplo, en algunos trabajos de investigación [8, 23] se estudia el DPC con funciones de filtrado activo, en [8, 9] se aplica el DPC a convertidores multinivel y en [24] introduce DPC conectado a la red mediante un filtro de tercer orden LCL, en vez de un filtro de conexión de primer orden inductivo, permitiendo el uso del DPC en aplicaciones en donde la frecuencia de conmutación del

inversor no son muy elevadas.

3.2 Algoritmos de control directo de potencia

En esta sección se presenta un análisis teórico de tres algoritmos basados en DPC aplicados a inversores trifásicos conectados a la red, que se diferencian entre sí de acuerdo en como se generan los pulsos de control del inversor. La primera técnica corresponde a el DPC clásico. Esta técnica determina la tabla de conmutación usando el concepto de VF, considerando el filtro de conexión y la red como un equivalente a una máquina virtual AC. Es decir, el filtro inductivo de conexión junto con la red eléctrica se consideran como la inductancia de los bobinados y la tensión inducida, respectivamente, en una máquina AC.

La segunda técnica determina la tabla de conmutación a través de las polaridades de las derivadas en el tiempo de las potencias instantáneas y la posición angular del vector espacial de tensión. Esta técnica inicialmente fue propuesta por Takahashi y Noguchi en [25], la cuál considera dividir el plano $\alpha - \beta$ en seis sectores. Luego en 1998, estos investigadores proponen dividir el plano en doce sectores, en vez de seis, logrando así reducir el error de potencia instantánea [15]. Además, la potencia instantánea se determina sin ningún sensor de tensión de la red, usando las derivadas de las corrientes de línea. Por esta razón, para el estudio se considera la última versión de dicha técnica.

El tercer algoritmo usa la técnica SVM para generar vectores de tensión del inversor adicionales y considera el error mínimo cuadrático de potencia activa y reactiva instantánea para determinar los estados de conmutación a través de una función de costo ξ_n , evitando así el uso de la tabla de conmutación.

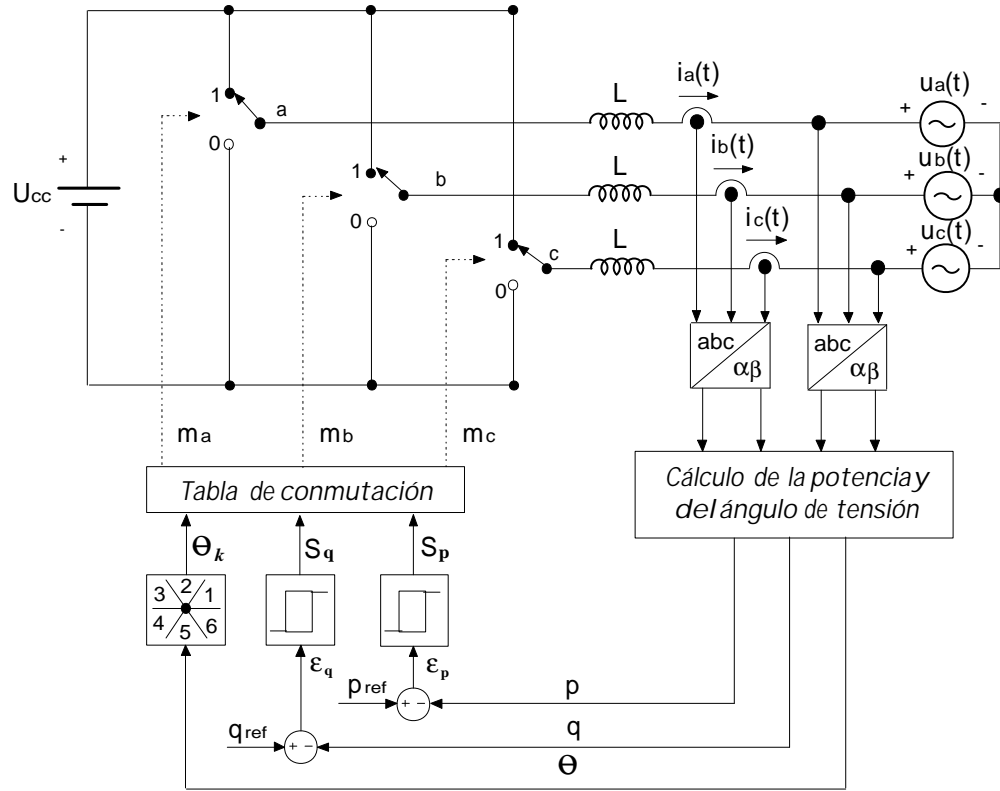
3.2.1 Control directo de potencia clásico (C-DPC, *Classical Direct Power Control*)

Esta técnica regula directamente las potencias activa (p) y reactiva (q) instantáneas mediante comparadores de histéresis y una tabla óptima de conmutación, (ver Figura 11). Para ello, la tabla de conmutación determina, a partir de las salidas de los comparadores de histéresis, los estados del inversor que permitan reducir el error entre la potencia instantánea de referencia (p_{ref} y q_{ref}) y la evaluada (p y q) en el punto de conexión a la red, en función de la posición del vector de tensión de la red (θ).

La posición del vector de tensión de la red \vec{u} , se determina en función de sus componentes en el sistema de coordenadas $\alpha - \beta$, u_α y u_β , como [7, 12]:

$$\theta = \arctan\left(\frac{u_\beta}{u_\alpha}\right) \quad (3.5)$$

Figura 11: Esquema del algoritmo C-DPC



Fuente: Autores

La señal digitalizada de salida del comparador de histéresis de potencia activa instantánea (S_p) es definida como [7]:

$$\begin{aligned} S_p &= 1 \text{ para } \epsilon_p > H_p \\ S_p &= 0 \text{ para } \epsilon_p < -H_p \end{aligned} \quad (3.6)$$

De igual manera para la salida del comparador de histéresis de potencia reactiva instantánea (S_q):

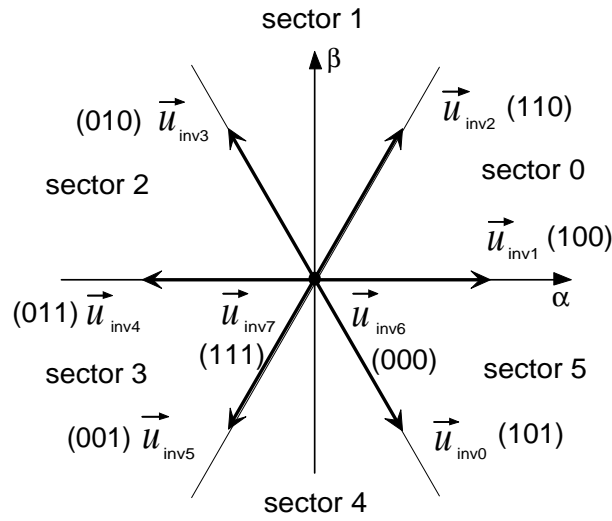
$$\begin{aligned} S_q &= 1 \text{ para } \epsilon_q > H_q \\ S_q &= 0 \text{ para } \epsilon_q < -H_q \end{aligned} \quad (3.7)$$

Donde H_p , H_q y ϵ_p , ϵ_q son las bandas de histéresis y los errores de potencia instantánea, respectivamente. Si el algoritmo es implementado de forma digital, H_p y H_q pueden igualarse a cero, utilizando la modulación delta (DM, *Delta Modulation*)

Como se indicó en el capítulo 2, un inversor trifásico de dos niveles tiene ocho estados de conmutación, seis no nulos y dos nulos. Éstos se representan en el plano $\alpha - \beta$ como se muestra en la Figura 12, en donde también se observa la división del plano en los sectores θ_k , delimitados por los mismos vectores espaciales del inversor. Estos sectores pueden ser expresados matemáticamente como [15]:

$$\frac{\pi}{3}k \leq \theta_k \leq \frac{\pi}{3}(k+1), \quad \forall k = \{0, \dots, 5\} \quad (3.8)$$

Figura 12: Plano $\alpha - \beta$ dividido en seis sectores para el algoritmo C-DPC



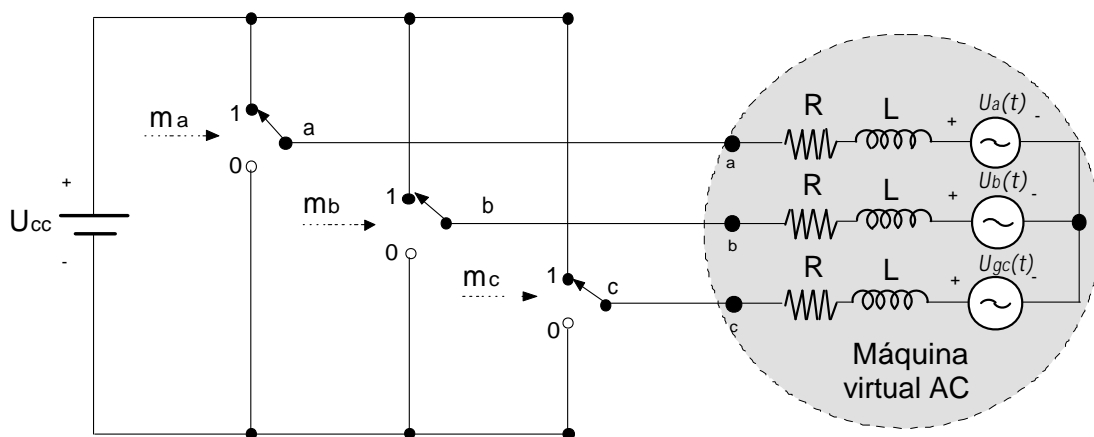
Fuente: Autores

Las señales digitalizadas S_p , S_q y θ_k son la entrada a la tabla de conmutación, que selecciona el vector de tensión del inversor a aplicar, resultando las señales m_a , m_b y m_c .

Como se ha comentado, la técnica C-CDP obtiene la tabla de conmutación mediante el concepto de VF, con lo cual, considera la combinación red eléctrica y filtro de conexión como una máquina virtual AC [7, 21], como se observa en la Figura 13.

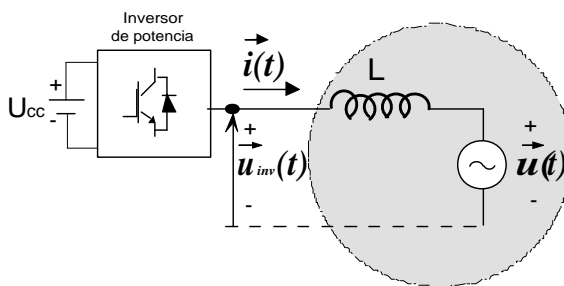
Así, R y L representan la resistencia y la inductancia de fuga del devanado de la máquina virtual respectivamente, y las tensiones $u_a(t)$, $u_b(t)$, $u_c(t)$, representan las tensiones inducidas por los flujos virtuales $\psi_a(t)$, $\psi_b(t)$, $\psi_c(t)$, respectivamente. Mediante la representación de éstas variables en el sistema de referencia $\alpha - \beta$, la ecuación de caída de tensión del circuito equivalente en las coordenadas $\alpha - \beta$, despreciando la caída debido a R , (ver Figura 14) se representan en función de los flujos virtuales como:

Figura 13: Circuito de potencia representado como una máquina virtual



Fuente: Autores

Figura 14: Circuito equivalente del VSI y la máquina AC en las coordenadas $\alpha - \beta$



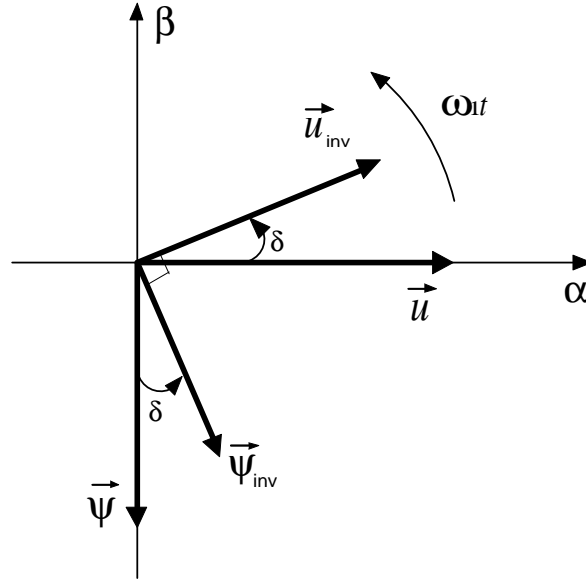
Fuente: Autores

$$\vec{\psi}_{inv} = L\vec{i} + \vec{\psi} \tag{3.9}$$

Donde:

$$\vec{\psi}_{inv} = \int \vec{u}_{inv} dt, \quad \vec{\psi} = \int \vec{u} dt \tag{3.10}$$

La Figura 15 muestra los vectores de los flujos y tensiones, para el inversor y la red, en los ejes estacionarios $\alpha - \beta$; donde δ es el ángulo entre los vectores de la red con los correspondientes vectores del inversor y w_1 es la frecuencia fundamental de la red. En ésta figura, también se observa que los vectores de flujos están desfasados $\pi/2$ radianes respecto de los vectores de tensión, debido a que, de (3.10), se deduce que $\vec{u} = jw_1\vec{\psi}$ y $\vec{u}_{inv} = jw_1\vec{\psi}_{inv}$, para un sistema balanceado y sin distorsión armónica.

Figura 15: Diagrama vectorial de los flujos y tensiones en las coordenadas $\alpha - \beta$


Fuente: Autores

La potencia aparente instantánea medida en el punto de conexión a la red, se puede formular como el producto entre el vector tensión de la red y el vector corriente de línea conjugado, como se muestra a continuación:

$$\vec{s} = \vec{u}\vec{i}^* \quad (3.11)$$

Despejando el vector corriente de (3.9) y reemplazándolo en la expresión (3.11), es posible determinar la potencia aparente instantánea (\vec{s}) en función de los vectores de flujos de la red y el inversor como:

$$\vec{s} = \vec{u}\vec{i}^* = j\omega_1 \vec{\psi} \left(\frac{\vec{\psi}_{inv} - \vec{\psi}}{L} \right)^* \quad (3.12)$$

Luego, la potencia activa (p) y reactiva (q) instantánea quedan determinadas en función de los flujos virtuales como:

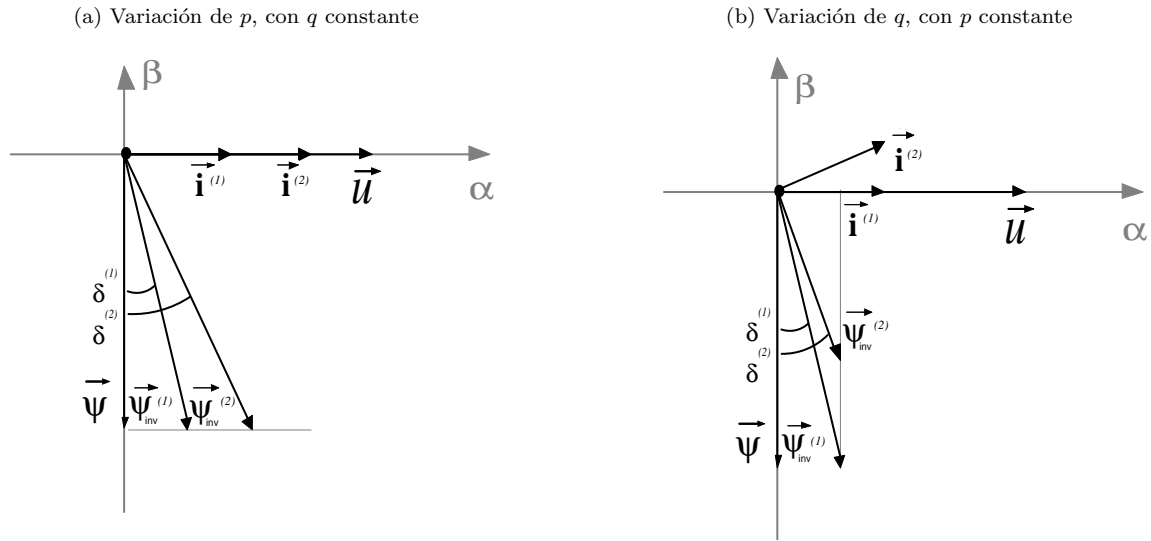
$$p = \frac{\omega_1}{L} \psi \psi_{inv} \sin \delta, \quad q = \frac{\omega_1}{L} \psi \psi_{inv} \cos \delta - \frac{\omega}{L} \psi^2 \quad (3.13)$$

Donde ψ and ψ_{inv} son las magnitudes de los vectores espaciales $\vec{\psi}$ y $\vec{\psi}_{inv}$, respectivamente.

Para estudiar el comportamiento de las variaciones de potencia instantánea, es importante analizar la influencia del vector de flujo virtual del inversor sobre los cambios en las potencias activa y reactiva

instantánea. Para ésto, la Figura 16 presenta dos situaciones diferentes que muestran las variaciones de las potencias instantánea, en función de los cambios del vector de flujo virtual del inversor.

Figura 16: Efectos del vector del flujo del inversor ante incrementos ó decrementos de potencia activa y reactiva instantánea



Fuente: Autores

En la Figura 16a se presenta un cambio en la potencia activa instantánea, mediante el incremento del vector corriente de $\vec{i}^{(1)}$ a $\vec{i}^{(2)}$, con lo cual, de (3.9), el vector de flujo del inversor pasa del $\vec{\psi}_{inv}^{(1)}$ a $\vec{\psi}_{inv}^{(2)}$. En ésta se observa que la componente del vector ψ_{inv} , $\psi_{inv} \cos \delta$ permanece constante, mientras, por el contrario, su componente $\psi_{inv} \sin \delta$ aumenta. Por lo tanto, de (3.13) se deduce que la potencia activa instantánea aumenta y la potencia reactiva instantánea permanece constante.

Igualmente, en la Figura 16b se muestra un aumento en la potencia reactiva instantánea. Se observa que la componente $\psi_{inv} \sin \delta$ permanece constante, mientras que su componente $\psi_{inv} \cos \delta$ aumenta. De nuevo, de (3.13) resulta que la potencia activa instantánea no varía y la potencia reactiva instantánea aumenta.

Con lo anterior se concluye que las variaciones de potencia activa y reactiva instantánea, para un estado dado de \vec{u} , son directamente proporcionales a las componentes $\psi_{inv} \sin \delta$ y $\psi_{inv} \cos \delta$ respectivamente. Además, de la definición de flujo virtual en (3.10) se deduce que sus cambios son aproximadamente [8]:

$$\Delta\vec{\psi}_{inv} \approx \vec{u}_{inv}T_s \quad (3.14)$$

Donde T_s es el tiempo de ciclo del algoritmo.

Luego, la importancia del uso de VF, para determinar la tabla de conmutación, radica en que, en función de la posición de \vec{u} , las variaciones del flujo del inversor, que a la vez son proporcionales a las cambios de potencia instantánea, están determinados por el vector espacial de tensión del inversor. En otras palabras, cada vector de tensión del inversor hará un cambio dado en las potencias instantáneas de acuerdo con la posición angular de \vec{u} .

Entonces, para obtener la tabla de conmutación es necesario determinar las consecuencias que conlleva la aplicación de los distintos vectores de tensión del inversor, en función de la posición de \vec{u} . Para ésto, en esta técnica, como se ha mencionado, el plano $\alpha - \beta$ se divide en seis sectores. Por ejemplo, la Figura 17 presenta cuatro diferentes situaciones, que ilustran las variaciones de potencia instantánea en el sector θ_1 .

En la Figura 17a, se muestra que la aplicación de \vec{u}_{inv2} conlleva a un aumento de las potencias activa ($S_p = 1$) y reactiva ($S_q = 1$) instantánea, debido al aumento de las componentes del vector flujo del inversor $\psi_{inv} \sin \delta$ y $\psi_{inv} \cos \delta$, respectivamente.

En la Figura 17b, se observa que al emplear u_{inv3} , las componentes del vector flujo se modifican de tal forma que la potencia activa instantánea aumente ($S_p = 1$) y la reactiva disminuya ($S_q = 0$).

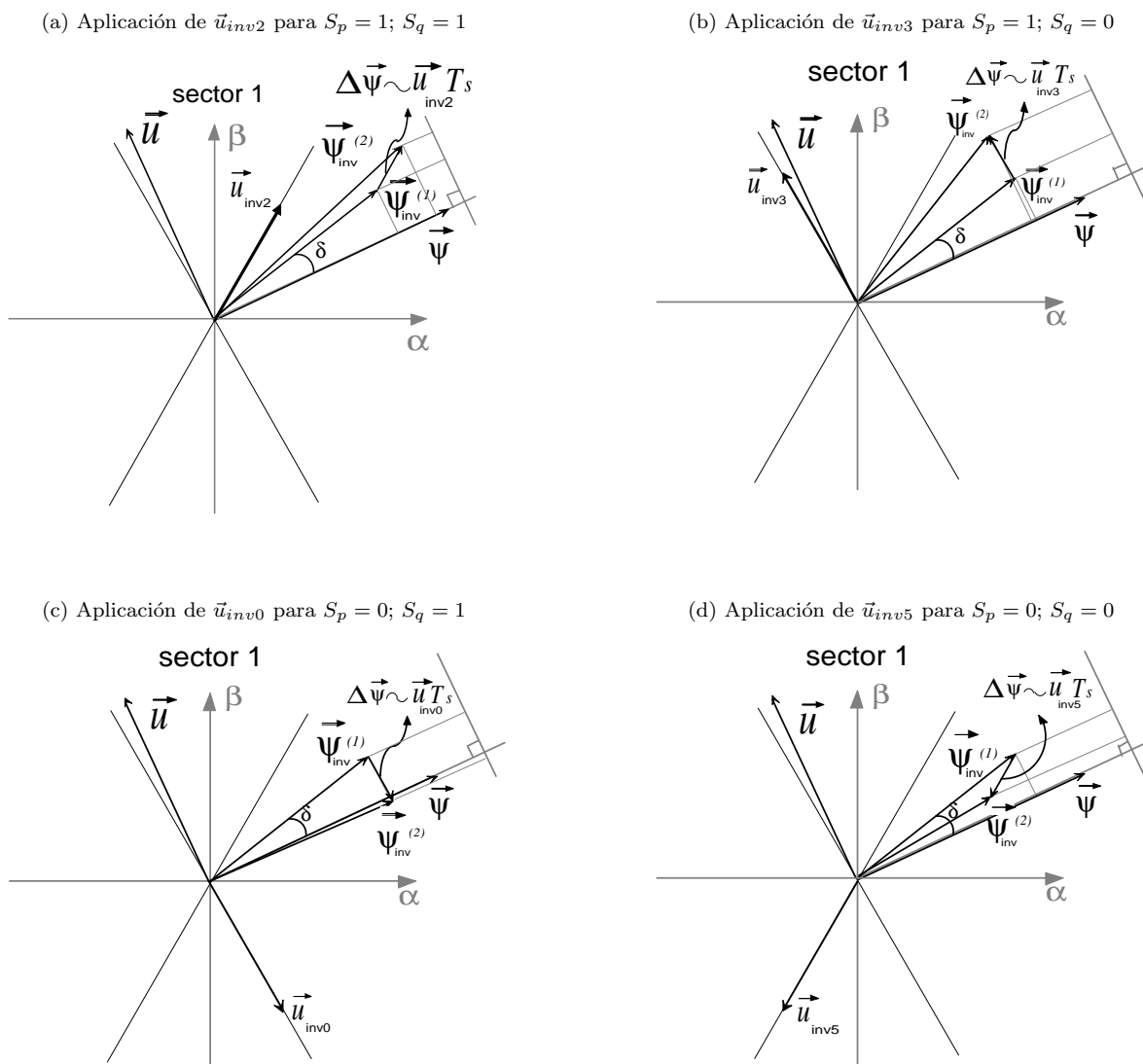
De la misma forma, las Figuras 17c y 17d demuestran que la aplicación de un determinado vector de tensión del inversor, en un sector dado, implica un cambio en las componentes del vector flujo del inversor, que reflejan cambios determinados de p y q ; en esté caso la aplicación de los vectores \vec{u}_{inv0} y \vec{u}_{inv5} , reflejan, un $S_p = 0$, $S_q = 1$ y $S_p = 0$, $S_q = 0$, respectivamente.

A través del análisis anterior, aplicado a todos los sectores θ_k se encuentra la Tabla 2 de conmutación [8].

3.2.2 Control directo de potencia sin sensores de tensión de la red (DPC-WSV, Direct Power Control Without Sensor Voltage)

Esta técnica de control se basa en C-DPC. Sin embargo, en este caso la potencia activa y reactiva instantánea es estimada mediante las derivadas en el tiempo de las corrientes de línea, usando las ecuaciones (2.16) y (2.17), respectivamente [15]. Esto permite controlar la potencia activa y reactiva instantánea sin

Figura 17: Variación de potencia activa y reactiva instantánea en función del vector de tensión del inductor



Fuente: Autores

ningún sensor de tensión AC. En la Figura 18 se muestra el diagrama de bloques para el DPC - WSV.

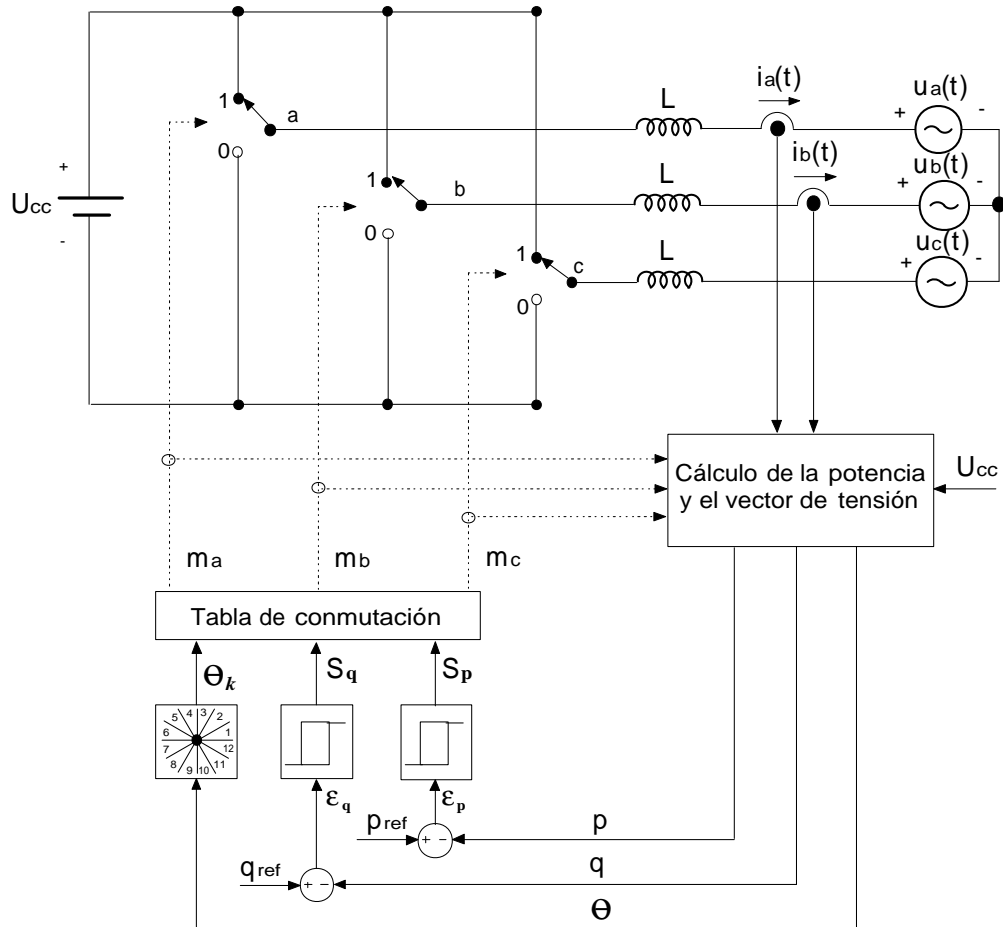
El vector de tensión de la red \vec{u} , se estima por medio de las corrientes y la potencia aparente instantánea, calculada mediante (2.16) y (2.17), como [15]:

$$\vec{u} = \frac{\vec{i}}{i^2} \vec{s} \quad (3.15)$$

Tabla 2: Tabla de conmutación para el C-DPC

S_p	S_q	θ_0	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5
1	1	100	110	010	011	001	101
1	0	110	010	011	001	101	100
0	1	001	101	100	110	010	011
0	0	011	001	101	100	110	010

Figura 18: Esquema del algoritmo DPC-WVS



Fuente: Autores

La tabla de conmutación se calcula mediante las polaridades de las derivadas en el tiempo de la potencia activa (dp/dt) y reactiva (dq/dt) instantánea, en una posición específica del vector de tensión de la red θ . Las polaridades (dp/dt) y (dq/dt), corresponden a “1” (aumento de la potencia instantánea) ó “0” (decremento de la potencia instantánea) de las señales digitalizadas S_p y S_q .

Como se estudió en el capítulo 2, en el modelo mostrado en la Figura 9, las derivadas de la potencia activa y reactiva instantánea puede ser determinada en función de las derivadas del producto escalar y vectorial, del vector corriente de línea y el vector tensión de la red, respectivamente, como:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{d\vec{i}}{dt} \cdot \vec{u} + \vec{i} \cdot \frac{d\vec{u}}{dt} \quad (3.16)$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{d\vec{i}}{dt} \times \vec{u} + \vec{i} \times \frac{d\vec{u}}{dt} \quad (3.17)$$

Dado que la variación del vector de tensión de la red \vec{u} es muy pequeña en una duración de tiempo corto, tal como un intervalo de conmutación, entonces, \vec{u} puede ser considerado como un valor constante, en dicho intervalo [17]. Por lo tanto, las ecuaciones (3.16) y (3.17) resultan como:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{d\vec{i}}{dt} \cdot \vec{u} \quad (3.18)$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{d\vec{i}}{dt} \times \vec{u} \quad (3.19)$$

Ahora, expresando las ecuaciones (3.18) y (3.19), en función del vector de tensión del inversor (\vec{u}_{inv}) y la caída de tensión en el filtro de conexión, mediante la ecuación de tensión del modelo (ver ecuación (2.13)), (dp/dt) y (dq/dt) se expresan como sigue:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{U_{rms}}{L} \sqrt{2} U_{cc} \{ [m_1 \cos(\theta) + m_2 \sin(\theta)] - 3U_{rms} \} \quad (3.20)$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{\sqrt{2} U_{cc} U_{rms}}{L} [-m_2 \cos(\theta) + m_1 \sin(\theta)] \quad (3.21)$$

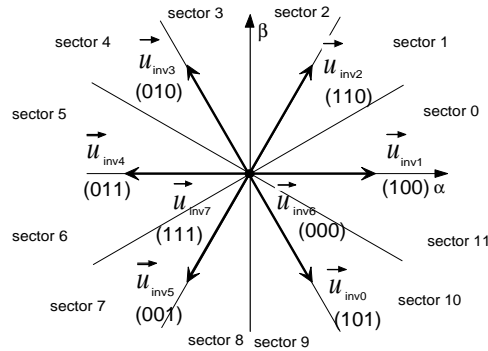
Donde

$$m_1 = m_a - \frac{1}{2} m_b - \frac{1}{2} m_c, \quad m_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m_b - \frac{\sqrt{3}}{2} m_c \quad (3.22)$$

U_{rms} y U_{cc} son el valor eficaz de tensión de la red y el valor de la fuente de corriente continua. En esta técnica, el plano $\alpha - \beta$ se divide en doce sectores (ver Figura 18). Esto se expresa matemáticamente de la siguiente manera [15]:

$$\frac{\pi}{6} k \leq \theta_k \leq (k+1) \frac{\pi}{6}, \quad \forall k = \{0, \dots, 12\} \quad (3.23)$$

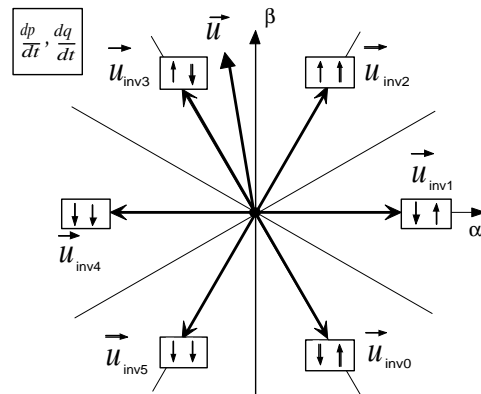
Figura 19: Plano $\alpha - \beta$ dividido en doce sectores para el algoritmo DPC-WVS



Fuente: Autores

A través de $\frac{dp}{dt}$ y $\frac{dq}{dt}$, calculadas mediante (3.20) y (3.21) respectivamente, en función de la posición del vector de tensión de la red, es posible determinar el vector de tensión del inversor que ocasione una variación determinada de la potencia activa y reactiva instantánea, encontrando la relación entre los ascensos y descensos de la potencia instantánea y los estados de conmutación del inversor. Por ejemplo, la Figura 20 muestra los comportamientos crecientes y decrecientes de la potencia instantánea en el sector θ_3 . Se observa que los comportamientos creciente y decreciente son opuestos para vectores de tensión del inversor opuestos.

Figura 20: Resultados de los cálculos de dp/dt y dq/dt en θ_3



Fuente: Autores

Cuando existan varios vectores de tensión del inversor que varíen la potencia de la misma forma, para seleccionar el vector de tensión a aplicar, se selecciona el más cercano al sector en que se encuentre el

vector de tensión de la red [17].

Además, el algoritmo DPC-WVS determina la tabla de conmutación teniendo en cuenta los efectos que causa aplicar los vectores nulos de tensión del inversor, encontrando de esta manera, una relación entre las combinaciones $S_p = 1, S_q = 1$ y $S_p = 0, S_q = 1$ con los sectores. La aplicación de los vectores nulos u_{inv6}, u_{inv7} , según (3.20) y (3.21), implica que dp/dt es siempre negativo y dq/dt es cero. Con ésto, el algoritmo DPC-WVS optimiza la tabla de conmutación, aplicando en el sector θ_k , un determinado vector de tensión del inversor que conlleve a que en el siguiente sector θ_{k+1} se aplique los vectores nulos (el más cercano al anterior estado de conmutación).

Analizando las distintas combinaciones de variaciones de potencia para los distintos sectores se obtiene la Tabla 3 de conmutación.

Tabla 3: Tabla de conmutación para el DPC sin sensores de tensión considerando doce sectores

S_p	S_q	θ_0	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}
1	0	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100
1	1	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
0	0	110	111	010	000	011	111	001	000	101	111	100	000
0	1	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001

3.2.3 Control directo de potencia mediante modulación del vector espacial (DPC-SVM, Direct Power Control Space Voltage Modulation)

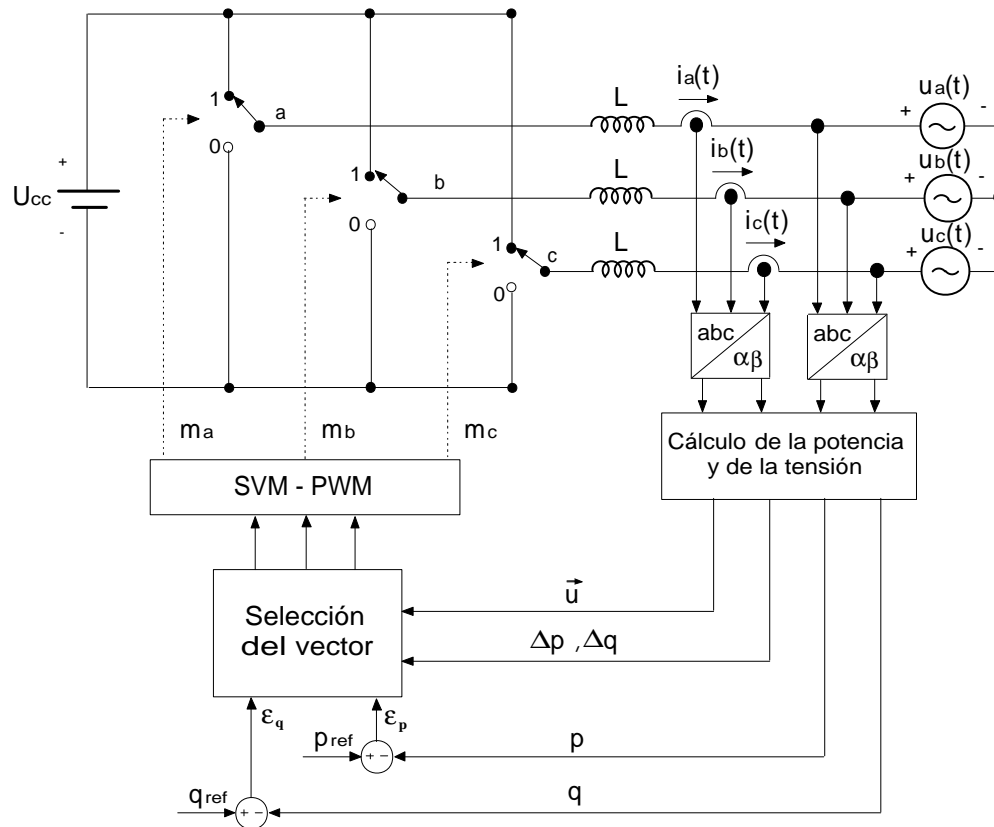
En la Figura 21, se muestra el esquema general del algoritmo de control DPC-SVM. El DPC-SVM representa un cambio en la manera de seleccionar el adecuado estado de conmutación del inversor que permita corregir los errores de potencia activa y reactiva instantánea. En este caso, los estados de conmutación son determinados mediante una función de costo ξ ; utilizando los errores cuadráticos entre la potencia instantánea calculada en el punto de conexión a la red (p y q), y la potencia instantánea de referencia (p_{ref}) y (q_{ref}).

El vector de tensión del inversor, que optimiza el flujo de potencia activa y reactiva a la red eléctrica, se obtiene, para cada periodo de conmutación, de la minimización de la función ξ , evaluando todos los posibles

vectores de tensión del inversor [20,26]. Por lo tanto, esta técnica se fundamenta en la minimización de los errores instantáneos de potencia activa y reactiva que produce cada vector de tensión del inversor aplicado, sin utilizar una tabla de conmutación, ni comparadores de histéresis; obteniendo así, una frecuencia de conmutación constante. Esta técnica determina los sectores mediante la siguiente expresión:

$$(k - 1)\frac{\pi}{3} \leq \theta_k \leq k\frac{\pi}{3}, \forall k = \{1, \dots, 6\} \quad (3.24)$$

Figura 21: Esquema del DPC-SVM



Fuente: Autores

La función de costo ξ se determina como sigue:

La ecuación del sistema eléctrico de potencia en las coordenadas $\alpha - \beta$, mostrado en la Figura 9, se puede escribir como:

$$\frac{d\vec{i}}{dt} = \frac{1}{L} (\vec{u}_{inv} - \vec{u}) \quad (3.25)$$

Discretizando la ecuación (3.25) y reemplazando la derivada por su aproximación rectangular, se calcula la corriente en el siguiente instante de tiempo n como:

$$\vec{i}(n+1) = \vec{i}(n) + \Delta\vec{i}(n) = [i_\alpha(n) + \Delta i_\alpha(n)] + j [i_\beta(n) + \Delta i_\beta(n)] \quad (3.26)$$

Donde:

$$\Delta\vec{i}(n) = \frac{T_s}{L} [\vec{u}_{inv}(n) - \vec{u}(n)] = \frac{T_s}{L} \{ [u_{inv\alpha}(n) - u_\alpha(n)] + j [u_{inv\beta}(n) - u_\beta(n)] \} \quad (3.27)$$

T_s es el tiempo de ciclo del algoritmo.

Igualmente, discretizando el vector de tensión de la red para un instante de tiempo $(n+1)$, se tiene que:

$$\vec{u}(n+1) = \vec{u}(n) + \Delta\vec{u}(n) \quad (3.28)$$

El valor \vec{u}_n en tiempos cortos, como en un periodo de conmutación, es constante; entonces, es posible asumir que $\Delta\vec{u}(n) \approx 0$, luego y tanto, la ecuación anterior se reescribe como:

$$\vec{u}(n+1) = \vec{u}(n) = [u_\alpha(n) + ju_\beta(n)] \quad (3.29)$$

De la definición de potencia instantánea en la ecuación (2.8), las potencias activa y reactiva instantáneas para el próximo periodo de conmutación puede ser expresado como:

$$p(n+1) = u_\alpha(n+1)i_\alpha(n+1) + u_\beta(n+1)i_\beta(n+1) \quad (3.30)$$

$$q(n+1) = u_\beta(n+1)i_\alpha(n+1) - u_\alpha(n+1)i_\beta(n+1) \quad (3.31)$$

Reemplazando las ecuaciones (3.26), (3.29) en (3.30) y (3.31) se obtiene las potencias activa y reactiva instantáneas en términos de $\Delta i_\alpha(n)$ y $\Delta i_\beta(n)$ como sigue:

$$p(n+1) = \underbrace{u_\alpha(n)i_\alpha(n) + u_\beta(n)i_\beta(n)}_{p(n)} + \underbrace{u_\alpha(n)\Delta i_\alpha(n) + u_\beta(n)\Delta i_\beta(n)}_{\Delta p(n)} \quad (3.32)$$

$$q(n+1) = \underbrace{u_\beta(n)i_\alpha(n) - u_\alpha(n)i_\beta(n)}_{q(n)} + \underbrace{u_\beta(n)\Delta i_\alpha(n) - u_\alpha(n)\Delta i_\beta(n)}_{\Delta q(n)} \quad (3.33)$$

Donde $\vec{s}(n) = p(n) + jq(n)$ es la potencia aparente instantánea calculada en el punto de conexión a la red y $\Delta\vec{s}(n) = \Delta p(n) + j\Delta q(n)$ es la variación de la potencia instantánea debida a los cambios de corriente,

que, según la ecuación (3.27), son proporcionales a los vectores del tensión del inversor.

$\Delta \vec{s}(n)$ se expresa en función del vector de tensión del inversor, mediante la ecuación (3.27) como:

$$\begin{aligned}\Delta p_n &= \frac{T_s}{L} [u_\alpha(n)u_{\alpha inv}(n) + u_\beta(n)u_{\beta inv}(n) - \vec{u}_\alpha^2(n) - \vec{u}_\beta^2(n)] \\ \Delta q_n &= \frac{T_s}{L} [u_\beta(n)u_{inv\alpha}(n) - u_\alpha(n)u_{inv\beta}(n)]\end{aligned}\quad (3.34)$$

Entonces la función de costo ξ_n se define como la suma de los errores cuadráticos entre la potencia instantánea calculada ($p(n)$) y ($q(n)$) y la de referencia (p_{ref}) y (q_{ref}) [20, 26], como se muestra a continuación:

$$\xi_n = k_p [\varepsilon_p - \Delta p(n)]^2 + k_q [\varepsilon_q - \Delta q(n)]^2, \quad \forall i = \{0, \dots, 6\} \quad (3.35)$$

Donde k_p y k_q , son utilizados para controlar el rizado de las señales simuladas; i son los vectores tensión del inversor; ε_p y ε_q son los errores en la potencia activa y reactiva instantánea, definidas como:

$$\begin{aligned}\varepsilon_p &= p_{ref} - p(n) \\ \varepsilon_q &= q_{ref} - q(n)\end{aligned}\quad (3.36)$$

El vector de tensión resultante del inversor es determinado por medio de la función de costo ξ_n aplicada a cada vector de tensión del inversor. Escogiendo finalmente el vector que minimice ξ_n [20].

Por otro lado, este algoritmo utiliza la técnica SVM, para obtener vectores adicionales de tensión del inversor, proporcionando una mayor rango dinámico y reducción de la distorsión armónica total las corrientes trifásicas de línea [20].

Los vectores adicionales de tensión del inversor trifásico \vec{u}_{inv8} , \vec{u}_{inv9} , \vec{u}_{inv10} , \vec{u}_{inv11} , \vec{u}_{inv12} y \vec{u}_{inv13} , se determinan como el promedio lineal de los vectores básicos $(1, e^{j\frac{2\pi}{3}}, e^{j\frac{4\pi}{3}})$ producidos por el inversor. Con la expresión (3.37) se calcula los vectores en el sector k en el plano $\alpha - \beta$, ver Figura 22, obteniendo una reducción en el rizado de la corriente y en los errores de potencias activa y reactiva instantánea [26].

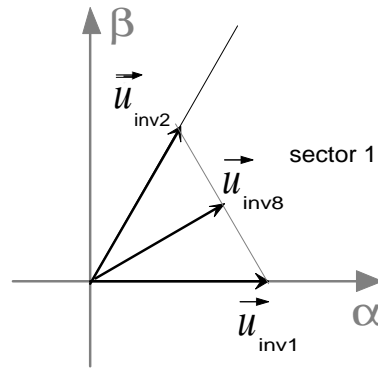
$$\vec{u}_{inv(k+1)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\alpha_a e^{j\frac{\pi}{3}(k-1)} + \alpha_b e^{j\frac{\pi}{3}(k)} + \alpha_c \cdot 0 \right], \quad \forall k = \{1, \dots, 6\} \quad (3.37)$$

Donde α_a , α_b , α_c son los ciclos de trabajo de los tres vectores espaciales de tensión del inversor disponibles en cada zona, donde $\alpha_a + \alpha_b + \alpha_c = 1$ [26].

Un ejemplo ilustrativo, puede mostrar la utilización de la ecuación (3.37), como se muestra a continuación:

Se desea obtener un nuevo vector de tensión del inversor llamado \vec{u}_{inv8} , cuya posición en el espacio sea justo en la mitad del sector 1, como se muestra en la Figura 22. Por lo tanto, de esta figura se deduce que el nuevo vector \vec{u}_{inv8} debe tener una magnitud igual a $\sqrt{2}/2$ y un ángulo de $\pi/6$ radianes. Aplicando la ecuación (3.37) se hace el siguiente planteamiento matemático:

Figura 22: Esquema ilustrativo para la generación del vector \vec{u}_{inv8}



Fuente: Autores

Con el fin de obtener una amplitud máxima en el nuevo vector, se considera que $\alpha_c = 0$ [20]. Es el sector 1 donde se encuentra el nuevo vector, por lo tanto, $k = 1$. Entonces,

$$\frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\frac{\pi}{6}} = \sqrt{\frac{2}{3}} [\alpha_a e^{j0} + \alpha_b e^{j\frac{\pi}{3}}]$$

Desarrollando la ecuación anterior:

$$\left(\frac{\sqrt{6}}{4} + \frac{\sqrt{2}}{4} j \right) = \alpha_a \cdot \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \right) + \alpha_b \cdot \left(\frac{\sqrt{6}}{6} + \frac{\sqrt{2}}{2} j \right)$$

Separando por componentes, tenemos:

$$\frac{\sqrt{6}}{4} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \alpha_a + \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \alpha_b \quad (3.38)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{4} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \alpha_b \quad (3.39)$$

De (3.39) tenemos:

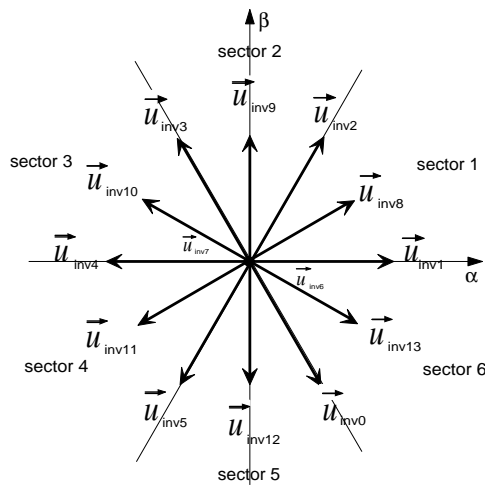
$$\alpha_b = \frac{1}{2} \quad (3.40)$$

Reemplazando (3.40) en (3.38), obtenemos el valor de α_a :

$$\alpha_a = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{2}{6}\right) = \frac{1}{2} \quad (3.41)$$

De esta forma, se incrementa la cantidad de vectores que disponemos en el DPC-SVM para la minimización de la ecuación (3.35). Para ($k = 1..6$) y considerando que los ciclos de trabajo α_a y α_b sean iguales a $1/2$ y $\alpha_c = 0$, se obtienen ocho vectores a catorce vectores $\vec{u}_{inv8}... \vec{u}_{inv13}$ disponibles en la salida del inversor trifásico ubicados en un plano $\alpha - \beta$ dividido en seis sectores, como se muestra en la Figura 23.

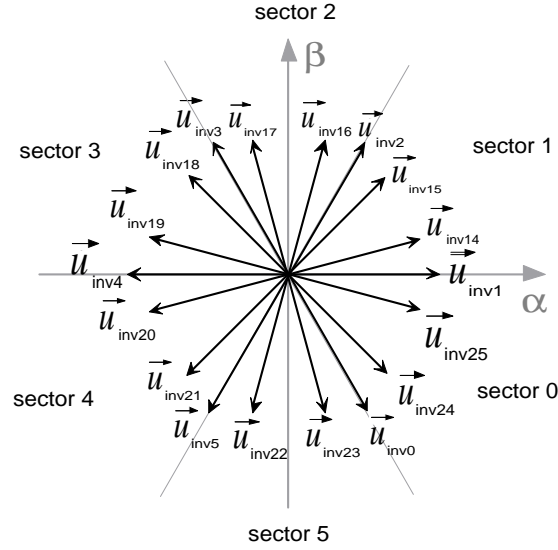
Figura 23: Ubicación de los 8 vectores de tensión en el espacio $\alpha - \beta$ para DPC-SVM



Fuente: Autores

Sin embargo, el aporte obtenido en la DPC-SVM, es la utilización de veinticinco vectores de tensión para el inversor trifásico. Para ello, se necesita dos nuevas expresiones que representen las combinaciones lineales de estos nuevos vectores. Una combinación para los vectores pares \vec{u}_{inv14} , \vec{u}_{inv16} , \vec{u}_{inv18} , \vec{u}_{inv20} y \vec{u}_{inv22} , y otra para los vectores impares \vec{u}_{inv15} , \vec{u}_{inv17} , \vec{u}_{inv19} , \vec{u}_{inv21} , y \vec{u}_{inv23} . Como se muestra en la Figura 24.

Los ciclos de trabajo para obtener los vectores pares son diferentes con respecto a los ciclos de trabajo de los vectores impares. Como se realizó en el planteamiento anterior para deducir los ciclos de trabajo,

Figura 24: Ubicación de los 25 vectores de tensión en el espacio $\alpha - \beta$ para DPC-SVM


Fuente: Autores

el análisis matemático es:

Por ejemplo, se desea encontrar el vector \vec{u}_{inv14} , se debe considerar que está ubicado en el sector 1 (θ_1) con un ángulo de $\pi/12$ radianes, respectivamente. Tan sólo con el cálculo del vector \vec{u}_{inv14} es suficiente para deducir el valor de los ciclos de trabajo, debido a que son los mismos para todos. Entonces,

$$(-1 + \sqrt{3}) e^{j \frac{\pi}{12}} = \sqrt{\frac{2}{3}} [\alpha_a \cdot e^{j0} + \alpha_b \cdot e^{j \frac{\pi}{3}}]$$

En coordenadas cartesianas:

$$\left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{-\sqrt{6} + 2\sqrt{2}}{2} j \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \alpha_a + \left(\frac{\sqrt{6}}{6} + \frac{\sqrt{2}}{2} j \right) \cdot \alpha_b$$

Separando por componentes, tenemos:

$$\frac{\sqrt{2}}{2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \alpha_a + \frac{\sqrt{6}}{6} \alpha_b \quad (3.42)$$

$$\frac{-\sqrt{6} + 2\sqrt{2}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha_b \quad (3.43)$$

De (3.43) tenemos:

$$\alpha_b = \frac{-\sqrt{6} + 2\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 2 - \sqrt{3} \quad (3.44)$$

Reemplazando (3.44) en (3.42), obtenemos el valor de α_a :

$$\alpha_a = \sqrt{3} - 1 \quad (3.45)$$

Entonces $\alpha_a = \sqrt{3} - 1$, $\alpha_b = 2 - \sqrt{3}$ y $\alpha_c = 0$. De la misma forma, para los vectores impares, por ejemplo, en la obtención del vector \vec{u}_{inv15} , se obtiene lo siguiente $\alpha_a = 2 - \sqrt{3}$, $\alpha_b = \sqrt{3} - 1$ y $\alpha_c = 0$.

Las nuevas deducciones de la ecuaciones para encontrar los vectores pares e impares de \vec{u}_{inv14} a \vec{u}_{inv23} son como se muestra a continuación:

$$\vec{u}_{inv(2k+12)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\alpha_a e^{j\frac{\pi}{3}(k-1)} + \alpha_b e^{j\frac{\pi}{3}(k)} + \alpha_c \cdot 0 \right], \quad \forall k = \{1, \dots, 6\} \quad (3.46)$$

$$\vec{u}_{inv(2k+11)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\alpha_a e^{j\frac{\pi}{3}(k-1)} + \alpha_b e^{j\frac{\pi}{3}(k)} + \alpha_c \cdot 0 \right], \quad \forall k = \{1, \dots, 6\} \quad (3.47)$$

3.3 Análisis comparativo de los algoritmos de control directo de potencia

El análisis comparativo entre las estrategias de control C-DPC, DPC-WSV y DPC-SVM se realizó mediante simulaciones realizadas en el software PSIM, con el fin de evaluar el uso del algoritmo DPC en la regulación de la entrega de potencia activa y reactiva instantánea en inversores trifásicos conectados a la red eléctrica.

Los principales parámetros eléctricos del circuito de potencia y los datos de control son dados en la Tabla 4.

Tabla 4: Parámetros utilizados en la simulación

Tensión CC	$U_{cc} = 500$ [V]
Frecuencia de muestreo	$f_s = 20$ [kHz]
Inductancia del filtro	$L = 50$ [mH]
Frecuencia del sistema	$f = 60$ [Hz]
Tensión de la red	$U_{RMS} = 120$ [V]

Consideraciones con respecto al convertidor electrónico de potencia, las técnicas de control y la red eléctrica:

- Se considera una tensión trifásica balanceada y sin distorsión, de valor eficaz $U_{rms} = 120$ [V_{rms}], a una frecuencia de 60 [Hz].

- Los dispositivos semiconductores del inversor trifásico son modelados como interruptores ideales.
- La frecuencia de muestreo se establece en 20 [kHz] para los algoritmos basados en el DPC.
- Las simulaciones de la técnica DPC-SVM se realizaron utilizando veinticinco vectores espaciales de tensión del inversor.
- En técnica DPC-WSV, para la determinación de las potencias activa y reactiva instantánea, el calculo de las derivadas de las corrientes de línea se realizaron a una frecuencia 10 veces mayor que la frecuencia de muestreo, evitando el calculo al momento de la conmutación.
- La tensión en el lado de continua se debe establecer de tal manera que sea mayor al valor máximo de la tensión de línea de la red eléctrica, para asegurar la inyección de corrientes en la misma [2,3]. Un criterio que cumple con este propósito esta dado en [2] es:

$$U_{cc} \geq 3\sqrt{\frac{3}{2}} U_{rms} \quad [\text{V}] \quad (3.48)$$

Donde U_{cc} es la tensión en el lado de continua. Por lo tanto, se tiene para nuestro caso que $U_{cc} \geq 441$ [V]. Se toma un valor de U_{cc} por encima de este valor e igual a 500 [V].

- La inductancia de acople de filtro de conexión debe establecerse de tal manera que la corriente varíe con una rapidez adecuada para alcanzar la señal de referencia. El incremento o decremento máximo al que podría estar expuesta la corriente que inyecta el inversor en un periodo de conmutación se puede estimar asumiendo una modulación delta dado por [2]:

$$\Delta i = \frac{1}{f_s L} \left(\frac{U_{cc}}{2} + \sqrt{2} U_{rms} \right) \quad (3.49)$$

De esta manera, para una tensión en el lado de continua de 500 [V] y una tensión eficaz de 120 [V] se tiene [2]:

$$\frac{\Delta i}{T_s} = \frac{420}{L} \quad (3.50)$$

Partiendo de la ecuación (3.50), para obtener una variación máxima de corriente de 2 [A] a una frecuencia de conmutación de 20 [kHz], se requiere una inductancia de 42 [mH], por tal motivo se selecciona un valor de $L = 50$ [mH] [2,3].

Resultados de simulación

En primera instancia, se determinó el desempeño de las tres estrategias de control basadas en DPC, en el seguimiento de las referencias de potencias activa y reactiva instantánea y en la calidad de las señales de

corriente inyectadas; para cuatro modos diferentes de operación. Para esto, se calculó el tiempo de subida para alcanzar el 90 % de la referencia y se determinó el contenido armónico de la corriente inyectada a la red a través de la distorsión armónica total (THD, Total harmonic Distortion)

Los casos de análisis son los siguientes:

- Caso 1. Este caso se presenta entre $0 < t < 0,05$ [s], las potencias activa y reactiva de referencia son 1000 [W] y 0 [VAR], respectivamente.
- Caso 2. Este caso se presenta entre $0,05 < t < 0,1$ [s], las potencias activa y reactiva de referencia son 1000 [W] y -400 [VAR], respectivamente.
- Caso 3. Este caso se presenta entre $0,1 < t < 0,15$ [s], las potencias activa y reactiva de referencia son 1500 [W] y -400 [VAR], respectivamente.
- Caso 4. Este caso se presenta entre $0,15 < t < 0,2$ [s], las potencias activa y reactiva de referencia son 1500 [W] y 500 [VAR], respectivamente.

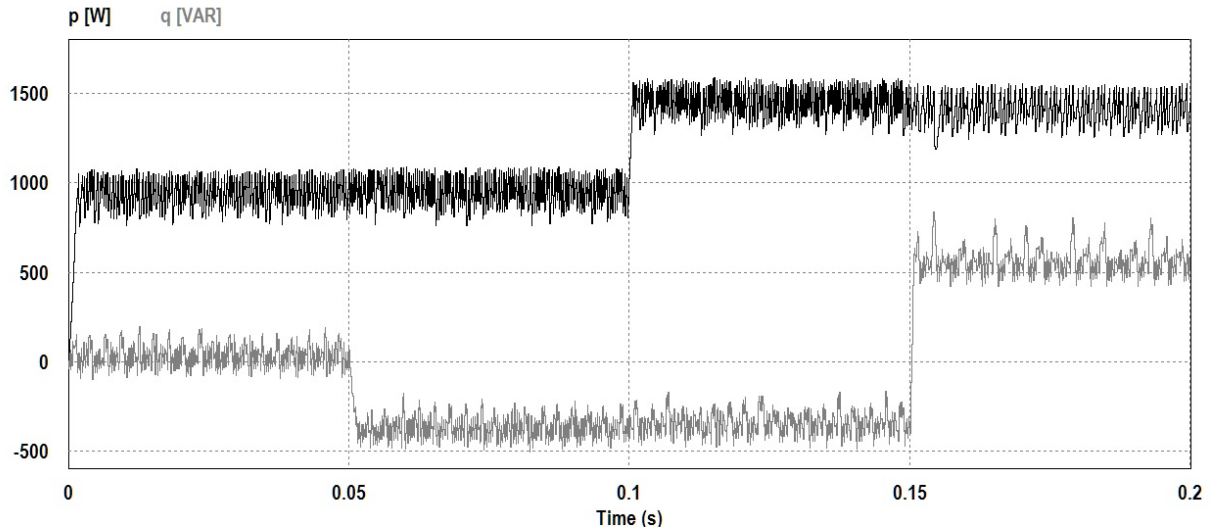
Los resultados obtenidos muestran el buen funcionamiento de los algoritmos basados en DPC para diferentes modos de operación, como se muestra en las Figuras 25, 26 y 27.

En el caso 1 se muestra como el VSI entrega sólo potencia activa instantánea, pues es ajustado a una referencia de 1000 [W] sin aporte de reactiva. En el caso 2 se muestra el VSI entrega potencias activa y reactiva instantánea, siguiendo una referencia de potencia activa instantánea de 1000 [W] y una de potencia reactiva instantánea de -400 [VAR], respectivamente. En el caso 3 el VSI sigue recibiendo igual potencia instantánea reactiva que en el caso anterior, pero esta vez, aumenta el aporte de potencia instantánea activa a la red siguiendo una referencia de 1500 [W]. En el caso 4 la potencia activa instantánea entregada por el VSI se mantiene constante, pero se produce un cambio brusco en la potencia reactiva instantánea, pasa de recibir a entregar potencia reactiva instantánea, con una referencia de 400 [VAR]. Como se observa en 25, 26 y 27, la estrategia DPC-SVM presenta mejor seguimiento de potencia, debido que el rizado es menor con respecto a las obtenidas con las estrategias C-DPC y DPC-WSV. Ésto se debe a que el algoritmo DPC-SVM utiliza mas vectores espaciales de tensión del inversor, con lo que puede realizar cambios mas precisos de potencia que conlleven a la minimización del error. Sin embargo, ésto genera un alto costo computacional, debido a que el DPC-SMV valúa la función de costo, para los veinticinco vectores de tensión, en cada periodo de conmutación.

Con el fin de evaluar la rapidez de las técnicas en estudio, se encontró la Tabla 5, donde se encuentran los tiempos que tardan cada técnica en alcanzar el 90 % de la referencia, para diferentes casos. Según esta

tabla, las tres técnicas estudiadas son rápidas, tardan casi una décima parte del período de tensión de la red, verificando así, su buen desempeño en este tipo de aplicación. Además, según esta tabla las técnicas DPC-WSV y DPC-SVM son mas rápidas que C-DPC.

Figura 25: Resultados de potencia activa y reactiva instantánea obtenidos por el algoritmo C-DPC



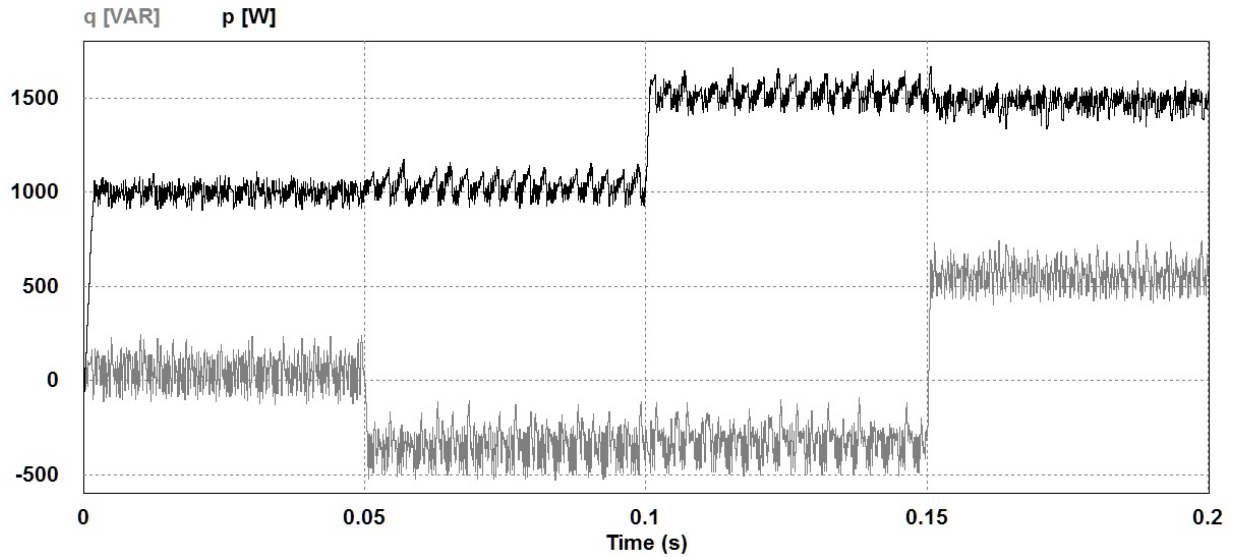
Fuente: Autores

Tabla 5: Tiempos de subida para cuatro modos diferentes de operación en la potencia activa y reactiva instantánea

Potencia activa y reactiva	Tiempo de subida t_s [ms]		
	C-DPC	DPC-WVS	DPC-SVM
De 0 [W] a 1000 [W]	1,7497	1,8995	1,4989
De 1000 [W] a 1500 [W]	1,0059	0,9059	0,9059
De 0 [VAR] a -400 [VAR]	1,543	0,5990	0,8986
De -400 [VAR] a 500 [VAR]	0,6498	0,5485	0,4986

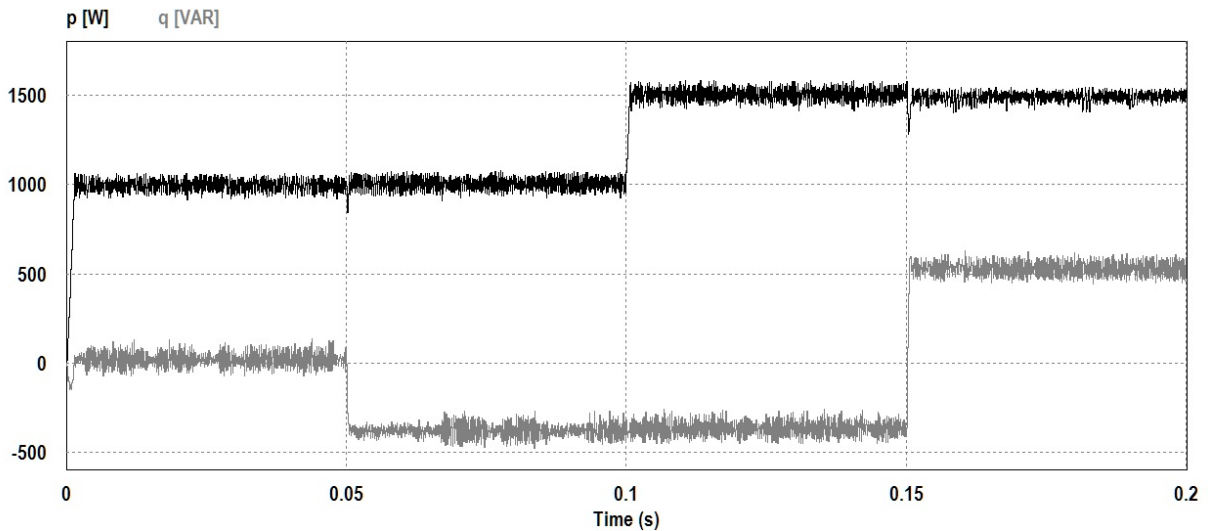
Las Figuras 29, 31, 30 se muestran los resultados de la corriente de línea, en los casos anteriores, para las tres estrategias en estudio. En estas se observa que las corrientes inyectadas por el VSI son sinusoidales a la frecuencia de la red, con un pequeño rizado debido a la conmutación del inversor y a la estrategia considerada; el cambio de fase brusco en $t = 0,15[s]$ se debe al cambio brusco instantáneo en la referencia de potencia reactiva. También, se observa que en el caso 1, cuando el VSI entrega solo potencia activa instantánea a la red, la tensión de fase de la red (ver Figura 28), está en fase con la corriente de línea

Figura 26: Resultados de potencia activa y reactiva instantánea obtenidos por el algoritmo DPC-WSV



Fuente: Autores

Figura 27: Resultados de potencia activa y reactiva instantánea obtenidos por el algoritmo DPC-SVM



Fuente: Autores

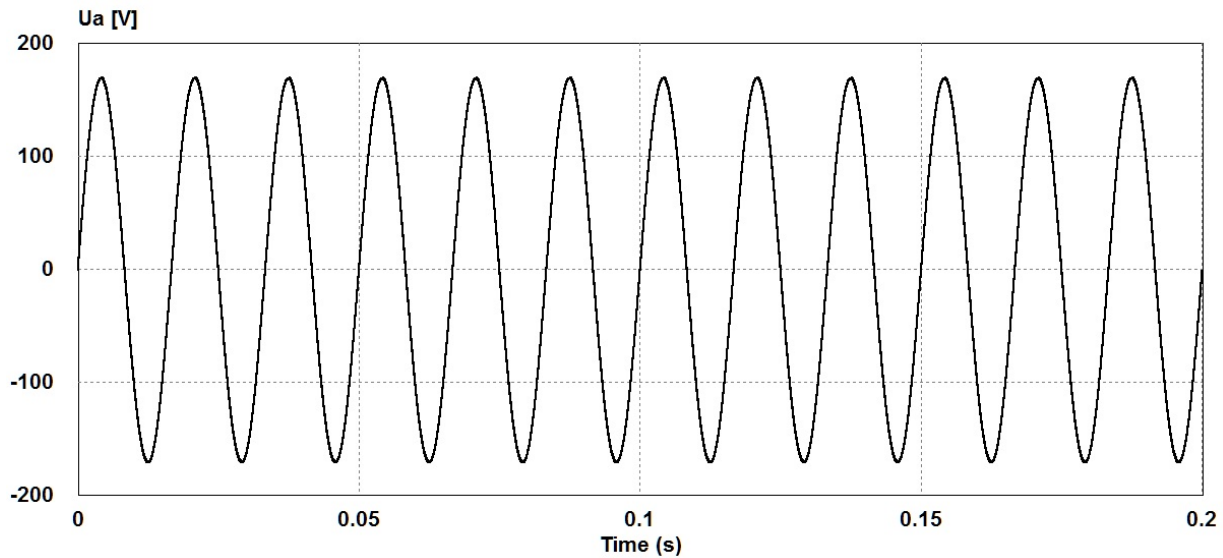
inyectada.

La distorsión armónica total de la corriente de línea inyectada por el inversor en cada técnica de control para las diferentes referencias de potencias consideradas, son mostradas en la Tabla 6, donde se observa

que la mejor técnica presentada es la DPC-SVM debido a que presenta la menor cantidad de distorsión armónica total en los cuatro casos.

La menor THD obtenida es igual a 3,02 % y se presenta cuando el VSI está aportando tanto potencia activa como potencia reactiva a la red, generando corrientes sinusoidales a la frecuencia de la red, con un pequeño rizado debido a la conmutación del inversor y a la estrategia considerada.

Figura 28: Resultados de tensión de fase



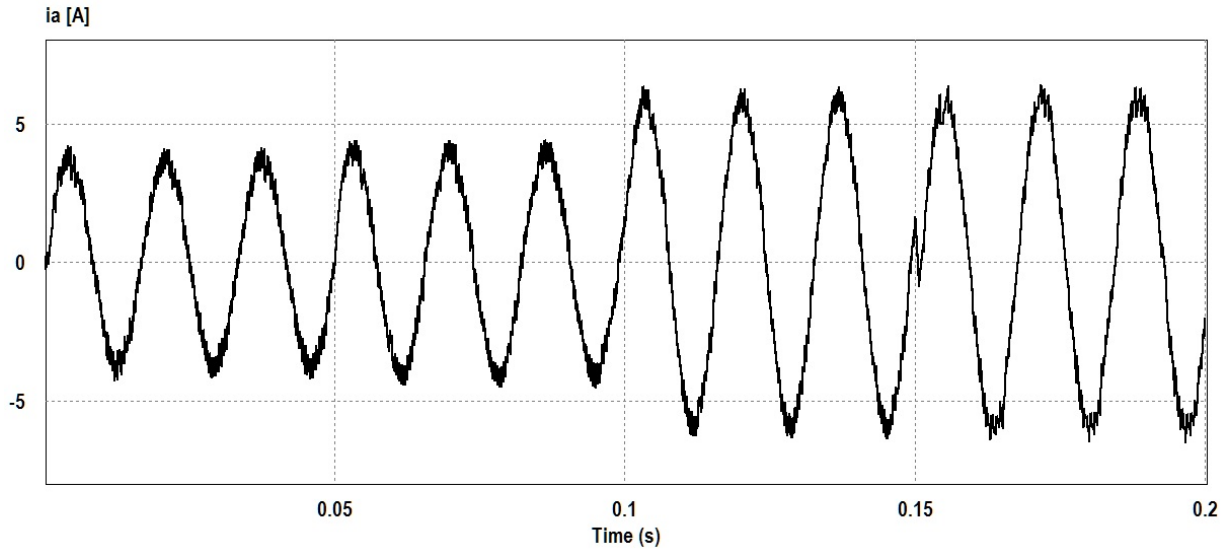
Fuente: Autores

Tabla 6: Distorsión armónica total de la corriente de línea

Algoritmos	P=1000 [W]; Q=0 [VAR] $0s < t \leq 0.05s$	P=1000 [W]; Q=-400 [VAR] $0.05s < t \leq 0.1s$	P=1500 [W]; Q=0 [VAR] $0.1s < t \leq 0.15s$
	THD [%]	THD [%]	THD [%]
C-DPC	9,66	8,88	8,88
DPC-WVS	8,82	8,43	8,43
DPC-SVM	3,90	3,86	3,86

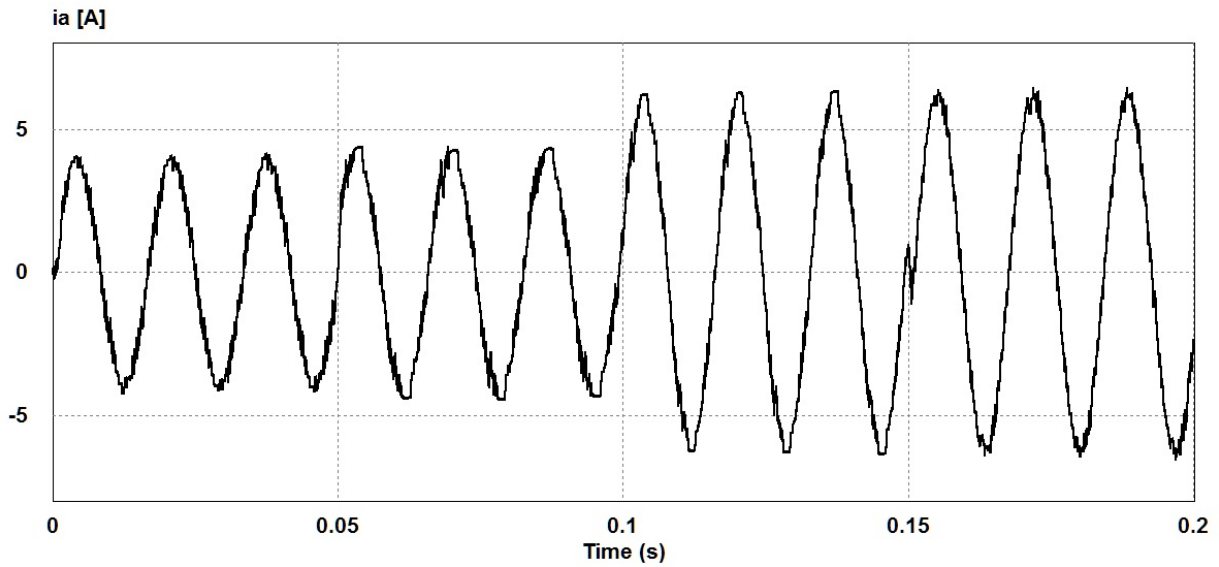
Seguimiento de la referencia de potencia activa y reactiva instantánea

Figura 29: Resultados de corriente de línea obtenidos del algoritmo C-DPC



Fuente: Autores

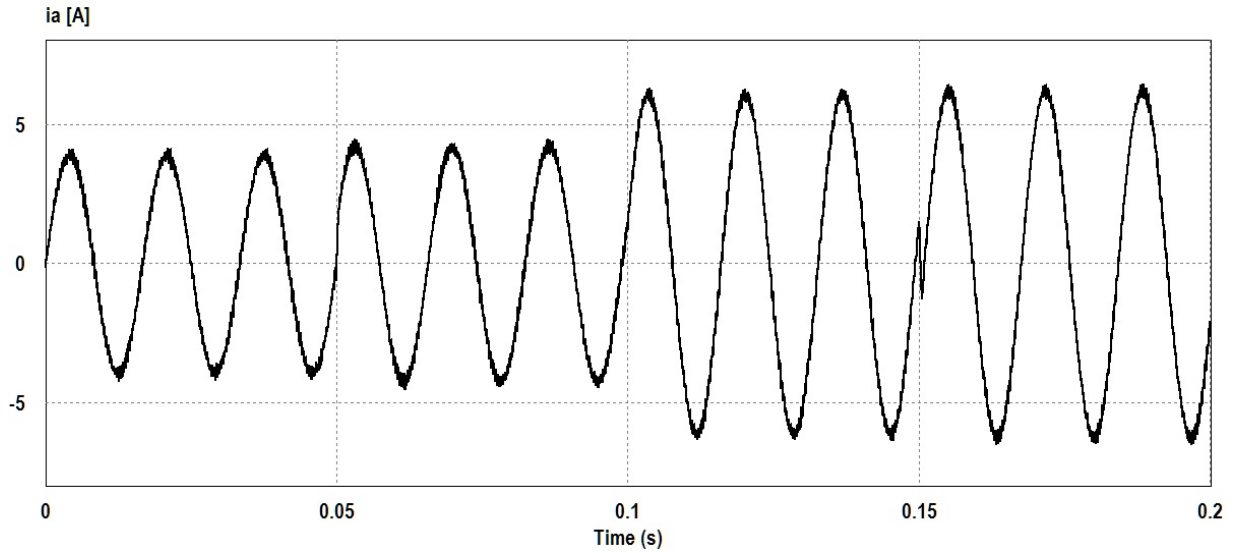
Figura 30: Resultados de corriente de línea obtenidos del algoritmo DPC-WSV



Fuente: Autores

Con el fin de verificar la aplicación, de las técnicas de control estudiadas, en el control de la potencia inyectada a la red, se examinan los errores de potencia. En este caso, las referencias de potencias activa

Figura 31: Resultados de corriente de línea obtenidos del algoritmo DPC-SVM



Fuente: Autores

y reactiva instantánea se ajustaron a 1500 [W] y 600 [VAR].

Los criterios de comparación son el máximo error instantáneo de estado estable (EEE) y el error medio cuadrático ($Erms$), los cuales se calculan a partir de las siguientes ecuaciones [3]:

$$EEE_p = p(t) - p(t)_{ref}, \quad EEE_q = q(t) - q(t)_{ref} \quad (3.51)$$

$$Erms_p = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [p(t) - p(t)^*]^2 dt}, \quad Erms_q = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [q(t) - q(t)^*]^2 dt} \quad (3.52)$$

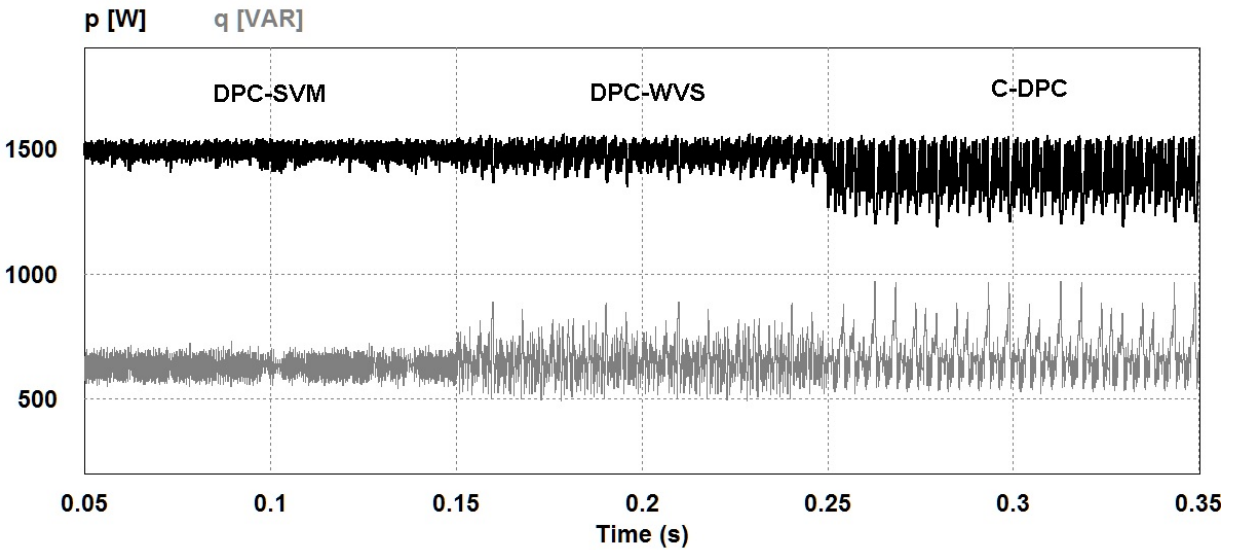
Donde EEE_p , EEE_q es el error instantáneo y $Erms_p$, $Erms_q$ es el error medio cuadrático de la potencia activa y reactiva instantánea, respectivamente.

La Figura 32 muestra cómo las técnicas estudiadas siguen, en estado estable, las referencias de potencia activa y reactiva instantánea. En ésta se observa que la técnica DPC-SVM presenta el mejor seguimiento de potencia, con un menor rizado con respecto a las otras. Esto se debe a que, el algoritmo DPC-SVM aplica el vector de tensión del inversor, entre veinticinco, que genera el menor error cuadrático de potencia

activa y reactiva instantáneo; mientras que las técnicas C-DPC y DPC, aplican el vector de tensión del inversor que reduce el error mediante una tabla de conmutación previamente programada.

En la Tabla 7 se muestran los EEE y Erms de potencia activa y reactiva, para las referencia antes descritas. En ésta se confirma que la técnica DPC-SVM es la que presenta el menor error de potencia instantánea, cerca de un tercio que la C-DPC y el la mitad que DPC-WVS. Asimismo se observa que la técnica DPC-WVS presenta menores errores de potencia instantánea que la C-DPC.

Figura 32: Resultados al usar el C-DPC, el DPC-WVS y el DPC-SVM para seguir una referencia constante de potencia activa y reactiva instantánea con $f_s = 20$ [kHz]



Fuente: Autores

Tabla 7: Comparativa de errores

Algoritmos	Error máximo instantáneo		Error medio cuadrático	
	EEE _p [W]	EEE _q [VAR]	Erms _p [W]	Erms _q [VAR]
C-DPC	306,29	371,37	142,45	117,57
DPC-WVS	165,84	275,31	51,14	95,85
DPC-SVM	91,08	129,73	26,23	51,82

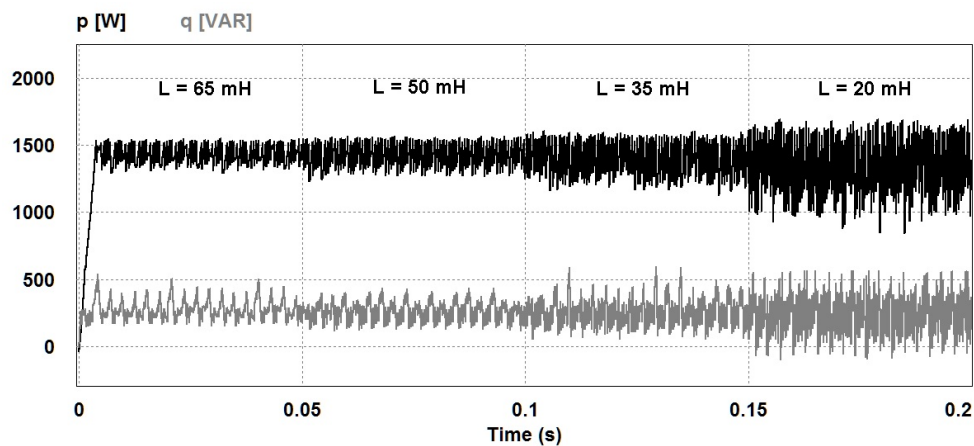
Variación de parámetros

Debido a que el filtro de conexión es un parámetro importante que influye en el comportamiento y

en el rendimiento de los algoritmos estudiados, el objetivo de esta sección es valorar los algoritmos cuando se les varían la inductancia del filtro, y así evaluar su robustez y sensibilidad. Para esto, las referencias de potencia activa y reactiva instantánea se ajustaron a 1500 [W] y 600 [VAR]; y las inductancias se configuraron 130 %, 70 %, 40% la inductancia inicial (50 mH).

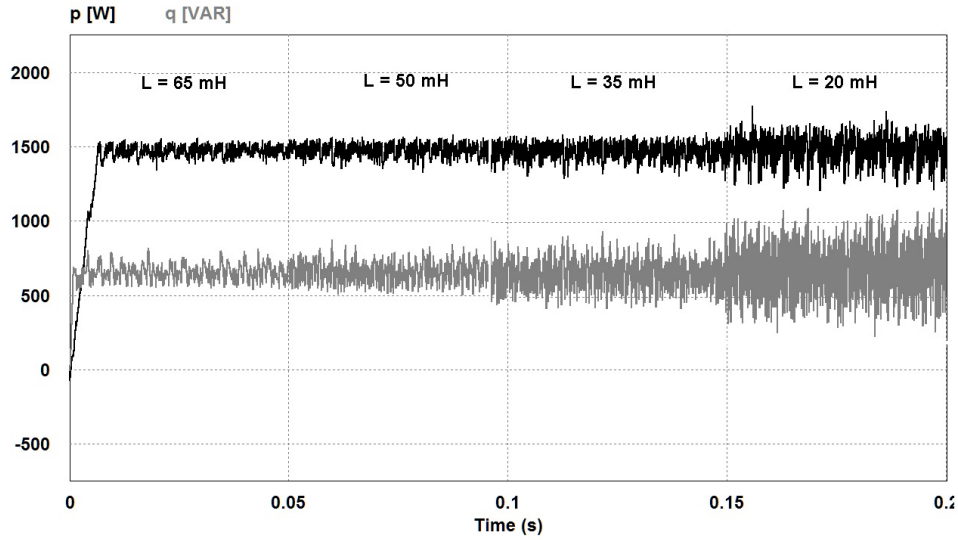
En las Figuras 33, 34 y 35 muestra los resultados obtenidos, para el algoritmo C-DPC, DPC-WSV y DPC-SVM, respectivamente. En éstas, se observa que la variación del valor de la inductancia se refleja como una variación del rizado de potencia instantánea, siendo la técnica DPC-SVM la que presenta menor rizado de potencia, activa y reactiva instantánea, y C-DPC la que presenta el mayor rizado. La técnica DPC-SVM es muy sensible a cambios de los parámetros, debido a que ésta determina la potencia instantánea y el vector de tensión de la red, en función de la inductancia del filtro de conexión.

Figura 33: Resultados de potencia activa y reactiva instantánea al variar la inductancia en el algoritmo C-DPC



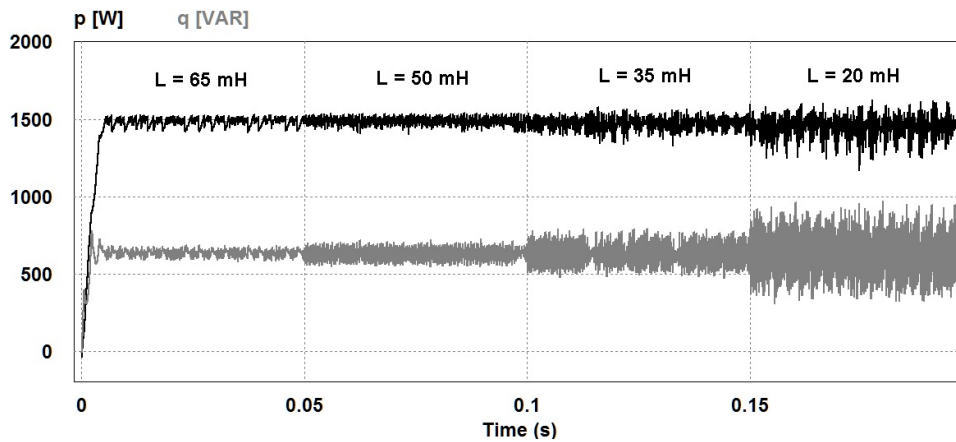
Fuente: Autores

Figura 34: Resultados de potencia activa y reactiva instantánea al variar la inductancia en el algoritmo DPC-WVS



Fuente: Autores

Figura 35: Resultados de potencia activa y reactiva instantánea al variar la inductancia en el algoritmo DPC-SVM



Fuente: Autores

Conclusiones y futuros desarrollos

En este capítulo se presentan las principales conclusiones y observaciones de esta tesis de maestría, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan los proyectos de investigación, proyectos dirigidos y publicaciones realizadas durante la ejecución de esta tesis.

4.1 Conclusiones y observaciones

- En este trabajo se presentó un análisis comparativo entre tres técnicas basadas en el algoritmo DPC. De acuerdo a los resultados de simulación, las tres técnicas presentaron un buen seguimiento de la potencia instantánea de referencia y una buena calidad de corriente inyectada (bajo THD). Los resultados presentados anteriormente muestran que la técnica de DPC-SVM es una buena opción para el control de las potencias activas y reactivas instantáneas de los sistemas de VSI conectadas a la red, ya que presenta un mejor comportamiento en comparación con los otros dos controladores. El buen comportamiento puede ser debido al aumento en la cantidad de vectores sintetizados. Sin embargo, este algoritmo requiere un aumento del costo computacional.
- En este trabajo se evaluó el algoritmo DPC aplicado a inversores trifásicos, con el fin de regular la entrega de potencia activa y reactiva instantánea en el punto de conexión del inversor a la red eléctrica, demostrando una buena y sencilla opción para adecuar energías a partir de fuentes renovables a la red eléctrica. Se mostró que a diferencia de las técnicas convencionales aplicadas a este tipo de aplicación, no requiere lazos de control de corriente, ni bloque modulador; y es posible implementarla sin ningún sensor de tensión del lado de AC.
- El tamaño del filtro de conexión está relacionado con el rizado en de corriente de línea inyectada por el VSI, y por consiguiente con error las potencias instantánea, por lo cual la elección del valor de su inductancia influirá en el rendimiento de las técnicas de control basadas en DPC.
- Las técnicas C-DPC y DPC-WSV, son muy rápidas computacionalmente hablando, debido a que el vector espacial del inversor se escoge a partir de una tabla de conmutación preexistente en función de la zona espacial del vector de la tensión de la red y los errores de potencia instantánea. Mientras que por el contrario, la técnica DPC-SVM requiere un incremento de los tiempos computacionales requeridos, debido a que esta técnica evalúa todos los vectores posibles del inversor en cada periodo de conmutación, aplicando el vector que minimice la función de costo.
- La técnica DPC-WSV determina la potencia instantánea sin sensores de tensión de AC. La potencia instantánea es estimada a partir de las derivadas de las corrientes trifásicas de línea. Lo cual, hace que ésta sea muy sensible a los cambios de los parámetros como se observó en las simulaciones.

4.2 Futuros trabajos

A continuación se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación:

- Implementación de un simulador en tiempo real del algoritmo DPC.

- Analizar el funcionamiento del DPC aplicado a inversores con topologías de convertidor multinivel.
- Analizar el DPC ante tensiones de la red no ideales.
- Estudiar y simular el DPC incluyendo funciones de filtrado activo.
- Analizar el DPC considerando un filtro de conexión (LCL).

4.3 Publicaciones realizadas

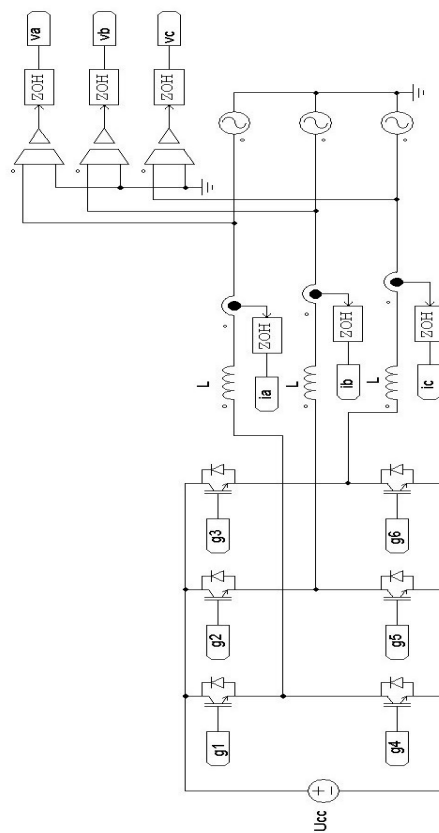
Publicaciones en congresos

- N. Mendoza, J. Pardo, M. Mantilla, J. Petit. “A Comparative Analysis of Direct Power Control Algorithms for Three-Phase Power Inverters”. IEEE Power Energy Society General Meeting, Vancouver, British, Columbia, Canada 2013. (Aceptado)

Esquemáticos de simulación

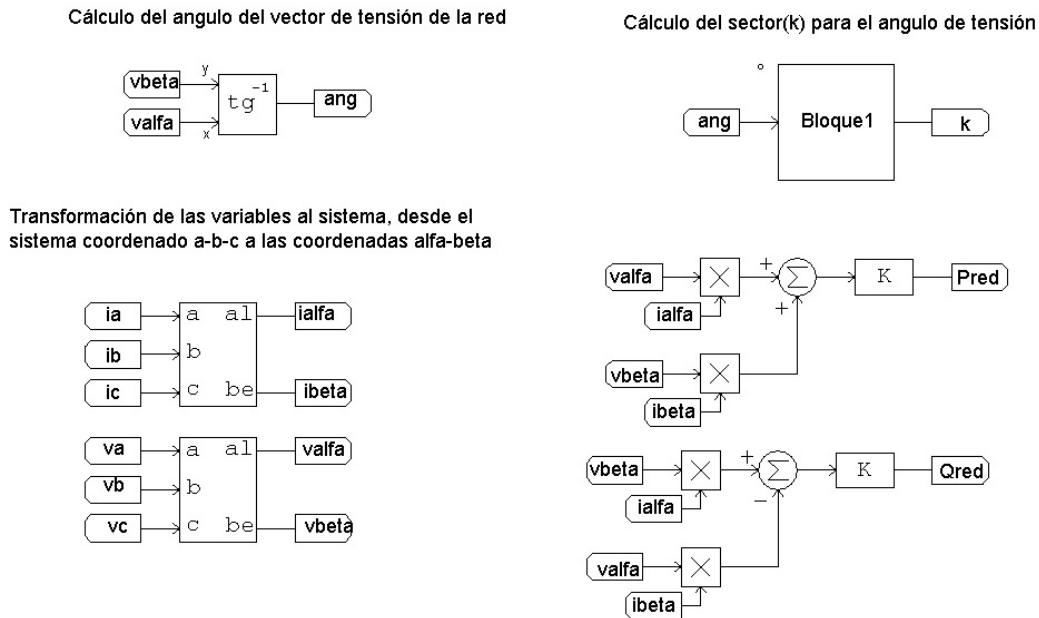
A.1 Esquemático del C-DPC

Figura A.1: Esquema en PSIM del algoritmo C-DPC



Fuente: Autores

Figura A.2



Fuente: Autores

En la Figura A.2, se observa la forma como calcular el sector θ_k en el algoritmo C-DPC. Este cálculo se realiza por medio del bloque1. Cuya entrada x_1 es el ángulo del vector de tensión de la red y salida y_1 es el sector. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque1:

```

double T;
// sector1
if((x1>0) && (x1<60))
{
y1=1;
}
//sector2
if((x1>60) && (x1<120))
{
y1=2;
}
//sector3
if((x1>120) && (x1<180))

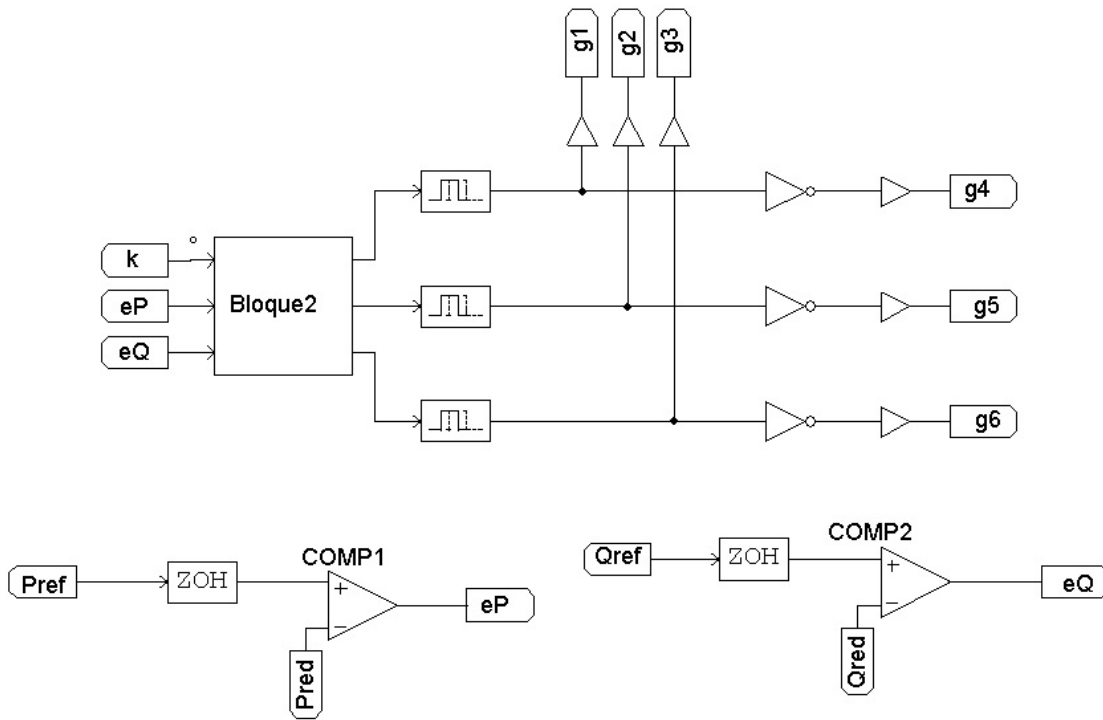
```

```
{
y1=3;
}
//sector4
if((x1>180) & & (x1<240))
{
y1=4;
}
//sector5
if((x1>240) & & (x1<300))
{
y1=5;
}
//sector0
if((x1>300) & & (x1<360))
{
y1=0;
}
```

En la Figura A.3, se observa la forma como se calcula los estados de conmutación del inversor trifásico en el algoritmo C-DPC. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque2:

```
int a;
double b;
a=x1;
if((x2==1) & & (x3==1))
{
b=(a)%6;
}
if((x2==1) & & (x3==0))
{
b=(a+1)%6;
}
if((x2==0) & & (x3==1))
{
b=(a-2)%6;
}
```

Figura A.3



Fuente: Autores

```

if((x2==0) && (x3==0))
{
b=(a+3)%6;
}
//Vector0
if(b==0)
{
y1=1;
y2=0;
y3=1;
}
//Vector1
if(b==1)
{
y1=1;

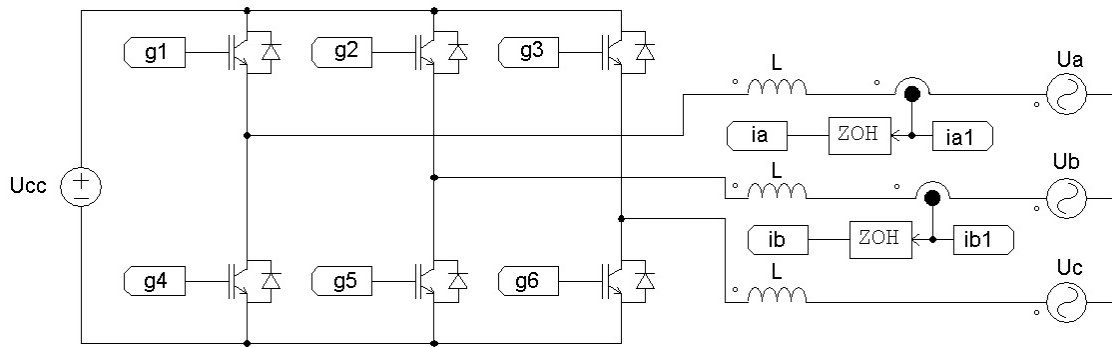
```

```
y2=0;
y3=0;
}
//Vector2
if(b==2)
{
y1=1;
y2=1;
y3=0;
}
//Vector3
if(b==3)
{
y1=0;
y2=1;
y3=0;
}
//Vector4
if(b==4)
{
y1=0;
y2=1;
y3=1;
}
//Vector5
if(b==5)
{
y1=0;
y2=0;
y3=1;
}
```

A.2 Esquemático del DPC-WVS

En la Figura A.5, se observa la forma como calcular el sector θ_k en el algoritmo DPC-WVS. Este cálculo se realiza por medio del bloque1. Cuya entrada x1 es el ángulo del vector de tensión de la red y salida y1

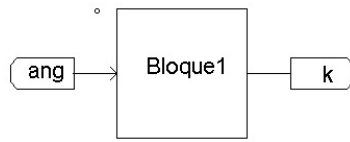
Figura A.4: Esquema en PSIM del algoritmo DPC-WVS



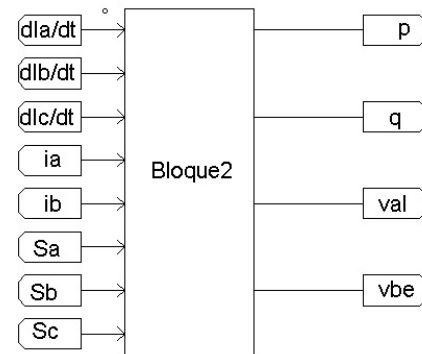
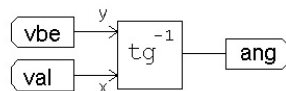
Fuente: Autores

Figura A.5

Cálculo del sector(k) para el ángulo de tensión de la red



Cálculo de la posición del vector de tensión de la red



Fuente: Autores

es el sector. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque1:

```

double T;
// sector2
if((x1>0) & & (x1<30))
{
y1=2;
}
//sector3
if((x1>30) & & (x1<60))

```

```
{
y1=3;
}
//sector4
if((x1>60) & & (x1<90))
{
y1=4;
}
//sector5
if((x1>90) & & (x1<120))
{
y1=5;
}
//sector6
if((x1>120) & & (x1<150))
{
y1=6;
}
//sector7
if((x1>150) & & (x1<180))
{
y1=7;
}
//sector8
if((x1>180) & & (x1<210))
{
y1=8;
}
//sector9
if((x1>210) & & (x1<240))
{
y1=9;
}
//sector10
if((x1>240) & & (x1<270))
{
```

```

y1=10;
}
//sector11
if((x1>270) & & (x1<300))
{
y1=11;
}
//sector12
if((x1>300) & & (x1<330))
{
y1=12;
}
//sector1
if((x1>330) & & (x1<360))
{
y1=1;
}

```

En la Figura A.5, se observa la forma como se calcula las potencias activa y reactiva y el vector tensión de la red en el algoritmo DPC-WVS. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque2:

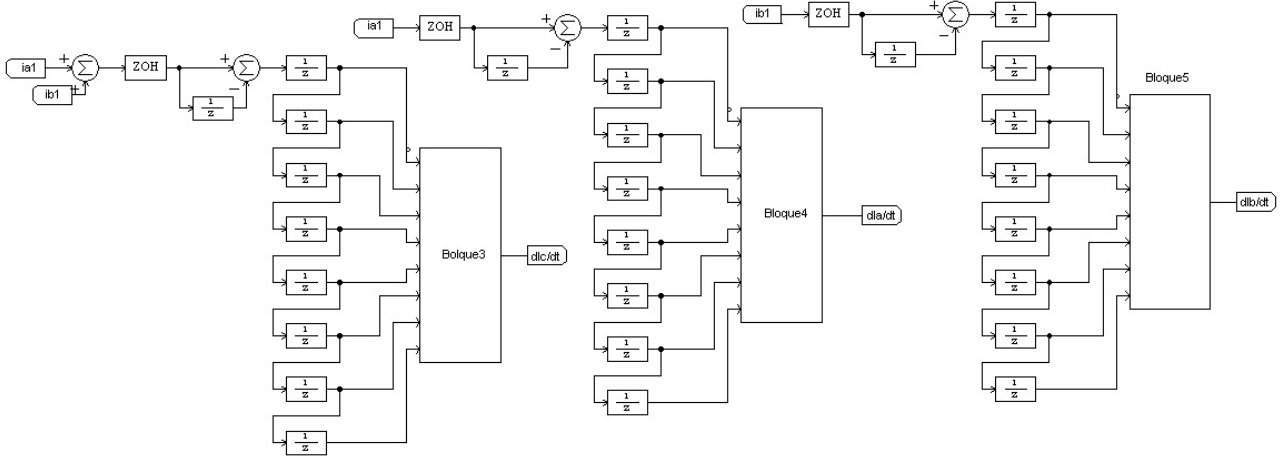
```

double k1, L, Vdc, ic, k, ial, ibe, a;
L=0.020;
Vdc=500;
k=1./sqrt(3);
ic=-x4-x5;
//Calculo de potencia instantánea
y1=(-1)*L*((x1*x4)+(x2*x5)+(x3*ic))+(Vdc)*((x6*x4)+(x7*x5)+(ic*x8));
y2=k*(3*L*((-x1*ic)+(x3*x4))-Vdc*(x6*(x5-ic)+x7*(ic-x4)+x8*(x4-x5)));
//Calculos corriente en al/be
ial=sqrt(2./3)*((x4)-(0.5*x5)-(0.5*ic));
ibe=sqrt(2./3)*(0.5*sqrt(3)*x5-0.5*sqrt(3)*ic);
a=(ibe*ibe)+(ial*ial);
if(a!=0)
{
k1=1./a;

```

$$\begin{aligned} & \} y3=y3+k1*((ial*y1)-(ibe*y2)); \\ y4 & =k1*((ibe*y1)+(ial*y2)); \end{aligned}$$

Figura A.6: Derivadas de las corrientes de línea del algoritmo DPC-WVS



Fuente: Autores

En la Figura A.6, se observa el promedio de las derivadas de la corriente de la fase c del algoritmo DPC-WVS. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque3:

$$y1=(x1+x2+x3+x4+x5+x6+x7+x8)*1./(8);$$

En la Figura A.6, se observa el promedio de las derivadas de la corriente de la fase c del algoritmo DPC-WVS. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque4:

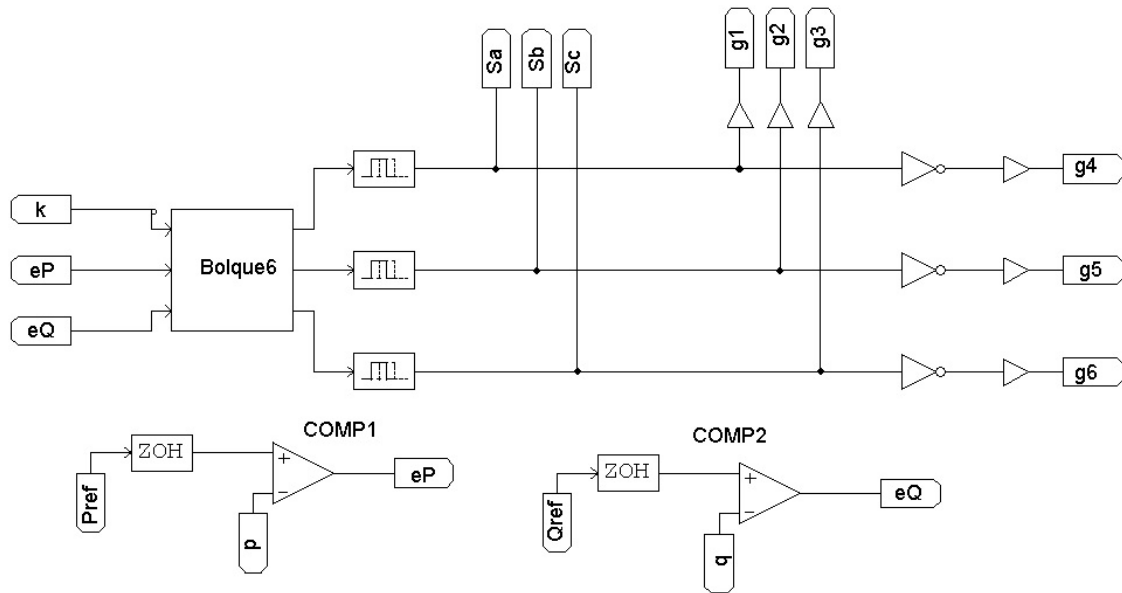
$$y1=(x1+x2+x3+x4+x5+x6+x7+x8)*1./(8);$$

En la Figura A.6, se observa el promedio de las derivadas de la corriente de la fase c del algoritmo DPC-WVS. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque5:

$$y1=(x1+x2+x3+x4+x5+x6+x7+x8)*1./(8);$$

En la Figura A.7, se observa la forma como se calcula los estados de conmutación del inversor trifásico en el algoritmo DPC-WVS. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque6:

Figura A.7



Fuente: Autores

```

//Sector1
if(x1==1)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=1;
y2=0;
y3=0;}
else{
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
}
else{
if(x3==0){
y1=1;
y2=1;
y3=0;}
}
}

```

```
else{
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
}
}
//Sector 2
if(x1==2)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=1;
y2=1;
y3=0;}
else{
y1=1;
y2=0;
y3=0;}
}
else{
if(x3==0){
y1=1;
y2=1;
y3=1;}
else{
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
}
}
//Sector3
if(x1==3)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=1;
```

```
y2=1;
y3=0;}
else{
y1=1;
y2=0;
y3=0;}
}
else{
if(x3==0){
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
else{
y1=1;
y2=0;
y3=0;}
}
}
//Sector4
if(x1==4)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
else{
y1=1;
y2=1;
y3=0;}
}
else{
if(x3==0){
y1=0;
y2=0;
y3=0;}
}
```

```
else{
y1=1;
y2=0;
y3=0;}
}
}
//Sector5
if(x1==5)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
else{
y1=1;
y2=1;
y3=0;}
}
else{
if(x3==0){
y1=0;
y2=1;
y3=1;}
else{
y1=1;
y2=1;
y3=0;}
}
}
//Sector6
if(x1==6)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=0;
```

```
y2=1;
y3=1;}
else{
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
}
else{
if(x3==0){
y1=1;
y2=1;
y3=1;}
else{
y1=1;
y2=1;
y3=0;}
}
}
//Sector7
if(x1==7)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=0;
y2=1;
y3=1;}
else{
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
}
else{
if(x3==0){
y1=0;
y2=0;
y3=1;}

```

```
else{
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
}
}
//Sector8
if(x1==8)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=0;
y2=0;
y3=1;}
else{
y1=0;
y2=1;
y3=1;}
}
else{
if(x3==0){
y1=0;
y2=0;
y3=0;}
else{
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
}
}
//Sector9
if(x1==9)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=0;
```

```
y2=0;
y3=1;}
else{
y1=0;
y2=1;
y3=1;}
}
else{
if(x3==0){
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
else{
y1=0;
y2=1;
y3=1;}
}
}
//Sector10
if(x1==10)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
else{
y1=0;
y2=0;
y3=1;}
}
else{
if(x3==0){
y1=1;
y2=1;
y3=1;}
}
```

```
else{
y1=0;
y2=1;
y3=1;}
}
}
//Sector11
if(x1==11)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
else{
y1=0;
y2=0;
y3=1;}
}
else{
if(x3==0){
y1=1;
y2=0;
y3=0;}
else{
y1=0;
y2=0;
y3=1;}
}
}
//Sector12
if(x1==12)
{
if(x2==1){
if(x3==0){
y1=1;
```

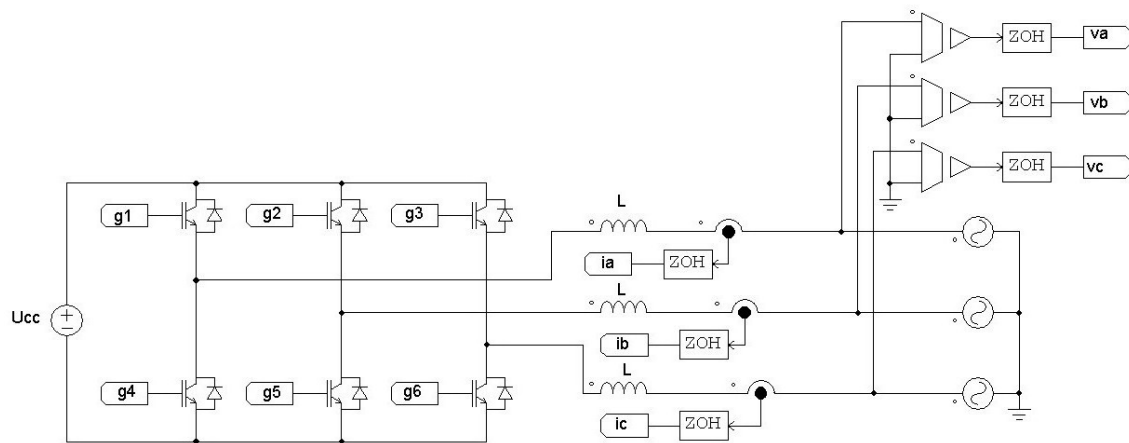
```

y2=0;
y3=0;}
else{
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
}
else{
if(x3==0){
y1=0;
y2=0;
y3=0;}
else{
y1=0;
y2=0;
y3=1;}
}
}

```

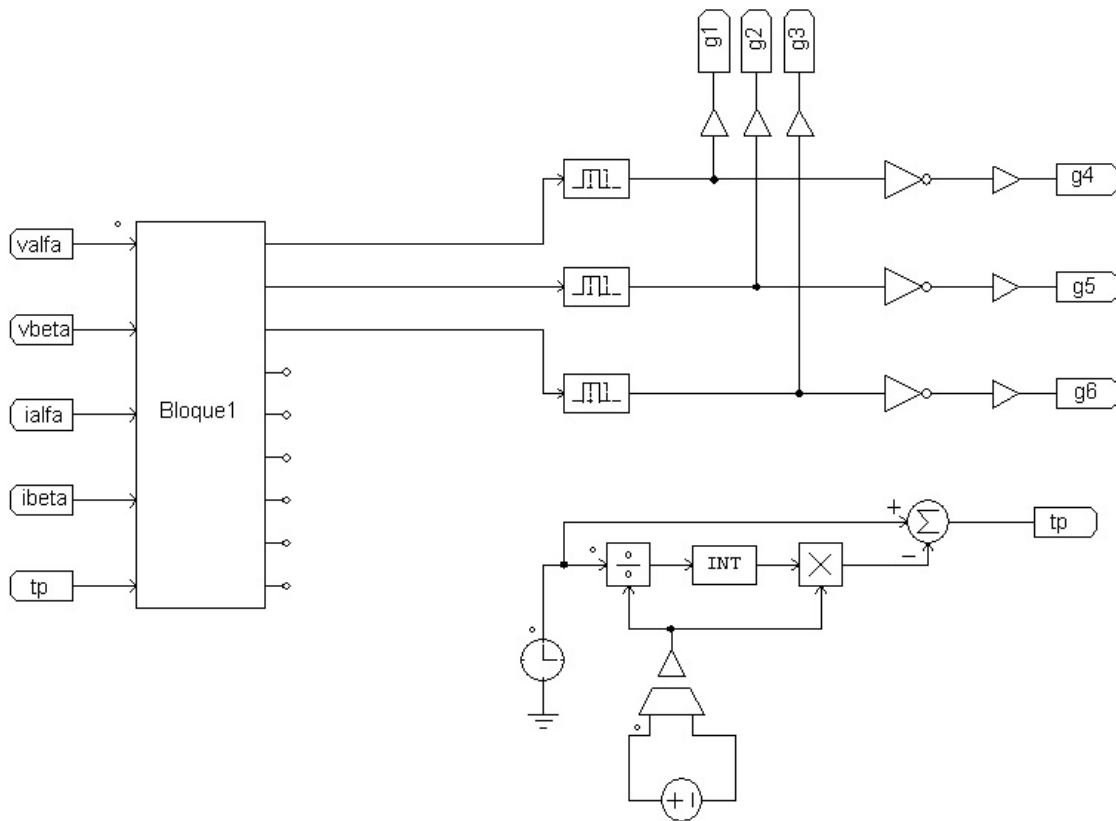
A.3 Esquemático del DPC-SVM

Figura A.8: Esquema en PSIM del algoritmo DPC-SVM



Fuente: Autores

Figura A.9



Fuente: Autores

En la Figura A.9, se observa la forma como se realizó el algoritmo DPC-SVM. A continuación se muestra la programación realizada en el bloque1:

```
double T, L, C, C1, r,s, p1, q1, p0, Pref, Qref, ep, eq, a, b, c, s1, s2, k, Vdc, J1, J0, J2, J3, J4, J5, J6,
J7, J8, J9, J10, J11, J12, J13, J14, J15, J16, J17, J18, J19, J20, J21, J22, J23, J24;
```

```
T=0.00005;
```

```
L=0.05;
```

```
C=0.866;
```

```
C1=1;
```

```
Vdc=500;
```

```
Pref=1000;
```

```
Qref=0;
```

```
k=T*(1./L);
```

```

s=2-sqrt(3);
r=sqrt(3)-1;
p1=x1*x3+x2*x4;
q1=-x1*x4+x2*x3;
p0=k*(x1*x1+x2*x2);
ep=Pref-p1;
eq=Qref-q1;
//Calculo de la funcion de costo
J0=pow(ep+p0,2)+ pow(eq,2);
J1=pow(ep+p0-k*(x1*Vdc*0.8164),2)+ pow(eq-k*(x2*0.8164*Vdc),2);
J2=pow(ep+p0-k*(x1*0.4082*Vdc+x2*Vdc*0.7071),2)+pow(eq-k*Vdc*(x2*0.4082-x1*0.7071),2);
J3=pow(ep+p0-k*(-x1*0.4082*Vdc+x2*Vdc*0.7071),2)+ pow(eq-k*Vdc*(-x2*0.4082-x1*0.7071),2);
J4=pow(ep+p0-k*(-x1*Vdc*0.8165),2)+pow(eq-k*Vdc*(-x2*0.8165),2);
J5=pow(ep+p0-k*(-x1*0.4082*Vdc-x2*Vdc*0.7071),2)+pow(eq-k*Vdc*(-x2*0.4082+x1*0.7071),2);
J6=pow(ep+p0-k*(x1*0.4082*Vdc-x2*0.7071*Vdc),2)+ pow(eq-k*Vdc*(x2*0.4082+x1*0.7071),2);
J7=pow(ep+p0-k*C*Vdc*(x1*0.7071+x2*0.4082),2)+ pow(eq-k*C*Vdc*(x2*0.7071-x1*0.4082),2);
J8=pow(ep+p0-k*C*Vdc*(x2*0.8165),2)+ pow(eq-k*C*Vdc*(-x1*0.8165),2);
J9=pow(ep+p0-k*C*Vdc*(-x1*0.7071+x2*0.4082),2)+ pow(eq-k*C*Vdc*(-x2*0.7071-x1*0.4082),2);
J10=pow(ep+p0-k*C*Vdc*(-x1*0.7071-x2*0.4082),2)+ pow(eq-k*C*Vdc*(-x2*0.7071+x1*0.4082),2);
J11=pow(ep+p0-k*C*Vdc*(-x2*0.8165),2)+ pow(eq-k*C*Vdc*x1*0.8165),2);
J12=pow(ep+p0-k*C*Vdc*(x1*0.7071-x2*0.4082),2)+ pow(eq-k*C*Vdc*(x2*0.7071+x1*0.4082),2);
J13=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(x1*0.70711+x2*0.18947),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(x2*0.70711-x1*0.18947),2);
J14=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(x1*0.51764+x2*0.51764),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(x2*0.51764-x1*0.51764),2);
J15=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(x1*0.18947+x2*0.70711),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(x2*0.18947-x1*0.70711),2);
J16=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(-x1*0.18947+x2*0.70711),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(-x2*0.18947-x1*0.70711),2);
J17=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(-x1*0.51764+x2*0.51764),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(-x2*0.51764-x1*0.51764),2);
J18=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(-x1*0.70711+x2*0.18947),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(-x2*0.70711-x1*0.18947),2);
J19=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(-x1*0.70711-x2*0.18947),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(-x2*0.70711+x1*0.18947),2);
J20=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(-x1*0.51764-x2*0.51764),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(-x2*0.51764+x1*0.51764),2);
J21=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(-x1*0.18947-x2*0.70711),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(-x2*0.18947+x1*0.70711),2);
J22=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(x1*0.18947-x2*0.70711),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(x2*0.18947+x1*0.70711),2);
J23=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(x1*0.51764-x2*0.51764),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(x2*0.51764+x1*0.51764),2);
J24=pow(ep+p0-k*C1*Vdc*(x1*0.70711-x2*0.18947),2)+ pow(eq-k*C1*Vdc*(x2*0.70711+x1*0.18947),2);
//Busqueda del error minimo y estados de conmutacion if((J0<=J1) & & (J0<=J2) & & (J0<=J3) &
& (J0<=J4) & & (J0<=J5) & & (J0<=J6) & & (J0<=J7) & & (J0<=J8) & & (J0<=J9) & &
(J0<=J10) & & (J0<=J11) & & (J0<=J12) & & (J0<=J13) & & (J0<=J14) & & (J0<=J15) & &

```

```

(J0<=J16) & & (J0<=J17) & & (J0<=J18) & & (J0<=J19) & & (J0<=J20) & & (J0<=J21) & &
(J0<=J22) & & (J0<=J23) & & (J0<=J24))
y1=0;
y2=0;
y3=0;}
if((J1<=J0) & & (J1<=J2) & & (J1<=J3) & & (J1<=J4) & & (J1<=J5) & & (J1<=J6) & &
(J1<=J7) & & (J1<=J8) & & (J1<=J9) & & (J1<=J10) & & (J1<=J11) & & (J1<=J12) & &
(J1<=J13) & & (J1<=J14) & & (J1<=J15) & & (J1<=J16) & & (J1<=J17) & & (J1<=J18) & &
(J1<=J19) & & (J1<=J20) & & (J1<=J21) & & (J1<=J22) & & (J1<=J23) & & (J1<=J24))
y1=1;
y2=0;
y3=0;}
if((J7<=J0) & & (J7<=J1) & & (J7<=J2) & & (J7<=J3) & & (J7<=J4) & & (J7<=J5) & &
(J7<=J6) & & (J7<=J8) & & (J7<=J9) & & (J7<=J10) & & (J7<=J11) & & (J7<=J12) & &
(J7<=J13) & & (J7<=J14) & & (J7<=J15) & & (J7<=J16) & & (J7<=J17) & & (J7<=J18) & &
(J7<=J19) & & (J7<=J20) & & (J7<=J21) & & (J7<=J22) & & (J7<=J23) & & (J7<=J24))
{
if (x5<0.5*T)
{
y1=1;
y2=0;
y3=0;
}
if((x5>=0.5*T) & & (x5<T))
{
y1=1;
y2=1;
y3=0;
}
}
if((J2<=J0) & & (J2<=J1) & & (J2<=J3) & & (J2<=J4) & & (J2<=J5) & & (J2<=J6) & &
(J2<=J7) & & (J2<=J8) & & (J2<=J9) & & (J2<=J10) & & (J2<=J11) & & (J2<=J12) & &
(J2<=J13) & & (J2<=J14) & & (J2<=J15) & & (J2<=J16) & & (J2<=J17) & & (J2<=J18) & &
(J2<=J19) & & (J2<=J20) & & (J2<=J21) & & (J2<=J22) & & (J2<=J23) & & (J2<=J24))
y1=1;
y2=1;

```

```

y3=0;
if((J8<=J0) & & (J8<=J1) & & (J8<=J2) & & (J8<=J3) & & (J8<=J4) & & (J8<=J5) & &
(J8<=J6) & & (J8<=J7) & & (J8<=J9) & & (J8<=J10) & & (J8<=J11) & & (J8<=J12) & &
(J8<=J13) & & (J8<=J14) & & (J8<=J15) & & (J8<=J16) & & (J8<=J17) & & (J8<=J18) & &
(J8<=J19) & & (J8<=J20) & & (J8<=J21) & & (J8<=J22) & & (J8<=J23) & & (J8<=J24))
{
if (x5<0.5*T)
{
y1=1;
y2=1;
y3=0;
}
if((x5>=0.5*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=1;
y3=0;
}
}
if((J3<=J0) & & (J3<=J1) & & (J3<=J2) & & (J3<=J4) & & (J3<=J5) & & (J3<=J6) & &
(J3<=J7) & & (J3<=J8) & & (J3<=J9) & & (J3<=J10) & & (J3<=J11) & & (J3<=J12) & &
(J3<=J13) & & (J3<=J14) & & (J3<=J15) & & (J3<=J16) & & (J3<=J17) & & (J3<=J18) & &
(J3<=J19) & & (J3<=J20) & & (J3<=J21) & & (J3<=J22) & & (J3<=J23) & & (J3<=J24))
y1=0;
y2=1;
y3=0;}
if((J9<=J0) & & (J9<=J1) & & (J9<=J2) & & (J9<=J3) & & (J9<=J4) & & (J9<=J5) & &
(J9<=J6) & & (J9<=J7) & & (J9<=J8) & & (J9<=J10) & & (J9<=J11) & & (J9<=J12) & &
(J9<=J13) & & (J9<=J14) & & (J9<=J15) & & (J9<=J16) & & (J9<=J17) & & (J9<=J18) & &
(J9<=J19) & & (J9<=J20) & & (J9<=J21) & & (J9<=J22) & & (J9<=J23) & & (J9<=J24))
{
if (x5<0.5*T)
{
y1=0;
y2=1;
y3=0;
}
}

```

```

}
if((x5>=0.5*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=1;
y3=1;
} }
if((J4<=J0) & & (J4<=J1) & & (J4<=J2) & & (J4<=J3) & & (J4<=J5) & & (J4<=J6) & &
(J4<=J7) & & (J4<=J8) & & (J4<=J9) & & (J4<=J10) & & (J4<=J11) & & (J4<=J12) & &
(J4<=J13) & & (J4<=J14) & & (J4<=J15) & & (J4<=J16) & & (J4<=J17) & & (J4<=J18) & &
(J4<=J19) & & (J4<=J20) & & (J4<=J21) & & (J4<=J22) & & (J4<=J23) & & (J4<=J24))
y1=0;
y2=1;
y3=1;}
if((J10<=J0) & & (J10<=J1) & & (J10<=J2) & & (J10<=J3) & & (J10<=J4) & & (J10<=J5) & &
(J10<=J6) & & (J10<=J7) & & (J10<=J8) & & (J10<=J9) & & (J10<=J11) & & (J10<=J12) & &
& (J10<=J13) & & (J10<=J14) & & (J10<=J15) & & (J10<=J16) & & (J10<=J17) & &
(J10<=J18) & & (J10<=J19) & & (J10<=J20) & & (J10<=J21) & & (J10<=J22) & &
(J10<=J23) & & (J10<=J24))
{
if (x5<0.5*T)
{
y1=0;
y2=1;
y3=1;
}
}
if((x5>=0.5*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=0;
y3=1;
}
}
if((J5<=J0) & & (J5<=J1) & & (J5<=J2) & & (J5<=J3) & & (J5<=J4) & & (J5<=J6) & &
(J5<=J7) & & (J5<=J8) & & (J5<=J9) & & (J5<=J10) & & (J5<=J11) & & (J5<=J12) & &
(J5<=J13) & & (J5<=J14) & & (J5<=J15) & & (J5<=J16) & & (J5<=J17) & & (J5<=J18) & &

```

```

(J5<=J19) & & (J5<=J20) & & (J5<=J21) & & (J5<=J22) & & (J5<=J23) & & (J5<=J24))
y1=0;
y2=0;
y3=1;}
if((J11<=J0) & & (J11<=J1) & & (J11<=J2) & & (J11<=J3) & & (J11<=J4) & & (J11<=J5) & &
(J11<=J6) & & (J11<=J7) & & (J11<=J8) & & (J11<=J9) & & (J11<=J10) & & (J11<=J12) & &
& (J11<=J13) & & (J11<=J14) & & (J11<=J15) & & (J11<=J16) & & (J11<=J17) & &
(J11<=J18) & & (J11<=J19) & & (J11<=J20) & & (J11<=J21) & & (J11<=J22) & &
(J11<=J23) & & (J11<=J24))
{
if (x5<0.5*T)
{
y1=0;
y2=0;
y3=1;
}
if((x5>=0.5*T) & & (x5<T))
{
y1=1;
y2=0;
y3=1;
}
}
if((J6<=J0) & & (J6<=J1) & & (J6<=J2) & & (J6<=J3) & & (J6<=J4) & & (J6<=J5) & &
(J6<=J7) & & (J6<=J8) & & (J6<=J9) & & (J6<=J10) & & (J6<=J11) & & (J6<=J12) & &
(J6<=J13) & & (J6<=J14) & & (J6<=J15) & & (J6<=J16) & & (J6<=J17) & & (J6<=J18) & &
(J6<=J19) & & (J6<=J20) & & (J6<=J21) & & (J6<=J22) & & (J6<=J23) & & (J6<=J24))
y1=1;
y2=0;
y3=1;}
if((J12<=J0) & & (J12<=J1) & & (J12<=J2) & & (J12<=J3) & & (J12<=J4) & & (J12<=J5) & &
(J12<=J6) & & (J12<=J7) & & (J12<=J8) & & (J12<=J9) & & (J12<=J10) & & (J12<=J11) & &
& (J12<=J13) & & (J12<=J14) & & (J12<=J15) & & (J12<=J16) & & (J12<=J17) & &
(J12<=J18) & & (J12<=J19) & & (J12<=J20) & & (J12<=J21) & & (J12<=J22) & &
(J12<=J23) & & (J12<=J24))
{

```

```

if (x5<0.5*T)
{
y1=1;
y2=0;
y3=1;
}
if((x5>=0.5*T) & & (x5<T))
{
y1=1;
y2=0;
y3=0;
}
}
if((J13<=J0) & & (J13<=J1) & & (J13<=J2) & & (J13<=J3) & & (J13<=J4) & & (J13<=J5) & &
(J13<=J6) & & (J13<=J7) & & (J13<=J8) & & (J13<=J9) & & (J13<=J10) & & (J13<=J11) & &
& (J13<=J12) & & (J13<=J14) & & (J13<=J15) & & (J13<=J16) & & (J13<=J17) & &
(J13<=J18) & & (J13<=J19) & & (J13<=J20) & & (J13<=J21) & & (J13<=J22) & &
(J13<=J23) & & (J13<=J24))
{
if (x5<r*T)
{
y1=1;
y2=0;
y3=0;
}
if((x5>=r*T) & & (x5<T))
{
y1=1;
y2=1;
y3=0;
}
}
if((J14<=J0) & & (J14<=J1) & & (J14<=J2) & & (J14<=J3) & & (J14<=J4) & & (J14<=J5) & &
(J14<=J6) & & (J14<=J7) & & (J14<=J8) & & (J14<=J9) & & (J14<=J10) & & (J14<=J11) & &
& (J14<=J12) & & (J14<=J13) & & (J14<=J15) & & (J14<=J16) & & (J14<=J17) & &
(J14<=J18) & & (J14<=J19) & & (J14<=J20) & & (J14<=J21) & & (J14<=J22) & &

```

```

(J14<=J23) & & (J14<=J24)
{
if (x5<s*T)
{
y1=1;
y2=0;
y3=0;
}
if((x5>=s*T) & & (x5<T))
{
y1=1;
y2=1;
y3=0;
}
}
if((J15<=J0) & & (J15<=J1) & & (J15<=J2) & & (J15<=J3) & & (J15<=J4) & & (J15<=J5) & &
(J15<=J6) & & (J15<=J7) & & (J15<=J8) & & (J15<=J9) & & (J15<=J10) & & (J15<=J11) & &
& (J15<=J12) & & (J15<=J13) & & (J15<=J14) & & (J15<=J16) & & (J15<=J17) & &
(J15<=J18) & & (J15<=J19) & & (J15<=J20) & & (J15<=J21) & & (J15<=J22) & &
(J15<=J23) & & (J15<=J24))
{
if (x5<r*T)
{
y1=1;
y2=1;
y3=0;
}
if((x5>=r*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=1;
y3=0;
}
}
if((J16<=J0) & & (J16<=J1) & & (J16<=J2) & & (J16<=J3) & & (J16<=J4) & & (J16<=J5) & &
(J16<=J6) & & (J16<=J7) & & (J16<=J8) & & (J16<=J9) & & (J16<=J10) & & (J16<=J11) & &

```

```

& (J16<=J12) & & (J16<=J13) & & (J16<=J14) & & (J16<=J15) & & (J16<=J17) & &
(J16<=J18) & & (J16<=J19) & & (J16<=J20) & & (J16<=J21) & & (J16<=J22) & &
(J16<=J23) & & (J16<=J24))
{
if (x5<s*T)
{
y1=1;
y2=1;
y3=0;
}
if((x5>=s*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=1;
y3=0;
}
}
if((J17<=J0) & & (J17<=J1) & & (J17<=J2) & & (J17<=J3) & & (J17<=J4) & & (J17<=J5) & &
(J17<=J6) & & (J17<=J7) & & (J17<=J8) & & (J17<=J9) & & (J17<=J10) & & (J17<=J11) & &
& (J17<=J12) & & (J17<=J13) & & (J17<=J14) & & (J17<=J15) & & (J17<=J16) & &
(J17<=J18) & & (J17<=J19) & & (J17<=J20) & & (J17<=J21) & & (J17<=J22) & &
(J17<=J23) & & (J17<=J24))
{
if (x5<r*T)
{
y1=0;
y2=1;
y3=0;
}
if((x5>=r*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=1;
y3=1;
}
}

```

```

if((J18<=J0) & & (J18<=J1) & & (J18<=J2) & & (J18<=J3) & & (J18<=J4) & & (J18<=J5) & &
(J18<=J6) & & (J18<=J7) & & (J18<=J8) & & (J18<=J9) & & (J18<=J10) & & (J18<=J11) &
& (J18<=J12) & & (J18<=J13) & & (J18<=J14) & & (J18<=J15) & & (J18<=J16) & &
(J18<=J17) & & (J18<=J19) & & (J18<=J20) & & (J18<=J21) & & (J18<=J22) & &
(J18<=J23) & & (J18<=J24))
{
if (x5<s*T)
{
y1=0;
y2=1;
y3=0;
}
if((x5>=s*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=1;
y3=1;
}
}
if((J19<=J0) & & (J19<=J1) & & (J19<=J2) & & (J19<=J3) & & (J19<=J4) & & (J19<=J5) & &
(J19<=J6) & & (J19<=J7) & & (J19<=J8) & & (J19<=J9) & & (J19<=J10) & & (J19<=J11) &
& (J19<=J12) & & (J19<=J13) & & (J19<=J14) & & (J19<=J15) & & (J19<=J16) & &
(J19<=J17) & & (J19<=J18) & & (J19<=J20) & & (J19<=J21) & & (J19<=J22) & &
(J19<=J23) & & (J19<=J24))
{
if (x5<r*T)
{
y1=0;
y2=1;
y3=1;
}
if((x5>=r*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=0;
y3=1;
}
}

```

```

}
}
if((J20<=J0) & & (J20<=J1) & & (J20<=J2) & & (J20<=J3) & & (J20<=J4) & & (J20<=J5) & &
(J20<=J6) & & (J20<=J7) & & (J20<=J8) & & (J20<=J9) & & (J20<=J10) & & (J20<=J11) & &
& (J20<=J12) & & (J20<=J13) & & (J20<=J14) & & (J20<=J15) & & (J20<=J16) & &
(J20<=J17) & & (J20<=J18) & & (J20<=J19) & & (J20<=J21) & & (J20<=J22) & &
(J20<=J23) & & (J20<=J24))
{
if (x5<s*T)
{
y1=0;
y2=1;
y3=1;
}
}
if((x5>=s*T) & & (x5<T))
{
y1=0;
y2=0;
y3=1;
}
}
if((J21<=J0) & & (J21<=J1) & & (J21<=J2) & & (J21<=J3) & & (J21<=J4) & & (J21<=J5) & &
(J21<=J6) & & (J21<=J7) & & (J21<=J8) & & (J21<=J9) & & (J21<=J10) & & (J21<=J11) & &
& (J21<=J12) & & (J21<=J13) & & (J21<=J14) & & (J21<=J15) & & (J21<=J16) & &
(J21<=J17) & & (J21<=J18) & & (J21<=J19) & & (J21<=J20) & & (J21<=J22) & &
(J21<=J23) & & (J21<=J24))
{
if (x5<r*T)
{
y1=0;
y2=0;
y3=1;
}
}
if((x5>=r*T) & & (x5<T))
{
y1=1;

```

```

y2=0;
y3=1;
}
}
if((J22<=J0) & & (J22<=J1) & & (J22<=J2) & & (J22<=J3) & & (J22<=J4) & & (J22<=J5) & &
(J22<=J6) & & (J22<=J7) & & (J22<=J8) & & (J22<=J9) & & (J22<=J10) & & (J22<=J11) & &
& (J22<=J12) & & (J22<=J13) & & (J22<=J14) & & (J22<=J15) & & (J22<=J16) & &
(J22<=J17) & & (J22<=J18) & & (J22<=J19) & & (J22<=J20) & & (J22<=J21) & &
(J22<=J23) & & (J22<=J24))
{
if (x5<s*T)
{
y1=0;
y2=0;
y3=1;
}
if((x5>=s*T) & & (x5<T))
{
y1=1;
y2=0;
y3=1;
}
}
if((J23<=J0) & & (J23<=J1) & & (J23<=J2) & & (J23<=J3) & & (J23<=J4) & & (J23<=J5) & &
(J23<=J6) & & (J23<=J7) & & (J23<=J8) & & (J23<=J9) & & (J23<=J10) & & (J23<=J11) & &
& (J23<=J12) & & (J23<=J13) & & (J23<=J14) & & (J23<=J15) & & (J23<=J16) & &
(J23<=J17) & & (J23<=J18) & & (J23<=J19) & & (J23<=J20) & & (J23<=J21) & &
(J23<=J22) & & (J23<=J24))
{
if (x5<r*T)
{
y1=1;
y2=0;
y3=1;
}
if((x5>=r*T) & & (x5<T))

```

```
{
y1=1;
y2=0;
y3=0;
}
}
if((J24<=J0) & & (J24<=J1) & & (J24<=J2) & & (J24<=J3) & & (J24<=J4) & & (J24<=J5) & &
(J24<=J6) & & (J24<=J7) & & (J24<=J8) & & (J24<=J9) & & (J24<=J10) & & (J24<=J11) & &
& (J24<=J12) & & (J24<=J13) & & (J24<=J14) & & (J24<=J15) & & (J24<=J16) & &
(J24<=J17) & & (J24<=J18) & & (J24<=J19) & & (J24<=J20) & & (J24<=J21) & &
(J24<=J22) & & (J24<=J23))
{
if (x5<s*T)
{
y1=1;
y2=0;
y3=1;
}
}
if((x5>=s*T) & & (x5<T))
{
y1=1;
y2=0;
y3=0;
}
}
```

Bibliografía

- [1] D. J. MacKay, *Sustainable Energy without the hot air*, ser. 978-0-9544529-3-3. UIT Cambridge Ltd., Nov 2009.
- [2] J. Petit, “Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados,” Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, Oct 2007.
- [3] M. Mantilla, “Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución,” Master’s thesis, Universidad Industrial de Santander, Jun 2011.
- [4] E. Twining y D. Holmes, “Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 888 – 895, May 2003.
- [5] S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Gago, D. Gonzalez, y J. Balcells, “Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 5, pp. 1504 –1511, Oct. 2006.
- [6] M. Prodanovic y T. Green, “High-quality power generation through distributed control of a power park microgrid,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 5, pp. 1471 –1482, Oct. 2006.
- [7] M. Malinowski, “Sensorless control strategies for three - phase PWM rectifiers,” Ph.D. dissertation, Warsaw University of Technology, Jun 2001.
- [8] J. E. Garcia, “Control directo de potencia de convertidores electrónicos conectados a la red,” Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, Jul 2007.
- [9] L. Serpa, P. Barbosa, P. Steimer, y J. Kolar, “Five-level virtual-flux direct power control for the active neutral-point clamped multilevel inverter,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 1668–1674.

-
- [10] M. Kazmierkowski y L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, Oct 1998.
- [11] S. Larrinaga, M. Vidal, E. Oyarbide, y J. Apraiz, "Predictive control strategy for DC/AC converters based on direct power control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 1261–1271, June 2007.
- [12] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on*, Oct-1 Nov 1991, pp. 819–824 vol.1.
- [13] E. Clarke, *Circuits Analysis of AC Power Systems. Vol 1 Symmetrical and related components*, 2da ed., J. W. y Sons, Ed., 1947.
- [14] H. Akagi, H. E., y A. M., *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 1era ed., ser. IEEE Press Series on Power Engineering Series, M. El-Hawary, Ed. John Wiley & Sons, Inc, Hoboken, New Jersey, March 2007.
- [15] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, y I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, May/Jun 1998.
- [16] J. Restrepo, J. Viola, J. Aller, A. Bueno, T. Pagá, V. Guzmán, y M. Giménez, "Sensorless speed control of the induction machine combining field oriented method and DTC." in *IEEE Internacional Caracas Conference on Devices*, Cancún, México, 2000, pp. 791–796.
- [17] A. Sato y T. Noguchi, "Voltage-source PWM rectifier-inverter based on direct power control and its operation characteristics," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, no. 5, pp. 1559–1567, May 2011.
- [18] M. Malinowski, M. Jasinski, y M. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 447–454, April 2004.
- [19] J. Restrepo, J. Aller, J. Viola, A. Bueno, y T. Habetler, "Optimum space vector computation technique for direct power control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 6, pp. 1637–1645, June 2009.
- [20] J. Restrepo, J. Viola, J. Aller, y A. Bueno, "A simple switch selection state for svm direct power control," in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol. 2, July 2006, pp. 1112–1116.
-

-
- [21] M. Malinowski, M. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, y G. Marques, “Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 1019–1027, Jul/Aug 2001.
- [22] J. Hu y Z. Zhu, “Improved voltage-vector sequences on dead-beat predictive direct power control of reversible three-phase grid-connected voltage-source converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 254–267, Jan. 2013.
- [23] A. Bueno, J. Aller, J. Restrepo, R. Harley, y T. Habetler, “Harmonic and unbalance compensation based on direct power control for electric railway systems,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2013.
- [24] L. Serpa, S. Ponnaluri, P. Mantovanelli, y J. W. Kolar, “A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 1388–1400, Sep 2007.
- [25] I. Takahashi y T. Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sept. 1986.
- [26] A. J. M. Restrepo J. A., Viola J. C. y B. A., “Algorithm evaluation for the optimal selection of the space vector voltage using DPC in power systems,” *12th European Conference on Power Electronics and Applications.*, pp. 1–9, Sep 2007.