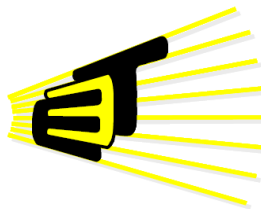


**FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA: ANÁLISIS  
COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROL  
UTILIZADAS EN EL CONVERTIDOR DE POTENCIA**

---

***GUILLERMO ANTONIO VARGAS CÁCERES  
JULIO CÉSAR GÉLVEZ LIZARAZO***



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2010**

---

**FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA: ANÁLISIS  
COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROL  
UTILIZADAS EN EL CONVERTIDOR DE POTENCIA**

---

***GUILLERMO ANTONIO VARGAS CÁCERES  
JULIO CÉSAR GÉLVEZ LIZARAZO***

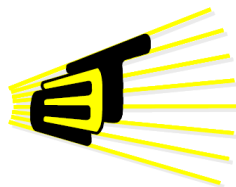
**Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de Ingeniero  
Electricista**

Director:

***Dr. JOHANN FARITH PETIT SUÁREZ***

Codirector:

***Ms(c). MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS***



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2010**

---

## AGRADECIMIENTOS

*Agradezco a Dios por acompañarme siempre en los buenos y en los malos momentos.*

*A mi padre Antonio José y a mi madre Isabel, quienes me brindaron su afecto, comprensión, compañía, paciencia, preocupación y ayuda económica para salir adelante en una gran etapa de mi vida.*

*A mis hermanas Lorena, Karine, y Mayra, que de una u otra manera me ayudaron con sus conocimientos y experiencias para ser constante y alcanzar las metas.*

*A la Universidad Industrial de Santander y especialmente a la Escuela de Ingeniería Eléctrica, por todo el conocimiento adquirido para optar al título de Ingeniero Electricista.*

*Al director Johann Farith Petit Suárez ya la codirectora María Alejandra Mantilla Villalobos por el apoyo, interés, tiempo y dedicación prestada para la ejecución de este proyecto.*

*Guillermo Antonio Vargas Cáceres*

## AGRADECIMIENTOS

*Agradezco a Dios por permitirme culminar satisfactoriamente esta etapa de mi vida.*

*Agradezco a mis padres Carlos Gelvez y Lucia Lizarazo. Igualmente a mis hermanos por su paciencia, comprensión y apoyo incondicional.*

*A Jacqueline Sánchez, por su cariño, compañía y apoyo incondicional durante estos años tan importantes de mi vida.*

*A la Universidad Industrial de Santander y especialmente a la Escuela de Ingeniería Eléctrica, por todo el conocimiento adquirido para optar al título de Ingeniero Electricista.*

*Al director Johann Farith Petit Suárez y a la codirectora María Alejandra Mantilla Villalobos por el apoyo, interés, tiempo y dedicación prestada para la ejecución de este proyecto.*

*Julio Cesar Gelvez Lizarazo*

## TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN .....	14
2. FILTROS ACTIVOS DE CONEXIÓN EN PARALELO .....	14
3. CONTROLADORES DE CORRIENTE .....	15
3.1. Controladores lineales .....	16
3.2. Controladores no lineales .....	17
4. PARAMETROS Y CRITERIOS DE SIMULACIÓN .....	18
4.1. Corrientes de referencia .....	18
4.2. Convertidor de potencia .....	19
4.3. Controladores de corriente .....	20
4.4. Criterios de comparación .....	20
5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN .....	20
5.1. Resultados obtenidos, usando la topología de tres ramas en puente completo (TLFB) .....	20
5.2. Resultados obtenidos, usando la topología de tres ramas y condensador partido (TLSC) .....	22
6. CONCLUSIONES .....	24
7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	24
8. AUTORES .....	25

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Conexiones de un filtro activo .....	14
Figura 2. Diagrama general de un filtro activo de potencia de conexión paralela .....	15
Figura 3. Topología TLFB del convertidor de potencia.....	15
Figura 4. Topología TLSC del convertidor de potencia.....	15
Figura 5. Sistema de control del filtro activo de conexión en paralelo. ....	16
Figura 6. Modulación por ancho de pulso (PWM).....	16
Figura 7. Circuito equivalente monofásico del convertidor conectado a la red para la topología TLSC. ....	16
Figura 8. Circuito trifásico del convertidor conectado a la red para la topología TLFB.....	17
Figura 9. Señales de referencia balanceadas y distorsionadas. ....	18
Figura 10. Señales de referencia desbalanceadas y distorsionadas. ....	18
Figura 11. Componente homopolar de las señales de referencia desbalanceadas y distorsionadas. ....	19
Figura 12. Señal de referencia dinámica. ....	19
Figura 13. Variación de corriente en función de la inductancia de acople para diferentes frecuencias de muestreo. .	20
Figura 14. Seguimiento de corrientes balanceadas, usando la topología TLFB .....	21
Figura 15. Seguimiento de corrientes desbalanceadas, usando la topología TLFB .....	21
Figura 16. Seguimiento de las componentes de secuencia positiva y negativa de las referencias. ....	22
Figura 17. Seguimiento de corrientes balanceadas, usando la topología TLSC.....	22
Figura 18. Seguimiento de corrientes desbalanceadas, usando la topología TLSC .....	23
Figura 19. Seguimiento de corriente dinámica mediante el control Dead-Beat usando la topología TLSC. ....	23
Figura 20. Acercamiento en el seguimiento de la señal de referencia en a) 20ms y b) 50ms .....	23

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Errores máximos, siguiendo corrientes balanceadas, usando la topología TLFB. ....	20
Tabla 2. Errores máximos, siguiendo corrientes desbalanceadas, usando la topología TLFB. ....	21
Tabla 3. Errores máximos, siguiendo corrientes balanceadas, usando la topología TLSC. ....	22
Tabla 4. Errores máximos, siguiendo corrientes desbalanceadas, usando la topología TLSC. ....	23
Tabla 5. Tiempos requeridos por el controlador Dead-Beat, para alcanzar la corriente de referencia ante un cambio brusco. ....	24

## RESUMEN

**TÍTULO:** *FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROL UTILIZADAS EN EL CONVERTIDOR DE POTENCIA*<sup>1</sup>

**AUTORES:** GUILLERMO ANTONIO VARGAS, JULIO CESAR GELVEZ LIZARAZO<sup>\*\*</sup>

**PALABRAS CLAVES:** Filtros activos de potencia, técnicas de control de corriente, convertidor de potencia.

### DESCRIPCIÓN:

Los filtros activos de potencia (APF - *Active Power Filter*), son dispositivos electrónicos que eliminan perturbaciones presentes en las redes de suministro eléctrico, compensando armónicos de las señales de tensión y de corriente, así como desbalances y potencia reactiva, entre otros.

Los APF pueden ser de conexión serie o de conexión paralela, los cuales poseen un convertidor de potencia, encargado de crear la forma de onda deseada a partir de un elemento almacenador de energía. Este convertidor puede ser tipo fuente de tensión o tipo fuente de corriente, el cual siempre irá acompañado de un sistema de control, que garantice que la corriente realmente inyectada en la red siga fielmente las señales de referencia.

En este artículo se presenta un análisis comparativo entre diferentes técnicas de control del convertidor de potencia tipo fuente de tensión (VSI - *Voltage Source Inverter*), de un filtro activo de conexión en paralelo, con el fin de estudiar el comportamiento de cada técnica para una corriente de referencia dada. Además se presentan simulaciones en ATP que muestran el seguimiento de la señal de referencia para diferentes técnicas de control de corriente y en distintas topologías del convertidor. Estas simulaciones permiten analizar comparativamente las técnicas de control, basándose en criterios tales como el error en estado estable y el error eficaz de la corriente generada por el inversor.

---

\* Tesis de Grado en la modalidad de Investigación

\*\* Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Dr. Johann Farith Petit Suárez - jfpetit@uis.edu.co. Codirector: M.Sc(c) María Alejandra Mantilla Villalobos - mmantilla@ieee.org

## ABSTRACT

**TITLE:** ACTIVE POWER FILTERS: COMPARATIVE ANALYSIS BETWEEN CONTROL TECHNIQUES IN POWER CONVERTER \*

**AUTHORS:** GUILLERMO ANTONIO VARGAS, JULIO CESAR GELVEZ LIZARAZO \*\*

**KEYWORDS:** Active Power Filters, current control techniques, power converter.

### DESCRIPTION:

Active power filters (APF), are electronic devices that eliminate disturbances presents in the network, compensating harmonic of voltage and current signals, as well as reactive power and imbalances, among other.

The APF can be serial or shunt connection, which have a power converter that developed the desired waveform from an energy storage element. This converter can be voltage source or current source, which always accompanied by a control system that ensures that the current injected to network follow the reference signals.

This paper shows a comparative analysis between different control techniques for voltage source inverters (VSI), based on shunt active power filter. The main propose is to study the behavior of each technique for a given reference current. In addition, some simulations are presented in ATP. The reference signals tracking for different current control techniques and different converter topologies is shown by these simulations. The control techniques are compared based on some criterias such as maximum steady state error and effective error of the current generated by the inverter.

---

\* Final undergraduate Project developed in the research modality.

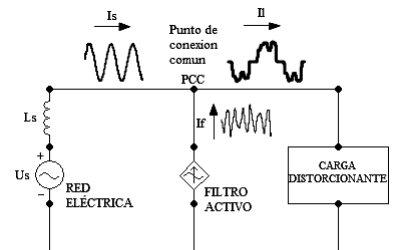
\*\* Physics Mechanical Engineering Faculty. Electric, Electronic and Telecommunications School. Director: Dr. Johann Farith Petit Suárez - jfpetit@uis.edu.co. Subdirector: M.Sc(c). María Alejandra Mantilla Villalobos - mmantilla@ieee.org

## 1. INTRODUCCIÓN

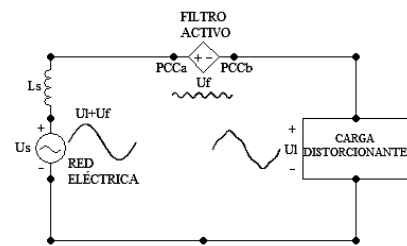
Con el constante desarrollo de la tecnología de semiconductores, aparecen cada vez más cargas distorsionantes en las redes de energía eléctrica que afectan la forma de onda de las señales de tensión y de corriente, desmejorando así la calidad de la energía eléctrica [1], que se evalúa por parámetros tales como la frecuencia, la amplitud, la forma y la simetría de las ondas de tensión y de corriente [2].

Actualmente, son de gran interés los trabajos relacionados con la calidad de la energía eléctrica, ya que las perturbaciones presentes en la red, representan un problema para las redes de suministro eléctrico [1]. Algunas de las soluciones a este problema están en el uso de filtros pasivos [3], filtros activos de potencia [4,5], filtros híbridos [6] y los *Custom Power Devices* [7]. En el caso de los filtros activos de potencia (APF-Active Power Filter), estos eliminan las perturbaciones presentes en la red, compensando armónicos de las señales de tensión y de corriente, así como desbalances y potencia reactiva, entre otros. Una ventaja de estos filtros es que tienen un comportamiento dinámico, por lo que no requieren ser sintonizados a una frecuencia específica, como sucede en el caso de los filtros pasivos [2,3].

Los APF, pueden ser de conexión serie o de conexión paralela [8], (ver Figura 1). los cuales poseen un convertidor de potencia, encargado de crear la forma de onda deseada a partir de un elemento almacenador de energía, el cual es una bobina para convertidores tipo fuente de corriente (CSI-Current Source Inverter), o condensador para los convertidores tipo fuente de tensión (VSI-Voltage Source Inverter), [2,8,9].



a. Filtro activo de conexión paralela.



b. Filtro activo de conexión serie.

Figura 1. Conexiones de un filtro activo [8].

En este artículo se trabaja con convertidores tipo fuente de tensión de conexión paralela, ya que son

más económicos y además, el elemento almacenador de energía es más fácil de controlar y puede almacenar mayor energía para un tamaño similar, en comparación con la bobina de los convertidores CSI [8,10,11,12]. La topología de este convertidor depende del número de fases y de hilos que tiene el sistema al que se va a conectar [8].

Este convertidor siempre irá acompañado de un sistema de control que garantice que la corriente realmente inyectada en la red sigue fielmente las señales de referencia<sup>1</sup> [11]. Existen diferentes técnicas de control que permiten seguir esta señal, pero estas responden de manera diferente, razón por la cual en este trabajo se estudia el comportamiento de algunas de las técnicas de control utilizadas en el convertidor, con el fin de determinar las ventajas y desventajas para diferentes señales de referencia y en diferentes topologías del convertidor.

Para esto el artículo se divide en cinco secciones. En la segunda sección se presentan conceptos sobre filtros activos de conexión paralela, su estructura general y la importancia del convertidor de potencia, indicando algunas de las ventajas y desventajas de las topologías a analizar. En la tercera sección se presenta una descripción del funcionamiento de cada una de las técnicas de control de corriente a tratar en este trabajo. En la cuarta sección se establecen los criterios y parámetros necesarios para las simulaciones. En la quinta sección se presentan los resultados de simulación, y con base en estos, se comparan las técnicas de control, y finalmente en la sexta sección se presentan las conclusiones del trabajo.

## 2. FILTROS ACTIVOS DE CONEXIÓN EN PARALELO

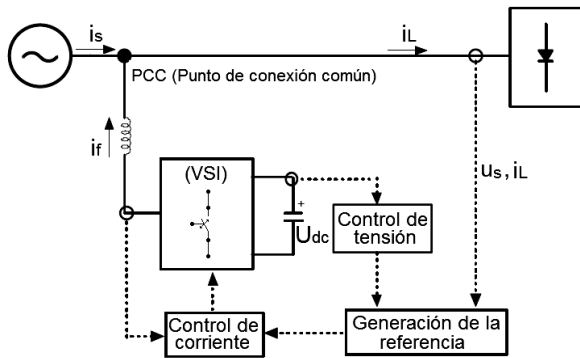
Los filtros activos de conexión en paralelo, son dispositivos electrónicos que mediante el uso del elemento almacenador de energía, compensan perturbaciones originadas por la demanda eléctrica [5,8].

En la Figura 2, se presenta el diagrama general de un filtro activo de conexión en paralelo, en donde se muestran las partes que lo constituyen. En lo que concierne al control, hay que tener cuenta los bloques:

- Generación de las señales de referencia.
- Controlador encargado de enviar las señales de disparo a los interruptores<sup>2</sup> del convertidor.
- Control de la tensión en el lado de continua.

<sup>1</sup> Señal que debe generar el filtro activo para corregir las perturbaciones originadas en la carga.

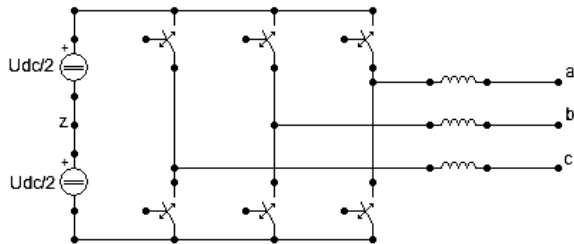
<sup>2</sup> Normalmente IGBT'S ó MOSFET



**Figura 2. Diagrama general de un filtro activo de potencia de conexión paralela [8].**

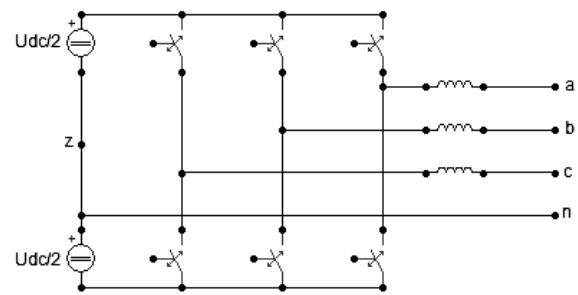
Este trabajo se enfoca en el control de corriente del convertidor de potencia, y para esto se utilizan dos de las topologías habitualmente usadas para tal fin, una para sistemas trifásicos de tres hilos (trifilares), y otra para sistemas trifásicos de cuatro hilos (tetrafilares), en donde para generalizar el análisis, se considera que la tensión en el lado de continua del convertidor es constante, y los interruptores de potencia se asumen como interruptores ideales.

Para redes trifásicas balanceadas de tres hilos, se puede usar la topología de tres ramas en puente completo (TLFB-Three Leg Full Bridge), mostrada en la Figura 3, La desventaja de esta topología es que no puede inyectar corrientes de secuencia homopolar, por lo que se usa en el acondicionamiento de las corrientes necesarias para cargas trifásicas sin neutro [11,13].



**Figura 3. Topología TLFB del convertidor de potencia.**

En redes trifásicas de cuatro hilos, se requiere de una topología que permita la inyección de corrientes homopolares, y una solución a este problema está en el uso de la topología de tres ramas con condensador partido (TLSC-Three Leg Split Capacitor) [11,13], que se muestra en la Figura 4. En esta topología, debido a que está conectado el neutro de la carga con el punto intermedio del lado de continua, las tres ramas del inversor trabajan de manera independiente, de manera que la tensión de cada rama depende solo de sus dos interruptores de potencia, siendo esta la principal ventaja del TLSC [11,13].



**Figura 4. Topología TLSC del convertidor de potencia.**

Otras topologías, como la de cuatro ramas en puente completo (FLFB-Four Leg Full Bridge), la de tres puentes completos y cuatro hilos (TBFW-Three Bridge Four Wire), y las multinivel, también son utilizadas, pero estas se salen del alcance del artículo, ya que requieren de un estudio detallado e individual.

Finalmente, para las topologías a estudiar, es necesario establecer algunas restricciones tales como:

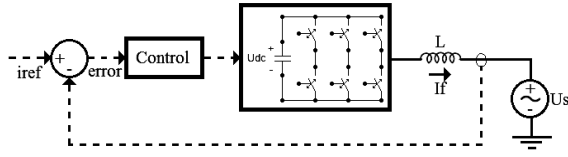
- Los interruptores de una rama no pueden estar cerrados simultáneamente, debido a que esto ocasionaría un cortocircuito en la fuente de corriente continua.
- Las tensiones de línea a la salida del inversor solo podrán tomar los valores instantáneos de  $U_{dc}$ , 0, y  $-U_{dc}$ .
- En la topología de tres ramas y capacitor partido, las tensiones entre fase-neutro a la salida del inversor, solo podrán tomar los valores instantáneos de  $U_{dc}/2$  y  $-U_{dc}/2$ .

### 3. CONTROLADORES DE CORRIENTE

Las técnicas de control de un convertidor de potencia, se pueden clasificar en dos grupos principales: técnicas de lazo abierto y técnicas de lazo cerrado. Entre las primeras, se encuentra la modulación por ancho de pulso (PWM-Pulse Width Modulation) y la modulación vectorial (SVM-Space Vector Modulation). Por otro lado, las técnicas de lazo cerrado, se pueden clasificar según su funcionamiento en dos grupos: lineales y no lineales [8,14], entre las lineales encontramos el control proporcional integral (PI) y el control predictivo de tiempo muerto (Dead-Beat), y entre las no lineales se encuentra el control por histéresis y la modulación delta, entre otras [2,4,8,14].

Cabe resaltar que las técnicas de control en lazo cerrado, son las que se utilizan para el control de corriente del convertidor de potencia, sin embargo, algunas de estas técnicas, más específicamente las lineales, requieren del uso de una técnica de control

de lazo abierto, como se menciona más adelante. Estas técnicas de control de lazo cerrado, como se puede ver en la Figura 5, generan las señales necesarias para el control del convertidor a partir del error de corriente<sup>3</sup> [8].



**Figura 5. Sistema de control del filtro activo de conexión en paralelo.**

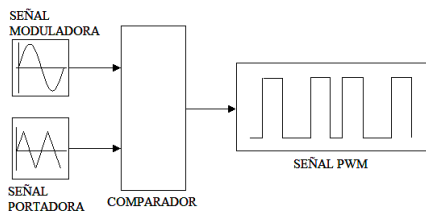
El artículo se enfoca en los controladores por modulación delta, proporcional integral (PI) y *Dead-Beat*, los cuales se simulan digitalmente, considerando que la tecnología actual permite implementarlos en procesadores digitales de señal (*DSP-Digital Signal Processing*) [2,8].

### 3.1. Controladores lineales

En este tipo de controladores, primero se calcula la tensión de salida del convertidor a partir del error, y posteriormente se determinan las señales de conmutación del inversor mediante una técnica de control en lazo abierto, que genere los pulsos necesarios para las conmutaciones de los interruptores del convertidor de potencia [8,14].

Para el desarrollo de este artículo se trabaja con la técnica de control en lazo abierto PWM, con miras a utilizar la misma técnica de control en bucle abierto para ambas topologías, ya que la modulación vectorial, solo se podría utilizar en la topología TLFB.

La técnica PWM consiste en controlar el ancho de los pulsos por ciclo de trabajo de cada interruptor de potencia [8]. Esta técnica genera los pulsos, comparando la señal moduladora con una señal portadora<sup>4</sup> [15,16], como se puede observar en la Figura 6.



**Figura 6. Modulación por ancho de pulso (PWM).**

La característica de esta técnica de control, es que el promediado de los pulsos a la frecuencia de la señal

<sup>3</sup> El error de corriente es la diferencia entre la señal generada por el convertidor y la referencia.

<sup>4</sup> Generalmente para la señal portadora, se usa una señal triangular.

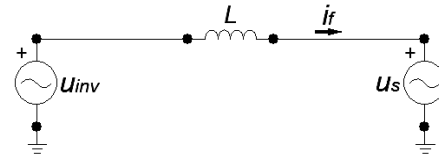
portadora, tiene la misma forma de onda del promedio de la señal de referencia, a la misma frecuencia, independientemente de que la referencia presente contenido armónico.

#### 3.1.1. Control predictivo de tiempo muerto (*Dead-Beat*)

Esta técnica de control, tiene por objetivo predecir con base en el modelo del sistema a controlar, el valor que debe tener la tensión a la salida del inversor, de tal manera que la corriente generada alcance el valor de referencia en el menor número de periodos de muestreo. Cuando el error en el seguimiento de la señal es nulo al final de cada periodo, se le conoce como controlador *Dead-Beat* [8,13]. Una ventaja de esta técnica es que puede obtener una respuesta más rápida, en comparación con otras técnicas [11,12].

Considerando que la tensión en el punto de conexión común<sup>5</sup>, y la tensión de salida del inversor, permanecen constantes en un periodo de muestreo, se presenta a continuación, la tensión a sintetizar por el controlador *Dead-Beat* en un periodo de muestreo, para cada topología.

Para la topología TLSC, partiendo del equivalente monofásico del convertidor conectado a la red, mostrado en la Figura 7, se obtiene la Ecuación 1:



**Figura 7. Circuito equivalente monofásico del convertidor conectado a la red para la topología TLSC.**

$$L \frac{di_f(t)}{dt} = u_{inv}(t) - u_s(t) \quad (1)$$

Donde  $u_{inv}$  es la tensión de salida del inversor respecto al punto intermedio del lado de continua,  $L$  es la inductancia de acople a la red,  $u_s$  es la tensión de fase de la red e  $i_f$  es la corriente inyectada por el convertidor. Teniendo en cuenta las consideraciones establecidas y dado que en el control *Dead-Beat*, la corriente generada alcanza la referencia al final de cada periodo de muestreo, la tensión a sintetizar discreta en el tiempo, usando la transformada bilineal, se representa así:

$$u_{inv}(k) = \frac{L}{T_{sw}} [i_{ref}(k) - i_f(k)] + u_s(k) \quad (2)$$

Donde  $T_{sw}$  es el periodo de muestreo, e  $i_{ref}$  es la corriente de referencia.

<sup>5</sup> El punto de conexión común es aquel en el que se conecta el filtro activo con la red eléctrica.

De manera similar, para la topología TLFB, partiendo del circuito trifásico que modela el convertidor conectado a la red, que se muestra en la Figura 8, se obtienen las ecuaciones diferenciales que lo modelan:

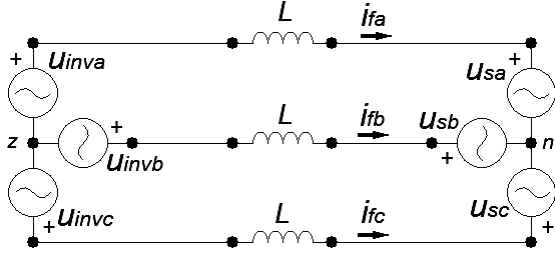


Figura 8. Circuito trifásico del convertidor conectado a la red para la topología TLFB.

$$L \frac{di_{fa}(t)}{dt} - L \frac{di_{fb}(t)}{dt} = u_{inva}(t) - u_{invb}(t) + u_{sb}(t) - u_{sa}(t) \quad (3)$$

$$L \frac{di_{fb}(t)}{dt} - L \frac{di_{fc}(t)}{dt} = u_{invb}(t) - u_{invc}(t) + u_{sc}(t) - u_{sb}(t) \quad (4)$$

A partir de las ecuaciones 3 y 4, se calculan las tensiones discretas en el tiempo, para cada rama del convertidor con la topología TLFB, así:

$$\begin{pmatrix} u_{inva}(k) \\ u_{invb}(k) \\ u_{invc}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \frac{L}{T_{sw}} \Delta I_a + u_{sa}(k) \\ \frac{L}{T_{sw}} \Delta I_b + u_{sb}(k) \\ \frac{L}{T_{sw}} \Delta I_c + u_{sc}(k) \end{pmatrix} \quad (5)$$

Donde  $\Delta I$ , es el error de corriente para cada fase, así:

$$\Delta I_j = i_{refj}(k) - i_{fj}(k) ; j = a, b, c \quad (6)$$

### 3.1.2. Control proporcional integral (PI)

El controlador proporcional integral, determina las señales a sintetizar por la técnica de lazo abierto PWM, por medio de una acción de control proporcional al error y otra acción proporcional a la integral del error [8]. De esta manera, la tensión de salida del convertidor, se define por la siguiente ecuación:

$$u_{inv}(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (7)$$

Para obtener la Ecuación 7, en forma discreta, se deriva y se aproxima por la primera diferencia:

$$u_{inv}(k) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) T_{sw} + u_{inv}(k-1) \quad (8)$$

Donde  $e$ , es la diferencia entre la señal de referencia  $i_{ref}$  y la corriente generada  $i_f$ ,  $K_p$  es la ganancia proporcional y  $T_i$  el tiempo integral, que representa la cantidad de veces en que se repite la acción proporcional. Las constantes  $K_p$  y  $T_i$  se ajustan de acuerdo al sistema que se desea controlar, siendo de gran utilidad, realizar simulaciones para tal fin. Por un lado, el tiempo integral regula la acción de control integral, mientras que la ganancia proporcional afecta tanto a la parte integral como a la proporcional [8,12,14].

## 3.2. Controladores no lineales

Este tipo de controladores obtienen directamente las señales de conmutación del inversor de potencia, a partir de la señal de error [8,13].

### 3.2.1. Modulación delta

El control por modulación delta, se puede considerar como un caso particular del control de histéresis. Este último, se encarga de mantener el error de corriente dentro de una banda de histéresis previamente definida<sup>6</sup>, de manera que el error de corriente no la sobrepase [11,12]. Esta técnica es de fácil implementación y permite obtener errores pequeños con la disminución del ancho de la banda de histéresis. La desventaja de esta técnica es que puede alcanzar elevadas frecuencias de conmutación tales que los actuadores convencionales no pueden seguir [2,8,11,12]. Para solucionar este problema se recurre al uso de la modulación delta, que funciona de manera similar al control de histéresis, pero con un ancho de banda nulo y con una frecuencia de muestreo constante.

El controlador compara en cada instante de muestreo, la corriente de referencia con la corriente generada por el inversor. De esta manera, si la corriente generada es mayor que la referencia, el convertidor cambia de estado con el objetivo de variar el sentido de la corriente, y de manera similar cuando la corriente generada es menor que la referencia [8,11].

La corriente que inyecta el convertidor mediante la modulación delta, considerando que en un periodo de muestreo la tensión de la red eléctrica se mantiene constante, se puede aproximar por medio de la siguiente ecuación:

$$i_f(t) = \frac{u_{inv} - u_s - V_{nz}}{L} t + i_f(t_0) [A] \quad (9)$$

Donde  $i_f(t_0)$  es la corriente inicial y  $V_{nz}$  es la tensión flotante entre el neutro de la red y el punto intermedio del lado de continua. Se puede ver que esta ecuación representa una línea recta con pendiente  $m$ , así:

<sup>6</sup> El ancho de la banda de histéresis se define según el criterio del diseñador y según el error requerido para su aplicación.

$$m = \frac{u_{inv} - u_s - V_{nz}}{L} \quad (10)$$

Como en la topología TLSC, el termino  $V_{nz}$  es nulo por contar con un conductor de retorno al punto intermedio del lado de continua, la pendiente de la corriente depende únicamente de la tensión de salida del inversor  $u_{inv}$  y de la tensión de la red  $u_s$ , de esta manera, si la tensión  $u_{inv}$  es mayor que  $u_s$ , la pendiente es positiva y viceversa. Por otro lado, para la topología TLFB, la pendiente depende del valor de  $V_{nz}$ , de esta manera, cuando la diferencia entre  $u_{inv}$  y  $u_s$  es mayor que  $V_{nz}$ , la pendiente es positiva, y viceversa.

#### 4. PARAMETROS Y CRITERIOS DE SIMULACIÓN

Con el fin de analizar y comparar el funcionamiento de los controladores por modulación delta, proporcional integral, y *Dead-Beat*, estos se simulan en el programa ATP, teniendo en cuenta las siguientes consideraciones.

##### 4.1. Corrientes de referencia

Para realizar el análisis comparativo se simulan los controladores con tres tipos de referencias típicas que se definen a continuación:

- **Corrientes balanceadas y distorsionadas**

Partiendo de la corriente máxima fundamental que se puede inyectar por el convertidor, sin que éste entre en saturación, asumiendo que la carga es netamente inductiva, se toma como criterio para la amplitud de las corrientes de referencia fundamentales, aproximadamente un 50% de la corriente máxima. De esta manera las corrientes de referencia se conforman por una componente fundamental con forma de onda sinusoidal de amplitud 4,5A a una frecuencia de 60Hz y atrasada noventa grados respecto de la tensión de la red. También se consideran armónicos generados por cargas no lineales que se pueden representar por el quinto y el séptimo armónico [8], cuyas amplitudes, generalmente son del 20% y 15% de la fundamental. De esta manera, las señales de referencia son:

$$i_{refa} = 4,5 \sin\left(120\pi t - \frac{\pi}{2}\right) - \sin(5 * 120\pi t) - \frac{5}{7} \sin(7 * 120\pi t) \text{ [A]} \quad (11)$$

$$i_{refb} = 4,5 \sin\left(120\pi t + \frac{5\pi}{6}\right) - \sin\left(5 * 120\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{5}{7} \sin\left(7 * 120\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ [A]} \quad (12)$$

$$i_{refc} = 4,5 \sin\left(120\pi t + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(5 * 120\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{5}{7} \sin\left(7 * 120\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \text{ [A]} \quad (13)$$

Las formas de onda de las ecuaciones 11, 12, y 13, se pueden apreciar en la Figura 9.

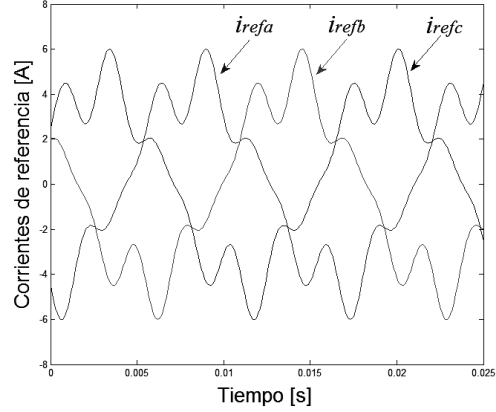


Figura 9. Señales de referencia balanceadas y distorsionadas.

- **Corrientes desbalanceadas y distorsionadas con componente de secuencia homopolar**

Con el fin de poner a prueba los controladores con señales distorsionadas armónicamente y desbalanceadas con componente homopolar, se toman arbitrariamente las siguientes señales de referencia:

$$i_{refa} = 4,5 \sin\left(120\pi t - \frac{\pi}{2}\right) - \sin(5 * 120\pi t) \text{ [A]} \quad (14)$$

$$i_{refb} = 4,5 \sin\left(120\pi t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{5}{7} \sin\left(7 * 120\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ [A]} \quad (15)$$

$$i_{refc} = -\sin\left(5 * 120\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{5}{7} \sin\left(7 * 120\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \text{ [A]} \quad (16)$$

Las formas de onda de las ecuaciones 14, 15 y 16, se pueden apreciar en la Figura 10.

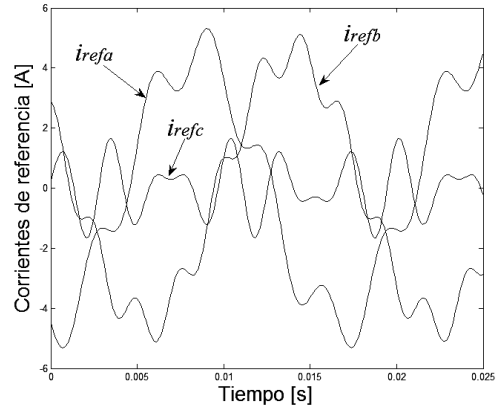
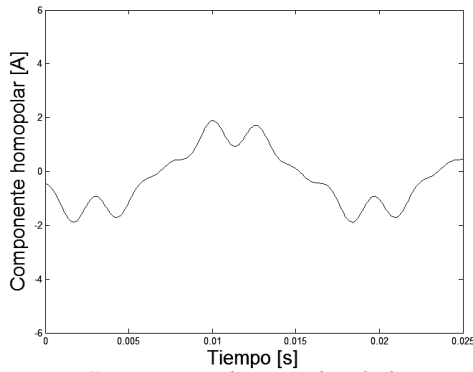


Figura 10. Señales de referencia desbalanceadas y distorsionadas.

La componente homopolar de esta señal de referencia, se puede apreciar en la Figura 11.



**Figura 11. Componente homopolar de las señales de referencia desbalanceadas y distorsionadas.**

• **Corrientes de referencia dinámicas**

Mediante este tipo de señales, que presentan cambios bruscos en la forma de onda, se pone a prueba el controlador que tenga el mejor desempeño en el seguimiento de las señales de referencia mostradas anteriormente.

Estas señales de referencia son en los primeros 20ms, la componente fundamental de la Ecuación 11; en 20ms, su amplitud se aumenta en 1,5 veces y a partir de 50ms, la señal cambia únicamente a las componentes de quinto y séptimo armónico de la Ecuación 11. De esta manera la señal de referencia se representa por medio de las siguientes ecuaciones:

$$i_{refd} = \begin{cases} i_1 & 0 < t < 20 \text{ [ms]} \\ 1,5i_1 & 2 \leq t < 50 \text{ [ms]} \\ (i_5 + i_7) & t > 50 \text{ [ms]} \end{cases} \text{ [A]} \quad (17)$$

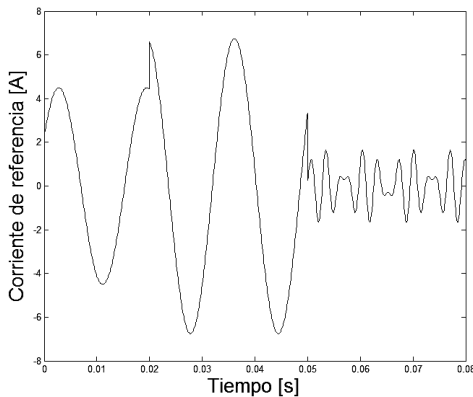
donde:

$$i_1 = 4,5 \sin\left(120\pi t - \frac{\pi}{2}\right) \text{ [A]} \quad (18)$$

$$i_5 = -\sin(5 * 120\pi t) \text{ [A]} \quad (19)$$

$$i_7 = -\frac{5}{7}\sin(7 * 120\pi t) \text{ [A]} \quad (20)$$

La forma de onda de la Ecuación 17, se puede apreciar en la Figura 12.



**Figura 12. Señal de referencia dinámica.**

## 4.2. Convertidor de potencia

- La frecuencia de muestreo se establece en 10kHz para los controladores lineales (PI y *Dead-Beat*), y de 20kHz para la modulación delta, debido a que en los controladores lineales, por usar la técnica de modulación PWM, en la cual se fija una frecuencia de 10kHz para la señal portadora, los interruptores del convertidor realizan dos conmutaciones por cada periodo de muestreo, y como en la modulación delta, hay máximo una conmutación por cada periodo, es necesario duplicar su frecuencia con respecto a la de las otras técnicas, para efectos de comparación.

- La tensión en el lado de continua se debe establecer de tal manera que sea mayor al valor pico de la tensión de fase-neutro del punto de conexión común, para asegurar la inyección de corrientes en la red [8]. Un criterio que cumple con este propósito está dado en [10], y es:

$$U_{dc} \geq \frac{3V_l}{\sqrt{2}} \text{ [V]} \quad (21)$$

Donde  $U_{dc}$  es la tensión en el lado de continua y  $V_l$  es la tensión de línea eficaz de la red eléctrica, la cual se toma de 220V, pues ésta es típica en redes de distribución. Entonces se tiene que  $U_{dc}$  debe ser mayor a 467V, cumpliendo con este criterio, un valor para  $U_{dc}$  de 500V.

- La inductancia de acople debe establecerse de tal manera que la corriente varíe con una rapidez adecuada para alcanzar la señal de referencia. La variación de corriente en un periodo de muestreo se puede estimar asumiendo una modulación delta, ya que en esta técnica, ocurren las máximas variaciones de corriente [8]. De esta manera, para una tensión en el lado de continua de 500V y una tensión eficaz de línea de 220V, se tiene la siguiente ecuación:

$$\frac{\Delta i_f}{T_{sw}} = \frac{430}{L} \text{ [A/s]} \quad (22)$$

Donde  $\Delta i_f$  es la variación de corriente en un periodo de muestreo. Al analizar el comportamiento de la corriente en función de la inductancia para diferentes frecuencias de muestreo, se puede establecer que una inductancia adecuada para una frecuencia de 20KHz, será de 20mH (ver Figura 13).

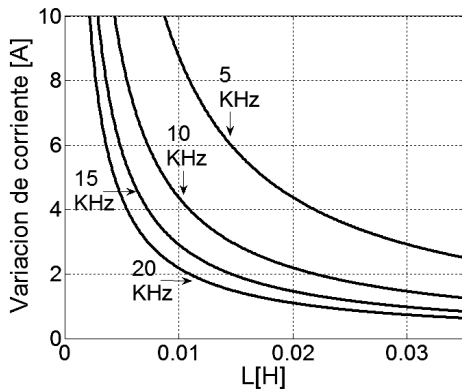


Figura 13. Variación de corriente en función de la inductancia de acople para diferentes frecuencias de muestreo.

#### 4.3. Controladores de corriente

- Para el seguimiento de las referencias desbalanceadas y distorsionadas con componente homopolar, mediante el uso de la topología TLFB, se realiza un prefiltrado de las corrientes de referencia, con el fin de eliminar las componentes de secuencia homopolar, ya que estas no pueden ser inyectadas con el uso de esta topología.
- Para la simulación del control *Dead-Beat*, se calculan las tensiones a sintetizar, para las topologías TLSC y TLFB, a partir de las ecuaciones 2 y 5, respectivamente. Posteriormente estas señales de control se retienen a 10kHz y se sintetizan con la técnica de modulación por ancho de pulso PWM para generar los pulsos del convertidor, con una amplitud para la señal portadora, igual a la mitad de la tensión del lado de continua.
- Para el controlador proporcional integral, se ajustan las constantes de la Ecuación 7, con base en [17]. De esta manera, para la topología TLSC, con una señal portadora triangular de amplitud unitaria, el valor de  $K_p$  es también unitario y el valor de  $T_i$  es de 0,0006s. Por otro lado, para la topología TLFB se toma  $K_p$  unitario y  $T_i$  de 0,0009, para calcular las señales de control que se discretizan y retienen a la frecuencia de 10kHz, y se sintetizan con la técnica PWM.

#### 4.4. Criterios de comparación

Para evaluar las técnicas de control en el seguimiento de las señales de referencia, se toma como criterio el máximo error instantáneo de estado estable (EEE), y el error medio cuadrático (Erms), que se calculan a partir de las siguientes ecuaciones:

$$\Delta i(t) = i_f(t) - i_{ref}(t) \quad (23)$$

$$\Delta I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_f(t) - i_{ref}(t)]^2 dt} \quad (24)$$

Donde  $\Delta i(t)$  es el error instantáneo y  $\Delta I$  es el error medio cuadrático [8].

### 5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

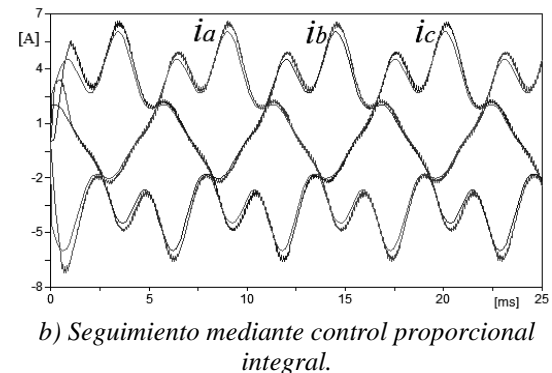
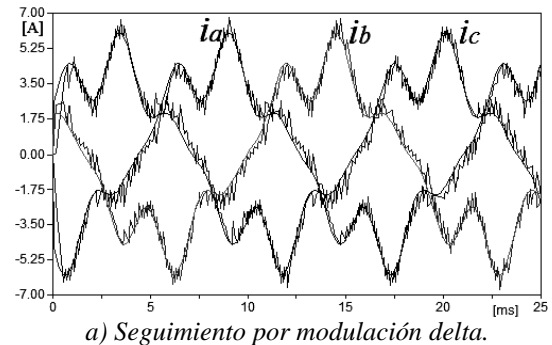
En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos en el seguimiento de señales tanto balanceadas como desbalanceadas y distorsionadas con componente homopolar, usando control por modulación delta, proporcional integral y *Dead-Beat*, para las topologías TLFB y TLSC.

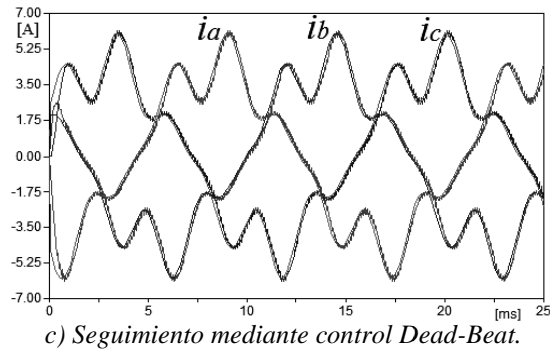
#### 5.1. Resultados obtenidos, usando la topología de tres ramas en puente completo (TLFB)

En la Figura 14, se muestran los resultados de simulación obtenidos para cada controlador, en el seguimiento de corrientes balanceadas y distorsionadas. Los errores máximos obtenidos en este seguimiento, se presentan en la Tabla 1.

Controladores	TLFB	
	EEE[A]	Erms[A <sub>rms</sub> ]
Modulación delta	1,3396	0,39047
Control PI	0,63787	0,26012
Control <i>Dead-Beat</i>	0,50513	0,23925

Tabla 1. Errores máximos, siguiendo corrientes balanceadas, usando la topología TLFB.





**Figura 14. Seguimiento de corrientes balanceadas, usando la topología TLFB**

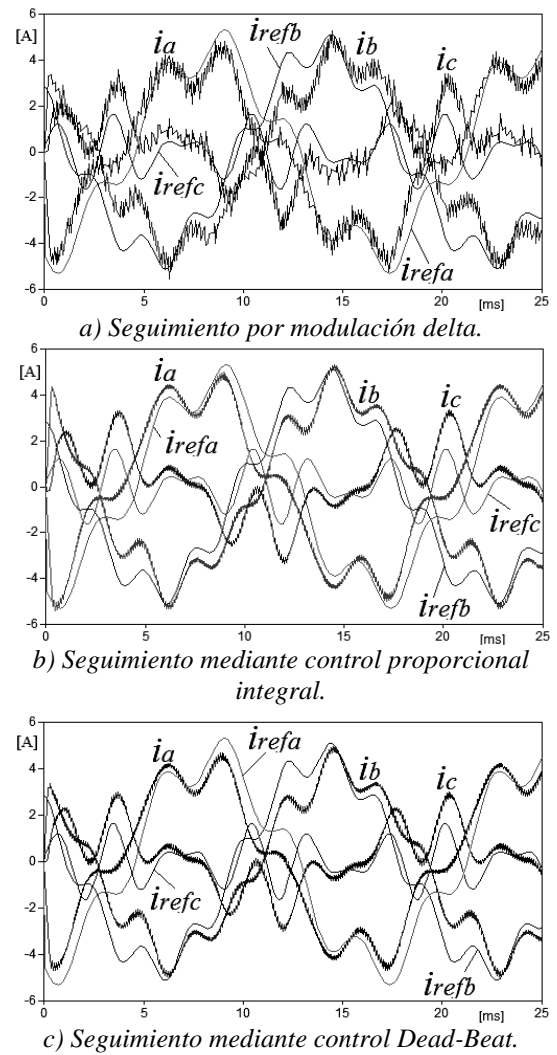
En la Figura 14, se puede observar que la modulación delta a 20kHz, presenta mayores variaciones de corriente, en comparación con las otras técnicas, que trabajan a 10kHz, además, con el uso de esta técnica que trabaja siempre en saturación, existe una tensión de flotación con promedio diferente de cero, que afecta el seguimiento de las señales de referencia, lo cual se refleja en los datos de error presentados en la Tabla 1. Para mejorar este seguimiento, se puede aumentar la frecuencia de muestreo, pero esto implicaría el uso de interruptores de potencia más rápidos.

Un mejor seguimiento de las referencias, se puede observar con el uso de los controladores PI, y *Dead-Beat*, Destacándose este último, por considerar diferentes parámetros del sistema, lo cual se evidencia en los datos de error, que resultan de menor valor en comparación con los obtenidos usando las otras técnicas. Por otro lado, al usar estos controladores con la técnica de modulación por ancho de pulso PWM, mientras no haya sobremodulación, el promedio de la tensión flotante es cero, y por tanto, las ramas del inversor tienden a trabajar de manera independiente, permitiendo al convertidor, seguir las referencias con mayor uniformidad.

En la Figura 15, se muestran los resultados de simulación obtenidos para cada controlador, en el seguimiento de corrientes desbalanceadas y distorsionadas con componente de secuencia homopolar. Los errores máximos obtenidos en este seguimiento, se presentan en la Tabla 2.

Controladores	TLFB	
	EEE[A]	$E_{rms}[A_{rms}]$
Modulación delta	2,7222	1,3525
Control PI	2,4167	1,3015
Control <i>Dead-Beat</i>	2,3272	1,1916

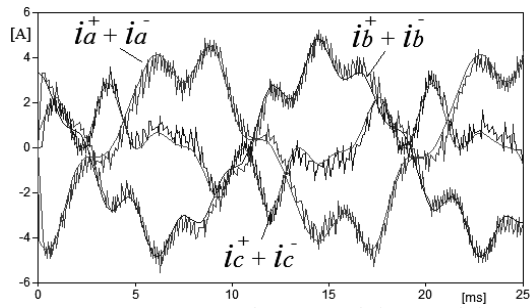
**Tabla 2. Errores máximos, siguiendo corrientes desbalanceadas, usando la topología TLFB.**



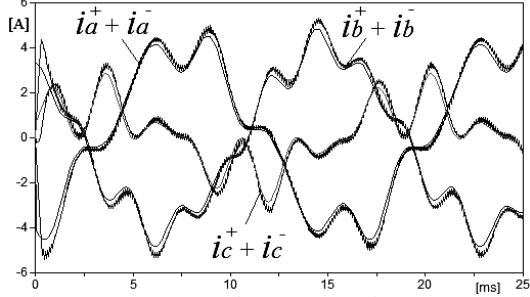
**Figura 15. Seguimiento de corrientes desbalanceadas, usando la topología TLFB**

En la Figura 15, se puede observar que en el seguimiento de corrientes desbalanceadas, con componentes de secuencia homopolar, el convertidor con topología de tres ramas en puente completo, no es una buena opción para tal fin, pues al no contar con un conductor de retorno, le resulta imposible inyectar estas componentes, por lo cual, se obtienen elevados valores de error en comparación con los obtenidos en el seguimiento de las referencias balanceadas.

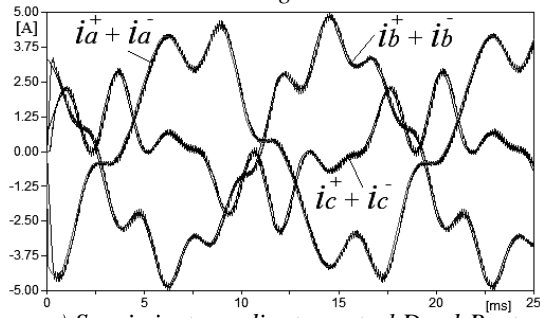
Sin embargo, esta topología puede seguir las componentes de secuencia positiva y negativa, como se puede ver en la Figura 16, debido al prefiltrado realizado en las señales de referencia.



a) Seguimiento mediante modulación delta.



b) Seguimiento mediante control proporcional integral.

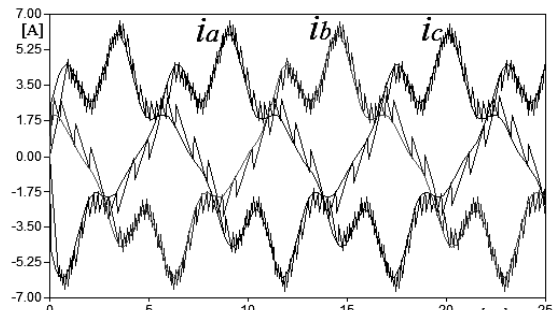


c) Seguimiento mediante control Dead-Beat.

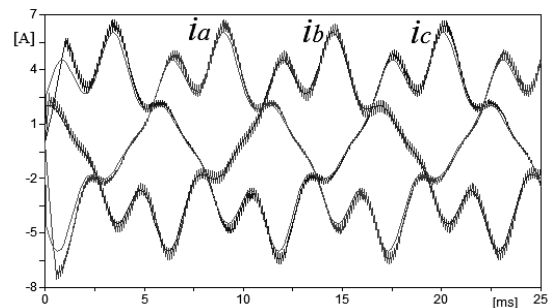
**Figura 16. Seguimiento de las componentes de secuencia positiva y negativa de las referencias.**

## 5.2. Resultados obtenidos, usando la topología de tres ramas y condensador partido (TLSC)

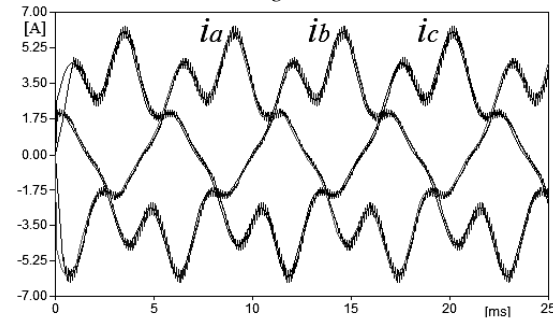
En la Figura 17, se muestran los resultados de simulación obtenidos para cada controlador, en el seguimiento de corrientes balanceadas y distorsionadas, presentando los máximos errores obtenidos en la Tabla 3.



a) Seguimiento por modulación delta.



b) Seguimiento mediante control proporcional integral.



c) Seguimiento mediante control Dead-Beat.

**Figura 17. Seguimiento de corrientes balanceadas, usando la topología TLSC**

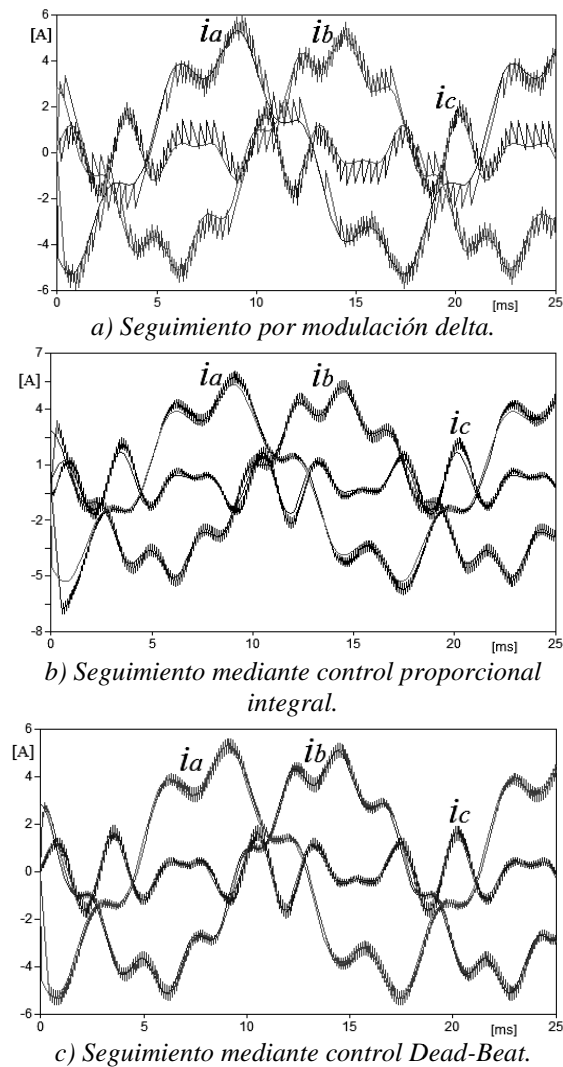
En la Figura 17, se puede apreciar un mejor seguimiento mediante el controlador por modulación delta, en comparación con el obtenido usando la topología TLFB, ya que al existir una conexión entre el neutro de la carga y el punto medio del lado de continua, las ramas del convertidor trabajan de manera independiente.

De manera similar a como ocurrió en el seguimiento de referencias balanceadas mediante el uso de la topología TLFB, el controlador *Dead-Beat*, resulta ser una buena opción para seguir este tipo de referencias. Como se puede ver en la Tabla 3, esta técnica de control nos ofrece un seguimiento con menores errores a los obtenidos con el uso de las otras técnicas.

Controladores	TLSC	
	EEE[A]	$E_{rms}[A_{rms}]$
Modulación delta	1,1866	0,50154
Control PI	0,79253	0,27807
Control <i>Dead-Beat</i>	0,65244	0,25372

**Tabla 3. Errores máximos, siguiendo corrientes balanceadas, usando la topología TLSC.**

En la Figura 18, se muestran los resultados de simulación obtenidos para cada controlador, en el seguimiento de corrientes desbalanceadas y distorsionadas, usando la topología TLSC, presentando los máximos errores obtenidos en la Tabla 4.



**Figura 18. Seguimiento de corrientes desbalanceadas, usando la topología TLSC**

En la Figura 18, se puede ver la ventaja que ofrece el uso de esta topología, ya que permite inyectar referencias desbalanceadas con componentes de secuencia homopolar, para las diferentes técnicas de control, entre las cuales, como se puede apreciar en la Tabla 4, nuevamente se destaca el control *Dead-Beat*,

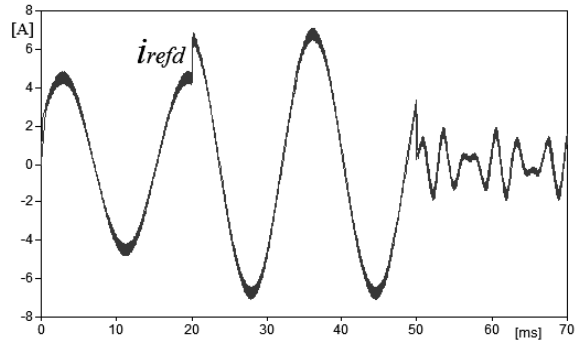
Controladores	TLSC	
	EEE[A]	$E_{rms}$ [A <sub>rms</sub> ]
Modulación delta	1,2286	0,5457
Control PI	1,0092	0,36892
Control <i>Dead-Beat</i>	0,6513	0,2308

**Tabla 4. Errores máximos, siguiendo corrientes desbalanceadas, usando la topología TLSC.**

Dado que el control *Dead-Beat* presenta el mejor seguimiento de las señales de referencia, tanto balanceadas como desbalanceadas y distorsionadas, a continuación se proba este controlador con

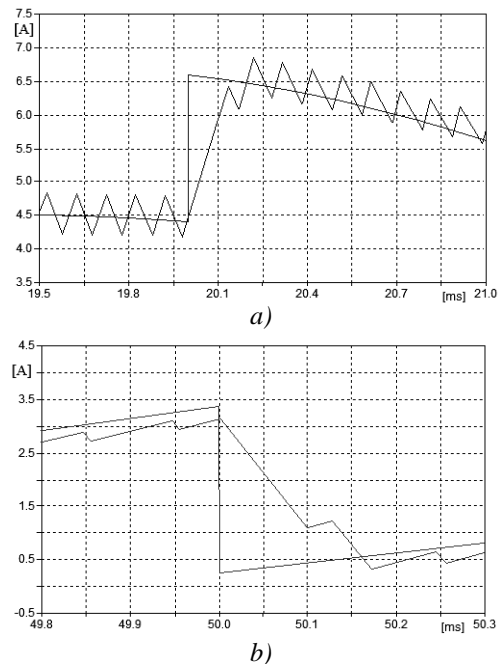
referencias dinámicas, para analizar la velocidad con que responde el mismo.

Para este tipo de referencia, se muestra en la Figura 19, solo una de las fases, con el fin de visualizar mejor el seguimiento de la corriente, y se hace una estimación del tiempo  $t_r$ , que demora la corriente generada en alcanzar la señal de referencia, cuando se presentan cambios bruscos en la misma.



**Figura 19. Seguimiento de corriente dinámica mediante el control *Dead-Beat* usando la topología TLSC.**

Con el fin de analizar el tiempo que tarda el control en alcanzar la referencia, después de las variaciones ocurridas en 20ms y 50ms, se hace un acercamiento en estos tiempos. (Ver Figura 20).



**Figura 20. Acercamiento en el seguimiento de la señal de referencia en a) 20ms y b) 50ms**

De la Figura 20, se puede estimar que el controlador tarda un tiempo de 0,19ms en alcanzar la referencia, después de la variación ocurrida en 20ms. Y tarda un tiempo de 0,16ms después de la variación ocurrida en

50ms para la topología TLSC. De manera similar se estiman estos tiempos para la topología TLFB, presentados en la tabla 5.

Variación en:	Tiempo $t_r$ [ms]	
	TLFB	TLSC
20ms	0,209	0,19
50ms	0,218	0,16

**Tabla 5. Tiempos requeridos por el controlador Dead-Beat, para alcanzar la corriente de referencia ante un cambio brusco.**

De la tabla 5, se puede apreciar que el controlador *Dead-Beat*, responde ante cambios bruscos en la señal de referencia, tardando 0,218ms en la lectura más desfavorable. Este tiempo representa más de un periodo de conmutación, ya que la corriente solicitada, supera la máxima variación de corriente que puede generar el convertidor en un periodo de conmutación. Sin embargo esto no representa un problema considerable en el seguimiento de la corriente de referencia, pues como se puede ver en la figura 19, el controlador presenta un buen seguimiento de la corriente.

## 6. CONCLUSIONES

En este artículo, se presentó un análisis comparativo entre las técnicas de control por modulación delta, proporcional integral y *Dead-Beat*, las cuales se trabajaron en tiempo discreto para las topologías TLFB y TLSC del inversor de potencia y para diferentes señales de referencia. Con lo cual se llegó a la conclusión de que el controlador *Dead-Beat*, resulta ser una buena opción para su aplicación en filtrado activo, ya que presenta un mejor comportamiento en comparación con los demás controladores, recomendándose el uso de la topología TLFB para señales de referencia balanceadas y distorsionadas, y la topología TLSC para señales de referencia desbalanceadas y distorsionadas con componente homopolar, así como para señales que presenten cambios bruscos en la misma.

Se pueden obtener errores menores a los obtenidos en las simulaciones, variando diferentes parámetros del sistema y del controlador como tal, pero debido a las limitantes en la implementación del control, tales como la frecuencia de conmutación de los interruptores, la velocidad de procesado, las inductancias de acople y la tensión en el bus de continua, se procedió a simular con parámetros que permitan una posible implementación.

Se determino la ecuación para el controlador *Dead-Beat*, aplicada en el convertidor de tres ramas en puente completo TLFB.

## 7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Fathi, M. Pishvaei y G.B. Gharehpetian, "A frequency domain method for instantaneous determination of reference current in shunt active filter," *IEEE Trans*, Tehran-Iran, Amirkabir University of Technology, 2006.
- [2] N. Castelblanco, "FILTROS ACTIVOS: Control por DSP de un filtro activo para la compensación de corrientes armónicas," Trabajo de grado para maestría, Universidad Industrial de Santander-Colombia, 2006.
- [3] J.C. Das, "Passive filters - potentialities and limitations," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 232-241, 2004.
- [4] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 960-971, 1999.
- [5] M. El-Habrouk, M.K. Darwish, and P. Mehta, "Active power filters: a review," *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 147, pp. 403-413, 2000.
- [6] B. Singh, V. Verma, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Hybrid filters for power quality improvement," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 152, pp. 365-378, 2005.
- [7] N.G. Hingorani, "Introducing custom power," *Spectrum, IEEE*, vol. 32, pp. 41-48, 1995.
- [8] 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.
- [9] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 636-643, 2007.
- [10] L. Benchaita, S. Saadate, y A. Salemmia, "A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation", *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 14, no. 2, pp. 642-647, May. 1999.
- [11] P. Rodríguez, "Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos," Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2005. Capítulo 4.

[12] L. Malesani, "Comparison of current control techniques for active filter applications," IEEE Trans, Ind, Electronics, vol. 45, pp, 722-729, Oct 1998.

[13] C. Navas y C. Pacheco, "FILTRADO ACTIVO. Control en modo corriente del puente inversor trifásico," Trabajo de grado para ingeniería, Universidad Industrial de Santander- Colombia, 2006.

[14] M. Kazmierkowski, L. Malesani. "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," IEEE Trans, Ind, Electronics, vol. 45, pp, 691-703, Oct. 1998.

[15] B. Singh, A. Adya, J.R.P. Gupta, "Modeling, design and analysis of different controllers for DSTATCOM," IEEE, Power India conference, 2008.

[16] Donghua Chen and Shaojun Xie, "Review of the control strategies applied to active power filters," *Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, 2004. (DRPT 2004). Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 666-670 Vol.2, 2004.

[17] N. Zargari y G. Joss, "Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames," IEEE Trans, Ind. Electron, Vol. 42, Aug. 1995.



**María A. Mantilla Villalobos.**

Ingeniera Electrónica de la Universidad Industrial de Santander (UIS), 2008. Estudiante de Maestría en Ingeniería Electrónica de la UIS e investigadora del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL-UIS). Áreas de interés: Calidad de la energía eléctrica, Electrónica de potencia, Dispositivos *Custom Power*.



**Johann F. Petit Suárez.**

Ingeniero Electricista UIS, 1997; Magíster en Potencia eléctrica y Especialista en Docencia Universitaria UIS, 2002; Doctor en Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática por la Universidad Carlos III de Madrid-España, 2007. Profesor Asociado de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la UIS e investigador del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL-UIS). Áreas de interés: Calidad de la energía eléctrica, Electrónica de potencia, Dispositivos FACTS, Uso racional y eficiente de la energía.

## 8. AUTORES



**Guillermo A. Vargas Cáceres**

nació el 30 de marzo de 1986 en Suaita, Santander, Colombia. Actualmente es estudiante de ingeniería eléctrica en la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E<sup>3</sup>T) de la Universidad Industrial de Santander (UIS). Áreas de interés: Calidad de la energía eléctrica y filtros activos de potencia.



**Julio C. Gelvez Lizarazo**

nació el 26 de noviembre de 1984 en Málaga, Santander, Colombia. Actualmente es estudiante de ingeniería eléctrica en la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E<sup>3</sup>T) de la Universidad Industrial de Santander (UIS). Áreas de interés: Calidad de la energía eléctrica, uso racional y eficiente de la energía eléctrica y filtros activos de potencia.