

FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE
TÉCNICAS DE CONTROL DE CORRIENTE APLICADAS AL INVERSOR DE
POTENCIA TIPO FUENTE DE TENSIÓN DE CUATRO RAMAS EN PUENTE
COMPLETO

JUAN GILBERTO RUEDA VÁSQUEZ
ERNESTO PIERUCCINI RAMÍREZ



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

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga
2013

FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE
TÉCNICAS DE CONTROL DE CORRIENTE APLICADAS AL INVERSOR DE
POTENCIA TIPO FUENTE DE TENSIÓN DE CUATRO RAMAS EN PUENTE
COMPLETO

JUAN GILBERTO RUEDA VÁSQUEZ
ERNESTO PIERUCCINI RAMÍREZ

Trabajo de grado para optar al título de
Ingeniero Electricista

Director:

PhD. Johann Farith Petit Suárez

Co-Directora:

MSC. María Alejandra Mantilla Villalobos

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga
2013

AGRADECIMIENTOS

*Agradezco a Dios, a mis abuelos, a mis padres y a mi hermano
Por el apoyo incondicional que me han brindado
Durante esta etapa y por estar siempre
Con una sonrisa y una palabra de
Animo para seguir adelante.”*

Juan Gilberto Rueda Vásquez.

*A Dios por guiarme y acompañarme en cada etapa de mi vida,
A mis padres José Luis y Esperanza por el amor, apoyo y confianza
bríndado todos los días,
A mis hermanos Diana Carolina, María Esperanza y José Luis porque son
ejemplo y compañía,
A Shary Astrid Guecha por el amor y brillo que imparte a mi vida,
A todos mis amigos por los momentos compartidos
Y ayuda en la culminación de este logro.”*

Ernesto Pieruccini Ramírez

TABLA DE CONTENIDO

	Pág
INTRODUCCIÓN	16
1. FILTROS ACTIVOS	20
1.1 CONEXIÓN DE LOS FILTROS ACTIVOS:.....	20
1.1.1 Filtro activo en serie	20
1.1.2 Filtro activo en paralelo.	21
1.1.3 Filtro activo serie-paralelo	22
1.2 TOPOLOGÍAS DEL CONVERTIDOR ESTÁTICO	22
1.2.1 Inversor de tres ramas en puente completo	22
1.2.2 Inversor de tres ramas con condensador repartido	23
1.2.3 Inversor de cuatro ramas en puente completo.	25
1.2.4 Inversor de tres puentes completos y cuatro hilos	25
2. CONTROLADORES DE CORRIENTE.....	27
2.1 TÉCNICAS DE LAZO ABIERTO.....	27
2.1.1 Modulación por ancho de pulso (PWM)	27
<i>Figura 9. Control por modulación de ancho de pulso (PWM).</i>	28
2.1.2 Modulación vectorial (SVM)	29
2.2 TÉCNICAS DE LAZO CERRADO	40
2.2.1 Control proporcional-integral (PI)	40
2.2.2 Control de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (Deadbeat).	43
2.2.3 Control de histéresis.....	46
2.2.4 Modulación delta.	49
3. PARÁMETROS Y CRITERIOS DE SIMULACIÓN	50
3.1 CONVERTIDOR DE POTENCIA:.....	50
3.2 CORRIENTES DE REFERENCIA	53
3.3 CONTROLADORES DE CORRIENTE	56
3.4 CRITERIOS DE COMPARACIÓN	58
4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN.....	58

4.1 CONTROL DE TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO FINITO O DE TIEMPO MUERTO (DEADBEAT):	58
4.1.1 Modulación por ancho de pulso (PWM)	59
4.1.2 Modulación vectorial (SVM):	60
4.2 MODULACIÓN DELTA:	62
4.3 CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL (PI):.....	65
4.3.1 Modulación por ancho de pulso (PWM).	65
4.3.2 Modulación vectorial (SVM)	66
4.4 CONTROL DEADBEAT CON MODULACIÓN VECTORIAL: SEÑAL DE REFERENCIA DINÁMICA.....	69
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	71
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	73
ANEXOS.....	76
ANEXO A. CIRCUITOS DE SIMULACIÓN EN ATPDRAW	76
ANEXO B. MODEL CREADOS PARA EL PROYECTO.	82

LISTA DE TABLAS

	Pág
Tabla 1. Estados de conmutación, tensiones terminales y vectores de conmutación en coordenadas abc.....	32
Tabla 2. 24 Regiones validas del dodecaedro y los vectores no nulos.....	36
Tabla 3. Constantes C1 a C6 para cada RP.....	38
Tabla 4. Calculo de los ciclos para cada una de los 24 tetraedros posibles.....	39
Tabla 5. Errores máximos control DeadBeat (PWM).....	59
Tabla 6. Errores máximos control DeadBeat (SVM).....	62
Tabla 7. Errores máximos Modulación Delta.....	63
Tabla 8. Errores máximos control PI_PWM.....	66
Tabla 9. Errores máximos control PI-Vectorial.....	68

LISTA DE FIGURAS

	Pág
Figura 1. Controles en un filtro activo de potencia.....	18
Figura 2. Filtro activo en serie.....	21
Figura 3. Filtro activo en paralelo.....	21
Figura 4. Filtro serie-paralelo.....	22
Figura 5. Topología del TLFB del convertidor de potencia con conexión en paralelo.....	23
Figura 6. Topología del TLSC del convertidor de potencia con conexión en paralelo.....	24
Figura 7. Topología del FLFB del convertidor de potencia con conexión en paralelo.....	26
Figura 8. Topología del TBFW del convertidor de potencia con conexión en paralelo.....	26
Figura 9. Control por modulación de ancho de pulso (PWM).....	28
Figura 10. Fase a del convertidor de potencia FLFB.....	29
Figura 11. Diagrama simplificado del convertidor FLFB.....	31
Figura 12. Delimitación del dodecaedro.....	33
Figura 13. Dodecaedro con las regiones de control en coordenadas naturales....	34
Figura 14. División del dodecaedro.....	35
Figura 15. Tetraedros para diferentes RP.....	36
Figura 16. Secuencia de conmutación simétrica alineadas.....	39
Figura 17. Control proporcional-integral (PI).....	41
Figura 18. Circuito equivalente de una rama del convertidor.....	41
Figura 19. Equivalente trifásico para el inversor de cuatro ramas de puente completo.....	44
Figura 20. Control de histéresis por banda fija.....	47

Figura 21. Rama del convertidor de potencia.....	48
Figura 22. Seguimiento control de histéresis.....	49
Figura 23. Inductancia de acople para diferentes frecuencias de conmutación considerando modulación delta.....	52
Figura 24. Caso I: Señales de referencia desbalanceadas y distorsionadas.....	54
Figura 25. Caso II: Corrientes de referencia con secuencia homopolar.....	55
Figura 26. Caso III: Corriente de referencia dinámica.....	56
Figura 27. Caso I: Seguimientos Corrientes de referencia distorsionados y desbalanceados – Control Dead-Beat (PWM).	59
Figura 28. Caso II: Seguimiento de corrientes desbalanceadas con secuencia homopolar – Control DeadBeat (PWM).	60
Figura 29. Caso I: Seguimiento corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas – DeadBeat (SVM).....	61
Figura 30. Caso II: Seguimiento de corrientes desbalanceadas con secuencia homopolar – DeadBeat (SVM).....	61
Figura 31. Caso I: Seguimiento corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas - Modulación Delta.....	63
Figura 32. Caso II: Seguimiento de corrientes desbalanceadas con secuencia homopolar – Modulación delta.....	64
Figura 33. Seguimientos corrientes de referencias desbalanceadas y distorsionadas - control PI-PWM.....	65
Figura 34. Caso II: Seguimiento corriente de referencia con secuencia homopolar - control PI-(PWM).....	66
Figura 35. Seguimientos corrientes de referencias desbalanceadas y distorsionadas - control PI-SVM.....	67
Figura 36. Seguimiento corriente de referencia con secuencia homopolar- control PI-SVM.....	67
Figura 37. Seguimiento señal de referencia dinámica con Deadbeat-SVM.....	69

RESUMEN

TITULO: FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROL DE CORRIENTE APLICADAS AL INVERSOR DE POTENCIA TIPO FUENTE DE TENSION DE CUATRO RAMAS EN PUENTE COMPLETO¹

**AUTORES: JUAN GILBERTO RUEDA VÁSQUEZ²
ERNESTO PIERUCCINI RAMÍREZ²**

PALABRAS CLAVES: Calidad de la energía eléctrica, filtros activos de potencia, técnicas de control de corriente, convertidores tipo fuente de tensión

DESCRIPCIÓN:

En este trabajo se presenta un análisis sobre la obtención de las señales de disparo para el inversor de potencia tipo fuente de tensión de cuatro ramas en puente completo (FLFB – *Four-Leg Full-Bridge*), bajo las siguientes técnicas de control de corriente: modulación delta, control proporcional-integral (PI) y control predictivo de tiempo muerto (*DeadBeat*). Los dos últimos controladores mencionados, usaron cada uno como complemento las técnicas de control de lazo abierto: modulación de ancho de pulso (PWM – *Pulse-Width Modulation*) y modulación vectorial (SVM – *Space Vector Modulation*). El filtro activo junto con las estrategias de control se simularon en el programa ATP (*Alternative Transient Program*) con el fin de evaluar su funcionamiento y presentar un análisis comparativo, tomando como criterios el máximo error instantáneo de estado estable (EEE), y el error medio cuadrático (Erms) de las señales de corriente inyectadas por el inversor, y así, finalmente seleccionar el controlador que mejor desempeño presente para la topología en estudio.

El funcionamiento del filtro y de las estrategias de control se evaluó para el seguimiento de señales distorsionadas y desbalanceadas y con componente homopolar, las cuales son señales típicas en aplicaciones de filtrado activo. Adicionalmente la técnica de control con mejor desempeño se estudió con un caso de señales dinámicas para observar la velocidad de respuesta de la misma.

¹ Proyecto de Grado

² Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Johann Farith Petit Suárez. Codirectora: María Alejandra Mantilla Villalobos.

ABSTRACT

TITLE: POWER ACTIVE FILTERS: COMPARATIVE ANALISIS BETWEEN TECHNIQUES OF CURRENT CONTROL APPLIED TO THE POWER INVERTER TYPE FOUR-LEG FULL-BRIDGE VOLTAGE SOURCE³

**AUTHORS: JUAN GILBERTO RUEDA VÁSQUEZ⁴
ERNESTO PIERUCCINI RAMÍREZ⁴**

KEY WORDS: electricity quality, power active filters, techniques of current control, converters type voltage source.

DESCRIPTION:

This paper presents an analysis about the obtaining of release signals for the power inverter type Four-Leg Full-Bridge voltage source (FLFB), under the techniques of current control: Delta modulation control, proportional-integral control (PI) and *DeadBeat* predictive control. The last two controllers mentioned, used as complement techniques of open-bond control: Pulse-Width Modulation (PWM) and Space-Vector Modulation (SVM). The active filter along with control strategies were simulated in the ATP (Alternative Transient Program) with the purpose to evaluate their performance and present a comparative analysis, regarding the maximum momentary error of stable state (EEE), and the medium quadratic error (Erms) of current signals injected by the inverter, and finally, to choose the controller with the best performance present for the topology in research.

The Filter performance and the control strategies were evaluated for the monitoring of distorted and imbalanced signals and with homopolar component, which are typical signals in applications of active filtration. Additionally, the control technique with better performance was researched with a case of dynamic signals to observe the response speed of it.

³ Degree Project.

⁴ Physical Faculty of Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronics and Telecommunications. Group GISEL. Director: Johann F. Petit Suárez. Co-director: María A. Mantilla Villalobos

INTRODUCCIÓN

El interés por los problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica se han incrementado en los últimos años por parte no solo de las empresas de distribución de energía, sino también por los usuarios finales del sistema, ya que las perturbaciones presentes en la red, representan un problema para el suministro eléctrico. Estos problemas se deben principalmente a: cargas no lineales, descargas atmosféricas, fallas en el sistema, energización de transformadores, conmutación de capacitores, cargas con bajo factor de potencia, energización de grandes cargas y motores de inducción, cargas monofásicas y trifásicas desbalanceadas, entre otras [1], causando de esta manera el desmejoramiento de la calidad de la potencia, por problemas de armónicos de corriente o tensión, desbalances de tensión o corriente, corriente de secuencia homopolar, fluctuaciones de tensión, picos de tensión, huecos de tensión y regulación de tensión, entre otros[2, 3].

La calidad de la energía de una red eléctrica viene determinada por sus propias limitaciones técnicas, por las perturbaciones debidas a las cargas, por la estructura de generación y por fenómenos meteorológicos impredecibles. Parámetros tales como la frecuencia, la amplitud, la forma de onda y la simetría de la señal permiten realizar una evaluación de la calidad en la onda de tensión la cual determina las características con las cuales se ofrece o demanda la energía eléctrica en las instalaciones del usuario [4].

Para hacerle frente a este problema se debe tener presente que se debe mejorar la calidad de las tensiones que se inyectan al sistema y adicional a esto procurar atenuar al máximo posible las perturbaciones que pueda generar la carga sobre la corriente circulante por la red. Diversas soluciones han sido propuestas para

reducir estos efectos, entre ellas se encuentran los filtros pasivos, los filtros activos, la combinación de éstos llamada filtros híbridos, entre otros.

El filtro activo de potencia (*Active Power Filter*) es un dispositivo basado en electrónica de potencia que permite no solo la compensación de armónicos, sino también la corrección de factor de potencia y desbalances en la red, entre otros. Esta herramienta presenta una solución dinámica en contraste con la sintonización fija de los filtros pasivos los cuales pueden presentar problemas de resonancia y pérdidas de sintonía [4, 5].

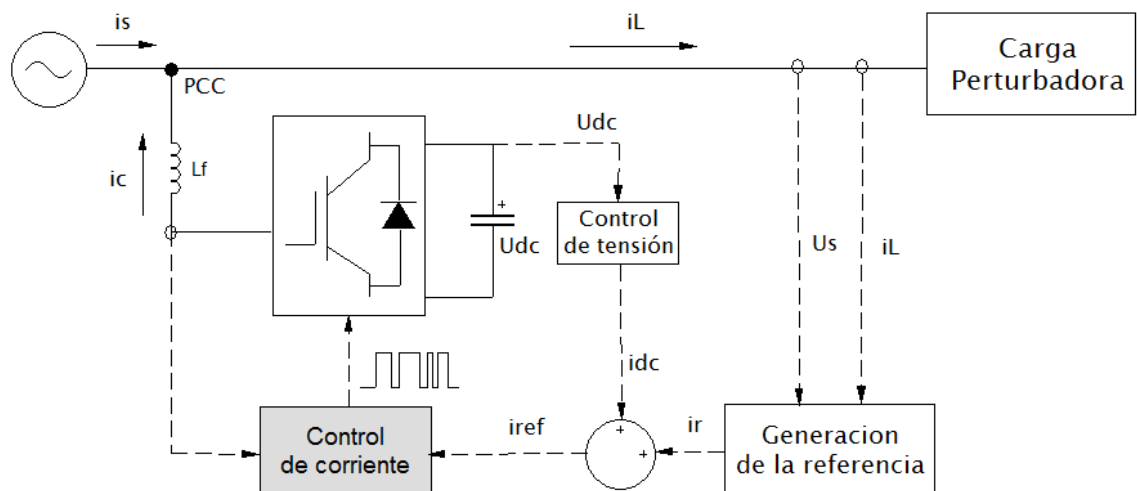
Existen dos tipos de filtros activos de potencia, el tipo fuente de corriente (CSI - *Current Source Inverter*) y el tipo fuente de tensión (VSI - *Voltage Source Inverter*). Su diferencia radica en el elemento almacenador de energía que hace parte del convertidor de potencia que se encarga de crear la forma de onda requerida por el sistema; en los CSI el elemento almacenador es una bobina, en los VSI el elemento almacenador es un condensador. El inversor tipo fuente de corriente resulta ser más robusto, aunque también es más costoso de implementar, el inversor en fuente de tensión presenta menores pérdidas y es más económico [6].

Se debe señalar que existen tres tipos de conexión para los APF cada una con utilidades distintas, la conexión serie permite la reducción de armónicos de tensión en la carga, regulación de tensión, reducción de las fluctuaciones de tensión y los micro cortes de tensión; por otro lado la conexión paralelo permite la corrección del factor de potencia, mitigación de la distorsión armónica de la corriente que demanda la carga, compensación de la componente de continua y desequilibrios presentes en las corrientes que fluyen por la red de suministro [1, 6]. Cuando el problema es compensar tanto perturbaciones en las ondas de tensión como de corriente la conexión adecuada es serie-paralelo. Estos filtros siempre irán

acompañados de un sistema de control, que garantice que la corriente inyectada a la red en la conexión paralelo o tensión inyectada a la red en la conexión serie de éste dispositivo siga fielmente la señal de referencia [6]. En este trabajo se consideró la conexión en paralelo para el convertidor de cuatro ramas en puente completo.

La figura 1, muestra el esquema general de control de un filtro activo de potencia con conexión en paralelo, el cual está dividido en tres bloques específicos: Control de tensión del lado de continua del convertidor, generación de las corrientes de referencia y control de corriente. Esta investigación se enfocó en este último bloque de control, el cual se basa en la generación de las señales de control de los interruptores de potencia para el seguimiento de las corrientes de referencia.

Figura 1. Controles en un filtro activo de potencia.



En este proyecto se consideró el convertidor de potencia tipo fuente de tensión de cuatro ramas en puente completo con conexión en paralelo, para el cual se realizó un análisis de las siguientes técnicas de control de corriente: Modulación delta, control proporcional-integral (PI), y control predictivo de tiempo muerto. Los dos

últimos controladores mencionados usaron cada uno como completo las técnicas de control de lazo abierto: Modulación por ancho de pulso y modulación vectorial. Estas estrategias de control se simularon en el programa ATP, donde se determinó el error medio cuadrático (Erms) y el error máximo instantáneo en estado estable (EEE), con el propósito de determinar y seleccionar el controlador que presente mejor seguimiento de las señales de referencia para la topología en estudio.

Las señales de referencia utilizadas en esta investigación se dividen en tres casos: En el primer caso, se tienen corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas, en el segundo caso, corrientes de referencia desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar, y un último caso, corrientes de referencia dinámicas.

1. FILTROS ACTIVOS

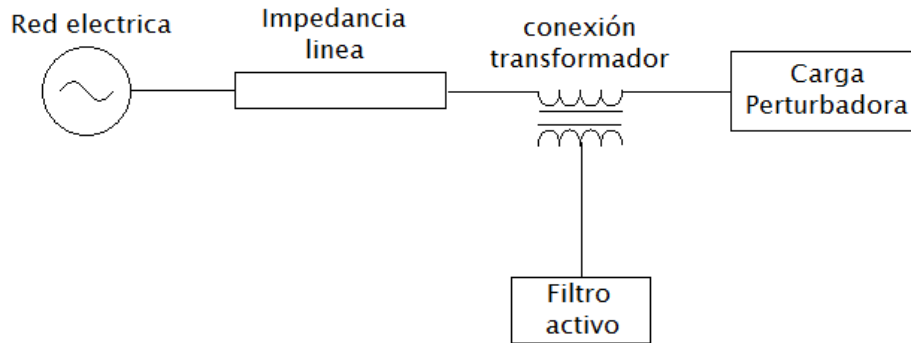
Un filtro activo es un dispositivo electrónico que aprovecha la energía almacenada, ya sea en un condensador o bien en una bobina, para proporcionar una compensación de armónicos, potencia reactiva, fluctuaciones, regulación y para mejorar el equilibrio de tensión en sistemas trifásicos [4] [9], entre otras. Este dispositivo presenta un comportamiento dinámico debido a que no requiere ser sintonizado a alguna frecuencia especial, por tanto, supera la desventaja que presenta los filtros pasivos [3] [5].

En cuanto a los dispositivos semiconductores empleados por un filtro activo, los más utilizados en la actualidad son: los transistores bipolares con puerta aislada (IGBTs – *Isolated Gate Bipolar Transistors*), los tiristores el GTO (*Gate Turn-Off*) para altos niveles de tensión y los tiristores controlados de puerta aislada (IGCTs – *Isolated Gate Controlled Thyristors*), debido a que presentan una alta velocidad de conmutación y bajas pérdidas.

1.1 CONEXIÓN DE LOS FILTROS ACTIVOS:

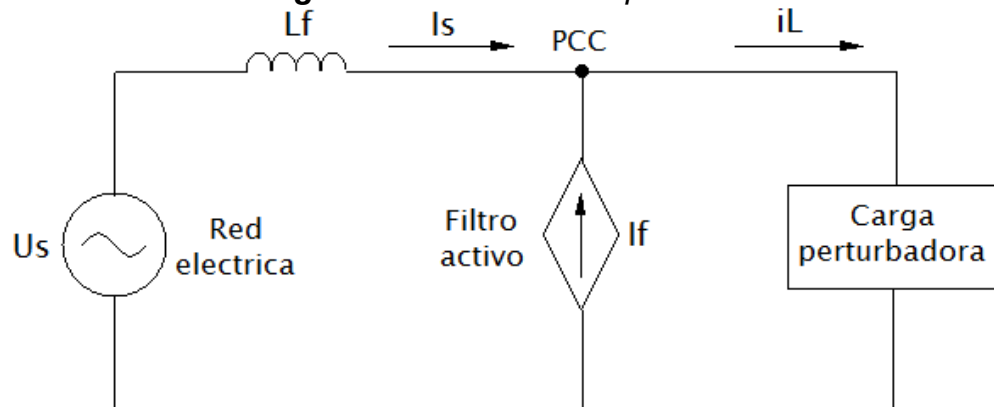
1.1.1 Filtro activo en serie: El filtro activo de conexión serie se comporta como una fuente dependiente de tensión que genera una diferencia de potencial entre la red y la carga cuando se requiere compensar armónicos, huecos, elevaciones y desequilibrios de tensión [1] [4]. Este tipo de conexión es ideal para anular el efecto de tensiones armónicas y contribuir con el equilibrio de las tres tensiones de fase. Por tanto, esta conexión se utiliza para mejorar la calidad de la tensión del sistema proporcionando una tensión sinusoidal pura a la carga [8]. La figura 2 muestra un esquema de esta conexión.

Figura 2. Filtro activo en serie.

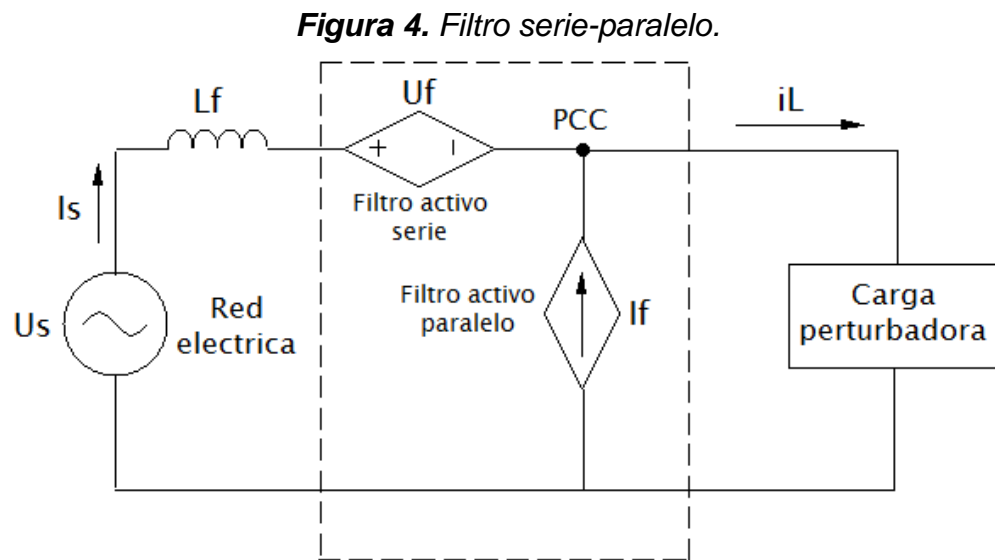


1.1.2 Filtro activo en paralelo: El filtro activo paralelo idealmente se comporta como una fuente de corriente dependiente e inyecta a la red eléctrica una corriente de compensación [4]. El principal propósito de esta conexión es anular el efecto de los armónicos de corriente producidos por cargas no lineales, contribuir a la compensación de potencia reactiva y al equilibrio de las corrientes trifásicas [8]. Esta investigación se basó en el seguimiento de corrientes de referencia, por lo tanto, fue esta la configuración la utilizada durante el estudio y simulación, debido a que esta conexión permite la inyección de corrientes a la red eléctrica. La figura 3 muestra un esquema de esta conexión.

Figura 3. Filtro activo en paralelo.



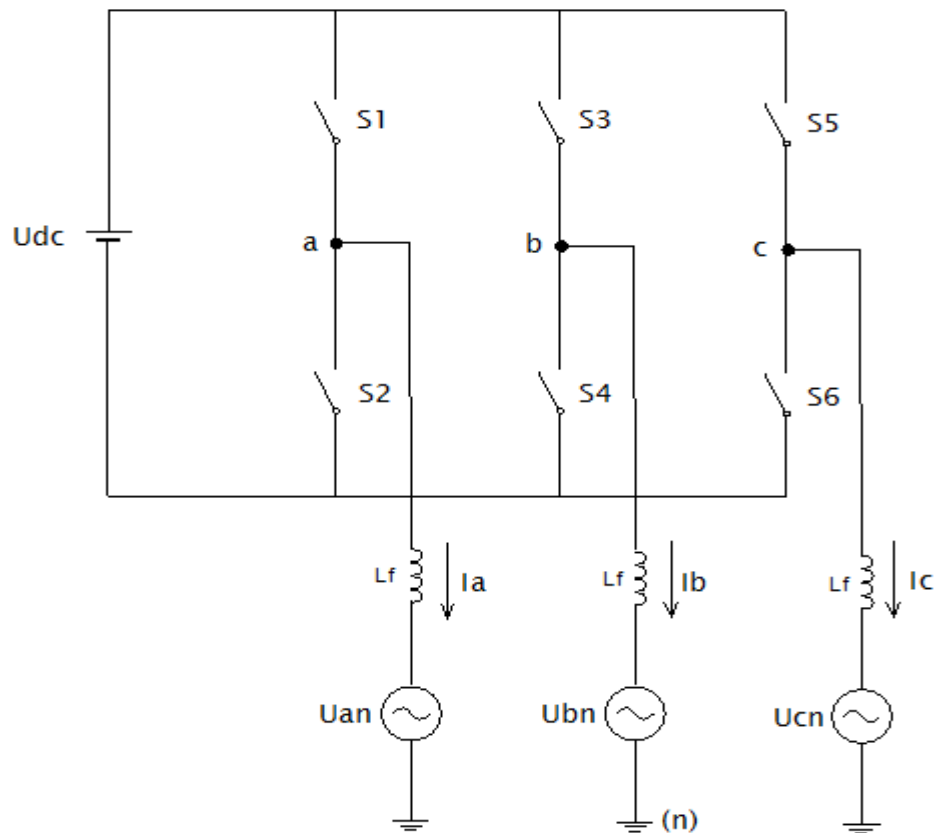
1.1.3 Filtro activo serie-paralelo: Esta conexión recoge las ventajas de un filtro serie y paralelo, la cual permite compensar armónicos de corriente y tensión, fluctuaciones, desequilibrios y potencia reactiva [4], entre otras. La demanda de filtros combinados es limitada debido a su complejidad de control y su alto costo [8]. La figura 4 muestra un esquema de esta conexión.



1.2 TOPOLOGÍAS DEL CONVERTIDOR ESTÁTICO

1.2.1 Inversor de tres ramas en puente completo: En redes trifásicas de tres hilos, se usa la topología del inversor de tres ramas en puente completo (TLFB – *Three-Leg Full-Bridge*), ver figura 5. La principal desventaja de esta topología es que resulta imposible inyectar corrientes de secuencia homopolar, utilizándose para acondicionar las corrientes consumidas por cargas trifásicas sin neutro [5] [7].

Figura 5. Topología del TLFB del convertidor de potencia con conexión en paralelo.



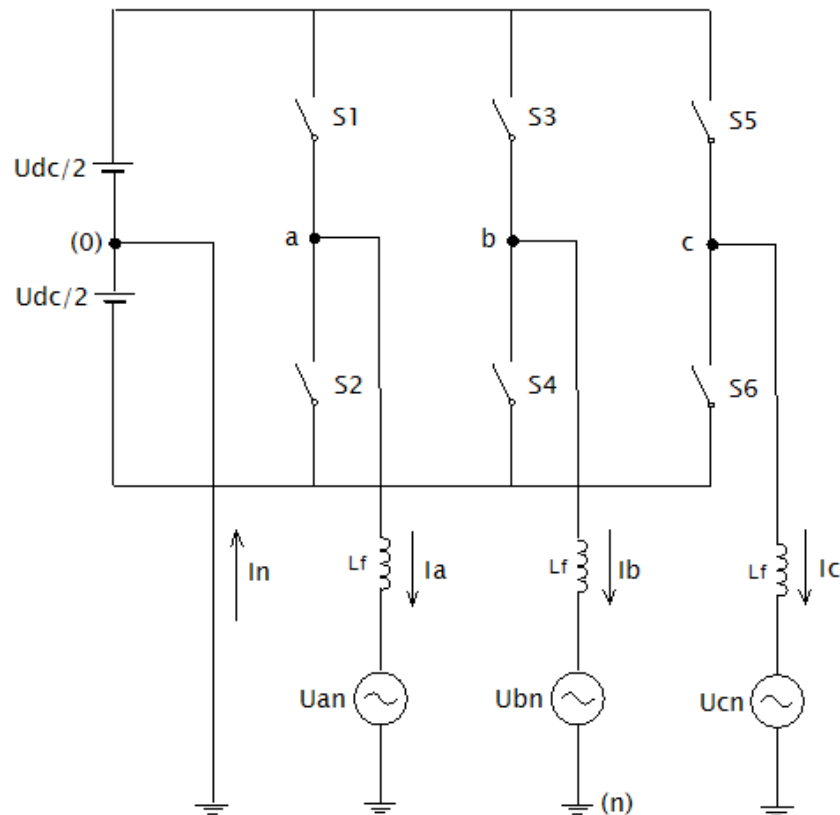
1.2.2 Inversor de tres ramas con condensador repartido: Esta topología se puede utilizar en redes trifásicas de cuatro hilos, de media y baja potencia, donde sea necesaria la inyección moderada de corrientes de secuencia homopolar en la red debido principalmente a la existencia de cargas monofásicas conectadas entre fase y neutro. En la figura 6 se muestra la topología del inversor de tres ramas con condensador repartido (TLSC – Three-Leg Split-Capacitor).

El control de este inversor presenta una simplicidad debido a la conexión entre el neutro de la carga y el punto intermedio del lado de continua, haciendo que las tres ramas del mismo trabajen de manera independiente; es decir, la tensión de

salida de cada rama depende únicamente del estado de conmutación de sus dos interruptores de potencia [5] [7].

Entre las limitaciones más considerables para esta topología se encuentra: Cuando se sintetizan tensiones de salida de secuencia únicamente positiva y negativa, sin secuencia homopolar, el inversor TLSC no aprovecha completamente la tensión del lado de continua [7]. La máxima amplitud de secuencia homopolar generable en la salida, no es independiente de la amplitud de tensión de secuencia positiva y negativa que se esté suministrando, ya que ambas componentes de tensión deben ser sintetizadas por las tres únicas ramas del inversor [6].

Figura 6. Topología del TLSC del convertidor de potencia con conexión en paralelo.



1.2.3 Inversor de cuatro ramas en puente completo: En redes trifásicas de cuatro hilos, donde existan grandes necesidades de inyección de componente de secuencia homopolar, se puede usar la topología del inversor de cuatro ramas en puente completo (FLFB – *Four-Leg Full-Bridge*) ver figura 7, [5] [7]. Esta topología es la misma del inversor TLFB si se considera que los interruptores de la rama *d* se encuentran abiertos. Mediante la rama *d* es posible regular el potencial flotante del punto intermedio del lado de continua nodo “0” respecto al neutro de la red nodo “n”, superando las desventajas presentadas en el inversor TLSC [5]. Esta es la topología del convertidor de potencia considerada en esta investigación.

1.2.4 Inversor de tres puentes completos y cuatro hilos: En redes trifásicas de cuatro hilos, donde se deba inyectar un alto contenido de componente de secuencia homopolar y además exista un desequilibrio considerable entre fases, es posible utilizar la topología del inversor de tres puentes completos y cuatro hilos (TBFW – *Three-Bridge Four-Wire*) ver figura 8. En el inversor TBFW, mediante la utilización de transformadores de acoplamiento a la red, la rama *d* del inversor FLFB es dividida en otras tres, dando lugar a tres inversores monofásicos independientes, uno para cada fase de la red, consiguiendo una mayor capacidad de inyección de corriente [7].

Figura 7. Topología del FLFB del convertidor de potencia con conexión en paralelo.

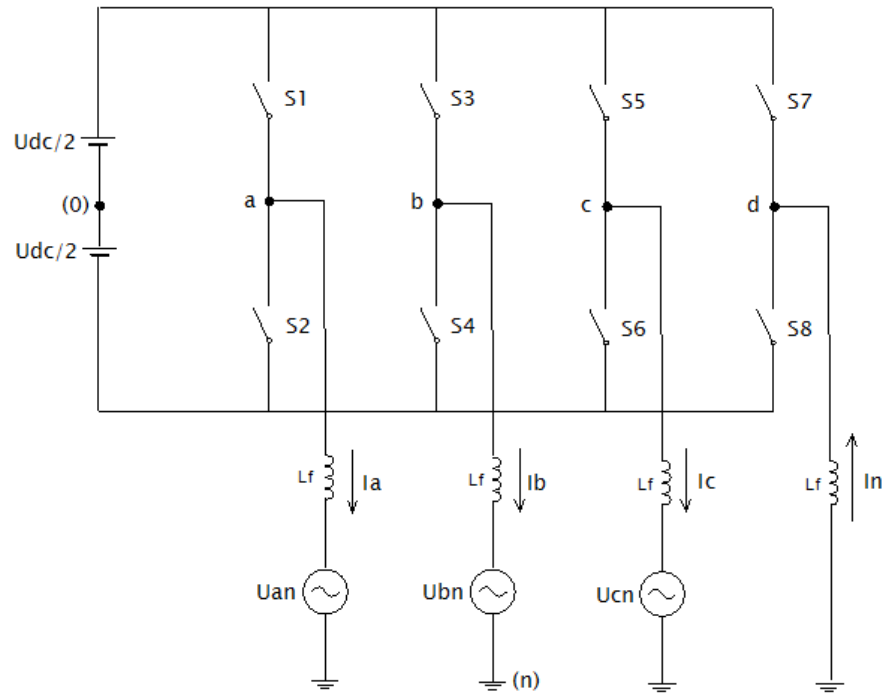
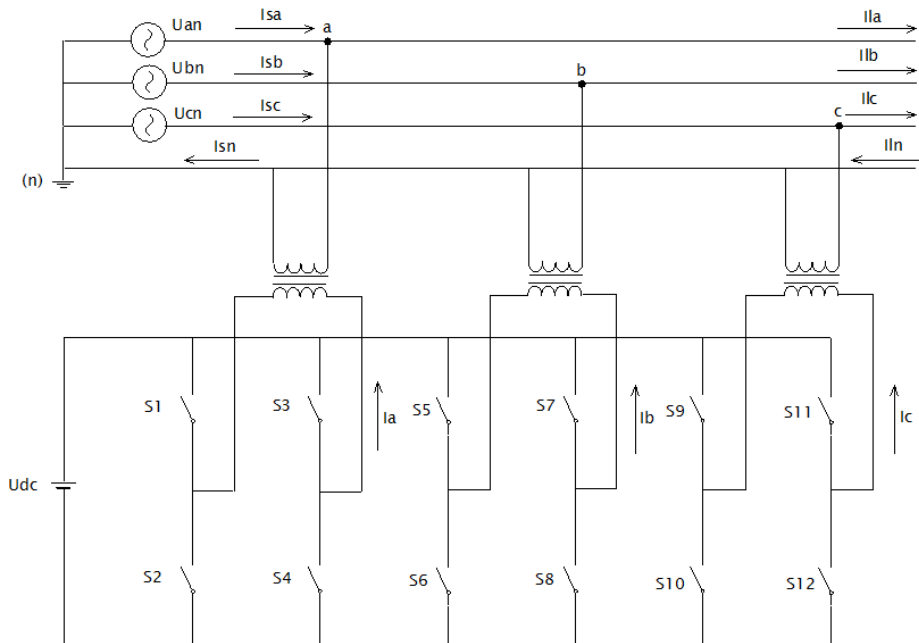


Figura 8. Topología del TBFW del convertidor de potencia con conexión en paralelo.



2. CONTROLADORES DE CORRIENTE

Existen diferentes técnicas de control de corriente, cuyo objetivo central se enfoca en generar los pulsos de conmutación de los interruptores del inversor buscando como fin que la señal de referencia se siga con el menor error posible [5]. En este trabajo se consideraron algunas de estas técnicas de control, las cuales se pueden dividir en dos grupos: técnicas de lazo abierto y de lazo cerrado. Las técnicas de lazo abierto controlan la tensión de salida del inversor a partir de una señal de referencia y se basan en el cálculo de los tiempos de encendido y apagado de cada interruptor del inversor, estas técnicas son: la modulación por ancho de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) y la modulación vectorial (SVM – *Space Vector Modulation*), entre otras. Las técnicas de lazo cerrado mantienen la salida del sistema cercana a una señal de referencia deseada aun en presencia de perturbaciones o variaciones del sistema, entre estas técnicas están: el control proporcional-integral (PI), el control predictivo de tiempo muerto (*Dead-Beat*) y modulación delta, entre otras [5].

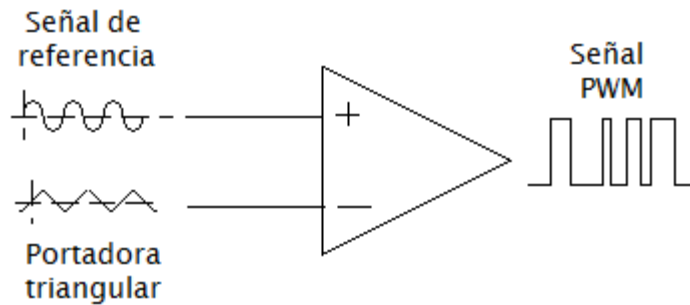
Cabe resaltar que las técnicas de control en lazo cerrado, son las que se utilizan para el control de corriente del convertidor de potencia, sin embargo, algunas de estas técnicas como el control proporcional-integral (PI) y control predictivo de tiempo muerto (*DeadBeat*), requieren el uso de una técnica de control en lazo abierto [13].

2.1 TÉCNICAS DE LAZO ABIERTO

2.1.1 Modulación por ancho de pulso (PWM): Esta técnica de modulación busca controlar el ancho de los pulsos de disparo de los interruptores de potencia con el fin que el valor medio de la señal generada en cada periodo de conmutación sea igual que el de la señal de referencia en ese mismo período [1].

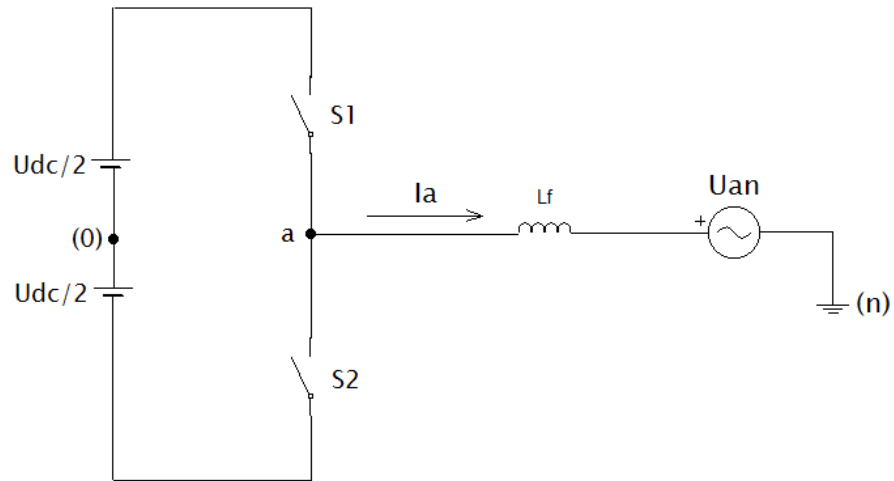
Para calcular el ancho de los pulsos se puede emplear el método basado en la onda portadora, mediante el cual se compara la señal de referencia (señal moduladora) con una portadora triangular como se observa en la figura 9.

Figura 9. Control por modulación de ancho de pulso (PWM).



Para el caso del convertidor trifásico tipo fuente de tensión considerado en este proyecto, las señales de referencia corresponden a las tensiones a sintetizar para cada rama del convertidor, que en este caso se obtienen utilizando las técnicas PI, *DeadBeat*, entre otras. De esta manera, las señales de disparo de cada rama del inversor se obtienen al comparar la tensión de referencia con una señal portadora triangular. Debido a que esta técnica se aplica a cada rama del convertidor, se hace uso de una de las fases del inversor para el análisis (ver figura 10). Por tanto, si la señal de referencia es mayor que la portadora, se cierra el interruptor superior S1 y el interruptor inferior S2 permanece abierto, en caso contrario las señales de disparo deberán ser opuestas [1].

Figura 10. Fase a del convertidor de potencia FLFB.



Cuando la señal de referencia es una señal sinusoidal y la señal portadora es una señal triangular, la relación dada en la ecuación (1) entre el valor pico de la señal de referencia, A_{ref} y la amplitud de la señal triangular, A_t , se conoce como índice de modulación ma , y debe cumplirse que $ma < 1$ para que el inversor trabaje en su zona lineal [4].

$$ma = \frac{A_{ref}}{A_t} \quad (1)$$

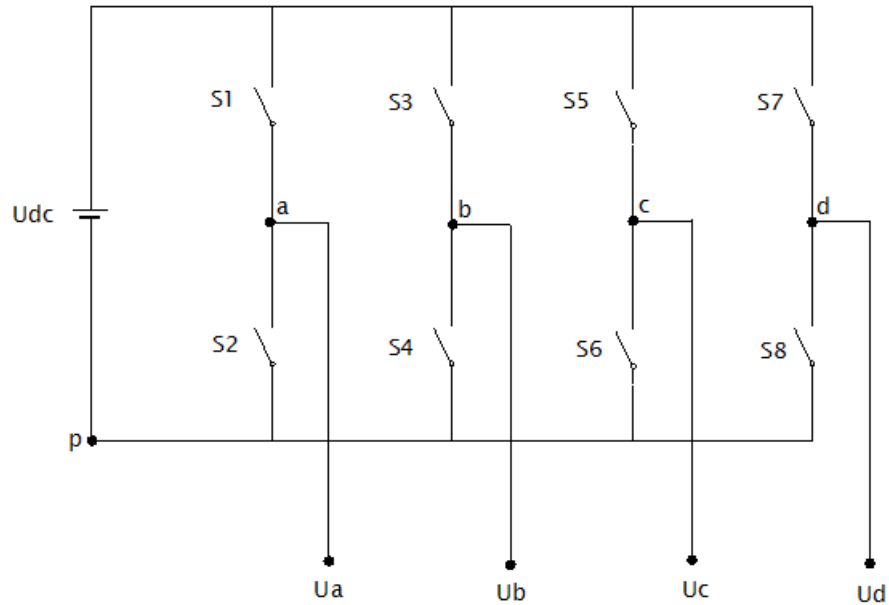
2.1.2 Modulación vectorial (SVM): La implementación digital de la modulación vectorial se basa en la determinación de la posición y magnitud del vector de tensión de referencia, el cálculo del tiempo de aplicación de cada uno de los vectores de tensión generados por el inversor, la elección de la secuencia correcta de estos vectores, y la traducción de dichos tiempos en referencias para los comparadores digitales, que finalmente generarán las señales de control de los interruptores del inversor [7].

En su origen, la modulación vectorial se planteó sobre la base de una concepción bidimensional de los vectores de tensión que son generados por el inversor, en este tipo de aplicaciones, teniendo en cuenta que sólo es necesario controlar las componentes de tensión de secuencia directa e inversa, los vectores de tensión generados por el inversor son matemáticamente transformados al marco de referencia $\alpha\text{-}\beta$, que resume el estado de conmutación de las tres ramas del inversor. En aplicaciones de filtrado activo de corriente en redes de cuatro hilos, la componente homopolar de la corriente inyectada a la red no es nula, y por ende la componente homopolar de tensión de salida del inversor tampoco lo será. Es por esto que la modulación vectorial del inversor de cuatro ramas en puente completo (FLFB) cuyo esquema se observa en la figura 11, debe tener un enfoque tridimensional. Si se trabaja en el marco de referencia transformado (coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$), se da lugar a una complejidad mayor en el algoritmo utilizado, es por esto que para esta topología específica resulta más conveniente el uso del marco de referencia natural, expresando los vectores de tensión directamente sobre las coordenadas naturales abc [7]. El método de las coordenadas naturales utiliza como variables dependientes, para definir la posición de cada uno de los elementos del mecanismo, coordenadas cartesianas de punto y componentes cartesianas de vectores unitarios.

En la interpretación de la modulación vectorial, el inversor FLFB presenta 16 posibles estados de conmutación, que se definen por una cuarteta de variables lógicas. Estas variables lógicas corresponden a las señales de disparo de los interruptores superiores de las cuatro ramas del inversor, y se entiende que el interruptor superior de una determinada rama estará activo cuando su correspondiente señal de control tenga un valor igual a "1", si por el contrario la señal de control tiene un valor de "0" significará que el interruptor inferior de esta rama será el que esté activo [7].

Bajo una concepción vectorial, las tensiones de rama correspondientes a los 16 estados del inversor dan lugar a 16 vectores de tensión, que llamarán vectores generadores (V_1 a V_{16} en la tabla 1). Estos vectores generadores han sido normalizados respecto a la tensión del lado de continua U_{dc} del convertidor de potencia.

Figura 11. Diagrama simplificado del convertidor FLFB.



De la figura 11, se obtiene la ecuación (2), la cual corresponde a las tensiones de fase medidas entre los puntos a , b y c con respecto al punto d , donde, U_a, U_b, U_c , y U_d son las tensiones de cada rama medidas con respecto al punto p en el convertidor y los interruptores S_1 a S_8 solamente toman valores lógicos de 0 y 1 dependiendo del estado de conmutación.

$$U_{abc} = \begin{bmatrix} U_a - U_d \\ U_b - U_d \\ U_c - U_d \end{bmatrix} = U_{DC} * \begin{bmatrix} S_1 - S_7 \\ S_3 - S_7 \\ S_5 - S_7 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Con las ecuaciones de las tensiones de fase, se procede a establecer la respectiva tabla de estados de los interruptores y las tensiones de fase del inversor en por unidad, los cuales se pueden ver en la tabla 1.

Tabla 1. Estados de conmutación, tensiones terminales y vectores de conmutación en coordenadas abc.

Estado	S7	S1	S3	S5	Uad	Ubd	Ucd	Vector
1	0	0	0	0	0	0	0	V1
2	0	0	0	1	0	0	1	V2
3	0	0	1	0	0	1	0	V3
4	0	0	1	1	0	1	1	V4
5	0	1	0	0	1	0	0	V5
6	0	1	0	1	1	0	1	V6
7	0	1	1	0	1	1	0	V7
8	0	1	1	1	1	1	1	V8
9	1	0	0	0	-1	-1	-1	V9
10	1	0	0	1	-1	-1	0	V10
11	1	0	1	0	-1	0	-1	V11
12	1	0	1	1	-1	0	0	V12
13	1	1	0	0	0	-1	-1	V13
14	1	1	0	1	0	-1	0	V14
15	1	1	1	0	0	0	-1	V15
16	1	1	1	1	0	0	0	V16

Con las respectivas tensiones U_{ad} , U_{bd} y U_{cd} , se grafican cada uno de los 16 posibles estados del inversor en el espacio coordenado abc. De esta manera se obtiene un dodecaedro (ver figura 13) el cual se delimitará con 12 planos, 6 de ellos ubicados en $U_{ad}=\pm 1$, $U_{bd}=\pm 1$ y $U_{cd}=\pm 1$; los otros seis planos dados por las siguientes condiciones: $(U_{ad}-U_{bd})=\pm 1$; $(U_{bd}-U_{cd})=\pm 1$ y $(U_{cd}-U_{ad})=\pm 1$, estos planos se pueden observar en la figura 12; de esta manera estableciendo que los vectores tienen como máxima magnitud un valor de 1 en por unidad, los 16 vectores están dentro del dodecaedro que representa la zona de control del inversor, así solo puedan existir estas 16 opciones únicamente [15].

Figura 12. Delimitación del dodecaedro.

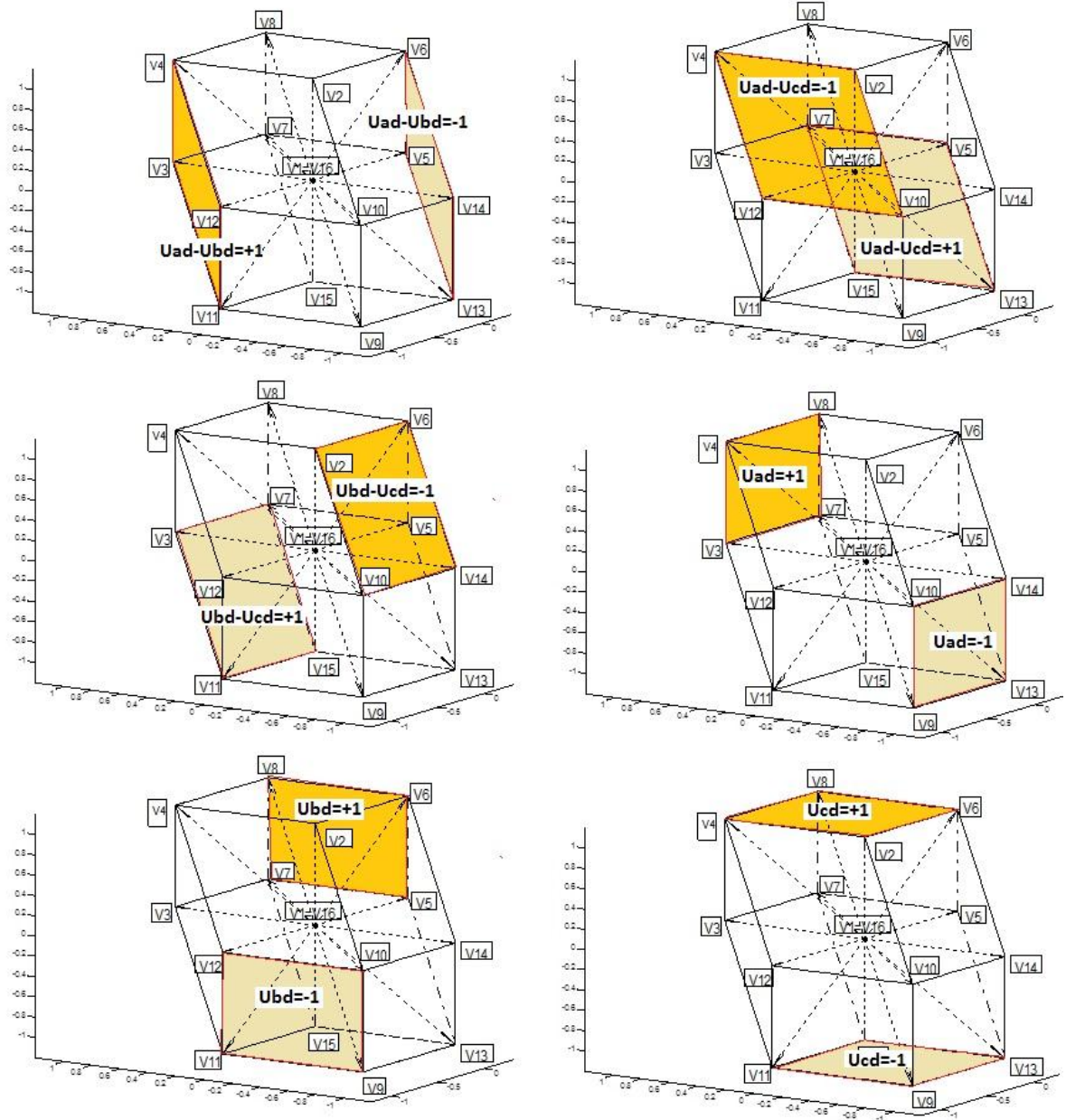
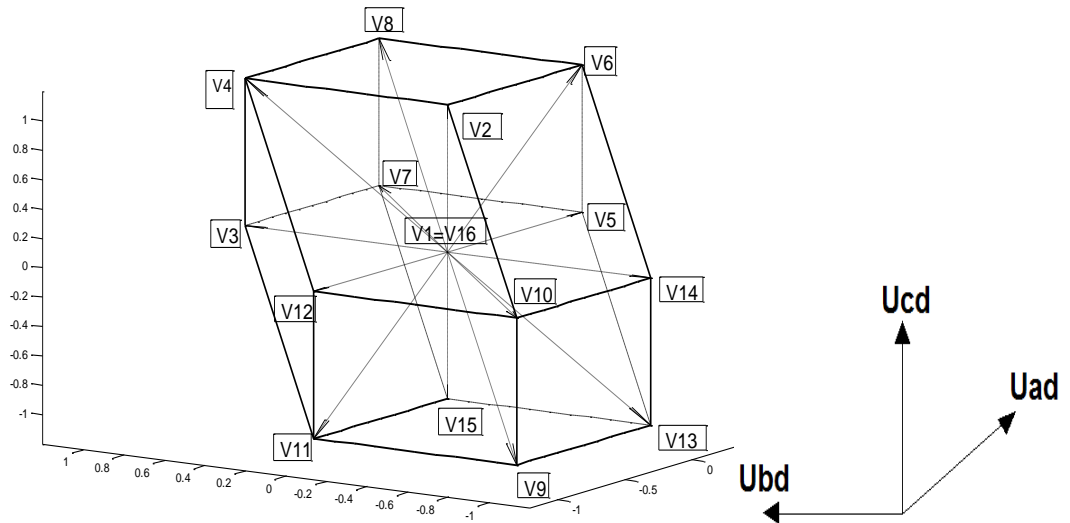


Figura 13. Dodecaedro con las regiones de control en coordenadas naturales.



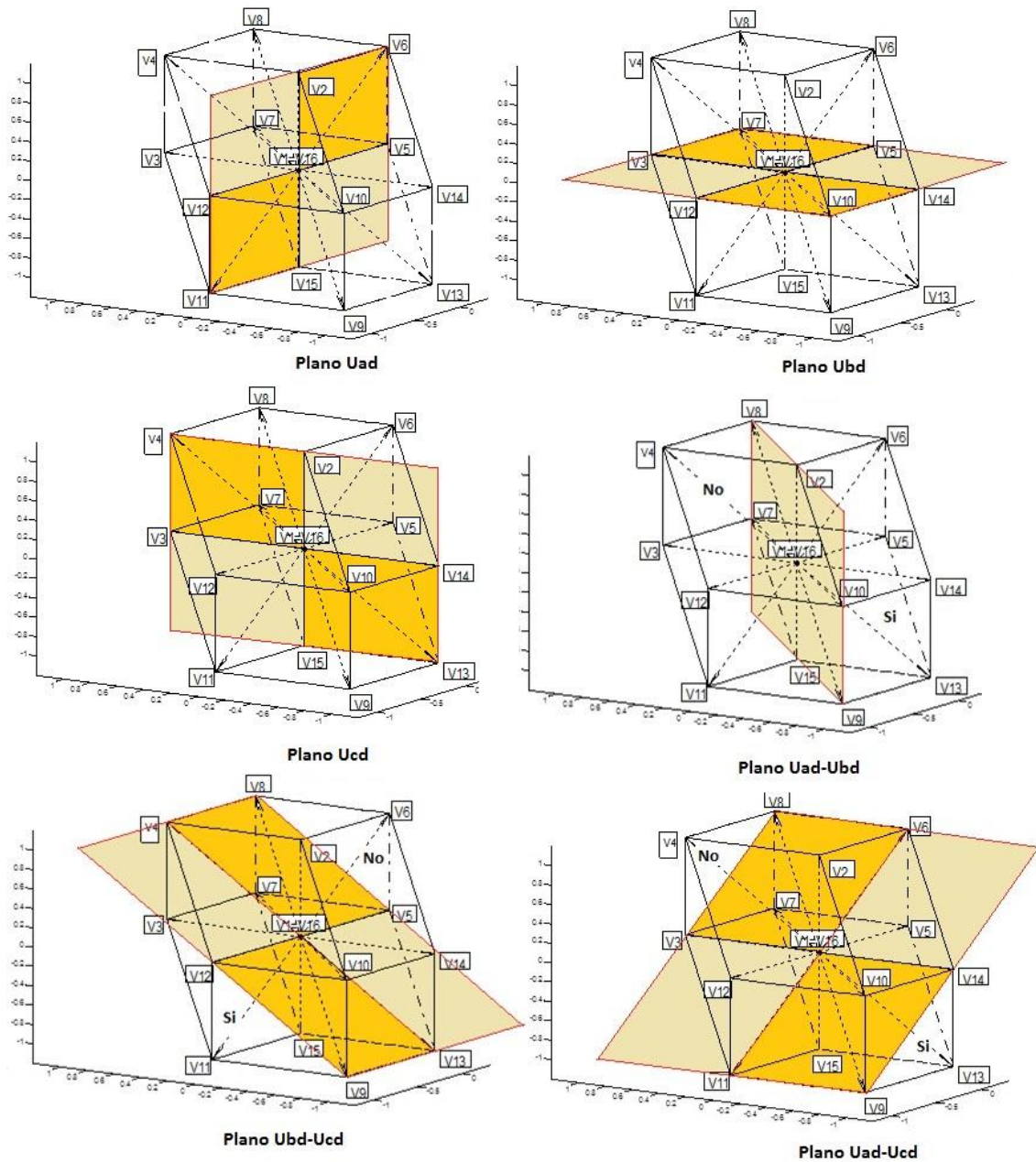
En general, la técnica de modulación vectorial espacial es utilizada para generar un vector de tensión media igual al vector de tensión de referencia. Para tal fin, cada estado de conmutación del inversor está representado por un vector de conmutación de tensión como se observa en la tabla 1.

Usando los planos establecidos en el dodecaedro Uad , Ubd , Ucd , $Uad-Ubd$, $Ubd-Ucd$ y $Ucd-Uad$; cada uno de estos seis planos divide el espacio en 2 regiones (ver figura 14), luego se tienen teóricamente $2^6 = 64$ regiones en total. Realmente todas las 64 combinaciones no son posibles pues el vector resultante se saldría de la zona de control del dodecaedro, ya que su magnitud sería mayor a la unidad; por tal razón solo existen 24 posibles tetraedros, los cuales se muestran en la tabla 2.

La modulación vectorial procede a determinar la región en la cual se encuentra el vector de tensión a generar, dicha región se obtiene a partir de las condiciones C1 a C6 de la ecuación (3), con las cuales se calcula la región (RP). Esta región (RP) está compuesta de tres vectores no nulos y un vector nulo, con los cuales se forma un tetraedro. Dicha terna de vectores no nulos se obtiene a partir de RP en

la tabla 2. El vector nulo corresponde a uno de los vectores V1 y V16 de la tabla 1. En la figura 15, se muestra la región conformada por los siguientes regiones: RP=24, RP=41, RP=19 y RP=46.

Figura 14. División del dodecaedro.



$$\begin{array}{llll}
 C1 = 1 & \text{si} & U_{ad} > 0 & \acute{o} & C1 = 0 & \text{si} & U_{ad} < 0 \\
 C2 = 1 & \text{si} & U_{bd} > 0 & \acute{o} & C2 = 0 & \text{si} & U_{bd} < 0 \\
 C3 = 1 & \text{si} & U_{cd} > 0 & \acute{o} & C3 = 0 & \text{si} & U_{cd} < 0
 \end{array}$$

$$\begin{array}{llll}
 C4 = 1 & \text{si} & U_{ad} - U_{bd} > 0 & \acute{o} & C4 = 0 & \text{si} & U_{ad} - U_{bd} < 0 \\
 C5 = 1 & \text{si} & U_{bd} - U_{cd} > 0 & \acute{o} & C5 = 0 & \text{si} & U_{bd} - U_{cd} < 0 \\
 C6 = 1 & \text{si} & U_{ad} - U_{cd} > 0 & \acute{o} & C6 = 0 & \text{si} & U_{ad} - U_{cd} < 0
 \end{array}$$

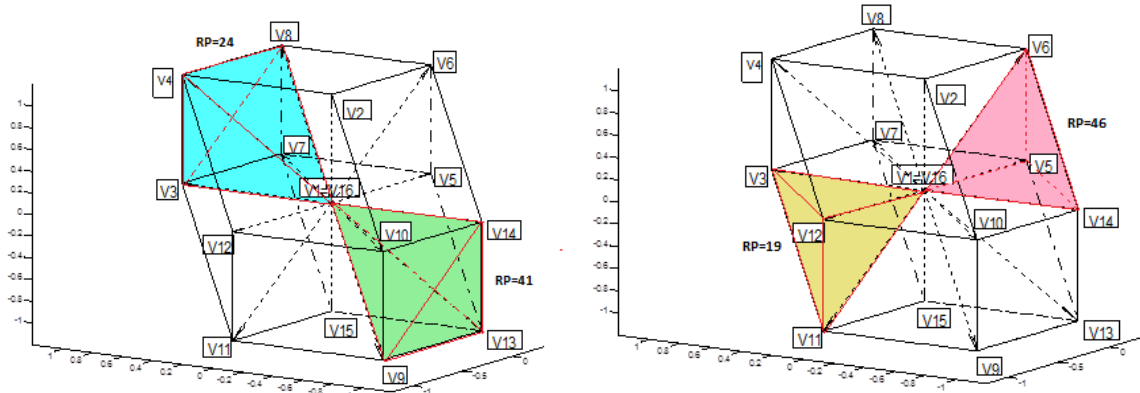
$$RP = 1 + \sum_{i=1}^6 Ci * 2^{(i-1)} \tag{3}$$

Tabla 2. 24 Regiones validas del dodecaedro y los vectores no nulos.

RP	Vd1	Vd2	Vd3
1	V9	V10	V12
5	V2	V10	V12
7	V2	V4	V12
8	V2	V4	V8
9	V9	V10	V14
13	V2	V10	V14
14	V2	V6	V14
16	V2	V6	V8
17	V9	V11	V12
19	V3	V11	V12
23	V3	V4	V12
24	V3	V4	V8

RP	Vd1	Vd2	Vd3
41	V9	V13	V14
42	V5	V13	V14
46	V5	V6	V14
48	V5	V6	V8
49	V9	V11	V15
51	V3	V11	V15
52	V3	V7	V15
56	V3	V7	V8
57	V9	V13	V15
58	V5	V13	V15
60	V5	V7	V15
64	V5	V7	V8

Figura 15. Tetraedros para diferentes RP.



En la tabla 3, se dan las condiciones de las constantes C1 a C6 para cada una de las regiones validas dentro del dodecaedro. Finalmente, la ecuación expresada anteriormente para el RP puede ser cualquiera, simplemente se debe cumplir la condición de que el valor máximo sea 64 y el mínimo 1.

En la ecuación (4), se tiene U_{ref} que corresponde a las tensiones de control de referencia calculadas a partir de las técnicas de control de corriente: proporcional-integral PI ó *Deadbeat*, M_d que representa los estados de conmutación de cada uno de los vectores de la terna seleccionada y d son los ciclos de trabajo de los interruptores de potencia. De la ecuación (5) se obtiene la ecuación (6) para calcular los ciclos de trabajo $d1$, $d2$ y $d3$, los cuales se pueden observar para cada una de las regiones posibles en la tabla 4.

$$U_{ref} = \begin{bmatrix} U_{a-ref} \\ U_{b-ref} \\ U_{c-ref} \end{bmatrix}; \quad M_d = \begin{bmatrix} Vd1a & Vd2a & Vd3a \\ Vd1b & Vd2b & Vd3b \\ Vd1c & Vd2c & Vd3c \end{bmatrix}; \quad d = \begin{bmatrix} d1 \\ d2 \\ d3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$U_{ref} = M_d \cdot d \quad (5)$$

$$d = M_d^{-1} \cdot U_{ref} \quad (6)$$

Una vez calculados los ciclos $d1$, $d2$, $d3$, se determina el ciclo de trabajo del vector nulo $d4$ a partir de la ecuación (7). Cada uno de estos valores se multiplican por $1/f_{sw}$, siendo f_{sw} la frecuencia de conmutación, y con esto se obtiene el tiempo de duración de cada vector en el período.

$$d4 = 1 - d1 - d2 - d3 \quad (7)$$

Tabla 3. Constantes C1 a C6 para cada RP.

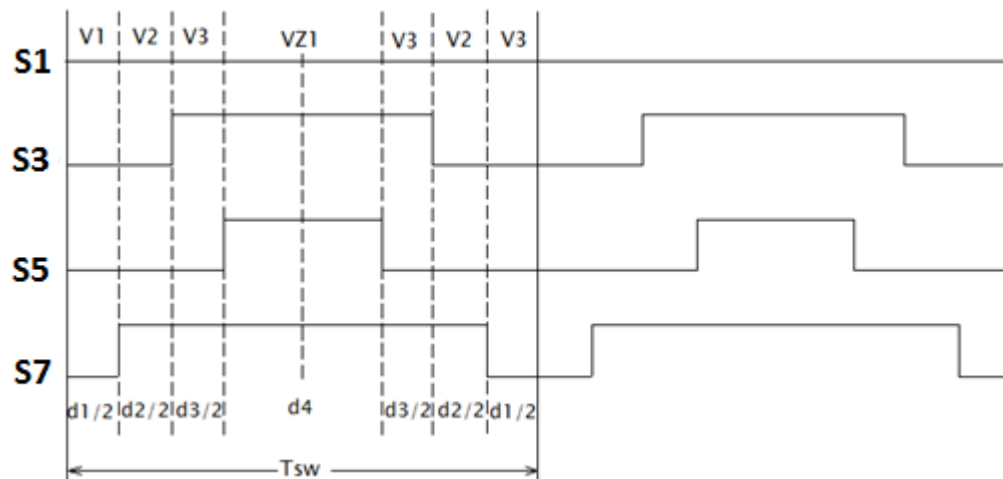
RP	C1	C2	C3	C4	C5	C6
1	0	0	0	0	0	0
5	0	0	1	0	0	0
7	0	1	1	0	0	0
8	1	1	1	0	0	0
9	0	0	0	1	0	0
13	0	0	1	1	0	0
14	1	0	1	1	0	0
16	1	1	1	1	0	0
17	0	0	0	0	1	0
19	0	1	0	0	1	0
23	0	1	1	0	1	0
24	1	1	1	0	1	0
41	0	0	0	1	0	1
42	1	0	0	1	0	1
46	1	0	1	1	0	1
48	1	1	1	1	0	1
49	0	0	0	0	1	1
51	0	1	0	0	1	1
52	1	1	0	0	1	1
56	1	1	1	0	1	1
57	0	0	0	1	1	1
58	1	0	0	1	1	1
60	1	1	0	1	1	1
64	1	1	1	1	1	1

Finalmente, se selecciona la secuencia de salida de los vectores generadores para poder generar las señales de control de los interruptores; para esto teniendo en cuenta el criterio de mínimo número de conmutación en cada periodo de muestreo, se selecciona la secuencia de conmutación que se muestra en la figura 16, según [16], en la cual se utilizan los tres vectores no nulos y solamente un vector nulo (V1 o V16), esta secuencia es simétrica y alineada, con lo cual se reduce el rizado y el contenido armónico.

Tabla 4. *Calculo de los ciclos para cada una de los 24 tetraedros posibles.*

RP	Vd1	Vd2	Vd3	d1	d2	d3
1	V9	V10	V12	-Uc_ref	-Ub_ref+Uc_ref	-Ua_ref+Ub_ref
5	V2	V10	V12	Uc_ref	-Ub_ref	-Ua_ref+Ub_ref
7	V2	V4	V12	-Ub_ref+Uc_ref	Ub_ref	-Ua_ref
8	V2	V4	V8	-Ub_ref+Uc_ref	-Ua_ref+Ub_ref	Ua_ref
9	V9	V10	V14	-Uc_ref	-Ua_ref+Uc_ref	Ua_ref-Ub_ref
13	V2	V10	V14	Uc_ref	-Ua_ref	Ua_ref-Ub_ref
14	V2	V6	V14	-Ua_ref+Uc_ref	Ua_ref	-Ub_ref
16	V2	V6	V8	-Ua_ref+Uc_ref	Ua_ref-Ub_ref	Ub_ref
17	V9	V11	V12	-Ub_ref	Ub_ref-Uc_ref	-Ua_ref+Uc_ref
19	V3	V11	V12	Ub_ref	-Uc_ref	-Ua_ref+Uc_ref
23	V3	V4	V12	Ub_ref-Uc_ref	Uc_ref	-Ua_ref
24	V3	V4	V8	Ub_ref-Uc_ref	-Ua_ref+Uc_ref	Ua_ref
41	V9	V13	V14	-Ua_ref	Ua_ref-Uc_ref	-Ub_ref+Uc_ref
42	V5	V13	V14	Ua_ref	-Uc_ref	-Ub_ref+Uc_ref
46	V5	V6	V14	Ua_ref-Uc_ref	Uc_ref	-Ub_ref
48	V5	V6	V8	Ua_ref-Uc_ref	-Ub_ref+Uc_ref	Ub_ref
49	V9	V11	V15	-Ub_ref	-Ua_ref+Ub_ref	Ua_ref-Uc_ref
51	V3	V11	V15	Ub_ref	-Ua_ref	Ua_ref-Uc_ref
52	V3	V7	V15	-Ua_ref+Ub_ref	Ua_ref	-Uc_ref
56	V3	V7	V8	-Ua_ref+Ub_ref	Ua_ref-Uc_ref	Uc_ref
57	V9	V13	V15	-Ua_ref	Ua_ref-Ub_ref	Ub_ref-Uc_ref
58	V5	V13	V15	Ua_ref	-Ub_ref	Ub_ref-Uc_ref
60	V5	V7	V15	Ua_ref-Ub_ref	Ub_ref	-Uc_ref
64	V5	V7	V8	Ua_ref-Ub_ref	Ub_ref-Uc_ref	Uc_ref

Figura 16. *Secuencia de conmutación simétrica alineadas.*



2.2 TÉCNICAS DE LAZO CERRADO

2.2.1 Control proporcional-integral (PI): El controlador proporcional-integral, calcula las señales de tensión a sintetizar mediante una técnica de lazo abierto, PWM o SVM, por medio de una acción de control proporcional al error y otra acción proporcional a la integral del error [17]. De esta manera, la tensión de salida de cada una de las ramas del convertidor, se define por la siguiente ecuación:

$$U_{kinv}(t) = K_p e_k(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e_k(t) dt \quad \therefore k = a, b, c, d \quad (8)$$

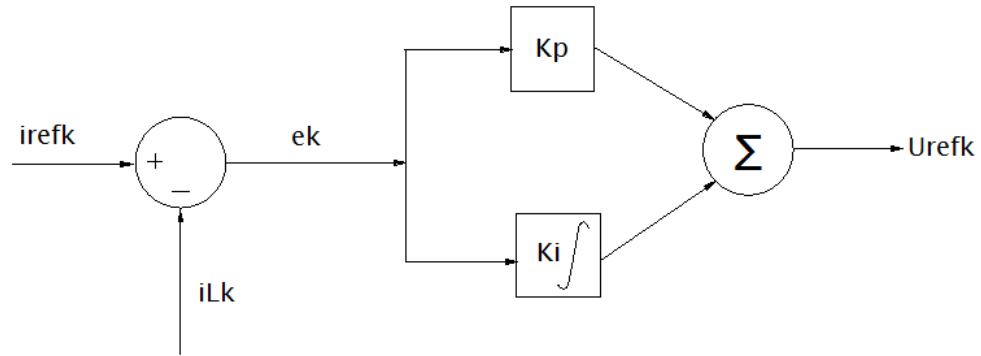
Derivando la ecuación (8) y aproximando por el método de la primera diferencia se obtiene la expresión en forma discreta (ver ecuación (9)):

$$U_{kinv}(z) = K_p [e_k(z) - e_k(z - 1)] + \frac{K_p}{T_i} e_k(z) T_{sw} + U_{kinv}(z - 1) \quad \therefore k = a, b, c, d \quad (9)$$

Donde $e_k(z)$ representa la diferencia entre la señal de referencia i_{refk} y la corriente generada i_{Lk} ; K_p corresponde a la ganancia proporcional y T_i se denomina tiempo integral, su recíproco es llamado frecuencia de reposición y representa el número de veces que se repite la acción proporcional [17].

La figura 17 muestra la estructura de un control PI, en donde la señal proporcional al error se suma a una señal proporcional a la integral del error, obteniéndose la señal del control del inversor. En esta figura el término K_i corresponde a $\frac{K_p}{T_i}$.

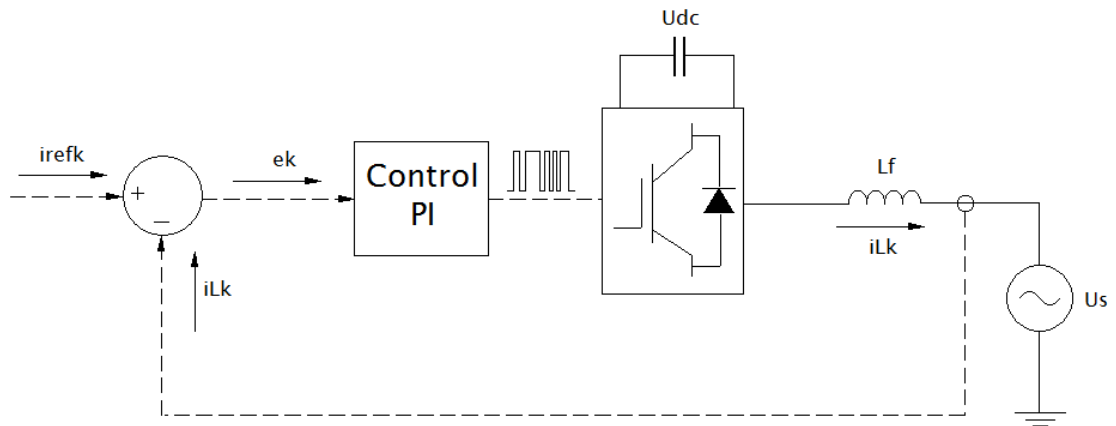
Figura 17. Control proporcional-integral (PI).



El proceso de ajuste de las constantes del controlador PI debe ir acompañado de un análisis completo del sistema a controlar. Para realizar el análisis del sistema con el controlador PI se debe obtener la función de transferencia en lazo cerrado incluyendo el controlador PI.

En la figura 18, se muestra el circuito de control de lazo cerrado aplicado al convertidor de potencia, donde $k=a,b,c$ y d , la cual corresponde a la rama del inversor que se vaya a analizar.

Figura 18. Circuito equivalente de una rama del convertidor.



Del circuito que se observa en la figura 18, se obtiene la ecuación (10), la cual corresponde a la función de transferencia en lazo cerrado:

$$i_{Lk} = \frac{(I_{refk} - i_{Lk})(K_p + \frac{K_i}{s})}{Ls} - \frac{(U_s - U_{on})}{Ls} \quad ; \text{Donde } PI = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (10)$$

Desarrollando la ecuación (10), se obtiene:

$$i_{Lk} = \frac{I_{refk}(sK_p + K_i)}{s^2 + \frac{sK_p + K_i}{L}} - \frac{sL(U_s - U_{on})}{s^2 + \frac{sK_p + K_i}{L}} \quad (11)$$

Analizando el denominador de la ecuación (11) para hallar los polos del sistema, se tiene:

$$s_{1,2} = \frac{-\frac{K_p}{L} \pm \sqrt{\left(\left(\frac{K_p}{L}\right)^2 - 4\left(\frac{K_i}{L}\right)\right)}}{2} \quad (12)$$

Teniendo en cuenta tres cosas:

- Los polos para un sistema subamortiguado presentan la siguiente forma:

$$s_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (13)$$

- El tiempo de establecimiento tiene por fórmula la siguiente expresión:

$$t_s = \frac{4}{\xi \omega_n} \quad (14)$$

- Para que sea un caso subamortiguado los polos deben ser complejos por tanto:

$$\left(\frac{K_p}{L}\right)^2 < \frac{4K_i}{L} \quad (15)$$

Matemáticamente se obtienen los valores de K_p y K_i usando las ecuaciones (14) y (15) y fijando que el tiempo de establecimiento $t_s = 1/f$ donde f es la frecuencia de conmutación equivalente a 10 [KHz].

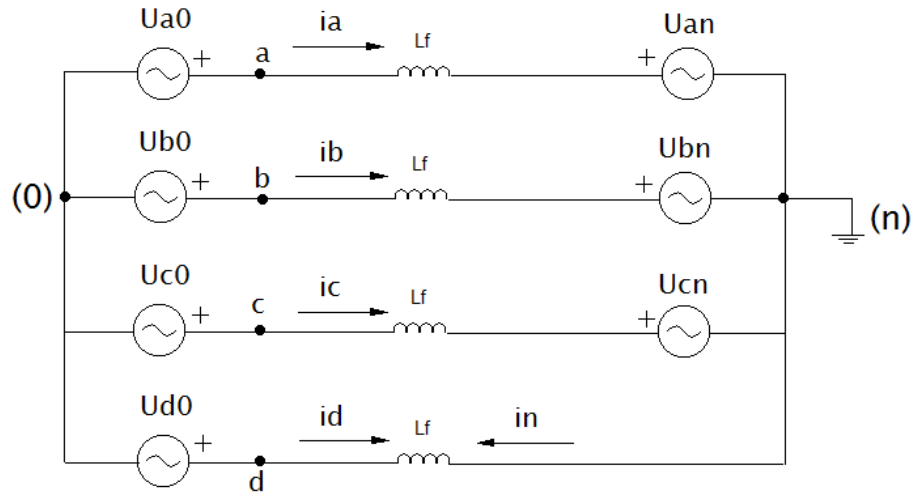
De esta manera se obtienen los valores teóricos de $K_p=4.000$ y $K_i=80.000.0000$. Posteriormente a la obtención de estos valores teóricos se procedió en forma de prueba y error logrando sintonizar un poco estos valores para obtener la mejor respuesta, de donde $K_p=3.000$ y $K_i=8.000.000$.

2.2.2 Control de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (Deadbeat): Este tipo de control predice, en cada periodo de conmutación, y en base al error actual y a los parámetros del sistema, el valor que debería adoptar la tensión de salida del inversor para asegurar que la corriente inyectada alcance el valor de referencia. Cuando la tensión de salida del inversor se elige de forma que el error de corriente es eliminado al final del siguiente periodo de conmutación, este control se conoce como *Deadbeat* [1] [4] [7].

El control *Deadbeat* se suele programar en un procesador digital de señales, y utiliza una técnica de lazo abierto para sintetizar la tensión generada por el inversor y así obtener las señales de disparo de los interruptores de potencia del convertidor. En el control *Deadbeat*, el rizado de la corriente no puede ser establecido explícitamente, y no presenta la capacidad inherente de limitar la corriente instantánea [7].

Para determinar la tensión a sintetizar usando el controlador *Deadbeat* para la topología del inversor de cuatro ramas en puente completo, se parte del circuito trifásico que modela el convertidor conectado a la red, que se muestra en la figura 19.

Figura 19. Equivalente trifásico para el inversor de cuatro ramas de puente completo.



$$U_{a0} - U_{d0} = L_f \frac{di_a}{dt} + U_{an} + L_f \frac{din}{dt} \quad (16)$$

$$U_{b0} - U_{d0} = L_f \frac{di_b}{dt} + U_{bn} + L_f \frac{din}{dt} \quad (17)$$

$$U_{c0} - U_{d0} = L_f \frac{di_c}{dt} + U_{cn} + L_f \frac{din}{dt} \quad (18)$$

Debido a que en el convertidor FLFB no existe una conexión física entre el neutro del sistema y el punto medio del lado de continua, existirá una tensión de flotación, la cual dependerá de los estados de conmutación de cada una de las ramas del inversor. Esta tensión U_{on} se puede obtener al aplicar la ley de tensión de *Kirchhoff* para cada una de las ramas del inversor.

$$U_{i0} = L_f \frac{di_i}{dt} + U_{in} - U_{on} \quad \therefore i = \{a, b, c\} \quad (19)$$

$$U_{d0} = L_f \frac{di_d}{dt} - U_{on} \quad (20)$$

Al sumar las ecuaciones (19) y (20) se obtiene:

$$\sum_{i=a,b,c,d} U_{i0} = \sum_{i=a,b,c} U_{in} + L_f \left[\sum_{i=a,b,c,d} \frac{di_i}{dt} \right] - 4U_{on} \quad (21)$$

Además, por ley de corriente de *Kirchhoff* en el nodo (n) se tiene:

$$Ia + Ib + Ic + Id = 0 \quad (22)$$

$$Id = -In \quad (23)$$

Por lo tanto, la tensión de flotación Uon se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$Uon = \frac{1}{4} [\sum_{i=a,b,c} Uin - \sum_{i=a,b,c,d} Ui0] \quad (24)$$

Donde, la tensión $Ui0$ representa la tensión de cada una de las ramas del inversor medidas con respecto al punto medio del lado de continua y la tensión Uin corresponde a la tensión del sistema en el punto de conexión del filtro. Debido que para este estudio se consideró que las tensiones en el punto de conexión eran balanceadas y sinusoidales puras, la sumatoria de las mismas será igual a cero.

A partir de las ecuaciones (16), (17), (18) y (20) se determinan las tensiones discretas a sintetizar por el inversor en puente completo por cada una de las ramas que lo componen. La ecuación (16) expresada en el dominio de la frecuencia, se tiene:

$$Uad(s) = SLfIa(s) + SLfIn(s) + Uan(s) \quad (25)$$

Al discretizar la ecuación (25) por la transformada bilineal, donde $s = \frac{2}{T_{sw}} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)$, se obtiene:

$$Uad(n+1) = \frac{2Lf}{T_{sw}} [ia(n+1) - ia(n)] + \frac{2Lf}{T_{sw}} [in(n+1) - in(n)] + Uan(n) + Uan(n+1) - Uad(n) \quad (26)$$

Donde T_{sw} corresponde al periodo de muestreo. Se considera que la corriente generada alcanza a la referencia (i_{ref}) al final de cada periodo de muestreo, según la siguiente relación:

$$i_a(n+1) = i_{refa}(n) \quad (27)$$

Además se considera que la tensión en el punto PCC y la tensión del inversor no cambian bruscamente entre los instantes n y $n+1$, por lo tanto:

$$U_{an}(n) = U_{an}(n+1) \quad (28)$$

$$U_{ad}(n) = U_{ad}(n+1) \quad (29)$$

Finalmente, se puede simplificar la ecuación (26) en:

$$U_{id}(n) = \frac{L_f}{T_{sw}} [i_{ref_i}(n) - i_i(n)] + \frac{L_f}{T_{sw}} [i_{ref_n}(n) - i_n(n)] + U_{in}(n) \quad \therefore i = \{a, b, c\} \quad (30)$$

La ecuación (30) representa las tensiones discretas de las tres fases del convertidor de potencia. Para obtener la tensión discreta de la rama d se usa el mismo criterio utilizado para las otras ramas, partiendo de la ecuación (20) se obtiene la tensión discreta de la rama d :

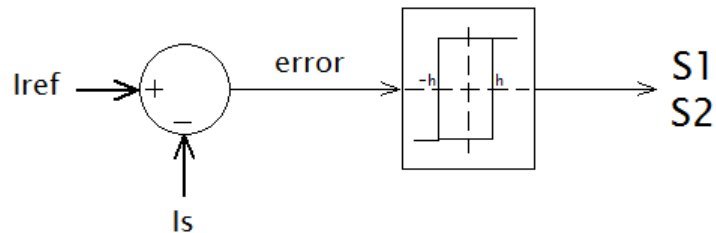
$$U_{d0}(n) = -\frac{L_f}{T_{sw}} [i_n(n+1) - i_n(n)] - \frac{1}{2} [U_{on}(n) + U_{on}(n+1)] \quad (31)$$

Las ecuaciones (30) y (31) corresponden a las tensiones discretas de las cuatro ramas del convertidor de potencia.

2.2.3 Control de histéresis: Esta técnica es una de las más utilizadas debido a su sencillez, facilidad de implementación y robustez. Se basa en la obtención de las señales de conmutación del inversor, a partir de la comparación de la señal de error con una banda de histéresis fija con el fin de mantener el error entre los

límites inferior y superior de esta banda [1], un esquema de este control se puede observar en la figura 20.

Figura 20. Control de histéresis por banda fija.



El límite superior I_{sup} y el límite inferior I_{inf} de la banda se definen como:

$$I_{sup} = I_{ref} + h \quad (32)$$

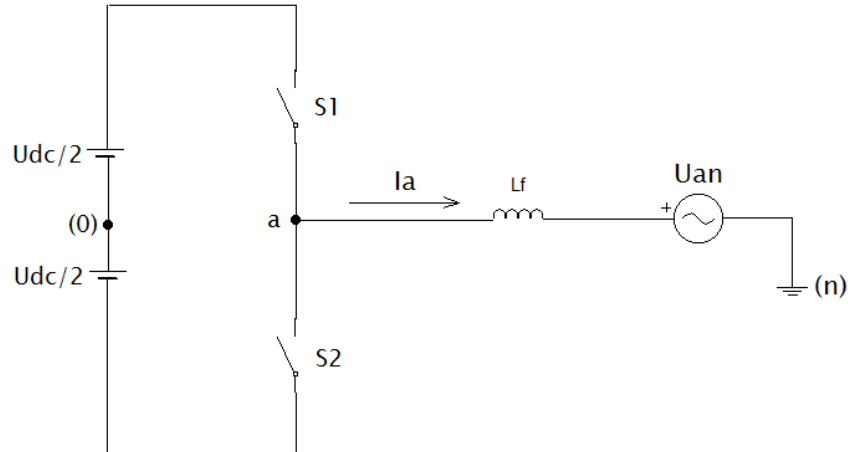
$$I_{inf} = I_{ref} - h \quad (33)$$

Donde h es la banda de histéresis.

El principio de operación del control de histéresis se analiza a través de la figura 21, en la cual se muestra el esquema de una rama del convertidor de potencia FLFB con conexión en paralelo. Cuando la corriente de línea excede la banda superior el interruptor $S1$ se apaga y $S2$ se activa, en cambio, si la corriente desciende por debajo de la banda inferior el interruptor $S1$ se activa y $S2$ se desactiva. Para el caso en el cual la corriente de línea se encuentre dentro de la banda de tolerancia, los dos interruptores de potencia no cambiaran de estado hasta que la corriente exceda o caiga por debajo de la banda. Este análisis puede observarse en la figura 21 en la cual se da el seguimiento a una señal de referencia y se observan las señales de control de los interruptores de la rama.

La banda de tolerancia puede ser tomada según [18] y [19] como un valor comprendido entre $\pm 1\%$ a $\pm 5\%$ de la corriente de referencia (i_{ref}), con el fin de definir un nivel aceptable de rizado en la corriente de salida.

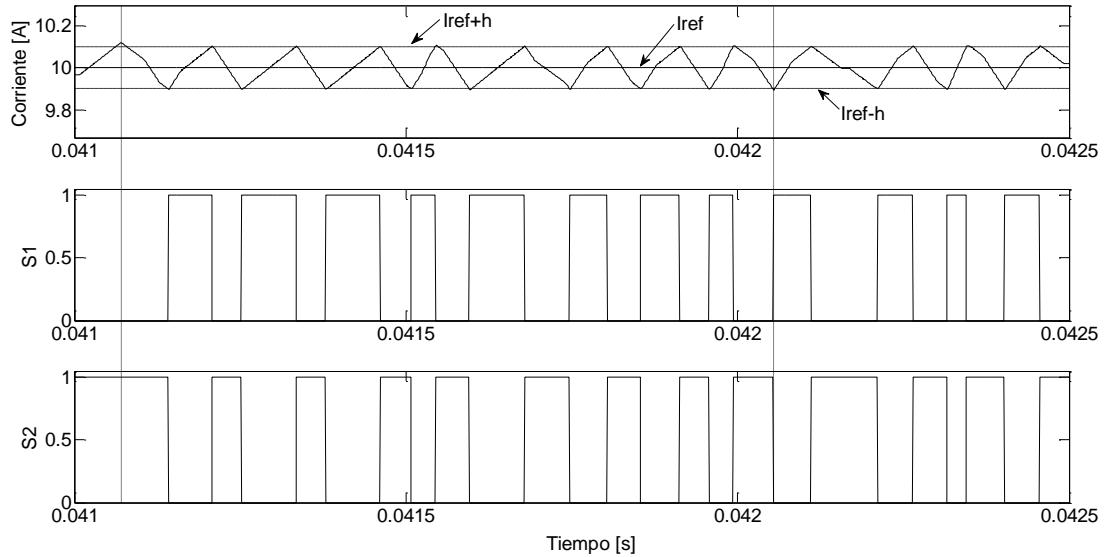
Figura 21. Rama del convertidor de potencia.



Este control permite obtener errores de seguimiento pequeños y un seguimiento muy bueno a medida que la banda de histéresis se reduce y puede volverse inestable e ineficiente a medida que la bandas de histéresis aumenta [18]. La principal desventaja es que puede alcanzar frecuencias de conmutación tan altas que ningún actuador pueda seguirlas [4].

Debido a que la frecuencia de conmutación en este control no es constante y es un control analógico, no se simulará ni se comparará con las demás técnicas de control. La fundamentación de esta técnica se utilizará como base para el análisis de modulación delta. Esta última se presenta como la versión digital del control por histéresis, por tanto será esta técnica la utilizada en la investigación.

Figura 22. Seguimiento control de histéresis.



2.2.4 Modulación delta: Esta técnica de control mantiene la frecuencia de conmutación constante y se presenta como un caso particular del control de histéresis, con una banda de tolerancia igual a $h = 0$ [4]. El controlador compara en cada instante de muestreo, la corriente de referencia con la corriente generada por el inversor calculando un error entre estas, de esta manera, teniendo en cuenta la figura 18, la lógica que sigue este controlador es la siguiente: si el error es positivo, las señales de disparo de los interruptores deberán ser tales que el interruptor S1 esté cerrado y el interruptor S2 abierto, en caso contrario las señales de disparo deberán ser opuestas [1].

La corriente que inyecta el convertidor mediante 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 [1] [17]:

$$i_{Lk}(t) = \frac{U_{i0} - U_{in} - U_{on}}{L_f} t + i_{Lk}(t_0) [A] \quad \therefore \quad k = \{a, b, c, d\} \quad \text{y} \quad U_{dn} = 0 \quad (34)$$

Donde $ik(t_0)$ es la corriente inicial de la rama correspondiente, U_{on} es la tensión de flotación entre el punto medio del lado de continua y el neutro del sistema, U_{in} representa la tensión en el punto de conexión a la red y U_{i0} corresponde a la tensión de cada rama del inversor medida desde el punto medio del lado de continua, para la k-ésima fase se puede ver que esta ecuación representa una línea recta con pendiente igual a:

$$m = \frac{U_{i0} - U_{in} - U_{on}}{L_f} \quad (35)$$

Para la topología del inversor de cuatro ramas en puente completo, la pendiente de la corriente dependerá del valor U_{on} (ver ecuación (35)), de esta manera cuando la diferencia entre U_{inv} y U_s es mayor que U_{on} , la pendiente es positiva, y viceversa.

3. PARÁMETROS Y CRITERIOS DE SIMULACIÓN

Con el fin de analizar y comparar el funcionamiento de los controladores por modulación delta, proporcional-integral (PI) y *Deadbeat*, éstos se simularon en el programa ATP, teniendo en cuenta las siguientes consideraciones.

3.1 CONVERTIDOR DE POTENCIA:

- **La red de suministro:** Se consideró que la tensión en el punto de conexión a la red es trifásica balanceada y sinusoidal pura a una frecuencia de 60 [Hz]. La tensión de línea del sistema tiene un valor eficaz de 220[V] y las tensiones de fase en el punto PCC son:

$$U_{an}(t) = \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sin(120\pi t) [V] \quad (36)$$

$$U_{bn}(t) = \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sin(120\pi t - 120^\circ) [V] \quad (37)$$

$$U_{cn}(t) = \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sin(120\pi t + 120^\circ) [V] \quad (38)$$

- **Tensión del lado de continua:** Se estableció de tal forma que sea mayor al valor pico de la tensión de fase de la red [4], para garantizar la inyección de corriente en la red.

Un buen criterio para un filtro activo tipo fuente de tensión es:

$$U_{dc} \geq \frac{3}{2} U_l \quad (39)$$

Donde U_{dc} es la tensión en el lado de continua y U_l representa el valor pico de la tensión de línea AC, al reemplazar valores en la ecuación (39) se tiene:

$$U_{dc} \geq 466.69 [V]$$

Se toma un valor de U_{dc} por encima de este valor e igual a:

$$U_{dc} = 480 [V]$$

- **Inductancia de acople a la red:** El incremento o decremento máximo al que podría estar expuesta la corriente que inyecta el filtro activo en un periodo de conmutación se puede estimar asumiendo modulación delta y es dado por:

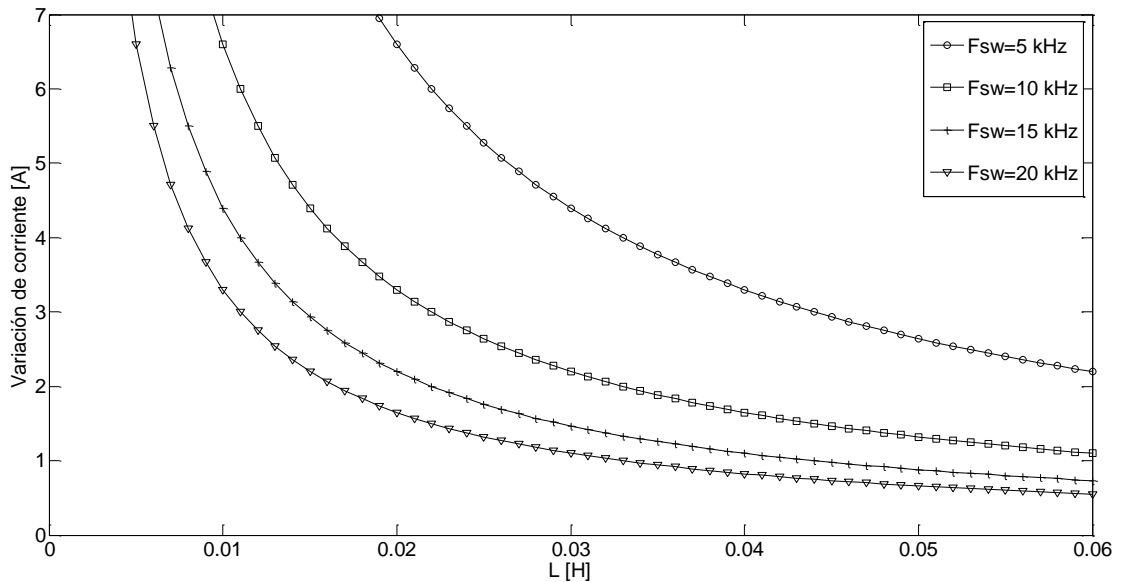
$$\frac{\Delta I_f}{T_{sw}} = \frac{U_{dc} + U_{ac}}{L_f} \quad (40)$$

Donde T_{sw} es el periodo de muestreo y U_{ac} representa el valor pico de la tensión de fase-neutro de la red. Operando la ecuación (40) y reemplazando el valor de U_{dc} y U_{ac} se tiene:

$$\frac{\Delta I}{T_{sw}} = \frac{659.629}{L_f} \quad (41)$$

Al graficar la ecuación (41) para diferentes frecuencias de muestreo se obtiene la figura 20. En esta, se puede observar que para lograr que el rizado en la onda resultante sea mínimo, se debe considerar valores de inductancia altos, ya que de esta forma se tienen menores incrementos de corriente.

Figura 23. Inductancia de acople para diferentes frecuencias de conmutación considerando modulación delta.



Por lo tanto la inductancia de acople seleccionada para estas simulaciones es de: $L_f = 50 \text{ mH}$

3.2 CORRIENTES DE REFERENCIA

Para realizar el análisis comparativo, se simularon los controladores para dos casos de referencias típicas: El caso I, corresponde a corrientes desbalanceadas y distorsionadas, y el caso II, a corrientes desbalanceadas considerando componente de secuencia homopolar. El controlador que mejor seguimiento presentó se puso a prueba con un tercer caso, correspondiente a corrientes de referencia dinámica con el fin de medir la rapidez de respuesta ante cambios bruscos en la referencia. A continuación se presentan los tres tipos de señales de referencia utilizadas en este trabajo:

- **CASO I: Corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas**

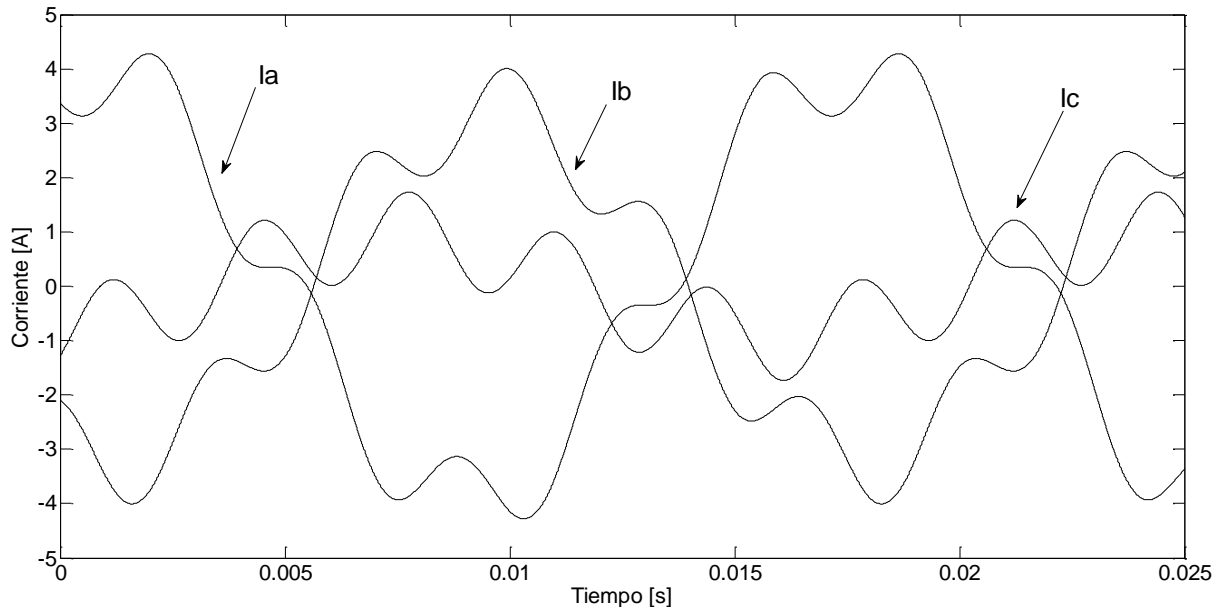
Se considera una corriente de referencia trifásica compuesta de tres componentes. La primera componente corresponde a una corriente con una forma sinusoidal pura a 60 [Hz] y adelantada 90° con la tensión en el PCC, la cual representa una corriente netamente capacitiva producto de una carga que afecta el factor de potencia de la red eléctrica. La segunda corresponde a una componente de corriente de secuencia negativa a 60 [Hz], la cual introduce desbalance en las corrientes de la red eléctrica. Finalmente, la tercera componente corresponde a un quinto armónico de secuencia negativa, el cual representa los armónicos generados por una carga no lineal y produce distorsión armónica en las corrientes de la red eléctrica. La forma de onda de esta señal se muestra en el figura 24.

$$i_{refa-I} = 2,4 \sin(120\pi t + 90) + 1,8 \sin(120\pi t + 50) - 0,8 \sin(600\pi t + 30) [A] \quad (42)$$

$$i_{refb-I} = 2,4 \sin(120\pi t - 30) + 1,8 \sin(120\pi t + 170) - 0,8 \sin(600\pi t + 150) [A] \quad (43)$$

$$i_{refc-I} = 2,4 \sin(120\pi t + 210) + 1,8 \sin(120\pi t - 70) - 0,8 \sin(600\pi t - 90) [A] \quad (44)$$

Figura 24. Caso I: Señales de referencia desbalanceadas y distorsionadas.



- **Caso II: Corrientes de referencia desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar**

En este caso se considera una corriente de referencia trifásica desbalanceada compuesta también de tres componentes. La primera corresponde a una componente de corriente de secuencia positiva con una forma sinusoidal pura a 60 [Hz] y adelantada 90° con la tensión en el PCC. La segunda corresponde a una componente de corriente de secuencia negativa a 60 [Hz]. Finalmente, la tercera componente corresponde a una componente de secuencia homopolar también a 60 [Hz]. Estas dos últimas componentes introducen desbalance en las corrientes de la red eléctrica, mientras que la primera componente representa una corriente capacitiva producto de una carga que afecta el factor de potencia de la red. En la figura 25 se muestra la forma de onda para este caso de corrientes de referencia.

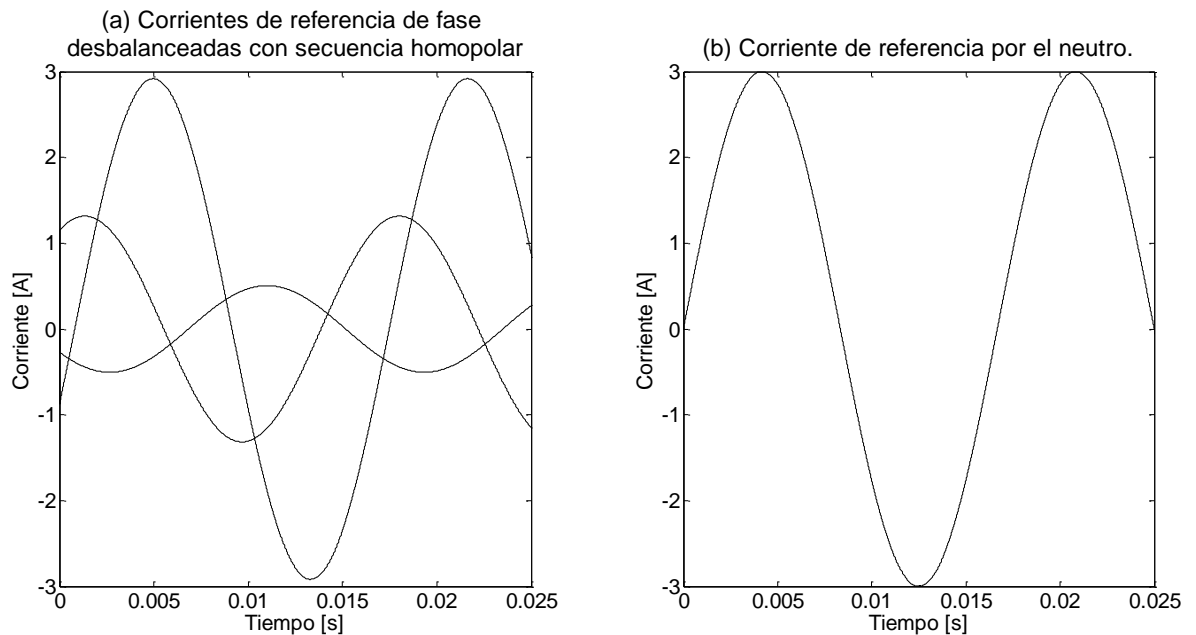
$$i_{refa-II} = 2,25 \sin(120\pi t + 90^\circ) - \sin(120\pi t + 45^\circ) + 0,5 \sin(120\pi t) [A] \quad (45)$$

$$i_{refb-II} = 2,25 \sin(120\pi t - 30^\circ) - \sin(120\pi t + 165^\circ) + 0,5 \sin(120\pi t) [A] \quad (46)$$

$$i_{refc-II} = 2,25 \sin(120\pi t + 210^\circ) - \sin(120\pi t - 75^\circ) + 0,5 \sin(120\pi t) [A] \quad (47)$$

$$i_{refn-II} = i_{refa-II} + i_{refb-II} + i_{refc-II} \quad (48)$$

Figura 25. Caso II: Corrientes de referencia con secuencia homopolar.



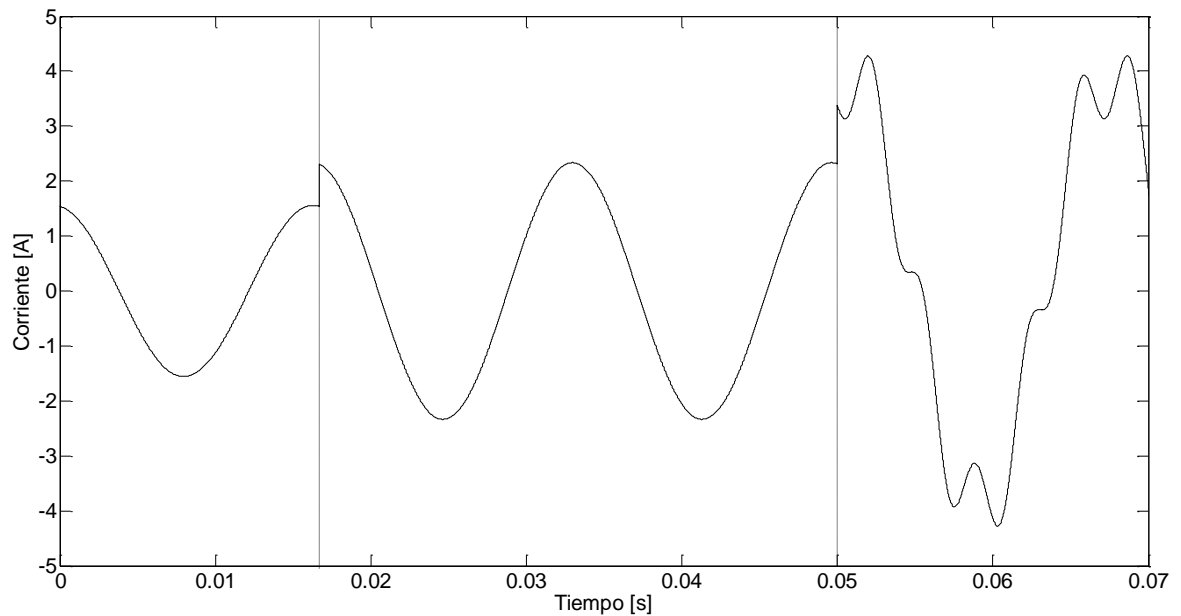
- **CASO III: Corrientes de referencia dinámicas:**

Mediante este tipo de señales que presentan cambios bruscos en la forma de la onda, se pone a prueba el controlador que tenga el mejor desempeño en el seguimiento de las señales de referencia mostradas anteriormente. Esta señal de referencia es en los primeros 16.667ms la señal con secuencia homopolar dada por la ecuación (45); en 16.667ms, su amplitud aumenta en un factor de 1,5 veces y a partir de 50ms, la señal cambia por la referencia desbalanceada y distorsionada dada por la ecuación (42). En la figura 26 se muestra la forma de

onda de esta corriente de referencia dinámica. De esta manera la señal de referencia se representa por medio de la ecuación (49):

$$i_{refd} = \begin{cases} i_{refa-II} & 0 < t \leq 16.667ms \\ 1.5 i_{refa-II} & 16.667 < t \leq 50ms \\ i_{refa-I} & t > 50ms \end{cases} \quad (49)$$

Figura 26. Caso III: Corriente de referencia dinámica.



3.3 CONTROLADORES DE CORRIENTE

- El control *DeadBeat* o de tiempo muerto y el control proporcional-integral (PI) utilizaron las siguientes técnicas de control de lazo abierto: modulación por ancho de pulso y modulación vectorial, con el fin de generar los pulsos de control de los interruptores de potencia del convertidor.

- La frecuencia de la señal triangular utilizada en la técnica de control de lazo abierto PWM se fijó en 10 [kHz]. Dado que esta técnica implica dos conmutaciones por cada ciclo, se fijó la amplitud de la señal en $\pm \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$, según [20] y se estableció la frecuencia de muestro en 10 [kHz].
- La secuencia de conmutación utilizada en modulación vectorial es la mostrada en la figura 16. Debido a que se presentan dos conmutaciones en cada periodo de muestreo, la frecuencia de muestreo se estableció en 10 [kHz].
- En el control *DeadBeat* se calculan las tensiones de control a través de las ecuaciones (30) y (31) y se sintetizaron utilizando la técnica de modulación por ancho de pulso. Al sintetizar las tensiones de control por modulación vectorial solamente se hace uso de la ecuación (30).
- En modulación delta, se fijó la frecuencia de muestreo en 20 [kHz], debido a que en este control hay máximo una conmutación en cada periodo de muestreo.
- El control proporcional-integral (PI), se estableció según los criterios expuestos anteriormente. Se consideraron los siguientes valores para las ganancias: $K_p=3.000$ y $K_i=8.000.000$ según la ecuación (9) para las simulaciones del control digital.

3.4 CRITERIOS DE COMPARACIÓN

Para evaluar las técnicas de control en el seguimiento de las señales de referencia, se toma como criterio de comparación el máximo error instantáneo de estado estable y el error medio cuadrático, los cuales se calculan a partir de las siguientes ecuaciones [1]:

$$\Delta i(t) = i_s(t) - i_{ref}(t) \quad (50)$$

$$\Delta I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_s(t) - i_{ref}(t)]^2 dt} \quad (51)$$

Donde $\Delta i(t)$ es el error instantáneo y ΔI es el error medio cuadrático.

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos en el seguimiento de los tres casos de señales de referencia, usando: modulación delta, control *DeadBeat* y control PI, estos dos últimos sintetizados por medio de modulación PWM y modulación vectorial, para la topología del inversor de potencia de cuatro ramas en puente completo.

4.1 CONTROL DE TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO FINITO O DE TIEMPO MUERTO (DEADBEAT):

A continuación se presentan los resultados de simulación obtenidos con el controlador *DeadBeat* en el seguimiento de los dos primeros casos de corrientes de referencia. Debido a que esta técnica de control requiere alguna técnica de lazo abierto para generar las señales de control de los interruptores del inversor, se hará primero el análisis para modulación por ancho de pulso (PWM) y luego para modulación vectorial (SVM).

4.1.1 Modulación por ancho de pulso (PWM): En la figura 27 y 28 se observa el seguimiento tanto de corrientes de referencia desbalanceadas como de corrientes con secuencia homopolar para el inversor de cuatro ramas en puente completo. El error medio cuadrático y error máximo instantáneo obtenido para este controlador para los dos casos de corrientes de referencia se muestran en la tabla 5.

Figura 27. Caso I: Seguimientos Corrientes de referencia distorsionados y desbalanceados – Control Dead-Beat (PWM).

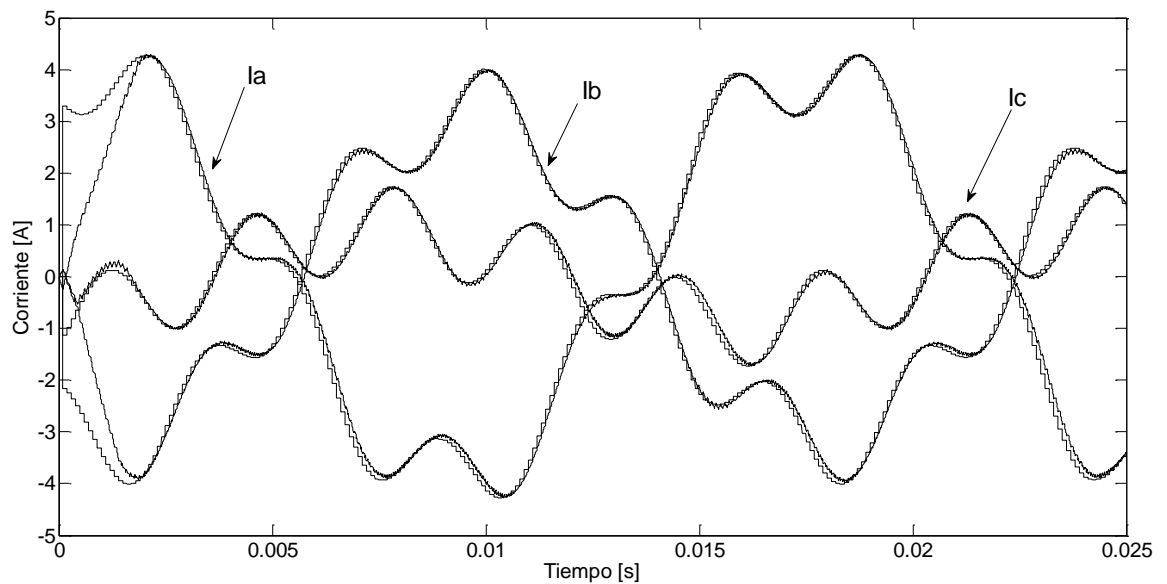
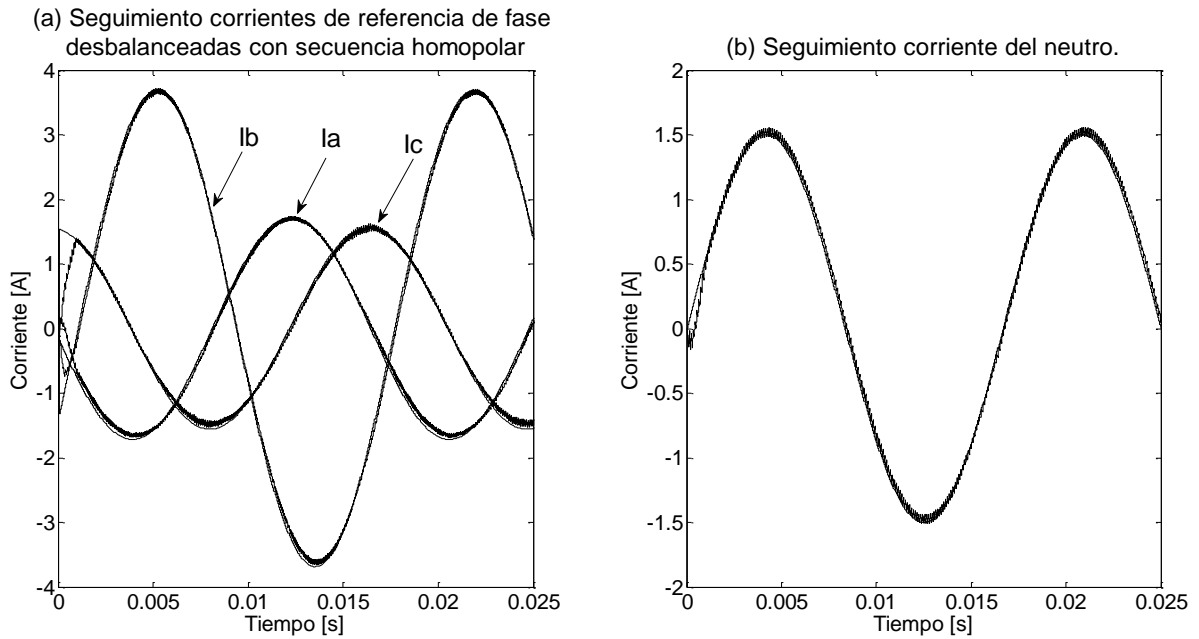


Tabla 5. Errores máximos control DeadBeat (PWM).

Controlador	DeadBeat (PWM)	
	Caso I	Caso II
ΔI [A]	0,19466	0,08811
ΔI_{max} [A]	0,4882	0,16865

Figura 28. Caso II: Seguimiento de corrientes desbalanceadas con secuencia homopolar – Control DeadBeat (PWM).



4.1.2 Modulación vectorial (SVM): En la figura 29 y 30 se observa el seguimiento de los dos casos de corrientes de referencia dadas, utilizando *DeadBeat* a acompañado de modulación vectorial. El error medio cuadrático y error máximo instantáneo obtenido para este controlador para los dos casos de corrientes de referencia se muestran en la tabla 6.

Figura 29. Caso I: Seguimiento corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas – DeadBeat (SVM).

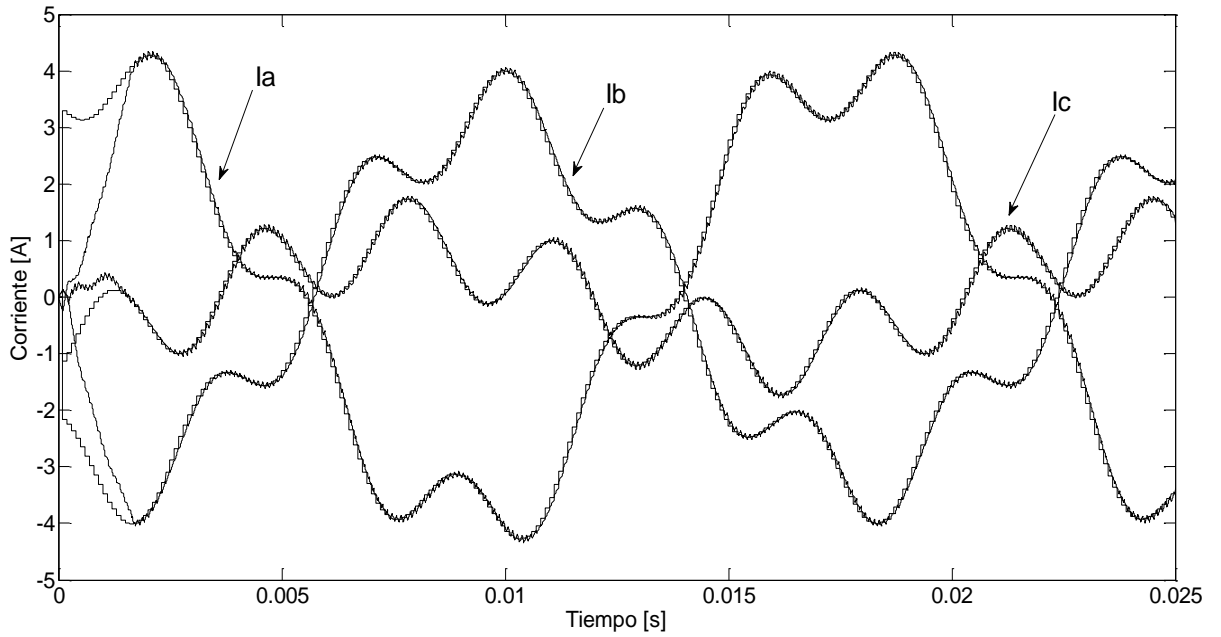


Figura 30. Caso II: Seguimiento de corrientes desbalanceadas con secuencia homopolar – DeadBeat (SVM).

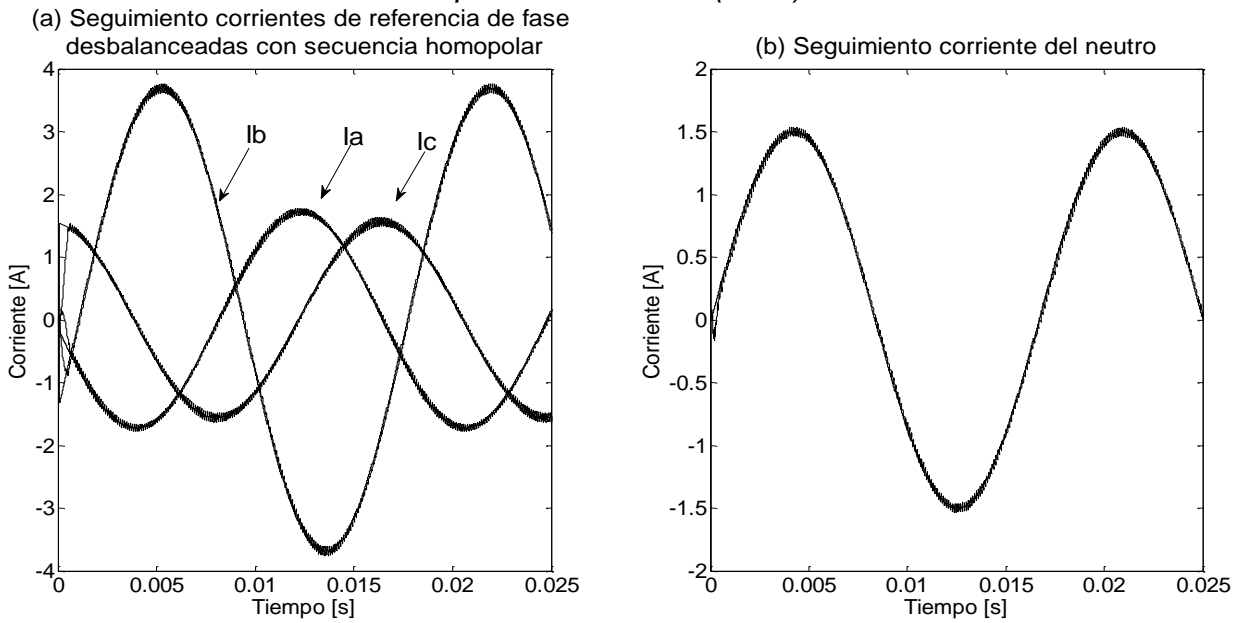


Tabla 6. Errores máximos control *DeadBeat* (SVM).

controlador	DeadBeat (SVM)	
	Caso I	Caso II
ΔI [A]	0,15281	0,085819
ΔI_{max} [A]	0,32317	0,15081

El seguimiento de las corrientes de referencia con modulación PWM se ve afectado con respecto al obtenido con modulación vectorial, debido a que para calcular la tensión a sintetizar por la rama (d) (ver ecuación (31)), primero se debe conocer el valor de la tensión de flotación U_{on} existente en el convertidor y este depende a su vez de cada una de las tensiones de rama del convertidor (ver ecuación (24)), por tanto, se causa un error, pues se debe calcular esta tensión a sintetizar con un valor de tensión flotación correspondiente al del periodo de muestreo anterior. Ya que con modulación vectorial no se requiere calcular la tensión de flotación U_{on} , se obtienen errores inferiores a los obtenidos con PWM. Cabe resaltar que el nivel de rizado es mínimo en el seguimiento de la señales para ambas técnicas de modulación.

Si se observan los errores dados en la tabla 5 y 6 para el control *Deadbeat* se puede concluir que este presenta un buen seguimiento de las señales de referencia pues tiene en cuenta diferentes parámetros del sistema como lo son: la inductancia de acople, la tensión en el punto PCC y la frecuencia de muestreo.

4.2 MODULACIÓN DELTA:

En las figuras 31 y 32 se observa el seguimiento mediante modulación delta para ambos casos de corrientes de referencia. El error medio cuadrático y error máximo

instantáneo obtenido para este controlador en los dos casos de corrientes de referencia se presenta en la tabla 7.

Figura 31. *Caso I: Seguimiento corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas - Modulación Delta.*

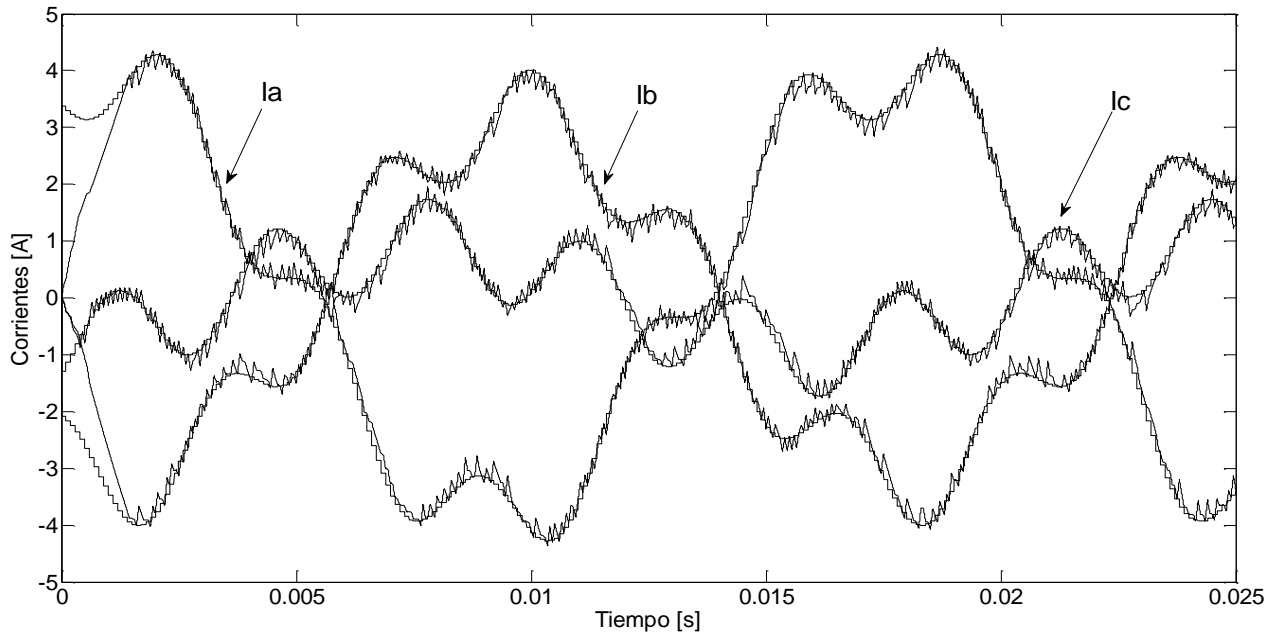
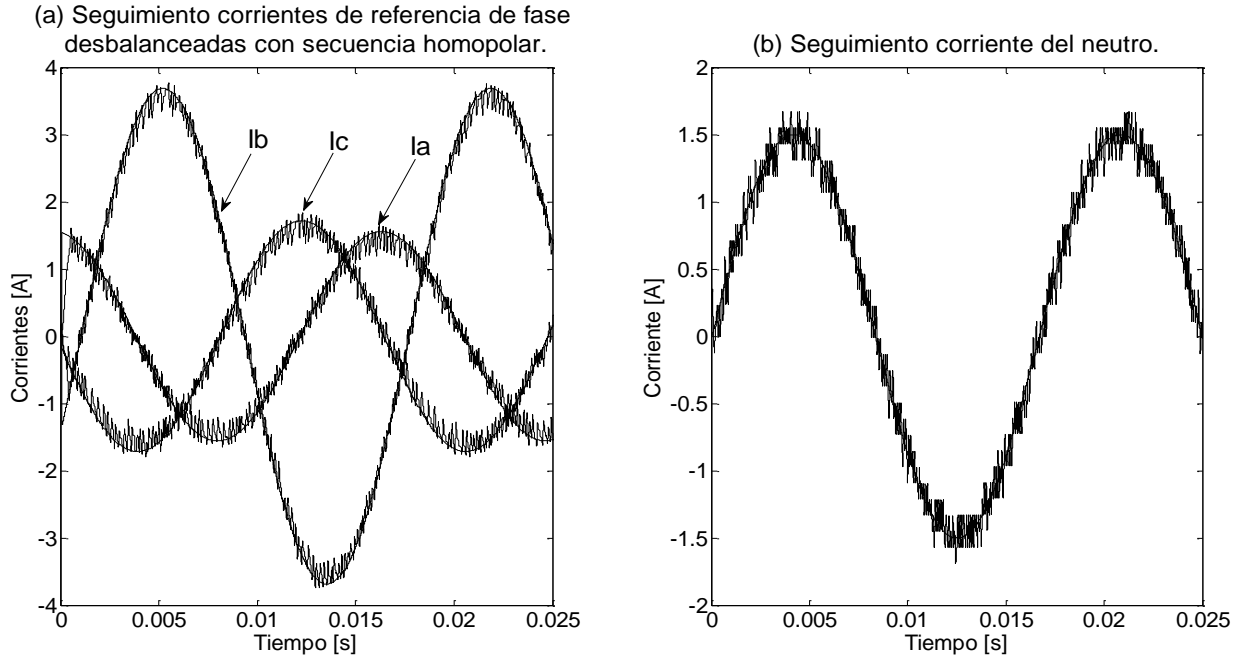


Tabla 7. *Errores máximos Modulación Delta.*

Controlador	Modulación Delta	
	Caso I	Caso II
ΔI [A]	0,1754	0,1356
ΔI_{max} [A]	0,5579	0,36386

Figura 32. Caso II: Seguimiento de corrientes desbalanceadas con secuencia homopolar – Modulación delta.



En este caso el seguimiento de la señales de referencia son buenos y aceptables, los errores registrados en la tabla 7 no están muy lejos de los obtenidos con controladores como *Deadbeat*, por lo tanto con un controlador tan sencillo como es este se puede tener buenos resultados de seguimiento, aunque cabe resaltar que el rizado presentado con este control es muchísimo mayor al presentado en los dos casos anteriores.

Para modulación delta se utilizó una frecuencia de ejecución del algoritmo del doble a empleada en las demás técnicas. Para mejorar el seguimiento, se puede aumentar la frecuencia de muestreo, pero esto implicaría el uso de interruptores de potencia más rápidos.

4.3 CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL (PI):

A continuación se presentan los resultados de simulación obtenidos con el controlador proporcional-integral (PI) en el seguimiento de los dos primeros casos de corrientes de referencia. Al igual que el control Deadbeat, esta técnica se analizará para modulación por ancho de pulso (PWM) y luego para modulación vectorial (SVM).

4.3.1 Modulación por ancho de pulso (PWM): En la figura 33 y 34 se observa el seguimiento tanto de corrientes de referencia desbalanceadas como de corrientes con secuencia homopolar para el inversor de cuatro ramas en puente completo. El error medio cuadrático y error máximo instantáneo obtenido para este controlador para los dos casos de corrientes de referencia se muestran en la tabla 8.

Figura 33. Seguimientos corrientes de referencias desbalanceadas y distorsionadas - control PI-PWM

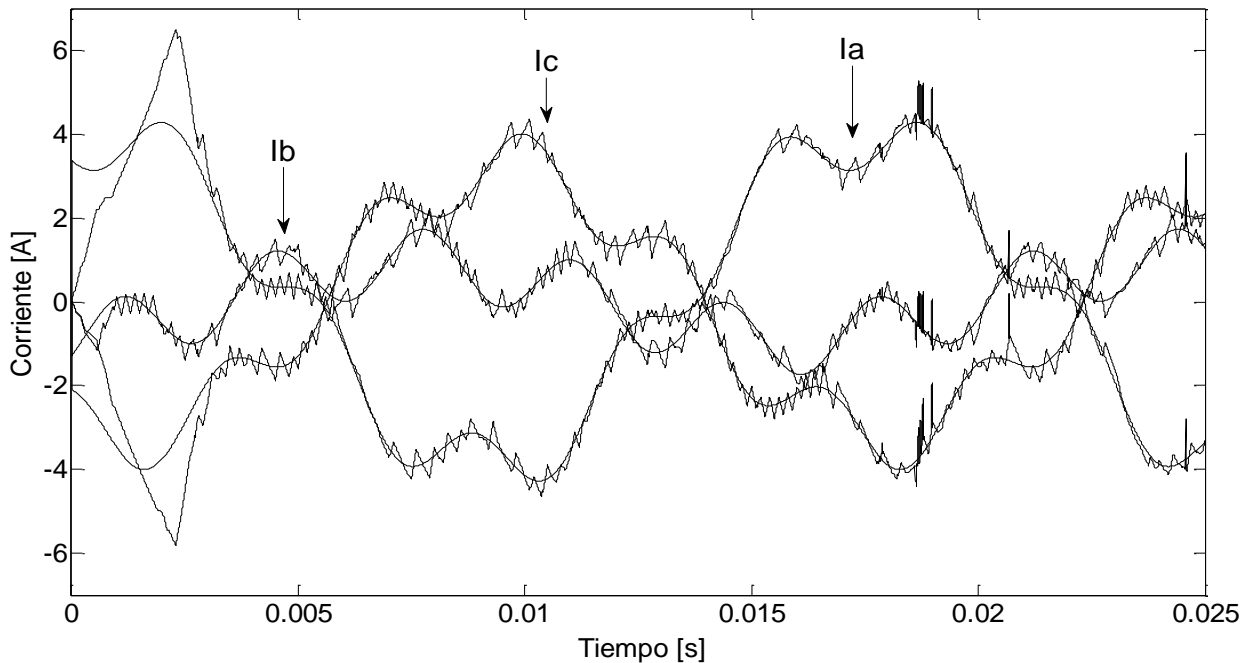


Figura 34. Caso II: Seguimiento corriente de referencia con secuencia homopolar - control PI-(PWM).

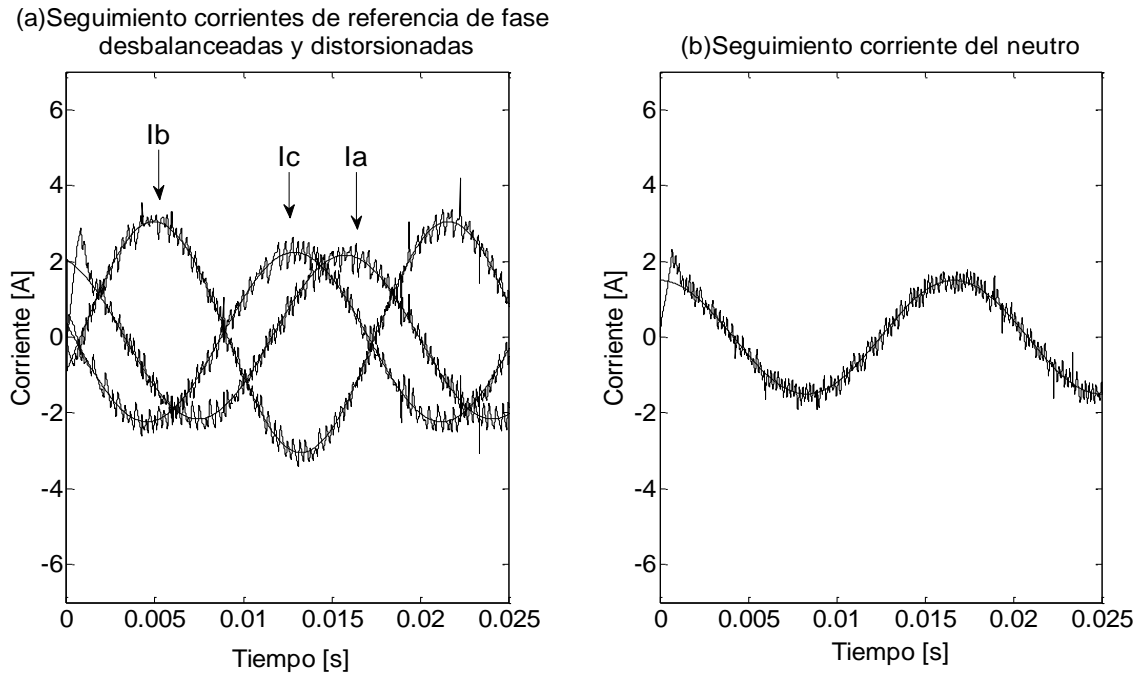


Tabla 8. Errores máximos control PI_PWM.

Controlador	PI_PWM	
	Caso I	Caso II
ΔI [A]	0,189	0,1837
ΔI_{max} [A]	0,773	1,0704

4.3.2 Modulación vectorial (SVM): En la figura 35 y 36 se observa el seguimiento de las corrientes de referencia dadas utilizando PI acompañado de modulación vectorial. El error medio cuadrático y error máximo instantáneo obtenido para este controlador para los dos casos de corrientes de referencia se muestran en la tabla 9.

Figura 35. Seguimientos corrientes de referencias desbalanceadas y distorsionadas - control PI-SVM

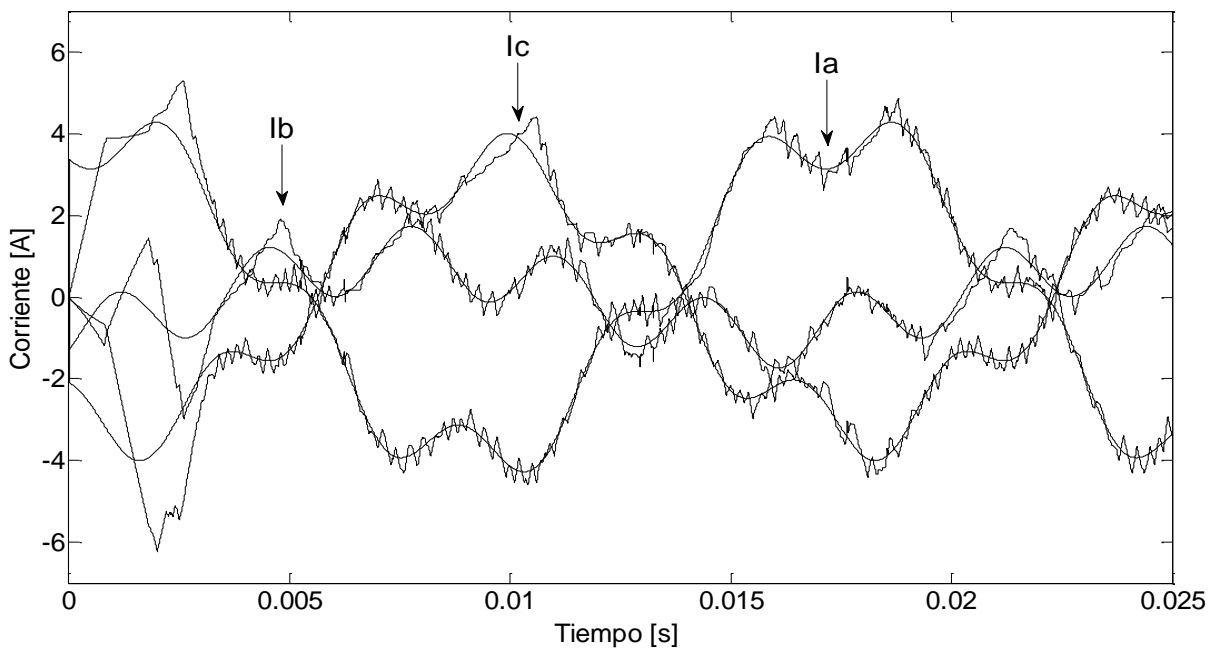
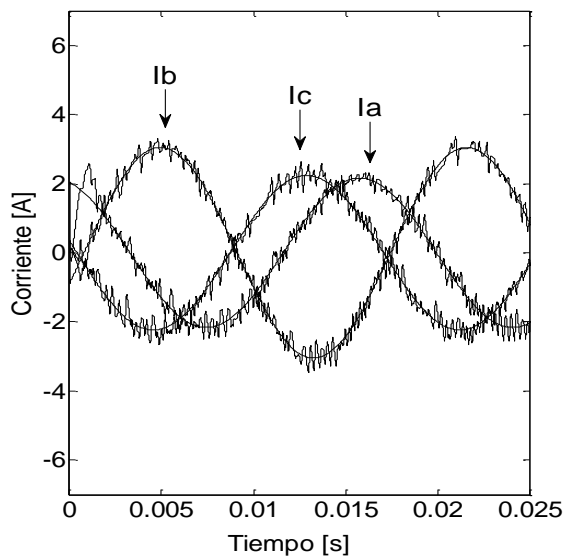


Figura 36. Seguimiento corriente de referencia con secuencia homopolar- control PI-SVM.

(a) Seguimiento corrientes de referencia de fase desbalanceadas y distorsionadas



(b) Seguimiento corriente del neutro

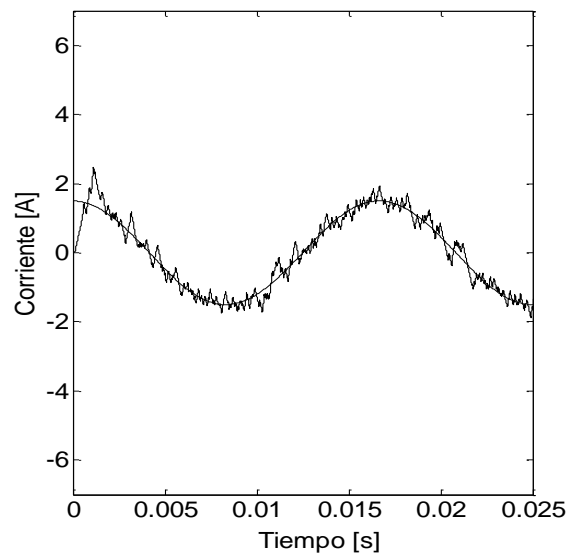


Tabla 9. Errores máximos control PI-Vectorial.

Controlador	PI_VECTORIAL	
	Caso I	Caso II
Inversor FLFB		
ΔI [A]	0,1667	0,158
ΔI_{max} [A]	0,6319	0,6348

El control PI depende de la sintonización de las ganancias K_p y K_i . Estas son constantes sin importar la técnica de modulación que se emplee, y se obtienen a partir de la función de transferencia del sistema. El rizado y el tiempo de establecimiento que muestran las señales de seguimiento, se logró llevando la sintonización de las ganancias de una etapa teórica a una etapa experimental de prueba y error. A pesar de esto la respuesta que presentó la técnica no fue la mejor. Se observa una mayor eficiencia en el seguimiento de las corrientes de referencia en modulación vectorial en comparación con la modulación por ancho de pulso. A pesar que la diferencia entre los errores de las dos técnicas no es considerablemente grande se detalla un menor rizado empleando modulación vectorial. Esto último, debido a la secuencia de conmutación seleccionada para modulación vectorial, la cual reduce el rizado y el contenido armónico, ver figura 16.

El control PI presenta un mayor error que el control *Deadbeat* y modulación delta, debido al nivel de rizado y al tiempo de establecimiento que se presenta durante el seguimiento de las señales de referencia. Para mejorar el seguimiento, se puede aumentar la frecuencia de muestreo, pero esto implicaría el uso de interruptores de potencia más rápidos.

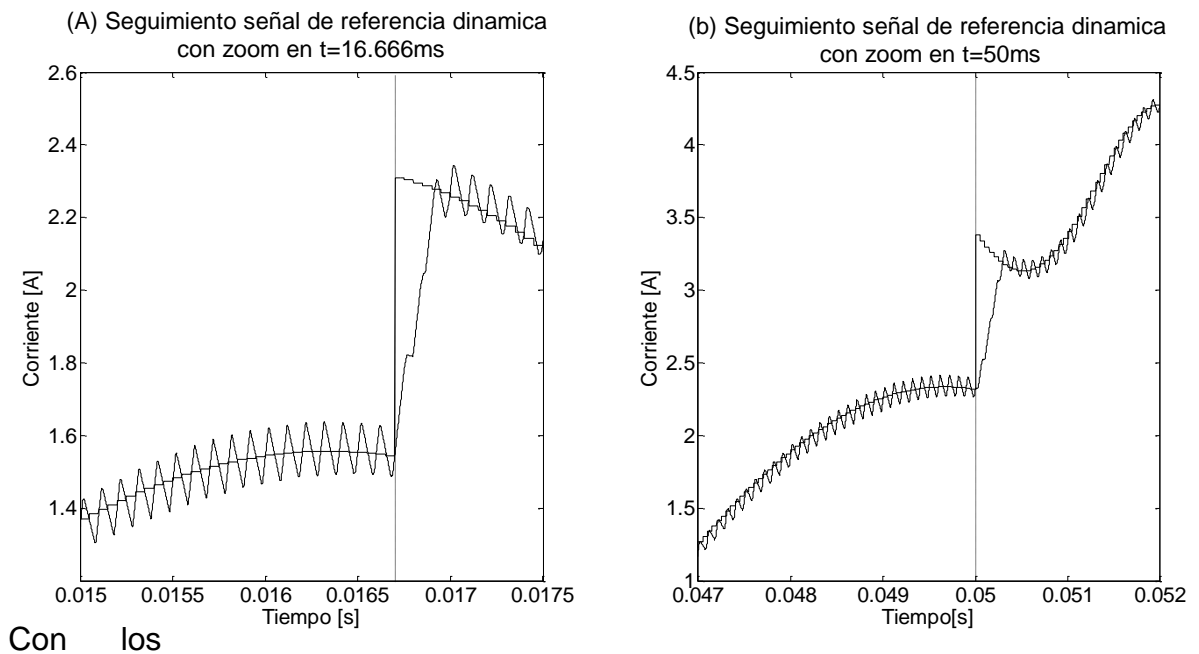
4.4 CONTROL DEADBEAT CON MODULACIÓN VECTORIAL: SEÑAL DE REFERENCIA DINÁMICA

Dado que el controlador *Deadbeat* acompañado de SVM presentó el mejor seguimiento de las señales de referencia, tanto desbalanceadas como con secuencia homopolar, a continuación se probará este controlador con las señales de referencia dinámicas, para analizar la velocidad con que responde el mismo.

La señal de referencia dinámica se puede observar en la figura 26, se simulará en ATPDRAW y se estimará el tiempo que demora la corriente generada en alcanzar la señal de referencia, cuando se presentan cambios bruscos de la misma.

De la figura 37, se puede estimar que el controlador tarda un tiempo de 0.244 ms en alcanzar la referencia, después de la variación ocurrida en $t=16.667$ ms, y tarda un tiempo de 0.297 ms después de la variación ocurrida en $t=50$ ms.

Figura 37. Seguimiento señal de referencia dinámica con *Deadbeat-SVM*



resultados anteriores se puede apreciar que el controlador *Deadbeat* acompañado de SVM responde ante cambios bruscos en la señal de referencia. Este tiempo representa más de un periodo de conmutación, sin embargo esto no representa un problema considerable en el seguimiento de las corrientes de referencia, pues como se puede ver en la figura 37 el controlador presenta un buen seguimiento.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

A continuación se presentan las conclusiones y recomendaciones más relevantes del trabajo:

- Para el seguimiento en los diferentes controles estudiados, se presentó un menor error en el caso de las corrientes de referencia con secuencia homopolar, frente a las corrientes de referencias desbalanceadas y distorsionadas.
- El control PI mostró detalles interesantes, en un primer momento se simuló en forma analógica mostrando un buen seguimiento y errores considerablemente pequeños. Al momento de discretizarlo el error aumentó considerablemente destacando dos puntos, primero que al volverlo digital la sintonización del control con las bases matemáticas no fue suficiente, siendo necesario realizar la sintonización a prueba y error para conseguir mejores resultados, y segundo, que a pesar de esto no se lograron tener respuestas parecidas a las alcanzadas con la versión analógica mostrando a modulación delta y *deadbeat* con menores errores máximos.
- El control delta mostró buenos resultados en las simulaciones, destacándolo como el tercer mejor control en el seguimiento de las señales de referencia. Se puede resaltar que este control es muy sencillo en su funcionamiento y no requiere demasiada capacidad de procesamiento por lo que se puede colocar como una buena opción a la hora de implementar un control para el inversor FLFB.

- Teniendo presente que al control PI y *DeadBeat* se les aplicaron dos formas distintas de sintetizar las tensiones para obtener las señales de disparo de los interruptores del inversor, se observó de forma semejante que los resultados de la modulación por ancho de pulso (PWM) y la modulación vectorial no presentaban cambios muy notorios, es por esto que se sugiere usar la modulación PWM, debido a que esta requiere menor capacidad de procesamiento de datos y su complejidad es inferior frente a modulación vectorial.
- Finalmente se concluye en esta tesis, que la técnica más eficiente desde el punto de vista del error medio cuadrático y el error instantáneo es el control *Deadbeat* acompañado de modulación vectorial. Cabe resaltar que aunque éste es el que mejor seguimiento presenta, es el más complejo y mayor procesamiento requiere de todos los controles estudiados.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] M. Mantilla, "Modelado y simulación en tiempo real de un compensador estático de potencia para sistemas de distribución", Trabajo de grado para maestría, Universidad Industrial de Santander- Colombia, 2011.

- [2] A. Baghini, "Handbook of Power Quality". John Wiley and Sons, Ltd, 2008.

- [3] 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.

- [4] 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.

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

- [6] M. L. Arocas, "Filtros Activos: Introducción i Aplicaciones", Artículo Departamento de Ingeniería Electrónica Universidad politécnica de Cataluña, Barcelona, 2001.

- [7] 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.

- [8] M. El-Habrouk, M.K. Darwish, and P. Mehta, "Active power filters: a review", Electric Power Applications, IEEE proceedings, vol 147, pp. 403-413, 2000.
- [9] 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.
- [10] J. Marulanda y J. Cadavid, "Control por histéresis de la corriente en los filtros activos de potencia", Trabajo de grado para ingeniería, Universidad Tecnológica de Pereira, 2008.
- [11] J. C. Das, "Passive Filters – Potentialities and Limitations", Industry applications, IEEE Transactions on, vol 40, pp. 232-241, 2004.
- [12] H. Akagi, Fellow, " New Trends in Active Filters for Power Conditioning", Industry Applications, IEEE transactions on power electronic, vol 32, pp1312-1322, 1996.
- [13] G. Vargas y J. Gélvez, "Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control utilizadas en el convertidor de potencia", Trabajo de grado para ingeniería, Universidad Industrial de Santander-Colombia, 2010.
- [14] NTC 5000 Calidad de la Potencia Eléctrica CPE Definiciones y Términos fundamentales. ICONTEC, 2002.

- [15] M. Perales, M. Prats, R. Portillo, J. Mora and L. Franquelo, "Three dimensional space vector modulation four leg inverter using natural coordinates", University of seville, pp 1129-1134, IEEE 2004.
- [16] R. Zhang, V. Prasad, D. Boroyevich and F. Lee, "Three dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters", IEEE Transactions on power electronic, Vol17, No3, May2002.
- [17] C. Viviescas y O. Solano, "Filtros activos de potencia: Control de la tensión del bus de continua en convertidores tipo fuente de tensión", Trabajo de grado para ingeniería, Universidad industrial de Santander- Colombia-2011.
- [18] B. Singh, A. Adya, A.P. Mittal and J.R.P Gupta "Modeling, Design and Analysis of Different Controllers for DSTATCOM", IEEE Transactions on power electronics, 2008.
- [19] D. Sutanto, L.A Snider, K.L Mok, "EMTP Simulations of a STATCOM using Hysteresis current control", IEEE International conference on power electronics and drive systems, July 1999.
- [20] Salem M. Ali and Marian P. Kazmierkowski, "PWM voltage and current control of Four-Leg VSI", IEEE 1998.

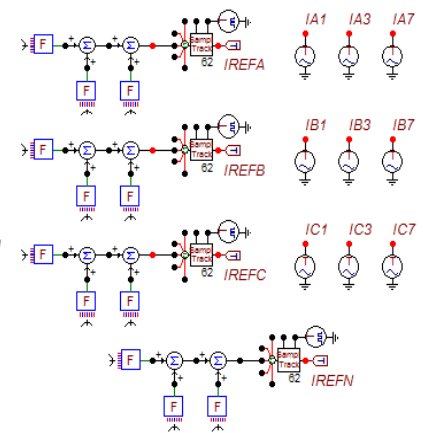
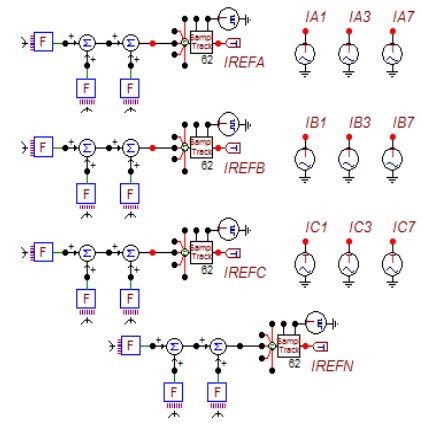
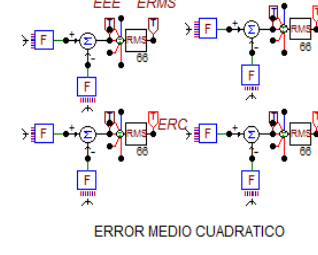
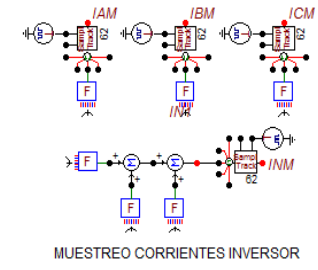
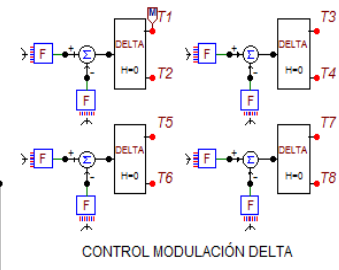
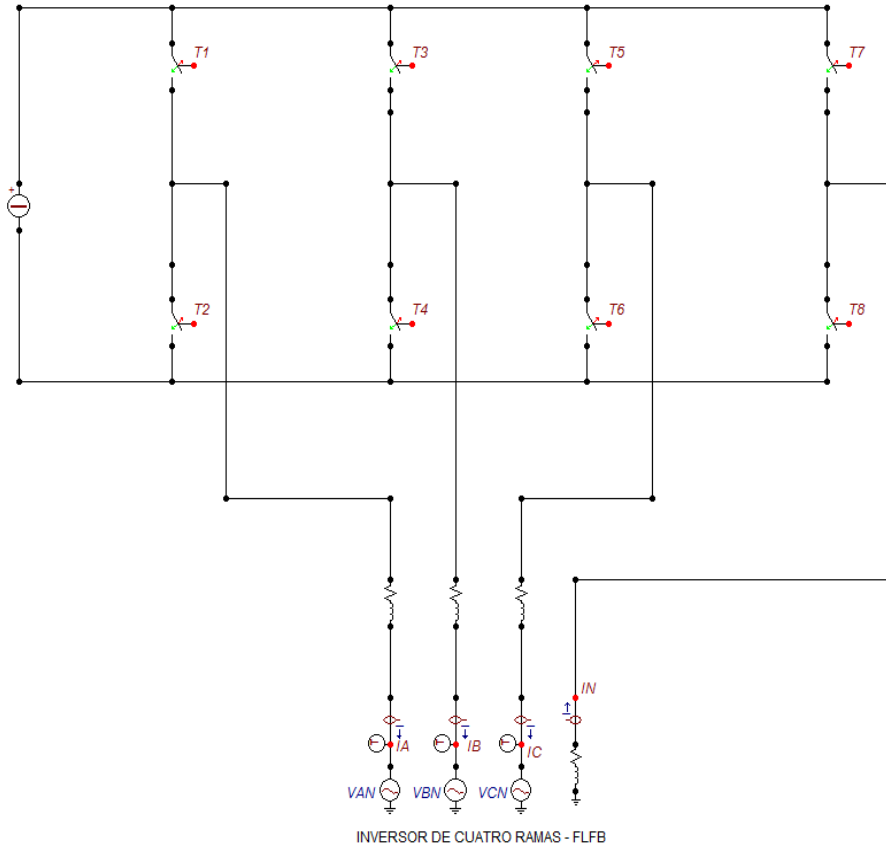
ANEXOS

ANEXO A. CIRCUITOS DE SIMULACIÓN EN ATPDRAW

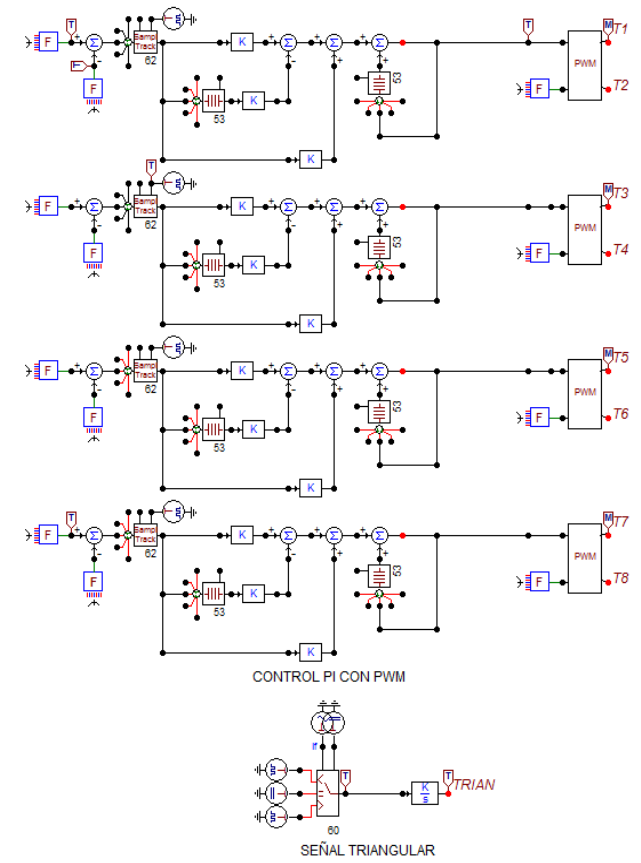
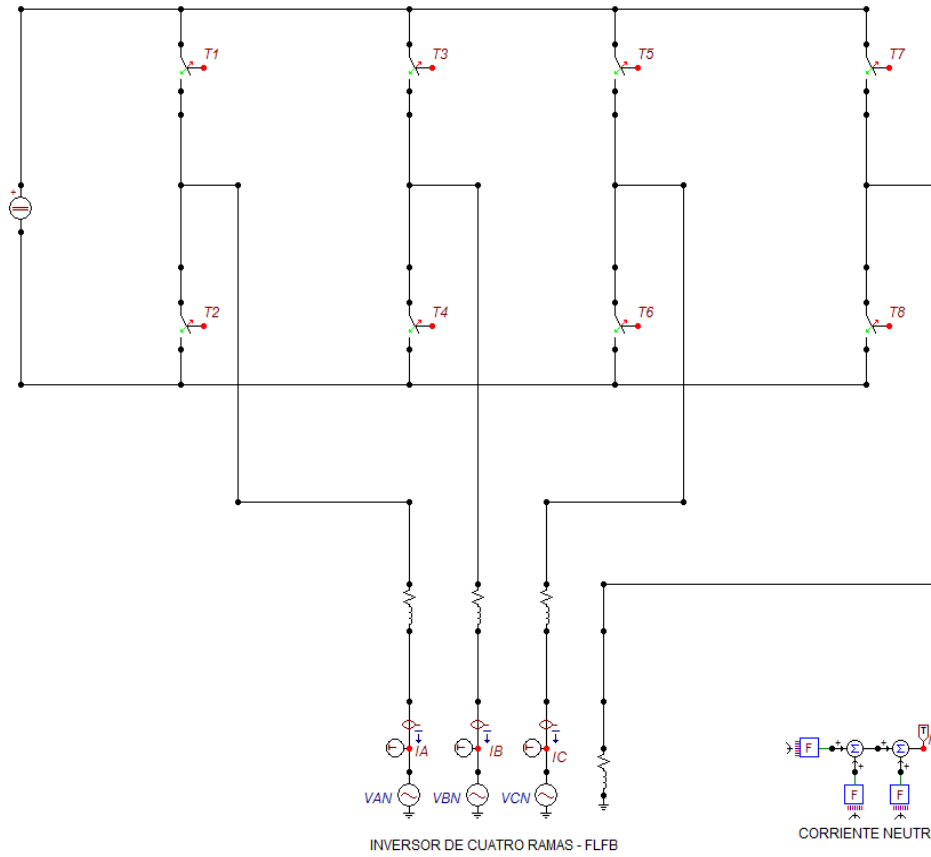
En este anexo se presentan los circuitos de simulación implementados para el desarrollo del proyecto, los cuales son:

- I. Circuito de simulación control de Delta.
- II. Circuito de simulación control de PI-Modulación PWM.
- III. Circuito de simulación control de PI-Modulación Vectorial.
- IV. Circuito de simulación control de DeadBeat-Modulación PWM.
- V. Circuito de simulación control de DeadBeat-Modulación Vectorial.

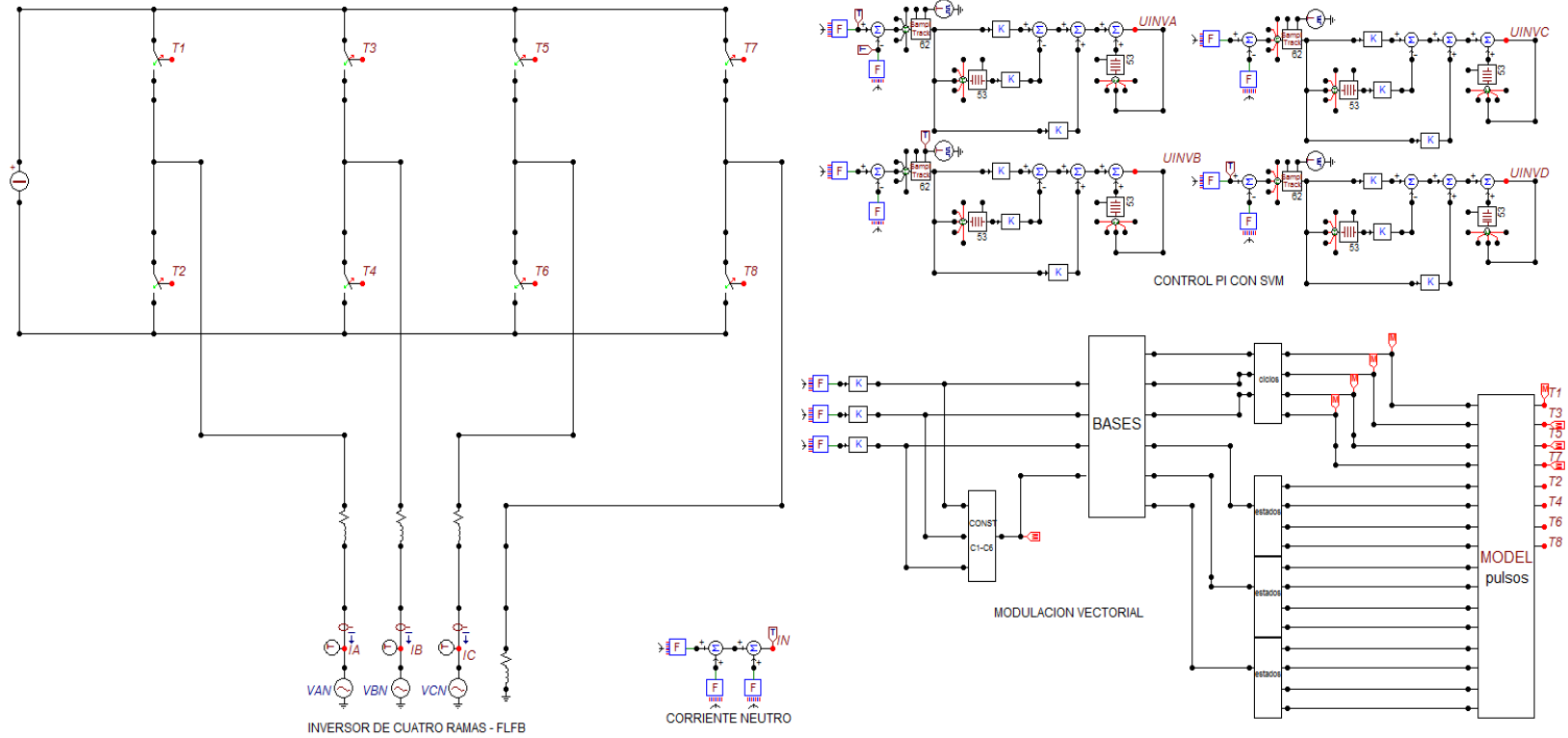
I. Circuito de simulación control de Delta.



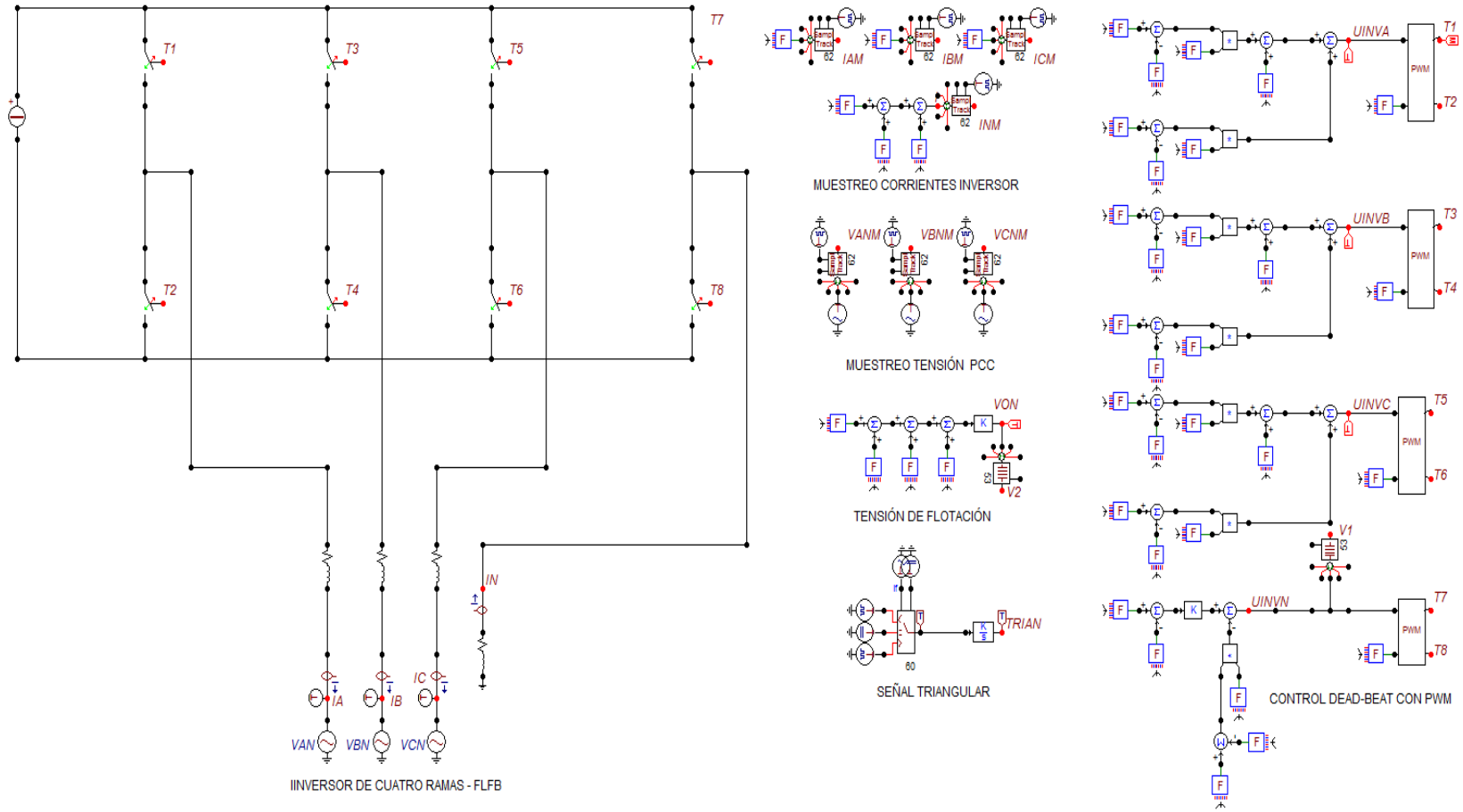
II. Circuito de simulación control de PI-Modulación PWM



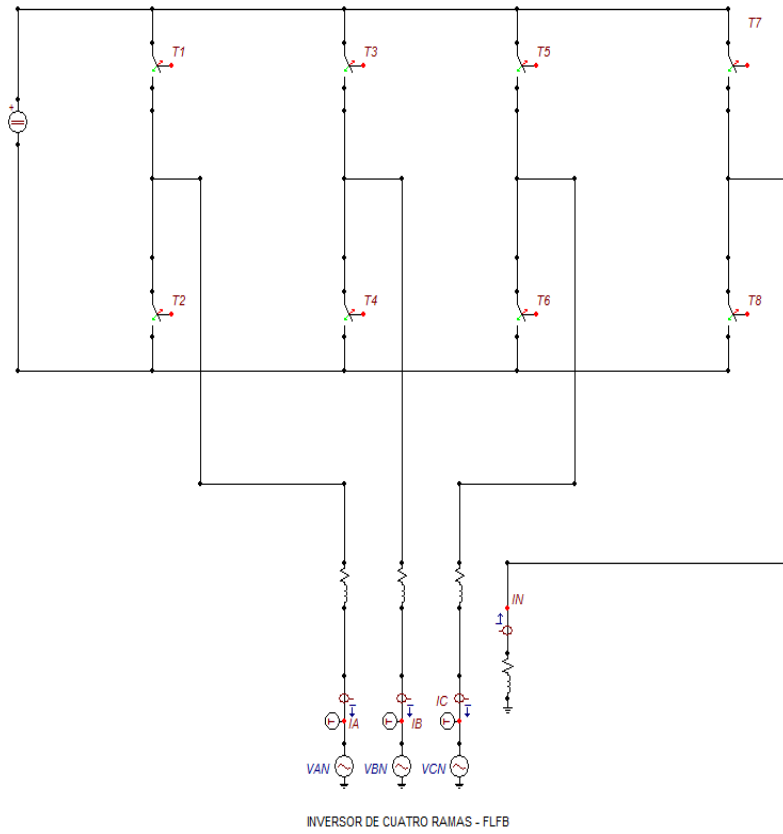
III. Circuito de simulación control de PI-Modulación Vectorial



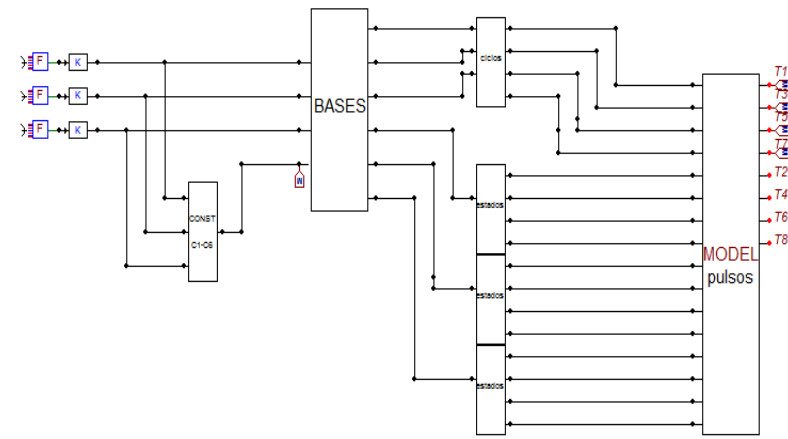
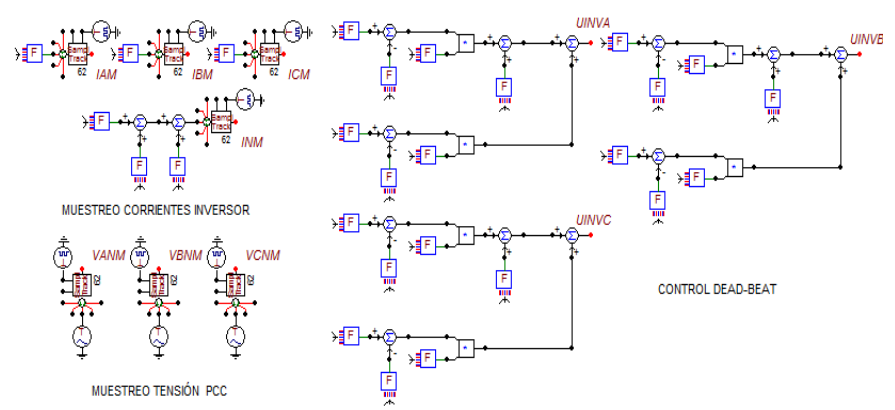
IV. Circuito de simulación control de DeadBeat-Modulación PWM



V. Circuito de simulación control de DeadBeat-Modulación Vectorial



INVERSOR DE CUATRO RAMAS - FLFB



MODULACIÓN VECTORIAL

ANEXO B. MODEL CREADOS PARA EL PROYECTO.

En este proyecto se crearon los siguientes models:

- I. Model de simulación control de Delta.
- II. Model de simulación RP Modulación Vectorial.
- III. Model simulación Bases generadoras Modulación Vectorial.
- IV. Model simulación ciclos de trabajo Modulación Vectorial.
- V. Model simulación Estados Modulación Vectorial.
- VI. Model simulación Pulsos Modulación Vectorial.
- VII. Model de simulación Modulación PWM.

El código de programación de cada model se muestra a continuación:

I. Model de simulación control de Delta.

```
MODEL DELTA
DATA H {dflt:0}
INPUT REST1
OUTPUT PUL1, PUL2
VAR INT1,INT2,PUL1,PUL2
INIT
INT1:=0
INT2:=1
ENDINIT
EXEC
IF REST1>H THEN
    PUL1:=0
```

```

        PUL2:=1
        INT1:=1
        INT2:=0
    ELSIF REST1<H THEN
        PUL1:=1
        PUL2:=0
        INT1:=0
        INT2:=1
    ELSIF INT1>INT2 THEN
        PUL1:=0
        PUL2:=1
    ELSE
        PUL1:=1
        PUL2:=0
    ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

II. Model de simulación RP Modulación Vectorial.

```

MODEL CONSTANTES
INPUT VAF,VBF,VCF
OUTPUT RP
VAR RP,C1,C2,C3,C4,C5,C6,VAB,VBC,VCA
EXEC
VAB:=VAF-VBF
VBC:=VBF-VCF
VCA:=VAF-VCF
IF VAF>0 THEN

```

```
        C1:=1
ELSE
        C1:=0
ENDIF
IF VBF>0 THEN
        C2:=1
ELSE
        C2:=0
ENDIF
IF VCF>0 THEN
        C3:=1
ELSE
        C3:=0
ENDIF
IF VAB>0 THEN
        C4:=1
ELSE
        C4:=0
ENDIF
IF VBC>0 THEN
        C5:=1
ELSE
        C5:=0
ENDIF
IF VCA>0 THEN
        C6:=1
ELSE
        C6:=0
ENDIF
RP:=1+(C1+2*C2+4*C3+8*C4+16*C5+32*C6)
```

```
ENDEXEC  
ENDMODEL
```

III. Model simulación Bases generadoras Modulación Vectorial.

```
MODEL BASES  
INPUT VAF,VBF,VCF,RP  
OUTPUT D1,D2,D3,VD1,VD2,VD3  
VAR D1,D2,D3,VD1,VD2,VD3
```

```
EXEC  
IF RP=1 THEN  
    VD1:=9  
    VD2:=10  
    VD3:=12  
    D1:=-VCF  
    D2:=-VBF+VCF  
    D3:=-VAF+VBF
```

```
ENDIF  
IF RP=5 THEN  
    VD1:=2  
    VD2:=10  
    VD3:=12  
    D1:=VCF  
    D2:=-VBF  
    D3:=-VAF+VBF
```

```
ENDIF  
IF RP=7 THEN  
    VD1:=2
```

```
    VD2:=4
    VD3:=12
    D1:=-VBF+VCF
    D2:=VBF
    D3:=-VAF
ENDIF
IF RP=8 THEN
    VD1:=2
    VD2:=4
    VD3:=8
    D1:=-VBF+VCF
    D2:=-VAF+VBF
    D3:=VAF
ENDIF
IF RP=9 THEN
    VD1:=9
    VD2:=10
    VD3:=14
    D1:=-VCF
    D2:=-VAF+VCF
    D3:=VAF-VBF
ENDIF
IF RP=13 THEN
    VD1:=2
    VD2:=10
    VD3:=14
    D1:=VCF
    D2:=-VAF
    D3:=VAF-VBF
ENDIF
```

```
IF RP=14 THEN
    VD1:=2
    VD2:=6
    VD3:=14
    D1:=-VAF+VCF
    D2:=VAF
    D3:=-VBF
```

```
ENDIF
```

```
IF RP=16 THEN
    VD1:=2
    VD2:=6
    VD3:=8
    D1:=-VAF+VCF
    D2:=VAF-VBF
    D3:=VBF
```

```
ENDIF
```

```
IF RP=17 THEN
    VD1:=9
    VD2:=11
    VD3:=12
    D1:=-VBF
    D2:=VBF-VCF
    D3:=-VAF+VCF
```

```
ENDIF
```

```
IF RP=19 THEN
    VD1:=3
    VD2:=11
    VD3:=12
    D1:=VBF
    D2:=-VCF
```

```

        D3:=-VAF+VCF
ENDIF
IF RP=23 THEN
    VD1:=3
    VD2:=4
    VD3:=12
    D1:=VBF-VCF
    D2:=VCF
    D3:=-VAF
ENDIF
IF RP=24 THEN
    VD1:=3
    VD2:=4
    VD3:=8
    D1:=VBF-VCF
    D2:=-VAF+VCF
    D3:=VAF
ENDIF
IF RP=41 THEN
    VD1:=9
    VD2:=13
    VD3:=14
    D1:=-VAF
    D2:=VAF-VCF
    D3:=-VBF+VCF
ENDIF
IF RP=42 THEN
    VD1:=5
    VD2:=13
    VD3:=14

```

```
D1:=VAF
D2:=-VCF
D3:=-VBF+VCF
ENDIF
IF RP=46 THEN
  VD1:=5
  VD2:=6
  VD3:=14
  D1:=VAF-VCF
  D2:=VCF
  D3:=-VBF
ENDIF
IF RP=48 THEN
  VD1:=5
  VD2:=6
  VD3:=8
  D1:=VAF-VCF
  D2:=-VBF+VCF
  D3:=VBF
ENDIF
IF RP=49 THEN
  VD1:=9
  VD2:=11
  VD3:=15
  D1:=-VBF
  D2:=-VAF+VBF
  D3:=VAF-VCF
ENDIF
IF RP=51 THEN
  VD1:=3
```

```
    VD2:=11
    VD3:=15
    D1:=VBF
    D2:=-VAF
    D3:=VAF-VCF
ENDIF
IF RP=52 THEN
    VD1:=3
    VD2:=7
    VD3:=15
    D1:=-VAF+VBF
    D2:=VAF
    D3:=-VCF
ENDIF
IF RP=56 THEN
    VD1:=3
    VD2:=7
    VD3:=8
    D1:=-VAF+VBF
    D2:=VAF-VCF
    D3:=VCF
ENDIF
IF RP=57 THEN
    VD1:=9
    VD2:=13
    VD3:=15
    D1:=-VAF
    D2:=VAF-VBF
    D3:=VBF-VCF
ENDIF
```

```
IF RP=58 THEN
    VD1:=5
    VD2:=13
    VD3:=15
    D1:=VAF
    D2:=-VBF
    D3:=VBF-VCF
ENDIF
IF RP=60 THEN
    VD1:=5
    VD2:=7
    VD3:=15
    D1:=VAF-VBF
    D2:=VBF
    D3:=-VCF
ENDIF
IF RP=64 THEN
    VD1:=5
    VD2:=7
    VD3:=8
    D1:=VAF-VBF
    D2:=VBF-VCF
    D3:=VCF
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL
```

IV. Model simulación ciclos de trabajo Modulación Vectorial.

```
MODEL CICLOS
DATA PERIODO {dflt:1}
INPUT D1,D2,D3
OUTPUT TD1,TD2,TD3,TD4
VAR TD1,TD2,TD3,TD4

EXEC
TD4:=1-D2-D3-D1
TD1:=1*D1
TD2:=1*D2
TD3:=1*D3

ENDEXEC
ENDMODEL
```

V. Model simulación Estados Modulación Vectorial.

```
MODEL ESTADOS
INPUT VD
OUTPUT SA,SB,SC,SD
VAR SA,SB,SC,SD
EXEC
IF VD=1 THEN
    SA:=0
    SB:=0
    SC:=0
    SD:=0
```

```
ENDIF
IF VD=2 THEN
    SA:=0
    SB:=0
    SC:=1
    SD:=0
ENDIF
IF VD=3 THEN
    SA:=0
    SB:=1
    SC:=0
    SD:=0
ENDIF
IF VD=4 THEN
    SA:=0
    SB:=1
    SC:=1
    SD:=0
ENDIF
IF VD=5 THEN
    SA:=1
    SB:=0
    SC:=0
    SD:=0
ENDIF
IF VD=6 THEN
    SA:=1
    SB:=0
    SC:=1
    SD:=0
```

```
ENDIF
IF VD=7 THEN
    SA:=1
    SB:=1
    SC:=0
    SD:=0
ENDIF
IF VD=8 THEN
    SA:=1
    SB:=1
    SC:=1
    SD:=0
ENDIF
IF VD=9 THEN
    SA:=0
    SB:=0
    SC:=0
    SD:=1
ENDIF
IF VD=10 THEN
    SA:=0
    SB:=0
    SC:=1
    SD:=1
ENDIF
IF VD=11 THEN
    SA:=0
    SB:=1
    SC:=0
    SD:=1
```

```
ENDIF
IF VD=12 THEN
    SA:=0
    SB:=1
    SC:=1
    SD:=1
ENDIF
IF VD=13 THEN
    SA:=1
    SB:=0
    SC:=0
    SD:=1
ENDIF
IF VD=14 THEN
    SA:=1
    SB:=0
    SC:=1
    SD:=1
ENDIF
IF VD=15 THEN
    SA:=1
    SB:=1
    SC:=0
    SD:=1
ENDIF
IF VD=16 THEN
    SA:=1
    SB:=1
    SC:=1
    SD:=1
```

```
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL
```

VI. Model simulación Pulsos Modulación Vectorial.

```
MODEL PULSOS
DATA PERIODO {dflt:1E-4}
INPUT
TD1,TD2,TD3,TD4,SA1,SB1,SC1,SD1,SA2,SB2,SC2,SD2,SA3,SB3,SC3,SD3
OUTPUT SA,SB,SC,SD,SAB,SBB,SCB,SDB
VAR P1,P2,P3,P4,P5,P6,TP,IJ,SA,SB,SC,SD,SAB,SBB,SCB,SDB

INIT
IJ:=1
TP:=0
ENDINIT

EXEC
P1:=(TD1)*PERIODO
P2:=(TD1+TD2)*PERIODO
P3:=(TD1+TD2+TD3)*PERIODO
P4:=P3/2+(TD4)*PERIODO
P5:=P4+(TD3/2)*PERIODO
P6:=P5+(TD2/2)*PERIODO

IF t>=(0+TP) AND t<((P1/2)+TP) THEN
    SA:=SA1
    SB:=SB1
```

```

SC:=SC1
SD:=SD1
SAB:=NOT(SA1)
SBB:=NOT(SB1)
SCB:=NOT(SC1)
SDB:=NOT(SD1)
ELSIF t>=((P1/2)+TP) AND t<((P2/2)+TP) THEN
SA:=SA2
SB:=SB2
SC:=SC2
SD:=SD2
SAB:=NOT(SA2)
SBB:=NOT(SB2)
SCB:=NOT(SC2)
SDB:=NOT(SD2)
ELSIF t>=((P2/2)+TP) AND t<((P3/2)+TP) THEN
SA:=SA3
SB:=SB3
SC:=SC3
SD:=SD3
SAB:=NOT(SA3)
SBB:=NOT(SB3)
SCB:=NOT(SC3)
SDB:=NOT(SD3)
ELSIF t>=((P3/2)+TP) AND t<((P4)+TP) THEN
SA:=0
SB:=0
SC:=0
SD:=0
SAB:=1

```

```

SBB:=1
SCB:=1
SDB:=1
ELSIF t>=((P4)+TP) AND t<((P5)+TP) THEN
  SA:=SA3
  SB:=SB3
  SC:=SC3
  SD:=SD3
  SAB:=NOT(SA3)
  SBB:=NOT(SB3)
  SCB:=NOT(SC3)
  SDB:=NOT(SD3)
ELSIF t>=(P5+TP) AND t<(P6+TP) THEN
  SA:=SA2
  SB:=SB2
  SC:=SC2
  SD:=SD2
  SAB:=NOT(SA2)
  SBB:=NOT(SB2)
  SCB:=NOT(SC2)
  SDB:=NOT(SD2)
ELSIF t>=(P6+TP) AND t<(PERIODO+TP) THEN
  SA:=SA1
  SB:=SB1
  SC:=SC1
  SD:=SD1
  SAB:=NOT(SA1)
  SBB:=NOT(SB1)
  SCB:=NOT(SC1)
  SDB:=NOT(SD1)

```

```
ELSE
    TP:=TP+PERIODO
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL
```

VII. Model de simulación Modulación PWM.

```
MODEL PWM
INPUT REF,PORT
OUTPUT PULSO1,PULSO2
VAR PULSO1,PULSO2
EXEC

IF REF>PORT THEN
    PULSO1:=1
    PULSO2:=0
ELSE
    PULSO1:=0
    PULSO2:=1
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL
```