

**INTEGRACIÓN DE GENERADORES FOTOVOLTAICOS A LA RED
ELÉCTRICA: ANÁLISIS COMPARATIVO DE ALGORITMOS UTILIZADOS
PARA EL CONTROL DE LAS POTENCIAS ACTIVA Y REACTIVA.**

**OSCAR FERNANDO SIERRA MATAJIRA
DAVID JAVIER RINCON ADARME**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA
Y TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2013**

**INTEGRACIÓN DE GENERADORES FOTOVOLTAICOS A LA RED
ELÉCTRICA: ANÁLISIS COMPARATIVO DE ALGORITMOS UTILIZADOS
PARA EL CONTROL DE LAS POTENCIAS ACTIVA Y REACTIVA.**

OSCAR FERNANDO SIERRA MATAJIRA

DAVID JAVIER RINCON ADARME

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de
INGENIERO ELECTRICISTA**

Director

MSc. MARIA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS

Codirector

PhD. JOHANN FARITH PETIT SUAREZ



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA
Y TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2013

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	16
1. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	18
1.1 PANELES SOLARES FOTOVOLTAICOS	19
1.2 CONVERTIDOR CD/CD	20
1.3 CONDENSADOR	21
1.4 INVERSOR CD-CA	21
1.5 FILTRO DE RED	22
1.6 PARÁMETROS DEL SISTEMA	22
1.6.1 Tensión	23
1.6.2 Frecuencia	23
1.6.3 Distorsión de la onda de corriente	23
1.6.4 Factor de potencia	23
1.7 EL SISTEMA DE CONTROL	24
1.8 OBJETIVOS	25
1.8.1 Objetivo general	25
1.8.2 Objetivos específicos	25
1.9 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO	26
2. PARÁMETROS Y CONCEPTOS PREVIOS	27
2.1 MODELO EQUIVALENTE A TRABAJAR	27
2.2 EJES DE REFERENCIA $\alpha\beta 0$	29
2.3 EJES DE REFERENCIA $dq0$	32
3. ESTRATEGIAS DE CONTROL	35
3.1 ALGORITMOS PARA LA GENERACIÓN DE LA SEÑAL DE REFERENCIA	35
3.1.1 Generación de la señal de referencia con tensiones ideales en el PCC	35
3.1.1.1 Cálculo de la corriente de referencia en los ejes abc	36
3.1.1.2 Cálculo de la corriente de referencia en los ejes $dq0$	39

3.1.2 Algoritmos de sincronización de la señal de referencia con la red bajo tensiones ideales en el PCC	40
3.1.3 Sincronización mediante el algoritmo de Kalman	45
3.1.3 Generación de la señal de referencia con tensiones desbalanceadas en el PCC	48
3.1.3.1 Algoritmo de Kalman para la obtención de la secuencia positiva	53
3.2 ALGORITMOS PARA EL CONTROL DEL INVERSOR	55
3.2.1 Técnicas de control de lazo abierto: PWM (Pulse Width Modulation)	55
3.2.2 Técnicas de control de lazo cerrado	57
3.2.2.1 Control proporcional-integral PI	57
3.2.2.2 Control proporcional-integral en los ejes $dq0$ ($PIdq0$)	58
3.2.2.3 Controlador predictivo de corriente (<i>Dead-Beat</i>)	61
3.2.4 Controlador no lineal de corriente: Modulación Delta	63
4. SIMULACIONES Y RESULTADOS	64
4.1 CRITERIOS DE COMPARACIÓN	64
4.1.1 Máximo error de estado estacionario instantáneo (AEE)	64
4.1.2 Error medio cuadrático (ERMS)	64
4.1.3 Distorsión armónica total THD	65
4.2 CASOS DE ESTUDIO	65
4.2.1 Caso I: tensiones balanceadas en el PCC CON FP=1	65
4.2.1.1 Referencia abc – <i>Dead beat</i>	67
4.2.1.2 Referencia $PIdq0$ – Kalman	70
4.2.1.3 Análisis comparativo caso I	73
4.2.3 Caso II: tensiones balanceadas en el PCC – factor de potencia = 0.8	75
4.2.2.1 Referencia abc – <i>Dead beat</i>	77
4.2.2.2 Referencia $PIdq0$ – Kalman	80
4.2.2.3 Análisis comparativo CASO II	83
4.2.3 Caso III: tensiones desbalanceadas en el PCC – factor de potencia = 0.8	85
4.2.3.1 Referencia abc - <i>Dead-beat</i> - Kalman para desbalances	87
4.2.3.2 Referencia $PIdq0$ – Kalman para desbalances en el PCC	91

4.2.3.3 Análisis comparativo caso III	94
5. CONCLUSIONES	97
6. RECOMENDACIONES	99
REFERENCIAS	100

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Sistema de generación fotovoltaica	18
Figura 2. Modelo de la celda solar fotovoltaica	20
Figura 3. Modelo inversor trifásico puente completo	22
Figura 4. Estructura de control para un sistema conectado a la red	25
Figura 5. Modelo equivalente de trabajo	29
Figura 6. Generación de la señal de referencia <i>abc</i>	38
Figura 7. Generación de la señal de referencia en los ejes dq0	40
Figura 8. Algoritmo de Kalman	44
Figura 9. PWM pulse width modulation	56
Figura 10. Topología tres fases	62
Figura 11. Tensiones Balanceadas en el PCC	67
Figura 12. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control <i>Dead-Beat S.</i> Balanceado, Fp: 1	67
Figura 13. Error de seguimiento <i>la_inversor/la_referencia</i> - Control <i>Dead-beat S.</i> Balanceado, Fp: 1	68
Figura 14. Potencias inyectadas a la red – Control <i>Dead-beat S.</i> Balanceado, Fp: 1	69
Figura 15. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control <i>PI S.</i> Balanceado, Fp: 1	70
Figura 16. Error de seguimiento <i>la_inversor/la_referencia</i> – Control <i>PI S.</i> Balanceado, Fp: 1	71
Figura 17. Potencia inyectada a la red – Control <i>PI S.</i> Balanceado, Fp: 1	72
Figura 18. Análisis de distorsión armónica total (THD) de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC/factor de potencia = 1	74
Figura 19. Análisis del error máximo instantáneo de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC/factor de potencia = 1	74

Figura 20. Análisis del error medio cuadrático - tensiones balanceadas/factor de potencia = 1	75
Figura 21. Tensiones Balanceadas en el PCC	77
Figura 22. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control <i>Dead-beat</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	77
Figura 23. Error de seguimiento $la_inversor/la_referencia$ - Control <i>Dead-beat</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	78
Figura 24. Potencia inyectada a la red - Control <i>Dead-beat</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	79
Figura 25. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	80
Figura 26. Error de seguimiento $la_inversor/la_referencia$ – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	81
Figura 27. Potencia inyectada a la red – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	82
Figura 28. Análisis de distorsión armónica total (THD) de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8	84
Figura 29. Análisis del error máximo instantáneo de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8	84
Figura 30. Análisis del error medio cuadrático - tensiones balanceadas/factor de potencia = 0.8	85
Figura 31. Tensiones desbalanceadas en el PCC	87
Figura 32. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control <i>Dead-beat</i> S. Desbalanceado, Fp: 0.8	88
Figura 33. Error de seguimiento $la_inversor/la_referencia$ – Control <i>Dead-beat</i> S. Desbalanceado, Fp: 0.8	89
Figura 34. Potencia inyectada a la red – Control <i>Dead-beat</i> S. Desbalanceado, Fp: 0.8	90
Figura 35. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control <i>PI</i> S. Desbalanceado, Fp: 0.8	91

Figura 36. Error de seguimiento $i_{a_inversor}/i_{a_referencia}$ – Control PI/S . Desbalanceado, F_p : 0.8	92
Figura 37. Potencia inyectada a la red – Control PI/S . Desbalanceado, F_p : 0.8	93
Figura 38. Análisis de distorsión armónica total (THD) de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones desbalanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8	95
Figura 39. Análisis del error máximo instantáneo de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones desbalanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8	95
Figura 40. Análisis del error medio cuadrático de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones desbalanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8	96

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Parámetros de la red con tensiones balanceadas en el PCC, Fp: 1	66
Tabla 2. Corrientes obtenidas por el simulador – Control <i>Dead-beat</i> S. Balanceado, Fp: 1	68
Tabla 3. Criterios de comparación Control <i>Dead-beat</i> S. balanceado, Fp:1	69
Tabla 4. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control <i>Dead beat</i> S. Balanceado, Fp: 1	70
Tabla 5. Corrientes obtenidas por PSIM – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 1	71
Tabla 6. Criterios de comparación Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 1	72
Tabla 7. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 1	73
Tabla 8. Datos comparativos <i>Dead-beat/PI</i> - Caso I: Tensiones balanceadas/factor de potencia = 1	73
Tabla 9. Parámetros de la red con tensiones balanceadas en el PCC, Fp: 0.8	76
Tabla 10. Corrientes obtenidas por PSIM – Control <i>Dead-beat</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	78
Tabla 11. Criterios de comparación Control <i>Dead-beat</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	79
Tabla 12. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control <i>Dead-beat</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	80
Tabla 13. Corrientes obtenidas por PSIM – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	81
Tabla 14. Criterios de comparación – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	82
Tabla 15. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control <i>PI</i> S. Balanceado, Fp: 0.8	83
Tabla 16. Datos comparativos <i>Dead-beat/PI</i> - Caso II: Tensiones balanceadas/factor de potencia = 0.8	83
Tabla 17. Parámetros de la red – Control <i>Dead-beat</i> S. Desbalanceado, Fp: 0.8	86
Tabla 18. Corrientes obtenidas por PSIM – Control <i>Dead-beat</i> S. desbalanceado, Fp: 0.8	88
Tabla 19. Criterios de comparación – Control <i>Dead-beat</i> S. Desbalanceado, Fp: 0.8	89
Tabla 20. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control <i>Dead-beat</i> S. Desbalanceado, Fp: 1	91
Tabla 21. Corrientes obtenidas por PSIM – Control <i>PI</i> S. desbalanceado, Fp: 0.8	92
Tabla 22. Criterios de comparación – Control <i>PI</i> S. Desbalanceado, Fp: 0.8	93
Tabla 23. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control <i>PI</i> S. Desbalanceado, Fp: 1	94
Tabla 24. Datos comparativos <i>Dead-beat/PI</i> - Caso III: Tensiones desbalanceadas/factor de potencia = 0.8	94

RESUMEN

TÍTULO: INTEGRACIÓN DE GENERADORES FOTOVOLTAICOS A LA RED ELÉCTRICA: ANÁLISIS COMPARATIVO DE ALGORITMOS UTILIZADOS PARA EL CONTROL DE LAS POTENCIAS ACTIVA Y REACTIVA.*

AUTORES: OSCAR FERNANDO SIERRA MATAJIRA
DAVID JAVIER RINCON ADARME**

PALABRAS CLAVES: Sistema fotovoltaico, inversor de potencia, señal de referencia, calidad de energía.

DESCRIPCIÓN

El presente trabajo de investigación parte de la necesidad de entregar la potencia generada a la red de distribución por medio de un sistema fotovoltaico, cumpliendo con ciertos estándares de calidad. Este proceso está conformado por varias etapas, siendo una de ellas el inversor de potencia, que permite inyectar corrientes alternas sincronizadas con la red y con un ángulo que define la potencia activa y reactiva que se desea transferir al sistema de distribución. En este sentido, para poder controlar las potencias se requieren algoritmos que permitan generar la corriente de referencia a inyectar y generar los pulsos de disparo del inversor para que su corriente de salida siga dicha referencia.

Este estudio se basa en analizar diferentes algoritmos para generar la señal de referencia, controlar los pulsos del inversor y sincronizar el sistema fotovoltaico con la red. Se presentan simulaciones de los algoritmos más significativos y se compara su funcionamiento respecto a parámetros como la distorsión armónica total presente en la corriente inyectada, el error máximo instantáneo y el error medio cuadrático respecto a la señal de referencia; esto con el fin de analizar el alcance de cada uno de ellos y determinar cuál es el más apropiado para los diferentes escenarios propuestos. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos, observaciones, conclusiones y trabajos futuros que se podrían llevar a cabo dando continuidad a este proceso.

* Trabajo de grado

** Universidad industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: MSc. MARIA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS. Codirector: Dr Johann Farith Petit

ABSTRACT

TITLE: PHOTOVOLTAIC GENERATORS INTEGRATION TO THE SYSTEM: COMPARATIVE ANALYSIS OF ALGORITHMS USED FOR CONTROL OF ACTIVE AND REACTIVE POWERS.*

AUTHORS: Oscar Fernando Sierra Matajira,
David Javier Rincon Adarme**

KEYWORDS: Photovoltaic system, power inverter, reference signal, energy quality.

DESCRIPTION

The present research originates from the need to deliver the generate power to the distribution grid via a photovoltaic system, complying certain quality standards. This process consists of several phases, one of which is the power inverter, it allows injecting alternating currents synchronized with the grid and with an angle that defines the active and reactive power to be transferred to the distribution system. In this regard, control powers required algorithms to generate the reference current to be injected and generate the firing pulses of the inverter so that its output current follow this reference.

This investigation is based on analyzing different algorithms in order to generate the reference signal, control inverter's pulses and synchronize the photovoltaic system with the grid. Simulations of the most significant algorithms are presented and compared its performance with respect to parameters like total harmonic distortion present in the injected current, instantaneous maximum error and mean square error with respect to the reference signal; this in order to analyze the scope of each and determine which is the most appropriate for the different stages proposed. Finally, the obtained results, observations, conclusions and future research that could be carried out as a continuation of this process are shown.

* Work Degree

** Universidad Industrial de Santander. Physical-Mechanical Engineering Faculty. Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering School. Director: MSc. MARIA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS. Co-directors: Johann Farith Petit Suárez,

INTRODUCCIÓN

Actualmente gran parte de la electricidad es producida a partir de fuentes no renovables de energía, que no solo producen contaminantes como gases de efecto invernadero y desechos radioactivos, sino que además su naturaleza de recurso no sostenible podría llevar a su agotamiento, afectando drásticamente la conservación del medio ambiente¹. A partir de ésto surge el interés en las fuentes de energías renovables.

Las energías renovables no solo son calificadas como “inagotables” sino también en su mayoría limpias, las cuales resultan ser más amigables con el medio ambiente. La implementación de este tipo de generación de energía lleva a una serie de retos para la ingeniería, que busca garantizar la confiabilidad, eficiencia y calidad de estos sistemas eléctricos, ya que para incluir este tipo de energía a la red se requiere de ciertas transformaciones que cumplan con los parámetros determinados para un buen desempeño². Entre los tipos de generación a partir de energías renovables, se encuentran los sistemas fotovoltaicos (SFV) que transforman la radiación solar en energía eléctrica.

Este trabajo se centra principalmente en la integración de la energía fotovoltaica a la red eléctrica, ya que desde hace más de diez años el mercado de estos sistemas ha presentado un crecimiento alrededor del 30 al 40% anual a nivel mundial, ésto se debe a varias razones entre las cuales se puede destacar el hecho que cada año tanto los paneles solares como sus módulos son más económicos y eficientes, además de ser el tipo de energía con mayor potencial de

¹ G. G. García, Energías del siglo XXI. De las energías fósiles a las alternativas., 1era ed. Barcelona, Madrid: Ediciones Mundi-prensa, 2008.

² L. Hassaine, “Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red”, Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.

utilización en forma dispersa, sumándose a esto la conciencia ambiental por parte de los diferentes gobiernos³.

En términos generales un SFV es conectado a la red por medio de un conjunto de convertidores electrónicos, siendo de interés en este proyecto la etapa de inversión de potencia en la cual se convierte de DC a AC, teniendo como objetivo generar las corrientes a inyectar a la red tal que se cumpla con ciertos parámetros como frecuencia, distorsión armónica, factor de potencia, etc. pudiendo suministrar tanto potencia activa como reactiva^{4 5}.

El funcionamiento de un SFV conectado a la red depende en gran medida del inversor desde dos puntos de vista: la topología y el control⁶. Para el control de estas potencias se requiere generar la señal de referencia y el cálculo de los pulsos de conmutación del inversor para que las señales generadas por éste tengan un menor error respecto a la referencia.

En este trabajo se simulan y se analizan diferentes estrategias de obtención de la señal de referencia, sincronización con la red y cálculo de los pulsos de conmutación para el inversor. El rendimiento de estas estrategias se comparan de acuerdo a la distorsión armónica presente en la corriente inyectada, el error máximo instantáneo y el error medio cuadrático respecto a la señal de referencia y se presentan los gráficos de cada situación.

³ L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.

⁴ IEEE Std 929-2000, "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems", 2000

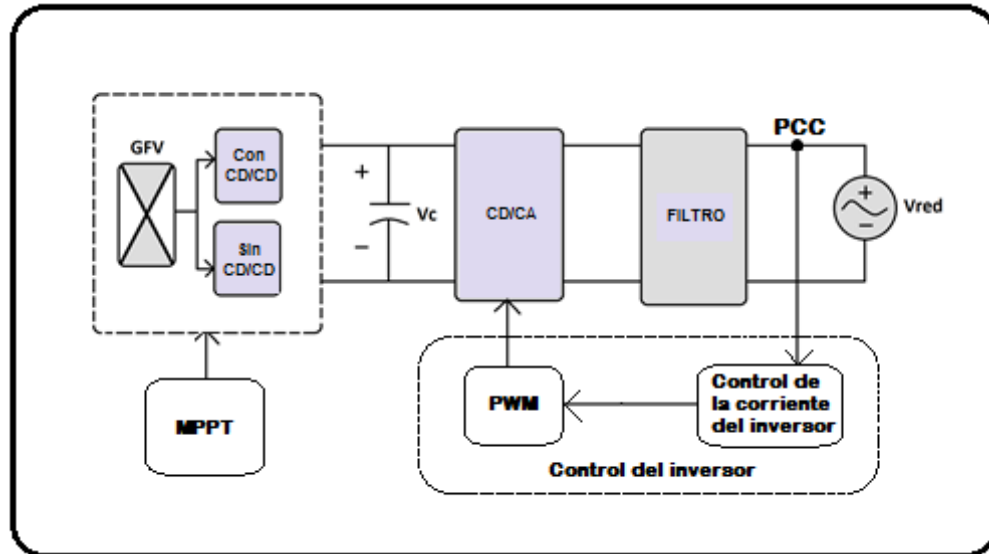
⁵ IEEE Std 1547™-2003 (R2008), "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", 2003

⁶ L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010

1. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

En términos generales un sistema de generación fotovoltaica (GFV) es un sistema que transforma la energía solar en energía eléctrica y la adecúa para su uso. En este caso se considera que el sistema está conectado a la red, por lo que se debe ajustar la energía según los requisitos de ésta. Estos sistemas están conformados por: un panel solar (o un conjunto de éstos) que se encarga de transformar la energía solar a energía eléctrica; de acuerdo a las características del sistema puede tener un convertidor CD-CD que se encarga de adecuar el nivel de tensión (generalmente de elevarlo), un condensador, un convertidor CD-CA conocido como inversor de potencia que se encarga de transformar la señal de directa a alterna, un filtro (generalmente un inductor) y el sistema de control⁷, como se muestra en la Figura 1.

Figura 1. Sistema de generación fotovoltaica



Fuente: L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010

⁷ L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010

El PCC (*Point of Common Coupling*) es el punto de conexión entre el SFV y la red, el cual es de vital importancia porque todos los estándares de calidad de energía se fijan sobre éste⁸. Estos sistemas están conformados por⁹:

1.1 PANELES SOLARES FOTOVOLTAICOS

Los paneles solares fotovoltaicos están formados por agrupaciones de celdas solares interconectadas entre sí y protegidas contra la intemperie, impactos y corrosión. Estas celdas solares o celdas fotovoltaicas son dispositivos electrónicos que transforman la luz solar directamente en energía eléctrica¹⁰.

Las celdas solares están hechas de delgadas capas de material semiconductor, usualmente están elaboradas a base de silicio puro, y éstas tienen una capacidad de generación de 2 a 4 amperes de corriente, a una tensión de 0.46 a 0.48 V¹¹. Además de esto, son de alta conductividad y están empalmadas con contactos de metal para completar el circuito eléctrico que se encuentra ensamblado en vidrio o plástico. Uno de los modelos más usados de celdas fotovoltaicas se muestra en la Figura 2.

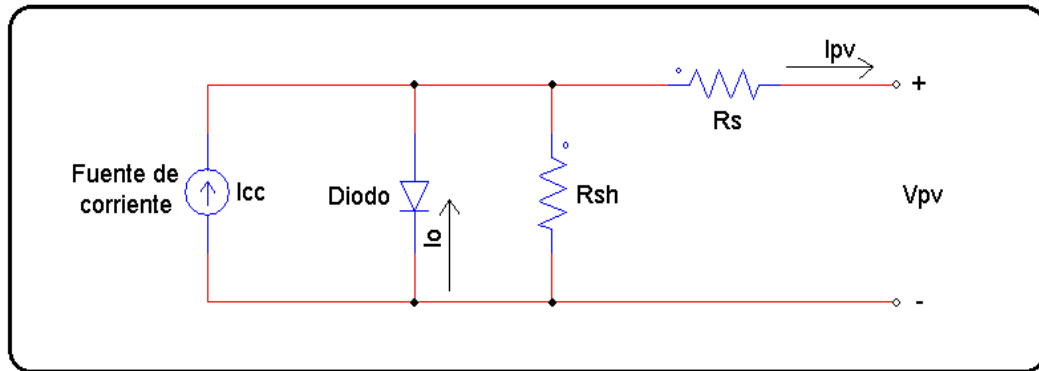
⁸ IEEE Std 929-2000, "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems", 2000

⁹ L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010

¹⁰ J. Carillo & J. I. M. Morales, estudio para la electrificación con energías alternativas, utilizando celdas fotovoltaicas, México DF, 2009

¹¹ Carlos R. Prado Mora, Diseño de un sistema eléctrico fotovoltaico para una comunidad aislada, Costa Rica, Julio 2008

Figura 2. Modelo de la celda solar fotovoltaica



Fuente: Autores

La fuente de corriente directa indica la corriente que se genera en la celda fotovoltaica como consecuencia de la radiación solar, R_s es una resistencia en serie que representa las pérdidas de energía en acoples o empalmes, la resistencia en paralelo R_{sh} simboliza la corriente de fuga del diodo¹².

La tensión y la corriente entregada por los paneles depende del número de celdas solares que se conecten en serie (tensión) o paralelo (corriente) y de la estructura cristalina del semiconductor usado¹³.

1.2 CONVERTIDOR CD/CD

Un convertidor CD/CD es el equivalente a un transformador en corriente directa: al aplicar una tensión de entrada se tendrá en su salida una tensión ya sea mayor o menor al de alimentación¹⁴. Es decir, convierte la corriente directa de un nivel a otro, variando la tensión entregada por los módulos fotovoltaicos al nivel requerido según la topología del sistema. Estos proporcionan la tensión de alimentación del

¹² I. Sosa J. Hernandez L. Ruiz, J. Beristain. Estudio del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia perturbar y observar. RIEE&C, Revista de Ingeniería Eléctrica, electrónica y Computación, 8, 2010.

¹³ J. Carillo & J. I. M. Morales, estudio para la electrificación con energías alternativas, utilizando celdas fotovoltaicas, México DF, 2009

¹⁴ Hoffman, Análisis y control de sistemas fotovoltaicos basados en convertidores dc/dc, 2006.

acumulador (si se considera en la topología) y a su vez acondicionan la señal de tensión para los inversores¹⁵. Si la cantidad de paneles solares es suficiente para proporcionar el nivel de tensión adecuado no es necesario el uso del convertidor.

1.3 CONDENSADOR

El condensador es el elemento intermedio entre circuito de directa y el circuito de alterna. Su función es mantener la tensión de entrada del inversor lo más constante posible. Este valor de capacitancia suele ser elevado del orden de 1 [mF] a menos que se tenga un convertidor CD-CD¹⁶.

1.4 INVERSOR CD-CA

Ya que la corriente que el SFV debe inyectar a la red es alterna, surge la necesidad de convertir la electricidad generada por los sistemas fotovoltaicos de forma directa a alterna, ya sea para conectarse a la red o alimentar equipos que funcionan con este tipo de corriente. El inversor es el dispositivo que cumple con este objetivo ya que por medio de una secuencia de pulsos controlados en sus interruptores, convierte la corriente directa que recibe, en alterna con las mismas características de la red a la cual el sistema está conectado.

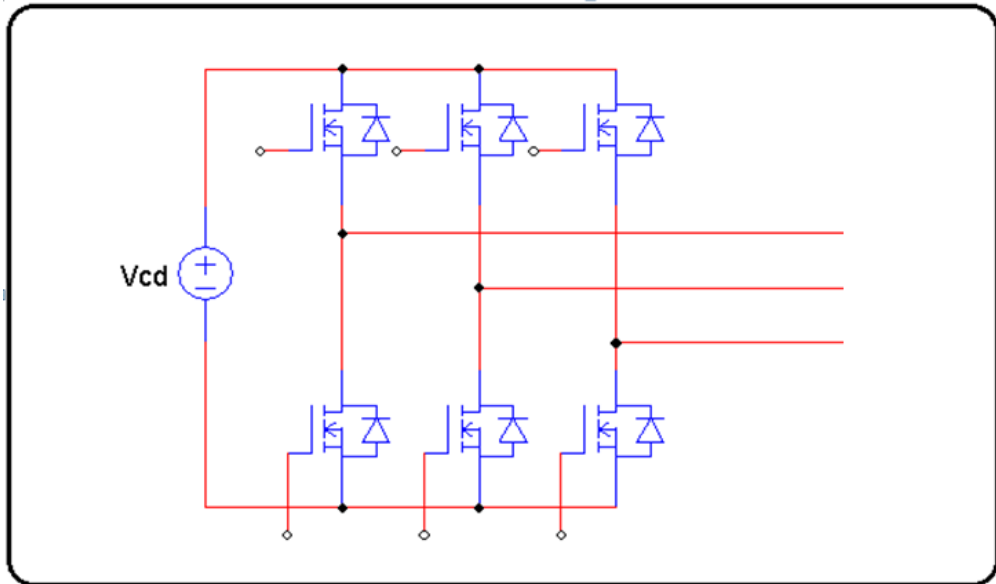
Dentro de los parámetros de calidad que debe cumplir el inversor se encuentra una baja distorsión armónica en sus señales de salida, un alto rendimiento y un factor de potencia según lo requiera la carga¹⁷. En la Figura 3 se puede apreciar el modelo de un inversor trifásico de puente completo.

¹⁵ A. Carbonell. Convertidor CC/CC elevador con seguidor de punto de máxima potencia mediante procesador digital de señal. Universidad Carlos III de Madrid, 2009.

¹⁶ L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010

¹⁷ B. Montes. Análisis del seguimiento del punto de máxima potencia de los inversores fotovoltaicos de conexión a red. 2009

Figura 3. Modelo inversor trifásico puente completo



Fuente: Autores

1.5 FILTRO DE RED

Este filtro está ubicado entre la red y el inversor, cumpliendo principalmente dos funciones: la primera es evitar que se produzca un corto circuito entre la conexión de la red y el inversor, la segunda es mitigar los armónicos debidos a la alta frecuencia de conmutación del inversor¹⁸.

1.6 PARÁMETROS DEL SISTEMA

Los parámetros del sistema se definen en el PCC y tienen en cuenta tanto la inclusión de corriente a la red como la estabilidad del sistema y la protección de los equipos. A continuación se muestran los más representativos y se da una breve descripción:

¹⁸ L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010

1.6.1 Tensión. Al interconectar un SFV a la red, la tensión en el PCC no se regula, esto se debe a que la tensión de la red se impone y su valor se asume en el PCC. Por otra parte se da un rango de tensión para el cual el SFV se puede conectar a la red, ésto con el fin de evitar que se haga durante condiciones anormales del suministro eléctrico como función de protección y no de regulación¹⁹

²⁰

1.6.2 Frecuencia. El SFV debe trabajar en sincronismo con la red. Al igual que con la tensión se da un rango de frecuencia en la red, para evitar una conexión bajo condiciones anormales²¹.

1.6.3 Distorsión de la onda de corriente. La corriente inyectada por el SFV debe cumplir con ciertos parámetros de forma de onda, entre los cuales se puede destacar que ésta no puede contener una componente homopolar superior al 0.5% de la corriente nominal del inversor y la distorsión armónica total no supere el 5%. Para profundizar estos conceptos ver^{22 23}.

1.6.4 Factor de potencia. El factor de potencia debe ser mayor a 0.85 para una potencia mayor al 0.1 % de la nominal²⁴, sin embargo también se puede usar el SFV para compensar (inyección de reactiva, por lo que tendría un FP más bajo), siempre y cuando éste cuente con la correcta aprobación de los entes reguladores.

¹⁹ IEEE Std 929-2000, "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems", 2000

²⁰ IEEE Std 1547™-2003 (R2008), "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", 2003

²¹ Ibid.

²² IEEE Std 929-2000, "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems", 2000

²³ IEEE Std 1547™-2003 (R2008), "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", 2003

²⁴ IEEE Std 929-2000, "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems", 2000

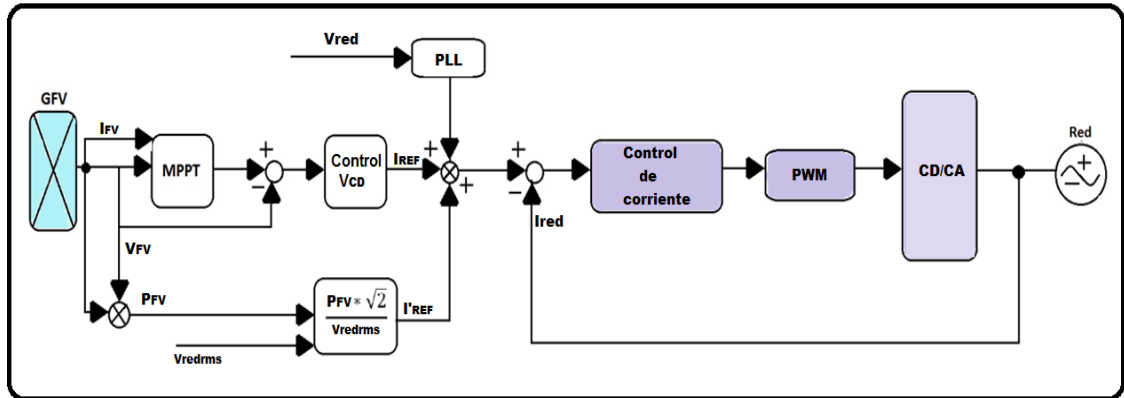
1.7 EL SISTEMA DE CONTROL

Se puede decir que está conformado por tres lazos (ver Figura 1):

- MPPT: Control para el seguimiento del punto máximo de potencia (*Maximum Power Point Tracking*)
- Generación de la señal de referencia.
- Control del inversor.

En este estudio se trabajó con los dos últimos lazos de control, de los cuales el primero se encarga de la generación de la señal de referencia para el inversor, lo que consta de dos pasos, uno es la generación de la señal a partir de dos parámetros (que en este caso serán la tensión del condensador y la potencia entregada por los paneles) y el otro es la sincronización de esta señal con la red, lo que permite inyectar la corriente al ángulo requerido para entregar las potencias activa y reactiva deseadas. El segundo que se analizó es el control del inversor, el cual es el encargado de generar los pulsos de disparo de éste. Un ejemplo del control de un SFV se puede observar en la Figura 4, donde la señal de referencia se basa en la potencia entregada por los paneles, se sincroniza con la tensión de la red y se controla el inversor por medio de un controlador lineal en conjunto con un modulador PWM (*Pulse Width Modulation*).

Figura 4. Estructura de control para un sistema conectado a la red.



Fuente: L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.

1.8 OBJETIVOS

1.8.1 Objetivo general

Analizar comparativamente el funcionamiento de algoritmos utilizados para el control de las potencias activa y reactiva de generadores fotovoltaicos interconectados a la red eléctrica.

1.8.2 Objetivos específicos

- Seleccionar algoritmos de generación de la señal de referencia, un algoritmo de sincronización con la red y un método de control del inversor de potencia.
- Simular un sistema de integración de generadores fotovoltaicos a la red con los algoritmos de control seleccionados.

- Comparar el funcionamiento de los algoritmos simulados para el control de potencia activa y reactiva con la red eléctrica.

1.9 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

Este trabajo se presenta en 5 capítulos, de los cuales el primero corresponde a la introducción mostrada. A continuación se da un breve resumen del contenido de los demás:

Capítulo 2. En este capítulo se da a conocer el modelo del sistema con el que se realizaron las simulaciones. Además se introduce la teoría de potencia en los ejes $\alpha\beta 0$ y $dq0$, concepto esencial requerido por los diferentes métodos de generación de la señal de referencia.

Capítulo 3. En este capítulo se muestra la teoría de los algoritmos de generación de la señal de referencia, sincronización de la señal de referencia, y las técnicas del control del inversor. Además se exponen los diferentes casos de estudio.

Capítulo 4. En este capítulo se muestran los parámetros y resultados de las simulaciones para tres casos distintos, los cuales se distinguen por el factor de potencia que se quiere inyectar y si las tensiones en el PCC son balanceadas y desbalanceadas.

Capítulo 5. Se muestran las conclusiones y observaciones obtenidas a partir del estudio realizado, además se plantean algunos trabajos futuros y recomendaciones. Por último se presentan las referencias bibliográficas utilizadas.

2. PARÁMETROS Y CONCEPTOS PREVIOS

2.1 MODELO EQUIVALENTE A TRABAJAR

En el modelo del sistema fotovoltaico estudiado se tuvieron en cuenta varias consideraciones, las cuales se mencionan a continuación:

- Se trabajó con un inversor trifásico de tres hilos en puente completo como el mostrado en la Figura 3.
- Los semiconductores de potencia del puente inversor trifásico se asumieron como interruptores controlados ideales. Cabe resaltar que los interruptores de una misma rama no pueden estar activos al mismo tiempo ya que se generaría un cortocircuito, por esto la señal que controla a uno es opuesta a la del otro.
- Para el modelado de la red se consideró la tensión equivalente vista desde el PCC, modelada a partir de fuentes de tensión independientes. Se consideraron dos casos de estudio:
 - Tensiones balanceadas cuya frecuencia es de $f = 60$ [Hz] con una amplitud de $120\sqrt{2}$, dadas por:

$$u_a = 120\sqrt{2} \operatorname{sen}(\omega t) \quad (2.1)$$

$$u_b = 120\sqrt{2} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.2)$$

$$u_c = 120\sqrt{2} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

- Tensiones desbalanceadas considerando un 0.59% de componente homopolar y 10% de componente de secuencia negativa respecto a la componente fundamental, de esta forma las tensiones se representan en las siguientes ecuaciones donde $\omega = 2\pi f$:

$$u_a = 120\sqrt{2}\text{sen}(\omega t) + \text{sen}(\omega t) \quad (2.4)$$

$$u_b = 120\sqrt{2}\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 12\sqrt{2}\text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\omega t) \quad (2.5)$$

$$u_c = 120\sqrt{2}\text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + 12\sqrt{2}\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\omega t) \quad (2.6)$$

- El inversor es conectado a la red por medio de un filtro de primer orden compuesto de un elemento inductivo $L = 30$ [mH] y elegido teniendo en cuenta los criterios explicados en ²⁵.
- La parte del sistema comprendida desde los paneles hasta el condensador se modela como una fuente de tensión directa, ya que la visión de este estudio no contempla los componentes antecesores al inversor. El cálculo de la fuente de tensión de continua se da con la condición que éste valor sea mayor que la tensión línea pico (2.7). Por esta razón, se tomó una fuente de 450 [V].

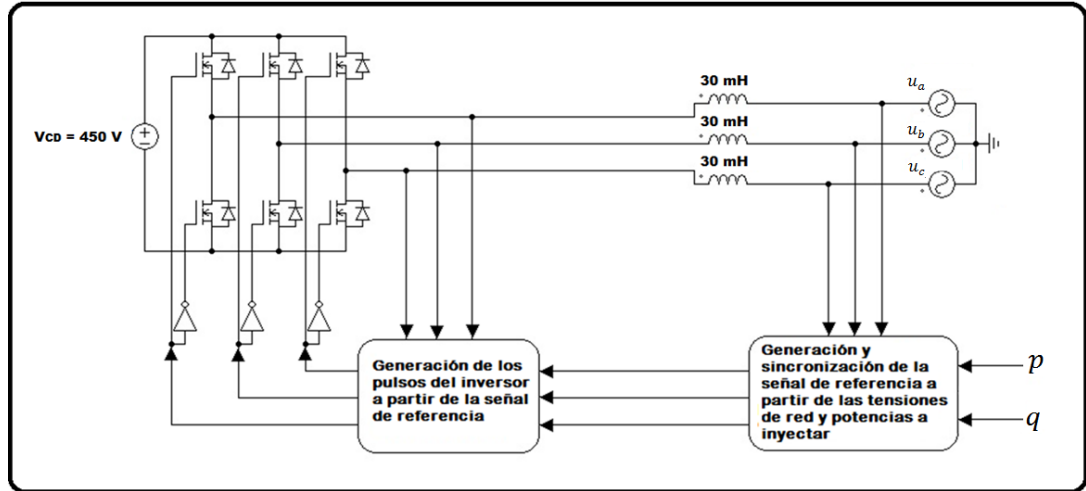
$$V_{DC} \geq \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{frms} \quad (2.7)$$

- La frecuencia de muestreo se escogió de 20 [kHz] para todos los casos, a menos que se señale lo contrario.

²⁵ M. Mantilla Villalobos, "Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución, modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución", Magister en Ingeniería Electrónica, Universidad Industrial de Santander, 2011.

El sistema descrito anteriormente se muestra en la Figura 5:

Figura 5. Modelo equivalente de trabajo



Fuente: Autores

2.2 EJES DE REFERENCIA $\alpha\beta 0$

El marco de referencia $\alpha\beta 0$ trabaja en un sistema de coordenadas cartesianas cuyas componentes son ortogonales entre si y ambos ejes comparten el mismo origen. La diferencia de este marco con los ejes abc , es que el marco abc cualquiera de sus tres componentes puede aportar valor a la secuencia cero del sistema, mientras lo que se busca al aplicar la transformada de *Clarke* es aislar ésta secuencia en un solo eje de referencia llamado eje 0 y representar las otras componentes en un plano ortogonal a éste. Debido a esto, las componentes α y β no influyen en la componente 0 del sistema. Además nace una definición para la potencia activa y reactiva en los ejes $\alpha\beta 0$ teniendo en cuenta que la transformada de *Clarke* que se aplica es invariante en potencia. A continuación se muestra en las Ecuaciones (2.8), (2.9) como obtener los parámetros del sistema en los ejes $\alpha\beta 0$ por medio de la transformada de *Clarke* para pasar tanto las tensiones como

las corrientes de los ejes abc ($u_a, u_b, u_c; i_a, i_b, i_c$) a los ejes $\alpha\beta 0$ ($u_0, u_\alpha, u_\beta; i_0, i_\alpha, i_\beta$)

26

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

En el caso que las tensiones de la red sean ideales, la componente u_0 es cero. Además el sistema considerado en este trabajo tiene la característica de ser trifásico trifilar, luego la componente i_0 también es cero. Teniendo en cuenta esto, las anteriores ecuaciones pueden ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Para obtener la definición de p y q en estos ejes se tienen en cuenta las siguientes relaciones:

²⁶ Hirofumi Akagui, Edson Hirokazu Watanabe and Mauricio Aredes, instantaneous power theory and applications to power conditioning, 2007 by the Institute of Electrical and electronics Engineers.

$$\mathbf{e} = u_\alpha + ju_\beta \quad (2.12)$$

$$\mathbf{i} = i_\alpha + ji_\beta \quad (2.13)$$

Donde \mathbf{e} y \mathbf{i} son los vectores de tensión y de corriente en el plano $\alpha\beta$. A partir de estos se calcula la potencia compleja como:

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} \cdot \mathbf{i}^* = (u_\alpha + ju_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) + j(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) \quad (2.14)$$

Además la potencia trifásica instantánea es invariante, dada por:

$$P_{3\phi} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \Leftrightarrow P_{3\phi} = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + u_0 i_0 \quad (2.15)$$

Teniendo en cuenta que los ejes $\alpha\beta$ no contribuyen a la secuencia cero, la potencia se puede descomponer según (2.16) en: potencia instantánea activa p , potencia instantánea imaginaria q y potencia de secuencia cero p_0 .

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_0 & 0 & 0 \\ 0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Como en sistemas trifásicos trifilares $i_0=0$, la expresión (2.16) se puede escribir como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Y en función de las corrientes como:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Aquí no se profundiza en el cálculo de las potencias p y q definidas en los ejes $\alpha\beta$, ni cómo se relacionan con las potencias de los ejes abc , aunque sí se usan algunas de éstas definiciones. Si se desea profundizar con más detalle se podrá consultar el capítulo 3 de²⁷. Por último se presenta la transformada inversa de *Clark*, para tensiones y corrientes, al pasar de los ejes $\alpha\beta$ a los ejes abc .

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

2.3 EJES DE REFERENCIA dq0

Además de los ejes abc y $\alpha\beta 0$, existe otro sistema de referencia llamado ejes $dq0$. Se hacen girar los ejes $\alpha\beta$ mediante la transformada de *Park* y así se crea un sistema de referencia rotatorio sincronizado con la tensión de la red. De esta manera las tensiones y corrientes en los ejes $dq0$ ($u_d, u_q, u_0, i_d, i_q, i_0$) se pueden expresar en función de sus componentes $\alpha\beta 0$, al utilizar la transformada de *Park*, siguiendo las Ecuaciones (2.21) y (2.22)^{28 29}.

²⁷ Hirofumi Akagui, Edson Hirokazu Watanabe and Mauricio Aredes, instantaneous power theory and applications to power conditioning, 2007 by the Institute of Electrical and electronics Engineers.

²⁸ Hyosung Kim, Hirofumi Akagi, "The Instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r Reference Frames", IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, Hong Kong.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen } \theta & \text{cos } \theta & 0 \\ \text{cos } \theta & -\text{sen } \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen } \theta & \text{cos } \theta & 0 \\ \text{cos } \theta & -\text{sen } \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Donde $\theta = \omega t + \delta_A$, el cual es el ángulo de sincronización, que generalmente se toma como el ángulo del vector de tensión en el PCC en los ejes $\alpha\beta 0$. Solo se muestra la componente 0 para recalcar que en este sistema de referencia también se encuentra, pero como se mencionó antes en éste caso de estudio se desprecia, por lo cual ésta componente se puede eliminar. La conversión de los ejes abc a los ejes $dq0$ se puede obtener directamente aplicando la transformada de *Clark* y *Park*. A continuación se muestra la transformada resultante sin secuencia cero.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Definiendo las potencias activas y reactivas a partir de estos ejes se obtiene:

$$p = u_d i_d + u_q i_q \quad (2.25)$$

$$q = u_q i_d - u_d i_q \quad (2.26)$$

²⁹ OPEN ELECTRICAL. Dq0 Transform [En línea]. Consultado 28 de abril de 2013. Disponible en: http://www.openelectrical.org/wiki/index.php?title=Dq0_Transform.

Donde p y q son las potencias activa y reactiva instantáneas. En sistemas trifásicos con tensiones balanceadas sin distorsión armónica, estas relaciones se pueden simplificar si se logran sincronizar de manera correcta los ejes $dq0$ con los ejes abc , debido a que la componente en cuadratura $u_q = 0$ ³⁰. Por lo tanto las expresiones se pueden reducir a:

$$p = u_d i_d \quad (2.27)$$

$$q = -u_d i_q \quad (2.28)$$

Para finalizar se muestra la transformada inversa para ir de los ejes $dq0$ a los ejes abc tanto en corrientes como en tensiones.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

³⁰ OPEN ELECTRICAL. Dq0 Transform [En línea]. Consultado 28 de abril de 2013. Disponible en: http://www.openelectrical.org/wiki/index.php?title=Dq0_Transform.

3. ESTRATEGIAS DE CONTROL

En este estudio se analizaron los lazos de control que se encargan de la generación de la señal de referencia y de la generación de los pulsos de conmutación para el inversor. A continuación se presentan los diferentes algoritmos utilizados:

3.1 ALGORITMOS PARA LA GENERACIÓN DE LA SEÑAL DE REFERENCIA

La generación de la señal de referencia tiene como propósito cumplir dos objetivos:

- Controlar la tensión del condensador del lado de directa del inversor (ver Figura 1).
- Determinar las corrientes de referencia requeridas para controlar las potencias activa y reactiva a inyectar a la red.

El segundo fue uno de los objetivos de este estudio. Para éste es necesario implementar un lazo de control compuesto por: la generación de la señal de referencia, y su sincronización con la red. A continuación se presentan diferentes estrategias para cada uno, tanto para tensiones en el PCC balanceadas como desbalanceadas:

3.1.1 Generación de la señal de referencia con tensiones ideales en el PCC.

Para el cálculo de las corrientes de referencia se toma como parámetro la potencia que se desea inyectar a la red, por lo tanto éstas quedarán en función de la potencia activa de referencia (p) y la potencia reactiva de referencia (q). Para ello, hay que establecer la relación entre estas variables, lo cual se logra a partir de un

análisis del sistema, teniendo en cuenta la topología y los parámetros que lo definen. En este caso los parámetros son las tensiones, las corrientes y la potencia. Este análisis resulta más sencillo de realizar en los ejes de referencia $\alpha\beta$ o $dq0$ en lugar de los ejes abc . A continuación, se presenta el cálculo de las corrientes de referencia en los ejes abc y en los ejes $dq0$:

3.1.1.1 Cálculo de la corriente de referencia en los ejes abc . Esta estrategia de obtención de la señal de referencia parte del concepto que la corriente de referencia de cada fase ($i_k \because k = a, b, c$) se puede descomponer en dos señales, las cuales se van a caracterizar porque solo una aporta potencia activa (subíndice p) al sistema y la otra potencia reactiva (subíndice q)³¹. De esta forma, la corriente de cada fase se representa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Con esta definición se puede dar una nueva expresión para la potencia activa y reactiva trifásica, como se aprecia a continuación:

$$p = u_a i_{ap} + u_b i_{bp} + u_c i_{cp} \quad (3.2)$$

$$q = u_a i_{aq} + u_b i_{bq} + u_c i_{cq} \quad (3.3)$$

Donde $u_k \because k = a, b, c$ son las tensiones de fase en el PCC. Aquí es donde resulta útil trabajar en los ejes $\alpha\beta$, ya que en las ecuaciones anteriores no es sencillo establecer una relación entre las corrientes de cada fase con la potencia

³¹ Hyosung Kim, Hirofumi Akagi, "The Instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r Reference Frames", IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, Hong Kong

trifásica, partiendo de las definiciones de los ejes abc . Para ésto, se utiliza la definición de las corrientes de referencia en los ejes $\alpha\beta$ (i_α e i_β) en función de las potencias y las tensiones en el PCC en los ejes $\alpha\beta$ (u_α e u_β), donde se permite trabajar la potencia activa y reactiva por separado, como se muestra en la ecuación (3.4).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Corrientes reales}} + \underbrace{\frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}}_{\text{Corrientes imaginarias}} \quad (3.4)$$

Sin embargo, es necesario obtener las corrientes en los ejes abc , por consiguiente se aplica la transformada inversa de *Clark* y se separan las corrientes en las componentes previamente explicadas. La Ecuación (3.4) puede ser escrita como la suma de las Ecuaciones (3.5) y (3.6), mostradas a continuación³²:

$$\begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \frac{p}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \frac{q}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\beta \\ -u_\alpha \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Remplazando las tensiones de los ejes $\alpha\beta$ por su equivalente en el abc , habiendo operado las matrices y después de haber reducido las Ecuaciones (3.5)-(3.6), se obtienen las Ecuaciones (3.7)-(3.8), donde las corrientes están representadas en función de p y q , y de las tensiones del PCC en los ejes abc . Para obtener la

³² Hirofumi Akagui, Edson Hirokazu Watanabe and Mauricio Aredes, instantaneous power theory and applications to power conditioning, 2007 by the Institute of Electrical and electronics Engineers

corriente total por fase, basta con sumar ambas componentes ((3.9), (3.10), (3.11)) y al ser trabajadas por aparte se decide cuanta potencia activa y/o reactiva se va a inyectar a la red

$$\begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{p/\sqrt{3}}{u_a^2+u_b^2+u_c^2} \begin{bmatrix} 2u_a - u_b - u_c \\ -u_a + 2u_b - u_c \\ -u_a - u_b + 2u_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{q/\sqrt{3}}{u_a^2+u_b^2+u_c^2} \begin{bmatrix} 0 + u_b - u_c \\ -u_a + 0 + u_c \\ u_a - u_b + 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

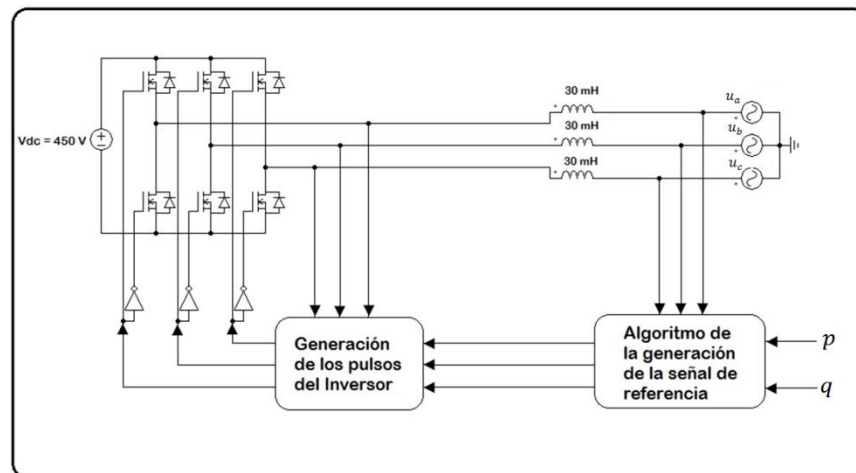
$$i_a = i_{aq} + i_{ap} \quad (3.9)$$

$$i_b = i_{bq} + i_{bp} \quad (3.10)$$

$$i_c = i_{cq} + i_{cp} \quad (3.11)$$

Así, una representación del sistema se da en la Figura 6:

Figura 6. Generación de la señal de referencia *abc*



Fuente: Autores

3.1.1.2 Cálculo de la corriente de referencia en los ejes $dq0$. Este método parte de los valores de las tensiones en el PCC en la referencia abc y se convierten al marco $dq0$ con la transformada de *Clark* y *Park*, como se muestra en la Ecuación (3.12), donde u_d y u_q son las tensiones del PCC en los ejes d y q respectivamente.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Si se tienen tensiones balanceadas en el PCC y se sincroniza la transformada con el ángulo de esta tensión, la componente u_q es nula, por lo tanto solo es necesario calcular la componente u_d y la transformada puede ser escrita como:

$$[u_d] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

El valor de θ se calcula mediante el algoritmo de sincronización expresado más adelante. Conocido este valor de tensión, las corrientes de referencia en los ejes dq (i_d e i_q) se obtienen a partir de las Ecuaciones (2.27) y (2.28), como se muestra a continuación³³:

$$i_d = \frac{p}{u_d} \quad (3.14)$$

$$i_q = -\frac{q}{u_d} \quad (3.15)$$

³³ OPEN ELECTRICAL. Dq0 Transform [En línea]. Consultado 28 de abril de 2013. Disponible en: http://www.openelectrical.org/wiki/index.php?title=Dq0_Transform.

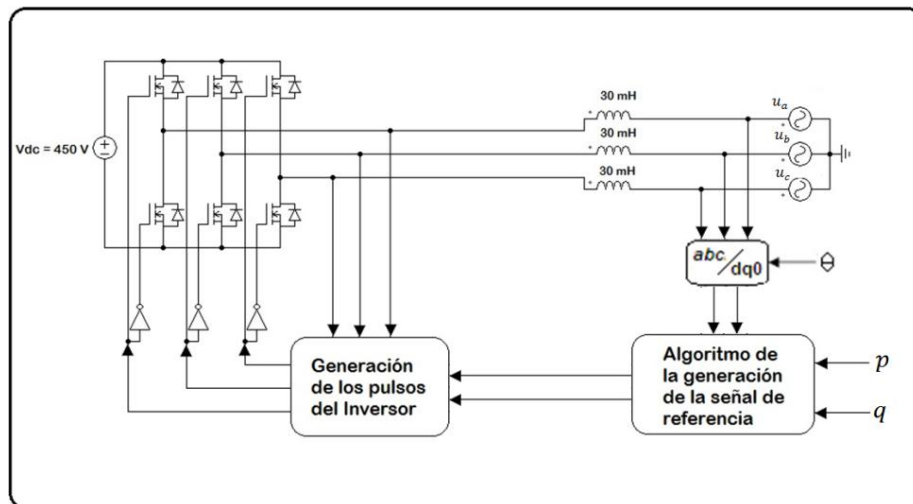
Por último se utiliza la transformada inversa de *Clarke* y *Park* para obtener las corrientes en el marco de referencia *abc* como se muestra en la ecuación (3.16)

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Sin embargo, si el algoritmo de control del inversor (generación de los pulsos de disparo) es implementado en los ejes *dq0*, no se requiere realizar la transformación inversa, y se trabajaría con las corrientes de referencia de las Ecuaciones (3.14) y (3.15). Estos algoritmos se presentan en la sección 3.2.

La Figura 7 muestra cómo se aplica al modelo del SFV:

Figura 7. Generación de la señal de referencia en los ejes dq0



Fuente: Autores

3.1.2 Algoritmos de sincronización de la señal de referencia con la red bajo tensiones ideales en el PCC. La corriente inyectada a la red debe estar sincronizada con ésta, y dependiendo si se entrega potencia activa o reactiva, se genera un desfase entre la corriente inyectada y la tensión de la red. El algoritmo

de sincronización que se trabajó en este estudio, se basa en la obtención de los parámetros de la onda de tensión en el PCC, específicamente su fase, la que se utiliza para sincronizar las variables cuando se trabaja en los ejes dq0.

Algoritmo de Kalman

El algoritmo de *Kalman* es un estimador de carácter recursivo, que permite valorar de manera óptima los estados de un sistema en tiempo real, con poca información de los estados anteriores. Mediante éste se puede estimar el estado de un sistema dinámico acompañado de ruido blanco gaussiano, a partir de medidas relacionadas con ese estado, éstas a su vez también pueden estar contaminadas con este tipo de ruido. Una vez realizado el modelo del sistema y la relación entre las medidas y los estados, solo se necesita la medida en el instante n y el valor de los estados en el instante $n - 1$ para estimar los estados en n y realizar la predicción de éstos para $n + 1$ ³⁴.

Las ecuaciones que definen el algoritmo de *Kalman* se presentan a continuación. Primero se muestran las ecuaciones básicas para poder implementarlo, las cuales son la ecuación de estado y la ecuación de medida ^{35 36 37}.

Ecuación de estado

$$X(n + 1) = A(n)X(n) + U_1(n) \quad (3.17)$$

³⁴ J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

³⁵ *Ibid.*

³⁶ I. Diaz Paez, H. Ortiz Pico, "Estimación de parámetros de señales eléctricas: Estudio e implementación de algoritmos basados en filtrado adaptativo", Universidad Industrial de Santander, 2010.

³⁷ Cesar A. Duarte, "Técnicas de procesamiento de señales para la monitorización de la calidad de la energía eléctrica", Magister en Potencia Eléctrica, Universidad Industrial de Santander, 2004

Donde $X(n)$ es el vector de estados en el instante n y $X(n + 1)$ es el vector en un instante $n + 1$, $A(n)$ es la matriz de transición del vector de estados, que lo relaciona entre un instante n a uno $n + 1$ y el último término $U_1(n)$ corresponde al ruido blanco debido a las variaciones aleatorias de los estados.

Ecuación de medida

$$Z(n) = H(n)X(n) + U_2(n) \quad (3.18)$$

Donde $Z(n)$ representa el vector de las mediciones tomadas relacionadas con los estados, $H(n)$ es el vector que relaciona las mediciones con los estados y $U_2(n)$ representa el ruido blanco debido a las mediciones siendo diferente de $U_1(n)$.

Ecuaciones de desarrollo del algoritmo

Condiciones iniciales para los estados:

$$\dot{X} = X_0 \quad (3.19)$$

Condiciones iniciales para la matriz de covarianza del error:

$$P = P_0 \quad (3.20)$$

Calculo de la ganancia de *Kalman*:

$$K(n) = P(n)H^T(n)[H(n)P(n)H^T(n) + R(n)]^{-1} \quad (3.21)$$

Donde $R(n)$ es la matriz de covarianza relacionada con el ruido blanco $U_1(n)$ y se puede definir como el producto de una matriz identidad por un valor de covarianza

σ_r^2 , el cual se debe determinar para un óptimo desempeño del algoritmo, según la aplicación de éste³⁸.

$$\mathbf{R}(n) = \sigma_r^2 \mathbf{I} \quad (3.22)$$

Actualización de estimación con la medida $\mathbf{Z}(n)$:

$$\hat{\mathbf{X}}(n) = \hat{\mathbf{X}}(n) + \mathbf{K}(n)[\mathbf{Z}(n) - \mathbf{H}(n)\hat{\mathbf{X}}(n)] \quad (3.23)$$

Actualización de la covarianza del error:

$$\mathbf{P}(n) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(n)\mathbf{H}(n)] \mathbf{P}(n) \quad (3.24)$$

Proyección de los estados:

$$\hat{\mathbf{X}}(n + 1) = f(\hat{\mathbf{X}}(n)) \quad (3.25)$$

Proyección de la covarianza del error:

$$\mathbf{P}(n + 1) = \mathbf{F}(n)\mathbf{P}(n)\mathbf{F}^T(n) + \mathbf{Q}(n) \quad (3.26)$$

Donde $\mathbf{Q}(n)$ es la matriz de covarianza relacionada con el ruido blanco $\mathbf{U}_2(n)$ y se puede definir como el producto de una matriz identidad por un valor de covarianza σ_q^2 , al igual que σ_r^2 , este valor debe determinarse para un óptimo desempeño del algoritmo.

$$\mathbf{Q}(n) = \sigma_q^2 \mathbf{I} \quad (3.27)$$

³⁸ I. Diaz Paez, H. Ortiz Pico, "Estimación de parámetros de señales eléctricas: Estudio e implementación de algoritmos basados en filtrado adaptativo", Universidad Industrial de Santander, 2010.

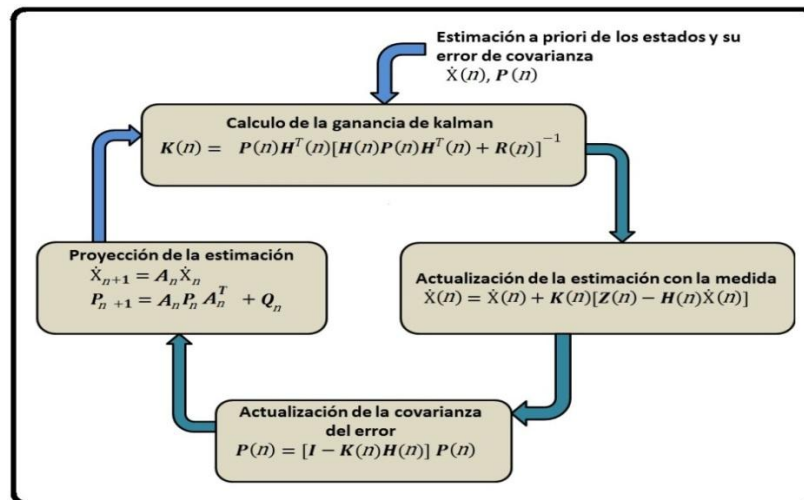
Adicionalmente las funciones $F(n)$ y $F^T(n)$ son las que relacionan los estados en el instante n con el instante $n + 1$. Para este caso como la relación es lineal, las ecuaciones se pueden escribir como:

$$\dot{X}_{n+1} = A_n \dot{X}_n \quad (3.28)$$

$$P_{n+1} = A_n P_n A_n^T + Q_n \quad (3.29)$$

Si no lo fueran, como en el caso en que se considerara la frecuencia variable, hay que realizar otro procedimiento para relacionar los estados presentes con los futuros, para más información consultar^{39 40}. El siguiente esquema sintetiza el funcionamiento del algoritmo:

Figura 8. Algoritmo de Kalman



Fuente: J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

³⁹ J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

⁴⁰ Cesar A. Duarte, "Técnicas de procesamiento de señales para la monitorización de la calidad de la energía eléctrica", Magister en Potencia Eléctrica, Universidad Industrial de Santander, 2004

Como se puede ver en la Figura 8, el algoritmo funciona de la siguiente manera⁴¹:

- Primero se calcula la ganancia de *Kalman*, la cual se utiliza para corregir la predicción hecha de los estados en el instante anterior. Cuando se realiza por primera vez se debe introducir la matriz P_0 de covarianza para poder calcular la ganancia, debido a que no se ha hecho ninguna predicción.
- Después se corrige la predicción de los estados $X(n)$, para obtener un valor más exacto de estos, dicha corrección se realiza con ayuda de la ganancia de *kalman* y de las medidas realizadas en ese instante. Al igual que con la matriz P_0 , se debe introducir el vector X_0 debido a que no se ha hecho ninguna predicción de éste.
- Al igual que el vector de estados la matriz de covarianza $P(n)$ también se debe corregir o actualizar y esto se hace mediante la ganancia de *Kalman*.
- Por último se debe hacer la predicción tanto para el vector de estados $X(n)$ como para la matriz de covarianza $P(n)$, así utilizando sus valores actualizados y la matriz de relación $A(n)$, se calculan ambas predicciones las cuales realimentan el algoritmo para el cálculo en el siguiente instante de tiempo.
- En cada instante de tiempo se realiza el mismo procedimiento volviéndose un proceso cíclico.

3.1.3 Sincronización mediante el algoritmo de Kalman. Habiendo explicado el algoritmo de *Kalman* se procede a implementarlo para sincronizar las tensiones en los ejes $dq0$ con los abc , para esto se sigue un procedimiento⁴²:

⁴¹ J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

1. Escoger las variables de estado que ayudan a definir los parámetros deseados de la señal.
2. Determinar la matriz de transición de estados (de un instante n a uno $n + 1$).
3. Establecer la relación que existe entre los estados y las medidas realizadas.
4. A partir de esto, encontrar todos los vectores y matrices necesarios para implementar el algoritmo.

Para determinar el vector de estados primero se considera una señal de la forma:

$$x(t_n) = B_f \cos(\omega_f t_n + \alpha_f) \quad (3.30)$$

Ahora evaluando la misma ecuación en un instante $t + T_s$ (3.31), siendo éste último el periodo de muestreo de la señal, y expresándola como una suma de senos y cosenos, se obtiene que:

$$x(t_n + T_s) = B_f \cos(\omega_f(t_n + T_s) + \alpha_f) \quad (3.31)$$

$$x(t_n + T_s) = B_f \cos(\omega_f t_n + \alpha_f) \cos(\omega_f T_s) - B_f \sin(\omega_f t_n + \alpha_f) \sin(\omega_f T_s) \quad (3.32)$$

De lo cual se deduce que la señal en un tiempo $n+1$ se puede obtener como la suma de la misma señal más su componente en cuadratura:

$$x_1(t_n) = B_f \cos(\omega_f t_n + \alpha_f) \quad (3.33)$$

$$x_2(t_n) = B_f \sin(\omega_f t_n + \alpha_f) \quad (3.34)$$

⁴² J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

A partir de las propiedades de los senos y los cosenos, realizando el mismo análisis que se le aplicó a la señal del vector de estados se puede representar la ecuación de estados futuros como^{43 44}:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_f T_s) & -\text{sen}(\omega_f T_s) \\ \text{sen}(\omega_f T_s) & \cos(\omega_f T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

La cual se deduce la matriz de transición como:

$$\mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_f t_s) & -\text{sen}(\omega_f t_s) \\ \text{sen}(\omega_f t_s) & \cos(\omega_f t_s) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Para establecer la relación entre el vector de medida y el de estados, se mide una señal con forma de coseno, esto debido a que la transformada de *Clark* y *Park* mostrada es para señales de este tipo. De esta forma la ecuación de medida queda escrita de la siguiente manera, y de ésta se puede determinar el vector $\mathbf{H}(n)$:

$$\mathbf{z}(k) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} + \mathbf{U}_2(n) \quad (3.37)$$

$$\mathbf{H}(n) = [1 \quad 0] \quad (3.38)$$

Para los valores de σ_r^2 y σ_q^2 se utilizaron los recomendados en⁴⁵ como óptimos para este caso, por ello se les da un valor de 10^{-6} y de 10^{-8} , los valores iniciales

⁴³ J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

⁴⁴ Cesar A. Duarte, "Técnicas de procesamiento de señales para la monitorización de la calidad de la energía eléctrica", Magister en Potencia Eléctrica, Universidad Industrial de Santander, 2004

X_0 y P_0 toman valores iguales a cero. Finalmente la amplitud y el ángulo estimados, se pueden obtener a partir de (3.39) y (3.40), respectivamente.

$$B_f = \sqrt{x_1^2(t_n) + x_2^2(t_n)} \quad (3.39)$$

$$tg(\omega_f t_n + \alpha_f) = \frac{x_2(t_n)}{x_1(t_n)} \quad (3.40)$$

Sin embargo, para evitar el cálculo de la función arco tangente, se pueden utilizar los estados normalizados $\cos(\omega_f t_k + \alpha_f)$ y $\sin(\omega_f t_k + \alpha_f)$ y las expresiones (3.41) y (3.42) para la transformación $abc-dq0$ y $dq0-abc$ respectivamente. Cabe resaltar que como las tensiones se toman ideales, basta con obtener los valores de una sola fase, y los de las otras dos se expresan como una suma entre coseno y seno por sus respectivos factores⁴⁶:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\text{sen}\theta & -\frac{1}{2}\cos\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\text{sen}\theta \\ -\text{sen}\theta & \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\text{sen}\theta & -\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\text{sen}\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\text{sen}\theta & \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\text{sen}\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\text{sen}\theta & -\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\text{sen}\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

3.1.3 Generación de la señal de referencia con tensiones desbalanceadas en el PCC. Cuando las tensiones en el PCC están desbalanceadas, el sistema fotovoltaico puede ser controlado de diferentes formas según las características de

⁴⁵ I. Diaz Paez, H. Ortiz Pico, "Estimación de parámetros de señales eléctricas: Estudio e implementación de algoritmos basados en filtrado adaptativo", Universidad Industrial de Santander, 2010.

⁴⁶ J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

la corriente y de la potencia que se quieran inyectar. Por un lado se pueden mantener las potencias activa y reactiva constantes pero se obtendrían desbalances en las corrientes inyectadas. Por otro lado se pueden inyectar corrientes balanceadas con una forma de onda determinada, pero ésto generaría una oscilación en las potencias activa y reactiva. En este trabajo se consideró el último caso dándole prioridad a la calidad de las inyectadas.

Las implicaciones que puede traer la oscilación de potencia o los límites entre los cuales debería hacerlo, se dejan como recomendación para trabajos futuros, ya que no es objetivo de este proyecto. A continuación se presenta la explicación teórica y posteriormente el desarrollo de la estrategia.

Primero se debe dejar claro que las señales de tensión en el PCC que se van a utilizar se pueden descomponer en la suma de su secuencia positiva (u_k^+), negativa (u_k^-) y cero (u_k^0)⁴⁷. De tal forma que las señales de tensión se pueden descomponer de la siguiente manera:

$$u_a(t) = u_a^0(t) + u_a^+(t) + u_a^-(t) \quad (3.43)$$

$$u_b(t) = u_b^0(t) + u_b^+(t) + u_b^-(t) \quad (3.44)$$

$$u_c(t) = u_c^0(t) + u_c^+(t) + u_c^-(t) \quad (3.45)$$

Estas tensiones se pueden descomponer según (3.46), (3.47) y (3.48) donde u^0 , u^+ y u^- son las amplitudes de las secuencias cero, positiva y negativa respectivamente, mientras que θ^0 , θ^+ y θ^- es el ángulo de la onda de su respectiva secuencia.

⁴⁷ J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

$$u_a = u^0 \cos(\theta^0) + u^+ \cos(\theta^+) + u^- \cos(\theta^-) \quad (3.46)$$

$$u_b = u^0 \cos(\theta^0) + u^+ \cos\left(\theta^+ - \frac{2\pi}{3}\right) + u^- \cos\left(\theta^- + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.47)$$

$$u_c = u^0 \cos(\theta^0) + u^+ \cos\left(\theta^+ + \frac{2\pi}{3}\right) + u^- \cos\left(\theta^- - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.48)$$

De igual forma estas componentes en los ejes $\alpha\beta 0$ y $dq0$ se representan como:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha^+ + u_\alpha^- \\ u_\beta^+ + u_\beta^- \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d^+ + u_d^- \\ u_q^+ + u_q^- \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Además, se consideran las siguientes premisas:

- Así como la tensión se puede descomponer en las secuencias positiva, negativa y cero, se puede hacer lo mismo con la corriente.
- Si se habla de la señal de tensión de la red, la componente cero se puede considerar como nula, cosa que no pasa con las corrientes de la red debido a que en los sistemas con neutro esta si aparece. No obstante, el sistema modelado es trifásico de tres hilos luego esta componente no está presente.
- La estrategia de control busca la inyección de corrientes balanceadas de secuencia positiva tal como se muestra en las Ecuaciones (3.51), (3.52) y (3.53).

$$i_a = i^+ \cos(\theta^+) \quad (3.51)$$

$$i_b = i^+ \cos(\theta^+ - 120^\circ) \quad (3.52)$$

$$i_c = i^+ \cos(\theta^+ + 120^\circ) \quad (3.53)$$

Estas componentes en los ejes $\alpha\beta 0$ y $dq0$ están dadas en las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha^+ \\ i_\beta^+ \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Sin embargo la tensión en el PCC puede tener un desbalance tanto en secuencia cero como negativa. Teniendo en cuenta que la potencia activa que se va a inyectar se define como la suma de dos componentes, una promedio y otra oscilatoria:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.56)$$

Para este caso en el que solo se pretende inyectar corrientes de secuencia positiva, la definición de la potencia activa promedio \bar{p} está dada como:

$$\bar{p} = u_d^+ i_d^+ + u_q^+ i_q^+ \quad (3.57)$$

La parte oscilatoria \tilde{p} está dada por la interacción de las secuencias negativa y cero de la tensión con la corriente de secuencia positiva, en este caso se podrían

resaltar $u_d^- i_d^+$ y $u_q^- i_q^+$, entre otras. De igual forma, se realizó este análisis para la potencia reactiva encontrando que:

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.58)$$

$$\bar{q} = u_q^+ i_d^+ - u_d^+ i_q^+ \quad (3.59)$$

Así pues, se pretende buscar las corrientes de referencia que proporcionan las potencias \bar{p} y \bar{q} . La componente oscilatoria se acepta ya que ésta aparece de la interacción de corrientes balanceadas con tensiones desbalanceadas. A esto se refiere decir que se hace oscilar la potencia, esto surge de la misma metodología que se usa. Sin embargo si el sistema se sincroniza con la tensión de secuencia positiva en el PCC, $u_q^+ = 0$, por lo tanto $\bar{p} = u_d^+ i_d^+$ y $\bar{q} = -u_d^+ i_q^+$. Finalmente las Ecuaciones (3.60), (3.61), (3.62) y (3.63) muestran las corrientes de referencia en los ejes $dq0$ y abc en función de la secuencia positiva de las tensiones en el PCC (en sus ejes respectivos) y de las potencias \bar{p} y \bar{q} .

$$i_d^+ = \frac{\bar{p}}{u_d^+} \quad (3.60)$$

$$i_q^+ = -\frac{\bar{q}}{u_d^+} \quad (3.61)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ap}^+ \\ i_{bp}^+ \\ i_{cp}^+ \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}/3}{u_a^{+2} + u_b^{+2} + u_c^{+2}} \begin{bmatrix} 2u_a^+ - u_b^+ - u_c^+ \\ -u_a^+ + 2u_b^+ - u_c^+ \\ -u_a^+ - u_b^+ + 2u_c^+ \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$\begin{bmatrix} i_{aq}^+ \\ i_{bq}^+ \\ i_{cq}^+ \end{bmatrix} = \frac{\bar{q}/\sqrt{3}}{u_a^{+2} + u_b^{+2} + u_c^{+2}} \begin{bmatrix} 0 + u_b^+ - u_c^+ \\ -u_a^+ + 0 + u_c^+ \\ u_a^+ - u_b^+ + 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Para poder aplicar esta metodología, se debe obtener la componente positiva de las tensiones, para esto se recurrió de nuevo al algoritmo de *Kalman* considerando estos desbalances, según explicado a continuación:

3.1.3.1 Algoritmo de Kalman para la obtención de la secuencia positiva.

Como se mencionó antes, se deben definir los estados de tal forma que se puedan expresar a partir de éstos, los parámetros de la señal que se quiere obtener, en este caso la secuencia positiva de la tensión en el PCC. Además como ya se mostró, las señales de tensión se pueden descomponer en su secuencia positiva, negativa y cero, por ello se escogen los siguientes estados, realizando un análisis similar al que se le aplica a una señal monofásica:

$$x_1 = u^+ \cos(\theta^+) \quad (3.64)$$

$$x_2 = u^+ \sin(\theta^+) \quad (3.65)$$

$$x_3 = u^- \cos(\theta^-) \quad (3.66)$$

$$x_4 = u^- \sin(\theta^-) \quad (3.67)$$

Por tanto la ecuación de estados futuros queda representada como:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ x_3(n+1) \\ x_4(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ 0 & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_3(n) \\ x_4(n) \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

Donde \mathbf{A} sigue representando la matriz:

$$\mathbf{A}(n) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_f T_s) & -\sin(\omega_f T_s) \\ \sin(\omega_f T_s) & \cos(\omega_f T_s) \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Ahora se establece el vector medida y su relación con el vector de estados:

$$\mathbf{z}(n) = \begin{bmatrix} u_a(n) - u^0(n) \\ u_b(n) - u^0(n) \\ u_c(n) - u^0(n) \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

$$\mathbf{z}(n) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_3(n) \\ x_4(n) \end{bmatrix} + \mathbf{U}_2(n) \quad (3.71)$$

Para evitar restar la componente cero dada por la ecuación (3.70), además de reducir el tamaño de las matrices disminuyendo así el número de operaciones y por lo tanto el tiempo de cómputo, teniendo en cuenta (3.72) se puede expresar la ecuación de medidas en función de las tensiones de línea en el PCC (u_{ab} y u_{bc}) y a partir de esto definir la matriz $\mathbf{H}(n)$:

$$u_a^0 = u_b^0 = u_c^0 = u^0 = \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \quad (3.72)$$

$$\mathbf{z}(n) = \begin{bmatrix} u_{ab}(n) \\ u_{bc}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \sqrt{3} & 0 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_3(n) \\ x_4(n) \end{bmatrix} + \mathbf{U}_2(n) \quad (3.73)$$

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \sqrt{3} & 0 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Se obtiene la secuencia positiva de las tensiones a partir de los estados x_1 y x_2 , para definir las señales de cada fase se parte de las ecuaciones (3.46), (3.47), y (3.48), obteniendo lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} u_a^+ \\ u_b^+ \\ u_c^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Los valores de σ_r^2 y σ_q^2 se calcularon de forma empírica, tomando aquellos que optimizaban el algoritmo y determinándolos como:

$$\sigma_r^2 = 10^{-5}$$

$$\sigma_q^2 = 3 * 10^{-8}$$

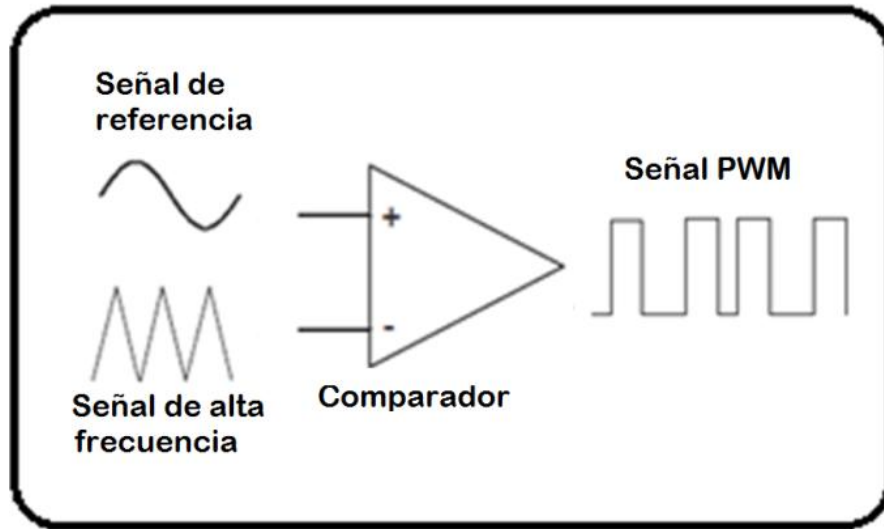
3.2 ALGORITMOS PARA EL CONTROL DEL INVERSOR

Las estrategias de control del inversor se encargan de generar los pulsos de conmutación para éste, de forma que la corriente inyectada siga con el menor error a la referencia. A continuación se presentan las técnicas de control del inversor que se estudiaron, las cuales se pueden clasificar en técnicas de lazo abierto o cerrado, y estas últimas se pueden clasificar en lineales y no lineales⁴⁸:

3.2.1 Técnicas de control de lazo abierto: PWM (Pulse Width Modulation). La técnica PWM se basa en la comparación de una señal de alta frecuencia con la señal de referencia (Figura 9) para calcular los tiempos de encendido y apagado de los interruptores, de tal forma que el valor medio de la señal generada en cada periodo de conmutación sea igual que el de la señal de referencia en el mismo periodo.

⁴⁸ M. Mantilla Villalobos, "Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución, modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución", Magister en Ingeniería Electrónica, Universidad Industrial de Santander, 2011.

Figura 9. PWM pulse width modulation



Fuente: M. Mantilla Villalobos, “Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución, modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución”, Magister en Ingeniería Electrónica, Universidad Industrial de Santander, 2011.

En este caso se compara la señal de referencia con una señal triangular de frecuencia de 20 [kHz] y valor pico de $\frac{450 [v]}{\sqrt{3}}$. Éstos valores se escogieron según las recomendaciones dadas para un correcto funcionamiento del control según⁴⁹⁵⁰. Cabe resaltar que el PWM no se usa directamente para el control del inversor, pero algunas técnicas de lazo cerrado como el *PI* y el *Dead-beat* requieren de una técnica de lazo abierto que sintetice la señal de tensión que estos generan, para generar los pulsos de disparo del inversor⁵¹⁵². En este caso la señal de referencia

⁴⁹ L. Hassaine, “Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red”, Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010

⁵⁰ Juan G. Rueda, Ernesto Pieruccini, “Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control por corriente aplicadas al inversor de potencia tipo fuente de tensión de cuatro ramas en puente completo”, Universidad Industrial de Santander, 2013.

⁵¹ M. Mantilla Villalobos, “Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución, modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución”, Magister en Ingeniería Electrónica, Universidad Industrial de Santander, 2011.

⁵² Juan G. Rueda, Ernesto Pieruccini, “Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control por corriente aplicadas al inversor de potencia tipo fuente de tensión de cuatro ramas en puente completo”, Universidad Industrial de Santander, 2013.

del PWM corresponde a la salida de tensión a la salida de los algoritmos *PI* o *Dead-beat*.

3.2.2 Técnicas de control de lazo cerrado. Estas técnicas calculan la tensión de salida del inversor ($u_{k_{inv}} \therefore k = a, b, c$) a partir del error entre la corriente de referencia ($i_k \therefore k = a, b, c$) y la corriente que el inversor inyecta a la red ($i_{k_{inv}} \therefore k = a, b, c$). A continuación se muestran las técnicas estudiadas en este trabajo:

3.2.2.1 Control proporcional-integral PI. Esta técnica calcula las señales de tensión a la salida del inversor, a partir de un control proporcional que se le aplica tanto al error en la corriente (3.76), como a su integral, de manera separada⁵³.

$$e_k(t) = i_k - i_{k_{inv}} \quad (3.76)$$

Donde $e_k(t)$ se define como la diferencia entre la corriente de referencia y la corriente que se inyecta a la red. De esta forma se puede definir la señal de tensión para el inversor como^{54 55}:

$$u_{k_{inv}}(t) = Kp e_k(t) + \frac{Kp}{Ti} \int e_k(t) dt \therefore k = a, b, c \quad (3.77)$$

Dónde:

⁵³ Guillermo A. Vargas Cáceres, Julio C. Gélvez Lizarazo, María A. Mantilla Villalobos, Johann F. Petit Suárez, "Active power filters: a comparative analysis of current control techniques", Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL), Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga-Colombia.

⁵⁴ M. Mantilla Villalobos, "Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución, modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución", Magister en Ingeniería Electrónica, Universidad Industrial de Santander, 2011.

⁵⁵ Guillermo A. Vargas Cáceres, Julio C. Gélvez Lizarazo, María A. Mantilla Villalobos, Johann F. Petit Suárez, "Active power filters: a comparative analysis of current control techniques", Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL), Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga-Colombia.

K_p : Ganancia proporcional

T_i : Representa la cantidad de veces que se está repitiendo la acción proporcional.

Derivando la ecuación (3.77) y aproximando por el método de la primera diferencia se obtiene la expresión en forma discreta:

$$u_{kinv}(n) = K_p [e_k(n) - e_k(n-1)] + \frac{K_p}{T_i} e_k(n) T_s + u_{kinv}(n-1) \quad (3.78)$$

$k = a, b, c$

Donde $T_s = 50 [\mu s]$ es el periodo de muestreo, definido a partir de la frecuencia utilizada para la medición de las señales. Una vez halladas las señales de tensión del inversor, éstas deben ser sintetizadas mediante una técnica de lazo abierto, en este caso la técnica PWM.

3.2.2.2 Control proporcional-integral en los ejes $dq0$ (PI_{dq0}). Este control calcula la señal de tensión del inversor a sintetizar en los ejes $dq0$. Se parte de las tensiones del inversor expresadas en las siguientes Ecuaciones^{56 57}:

$$u_{ainv} = L \frac{di_a}{dt} + u_a \quad (3.79)$$

$$u_{binv} = L \frac{di_b}{dt} + u_b \quad (3.80)$$

⁵⁶ Jung-Min Kwon, Bong-Hwan Kwon, Kwang-Hee Nam, "Three-phase photovoltaic system with three-level boosting MPPT control", IEEE Transactions on power electronics, vol. 23, no. 5, september 2008.

⁵⁷ Hui Cao, Hui Zhang, Wentao Jiang, Santong Wei, "Reserch on PQ control strategy for PV inverter in the unbalanced grid", School of automation & information Engineering, Xi'an University of Technology.

$$u_{cinv} = L \frac{di_c}{dt} + u_c \quad (3.81)$$

Para pasar estas ecuaciones a los ejes $\alpha\beta$, se tiene en cuenta que las tensiones en estos ejes se pueden dejar en función de las derivadas de las corrientes $\alpha\beta$, a partir de las siguientes relaciones:

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} * (i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2}) \quad (3.82)$$

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} * (\frac{di_a}{dt} - 0.5 \frac{di_b}{dt} - 0.5 \frac{di_c}{dt}) \quad (3.83)$$

$$u_{\alpha inv} = \sqrt{\frac{2}{3}} * (u_{ainv} - \frac{u_{binv}}{2} - \frac{u_{cinv}}{2}) \quad (3.84)$$

$$u_{\alpha inv} = \sqrt{\frac{2}{3}} * ((L \frac{di_a}{dt} - 0.5L \frac{di_b}{dt} - 0.5L \frac{di_c}{dt}) + (u_a - \frac{u_b}{2} - \frac{u_c}{2})) \quad (3.85)$$

Realizando el mismo procedimiento para u_β , las ecuaciones quedarán escritas como:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} + u_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} + u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

El desarrollo mostrado es sólo para ilustrar el procedimiento que se debe llevar a cabo para referir la tensión del inversor de un eje de referencia a otro. Para determinar el modelo del circuito en los ejes $dq0$ primero se deben plantear las ecuaciones de las tensiones y las corrientes en los ejes $dq0$ en función de las tensiones y corrientes de los ejes abc , ésto se logra a partir de la transformada de *Clark* y *Park*, y se muestra a continuación:

$$u_{dinv} = \sqrt{\frac{2}{3}} * (L (\frac{di_a}{dt} \cos(\omega t) + \frac{di_b}{dt} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{di_c}{dt} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})) + (u_a \cos(\omega t) + u_b \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + u_c \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \quad (3.87)$$

$$u_{qinv} = \sqrt{\frac{2}{3}} * (L (\frac{di_a}{dt} \sen(\omega t) + \frac{di_b}{dt} \sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{di_c}{dt} \sen(\omega t + \frac{2\pi}{3})) + (u_a \sen(\omega t) + u_b \sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + u_c \sen(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \quad (3.88)$$

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} * (i_a \cos(\omega t) + i_b \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + i_c \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \quad (3.89)$$

$$i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} * (-i_a \sen(\omega t) - i_b \sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - i_c \sen(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \quad (3.90)$$

Como se puede observar, no es posible dejar las tensiones del inversor u_{dinv} y u_{qinv} en función de las corrientes de su propio eje ni de sus derivadas, ya que éstas están dadas por:

$$\frac{di_d}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} * (\frac{di_a}{dt} \cos(\omega t) + \frac{di_b}{dt} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{di_c}{dt} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \omega * i_a \sen(\omega t) - \omega * i_b \sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \omega * i_c \sen(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \quad (3.91)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} * (-\frac{di_a}{dt} \sen(\omega t) - \frac{di_b}{dt} \sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{di_c}{dt} \sen(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \omega * i_a \cos(\omega t) - \omega * i_b \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \omega * i_c \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \quad (3.92)$$

Pero si se pueden expresar en función de la derivada de la corriente de su respectivo eje, más la suma de la corriente del eje opuesto multiplicada por ω , de esta forma las ecuaciones para las tensiones en $dq0$ estarán dadas por:

$$\begin{bmatrix} u_{dinv} \\ u_{qinv} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L * \omega \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

Como se puede observar lo único que hace falta para hallar la señal de tensión es la derivada de las corrientes en los ejes $dq0$, para ésto se usa un control proporcional-integral para cada componente como ya se explicó antes, así:

$$L \frac{di_k(t)}{dt} = K_{pk} e_k(t) + \frac{K_{pk}}{T_{ik}} \int e_k(t) dt \quad \therefore k = d, q \quad (3.94)$$

$$e_k(t) = i_k - i_{kinv} \quad \therefore k = d, q \quad (3.95)$$

$$L \frac{di_k(n)}{dt} = K_{pk} [e_k(n) - e_k(n-1)] + \frac{K_{pk}}{T_{ik}} e_k(n) T_s + L \frac{di_k(n-1)}{dt} \quad \therefore k = d, q \quad (3.96)$$

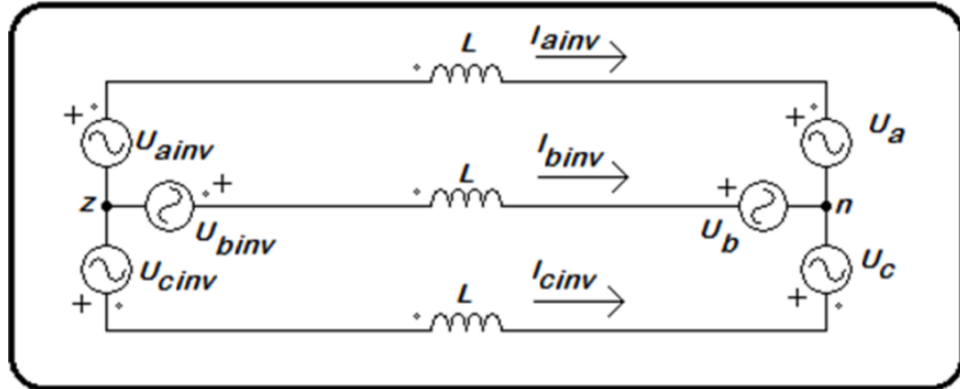
Después de hallar las tensiones de referencia en los ejes $dq0$ se utiliza la transformada inversa de *Clark* y *Park* para obtener las señales en los ejes abc y estas señales son sintetizadas mediante una técnica de lazo abierto.

3.2.2.3 Controlador predictivo de corriente (*Dead-Beat*). Esta técnica de control predice la tensión de salida del inversor utilizando el modelo del sistema a controlar, de tal forma que la corriente inyectada alcance en el menor número de periodos de muestreo a la referencia⁵⁸. Cuando el error de seguimiento es cero al final de cada periodo, se le conoce como control *Dead-Beat*⁵⁹. Teniendo en cuenta la topología del sistema basada en tres fases, se modela el convertidor conectado a la red de la siguiente manera.

⁵⁸ Guillermo A. Vargas Cáceres, Julio C. Gélvez Lizarazo, María A. Mantilla Villalobos, Johann F. Petit Suárez, "Active power filters: a comparative analysis of current control techniques", Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL), Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga-Colombia.

⁵⁹]. IEEE Std 929-2000, "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems", 2000

Figura 10. Topología tres fases



Fuente: Guillermo A. Vargas Cáceres, Julio C. Gélvez Lizarazo, María A. Mantilla Villalobos, Johann F. Petit Suárez, “Active power filters: a comparative analysis of current control techniques”, Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL), Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga-Colombia.

$$L \frac{di_{ainv}(t)}{dt} - L \frac{di_{binv}(t)}{dt} = u_{ainv}(t) - u_{binv}(t) + u_b(t) - u_a(t) \quad (3.98)$$

$$L \frac{di_{binv}(t)}{dt} - L \frac{di_{cinv}(t)}{dt} = u_{binv}(t) - u_{cinv}(t) + u_c(t) - u_b(t) \quad (3.99)$$

A partir de las ecuaciones del sistema (3.98), (3.99) y asumiendo que la suma de las tensiones es igual a cero y discretizando el modelo, se obtiene la ecuación (3.100).

$$\begin{bmatrix} u_{inva} \\ u_{invb} \\ u_{invc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{L}{T_s} e_a + u_a(n) \\ \frac{L}{T_s} e_b + u_b(n) \\ \frac{L}{T_s} e_c + u_c(n) \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

$$\text{Donde } e_k = i_k(n) - i_{kinv}(n) \therefore k = a, b, c \quad (3.101)$$

La tensión de salida es sincronizada por medio de una técnica de lazo abierto.

3.2.4 Controlador no lineal de corriente: Modulación Delta. La modulación delta es un caso especial del control por histéresis, en el cual la banda de tolerancia de ésta es $h = 0$. El procedimiento consiste en hallar la diferencia que hay entre la corriente de referencia y la corriente que el inversor está inyectando a la red en cada periodo de muestreo, esto se hace para cada fase por separado por lo cual se puede decir que es un control monofásico de los pulsos de conmutación ⁶⁰.

Dependiendo si la diferencia es positiva o negativa se genera una señal binaria de tal forma que active el interruptor que se necesita para que la corriente inyectada reduzca este error. La señal de conmutación tan solo es un cero o un uno, tal como se explicó, solo uno de los dos interruptores por fase puede estar abierto, así que basta con invertir la señal de uno de los interruptores para obtener la del otro.

La principal desventaja de este método es que necesita una frecuencia de muestreo muy alta para obtener buenos resultados (en este caso fue de 80 [kHz]) y esto puede generar pulsos de conmutación demasiado rápidos que el inversor no pueda seguir. La principal ventaja de la modulación delta con respecto a los demás métodos de control es la facilidad con la cual se implementa.

⁶⁰ Juan G. Rueda, Ernesto Pieruccini, "Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control por corriente aplicadas al inversor de potencia tipo fuente de tensión de cuatro ramas en puente completo", Universidad Industrial de Santander, 2013.

4. SIMULACIONES Y RESULTADOS

Para evaluar el funcionamiento de los algoritmos de control se realizaron simulaciones en el software Powersim (PSIM) y los resultados se compararon a partir de los siguientes parámetros: la distorsión armónica total de la corriente inyectada por el inversor, el máximo error de estado estacionario instantáneo y el error medio cuadrático entre la señal de referencia y la señal inyectada a la red. A continuación se presentan los casos de estudio, los resultados obtenidos y el análisis comparativo.

4.1 CRITERIOS DE COMPARACIÓN

Para evaluar las técnicas de control del seguimiento a la señal de referencia se toman los siguientes criterios de comparación:

4.1.1 Máximo error de estado estacionario instantáneo (AEE). Es el valor pico máximo que se registra de la señal de error en estado estacionario como se ilustra en la ecuación (4.1).

$$e(t) = i_{kinv}(t) - i_k(t) \quad (4.1)$$

4.1.2 Error medio cuadrático (ERMS). Es el valor promedio de la señal de error determinado en un periodo T .

$$\Delta E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [e(t)]^2 dt} \quad (4.2)$$

Donde ΔE es el error medio cuadrático.

4.1.3 Distorsión armónica total THD. La distorsión armónica total o THD de una señal, determina la cantidad de componentes armónicas que se encuentran presentes en dicha señal y se define como⁶¹:

$$THD = \sqrt{\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2}} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1} \quad (4.2)$$

Donde I_{s1} es la componente fundamental de la corriente de entrada I_s . Tanto I_{s1} como I_s se expresan aquí en valores rms. En los sistemas de energía, un menor THD significa reducción de picos de corriente, calentamiento, emisiones y pérdidas. Para esta investigación se tomó una distorsión armónica máxima del 5% en la corriente de salida del inversor para garantizar un sistema óptimo y eficaz.

4.2 CASOS DE ESTUDIO

A continuación se presentan los diferentes casos de estudio contemplados en este trabajo con sus respectivas simulaciones, resultados y análisis.

4.2.1 Caso I: tensiones balanceadas en el PCC CON FP=1. Este primer caso de estudio se da cuando se inyecta solo potencia activa a la red y las tensiones en el PCC son balanceadas. Se trabajó con dos tipos de generación de la señal, uno en el marco de referencia abc y otro en el $dq0$ como se verá a continuación:

Referencia abc – *Dead-beat*. Este algoritmo no requiere un método de sincronización y para el control del inversor se eligió el *Dead-beat* ya que en [21] muestra mejores resultados que el *PI* o la modulación delta.

⁶¹ Muhammad Rashid; "Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones";. Prentice Hall, E.E.U.U 1995.

Referencia $P/dq0$ – Kalman. Este algoritmo trabaja en los ejes $dq0$ y es sincronizado mediante el algoritmo de Kalman. Para el control del inversor se trabaja en los mismos ejes, por lo tanto se utilizó el control $P/dq0$.

En la Tabla 1 Se presentan los parámetros de potencia y tensión utilizados en las dos estrategias de control.

Tabla 1. Parámetros de la red con tensiones balanceadas en el PCC, Fp: 1

TENSIONES BALANCEADAS EN EL PCC/FACTOR DE POTENCIA 1		
RED	Tensión de fase en el PCC u_a [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t)$
	Tensión de fase en el PCC u_b [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t - \frac{2\pi}{3})$
	Tensión de fase en el PCC u_c [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t + \frac{2\pi}{3})$
	Frecuencia [Hz]	60
	Potencia activa de referencia [W]	1500
	Potencia reactiva de referencia [VAr]	0
	Factor de potencia	1
INVERSOR	Tipo de inversor	<i>Trifásico trifilar</i>
	Tipo semiconductores de potencia	<i>Interruptores ideales</i>
	Inductancia filtro de línea [mH]	30
MODULO PMW	Tensión pico a pico [V]	519,6
	Frecuencia (PWM)	20 kHz
Panel Solar*	*El conjunto formado por el panel solar, convertidor (si llegara a necesitarse) y condensador, será modelado como una fuente de tensión directa de 450 V.	
Convertidor CD/CD*		
Condensador*		

Según se observa, se selecciona una potencia activa $p = 1500$ [W] y una potencia reactiva $q = 0$ para obtener un factor de potencia unitario. En este sentido, en la Figura 11 se observan las tensiones en el PCC.

Figura 11. Tensiones Balanceadas en el PCC

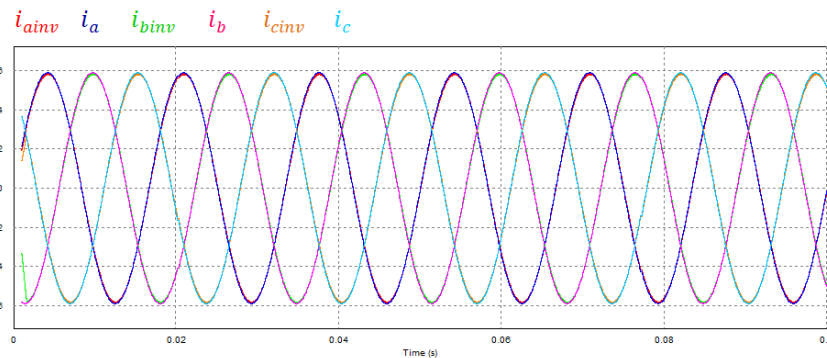


Fuente: Autores

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la estrategia en el marco de referencia abc con control *Dead-beat*.

4.2.1.1 Referencia abc – *Dead beat*. Los resultados de simulación se presentan en la Figura 12. Aquí se observan las corrientes inyectadas por el inversor i_{ainv} , i_{binv} , i_{cinv} y las corrientes de referenci i_a , i_b , i_c .

Figura 12. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control *Dead- Beat* S. Balanceado, Fp: 1



Fuente: Autores

Según se observa en la Figura 12 se obtiene un buen seguimiento de las corrientes inyectadas respecto a las de referencia, no obstante, en la Tabla 2 se presentan los valores rms de las corrientes y la distorsión armónica de la corriente

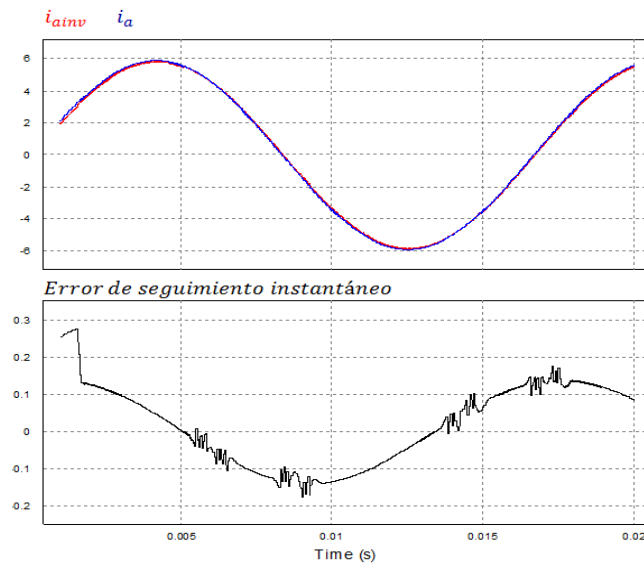
inyectada por el inversor. Se observa que la distorsión armónica es menor al 5% cumpliendo con los estándares de calidad.

Tabla 2. Corrientes obtenidas por el simulador – Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 1

Corriente referencia RMS [A]		Corriente inversor RMS [A]		Distorsión armónica total (THD) $i_{k_{inv}} : k=a,b,c$
i_a	4.18	i_{ainv}	4.14	0.53%
i_b	4.15	i_{binv}	4.10	0.50%
i_c	4.16	i_{cinv}	4.12	0.52%

En la Figura 13 se presenta la corriente inyectada en la fase a y el error de seguimiento instantáneo para el primer ciclo. En ese sentido se ve en la Tabla 3 el cálculo de los errores máximo instantáneo y medio cuadrático en estado estable y se observa su bajo porcentaje de error.

Figura 13. Error de seguimiento la_inversor/la_referencia - Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 1



Fuente: Autores

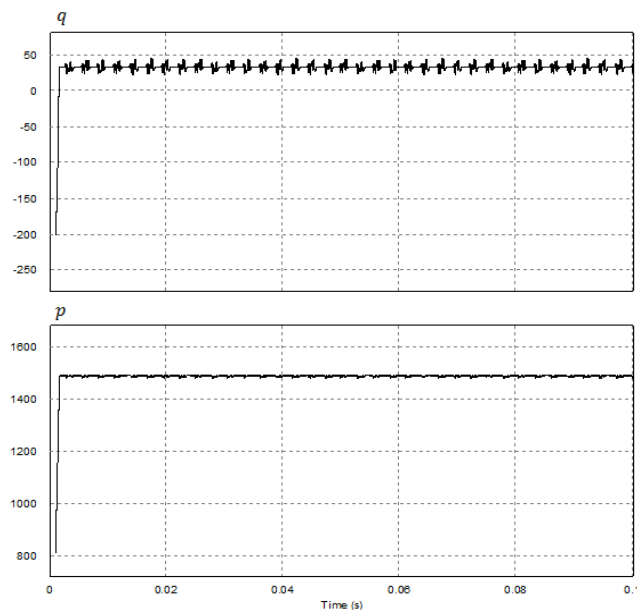
Tabla 3. Criterios de comparación Control Dead-beat S. balanceado, Fp:1

Fase A	[A]	% Respecto a la corriente de referencia
Error máximo instantáneo	0.18453037	4.41
Error medio cuadrático	0.09933731	2.38

En la Figura 14 se presenta la potencia trifásica activa y reactiva inyectada por el inversor, como se puede apreciar hay variaciones tanto en la potencia reactiva como activa, debido al error que existe entre la corriente inyectada y la corriente de referencia. A continuación se muestran los valores promedio de las potencias inyectadas a la red:

- Valor promedio de potencia reactiva: 33.57 [VAr]
- Valor promedio de potencia activa: 1486.18 [W]

Figura 14. Potencias inyectadas a la red – Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 1



Fuente: Autores

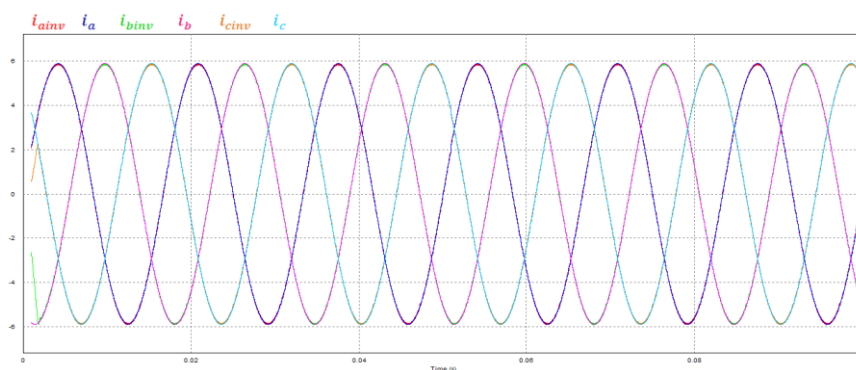
Finalmente se varía la potencia activa de referencia para encontrar el rango donde se puede garantizar una distorsión armónica menor al 5% como se ve en la Tabla 4.

Tabla 4. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control Dead beat S. Balanceado, Fp: 1

Rango de potencias para que i_{kinv} tenga una distorsión menor a 5% ∴ para $k = a, b, c$			
Límites de potencia activa		Límites de potencia reactiva	
Inicial	Final	Inicial	Final
157	5400	-	-

4.2.1.2 Referencia PI_{dq0} – Kalman. Los resultados de la simulación se presentan en la Figura 15, aquí se observan las corrientes inyectadas por el inversor $i_{ainv}, i_{binv}, i_{cinv}$ y las corrientes de referencia i_a, i_b, i_c .

Figura 15. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control PI S. Balanceado, Fp: 1



Fuente: Autores

Según se observa en la Figura 15 se obtiene un buen seguimiento de las corrientes inyectadas respecto a las de referencia, no obstante, en la Tabla 5 se presentan los valores rms de las corrientes y la distorsión armónica de la corriente

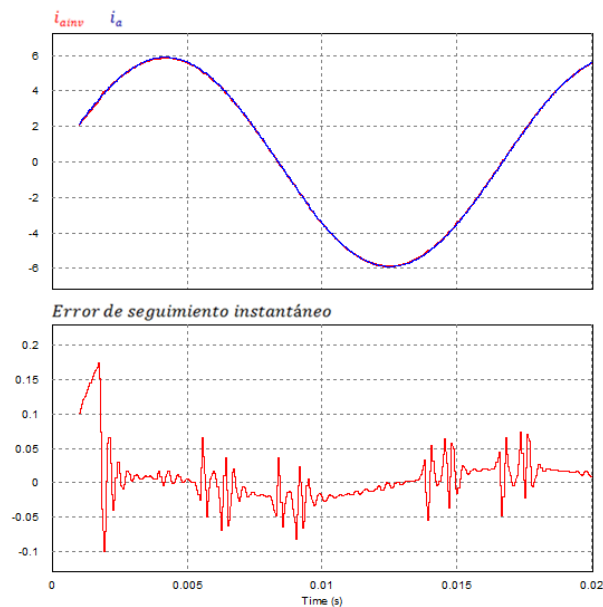
inyectada por el inversor. Se observa que la distorsión armónica es menor al 5% cumpliendo con los estándares de calidad.

Tabla 5. Corrientes obtenidas por PSIM – Control PI S. Balanceado, Fp: 1

Corriente referencia RMS		Corriente inversor RMS		Distorsión armónica total (THD) $i_{kinv} \therefore k =$ a, b, c
i_a	4.19	i_{ainv}	4.17	0.60%
i_b	4.15	i_{binv}	4.12	0.57%
i_c	4.16	i_{cinv}	4.14	0.61%

En la Figura 16 se presenta la corriente inyectada en la fase a y el error de seguimiento instantáneo para el primer ciclo. En ese sentido se ve en la Tabla 6 el cálculo de los errores máximo instantáneo y medio cuadrático en estado estable, considerando un bajo porcentaje de error.

Figura 16. Error de seguimiento i_{ainv}/i_a – Control PI S. Balanceado, Fp: 1



Fuente: Autores

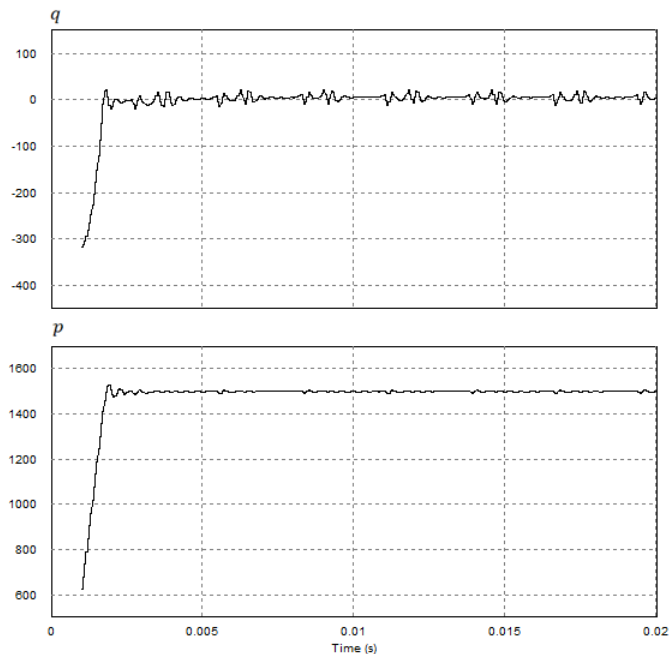
Tabla 6. Criterios de comparación Control *PI* S. Balanceado, F_p : 1

Fase A	[A]	% Respecto a la corriente de referencia
Error máximo instantáneo	0.079258689	1.89
Error medio cuadrático	0.02626097	0.63

En la Figura 17 se presenta la potencia trifásica activa y reactiva inyectada por el inversor. Como se puede observar en este caso se inyecta un valor poco significativo de potencia reactiva debido al bajo error porcentual que existe entre la corriente inyectada y la corriente de referencia. A continuación se muestran los valores promedio de las potencias inyectadas a la red:

- Valor promedio de potencia reactiva: 3.91 [VAr]
- Valor promedio de potencia activa: 1479.68 [W]

Figura 17. Potencia inyectada a la red – Control *PI* S. Balanceado, F_p : 1



Fuente: Autores

Finalmente se varía la potencia activa de referencia para encontrar el rango donde se pueda garantizar una distorsión armónica menor al 5% como se ve en la Tabla 7.

Tabla 7. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control *PI* S. Balanceado, F_p : 1

Rango de potencias para que i_{kinv} tenga una distorsión menor a 5% \therefore para $k = a, b, c$			
Límites de potencia activa		Límites de potencia reactiva	
Inicial	Final	Inicial	Final
193	5915	-	-

4.2.1.3 Análisis comparativo caso I. En la Tabla 8 se muestra un resumen de los parámetros cuantificados en este primer caso, donde con éstos se hace un análisis comparativo de las corrientes inyectadas por el inversor en las dos estrategias de control tratadas.

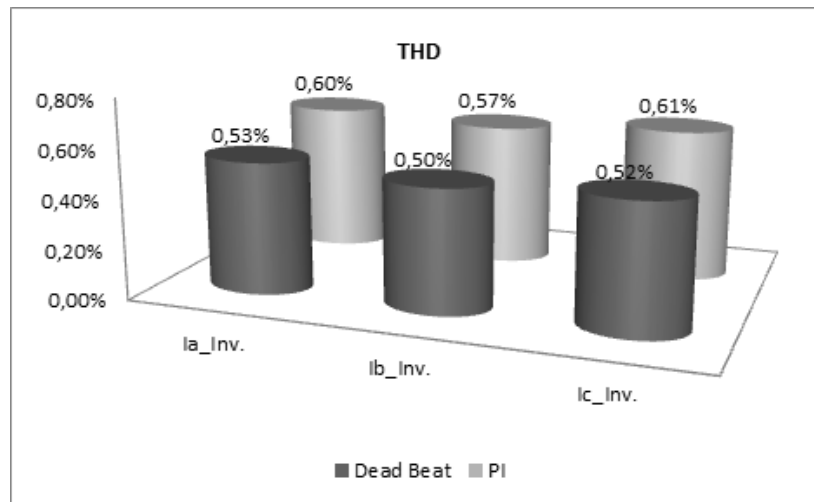
Tabla 8. Datos comparativos *Dead-beat/PI* - Caso I: Tensiones balanceadas/factor de potencia = 1

	CASO I: TENSIONES BALANCEADAS – FACTOR DE POTENCIA = 1					
	<i>Dead-Beat</i>			Proporcional Integral (<i>PI</i>)		
	i_{ainv}	i_{binv}	i_{cinv}	i_{ainv}	i_{binv}	i_{cinv}
THD	0.53%	0.50%	0.52%	0.60%	0.57%	0.61%
Error Máximo Instantáneo	4.07%	3.86%	3.97%	1.89%	1.56%	1.66%
Error Medio Cuadrático	2.38%	3.84%	3.50%	0.63%	0.46%	0.44%

En las Figuras 18, 19 y 20 se representan la distorsión armónica total (THD) de la corriente inyectada por el inversor, el error máximo instantáneo y el error medio cuadrático de la corriente inyectada por el inversor respecto a la de referencia en

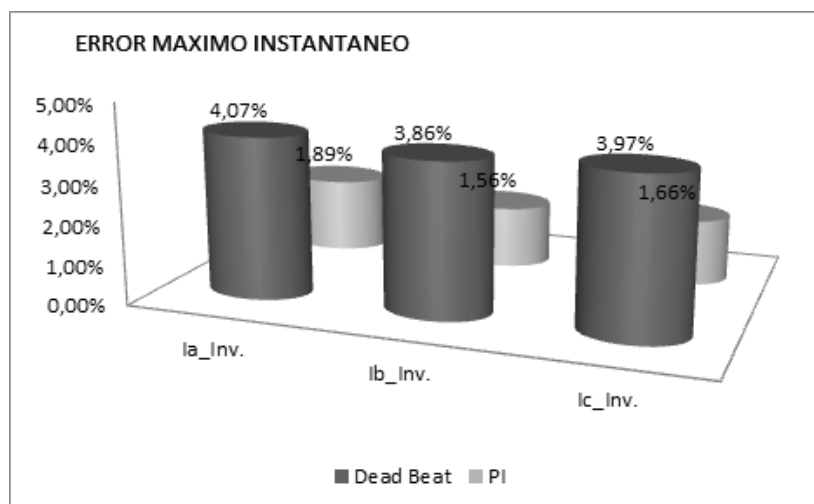
cada una de sus fases por el control *Dead-beat* en el marco de referencia *abc* y por el control *Plqd0*.

Figura 18. Análisis de distorsión armónica total (THD) de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC/factor de potencia = 1



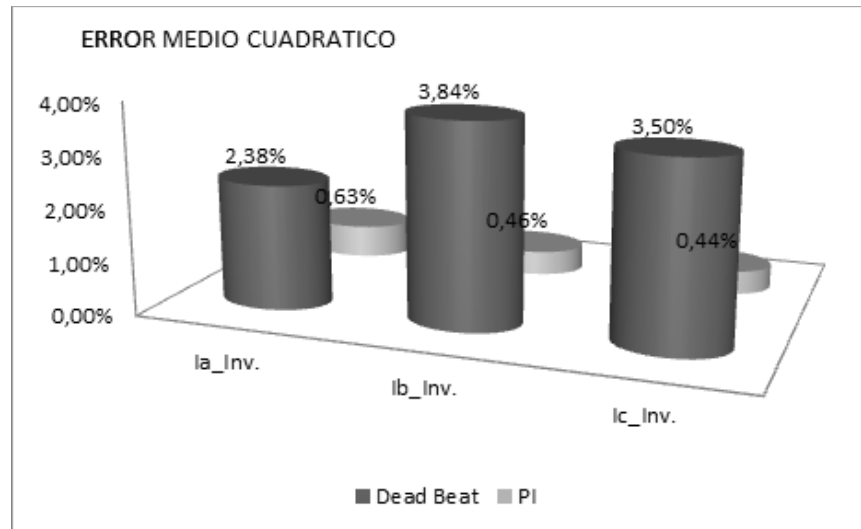
Fuente: Autores

Figura 19. Análisis del error máximo instantáneo de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC/factor de potencia = 1



Fuente: Autores

Figura 20. Análisis del error medio cuadrático - tensiones balanceadas/factor de potencia = 1



Fuente: Autores

Cuando se transfiere solo potencia activa al sistema con tensiones balanceadas en el PCC, el control para el inversor que presentó el mejor resultado contemplado desde el punto de vista de calidad de la energía es el *Dead-beat* en el marco de referencia *abc*, ya que mantiene una menor distorsión armónica total en sus corrientes inyectadas. Por otro lado, si se quiere reducir al máximo la potencia reactiva inyectada por el inversor bajo las condiciones de este primer caso, la estrategia de control que se recomienda es el *PI-dqo*, debido a que sus errores de seguimiento entre la corriente inyectada a la red y la corriente de referencia son mínimos respecto al *Dead-beat* trayendo consigo un mejor FP.

Cabe resaltar que los dos algoritmos calculan correctamente la corriente de referencia para seguir las potencias indicadas.

4.2.3 Caso II: tensiones balanceadas en el PCC – factor de potencia = 0.8.

Este segundo caso de estudio se da cuando se inyecta tanto potencia activa como reactiva a la red a un factor de potencia de 0.8 con tensiones balanceadas en el

PCC. Para éste se trabajó igualmente con las dos estrategias de control tratadas en el caso I.

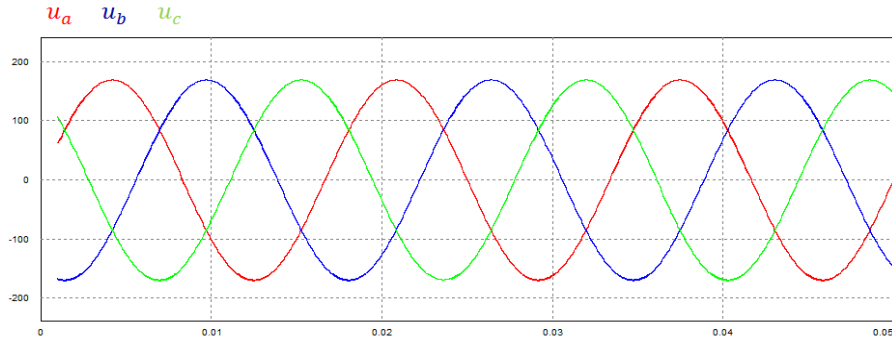
En la Tabla 9 se presentan los parámetros de potencia y tensión utilizados en este caso.

Tabla 9. Parámetros de la red con tensiones balanceadas en el PCC, Fp: 0.8

TENSIONES BALANCEADAS EN EL PCC/FACTOR DE POTENCIA 0.8		
RED	Tensión de fase en el PCC u_a [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t)$
	Tensión de fase en el PCC u_b [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t - \frac{2\pi}{3})$
	Tensión de fase en el PCC u_c [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t + \frac{2\pi}{3})$
	Frecuencia [Hz]	60
	Potencia activa de referencia [W]	1500
	Potencia reactiva de referencia [VAr]	1125
	Factor de potencia	0.8
INVERSOR	Tipo de inversor	<i>Trifásico trifilar</i>
	Tipo semiconductores de potencia	<i>Interruptores ideales</i>
	Inductancia filtro de línea [mH]	30
MODULO PMW	Tensión pico a pico [V]	519,6
	Frecuencia (PWM)	20 kHz
Panel Solar*	*El conjunto formado por el panel solar, convertidor (si llegara a necesitarse) y condensador, será modelado como una fuente de tensión directa de 450 V.	
Convertidor CD/CD*		
Condensador*		

Según se observa, se selecciona una potencia activa $p = 1500$ [W] y una potencia reactiva $q = 1125$ [VAr] para obtener un factor de potencia de 0.8. En este sentido, en la Figura 21 se observan las tensiones en el PCC

Figura 21. Tensiones Balanceadas en el PCC

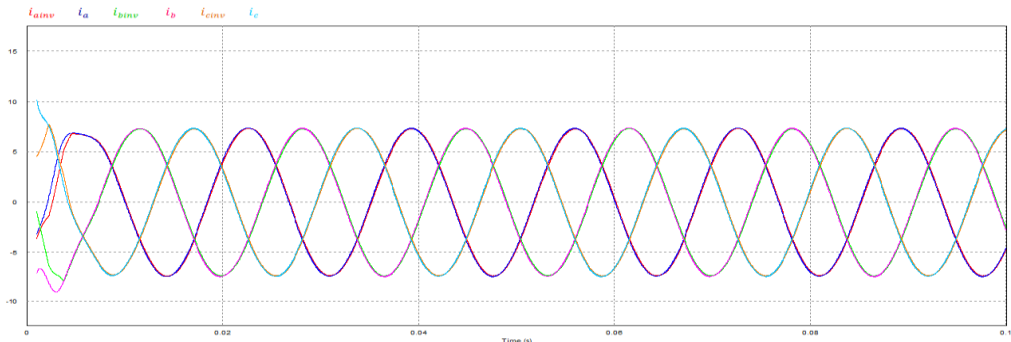


Fuente: Autores

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la estrategia de control *Dead-beat* en el marco de referencia *abc*.

4.2.2.1 Referencia *abc* – *Dead beat*. Los resultados de la simulación se presentan en la Figura 22, aquí se observan las corrientes inyectadas por el inversor i_{ainv} , i_{binv} , i_{cinv} y las corrientes de referencia i_a , i_b , i_c .

Figura 22. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

Según se observa en la Figura 22 se obtiene un buen seguimiento de las corrientes inyectadas respecto a las de referencia, no obstante, en la Tabla 10 se presentan los valores rms de las corrientes y la distorsión armónica de la corriente

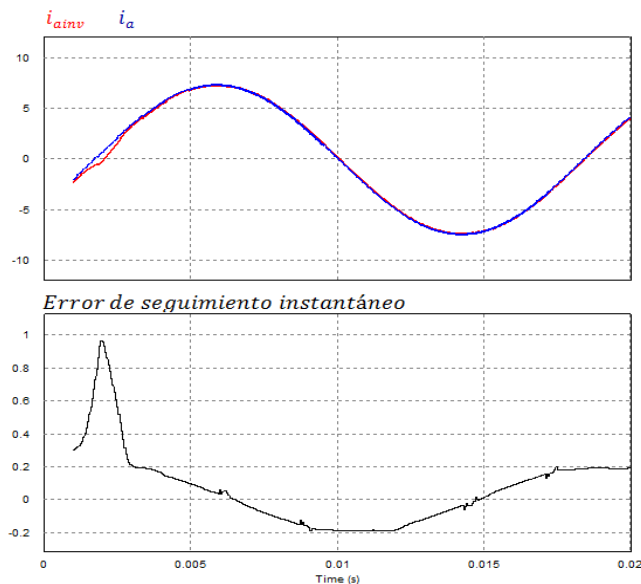
inyectada por el inversor. Se observa que la distorsión armónica es menor al 5% cumpliendo con los estándares de calidad.

Tabla 10. Corrientes obtenidas por PSIM – Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 0.8

Corriente referencia RMS		Corriente inversor RMS		Distorsión armónica total (THD) $i_{kinv} \therefore k =$ <i>a, b, c</i>
i_a	5.22	i_{ainv}	5.19	0.54%
i_b	5.22	i_{binv}	5.17	0.50%
i_c	5.18	i_{cinv}	5.13	0.52%

En la Figura 23 se presenta la corriente inyectada en la fase a y el error de seguimiento instantáneo para el primer ciclo. En ese sentido se ve en la Tabla 11 el cálculo de los errores máximo instantáneo y medio cuadrático en estado estable y se observan sus porcentajes de error.

Figura 23. Error de seguimiento i_{ainv}/i_a - Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

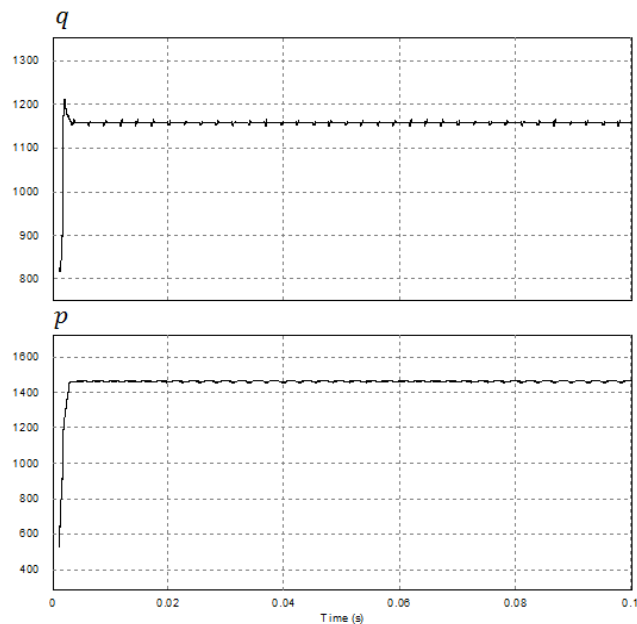
Tabla 11. Criterios de comparación Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 0.8

Fase A	[A]	% Respecto a la corriente de referencia
Error máximo instantáneo	0.19087553	3.66
Error medio cuadrático	0.16081105	3.08

En la Figura 24 se presenta la potencia trifásica activa y reactiva inyectada por el inversor, como se puede apreciar hay variaciones tanto en la potencia reactiva como activa, debido al error que existe entre la corriente inyectada y la corriente de referencia. A continuación se muestran los valores promedio de las potencias inyectadas a la red:

- Valor promedio de potencia reactiva: 1156.02 [VAR]
- Valor promedio de potencia activa: 1455.62 [W]

Figura 24. Potencia inyectada a la red - Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

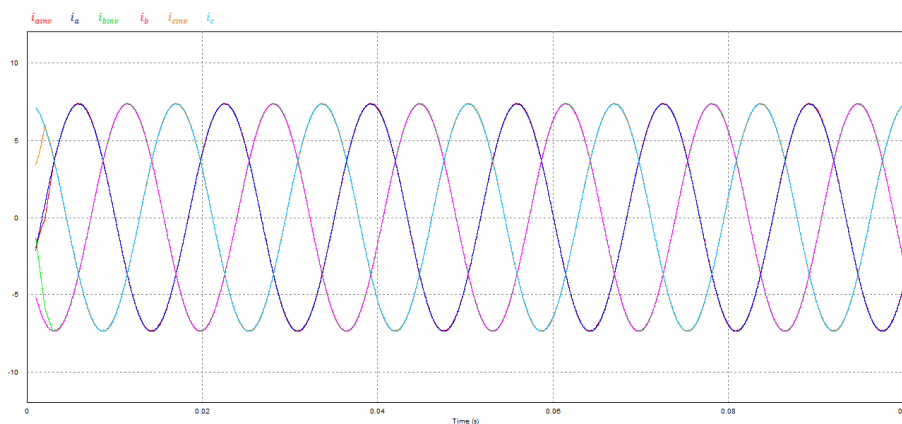
Finalmente se varían las potencias de referencia activa y reactiva para encontrar el rango donde se pueda garantizar una distorsión armónica menor al 5% como se ve en la Tabla 12.

Tabla 12. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control *Dead-beat* S. Balanceado, Fp: 0.8

Rango de potencias para que i_{kinv} tenga una distorsión menor a 5% \therefore para $k = a, b, c$			
Límites de potencia activa		Límites de potencia reactiva	
Inicial	Final	Inicial	Final
157	2500	143	2090

4.2.2.2 Referencia $Pldq0$ – Kalman. Los resultados de simulación se presentan en la Figura 25, aquí se observan las corrientes inyectadas por el inversor i_{ainv} , i_{binv} , i_{cinv} y las corrientes de referencia i_a , i_b , i_c .

Figura 25. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control *PI* S. Balanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

Según se observa en la Figura 25 se obtiene un buen seguimiento de las corrientes inyectadas respecto a las de referencia, no obstante, en la Tabla 13 se

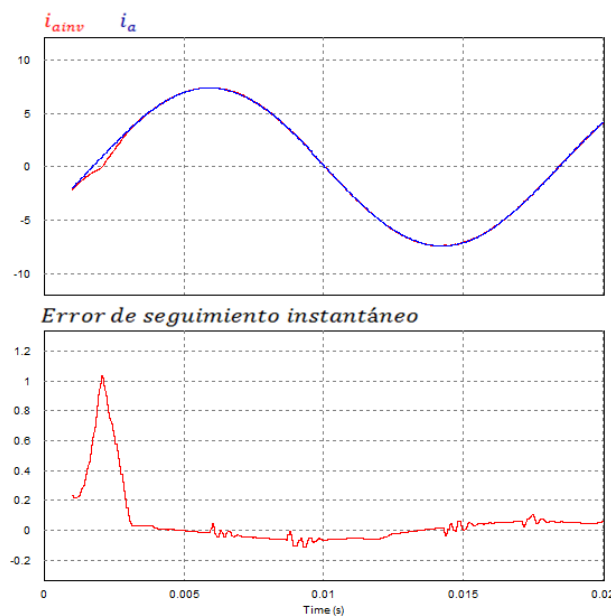
presentan los valores rms de las corrientes y la distorsión armónica de la corriente inyectada por el inversor. Como se observa la distorsión armónica es menor al 5% cumpliendo con los estándares de calidad.

Tabla 13. Corrientes obtenidas por PSIM – Control *PI* S. Balanceado, Fp: 0.8

Corriente referencia RMS		Corriente inversor RMS		Distorsión armónica total (THD) $i_{k_{inv}} \therefore k = a, b, c$
i_a	5.22	i_{ainv}	5.22	0.56%
i_b	5.22	i_{binv}	5.19	0.53%
i_c	5.18	i_{cinv}	5.16	0.54%

En la Figura 26 se presenta la corriente inyectada en la fase a y el error de seguimiento instantáneo para el primer ciclo. En ese sentido se ve en la Tabla 14 el cálculo de los errores máximo instantáneo y medio cuadrático en estado estable, observando un bajo porcentaje de error.

Figura 26. Error de seguimiento i_{ainv}/i_a – Control *PI* S. Balanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

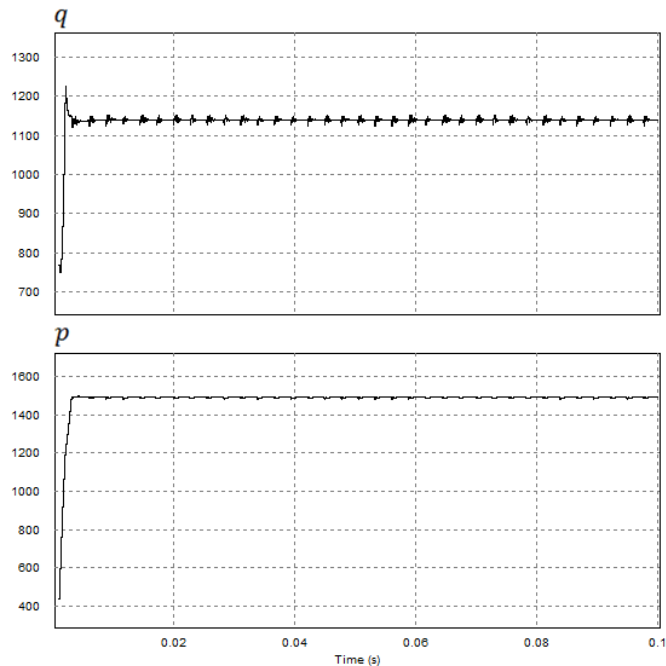
Tabla 14. Criterios de comparación – Control *PI* S. Balanceado, F_p : 0.8

Fase A	[A]	% Respecto a la corriente de referencia
Error máximo instantáneo	0.043370411	1.77
Error medio cuadrático	0.066788907	1.85

En la Figura 27 se presenta la potencia trifásica activa y reactiva inyectada por el inversor, como se puede apreciar hay variaciones tanto en la potencia reactiva como activa, debido al error que existe entre la corriente inyectada y la corriente de referencia. A continuación se muestran los valores promedio de las potencias inyectadas a la red:

- Valor promedio de potencia reactiva: 1136.91 [VAR]
- Valor promedio de potencia activa: 1484.31 [W]

Figura 27. Potencia inyectada a la red – Control *PI* S. Balanceado, F_p : 0.8



Fuente: Autores

Finalmente se varían las potencias de referencia activa y reactiva para encontrar el rango donde se pueda garantizar una distorsión armónica menor al 5% como se ve en la Tabla 15.

Tabla 15. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control PI S. Balanceado, Fp: 0.8

Rango de potencias para que i_{kinv} tenga una distorsión menor a 5% \therefore para $k = a, b, c$			
Límites de potencia activa		Límites de potencia reactiva	
Inicial	Final	Inicial	Final
193	2500	185	2275

4.2.2.3 Análisis comparativo CASO II. En la Tabla 16 se muestra un resumen de los parámetros cuantificados en este segundo caso, donde con éstos se hace un análisis comparativo de las corrientes inyectadas por el inversor en las dos estrategias de control tratadas.

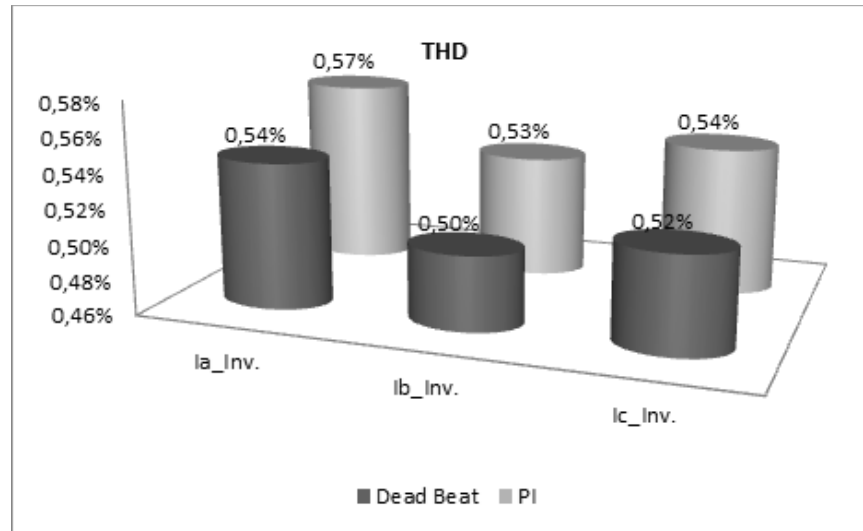
Tabla 16. Datos comparativos *Dead-beat/PI* - Caso II: Tensiones balanceadas/factor de potencia = 0.8

	CASO II: TENSIONES BALANCEADAS EN EL PCC– FACTOR DE POTENCIA = 0.8					
	<i>Dead-Beat</i>			Proporcional Integral (PI)		
	i_{ainv}	i_{binv}	i_{cinv}	i_{ainv}	i_{binv}	i_{cinv}
THD	0.54%	0.50%	0.52%	0.57%	0.53%	0.54%
Error Máximo Instantáneo	3.66%	3.68%	3.63%	1.77%	1.81%	1.83%
Error Medio Cuadrático	3.08%	5.54%	4.85%	1.85%	5.58%	4.84%

En las Figuras 28, 29 y 30 se representa la distorsión armónica total (THD) de la corriente inyectada por el inversor, el error máximo instantáneo y el error medio

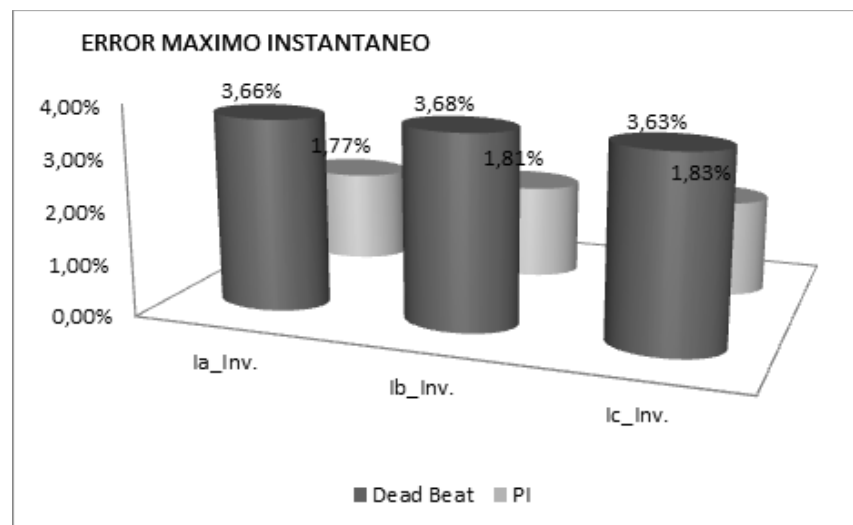
cuadrático de la corriente inyectada por el inversor respecto a la de referencia, en cada una de sus fases, por el control *Dead-beat* en el marco de referencia *abc* y por el control *PI-dq0*.

Figura 28. Análisis de distorsión armónica total (THD) de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8



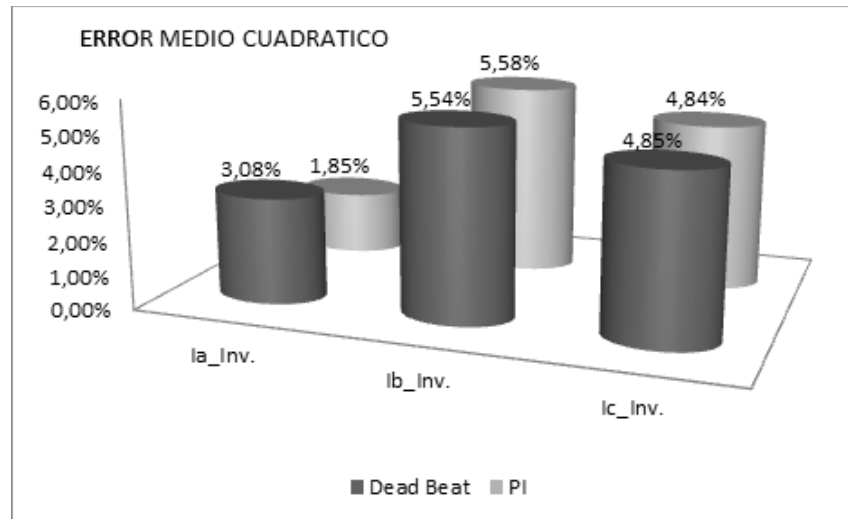
Fuente: Autores

Figura 29. Análisis del error máximo instantáneo de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones balanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8



Fuente: Autores

Figura 30. Análisis del error medio cuadrático - tensiones balanceadas/factor de potencia = 0.8



Fuente: Autores

Para transferencia de potencia tanto activa como reactiva a la red con un factor de potencia de 0.8 con tensiones balanceadas en el PCC. El control *Dead-beat* en el marco de referencia *abc* es la mejor alternativa de control para el inversor contemplado desde el punto de vista de calidad de la energía, debido a que mantiene una menor distorsión armónica total en sus corrientes inyectadas. La ventaja del control *Pidq0* para este caso radica en que tiene un rango mayor de potencia reactiva a inyectar con un THD inferior al 5% y su mínimo error de seguimiento a la señal de referencia evita posibles desfases entre las tensiones en el PCC y la corriente del inversor, haciendo más exacta la potencia reactiva a inyectar. Cabe resaltar que los dos algoritmos calculan correctamente la corriente de referencia para seguir las potencias indicadas.

4.2.3 Caso III: tensiones desbalanceadas en el PCC – factor de potencia = 0.8.

Por último, se toma un factor de potencia de 0.8 como en el caso anterior pero con tensiones desbalanceadas en el PCC. Éste se trabajó igualmente con las dos estrategias de control tratadas en el caso I y II pero utilizando el algoritmo de

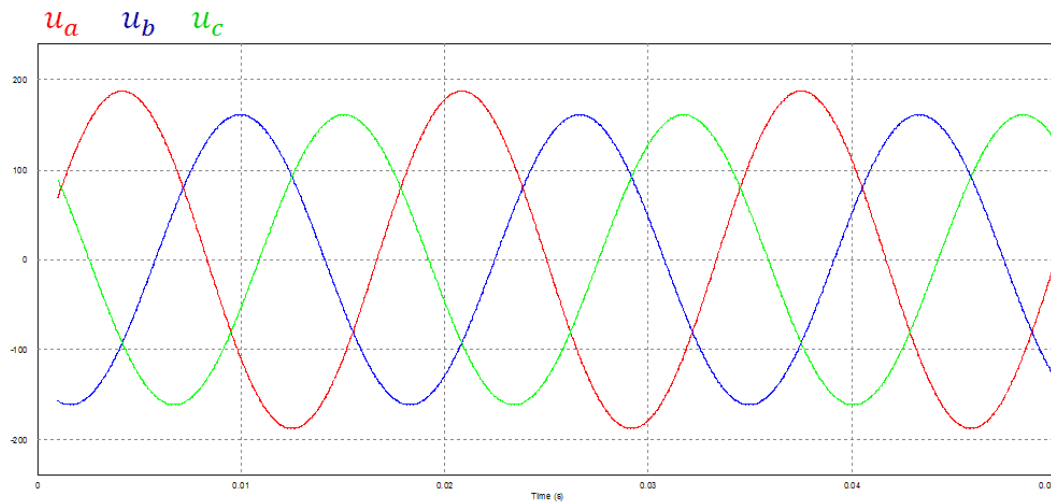
Kalman para desbalances, buscando estimar la componente positiva de la tensión según la sección 3.3.1. En la Tabla 17 se presentan los parámetros de potencia y tensión trabajados en este caso.

Tabla 17. Parámetros de la red – Control *Dead-beat* S. Desbalanceado, Fp: 0.8

TENSIONES DESBALANCEADAS EN EL PCC/FACTOR DE POTENCIA 0.8		
RED	Tensión de fase en el PCC u_a [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t)$ $+ 12\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t) + \text{sen}(120\pi t)$
	Tensión de fase en el PCC u_b [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}\left(120\pi t - \frac{2\pi}{3}\right)$ $+ 12\sqrt{2}\text{sen}\left(120\pi t + \frac{2\pi}{3}\right)$ $+ 120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t)$
	Tensión de fase en el PCC u_c [V]	$120\sqrt{2}\text{sen}\left(120\pi t + \frac{2\pi}{3}\right)$ $+ 12\sqrt{2}\text{sen}\left(120\pi t - \frac{2\pi}{3}\right)$ $+ 120\sqrt{2}\text{sen}(120\pi t)$
	Frecuencia [Hz]	60
	Potencia activa de referencia [W]	1500
	Potencia reactiva de referencia[VAr]	1125
	Factor de potencia	0.8
	INVERSOR	Tipo de inversor
Tipo semiconductores de potencia		<i>Interruptores ideales</i>
Inductancia filtro de línea [mH]		30
MODULO PMW	Tensión pico a pico [V]	519,6
	Frecuencia (PWM)	20 kHz
Panel Solar*	<i>*El conjunto formado por el panel solar, convertidor (si llegara a necesitarse) y condensador, será modelado como una fuente de tensión directa de 450 V.</i>	
Convertidor CD/CD*		
Condensador*		

Se selecciona una potencia activa de referencia $p = 1500 [W]$ y una potencia reactiva de referencia $q = 1125 [VAr]$ para obtener un factor de potencia de 0.8. En este sentido en la Figura 31 se observan las tensiones desbalanceadas en el PCC con un 10% de componente de secuencia negativa y un 0.59% de componente homopolar.

Figura 31. Tensiones desbalanceadas en el PCC

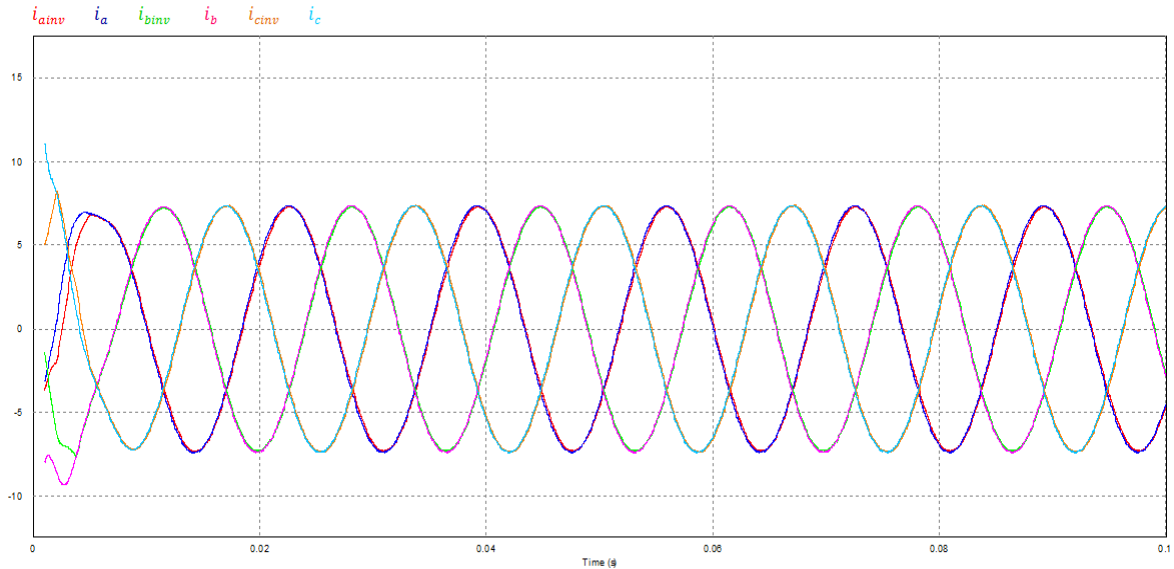


Fuente: Autores

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la estrategia de control en el marco de referencia abc con el control *Dead-beat* utilizando el algoritmo de *Kalman* para obtener la secuencia positiva de las tensiones.

4.2.3.1 Referencia abc - *Dead-beat* - *Kalman* para desbalances. Los resultados de la simulación se presentan en la Figura 32, aquí se observan las corrientes inyectadas por el inversor i_{ainv} , i_{binv} , i_{cinv} y las corrientes de referencia i_a , i_b , i_c .

Figura 32. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control *Dead-beat* S. Desbalanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

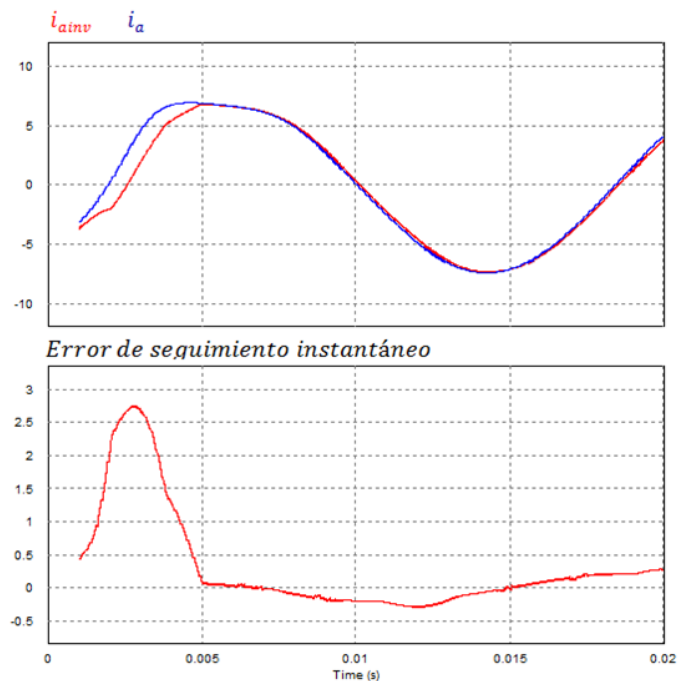
Nótese que a pesar de las tensiones desbalanceadas en el PCC las corrientes inyectadas son balanceadas de secuencia positiva. Como se observa en la Figura 32 se obtiene un buen seguimiento a las corrientes de referencia, no obstante, en la Tabla 18 se presentan los valores rms de las corrientes y la distorsión armónica de la corriente inyectada por el inversor. Se observa que la distorsión armónica es menor al 5% cumpliendo con los estándares de calidad.

Tabla 18. Corrientes obtenidas por PSIM – Control *Dead-beat* S. desbalanceado, Fp: 0.8

Corriente referencia RMS		Corriente inversor RMS		Distorsión armónica total (THD) $i_{kinv} \therefore k = a, b, c$
i_a	5.23	i_{ainv}	5.15	0.70%
i_b	5.27	i_{binv}	5.14	0.54%
i_c	5.24	i_{cinv}	5.20	0.55%

En la Figura 33 se presenta la corriente inyectada en la fase a y el error de seguimiento instantáneo para el primer ciclo. En ese sentido se ve en la Tabla 19 el cálculo de los errores máximo instantáneo y medio cuadrático en estado estable y se observan sus porcentajes de error.

Figura 33. Error de seguimiento i_{ainv}/i_a – Control *Dead-beat* S. Desbalanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

Tabla 19. Criterios de comparación – Control *Dead-beat* S. Desbalanceado, Fp: 0.8

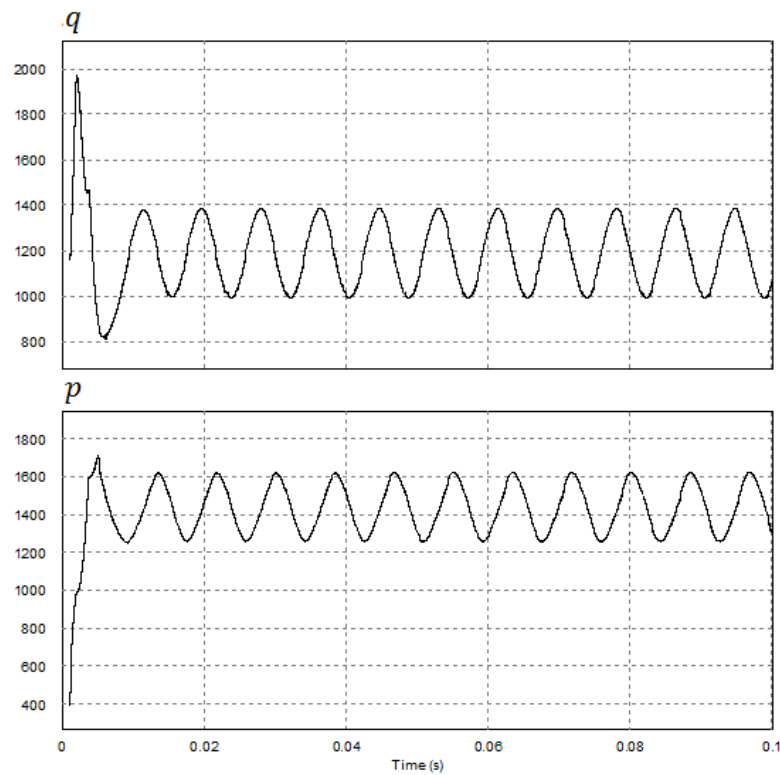
Fase A	[A]	% Respecto a la corriente de referencia
Error máximo instantáneo	0.29146195	5.57
Error medio cuadrático	0.39994335	7.23

Según se observa en la Figura 34 la potencia activa y reactiva trifásica que se van a inyectar a la red tienen una oscilación al doble de la frecuencia, debido a la

interacción entre la componente de secuencia negativa de la tensión y la componente de secuencia positiva de la corriente que se está inyectando. A continuación se muestran los valores promedio de las potencias inyectadas a la red:

- Valor promedio de potencia reactiva: 1187.72 [VAR]
- Valor promedio de potencia activa: 1426.92 [W]

Figura 34. Potencia inyectada a la red – Control *Dead-beat* S. Desbalanceado, F_p : 0.8



Fuente: Autores

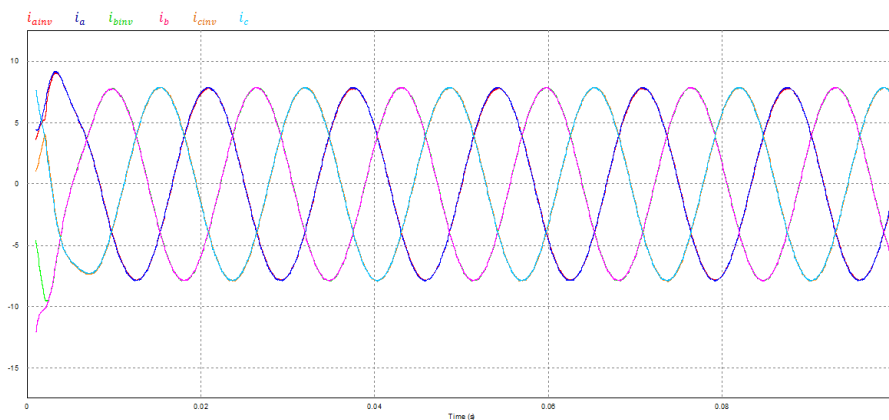
Finalmente se varía tanto la potencia activa como reactiva para encontrar el rango donde se pueda garantizar una distorsión armónica menor al 5% como se ve en la Tabla 20.

Tabla 20. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control *Dead-beat* S. Desbalanceado, Fp: 1

Rango de potencias para que i_{kinv} tenga una distorsión menor a 5% ∴ para $k = a, b, c$			
Límites de potencia activa		Límites de potencia reactiva	
Inicial	Final	Inicial	Final
174	2250	147	1900

4.2.3.2 Referencia $PIdq0$ – Kalman para desbalances en el PCC. Los resultados de simulación se presentan en la Figura 35. Aquí se observan las corrientes inyectadas por el inversor $i_{ainv}, i_{binv}, i_{cinv}$ y las corrientes de referencia i_a, i_b, i_c .

Figura 35. Corrientes de línea: Referencia/Inversor – Control *PI* S. Desbalanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

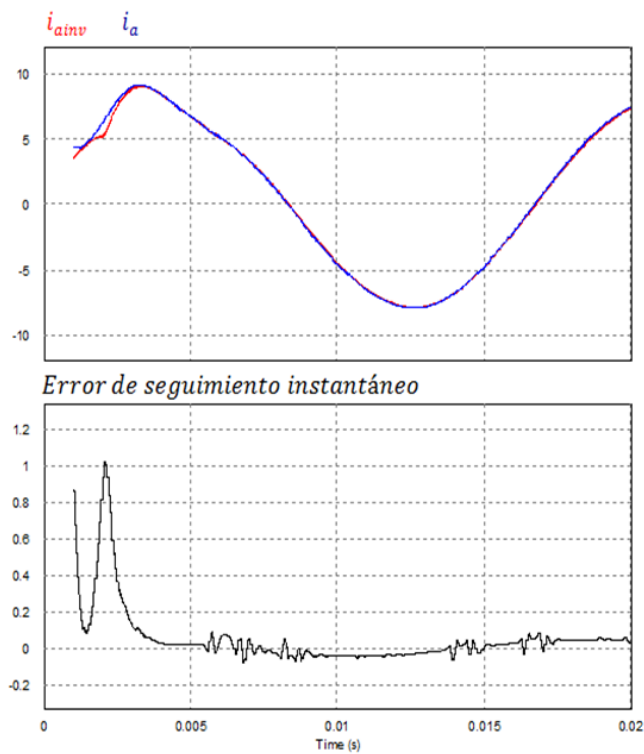
Nótese que a pesar de las tensiones desbalanceadas en el PCC las corrientes inyectadas son balanceadas de secuencia positiva; como se observa en la Figura 35 se obtiene un buen seguimiento a las corrientes de referencia, no obstante, en la Tabla 21 se presentan los valores rms de las corrientes y la distorsión armónica de la corriente inyectada por el inversor. Se observa que la distorsión armónica es menor al 5% cumpliendo con los estándares de calidad.

Tabla 21. Corrientes obtenidas por PSIM – Control *PI* S. desbalanceado, Fp: 0.8

Corriente referencia RMS		Corriente inversor RMS		Distorsión armónica total (THD) $i_{kinv} \therefore k =$ a, b, c
i_a	5.23	i_{ainv}	5.17	0.81%
i_b	5.27	i_{binv}	5.16	0.61%
i_c	5.24	i_{cinv}	5.23	0.59%

En la Figura 36 se presenta la corriente inyectada en la fase a y el error de seguimiento instantáneo para el primer ciclo. En ese sentido se ve en la Tabla 22 el cálculo de los errores máximo instantáneo y medio cuadrático en estado estable y se observan sus porcentajes de error.

Figura 36. Error de seguimiento i_{ainv}/i_a – Control *PI* S. Desbalanceado, Fp: 0.8



Fuente: Autores

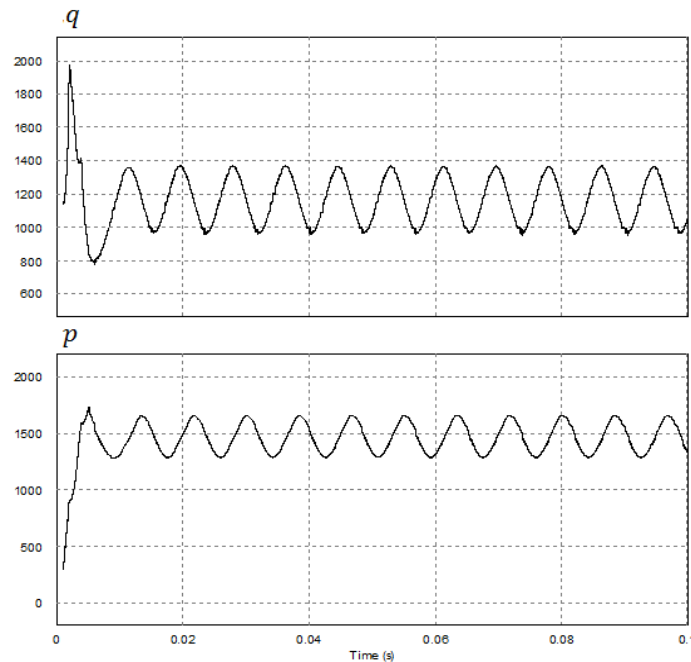
Tabla 22. Criterios de comparación – Control *PI* S. Desbalanceado, F_p : 0.8

Fase A	[A]	% Respecto a la corriente de referencia
Error máximo instantáneo	0.1797889	3.44
Error medio cuadrático	0.39572164	7.57

Según se observa en la Figura 37 la potencia activa y reactiva trifásica que se van a inyectar a la red van a tener una oscilación al doble de la frecuencia, debido a la interacción entre la componente de secuencia negativa de la tensión y la componente de secuencia positiva de la corriente que se está inyectando. A continuación se muestran los valores promedio de las potencias inyectadas a la red:

- Valor promedio de potencia reactiva: 1167.67 [VAR]
- Valor promedio de potencia activa: 1454.05 [W]

Figura 37. Potencia inyectada a la red – Control *PI* S. Desbalanceado, F_p : 0.8



Fuente: Autores

Finalmente se varía tanto la potencia activa como reactiva para encontrar el rango donde se pueda garantizar una distorsión armónica menor al 5% como se ve en la Tabla 23.

Tabla 23. Rango de potencias para un THD menor a 5% – Control PI S. Desbalanceado, Fp: 1

Rango de potencias para que i_{kinv} tenga una distorsión menor a 5% ∴ para $k = a, b, c$			
Límites de potencia activa		Límites de potencia reactiva	
Inicial	Final	Inicial	Final
200	2250	185	1900

4.2.3.3 Análisis comparativo caso III. En la Tabla 24 se muestra un resumen de los parámetros cuantificados en este tercer caso, donde con éstos se hace un análisis comparativo de las corrientes inyectadas de secuencia positiva por el inversor en las dos estrategias de control tratadas.

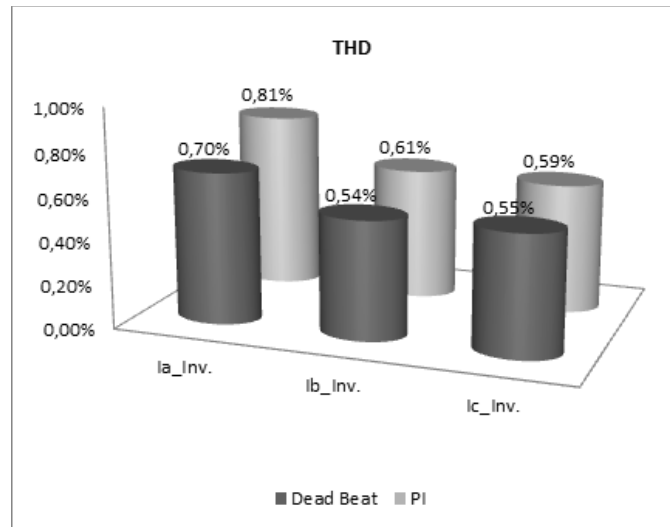
Tabla 24. Datos comparativos *Dead-beat/PI* - Caso III: Tensiones desbalanceadas/factor de potencia = 0.8

	CASO III: TENSIONES DESBALANCEADAS EN EL PCC- FACTOR DE POTENCIA = 0.8					
	<i>Dead-Beat</i>			Proporcional Integral (PI)		
	i_{ainv}	i_{binv}	i_{cinv}	i_{ainv}	i_{binv}	i_{cinv}
THD	0.70%	0.54%	0.55%	0.81%	0.61%	0.59%
Error Máximo Instantáneo	3.44%	1.77%	3.06%	3.44%	1.77%	3.06%
Error Medio Cuadrático	7.23%	10.09%	8.09%	7.57%	10.94%	8.13%

En las Figuras 38, 39 y 40 se representan la distorsión armónica total (THD) de la corriente de secuencia positiva inyectada por el inversor, el error máximo

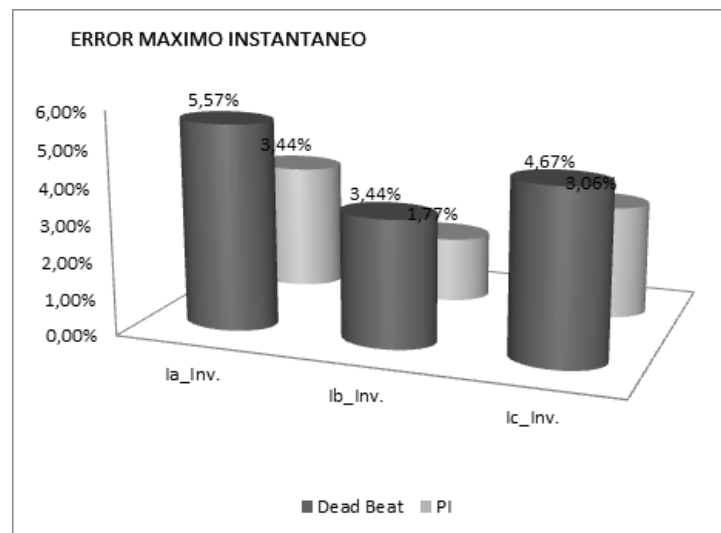
instantáneo y el error medio cuadrático de la corriente inyectada por el inversor respecto a la de referencia en cada una de sus fases por el control *Dead-beat* en el marco de referencia *abc* y por el control *Plqd0*.

Figura 38. Análisis de distorsión armónica total (THD) de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones desbalanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8



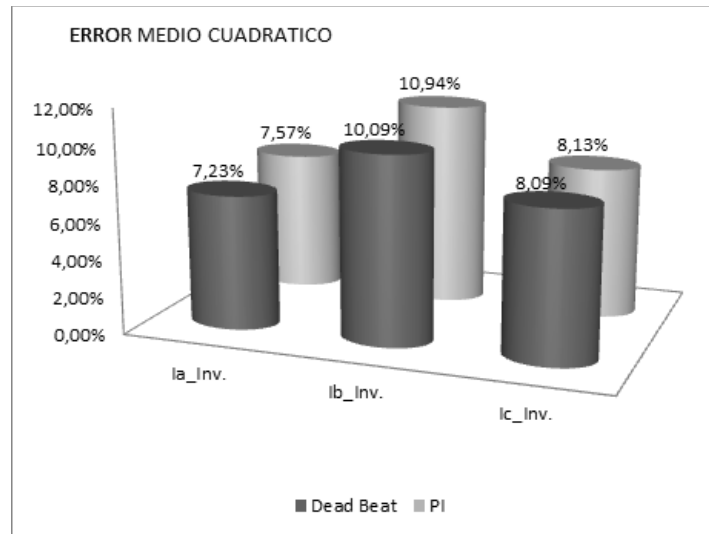
Fuente: Autores

Figura 39. Análisis del error máximo instantáneo de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones desbalanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8



Fuente: Autores

Figura 40. Análisis del error medio cuadrático de las corrientes inyectadas por el inversor con tensiones desbalanceadas en el PCC /factor de potencia = 0.8



Fuente: Autores

Para sistemas desbalanceados el control que presentó mejores resultados globales es el *Dead-beat*, el rango de potencia es más amplio, presenta menor distorsión armónica y tiene menor error medio cuadrático en estado estable respecto a la señal de referencia. El control *PIdq0* no presenta un comportamiento desfavorable en la inyección de potencia al sistema, no obstante inyecta un valor promedio tanto de potencia activa como reactiva similar a la referencia, pero no aporta la misma calidad de onda de corriente inyectada a la red que el *Dead-beat*. Los dos algoritmos calculan satisfactoriamente la señal de referencia indicada a pesar de estar con tensiones desbalanceadas en el PCC, por lo tanto, el algoritmo de *Kalman* cumple el objetivo de obtener la secuencia positiva (+) y el ángulo de fase logrando que se pueda estudiar este caso como un sistema balanceado.

5. CONCLUSIONES

Para todos los casos estudiados el sistema de control que mostró mejores resultados es el que halla la referencia en los ejes *abc* y utiliza el control *Dead-beat* para la generación de los pulsos del inversor.

La referencia de corriente en el marco de referencia *abc*, si las tensiones son balanceadas y sin distorsión armónica en el PCC, se calcula sin la necesidad de ninguna transformación entre ejes de referencia estáticos a los síncronos, por lo que tampoco se requiere la determinación del ángulo de sincronización. Debido a lo anterior, este control es la mejor opción si se pretende implementar, ya que requiere de menos cálculos y por lo tanto de menor tiempo de cómputo. La comprobación de este cálculo se deja como recomendación para trabajos futuros.

Los algoritmos utilizados permiten la inyección de potencia reactiva a la red, lo cual daría más opciones de uso a éstos sistemas pudiendo compensar potencia reactiva de una carga y así disminuir la corriente de la red, funcionando como un filtro activo para compensación de energía reactiva con solo modificar el sistema de control y dimensionar el sistema para la inclusión de ésta componente.

Al trabajar con tensiones desbalanceadas en el PCC implementando el algoritmo de *Kalman* para inyectar corrientes balanceadas, la potencia inyectada tiene el valor promedio de la esperada, pero con oscilaciones del doble de la frecuencia debidas a la interacción entre las componentes de secuencia negativa y cero de la tensión en el PCC y la corriente de secuencia positiva.

Observaciones

Para los sistemas desbalanceados se tomó una componente homopolar del 0.59% de la tensión nominal del sistema así esta componente no sea común en sistemas

reales, ésto con el fin de comprobar que el algoritmo de *Kalman* funciona eficientemente para estos tipos de desbalances, ya que independientemente del porcentaje presente de esta secuencia, éste extrae la componente de secuencia positiva del sistema y así se puede analizar como un sistema balanceado.

Para el cálculo de los errores instantáneos y medios cuadráticos, cabe resaltar que en el primer ciclo éstos son mayores ya que al partir de cero se parte con un error significativo en el tiempo de respuesta al seguimiento de la corriente de referencia dependiendo de los diferentes métodos de control, por tal motivo para tener una respuesta más cercana a un estado estable los cálculos se tomaron de cero a $1/10$ [s].

6. RECOMENDACIONES

Se recomienda realizar un estudio para el caso en que se inyecten corrientes balanceadas con sistemas con tensiones desbalanceadas para determinar los parámetros de la potencia inyectada, de tal forma que la oscilación de ésta no afecte el correcto funcionamiento del SFV, ni de los equipos conectados a la red.

Implementar los algoritmos en un microcontrolador o en un DSP (*Digital Signal Processor*), para determinar cuál de estos requiere menor tiempo de cómputo.

Estudiar y analizar estrategias para tensiones distorsionadas en el PCC

REFERENCIAS

A. Carbonell. Convertidor CC/CC elevador con seguidor de punto de máxima potencia mediante procesador digital de señal. Universidad Carlos III de Madrid, 2009.

B. Montes. Análisis del seguimiento del punto de máxima potencia de los inversores fotovoltaicos de conexión a red. 2009.

Carlos R. Prado Mora, Diseño de un sistema eléctrico fotovoltaico para una comunidad aislada, Costa Rica, Julio 2008

Cesar A. Duarte, "Técnicas de procesamiento de señales para la monitorización de la calidad de la energía eléctrica", Magister en Potencia Eléctrica, Universidad Industrial de Santander, 2004.

G. G. García, Energías del siglo XXI. De las energías fósiles a las alternativas., 1era ed. Barcelona, Madrid: Ediciones Mundi-prensa, 2008.

Guillermo A. Vargas Cáceres, Julio C. Gélvez Lizarazo, María A. Mantilla Villalobos, Johann F. Petit Suárez, "Active power filters: a comparative analysis of current control techniques", Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL), Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga-Colombia.

Hirofumi Akagui, Edson Hirokazu Watanabe and Mauricio Aredes, instantaneous power theory and applications to power conditioning, 2007 by the Institute of Electrical and electronics Engineers.

Hoffman, Análisis y control de sistemas fotovoltaicos basados en convertidores dc/dc, 2006.

Hui Cao, Hui Zhang, Wentao Jiang, Santong Wei, “Reserch on PQ control strategy for PV inverter in the unbalanced grid”, School of automation & information Engineering, Xi’an University of Technology.

Hyosung Kim, Hirofumi Akagi, “The Instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r Reference Frames”, IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, Hong Kong.

I. Diaz Paez, H. Ortiz Pico, “Estimación de parámetros de señales eléctricas: Estudio e implementación de algoritmos basados en filtrado adaptativo”, Universidad Industrial de Santander, 2010.

I. Sosa J. Hernandez L. Ruiz, J. Beristain. Estudio del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia perturbar y observar. RIEE&C, Revista de Ingeniería Eléctrica, electrónica y Computación, 8, 2010.

IEEE Std 1547™-2003 (R2008), “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”, 2003

IEEE Std 929-2000, “IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems”, 2000

J. Carillo & J. I. M. Morales, estudio para la electrificación con energías alternativas, utilizando celdas fotovoltaicas, México DF, 2009

J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Tesis doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2007.

Juan G. Rueda, Ernesto Pieruccini, "Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control por corriente aplicadas al inversor de potencia tipo fuente de tensión de cuatro ramas en puente completo", Universidad Industrial de Santander, 2013.

Jung-Min Kwon, Bong-Hwan Kwon, Kwang-Hee Nam, "Three-phase photovoltaic system with three-level boosting MPPT control", IEEE Transactions on power electronics, vol. 23, no. 5, september 2008.

L. Hassaine, "Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red", Ph.D, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.

M. Mantilla Villalobos, "Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución, modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución", Magister en Ingeniería Electrónica, Universidad Industrial de Santander, 2011.

Manuales sobre energía renovable: Solar Fotovoltaica/Biomass Users Network (BUN-CA). -1 ed. - San José, C.R.: Biomass Users Network (BUN-CA), 2002., 2006

Mateus F. Schonardie, Adriano Ruseler, Roberto F. Coelho and Denizar C. Martins, "Three-Phase Grid-Connected PV System With Active And Reactive

Power Control Using dq0 Transformation”, 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications

Muhammad Rashid; “Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones”;. Prentice Hall, E.E.U.U 1995.

OPEN ELECTRICAL. Dq0 Transform [En línea]. Consultado 28 de abril de 2013. Disponible en: http://www.openelectrical.org/wiki/index.php?title=Dq0_Transform.