



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA**

**“Control Vectorial de Corriente del Inversor Trifásico con  
Carga RL”**

Tesis para obtener el título de:

**Ingeniero en Mecatrónica**

Presenta:

**Carlos Escobar Noriega**

Director de Tesis:

**Dr. Jesús Linares Flores**

Huajuapán de León, Oaxaca, Agosto de 2012.



## **Dedicatoria**

---

*Este trabajo de tesis se la dedico a mis padres que con todo su amor, esfuerzo y dedicación me han ayudado a realizar todas mis metas, sueños y propósitos durante el proceso de mi vida. Con todo mi amor y cariño.*

*A MI MADRE:*

*Aurora Noriega Iturbe*

*A MI PADRE:*

*Rutilio Escobar Isabel*



---

## Agradecimientos

---

Durante el desarrollo de mi tesis se me presentaron obstáculos que de alguna manera me desmotivaban para seguir adelante y evitar que terminara mi trabajo de tesis, afortunadamente tuve el apoyo de familiares, novia y amigos que siempre han estado al pendiente de mí, para levantarme ante cualquier obstáculo y con los cuales compartí muchos alegres, tristes experiencias que me ayudaron a crecer como persona y profesionista, a todos ellos muchas gracias.

A mis padres que durante los años de mi vida profesional siempre me apoyaron incondicionalmente, para obtener un título profesional, dándome las armas necesarias para seguir adelante. Doy gracias a dios por tener unos padres excelentes que siempre lucharon para concedernos una educación a mí y a mis hermanos, facilitándonos la vida evitando pasar por lo que ellos pasaron cuando eran jóvenes estudiantes. También doy gracias por todas sus bendiciones y sabios consejos que me inculcaron desde que tengo uso de razón, y de la importancia de obtener un grado de estudio, además de aguantar y creer en mí hasta el final como lo han hecho siempre.

A mis hermanos Rosa María, Rutilio y Estefanía que durante el tiempo de desarrollo de mi tesis siempre me brindaron su apoyo y ánimos, dándome un buen consejo o un buen regaño cuando era necesario para que yo culminara mi trabajo de tesis, haciéndome sentir bien conmigo mismo y tener las ganas para continuar a pesar de las adversidades que tenía, y que significó mucho para mí. Siempre que teníamos la oportunidad de vernos aunque fuera por corto periodo de tiempo siempre me la he pasado muy bien, y que aunque la distancia no nos favorece nunca dejare de quererlos.

A mi novia Minerva por su amor, cariño, paciencia y comprensión que tuvo todo este tiempo, dándome una razón más para finalizar mi trabajo de tesis. Nunca olvidare nuestras vida que compartimos como estudiantes universitarios, siempre apoyándonos ante todo, aprendiendo cosas que ya forman parte de mis experiencias más hermosas de mi vida.

A mi director Dr. Jesús Linares Flores y al Dr. Carlos García Rodríguez por su dedicación, tiempo, apoyo y sabias enseñanzas que me proporcionaron durante el proceso de realización de mi proyecto de tesis que han servido para ser mejor mi vida profesional y personal.

Al Dr. Marco Antonio Contreras que me apoyo académicamente a desarrollar y mejorar este trabajo tesis, también a los profesores Heriberto, Arturo Pablo, Esteban que en muchas ocasiones me brindaban su ayuda académica cuando yo lo necesite.

A mis amigos Tania, Jorge, Gaby, José Yovany, Ignacio, Alejandro, Nallely, Carlos Gamboa, Carlos Rasgado, José Armando, Christian, Ismael, Evelin, Hebert y Santiago por todo su apoyo y buenos consejos y ánimos.

A la primera generación de Mecatrónica que durante los 5 años permanecemos unidos, brindándonos palabras de ánimo, trabajando en equipo, para seguir nuestros propósitos de vida.

A mis buenos compañeros y equipo técnico de los laboratorios de Electrónica, Manufactura, Plásticos y Metales por su ayuda y buenos enseñanzas en el manejo de los equipo industriales.

A todos, gracias de todo corazón.

## Índice

---

Dedicatoria.....	i
Agradecimientos .....	iii
Índice .....	v
Índice de Figuras.....	ix
Resumen.....	xiii
Capítulo I.- Introducción.....	1
1.1.- Antecedentes.....	3
1.2.- Planteamiento del Problema .....	5
1.3.- Justificación.....	7
1.4.- Hipótesis .....	7
1.5.- Objetivos y metas .....	8
1.5.1.- Objetivo general .....	8
1.5.2.- Objetivos específicos.....	8
1.5.3.- Metas .....	8
1.6.- Metodología de desarrollo .....	9
1.7.- Organización de la tesis .....	11
Capítulo II.- Marco Teórico.....	13
2.1.- Convertidor de CA/CD (Inversor).....	13
2.2.- Estados de conmutación del Inversor Trifásico Fuente de Voltaje. ....	16

2.3.- Análisis del inversor en el espacio euclidiano.....	18
2.4.- Representación de señales eléctricas en el espacio vectorial .....	20
2.4.1.- Sistema trifásico de 4 hilos.....	20
2.4.2.- Sistema trifásico de 3 hilos.....	23
2.5.- Conversión de corriente continua a corriente alterna. ....	24
Capítulo III.- Control vectorial de corriente PWM para inversores trifásicos.....	33
3.1.- Introducción.....	33
3.2.- Principio de la estrategia de control vectorial de corriente. ....	34
3.3.- Selección del Modo de Conmutación del inversor para suprimir armónicos de corriente... 40	
3.3.1.- Selección del Modo de Conmutación.....	40
3.3.2.- Detección de la región a la que pertenece el vector de error de corriente, $\Delta iC$ . ....	44
3.3.3.- Detección de la región a la que pertenece el vector de voltaje de referencia $e(t)$ .....	45
3.3.4.- Esquema de control de respuesta rápida de corriente.....	50
3.3.5.- Configuración general del control vectorial de corriente. ....	51
3.4.- Algoritmo de control vectorial de corriente. ....	53
3.4.1.- Bloque de detección del vector de error de corriente. ....	53
3.4.2.- Determinación de la región del vector de error de corriente. ....	54
3.4.3.- Bloque de detección del vector de voltaje de referencia $e(t)$ .....	56
3.4.4.- Selección del estado de conmutación entre los dos controles. ....	58
3.4.5.- Plataforma experimental.....	61
Capítulo IV.- Diseño del ITFV y construcción de la plataforma experimental.....	65
4.1.- Circuito bootstrap. ....	65
4.2.- Características del impulsor e IGBT del inversor. ....	68
4.3.- Cálculos de los elementos del circuito bootstrap.....	69
4.3.1.- Consideraciones adicionales de diseño del circuito bootstrap.....	70



---

4.4.- Diseño del circuito de Tiempo Muerto.....	71
4.5.- Diagrama final de ITFV. ....	73
4.6.- Diseño del Bus de CD. ....	74
4.6.1.- Fuentes de alimentación de los circuitos integrados. ....	74
4.6.2.- Bus de CD de los IGBT's.....	75
4.7.- Diseño de los sensores de corriente y voltaje. ....	78
4.7.1.- Sensor de corriente. ....	78
4.7.2.- Sensor de voltaje.....	79
4.8.- Modulo dSPACE.....	80
4.9.- Aspectos importantes de la plataforma experimental.....	81
4.10.- Elementos que componen la plataforma experimental.....	82
Capítulo V.- Resultados Experimentales.....	81
5.1.- Justificación de la plataforma experimental. ....	81
5.2.- Resultados experimentales. ....	82
5.3.- Conclusiones.....	96
ANEXOS. Diagramas Esquemáticos.....	101
Bibliografía.....	105



## Índice de Figuras

Figura 2.1.1. Inversor Trifásico Fuente de Voltaje.....	15
Figura 2.2.1. El inversor Simplificado.....	16
Figura 2.2.2. Estados de conmutación.....	17
Figura 2.3.1. Cubo formado en el Espacio Euclidiano Tridimensional por vectores espaciales..	18
Figura 2.3.2. Hexágono Vectorial.....	19
Figura 2.4.1. Plano bidimensional $\alpha$ - $\beta$ donde se distribuyen los 3 componentes de un sistema trifásico $Va, Vb, Vc$ .....	21
Figura 2.4.2. Evolución con respecto al tiempo de los Voltajes de un sistema trifásico.....	22
Figura 2.4.3. Evolución del vector resultante con respecto a tres instantes de tiempo.....	22
Figura 2.4.4. Relación entre voltajes de fase y voltajes compuestos.....	24
Figura 2.5.1. Formas de onda de los vectores de voltaje de fase al neutro.....	29
Figura 2.5.2. Componentes vectoriales de los voltajes de fase a neutro de $V(k)$ .....	29
Figura 2.5.3. Representación vectorial de los voltajes de salida del inversor trifásico ITFV. ....	30
Figura 3.2.1. Circuito Inversor Trifásico.....	34
Figura 3.2.2. Vectores de Voltaje Discretos de $V(k)$ .....	37
Figura 3.2.3. Vector de voltaje de salida $Vk$ y $Ld\Delta iCdt$ .....	39
Figura 3.3.1. Hexágono vectorial para la región de $e(t)$ .....	40
Figura 3.3.2. Región de $e$ en [I] y $\Delta iC$ en [I,VI].....	41
Figura 3.3.3. Región de $e$ en [I] y $\Delta iC$ en [II,III].....	41

Figura 3.3.4. Región de $e$ en [I] y $\Delta iC$ en [IV,V] .....	41
Figura 3.3.5. Hexágono para las regiones de $\Delta iC$ con $e$ : [I, III, V]. .....	42
Figura 3.3.6. Hexágono para las regiones de $\Delta iC$ con $e$ : [II, IV, VI]. .....	42
Figura 3.3.7. Control integral en lazo cerrado de la frecuencia de conmutación. ....	43
Figura 3.3.8. Vectores $\Delta iCx$ {+}, $\Delta iCy$ {-}, y $\Delta iCz$ {-}. $\Delta iC$ .....	44
Figura 3.3.9. Posición de los vectores $\Delta' iCx$ , $\Delta' iCy$ , $\Delta' iCz$ .....	46
Figura 3.3.10. Ubicación del vector de voltaje de referencia $e(t)$ . .....	48
Figura 3.3.11. Hexágono de conmutación de dos estados. ....	50
Figura 3.3.12. Diagrama a bloques del algoritmo de control.....	52
Figura 3.4.1. Subsistema del vector error de corriente. ....	53
Figura 3.4.2. Diagrama a bloques interno del error de corriente de cada fase.....	54
Figura 3.4.3. Diagrama a bloques para la detección del vector de error de corriente.....	54
Figura 3.4.4. Diagrama a bloques interior del vector de error de comparación. ....	55
Figura 3.4.5. Diagrama a bloques para la ubicación de vector de referencia .....	56
Figura 3.4.6. Diagrama a bloques del subsistema rotación.....	57
Figura 3.4.7. Diagrama a bloques del subsistema derivación y filtrado. ....	57
Figura 3.4.8. Diagrama a bloques de la Tabla III. ....	58
Figura 3.4.9. Subsistema para la selección idónea del estado de conmutación. ....	58
Figura 3.4.10. Diagrama a bloques para la selección idónea del estado de conmutación. ....	59
Figura 3.4.11. Diagrama a bloque de la Tabla II. ....	60
Figura 3.4.12. Diagrama a bloque de la Tabla IV.....	60
Figura 3.4.13. Diagrama a bloque del subsistema “Detector de (0,7)”. ....	61
Figura 3.4.14. Control vectorial de corriente en Matlab/Simulink® .....	62
Figura 3.4.15. Módulo interno del control de frecuencia. ....	62
Figura 4.1.1. Capacitor y diodo del circuito bootstrap. ....	66

Figura 4.3.1. Diseño recomendado para los componentes del circuito bootstrap. ....	71
Figura 4.4.1. Circuito de tiempo muerto para el inversor trifásico (capacitores $C1=C2= 1 \mu F$ y resistencias $R1=R2=1K\Omega$ ) .....	73
Figura 4.5.1. Construcción del Inversor Trifásico. ....	74
Figura 4.6.1. Construcción del bus de CD de los CI, 5 V y 15 V. ....	75
Figura 4.6.2. Rectificado Trifásico. ....	76
Figura 4.6.3. Salida de la señal rectificada. ....	76
Figura 4.6.4. Valores de los voltajes $V1$ y $V2$ . ....	77
Figura 4.6.5. Circuito del bus de alimentación del inversor. ....	78
Figura 4.7.1. Construcción del circuito de sensado de corriente. ....	79
Figura 4.7.2. Construcción del circuito sensado de voltaje. ....	80
Figura 4.10.1. Esquema sintetizado de la plataforma experimental. ....	83
Figura 4.10.2. Topología de la fuente de potencia hacia el inversor trifásico. ....	84
Figura 5.2.1. Corrientes de referencia.....	83
Figura 5.2.2. Corrientes actuales.....	84
Figura 5.2.3. Espectros en frecuencia de las corrientes $i_a, i_b, i_c$ .....	85
Figura 5.2.4. Corrientes de fase en coordenadas $\alpha$ - $\beta$ . ....	85
Figura 5.2.5. Hexágono vectorial de corriente sin control.....	86
Figura 5.2.6. Corriente trifásica en la carga RL.....	86
Figura 5.2.7. Espectros en frecuencia de las corrientes con control aplicado ( $i_a, i_b, i_c$ ). ....	87
Figura 5.2.8. Sumatoria de las tres corrientes desfasadas (balance). ....	87
Figura 5.2.9. Corrientes de referencia y actuales $i_c^*, i_c$ .....	88
Figura 5.2.10. Error de corriente ( $\Delta i_{Ca}, \Delta i_{Cb}$ y $\Delta i_{Cc}$ )- .....	89
Figura 5.2.11. Transformación de corrientes (a, b ,c) al eje de referencia( $\alpha$ - $\beta$ ) .....	90
Figura 5.2.12. Error de corriente en el sistema de referencia $\alpha$ - $\beta$ ( $\Delta i_{C\alpha}$ y $\Delta i_{C\beta}$ ) .....	90
Figura 5.2.13. Trayectoria del vector de corriente $i_c$ . ....	91

---

Figura 5.2.14. Trayectoria del vector error $\Delta ic$ .....	91
Figura 5.2.15. Ubicación del vector error. ....	92
Figura 5.2.16. Ubicación de la derivada del error $d\Delta ivdt$ . ....	92
Figura 5.2.17. Ubicación del vector $e$ .....	93
Figura 5.2.18. Modos de conmutación del inversor trifásico. ....	93
Figura 5.2.19. Voltajes y corriente de salida del inversor. ....	94
Figura 5.2.20. Voltajes en el eje de referencia $\alpha$ - $\beta$ .....	94
Figura 5.2.21. Hexágono vectorial de voltaje. ....	95
Figura 5.2.22. Frecuencia de conmutación. ....	95
Figura 5.2.23. Acercamiento de la frecuencia de conmutación. ....	95

---

## Resumen

---

En esta tesis se presentan fundamentos teóricos de la técnica de control vectorial de corriente aplicado al inversor trifásico con carga RL, además se analizan los resultados experimentales obtenidos en una plataforma de laboratorio. Esta estrategia de control basada en la ubicación del vector error (desviación de corriente) y del vector voltaje de referencia deseado referenciado en el sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  que forman un hexágono vectorial, determina las conmutaciones que deber seguir los IGBT's del inversor para que el vector de desviación de corriente se aproxime al valor de cero. El algoritmo de control diseñado es implementado a través de Matlab/Simulink<sup>®</sup> para después programar un dispositivo de procesamiento de tiempo real basado en un DSP (dSPACE) poniendo en funcionamiento la estrategia de control sobre las corrientes de la carga RL. Se presenta también el diseño de un inversor trifásico junto con los circuitos de sensado que miden la variables de retroalimentación para que el algoritmo implementado en el equipo dSPACE maniobre un motor trifásico de inducción que sirve como reemplazo de la carga RL. Estas pruebas experimentales muestran que se obtiene una respuesta rápida de corriente para el estado transitorio y bajo contenido armónico en estado estable.





## Capítulo I.- Introducción

---

El desarrollo de dispositivos electrónicos, así como la gran cantidad de cargas no lineales existentes en instalaciones industriales y comerciales, tales como: controladores de velocidad en motores, fuentes de alimentación conmutadas, hornos eléctricos, etc., han deteriorado la calidad de la energía en los sistemas de distribución y transmisión, causando una operación no deseada en los sistemas eléctricos [4].

Por tal motivo se ha tenido la necesidad de diseñar y construir convertidores de baja y alta potencia; los cuales pueden ser del tipo CD/CA monofásicos y trifásicos, o del tipo CD/CD entre los más conocidos en la literatura, convertidores Buck, Boost, Buck-Boost, y Flyback, de manera que estos no degraden la calidad de la energía eléctrica. Estos convertidores son implementados en aplicaciones como: compensadores estáticos de reactivos, compensación de armónicos, corrección del factor de potencia, control de motores, etc., tratando de esta manera de reducir la magnitud de dichos problemas [5]. El avance que han experimentado los semiconductores, en términos de frecuencia de conmutación, pérdidas en conducción y facilidad de manejo han contribuido en gran medida a la popularización de este tipo de convertidores y su evolución [6]. En base al continuo proceso de mejoramiento en los dispositivos se han construido diversas herramientas que ayudan a mejorar la utilización de estos semiconductores de una manera eficiente, y así poder manejarlos a través de diversos dispositivos programables, tales como: micro-controladores, micro-convertidores, DSP's, FPGA's, etc.

Para controlar un convertidor electrónico de potencia y mejorar el uso de los recursos sin deteriorarlo, dependerá tanto del modulador como de la técnica de control empleada. Actualmente existen diversos tipos de herramientas que nos ayudan a la implementación de los algoritmos de control para operarlos en tiempo real. Estos algoritmos de modulación se pueden implementar a través del software de Matlab/Simulink<sup>®</sup> para programar directamente el equipo

dSPACE<sup>1</sup> que trabajará en tiempo real. La técnica de modulación empleada en el convertidor de potencia determina el aprovechamiento de los recursos del bus de CD, la calidad y linealidad del voltaje, el rizado de la corriente, las pérdidas de conmutación, etc.

La operación en modo conmutado de los convertidores electrónicos de potencia ha posibilitado la obtención de un sistema de alta eficiencia y elevada densidad de potencia, siendo la modulación por anchura de pulsos (PWM– traducido del idioma inglés *Pulse Width Modulation*) la técnica de control más empleada en los convertidores de potencia. Además, el continuo incremento y el aumento de la capacidad computacional de los procesadores digitales, hace que la investigación en los algoritmos de modulación, se han cada vez más eficientes y más rápidos [7]. Actualmente, existe una gran variedad de técnicas de modulación para convertidores del tipo CD/CA comúnmente llamados inversores [5]. En esta tesis, se abordará desde un inicio la técnica de modulación por anchura de pulsos de espacios vectoriales (SVPWM), donde se introducirán nuevas variables que nos ayudarán a diseñar un control vectorial de corriente de un inversor trifásico de potencia.

En el área de control de convertidores del tipo CD/CA se han desarrollado diferentes tipos de inversores y controladores a lo largo de los últimos años, así como las técnicas de modulación que mejoran el comportamiento estático y dinámico de los inversores. Para ello actualmente existen diversas técnicas de modulación debido a la continua investigación basados en el modo de funcionamiento de los inversores trifásicos []. La técnica de modulación vectorial de corriente protege a los semiconductores porque desarrolla bajas frecuencias de conmutación y al bajo contenido armónico en corriente. Esta técnica de control ha sido utilizada en aplicaciones como: filtros activos trifásicos de potencia, control de motores de inducción, control de motores síncronos, o cargas RL de potencia de CA. La técnica fue dada a conocer en los trabajos publicados en [1-2-3]. Su modo de funcionamiento se basa primordialmente en la selección adecuada del vector de estado para conmutar a los semiconductores del inversor trifásico fuente de voltaje (ITFV), con la finalidad de suprimir el error de corriente a su salida mejorando su respuesta en estado permanente y en estado transitorio, donde el error de corriente es la variable principal en la cual se basa esta técnica de control vectorial de corriente. Más adelante se explicará a detalle los fundamentos teóricos en la cual se basa esta técnica de control.

---

<sup>1</sup>dSPACE es un hardware basado en la tecnología PowerPC y que opera en tiempo real, además su conjunto de interfaces de E / S de la tarjeta (DS1104 R&D) hacen del controlador una solución ideal para el desarrollo de controladores en diversos campos, tales como control automático, robótica y aeroespacial.

También, se abundará detalladamente sobre la plataforma experimental construida específicamente para implementar la ley de control vectorial de corriente para una carga RL trifásica balanceada.

## 1.1.- Antecedentes

El estudio microscópico del proceso de modulación de ancho de pulso del inversor trifásico de potencia dio lugar a que en 1986, *Van der Broek* propusiese una técnica de modulación avanzada conocida como modulación espacial vectorial (SVM- Space Vector Modulation) [8]. Este enfoque plantea una íntima relación de las secuencias de conmutación experimentadas en el inversor, y la idoneidad para su aplicación en un procesador digital, ha propiciado un uso extenso de la misma en aplicaciones en los equipos modernos de electrónica de potencia [9]. Los resultados obtenidos mediante la SVM son idénticos a los resultados obtenidos por la técnica de modulación de Señal de Secuencia Cero (traducido del idioma inglés Zero Sequence Signal) propuesta por *King* en 1974, la cual se basa en la suma de señales de secuencia homopolar a las referencias originales [10]. La técnica analógica propuesta por *King* surge de un análisis macroscópico del proceso de modulación, teniendo como objetivo extender el rango lineal en el que puede trabajar el inversor trifásico de potencia.

El desarrollo planteado por *Van der Broek* y con la aparición de procesadores digitales de bajo costo, posibilitó la caracterización con profundidad del proceso de conmutación del inversor, esto dio lugar a que la SVM fuera considerado como una técnica de modulación idónea, para inversores trifásicos con bus de corriente continua flotante con respecto al neutro del sistema de carga.

La técnica de modulación espacial vectorial tuvo su auge en la década de los ochentas, un ejemplo clásico de aplicación industrial en cual se implementó esta técnica fue en un filtro activo trifásico de potencia [11-12-13-14].

*Atsuo Kawamura y Richard Hoft* {1984}, proponen una nueva estrategia de control para un inversor trifásico de potencia controlado mediante una ley de control adaptativa basada en la técnica de control por histéresis, la cual es teóricamente analizada y verificada por medio de simulaciones y un circuito experimental de baja potencia. Este control proporciona un excelente

funcionamiento bajo varias condiciones de carga, y específicamente es efectivo para reducir armónicos en la variable de corriente demandada por la carga [15].

*A. Nabaee, S. Ogasawara y H. Akagi* {1986}, proponen un inversor que controla la corriente y que tiene una rápida respuesta de la variable de corriente en estado permanente y en estado transitorio, y un bajo contenido armónico en estado estable. Este nuevo esquema de control se basa en el vector de desviación de corriente, el cual satisface ambos requerimientos. Por otro lado, las estrategias de control juegan un papel muy importante en los inversores controlados mediante las técnicas PWM, los cuales requieren tener una rápida respuesta en corriente en estado permanente y en estado transitorio, y un bajo contenido armónico para suprimir rizados de torque y ruidos acústicos en aplicaciones de control de motores de CA. En estos, el modo de conmutación tiene una derivada de corriente alta, la cual deberá seleccionarse para producir una rápida respuesta de corriente con alta demanda, mientras que el modo de conmutación con una derivada de corriente de baja demanda, deberá seleccionarse para suprimir el alto contenido armónico en corriente [16].

*B. N. Singh y Ambrish Chandra* {1998}, presentan la comparación de dos tipos de técnicas de control para cancelar los rizados de conmutación causados por la conmutación de los semiconductores de un filtro activo de potencia. Implementan un esquema de control de lazo cerrado usando un DSP TMS320C31 con técnicas de control de corriente directo e indirecto. Se toma como carga no lineal, a un rectificador trifásico con diodos con una carga RL. Los resultados experimentales obtenidos de ambas técnicas de control de corriente, establecen la capacidad de cada una de las técnicas para la eliminación de los niveles de rizo de la conmutación de los semiconductores del inversor trifásico [17].

*L. Malesani, P. Mattavelli y P. Tomasin* {1997}, proponen un nuevo método de control de corriente basada en una histéresis para inversores trifásicos de fuente de voltaje. Se añade una predicción rápida y simple de la banda de histéresis con una versión linealizada del control mediante el dispositivo de lazo de amarre de fase (traducido del idioma inglés Phase Loop Lock), asegurando una frecuencia de conmutación constante y un control estricto de la posición a seguir de las formas de onda de corriente altamente distorsionadas y minimizando el nivel de rizo en el sistema multifase. La implementación de la técnica es muy simple y robusta, empleando únicamente un número pequeño de componentes analógicos y digitales. No requiere sintonización, donde este controlador tiene la capacidad de ajustarse a sí mismo para diferentes condiciones de operación [18].

*D. Grahame Holmes y T. A. Lipo {2003}*, presentan un tratado completo de la mayoría de las técnicas de modulación de ancho de pulso existentes en la literatura para el control de voltaje y corriente de inversores monofásicos y trifásicos. Además, presentan la técnica de modulación espacial vectorial para el control de voltaje del inversor trifásico multinivel [28].

*R. Zahira & A. Peer Fathimab {2012}*. Se hace el estudio técnico sobre las estrategias de control del filtro activo de potencia (APF por siglas en ingles, Active Power Filter) para supresión de armónicos siendo el control vectorial de corriente una de las que destacan en la actualidad. El avance en la tecnología microelectrónica ha motivado nuevas direcciones para el diseño APF a partir de la utilización de componentes analógicos y digitales para microprocesadores, micro-controladores, procesador digital de señales (DSP's) y FPGA. Estos desarrollos han hecho posible el uso de algoritmos de diferentes estrategias de control, donde el controlador PWM proporciona los pulsos de salida del inversor trifásico aplicado al filtro activo de potencia para llevar la corriente deseada a la referencia [29].

En este trabajo se realizó una investigación exhaustiva sobre las diferentes técnicas de modulación existentes en la literatura para el control del inversor trifásico con carga RL balanceada. En esta investigación nos llamó mucho la atención la técnica de control vectorial de corriente presentada por *A. Nabae, S. Ogasawara y H. Akagi {1986}*, en donde presentan un nuevo esquema de control de corriente PWM para inversores trifásicos con carga balanceada. Mediante este esquema de control de corriente se consigue tener una frecuencia de conmutación baja y constante, además de que los niveles de contenido armónico en las variables de corriente son bajos. Los resultados obtenidos fueron validados experimentalmente, en ellos se muestra la potencialidad de la técnica para regular la corriente en cada una de las fases del sistema trifásico como lo es el motor. La corriente presenta una enorme robustez cuando al motor se le demanda carga a su eje, y presenta un bajo contenido armónico. Tanto las bases teóricas, el análisis, y los resultados experimentales de la implementación se presentan en los siguientes capítulos.

## **1.2.- Planteamiento del Problema**

Actualmente en la industria han surgido muchos problemas con la calidad de la energía debido a la distorsión armónica que existe en muchos sistemas trifásicos, causando problemas

con los sistemas de alimentación. Un ejemplo claro son los transformadores, los cuales reducen su vida útil de trabajo hasta más de un 50% debido al calentamiento, generando costos de reparación y mantenimiento. Esto llevó a diferentes organismos e instituciones a establecer normas que exigen regular estos problemas de calidad de la energía, con ello se logró normar los niveles de distorsión armónica total en voltaje y corriente que deben de tener los equipos de alimentación.

Con el surgimiento de técnicas que modulación PWM en décadas pasadas aplicados a convertidores de potencia que mejoran la calidad de la energía evitando la presencia de armónicos en corriente va a depender de las características de los dispositivos semiconductores de potencia y del tipo de modulación para conseguir la señal deseada del sistema de potencia ya sea de CD o CA donde inicialmente se necesitaba de amplio hardware para poder llevar a cabo la técnica de modulación

Con el paso de los años se han desarrollado dispositivos de rápido procesamiento de datos que ha beneficiado y facilitado la aplicación de las estrategias de modulación PWM que ayudan a evitar la construcción de hardware. Esto favoreció a la evolución de técnicas de modulación PWM mejorando la eficiencia en los convertidores de potencia pero con modos de operación diferentes, por ejemplo, algunas técnicas de modulación tienen la frecuencia de conmutación alta reduciendo la vida útil de los semiconductores de potencia, entre otras características.

Por otro lado, la técnica de control basada en vectores espaciales de voltaje y de corriente en los ejes coordenados  $\alpha$ - $\beta$ , presentada en el trabajo publicado en [16], generalmente llamada control vectorial de corriente posee una ventaja significativa en el modo de conmutación aumentando la vida útil en los dispositivos de potencia. Es una técnica de control que se aplica en diferentes sistemas trifásicos se ha implementado en diferentes equipos comerciales para el control de inversores trifásicos de potencia para diferentes tipos de cargas trifásicas de CA, que requieren resolver problemas concretos de tipo industrial.

Actualmente existen muchos trabajos de décadas pasadas que se han vuelto a retomar para el control de inversores trifásicos, debido a que hoy en día se cuenta con equipos mucho más rápidos y más fáciles de programar para poder implementar estos controladores, que presentan excelentes desempeños en el manejo de la potencia entrada-salida, además de proteger a los semiconductores en la conmutación.

Por estas razones este trabajo plantea implementar en una plataforma programable (dSPACE) basada en un DSP aprovechando los recursos de procesamiento el control vectorial de corriente que en décadas pasadas fue una de las técnicas que presentaba bajas frecuencias de operación para regular las corrientes de cada fase en un inversor trifásico que tiene como carga RL balanceada, programando un algoritmo que cumpla con el mismo funcionamiento antes de construir sistemas programables. En las pruebas experimentales se espera que los niveles de distorsión armónica total en corriente en la carga sea menor al 5%, además de que el control debe mantener la corriente de referencia deseada en cada una de las fases de la carga RL. También, se validarán experimentalmente las características planteadas por la teoría de este controlador, así como también sus ventajas y desventajas del mismo.

### **1.3.- Justificación**

Este proyecto de tesis tiene como propósito implementar la técnica de control vectorial de corriente a través de la plataforma dSPACE basados en los trabajos publicados en [1-2-3] y operarla en tiempo real haciendo uso de los módulos del equipo dSPACE generando los disparos de encendido y apagado de los IGBT's del inversor trifásico; esto lleva a la manipulación de la potencia nominal de la carga trifásica balanceada (motor de inducción). Muchas técnicas de modulación son llevadas bajo simulación y a menudo presentan obstáculos en la realización del hardware para llevar a cabo la técnica de modulación en tiempo real, pero con la presencia de los dispositivos programables tal como la dSPACE ayudan a realizar técnicas que necesitan gran número de cálculos para implementar la estrategia de control.

Se emplea la estrategia de control sobre la plataforma programable para averiguar cuales las limitaciones que conlleva aplicando la estrategia de control. Además de dar continuidad a trabajos pasados sobre otras plataformas de operación en tiempo real.

### **1.4.- Hipótesis**

Mediante la implementación del control vectorial de corriente para el inversor trifásico con carga RL balanceada, la corriente y el voltaje que recibirá la carga presentará un contenido armónico total menor al 5%, y la frecuencia de conmutación de los semiconductores del inversor será menor de 20kHz y constante.

## **1.5.- Objetivos y metas**

### **1.5.1.- Objetivo general**

Implementar la técnica de control vectorial de corriente PWM en el equipo dSPACE para regular la corriente en una carga RL trifásica balanceada, la cual usa como interfaz al programa Matlab/Simulink® para ser programado en tiempo real.

### **1.5.2.- Objetivos específicos**

- Diseñar y construir un inversor trifásico de potencia mediante dispositivos de bajo costo, y de arquitectura abierta para poder utilizarlo en diferentes cargas trifásicas balanceadas.
- Construir los circuitos de sensado de voltaje y de corriente de CA.
- Diseñar y construir la plataforma experimental basada en DSP para la aplicación del control vectorial que regulará la potencia nominal de la carga trifásica balanceada.
- Desarrollar el algoritmo de modulación espacial vectorial en la plataforma en el programa Matlab/Simulink.

### **1.5.3.- Metas**

- Simular el control vectorial de corriente con el programa Matlab-Simulink/PSIM.
- Manejo de las herramientas del equipo dSPACE para llevar a cabo el control vectorial de corriente en el inversor trifásico fuente de voltaje.
- Diseñar un programa de prueba para la obtención de los estados de conmutación del inversor trifásico, y así obtener las formas de onda de los vectores espaciales de voltaje en cada una de las ramas del inversor.
- Implementar la instrumentación de los circuitos de sensado de voltaje y corriente, para la medición y visualización del comportamiento estático y dinámico del voltaje y de la corriente en la carga, así como también el comportamiento del error de corriente en el espacio vectorial.
- Pruebas en lazo abierto y en lazo cerrado del sistema trifásico balanceado.
- Desempeño del controlador vectorial en lazo cerrado, que tiene como carga un motor de inducción con par de carga presente en su eje.



## 1.6.- Metodología de desarrollo

Para la realización de este proyecto se siguieron los siguientes pasos:

1. **Análisis del ITFV de potencia en forma estática y dinámica.** Como primer paso se estudia a fondo el funcionamiento estático y dinámico del inversor, donde se determinan las variables de entrada y de salida del mismo junto con las ecuaciones diferenciales que lo describen, esto para analizar su comportamiento en el tiempo y así obtener cada uno de sus vectores de estado de conmutación.
2. **Modelado matemático del sistema ITFV con carga RL.** Una vez analizadas las ecuaciones se procederá con la descripción del sistema en forma matemática mediante ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento de la salida en función de la entrada de control donde se identificara las variables a controlar y posteriormente hacer uso la técnica de control vectorial de corriente.
3. **Simulación del ITFV con carga RL en lazo abierto.** Para llevar a cabo la comprobación del modelo matemático en el sistema físico se implementará en el programa Matlab-Simulink/PSIM, el cual describirá el modelo analizado previamente, es decir, conseguir que cada uno de los vectores de estado que se obtienen a la salida del ITVF corresponden a las entradas de prueba.
4. **Análisis de resultados de la simulación del inversor en lazo cerrado.** Se analizarán los datos arrojados en la simulación para su verificación en cada uno de los nodos, con la finalidad de verificar su funcionamiento correcto de acuerdo al modelado matemático obtenido del sistema.
5. **Análisis y diseño del control vectorial de corriente y voltaje para el ITFV con carga RL.** Una vez realizada la simulación en lazo abierto del sistema, se analiza la técnica de control para el sistema a fin mejorar su funcionamiento y optimizar el inversor trifásico.

6. **Simulación inversor trifásico con carga RL en lazo cerrado.** Se procede a la simulación del análisis previsto para la comprobación de los datos.
7. **Análisis de resultados de la simulación del inversor controlador en lazo cerrado.** Interpretación de los datos arrojados de la simulación en lazo cerrado.
8. **Diseño e implementación de la plataforma experimental del inversor trifásico con carga RL en lazo abierto.** En esta fase se diseña un inversor trifásico de acuerdo a los requerimientos en potencia del sistema trifásico además del sistema de instrumentación mediante sensores de voltaje y corriente que se encargaran de monitorear las variables que se necesitan para la manipulación de los mismo, para poder realizar lo que se obtiene en simulación tanto en lazo abierto y lazo cerrado.
9. **Construcción del sistema electrónico.** Se ensamblarán cada uno de los dispositivos electrónicos así como pruebas de cada componente para comprobar su funcionamiento correcto.
10. **Implementación del algoritmo basado en DSP.** Teniendo la planta realizada, se procederá a implementar el algoritmo de control vectorial diseñado en simulación para implementarla en el equipo dSPACE.
11. **Ensamble final.** Finalmente se ensambla las dos partes, por un lado el algoritmo de control vectorial funcionando en tiempo real y por otro lado la planta que servirá para implementar lo que se obtuvo en simulación con datos reales.
12. **Análisis de resultados experimentales en lazo abierto.** En esta fase se verificarán las señales en cada uno de los bloques electrónicos, tanto de voltaje como de corriente, para su interpretación y manipulación en lazo cerrado.
13. **Implementación de la etapa del control vectorial de corriente y voltaje para el inversor trifásico con carga RL.** Analizados los datos se pasará a la fase del control vectorial para su implementación en lazo cerrado.

14. **Análisis de resultados experimentales en lazo cerrado y correcciones.** Se probarán diferentes entradas para verificar el funcionamiento esperado del sistema, analizando cada una de las partes que conformarán al sistema del inversor trifásico.

## 1.7.- Organización de la tesis

Este documento de tesis está organizado de la siguiente manera. En el Capítulo II se analiza al inversor trifásico fuente de voltaje en el espacio Euclidiano y en coordenadas  $\alpha - \beta$ , posteriormente se presenta y analiza la conversión de corriente directa (CD) a señales de corriente alterna (CA), y se obtiene la ecuación vectorial del voltaje del inversor. Al final se presenta una tabla que resume la forma de operar del inversor trifásico fuente de voltaje.

En el capítulo III se presentan los fundamentos teóricos del control vectorial de corriente. Se estudia y analiza la estrategia de control para la selección de los vectores espaciales para conmutar al inversor y suprimir los armónicos en las variables de corriente. Se explica a detalle la determinación de las regiones en el espacio  $\alpha - \beta$  de los vectores  $\Delta \mathbf{i}_C(t)$  y  $\mathbf{e}(t)$ . Se introduce un control rápido de corriente para el estado transitorio y se presenta la configuración del sistema del control vectorial. Finalmente se propone un esquema de modulación para el control vectorial del inversor trifásico fuente de voltaje, el cual se basa en el espacio del vector de error de corriente, que satisface la respuesta rápida de corriente en estado transitorio y bajo contenido armónico en estado estable.

Una vez expuestos los fundamentos teórico-práctico de la estrategia de control, y haber realizado las simulaciones en el programa Matlab-Simulink/PSIM. En el capítulo IV se presenta el diseño de la plataforma experimental para la construcción del inversor trifásico, así como también el algoritmo de control realizado en Matlab/Simulink. Además, se muestran el diseño de los circuitos de sensado para el voltaje y para la corriente de cada una de las fases de salida del inversor, y por último todos los elementos que conforman al inversor y se explica cómo se procedió a realizar las conexiones eléctricas entre los diferentes circuitos diseñados.

Por último en el capítulo V se muestran los resultados experimentales obtenidos de la plataforma usando la ley de control vectorial en el inversor trifásico con un motor de inducción como carga. Las diferentes graficas presentan la efectividad de la propuesta en cuanto a la calidad de la energía y a la protección de los semiconductores al tener una frecuencia de conmutación baja y constante.

## Capítulo II.- Marco Teórico

---

### 2.1.- Convertidor de CA/CD (Inversor).

A los sistemas electrónicos que convierten la energía de corriente directa a corriente alterna se les conoce como *inversores*. La función de un inversor es la de cambiar el voltaje de corriente directa (entrada) a un voltaje de salida de CA simétrico de magnitud y frecuencia determinada. El voltaje de salida puede ser fijo o variable con una frecuencia que puede ser fija o variable. El voltaje de salida variable se obtiene variando la magnitud del voltaje de entrada y manteniendo la ganancia del inversor constante. En contraparte, si el voltaje de entrada es fijo y no controlable, el voltaje de salida variable puede ser obtenido variando la ganancia del inversor, lo cual se logra controlando la modulación de anchura pulso (PWM). La ganancia del inversor se define como la relación entre el voltaje de salida de CA y el voltaje de entrada de CD [19].

Los inversores se clasifican en 2 tipos: inversores monofásicos e, inversores trifásicos [5]. Cada tipo a su vez se puede clasificar en cuatro tipos básicos que dependen de las técnicas de control y conmutación:

- a. Inversor con modulación de anchura de pulso (PWM).
- b. Inversor resonante.
- c. Inversor conmutado auxiliariamente.
- d. Inversor conmutado complementariamente.

Cada uno de estos tipos de inversores puede usar dispositivos controlados de encendido y apagado. Se constituyen principalmente por dispositivos electrónicos de potencia, que trabajan

como interruptores operando en corte y saturación con una secuencia apropiada para obtener tres voltajes de salidas simétricas y balanceadas. El controlador es una parte fundamental en la constitución del inversor; se encarga de generar las señales de encendido y apagado de los dispositivos semiconductores y garantiza su buen comportamiento. Cualquier tipo de inversor (monofásico ó trifásico) utiliza dispositivos con activación y desactivación controlada (como transistores BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO) o tiristores de conmutación forzada, según la aplicación. Un inversor se puede clasificar según el tipo de entrada en: IFV (*Inversor Fuente de Voltaje*), IFC (*Inversor Fuente De corriente*), siendo este último utilizado solo en aplicaciones con excitadores de motores AC de muy alta potencia o en excitadores de control vectorial [20].

Existe gran variedad de técnicas de modulación para inversores fuente de voltaje como la modulación de 120°, la modulación de 180°, la modulación por desplazamiento de fase y las modulaciones de la anchura del pulso. Estas técnicas de modulación son las más conocidas, cada una de ellas con un concepto y funcionamiento específico y determinado. La elección de una técnica de modulación u otra depende de los factores que caracterizan la aplicación, como son entre otros:

- Nivel de potencia a controlar.
- Dispositivos semiconductores empleados.
- Requisitos de la carga.
- Características de la forma de onda de salida (Distorsión, amplitud, frecuencia,...)

Una de las técnicas más utilizadas es la modulación por ancho de pulso (PWM) con sus múltiples variantes: un único pulso por semiperiodo, varios pulsos por semiperiodo, varios pulsos sinusoidales, etc. Tiene como principal ventaja la sencillez en su implementación, pero como contrapartida, no se adaptan bien a la respuesta dinámica en cargas no lineales y poseen elevadas pérdidas por conmutación que se producen cuando se requiere una distorsión armónica total (THD) de bajo valor, debido a que el número de conmutaciones debe ser elevado [21].

Para los Inversores Monofásicos las estructuras más comunes son: estructuras Push-Pull (transformador con toma intermedia), estructura tipo semi-puente, estructura tipo puente completo; dichas estructuras son moduladas mediante técnicas ampliamente usadas como lo son:

la modulación de ancho de pulso sinusoidal bipolar (SPWM bipolar) y la modulación de ancho de pulso sinusoidal unipolar (SPWM unipolar). Los Inversores Trifásicos (utilizados para aplicaciones de mayor potencia, están formados por tres inversores monofásicos independientes conectados a la misma fuente, la única exigencia será el desfase de  $120^\circ$  de las señales de disparo de cada rama del inversor con respecto a cada fase, para conseguir un voltaje balanceado a la salida, donde posteriormente se conecta a una red trifásica en estrella o triangular) [5] como se muestra en la Figura 2.1.1.

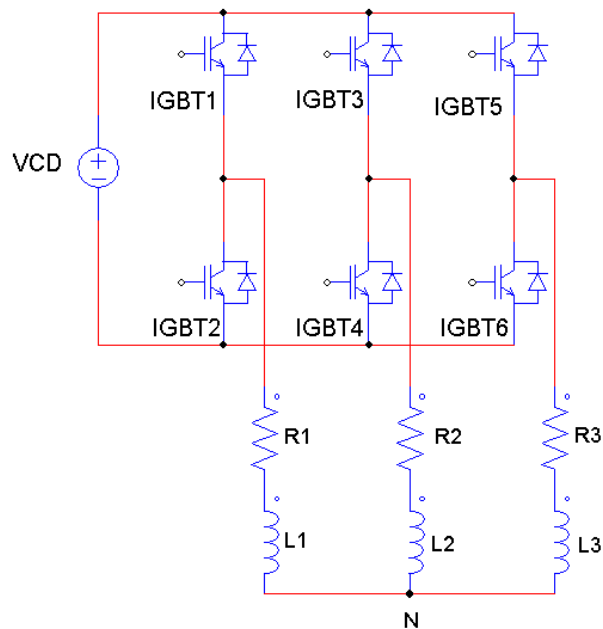


Figura 2.1.1. Inversor Trifásico Fuente de Voltaje.

Sin embargo existen otras topologías que tienen mejores ventajas para problemas que se presentan en estos tipos de inversores. La modulación de ancho de pulso por vectores espaciales (SVPWM por sus siglas en inglés) generalmente llamada control vectorial es una de las estrategias PWM más utilizadas en la actualidad, ya que ofrece mejoras en la utilización del bus de CD además de reducir pérdidas de conmutación.

El control vectorial de inversores trifásicos fuente de voltaje sustituye todo sistema trifásico por un solo vector en el que la frecuencia queda reflejada en su velocidad de giro con el paso del tiempo. Esto permite emplear dicho vector tanto en los regímenes estacionarios como en regímenes transitorios en dichos sistemas. Además, constituye un sistema de control en lazo cerrado de alta eficiencia, ya que una de sus características más importantes es reducir el THD.

## 2.2.- Estados de conmutación del Inversor Trifásico Fuente de Voltaje.

En el inversor de los seis IGBT de la Figura 2.1.1. Es obvio que no es válido encender ambos IGBT's de una misma rama al mismo tiempo. Cada rama del inversor formada por dos IGBT. Las conmutaciones de cada dispositivo se pueden sustituir por un interruptor de tres estados formando así un inversor simplificado como el de la Figura 2.2.1. Con estos tres interruptores obtenemos ocho posibilidades de conmutación, tal como si fuesen estados digitales. Se utiliza como termino "vector voltaje", este vector describe cada conmutación de los interruptores además de la rotación.

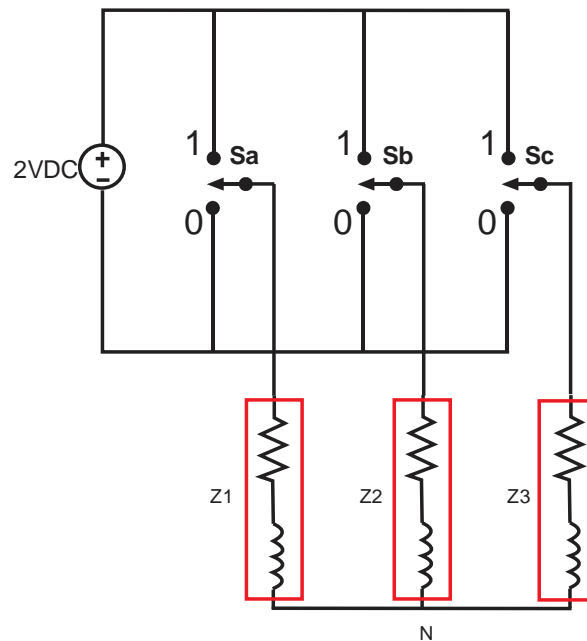


Figura 2.2.1. El inversor Simplificado.

Tal que  $Z = R + L$  donde  $Z = Z_1 = Z_2 = Z_3$

Los ocho posibles conmutaciones posibles que tiene el inversor trifásico fuente de voltaje se muestran en la Figura 2.2.2.



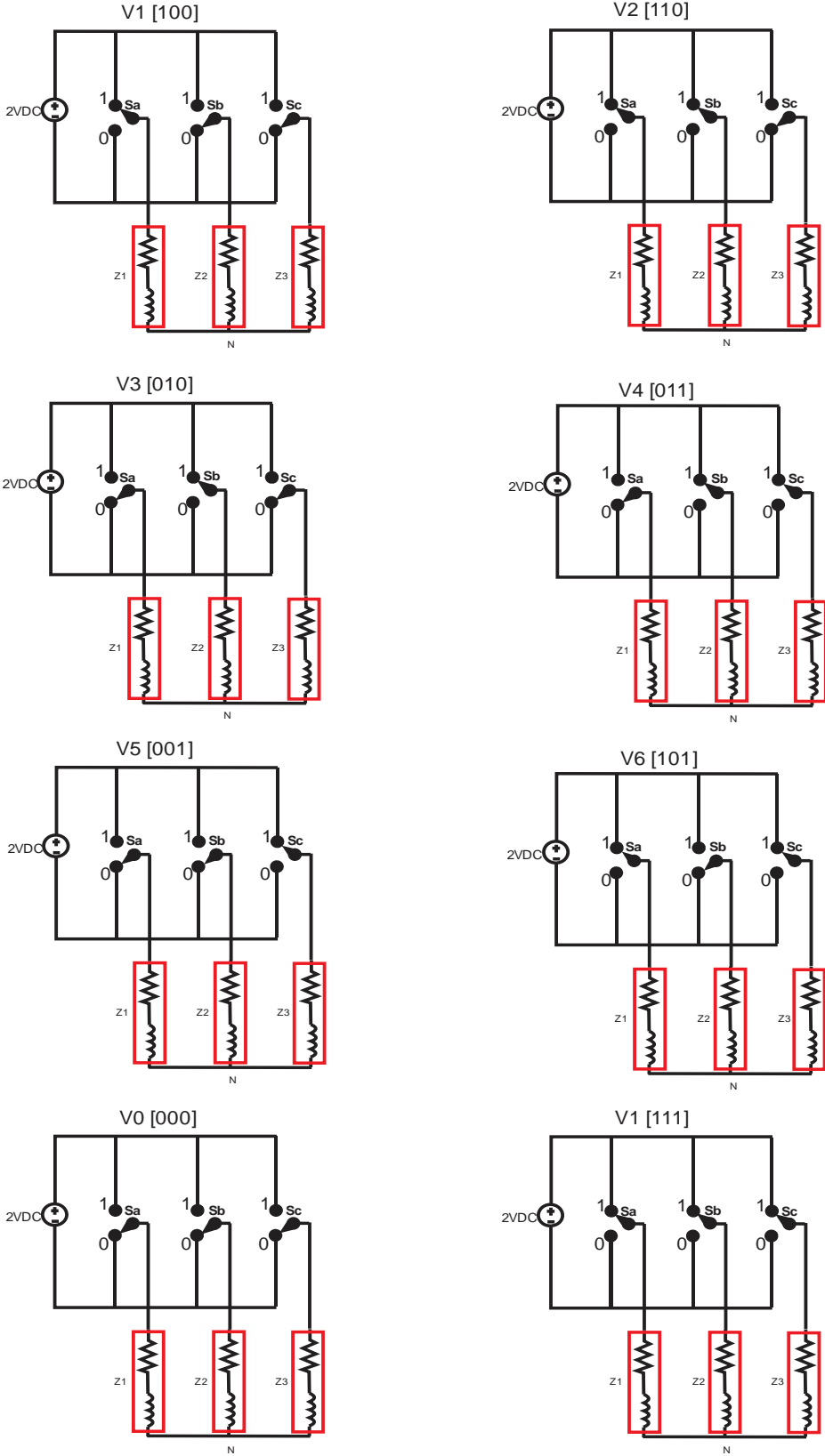


Figura 2.2.2. Estados de conmutación.

Cuando un interruptor está cerrado en la parte superior y abierto en la parte inferior de cada rama se representa con {1} y cuando están abierto la parte superior y cerrado la parte inferior de la rama se representa con un {0}. La diferencia entre cada vector y el siguiente, o el anterior, se encuentra en que los interruptores de una de las ramas han conmutado. Estas ocho combinaciones son denominadas vectores de voltaje de conmutación (VVC) o estados de conmutación. Los vectores V0 y V7 son los llamados vectores nulos.

### 2.3.- Análisis del inversor en el espacio euclidiano.

Al considerar a las triadas (estados de conmutación) como puntos en el espacio euclidiano tridimensional<sup>2</sup> girando a una frecuencia  $\omega t$ , en contra de las manecillas del reloj se obtiene el cubo de la Figura 2.3.1.

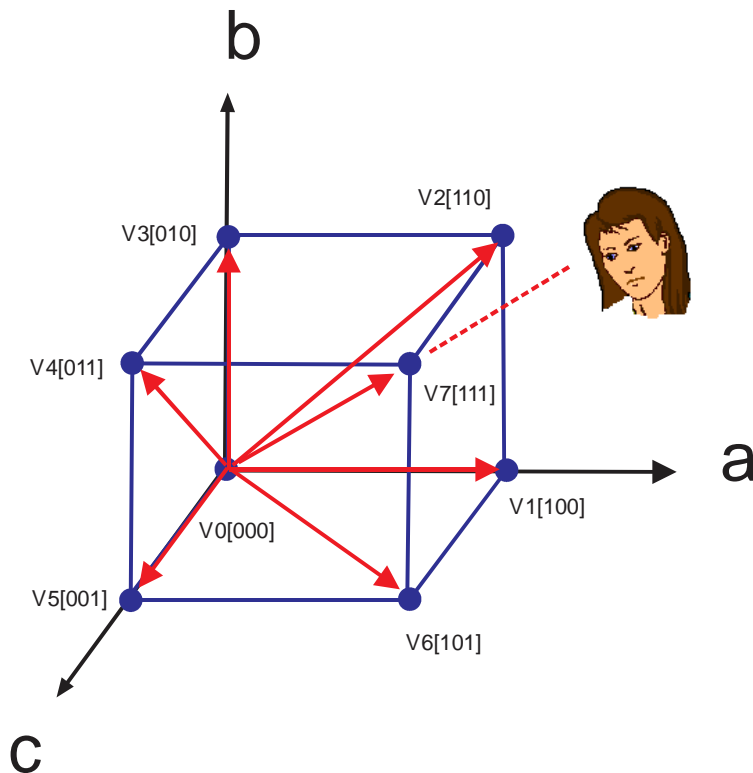


Figura 2.3.1. Cubo formado en el Espacio Euclidiano Tridimensional por vectores espaciales.

<sup>2</sup> La Geometría del espacio euclidiano trata, de las operaciones básicas de los vectores en el espacio tridimensional: suma vectorial, multiplicación por un escalar y los producto punto y cruz

Si a este cubo se le hace rotar, y se observa del extremo superior derecho haciendo coincidir los vértices (000) y (111), marcado con una línea punteada se observar un hexágono, véase la Figura 2.3.2.

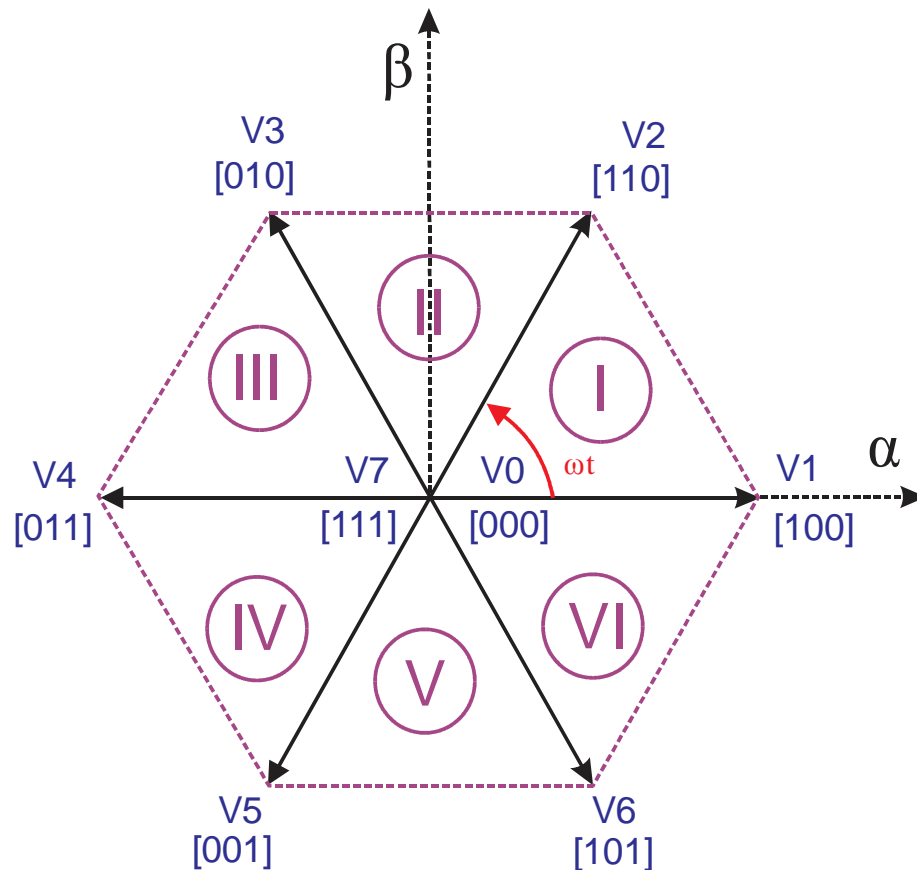


Figura 2.3.2. Hexágono Vectorial.

La misma triada de puntos en el espacio Euclidiano puede a su vez representar vectores, es decir líneas dirigidas a partir de un origen. Como se puede apreciar, los extremos de los vectores forman un hexágono regular. El área encerrada entre dos vectores adyacentes define un sector y en total se dispone de seis sectores. Los vectores  $V_0$  y  $V_7$  corresponden con el valor cero y se han representado en el centro del plano. La convención del vector  $V_1$  se debe a que se aplica el voltaje de CD a la fase a en primer término, con dicho vector. Los vectores espaciales se pueden colocar en el plano  $\alpha$ - $\beta$ , los cuales representan los voltajes de directa y cuadratura del inversor, es decir, a los vectores que se encontraban en un espacio tridimensional se les coloca en el plano complejo  $\alpha$ - $\beta$ . Donde se observa también la correspondencia entre vectores y estados de conmutación del inversor.

Obsérvese que los dos estados de conmutación V0 y V7 tienen un voltaje nulo, y se le denomina vector cero. La Figura 2.3.2 representa las ocho diferentes posibilidades de conmutación del inversor, donde los dos vectores cero se colocan en el origen del eje de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ .

## 2.4.- Representación de señales eléctricas en el espacio vectorial

La representación vectorial con vectores espaciales se basa en la forma en que se puede representar todo sistema compuesto por tres magnitudes  $V_a(t)$ ,  $V_b(t)$  y  $V_c(t)$ , dependientes del tiempo y que la suma de sus magnitudes es igual a cero, es decir, un sistema balanceado. Por lo tanto la ecuación que describe dicho sistema está dada por la ecuación 1:

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \quad \text{Ec.1}$$

Para los sistemas eléctricos trifásicos esta ecuación representa un sistema balanceado y se dividen en sistemas trifásicos de 4 hilos y sistemas trifásicos de 3 hilos.

### 2.4.1.- Sistema trifásico de 4 hilos.

En un sistema trifásico de voltajes a cuatro hilos, los voltajes de las tres fases respecto al neutro verifican la relación de la ecuación 1. Los tres voltajes de un sistema trifásico equilibrado de cuatro hilos (tres fases simples) se pueden representar en un marco de referencia bidimensional  $\alpha$ - $\beta$  mediante tres vectores espaciales desfasados entre sí  $120^\circ$  tal y como se muestra en la Figura 2.4.1.

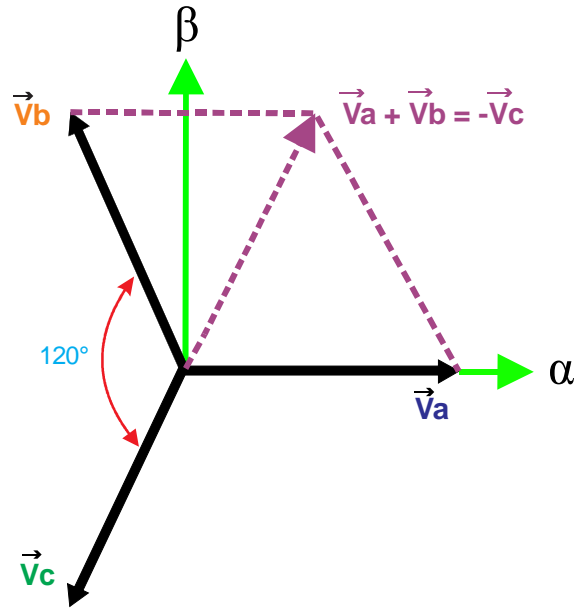


Figura 2.4.1. Plano bidimensional  $\alpha$ - $\beta$  donde se distribuyen los 3 componentes de un sistema trifásico  $\vec{V}_a, \vec{V}_b, \vec{V}_c$ .

En el plano bidimensional  $\alpha$ - $\beta$  se observa las tres componentes en forma distribuida con un desfase de  $\frac{2\pi}{3}$  ( $120^\circ$ ) con el primer componente  $V_a$  con un desfase de  $0^\circ$  haciéndolo coincidir con el eje de referencia, de esta manera simplifica las ecuaciones que describen cada una de los voltajes de cada fase. El sistema trifásico simétrico de variación sinusoidal en el tiempo, es descrito por las siguientes ecuaciones:

$$V_a(t) = V_m \sin(\omega t) \tag{Ec.2}$$

$$V_b(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{Ec.3}$$

$$V_c(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = V_c(t) = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{Ec.4}$$

Donde  $V_m$  es el valor pico o amplitud de cada voltaje y su valor eficaz es  $V_{RMS} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$  y  $\omega = 2\omega f$  es la frecuencia angular en rad/s. la composición vectorial de un sistema trifásico de voltajes  $V_a(t), V_b(t)$  y  $V_c(t)$  que son los voltajes equilibrados por fase, se reduce a un único vector  $V_r(t)$ , siendo el vector resultante mediante una suma vectorial en cada instante de tiempo de cada vector. Este vector espacial complejo resultante gira a una frecuencia  $\omega$  alrededor del origen en el sentido de las manecillas del reloj. En la Figura 2.4.2 se muestra las señales trifásicas donde se toman las amplitudes en diferentes instantes de tiempo de las señales sinusoidales.

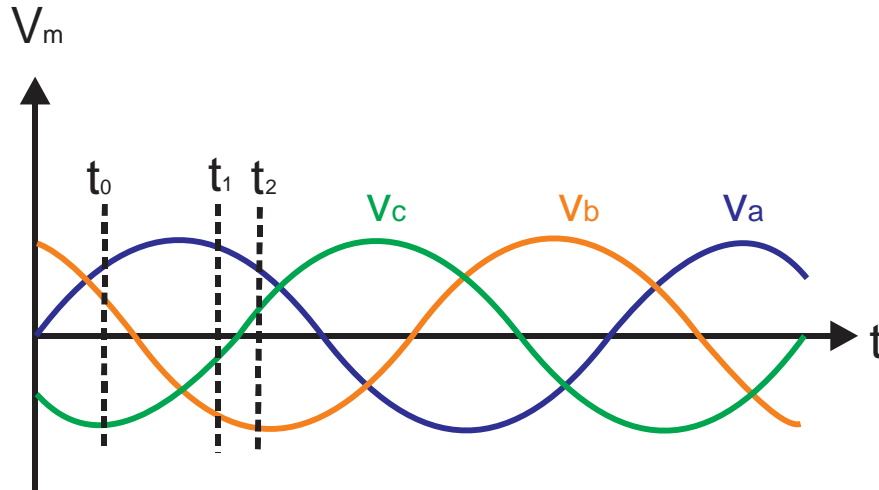


Figura 2.4.2. Evolución con respecto al tiempo de los Voltajes de un sistema trifásico.

Sobre la grafica de de la anterior se han marcado tres instantes de tiempo ( $t_1$ ,  $t_2$  y  $t_3$ ), en los que se tiene en cada uno de ellos un conjunto de valores diferentes de los voltajes instantáneos de cada fase. La Figura 2.4.3 muestra estos tres voltajes de fase en el sistema de referencia  $\alpha$ - $\beta$  y la evolución con respecto al tiempo del vector resultante  $V_r(t)$ .

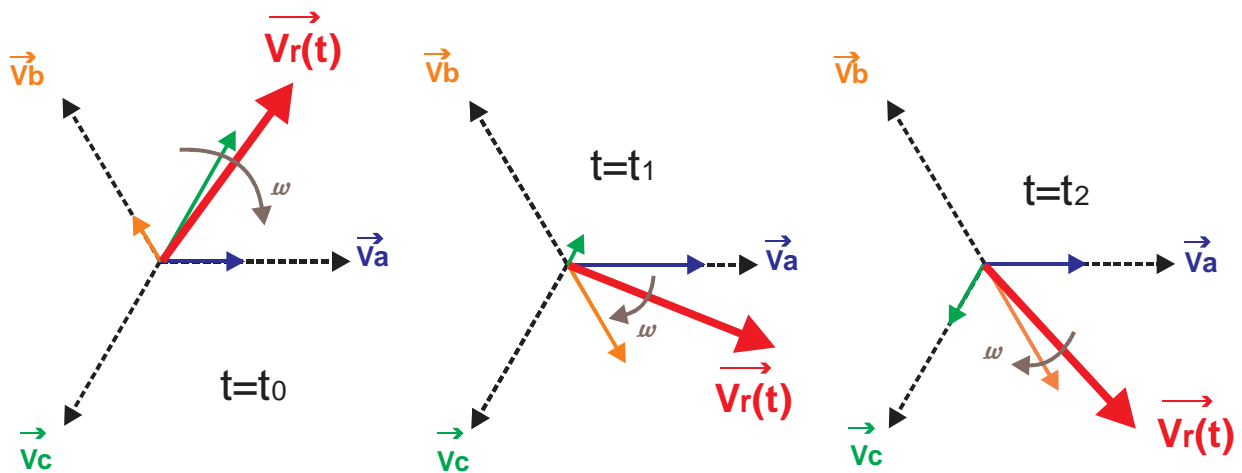


Figura 2.4.3. Evolución del vector resultante con respecto a tres instantes de tiempo.

La composición vectorial nos muestra como un sistema trifásico de voltajes  $V_a(t)$ ,  $V_b(t)$  y  $V_c(t)$  que son los valores instantáneos de los voltajes equilibrados por fase se reduce a un único vector resultante  $\vec{V}_r(t)$ . Mediante una suma vectorial en cada instante de tiempo, consistente de  $V_a(t)$ , del valor de  $V_b(t)$  girado  $120^\circ$  y del valor de  $V_c(t)$  girado  $240^\circ$ .

Este vector espacial en su forma compleja gira con una frecuencia  $\omega$  alrededor del origen en el sentido de las agujas del reloj. Como se muestra en la siguiente expresión matemática:

$$\vec{V}_r(t) = \frac{2}{3}(\vec{V}_a + \vec{V}_b e^{j120^\circ} + \vec{V}_c e^{j240^\circ}) \quad \text{Ec.5}$$

Donde  $\frac{2}{3}$  representa el factor de escala aplicado al vector resultante para que su modulo coincida con el modulo de los vectores de cada fase.

### 2.4.2.- Sistema trifásico de 3 hilos.

Para los sistemas trifásicos de 3 hilos, el desarrollo anterior puede hacerse igualmente para sistemas trifásicos equilibrados de 3 hilos de voltajes compuesta, donde cada voltaje es la diferencia entre dos voltajes de fase, y que se verifican por la siguiente ecuación:

$$V_{ab}(t) + V_{bc}(t) + V_{ca}(t) = 0 \quad \text{Ec.6}$$

Donde:

$$\vec{V}_{ab} = \vec{V}_a - \vec{V}_b \Rightarrow V_{ab}(t) = \sqrt{2}V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{Ec.7}$$

$$\vec{V}_{bc} = \vec{V}_b - \vec{V}_c \Rightarrow V_{bc}(t) = \sqrt{2}V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Ec.8}$$

$$\vec{V}_{ca} = \vec{V}_c - \vec{V}_a \Rightarrow V_{ca}(t) = \sqrt{2}V_m \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad \text{Ec.9}$$

Donde,  $V_m$  = Es la amplitud del voltaje de fase del sistema trifasico.

En la Figura 2.4.4 muestra una representación espacial de los vectores correspondientes a los voltajes compuestos y a los voltajes de fase de un sistema trifásico de voltajes equilibrados. Se puede apreciar como todo sistema de voltajes compuestos es el mismo que el de voltajes de fase pero desfasado  $30^\circ$  y con modulo distinto.

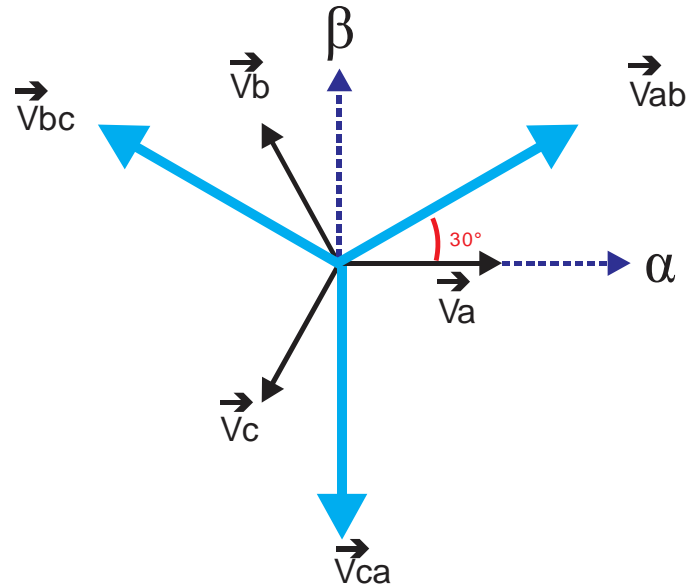


Figura 2.4.4. Relación entre voltajes de fase y voltajes compuestos.

El vector espacial resultante que representa al sistema trifásico de voltajes compuestos  $\vec{V}_{rc}(t)$  para cualquier instante de tiempo es expresado en la ecuación 10.

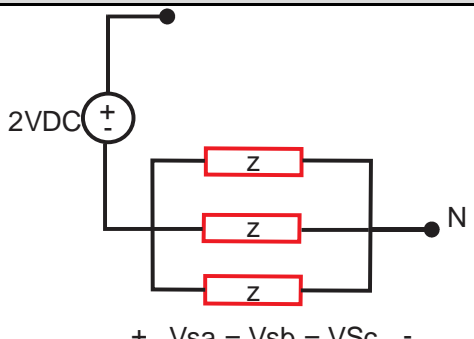
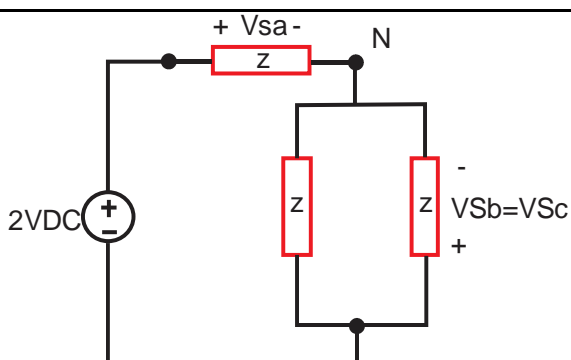
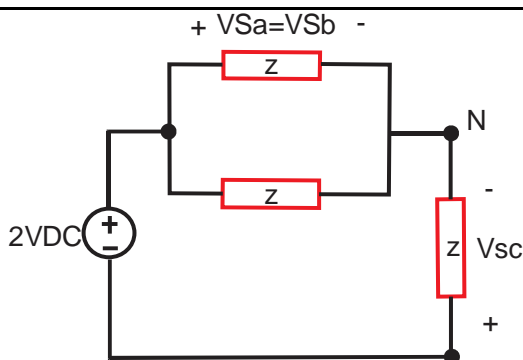
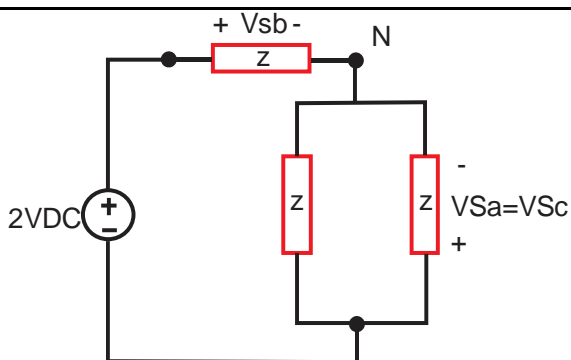
$$\vec{V}_{rc}(t) = \frac{2}{3} (\vec{V}_{ab} + \vec{V}_{bc}e^{j120^\circ} + \vec{V}_{ca}e^{j240^\circ}) \quad \text{Ec.10}$$

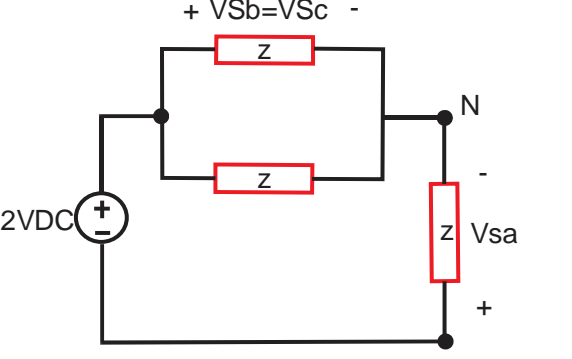
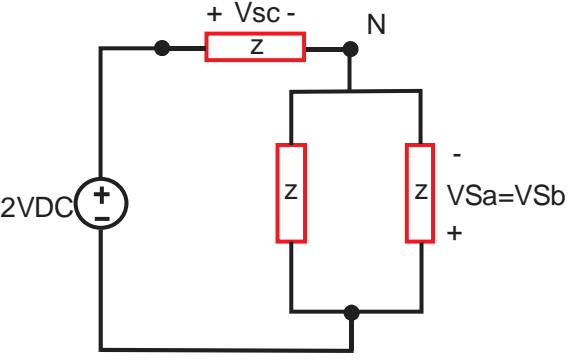
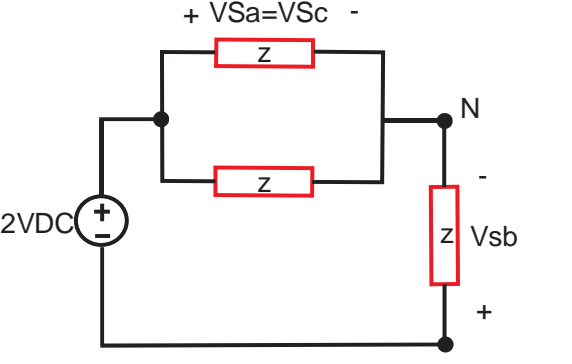
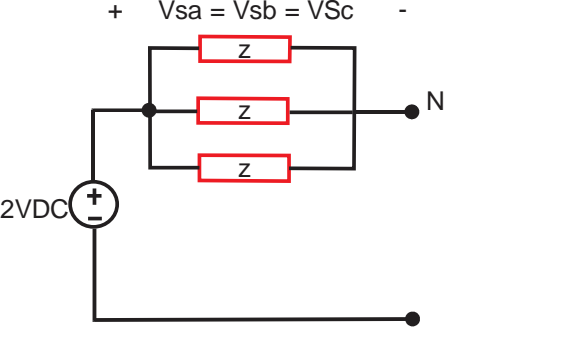
## 2.5.- Conversión de corriente continua a corriente alterna.

Para analizar la manera en que se realiza la conversión de corriente directa a corriente alterna, se conecta al inversor trifásico fuente de voltaje a una carga en estrella sin conductor en el neutro como se mostró en la Figura 2.2.1. Y con las conmutaciones mostradas en la Figura 2.2.2 se tienen las siguientes configuraciones de inversor trifásico. Posteriormente se calcula por ley de voltaje kirchhoff, y división de voltaje los voltajes de los nodos  $VS_a$ ,  $VS_b$  y  $VS_c$  al neutro. Con el fin de determinar los voltajes de salida de cada rama del inversor para cada estado de conmutación, así como también los voltajes en los ejes  $\alpha$ - $\beta$ .



Tabla 1. Análisis por LVK y LCK del inversor trifásico fuente de voltaje.

	Configuración	Análisis matemático
0	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{sa} = V_{sb} = V_{sc}</math> -</p>	$V_{sa} = V_{sb} = V_{sc} = 0$
1	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{sa}</math> -</p> <p style="text-align: center;">- <math>V_{sb} = V_{sc}</math> +</p>	$V_{sa} = \frac{Z(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = \frac{2}{3}(2V_{DC})$ $V_{sb} = V_{sc} = \frac{-\frac{Z}{2}(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = -\frac{1}{3}(2V_{DC})$
2	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{sa} = V_{sb}</math> -</p> <p style="text-align: center;">- <math>V_{sc}</math> +</p>	$V_{sa} = V_{sb} = \frac{\frac{Z}{2}(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = \frac{1}{3}(2V_{DC})$ $V_{sc} = \frac{-Z(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = -\frac{2}{3}(2V_{DC})$
3	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{sb}</math> -</p> <p style="text-align: center;">- <math>V_{sa} = V_{sc}</math> +</p>	$V_{sb} = \frac{Z(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = \frac{2}{3}(2V_{DC})$ $V_{sa} = V_{sc} = \frac{-\frac{Z}{2}(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = -\frac{1}{3}(2V_{DC})$

4	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{Sb}=V_{Sc}</math> -</p> <p style="text-align: right;">N</p> <p style="text-align: right;">- <math>V_{sa}</math></p> <p style="text-align: right;">+</p>	$V_{Sa} = V_{Sb} = \frac{\frac{Z}{2}(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = \frac{1}{3}(2V_{DC})$ $V_{Sc} = \frac{-Z(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = -\frac{2}{3}(2V_{DC})$
5	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{Sc}</math> -</p> <p style="text-align: right;">N</p> <p style="text-align: right;">- <math>V_{Sa}=V_{Sb}</math></p> <p style="text-align: right;">+</p>	$V_{Sc} = \frac{Z(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = \frac{2}{3}(2V_{DC})$ $V_{Sa} = V_{Sb} = \frac{-\frac{Z}{2}(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = -\frac{1}{3}(2V_{DC})$
6	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{Sa}=V_{Sc}</math> -</p> <p style="text-align: right;">N</p> <p style="text-align: right;">- <math>V_{sb}</math></p> <p style="text-align: right;">+</p>	$V_{Sa} = V_{Sc} = \frac{\frac{Z}{2}(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = \frac{1}{3}(2V_{DC})$ $V_{Sb} = \frac{-Z(2V_{DC})}{\left(\frac{Z}{2} + Z\right)} = -\frac{2}{3}(2V_{DC})$
7	 <p style="text-align: center;">+ <math>V_{sa} = V_{sb} = V_{Sc}</math> -</p> <p style="text-align: right;">N</p>	$V_{Sa} = V_{Sb} = V_{Sc} = 0$

De los cálculos anteriores se obtiene la siguiente tabla 1.

Tabla 2. Voltajes en la salida del inversor.

	Estados de conmutación	$V_{S_a}$	$V_{S_b}$	$V_{S_c}$
1	(100)	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$
2	(110)	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$
3	(010)	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$
4	(011)	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$
5	(001)	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$
6	(101)	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$
7	(111)	0	0	0
0	(000)	0	0	0

Utilizando la transformada de Clarke se obtiene la representación vectorial del voltaje del inversor :

$$V(k) = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S_a} \\ V_{S_b} \\ V_{S_c} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (11)}$$

Donde  $V(k)$  es el voltaje en el plano  $\alpha$ - $\beta$  del inversor, para cada estado de conmutación sedala Tabla 2.

Tabla 3. Voltajes de salida del inversor en coordenadas abc y  $\alpha$ - $\beta$ 

	Estados de conmutación	$V_{S_a}$	$V_{S_b}$	$V_{S_c}$	$V_\alpha$	$V_\beta$
1	(100)	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$2\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	0
2	(110)	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$\sqrt{2}V_{CD}$
3	(010)	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$\sqrt{2}V_{CD}$
4	(011)	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-2\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	0
5	(001)	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$-\sqrt{2}V_{CD}$
6	(101)	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$-\sqrt{2}V_{CD}$
7	(111)	0	0	0	0	0
0	(000)	0	0	0	0	0

En la Figura 2.5.1 se muestran las formas de onda de cada fase a partir de los datos obtenidos de la tabla 3. Estos voltajes de fase a neutro son de naturaleza alterna, también en la Figura 2.5.2 se presenta los componentes vectoriales en los ejes  $\alpha$ - $\beta$  de los voltajes de  $V(k)$  al neutro.

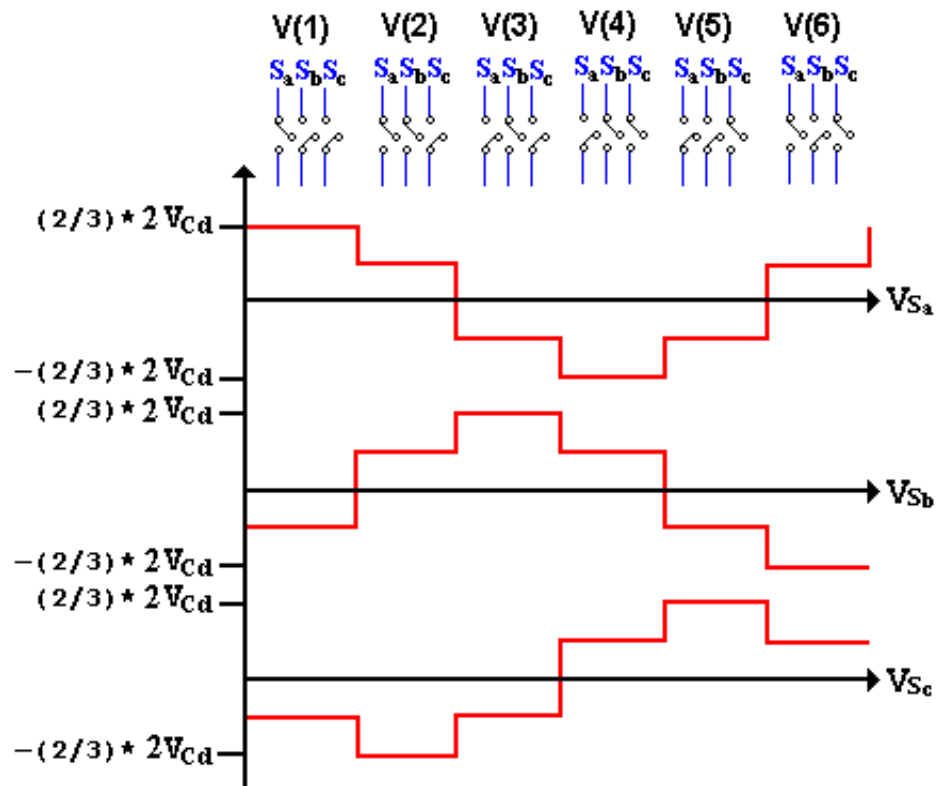


Figura 2.5.1. Formas de onda de los vectores de voltaje de fase al neutro.

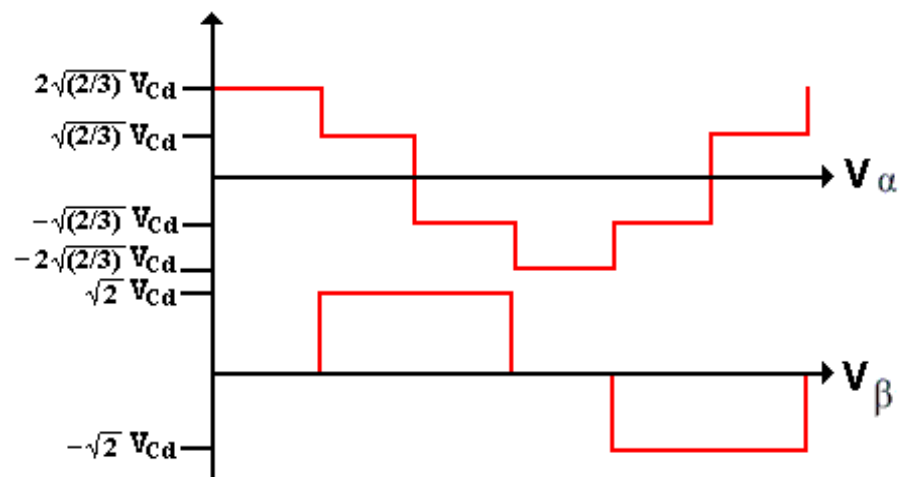


Figura 2.5.2. Componentes vectoriales de los voltajes de fase a neutro de  $V(k)$ .

Cuando se gráfica  $V(k)$  en los  $\alpha$  y  $\beta$ , se forma el hexágono vectorial de la Figura 2.5.3. Donde sus ocho coordenadas son los estados de conmutación anteriormente expuestos.

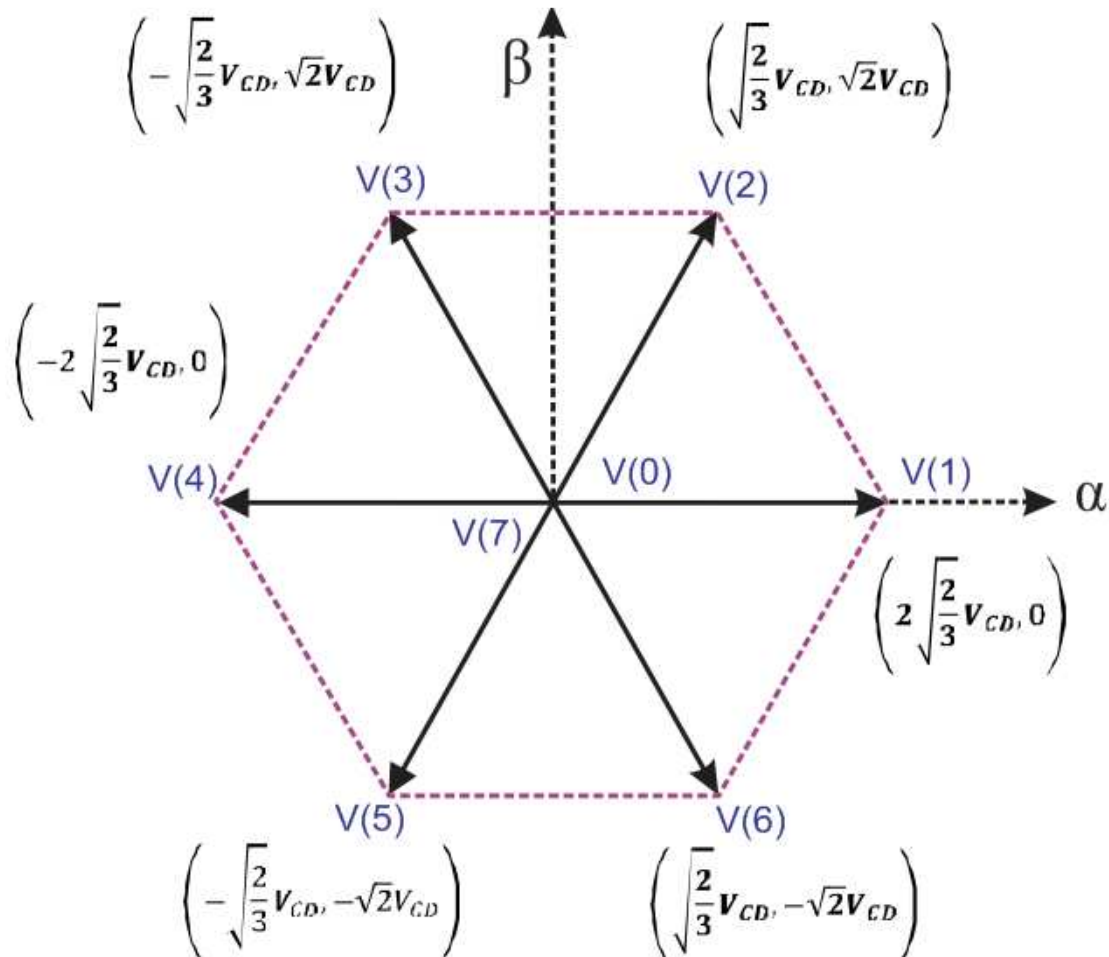


Figura 2.5.3. Representación vectorial de los voltajes de salida del inversor trifásico ITFV.

Debido a que cada estado de conmutación del inversor da origen a una coordenada en el eje  $\alpha$  -  $\beta$ , representando un voltaje trifásico, de tal manera que conlleva a tratar al inversor en forma totalmente vectorial, y hacer la compatibilidad con toda la teoría que se ha desarrollado hasta el momento, tanto en motores como en filtros activos, entre otros sistemas que necesite una corriente deseada siempre y cuando se cumpla la condición de balanceo del sistema trifásico<sup>3</sup>.

<sup>3</sup> La condición de balanceo de un sistema trifásico se define por medio de la suma de voltajes de cada fase igualada a cero.

En la tabla 4 se presenta en resumen de todo lo anteriormente expuesto y calculado sobre el inversor trifásico fuente de voltaje.

Tabla 4. Resumen del análisis y cálculos del inversor trifásico fuente de voltaje ITFV.

		SECUENCIA							
		0	1	2	3	4	5	6	7
V(k)		[000]	[100]	[110]	[010]	[011]	[001]	[101]	[111]
S W I T C H	I IGBT1								
	IGBT2								
	IGBT3								
	IGBT4								
	IGBT5								
	IGBT6								
Sa									
Sb									
Sc									
$V_{Sa}$		0	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	0
$V_{Sb}$		0	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	0
$V_{Sc}$		0	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	0
$V_{\alpha}$		0	$2\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$-2\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{CD}$	0
$V_{\beta}$		0	0	$\sqrt{2}V_{CD}$	$\sqrt{2}V_{CD}$	0	$-\sqrt{2}V_{CD}$	$-\sqrt{2}V_{CD}$	0
$\tan^{-1} \frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}$		0°	0°	60°	120°	180°	240°	300°	360°
$Z_{eq}$									

Tal que para los dispositivos de conmutación (IGBT) son marcados con azul cuando estos están encendidos y con amarillo cuando estos se encuentren apagados. Después se marcan con rojo los voltajes de la carga con respecto al neutro de cada fase y amarillo cuando están conectados al negativo.





## Capítulo III.- Control vectorial de corriente PWM para inversores trifásicos

---

**Resumen.**- En este capítulo se aborda el diseño de un control de corriente de alto desempeño para un inversor trifásico, el cual tiene una respuesta rápida en estado transitorio y un bajo contenido armónico en estable. Sin embargo, en general, estos dos requerimientos se contradicen. Por tanto, este esquema de control se basa en el vector de error de corriente que satisface ambos requerimientos. Finalmente, en este capítulo se presenta la implementación del control en el programa Matlab/Simulink®.

### 3.1.- Introducción.

La estrategia de control de corriente juega un rol importante en el control de corriente PWM para inversores trifásicos, en el cual se requiere una rápida respuesta de corriente y un bajo contenido armónico, para suprimir rizados de par y ruidos acústicos en el control de máquinas eléctricas de tres fases. Sin embargo, estos dos requerimientos se contradicen al momento de controlar al inversor. Esto es, para producir la respuesta rápida de corriente, se selecciona el modo de conmutación de alta corriente derivativa, y cuando se requiere suprimir el alto contenido armónico se selecciona el modo de conmutación de baja corriente derivativa. Para este último requerimiento, muchos esquemas de control han sido publicados. Por ejemplo, *Holtz* [22], propone un excelente esquema de control predictivo, sin embargo este requiere de cálculos muy complicados. De ahí, en este trabajo se propone un esquema de control de corriente el cual no es un control predictivo, pero si es un control retroalimentado. Donde este es capaz de suprimir el alto contenido armónico en estado permanente, y también resuelve el problema en estado transitorio mediante la respuesta rápida de corriente [1-2-3]. En la siguiente sección se tratará a

detalle el principio fundamental de la estrategia de control corriente basado en los vectores espaciales ubicado dentro de los hexágonos de voltaje y corriente del inversor trifásico.

### 3.2.- Principio de la estrategia de control vectorial de corriente.

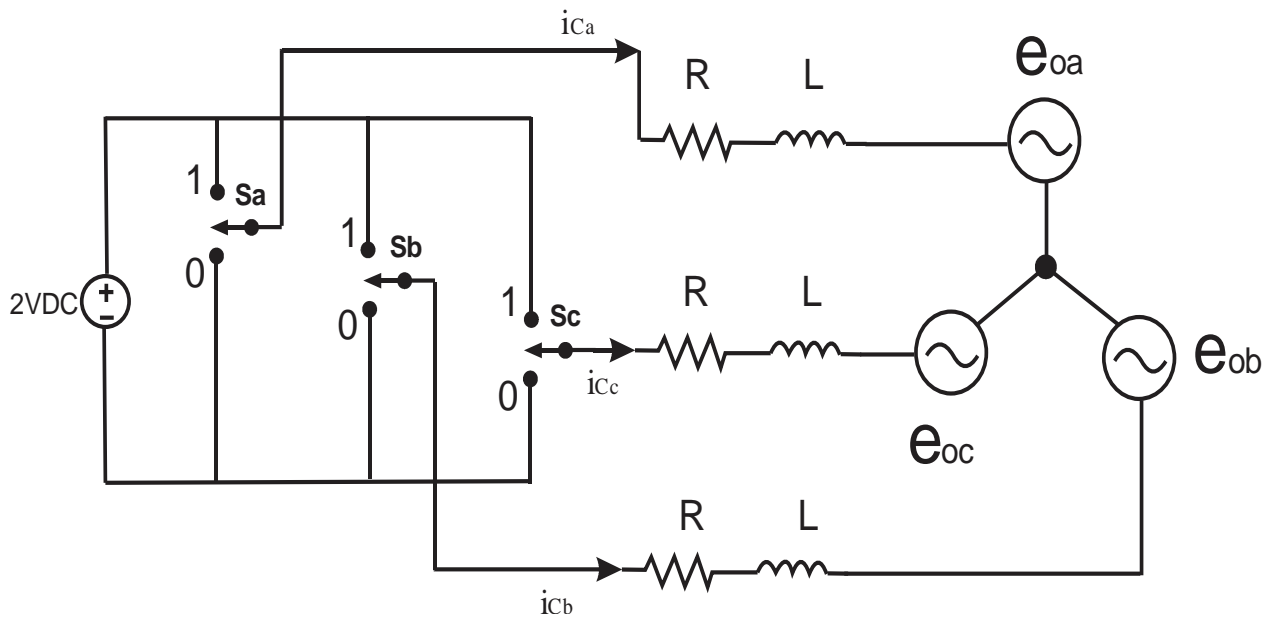


Figura 3.2.1. Circuito Inversor Trifásico.

En la Figura 3.2.1 se muestra el circuito inversor trifásico fuente de voltaje con carga trifásica balanceada. Donde, el circuito equivalente es remplazado por tres interruptores ideales. De los ocho modos de conmutación del inversor se establecen los tres voltajes de salida del inversor  $V_{Sa}$ ,  $V_{Sb}$  y  $V_{Sc}$ , que se da en la Tabla I.

**Tabla I. Modos de conmutación y voltajes de salida del inversor.**

V(k)	Estados de conmutación (S <sub>a</sub> , S <sub>b</sub> , S <sub>c</sub> )	VS <sub>a</sub>	VS <sub>b</sub>	VS <sub>c</sub>
V(0)	(000)	0	0	0
V(1)	(100)	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$
V(2)	(110)	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$
V(3)	(010)	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$
V(4)	(011)	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$
V(5)	(001)	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$\frac{2}{3}(2V_{CD})$
V(6)	(101)	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$	$-\frac{2}{3}(2V_{CD})$	$\frac{1}{3}(2V_{CD})$
V(7)	(111)	0	0	0

Como se muestra en la Tabla I, la combinación de encendido-apagado de los estados de los interruptores da como consecuencia ocho modos de conmutación. Cuando se introducen las funciones de los interruptores S<sub>a</sub>, S<sub>b</sub> y S<sub>c</sub>, se obtienen tres ecuaciones diferenciales de voltaje y corriente de la Figura 3.2.1.

$$L \frac{di_{Ca}}{dt} = -e_{0a} - Ri_{Ca} + VS_a \quad \text{Ec. (12)}$$

$$L \frac{di_{Cb}}{dt} = -e_{0b} - Ri_{Cb} + VS_b \quad \text{Ec. (13)}$$

$$L \frac{di_{Cc}}{dt} = -e_{0c} - Ri_{Cc} + VS_c \quad \text{Ec. (14)}$$

$$\text{Donde, } VS_{a,b,c} = S_{a,b,c}(k) * 2V_{CD}$$

El uso de vectores espaciales instantáneos cambia el conjunto de ecuaciones (12) a (14) por la siguiente ecuación diferencial vectorial:

$$L \frac{di_c}{dt} = -e_0 - Ri_c + V(k) \quad \text{Ec. (15)}$$

Donde,

$i_c$  : es el vector de corriente que sale de las ramas del inversor.

$e_0$ : es el vector de voltaje interno inducido hacia la alimentación de la carga.

$V(k)$ : es el vector de voltaje de salida del inversor para cada estado de conmutación.

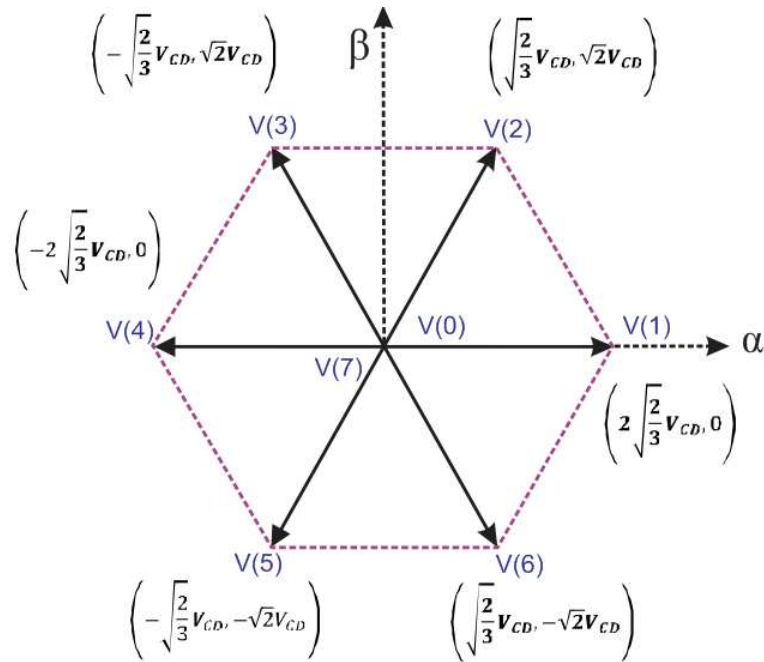
A continuación se dan las siguientes relaciones entre los vectores espaciales instantáneos y los valores instantáneos en cada fase, mediante la transformada de *Clarke* [ (4)].

$$i_c = \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (16)}$$

$$e_0 = \begin{bmatrix} e_{0\alpha} \\ e_{0\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{0a} \\ e_{0b} \\ e_{0c} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (17)}$$

$$V(k) = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (18)}$$

Se grafican los valores de  $V(k)$  obtenidos de la transformación de *Clarke*, esto con la finalidad de analizar cada uno de los vectores formados por los diferentes modos de conmutación de los interruptores del inversor (ver Figura 3.2.2).


 Figura 3.2.2. Vectores de Voltaje Discretos de  $V(k)$ .

En la Figura 3.2.2 se muestra los vectores de voltaje discretos de  $V(k)$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, 7$ ) expresado por la última ecuación. A continuación se introduce el vector de error  $\Delta i_c$  como:

$$\begin{aligned}\Delta i_c &= i_c^* - i_c \\ i_c &= i_c^* - \Delta i_c\end{aligned}\tag{Ec. (19)}$$

Donde,  $i_c^*$ : es el vector de corriente de referencia.

$i_c$ : es el vector de corriente real suministrado por el ITFV.

Substituyendo la ecuación (19) en la ecuación (15), se obtiene la siguiente ecuación diferencial vectorial.

$$L \frac{d(i_c^* - \Delta i_c)}{dt} = -e_0 - R(i_c^* - \Delta i_c) + V(k)\tag{Ec. (20)}$$

$$L \frac{di_c^*}{dt} - L \frac{d\Delta i_c}{dt} = -e_0 - Ri_c^* + R\Delta i_c + V(k)\tag{Ec. (21)}$$

$$L \frac{d\Delta i_C}{dt} + R\Delta i_C = \left( L \frac{di_C^*}{dt} + Ri_C^* + e_0 \right) - V(k) \quad \text{Ec. (22)}$$

Generalmente  $R\Delta i_C$  puede ser omitido debido a que  $L \frac{d\Delta i_C}{dt} \gg R\Delta i_C$ . los voltajes ubicados dentro del paréntesis se expresan mediante una sola variable y por lo tanto la ecuación (22) es aproximada siguiente manera:

$$L \frac{d\Delta i_C}{dt} := \mathbf{e}(t) - V(k) \quad \text{Ec. (23)}$$

Donde:

$$\mathbf{e}(t) = L \frac{di_C^*}{dt} + Ri_C^* + e_0 \quad \text{Ec. (24)}$$

En la ecuación (24)  $\mathbf{e}(t)$  es el vector de voltaje de referencia, al cual se debe llegar mediante el vector  $V(k)$  para que la corriente siga la referencia deseada. La ecuación (24), por lo tanto significa que la desviación de voltaje entre  $\mathbf{e}$  y  $V(k)$  produce una variación de  $\Delta i_C$  con respecto al tiempo. También,  $\mathbf{e}(t)$  representa la fuerza electromotriz (FEM) contraria al voltaje de las terminales de la carga, cuando  $i_C = i_C^*$ . Es decir,  $\mathbf{e}(t)$  es el vector de voltaje de referencia deseado, el cual consigue que la carga lleve la corriente  $i_C^*$  sin ninguna desviación.

El inversor tiene solamente un vector de voltaje de salida único de los ocho vectores de voltaje discretos a elegir. La ecuación (24) muestra que  $\frac{d\Delta i_C}{dt}$  se determina por la elección adecuada de  $V(k)$ . De ahí que,  $\frac{d\Delta i_C}{dt}$  sea la variable más importante que determina el contenido armónico en el estado estable de la corriente que sale del inversor, y la respuesta rápida de corriente en el estado transitorio. Cuando  $\mathbf{e}(t)$  se encuentra en la región I ubicado entre los vectores  $V(1)$  y  $V(2)$  del hexágono vectorial, los vectores resultantes de  $L \frac{d\Delta i_C}{dt}$  se muestran en la Figura 3.2.3.

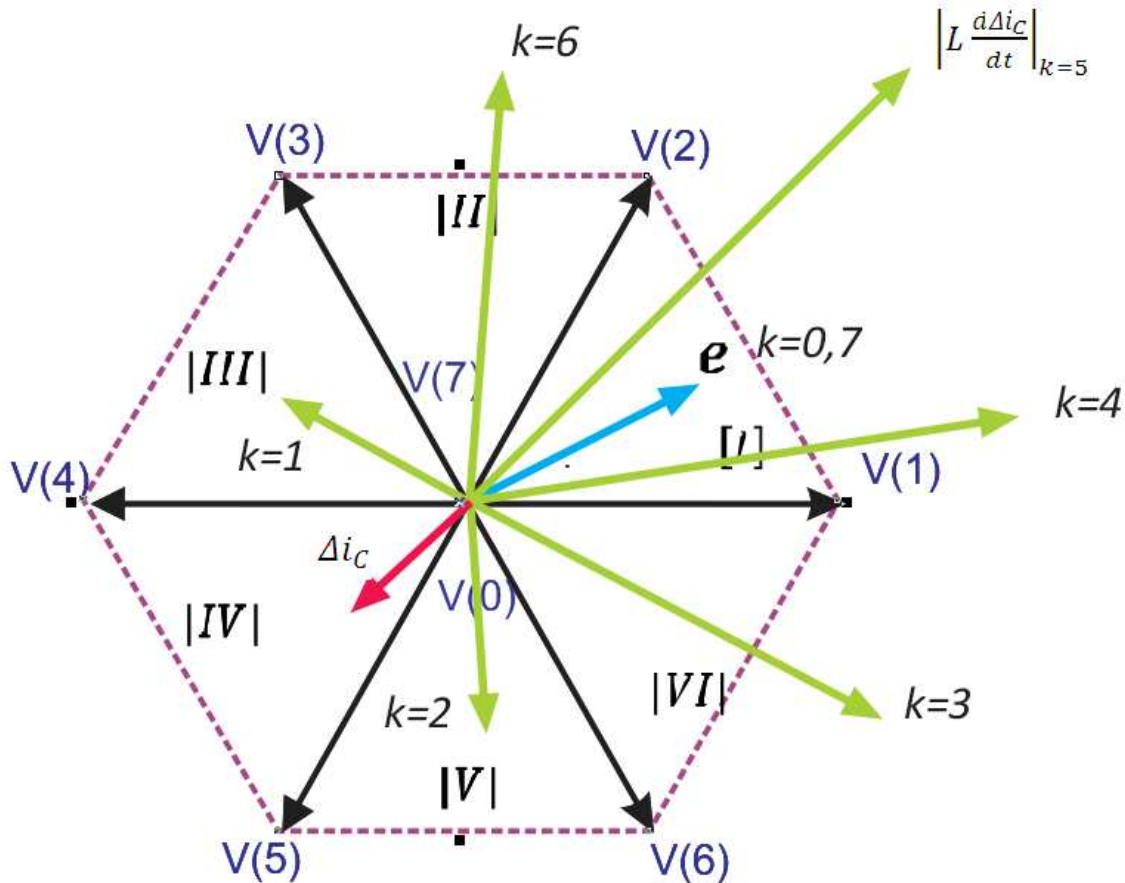


Figura 3.2.3. Vector de voltaje de salida  $V(k)$  y  $L \frac{d\Delta i_c}{dt}$ .

Con el fin de reducir el vector de error de corriente  $\Delta i_c$ , es necesario escoger un vector de voltaje  $V(k)$  tal que el correspondiente de  $\left|\frac{d\Delta i_c}{dt}\right|_k$  tenga el componente opuesto a la dirección de  $\Delta i_c$ . En la Figura 3.2.3 se observan las componentes  $\left|L \frac{d\Delta i_c}{dt}\right|_k$  en color verde. Asumiendo que el vector  $\Delta i_c$  es detectado en la región IV, se observa que  $\left|L \frac{d\Delta i_c}{dt}\right|_{k=5}$ , es la componente más grande en dirección opuesta al vector error de corriente  $\Delta i_c$  (pintada de color rojo), donde esta se elige para lograr la respuesta rápida de corriente en estado transitorio, y  $\left|L \frac{d\Delta i_c}{dt}\right|_{k=0,7}$  es la componente más pequeña en dirección opuesta, la cual se elige para suprimir la corriente armónica en estado estable. *Este es el principio fundamental de la estrategia de control vectorial de corriente.*

### 3.3.- Selección del Modo de Conmutación del inversor para suprimir armónicos de corriente.

#### 3.3.1.- Selección del Modo de Conmutación.

Para suprimir los armónicos de corriente, es necesario escoger un modo de conmutación para un valor pequeño de  $\frac{d\Delta i_C}{dt}$ . Por lo tanto, la selección del modo de conmutación del inversor se limita a los vértices del triángulo que incluye al vector  $\mathbf{e}(t)$ , como se muestra en la Figura 3.3.1. Esto es, si  $\mathbf{e}(t)$  se localiza en la región [I], entonces el modo de conmutación a seleccionarse a la salida del inversor, se escoge de las siguientes cuatro posibilidades:  $k = 0, 1, 2, 7$ . Siguiendo con este razonamiento, se explica el modo de conmutación el cual debe elegirse de los cuatro modos posibles, los cuales corresponden a los vértices del triángulo que incluye al vector  $\mathbf{e}(t)$ . Donde el vector a seleccionarse depende de la posición exacta del vector de error de corriente  $\Delta i_C$ .

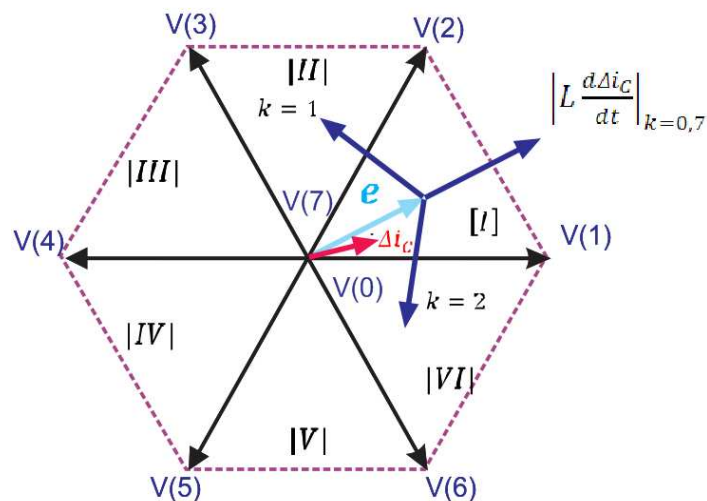


Figura 3.3.1. Hexágono vectorial para la región de  $\mathbf{e}(t)$ .

Por ejemplo, si  $\mathbf{e}(t)$  se encuentra en [I] y el vector de error de corriente  $\Delta i_C$ , se localiza en [I], entonces, el modo  $\left|L \frac{d\Delta i_C}{dt}\right|_{k=1}$  es el que debe seleccionarse.

Si  $\Delta i_C$  se detecta entre las regiones [I, VI], y  $\mathbf{e}$  se localiza en [I], se elige el modo  $V(1)$ , en las siguientes figuras se muestra las regiones a las pertenece el vector de error de corriente  $\Delta i_C$ .



Similarmente, si  $\Delta i_C$  aumenta en la dirección opuesta ubicada en las regiones [II, III] entonces se elige el modo  $\left|L \frac{d\Delta i_C}{dt}\right|_{k=2}$ , de igual manera para las otras dos regiones [IV, V] se elige el modo  $\left|L \frac{d\Delta i_C}{dt}\right|_{k=0,7}$ . Esto es, si  $\Delta i_C$  se detecta en [II, III] o en [IV, V], entonces deberá elegirse el modo  $V(2)$  o  $V(0, 7)$ , respectivamente. (El modo  $k=0$  o  $k=7$  se determina de tal forma que no ocasione dos cambios en las posiciones de  $S_a, S_b, S_c$  comparando con la posición actual). Si  $\Delta i_C$  se mantiene dentro del hexágono de longitud  $\delta$ , evita que se tenga una frecuencia de conmutación alta, y esto provoque la destrucción del interruptor de potencia del inversor. Es importante mencionar que la  $V(k)$  seleccionada por este método consiga que  $|\Delta i_C|$  sea pequeña en cualquier posición en el que se encuentre  $e(t)$  dentro del triángulo de la región [I].

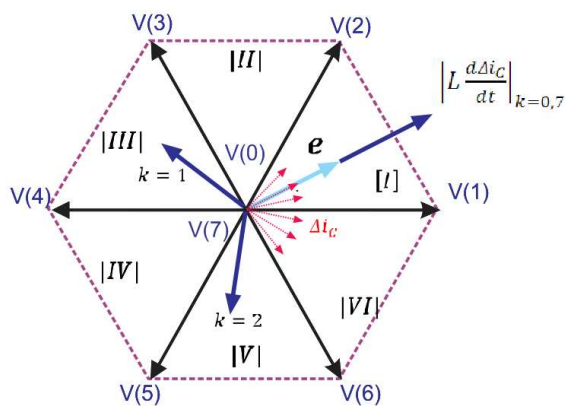


Figura 3.3.2. Región de  $e$  en [I] y  $\Delta i_C$  en [I,VI].

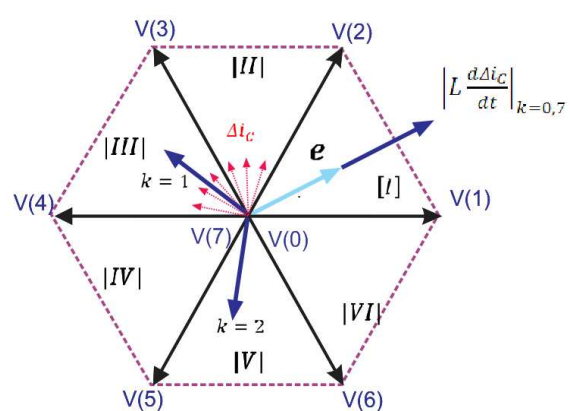


Figura 3.3.3. Región de  $e$  en [I] y  $\Delta i_C$  en [II,III].

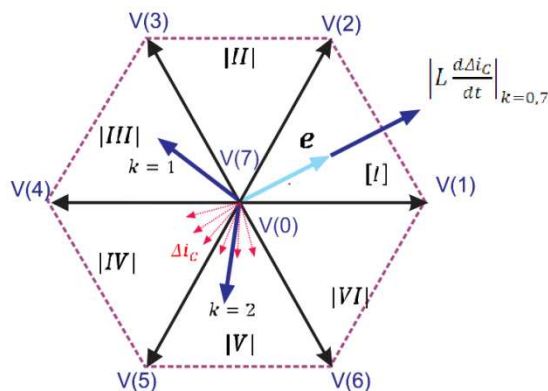


Figura 3.3.4. Región de  $e$  en [I] y  $\Delta i_C$  en [IV,V]

Cuando  $e(t)$  pertenece a las regiones [III], [V], la elección de modo de conmutación es igual a la explicación previamente mencionada.

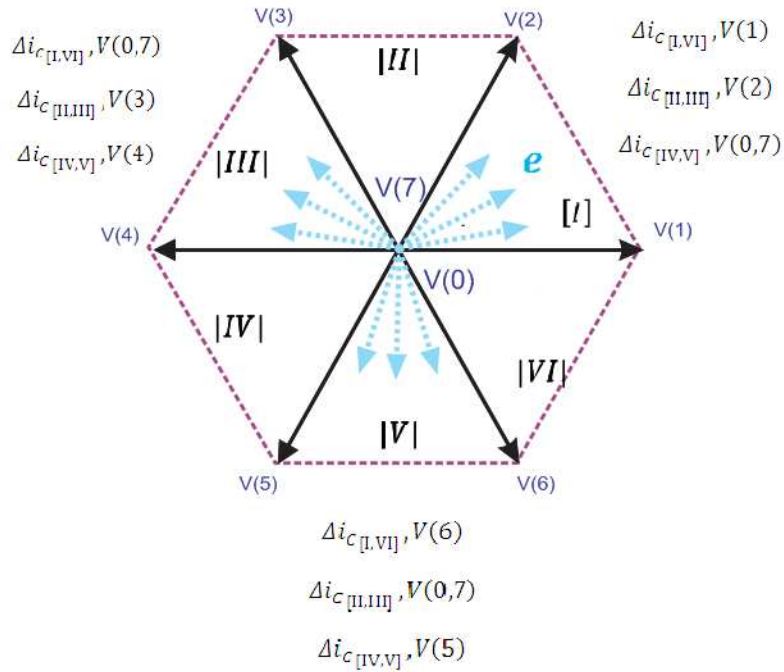


Figura 3.3.5. Hexágono para las regiones de  $\Delta i_c$  con  $e$ : [I, III, V].

Cuando  $e$  pertenece a las regiones [II], [IV] y [VI] la elección del modo de conmutación se lleva a cabo tal como se muestra en la Figura 3.3.6.

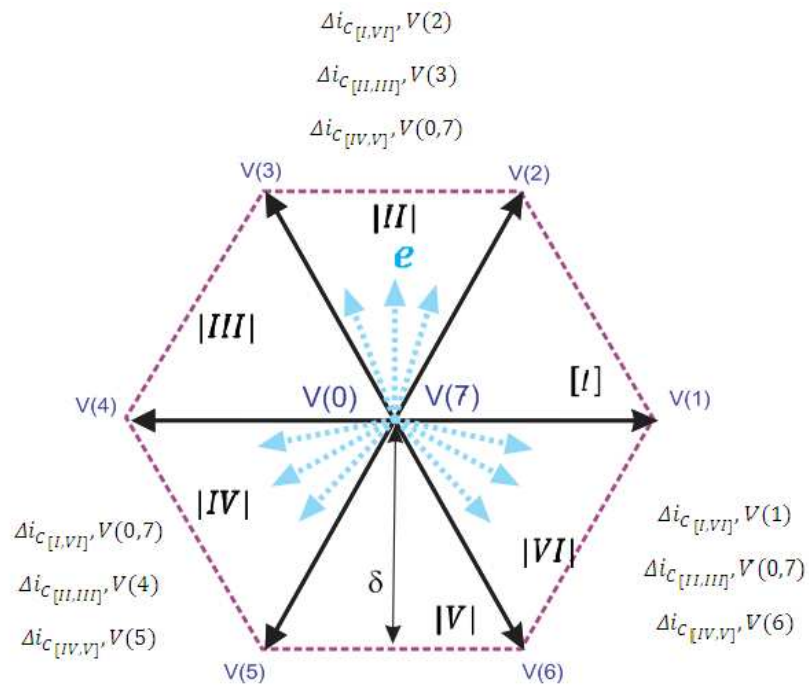


Figura 3.3.6. Hexágono para las regiones de  $\Delta i_c$  con  $e$ : [II, IV, VI].

La Tabla II resume todas las relaciones entre la región de  $\mathbf{e}(t)$  y la región de  $\Delta i_c$  y el vector de voltaje  $\mathbf{V}(k)$ . Las posibles localizaciones de las regiones de [I] a [VI] a las que pertenece el vector  $\mathbf{e}(t)$  se muestran en la Figura 3.3.5 y la Figura 3.3.6, y las regiones 1 a 6 son las regiones en donde pertenece el vector de error de corriente  $\Delta i_c$ . En ambas figuras,  $\delta$  expresa la longitud del vector de error  $\Delta i_c$ , es decir, muestra la anchura del hexágono vectorial de corriente para los comparadores de ventana [ (5)], y lo relaciona con el valor promedio de la frecuencia de conmutación. Esto es, que  $|\Delta i_c|$  se regula para estar dentro del valor de  $\delta$ .

**TABLA II. REGION DE  $\Delta i_c$ ,  $\mathbf{e}$  Y MODOS DE CONMUTACION**

Región de $\mathbf{e}$	Región de $\Delta i_c$					
	1	2	3	4	5	6
I	V(1)	V(2)	V(2)	V(0), V(7)	V(0), V(7)	V(1)
II	V(2)	V(2)	V(3)	V(3)	V(0), V(7)	V(0), V(7)
III	V(0), V(7)	V(3)	V(3)	V(4)	V(4)	V(0), V(7)
IV	V(0), V(7)	V(0), V(7)	V(4)	V(4)	V(5)	V(5)
V	V(6)	V(0), V(7)	V(0), V(7)	V(5)	V(5)	V(6)
VI	V(1)	V(1)	V(0), V(7)	V(0), V(7)	V(6)	V(6)

La Figura 3.3.7 muestra el circuito de retroalimentación de la frecuencia de conmutación.  $f_{ref}$  es la frecuencia de referencia escogida de acuerdo a las características de los dispositivos de conmutación, y  $f_{sc}$  es la frecuencia de conmutación retroalimentada., ambas frecuencias se restan y el error resultante se integra. La salida del integrador, se incrementa cuando  $\delta$  llega a ser pequeña. Por el contrario, se disminuye, cuando  $\delta$  llega a ser grande. Como resultado, el valor promedio de la frecuencia se iguala a la frecuencia de referencia.

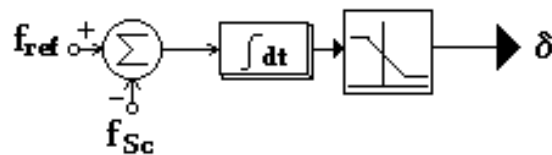


Figura 3.3.7. Control integral en lazo cerrado de la frecuencia de conmutación.

### 3.3.2.- Detección de la región a la que pertenece el vector de error de corriente, $\Delta i_c$ .

Para ubicar y seleccionar el modo de conmutación del vector  $V(k)$ , se necesita primero identificar la región a la que pertenece el vector de error de corriente  $\Delta i_c$ . Ya que este es un vector necesario para la selección adecuada de  $V(k)$ .

Para determinar la ubicación del vector de error  $\Delta i_c$ , en cada región del hexágono vectorial de corriente, el funcionamiento es la siguiente: Con el sistema de coordenadas **abc** que forman al vector de error, solo se necesita identificar la polaridad de cada fase del error de corriente ( $\Delta i_{ca}$ ,  $\Delta i_{cb}$ , y  $\Delta i_{cc}$ ) como se muestra en la Figura 3.3.8, para determinar los signos de cada vector  $\Delta i_{ca}$ ,  $\Delta i_{cb}$ , y  $\Delta i_{cc}$ , simplemente se comparan con 0 y se asigna el signo de la componente (por ejemplo cuando  $\Delta i_{cab} > 0$  entonces el signo de  $\Delta i_{cab}$  es +, y si  $\Delta i_{cab} < 0$  entonces el signo de  $\Delta i_{cab}$  es -).

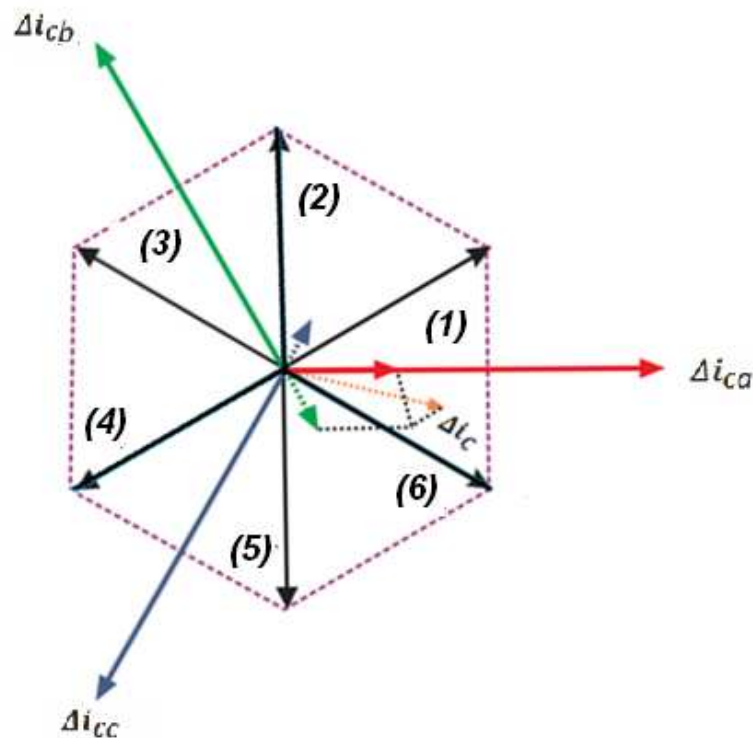


Figura 3.3.8. Vectores  $\Delta i_{cx}$  {+},  $\Delta i_{cy}$  {-}, y  $\Delta i_{cz}$  {-}.  $\Delta i_c$ .

En la Figura 3.3.8 se observan los tres vectores del error de corriente para cada fase  $\Delta i_{Ca}$  (+),  $\Delta i_{Cb}$  (-) y  $\Delta i_{Cc}$  (-), donde la posición exacta del vector resultante  $\Delta i_C$  para ese instante dado, se muestra en color naranja. Este se localiza en la región 1. La Tabla III resume todas las posibilidades que existen para la localización del vector de error de corriente  $\Delta i_C$ , en las seis regiones del hexágono vectorial de corriente.

Tabla III. Combinaciones posibles para detectar  $\Delta i_C$ .

$\Delta i_{Ca}$	$\Delta i_{Cb}$	$\Delta i_{Cc}$	Región de $\Delta i_C$
+	-	-	(1)
+	+	-	(2)
-	+	-	(3)
-	+	+	(4)
-	-	+	(5)
+	-	+	(6)

### 3.3.3.- Detección de la región a la que pertenece el vector de voltaje de referencia $e(t)$ .

La otra variable importante para la selección adecuada del vector  $V(k)$  es el vector de voltaje de referencia  $e$ , de ahí que es necesario localizar la región a la que pertenece el vector  $e(t)$ , aunque no es tan relevante conocer la amplitud y posición exacta del vector de voltaje de referencia  $e$ . Como se ha mencionado anteriormente, es posible mantener a  $|\Delta i_C|$  dentro del valor  $\delta$  aun cuando el vector  $e(t)$  pertenezca a cualquier posición entre [I] y [VI]. Para ello cada derivada del error de corriente de cada fase se expresa en el nuevo eje de coordenadas  $x, y, z$  donde estos ejes se rotan  $30^\circ$  en sentido contrario a las manecillas del reloj, tomando como referencia al eje coordenado  $abc$ . La relación existente entre estos dos ejes coordenados es:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{Ec. (25)}$$

En la Figura 3.3.9, se muestra la rotación obtenida de la ecuación matricial (25) con respecto al eje coordenado **abc**.

Para determinar la región a la que pertenece el vector de voltaje de referencia  $\mathbf{e}(t)$ , basta con saber la polaridad de cada fase (la cual se detecta de la misma manera que el vector del error de corriente  $\Delta i_c$ ), de cada una de las derivadas con respecto al tiempo del vector de error de corriente  $\Delta' i_{cx}$ ,  $\Delta' i_{cy}$ ,  $\Delta' i_{cz}$ , y la ubicación que en ese momento tiene el vector  $\mathbf{V}(k)$ . Este procedimiento se realiza a través del hexágono vectorial rotado  $30^\circ$  en contra de las manecillas del reloj.

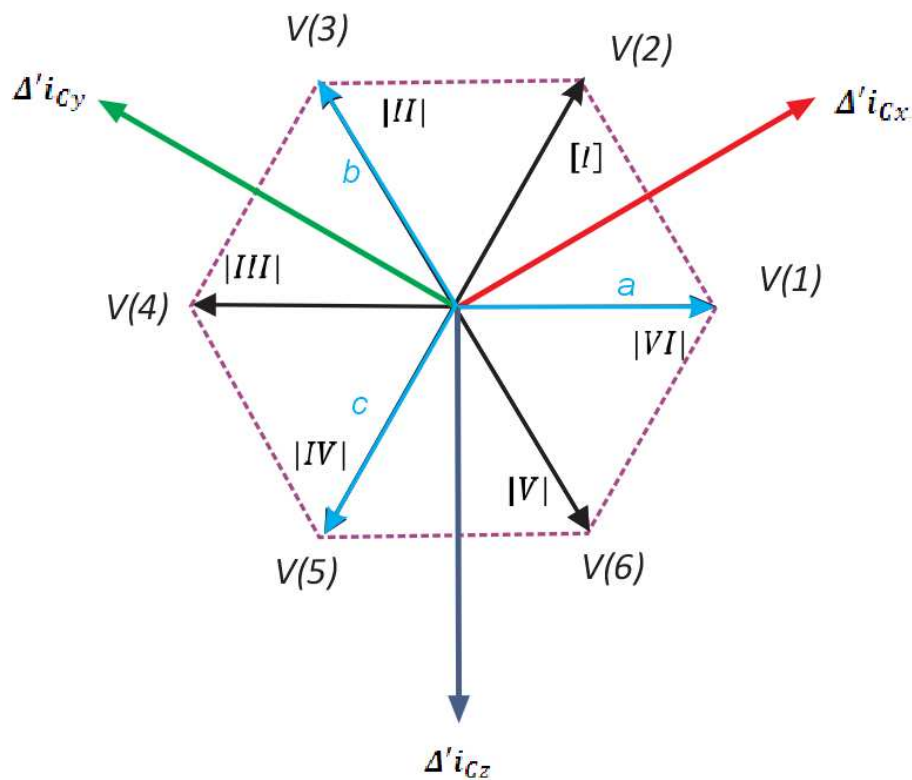


Figura 3.3.9. Posición de los vectores  $\Delta' i_{cx}$ ,  $\Delta' i_{cy}$ ,  $\Delta' i_{cz}$ .

Como ejemplo se pueden considerar dos casos, cuando el valor actual de  $k$  es 0 o 7, ó cuando  $k$  tiene los valores de 1 a 6.

- (1) Cuando  $k=0,7$ : Entonces el vector  $\mathbf{e}(t)$  y el vector  $L \frac{d\Delta i_c}{dt}$  son iguales por la ecuación (3.12). Entonces, la región de  $\mathbf{e}(t)$  se detecta singularmente mediante los signos más o menos de la derivada del error de corriente de cada fase sobre el eje coordenado  $x$ ,  $y$ ,  $z$ .
- (2) Cuando el vector de conmutación sea entre  $k=1$  y  $k=6$  como se explicó en el párrafo anterior, el modo de conmutación se elige de uno de los cuatro modos que corresponden a los vértices del triángulo incluyendo al vector de  $\mathbf{e}(t)$ . Por lo tanto, si el voltaje de salida  $V(k)$  es igual a  $V(1)$  y el signo de la derivada del error de corriente en el eje  $z$   $\Delta' i_{Cz}$  es positivo (+) puede considerarse que  $\mathbf{e}(t)$  pertenece a la región [VI], ya que el signo de las componentes de la derivada del vector error sirve para juzgar si el vector  $\mathbf{e}(t)$  se encuentra en la región [I] o [VI], por lo tanto si el signo es negativo (-), entonces  $\mathbf{e}(t)$  pertenece a la región [I]. En el caso de que se seleccione un  $k=2$  a  $6$ , la región de  $\mathbf{e}(t)$  se detecta también del mismo modo. La Tabla III resume todos los resultados. En ambos casos, cabe señalar que lo único que se usa para localizar al vector de voltaje de referencia  $\mathbf{e}(t)$  es el signo de  $\Delta' i_{Cx}$ ,  $\Delta' i_{Cy}$  y  $\Delta' i_{Cz}$ . La amplitud de  $\frac{d\Delta i_c}{dt}$  no es utilizada para detectar la región de  $\mathbf{e}(t)$ . Esto significa, que el circuito que se utiliza para detectar en que región se encuentra el vector  $\mathbf{e}$  es muy simple. En base a este razonamiento se dice que dependiendo de la selección de  $V(k)$  (mostradas de color azul claro) en el eje de referencia basta solo con identificar la polaridad de la componente transversal en el eje de coordenadas rotado a  $30^\circ$  (líneas punteadas) para establecer cualquiera de las 2 regiones en la que oscila el vector  $\mathbf{e}$  (color naranja), tal como se muestra en la siguiente figura.

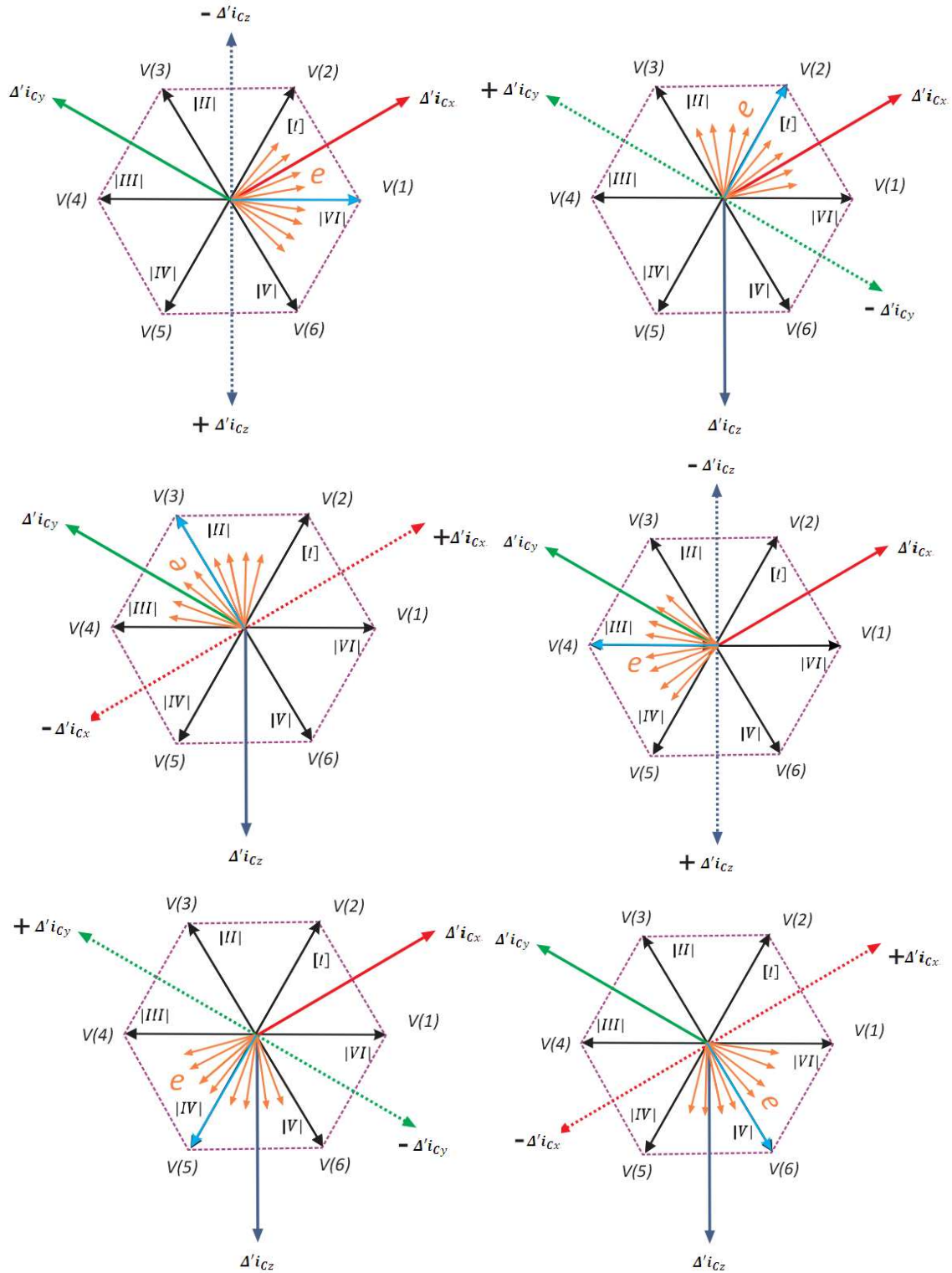


Figura 3.3.10. Ubicación del vector de voltaje de referencia  $e(t)$ .



Por ejemplo, si la polaridad de las derivadas de desviación de corriente son  $\Delta' i_{Cx}$  (-),  $\Delta' i_{Cy}$  (+) y  $\Delta' i_{Cz}$  (+) y el vector de conmutación seleccionado es  $V(3)$  tal como se muestran en las figuras 3, entonces la ubicación del vector se localizan en la región [II]. En la Tabla III se resume todas las posibles combinaciones.

**Tabla III. Detección de  $e$ .**

$V(k)$	$\Delta' i_{Cx}$	$\Delta' i_{Cy}$	$\Delta' i_{Cz}$	$e$
0,7	1	0	0	[I]
	1	1	0	[II]
	0	1	0	[III]
	0	1	1	[IV]
	0	0	1	[V]
	1	0	1	[VI]
1	-	-	1	[VI]
	-	-	0	[I]
2	-	0	-	[I]
	-	1	-	[II]
3	1	-	-	[II]
	0	-	-	[III]
4	-	-	0	[III]
	-	-	1	[IV]
5	-	1	-	[IV]
	-	0	-	[V]
6	0	-	-	[V]
	1	-	-	[VI]

Donde, {0} indica un signo negativo, {1} un signo positivo y {-} es una condición cualquiera. Se utiliza esta nomenclatura debido a que en el desarrollo del algoritmo de programación es conveniente utilizar {1,0} como estados lógicos, y así facilitar el desarrollo del algoritmo a programar.

### 3.3.4.- Esquema de control de respuesta rápida de corriente.

Si el vector de error de corriente  $\Delta i_C$ , se hace muy grande en estado transitorio, es necesario conectar el control de respuesta rápida de corriente al sistema. Para esto, es necesario escoger el modo de conmutación en el cual  $\frac{d\Delta i_C}{dt}$  tiene el componente más grande en dirección opuesta al vector de error de corriente  $\Delta i_C$ , como se mencionó en la Sección 3.2. El modo de selección se determina singularmente desde la región en donde se ubica el vector de error de corriente  $\Delta i_C$  como muestra la Tabla IV.

Tabla IV. Región de  $\Delta i_C$  y modos de conmutación del control de respuesta rápida.

Región de $\Delta i_C$	$V(k)$
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6

En la Figura 3.3.11, se muestran dos hexágonos que limitan el vector de error de corriente  $\Delta i_C$ , donde existe una relación entre las dos referencias; que es,  $\mathbf{h}=\delta+\alpha_1$ , donde  $\alpha_1$  es un valor de amplitud constante muy pequeño. Si el vector de error de corriente  $\Delta i_C$  rebasa la amplitud  $\mathbf{h}$  del hexágono vectorial de corriente, entonces el sistema de control de corriente cambia del control de supresión armónica de corriente al control de respuesta rápida de corriente.

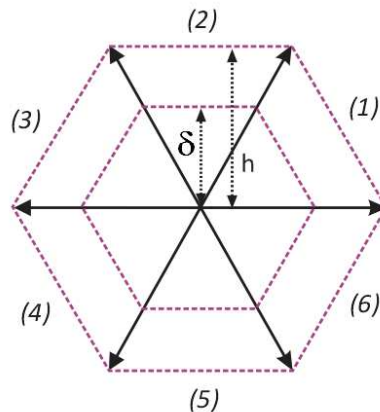


Figura 3.3.11. Hexágono de conmutación de dos estados.

### 3.3.5.- Configuración general del control vectorial de corriente.

La Figura 3.3.12 muestra la configuración general a bloques de la técnica de control vectorial de corriente. Cada error de corriente se obtiene de restar la corriente de referencia deseada con respecto a la corriente de retroalimentación. La región a la que pertenece el vector de error de corriente  $\Delta i_C$  se obtiene por medio de comparadores de ventana, los cuales comparan cada unas de las fases del vector de error de corriente con respecto a una amplitud determinada para identificar si se encuentra dentro o fuera del hexágono vectorial de corriente. El signo de la derivada del error de corriente de cada fase (calculado de la misma manera que el vector de error de corriente) y el modo de conmutación presente de  $V(k)$  son las entradas a la Tabla III, donde se determina la región a la cual pertenece el vector de voltaje de referencia  $e(t)$  dentro del hexágono vectorial de voltaje. La señal de salida de la Tabla III, la señal de salida del vector de error de corriente, y la señal de salida actual de la Tabla II son las entradas a la Tabla II. A través del comparador de amplitud ( $\Delta i_C < h$ ) se elige la salida **K1**, esto cuando se desea suprimir el alto contenido armónico en corriente en el sistema. De otra manera, si se desea una rápida respuesta de corriente ( $\Delta i_C > h$ ) se elige la salida **K2**. La resta de las frecuencias de referencia y real  $f_{ref}$  y  $f_{sc}$  calculan la magnitud  $\delta$ , la cual mantiene una frecuencia de conmutación promedio casi constante y baja. Por otro lado, el filtro pasa-altas del circuito para la detección de la región de  $e_0$  resulta efectivo para suprimir los ruidos acústicos ocasionados por los derivadores. Es importante mencionar que en el bloque de la Tabla II existe un circuito a la salida de K1, el cual hace que no ocurra más de un cambio entre el estado presente y el estado siguiente del vector de voltaje de salida del inversor  $V(k)$ .

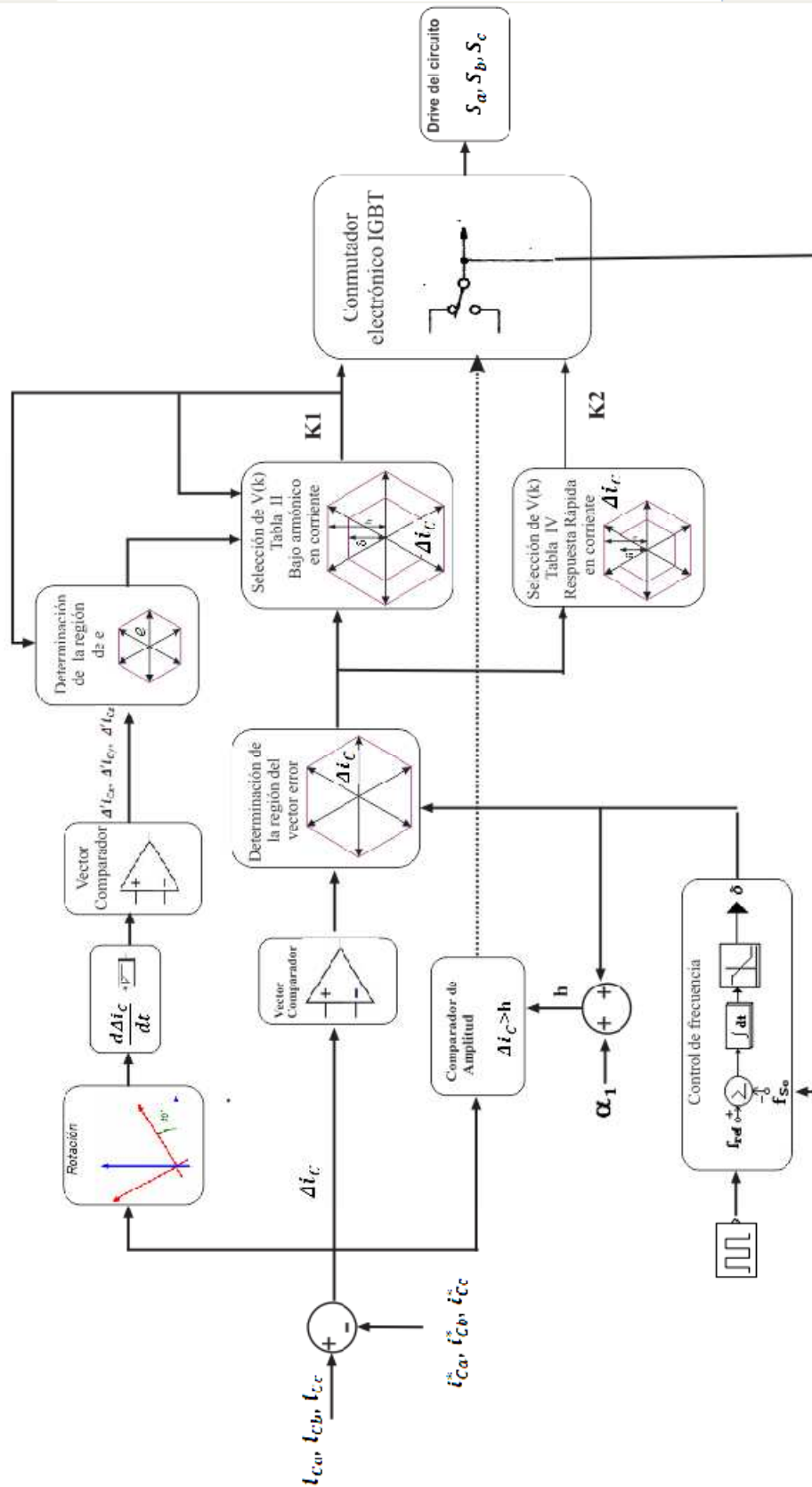


Figura 3.3.12. Diagrama a bloques del algoritmo de control.

### 3.4.- Algoritmo de control vectorial de corriente.

En esta sección se describe el diseño del algoritmo de control vectorial de corriente que usa como plataforma el programa Matlab/Simulink<sup>®</sup> para ser implementado. En cada una de las sub-secciones se describirán a detalle los bloques que conforman al control vectorial de corriente, los cuales se componen de módulos para la detección del vector de error de corriente y la detección del vector de voltaje de referencia, principales para la forma de operar del control vectorial de corriente basado en vectores espaciales de estado.

#### 3.4.1.- Bloque de detección del vector de error de corriente.

La Figura 3.4.1 muestra el subsistema que calcula los errores de corriente de cada fase, los cuales se obtienen a partir de restar la corriente de referencia deseada con la corriente de retroalimentación.

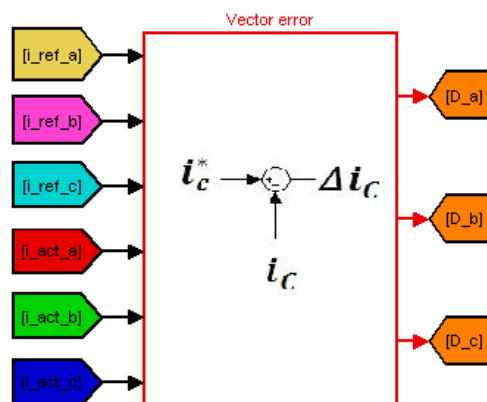


Figura 3.4.1. Subsistema del vector error de corriente.

Donde, las entradas de las corrientes de referencia se identifican por las etiquetas  $i\_ref\_a$ ,  $i\_ref\_b$ ,  $i\_ref\_c$ , mientras que las corrientes de retroalimentación se identifican por las etiquetas  $i\_act\_a$ ,  $i\_act\_b$ ,  $i\_act\_b$ . Las salidas de los errores de corriente de cada fase se identifican por  $D\_a$ ,  $D\_b$ ,  $D\_c$ , mediante las cuales se forma el vector de error de corriente  $\Delta i_c$ .

La Figura 3.4.2 muestra el interior del subsistema para el cálculo de los errores de corriente de cada una de las fases del inversor trifásico fuente de voltaje.

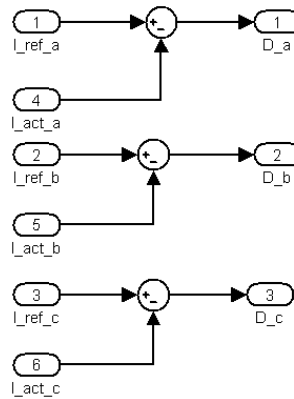


Figura 3.4.2. Diagrama a bloques interno del error de corriente de cada fase.

### 3.4.2.- Determinación de la región del vector de error de corriente.

Una vez calculados los errores de corriente en cada fase se procede a la ubicación del vector de error de corriente resultante. Para esto se utiliza un subsistema que determina la polaridad de cada error por cada fase, conformado por una serie de comparadores analógicos los cuales a su salida entregan un estado lógico [24]. Tal dato se interpreta como “1” al signo positivo y “0” al signo negativo. Posteriormente con la ayuda del bloque combinacional, dependiendo de las entradas booleanas que se le proporcione, la salida ubica en número entero al vector de error de corriente identificado por la etiqueta  $R_i$  (ver Figura 3.4.3).

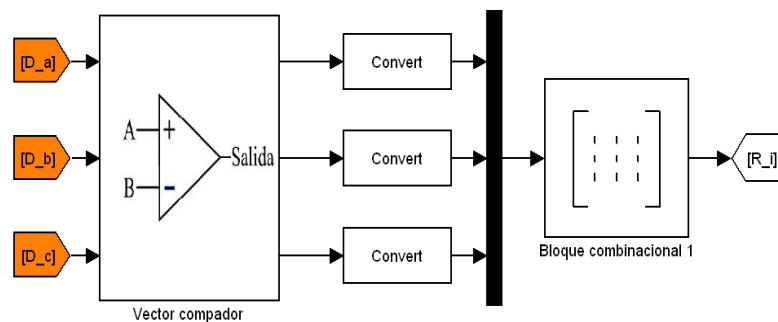


Figura 3.4.3. Diagrama a bloques para la detección del vector de error de corriente.

La parte interna del bloque de comparación para la determinación de la región del vector de error de corriente se muestra en la Figura 3.4.4, en él se observa que el error se compara con respecto a cero.

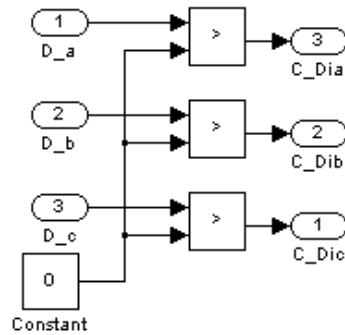


Figura 3.4.4. Diagrama a bloques interior del vector de error de comparación.

De acuerdo a la Tabla III, se presenta la Tabla V, la cual resume el diagrama de detección para la localización del vector de error de corriente. Cabe mencionar que las entradas positivas y negativas en esta tabla, son tratadas como estados lógicos y que solamente indican la correspondencia con la región del vector error de corriente en la que se encuentra el vector error, y no con su equivalente en número entero.

Tabla V. Relación de entrada/salida del bloque combinacional 1.

D_a	D_b	D_c	Región $\Delta i_C$
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	3
0	1	1	2
1	0	0	5
1	0	1	6
1	1	0	4
1	1	1	4

### 3.4.3.- Bloque de detección del vector de voltaje de referencia $e(t)$ .

Conforme a las secciones anteriores para detectar la regiones a las que pertenece el vector de voltaje de referencia  $e(t)$ , se hace un rotación del vector rotación del vector de error de corriente  $\Delta i_C$  a través de la ecuación (11), efectuando la operación de la derivada con respecto al tiempo para cada fase, consecutivamente pasa por un proceso de filtrado con el fin de evitar ruidos de baja frecuencia, finalmente para situar la región a la que pertenece el vector de voltaje de referencia  $e(t)$ , este se compara de las misma manera en que se comparó los errores de corriente para cada fase de la sección anterior. De ahí, se obtiene una de las entradas de la Tabla III para la escogencia de la región a la cual pertenece el vector de voltaje de referencia, y la otra entrada es el vector de voltaje presente en la salida del inversor, denotado por  $V_k$  el cual tiene una dependencia del vector de voltaje de referencia inicial  $e_0(t)$  (ver Figura 3.4.5).

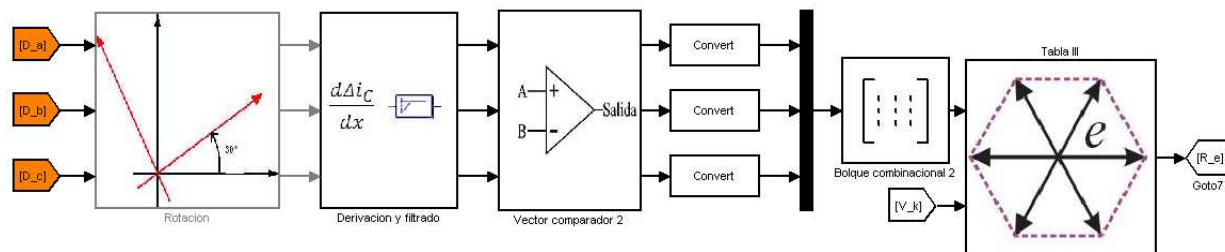


Figura 3.4.5. Diagrama a bloques para la ubicación de vector de referencia .

Los bloques internos para la ejecución de la ecuación (11) se muestran en la Figura 3.4.6. Mientras los bloques internos de la implementación de los filtros pasa-altas se muestran en la Figura 3.4.7.



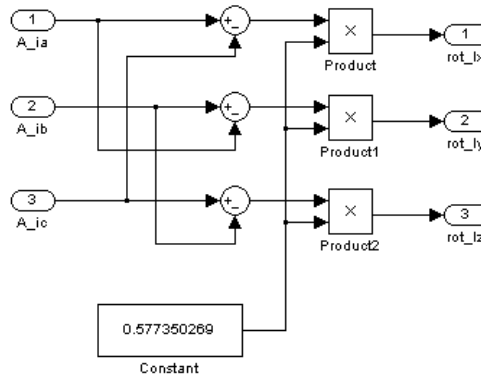


Figura 3.4.6. Diagrama a bloques del subsistema rotación.

Para calcular el filtro pasa altas, se utilizó una función de transferencia de 2° orden tal como se muestra en la ecuación (26).

$$H(s) = \frac{ks^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \tag{Ec. (26)}$$

Donde:

- $k=1$  ; Ganancia del filtro
- $\zeta: 0.65$  ; Coeficiente de amortiguamiento
- $f_c: 25 \text{ Hz}$  ; Frecuencia de corte ( $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ )

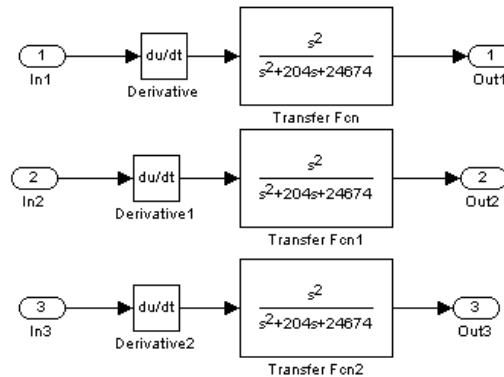


Figura 3.4.7. Diagrama a bloques del subsistema derivación y filtrado.

Se usaron las tablas de búsqueda que contiene el programa Matlab/Simulink® mediante el bloque multi-puerto (ver Figura 3.4.8), ya que con este bloque se puede implementar en tiempo real el bloque de tablas de búsqueda en el equipo dSPACE.

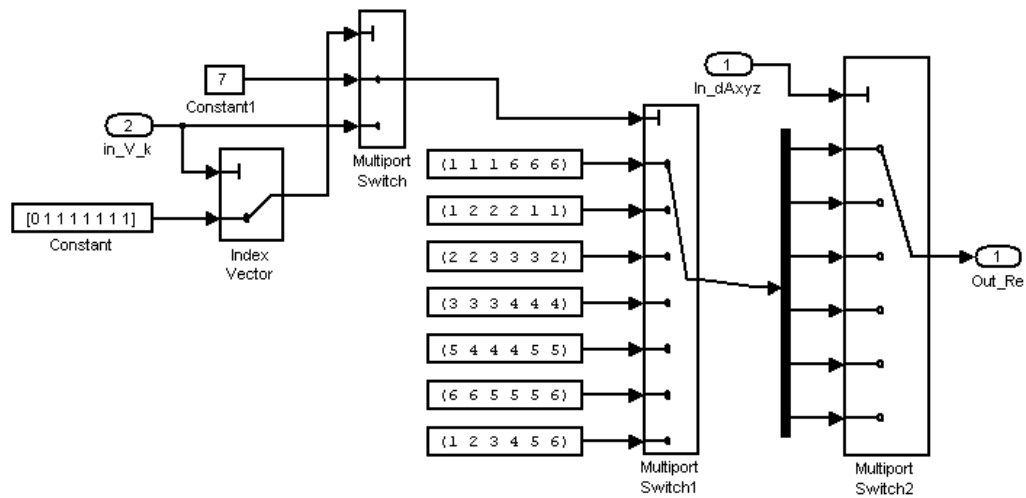


Figura 3.4.8. Diagrama a bloques de la Tabla III.

### 3.4.4.- Selección del estado de conmutación entre los dos controles.

Para seleccionar el estado de conmutación idóneo del inversor, dependerá de la magnitud del vector de error de corriente para elegir entre la tabla II (bajo contenido armónico en corriente) y la tabla IV (respuesta rápida de corriente).

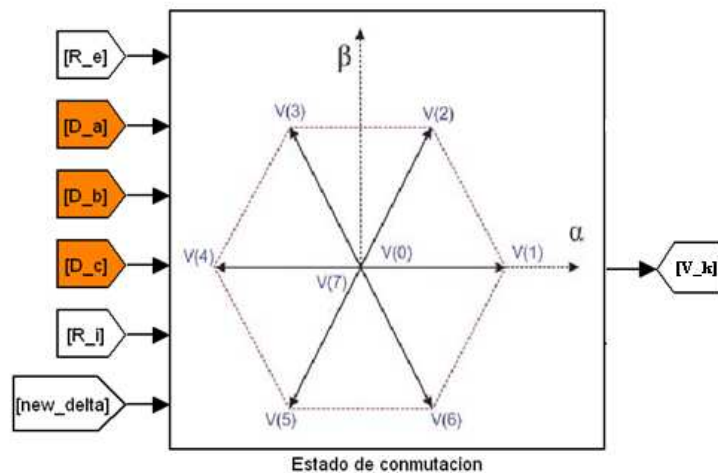


Figura 3.4.9. Subsistema para la selección idónea del estado de conmutación.

Antes de seleccionar el estado ideal de conmutación, es importante evaluar la magnitud del vector de error de corriente, donde esta se compara con el valor de 0.001 (valor propuesto de la

magnitud de  $h$ ), indicando así que el vector de error de corriente se encuentra dentro o fuera del hexágono vectorial, para finalmente definir que tabla es la que se va a escoger para el estado ideal de conmutación. La salida lógica de los comparadores de ventana conlleva al selector a elegir entre la tabla II o la tabla IV. Finalmente, en el programa se hace uso de un retardo en las retroalimentaciones, esto debido a que se generan lazos algebraicos cuando no se tiene un valor de estado inicial (ver Figura 3.4.10).

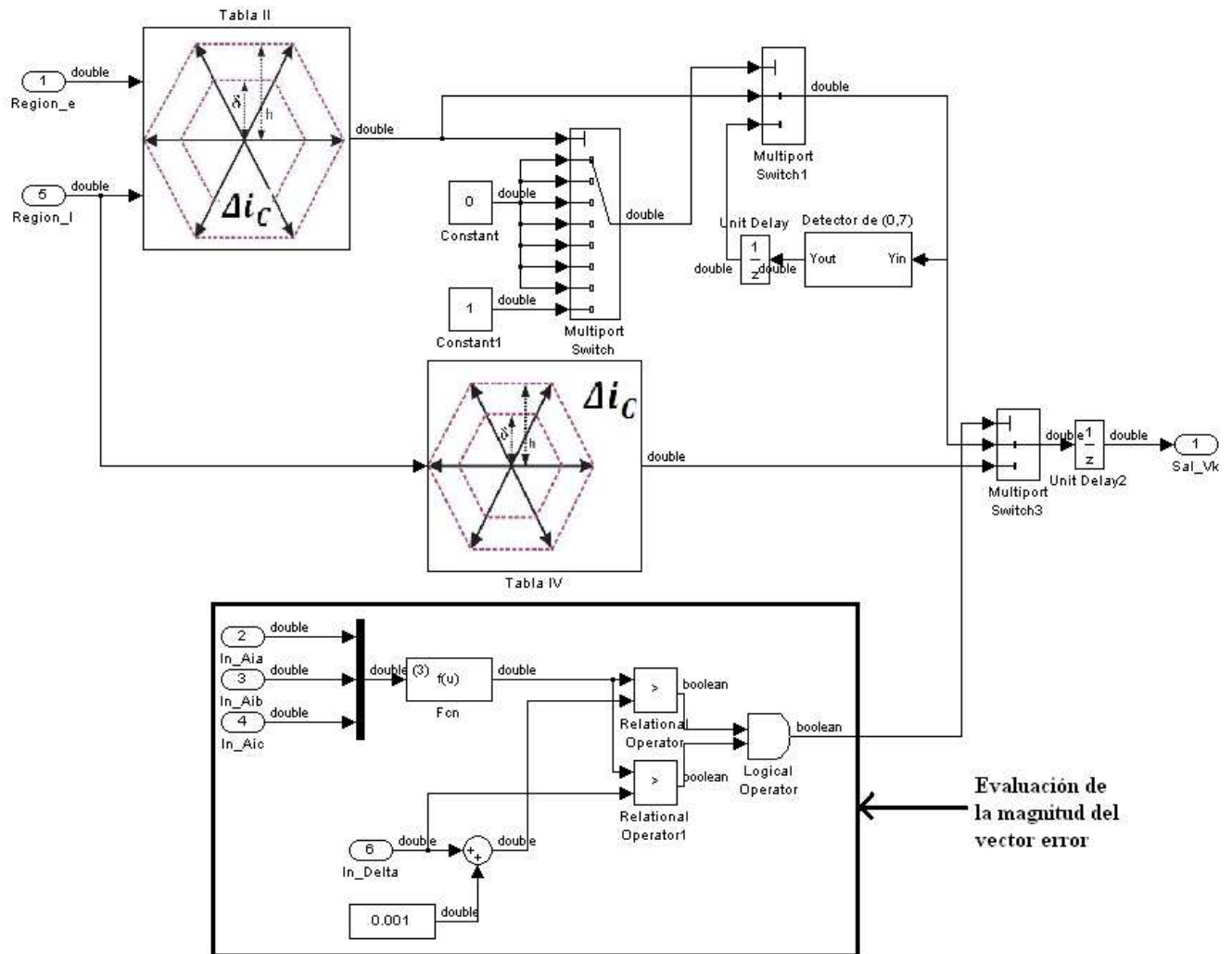


Figura 3.4.10. Diagrama a bloques para la selección idónea del estado de conmutación.

Siguiendo el razonamiento del diagrama a bloques de la Figura 3.4.10. Dependiendo de la región en que se encuentre el vector de voltaje de referencia  $e(t)$ , y de la región que se encuentre el vector de corriente  $\Delta i_C$ , da como resultado un estado de conmutación (ver Figura 3.4.11), pero si

el estado siguiente es un estado nulo, es decir el estado 0 o el estado 7 (vector comodín). Habrá que seleccionar un estado que no cause más de un cambio entre el estado presente y estado siguiente, visto de otra manera, cada estado de conmutación del inversor se trata con números enteros y estos tienen una equivalencia lógica para hacer conmutar a los semiconductores del Inversor. De ahí, que para reducir la frecuencia de conmutación en los IGBT's es indispensable evitar conmutaciones no deseadas. Por ejemplo si el vector presente es el vector 2 donde su equivalente lógico es [110], entonces para evitar más de un cambio, el vector idóneo siguiente será el vector [111], el cual su equivalente número entero es el vector 7. Los bloques internos para la implementación del vector nulo o vector comodín se muestran en las siguientes figuras.

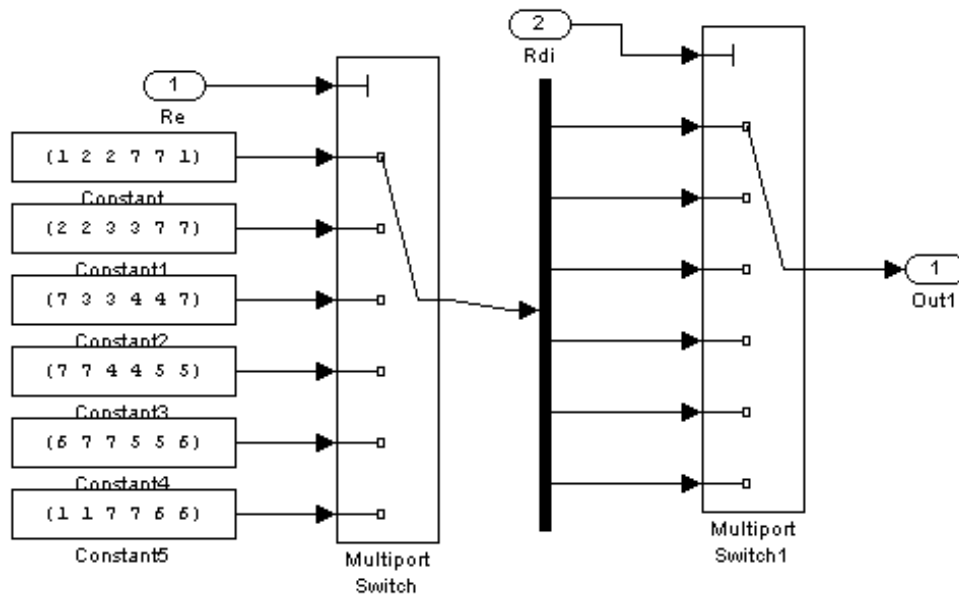


Figura 3.4.11. Diagrama a bloque de la Tabla II.

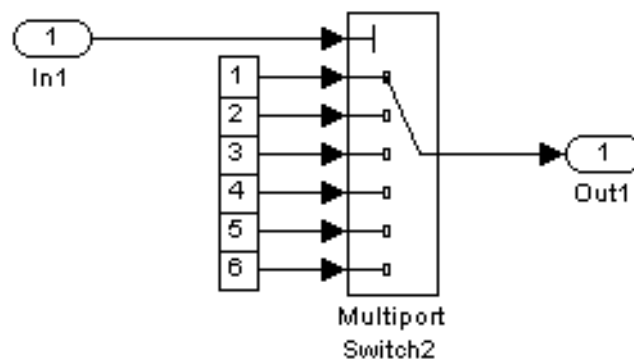


Figura 3.4.12. Diagrama a bloque de la Tabla IV.

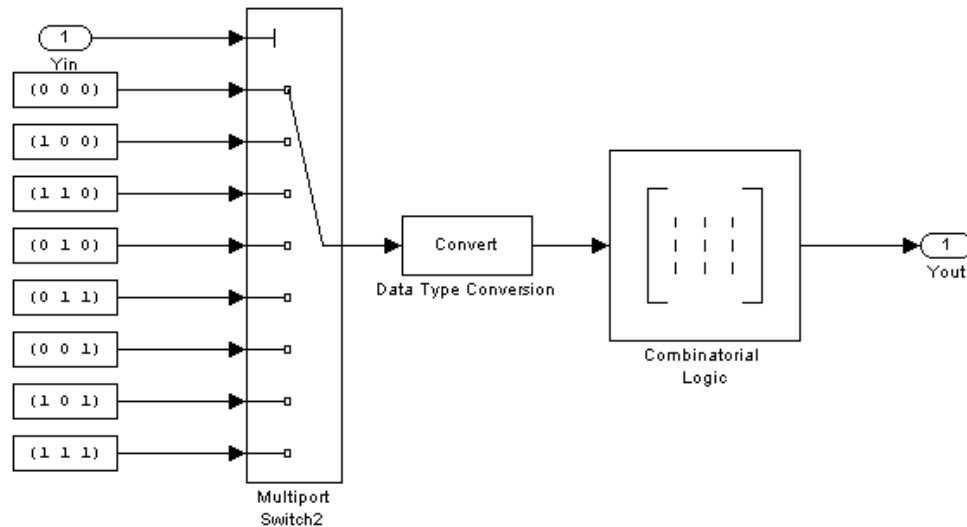


Figura 3.4.13. Diagrama a bloque del subsistema “Detector de (0,7)”.

### 3.4.5.- Plataforma experimental.

En la Figura 3.4.14 se muestra el programa general del control vectorial de corriente, este programa se utilizó primero para simular el sistema en lazo cerrado junto con el programa de diseño de circuitos de electrónica de potencia (PSIM<sup>®</sup>) mediante el módulo *SimCoupler Module* en donde la carga trifásica balanceada se implementó en el programa PSIM<sup>®</sup>. Por otra parte, para la implementación experimental del controlador, los módulos de sensado de las tres corrientes y los módulos de las salidas hacia los seis IGBT's del inversor, se usó un equipo basado en DSP que tiene como tarjeta controladora DS1104 R&D. En esta plataforma experimental se utilizó como carga trifásica balanceada un motor de inducción, para la prueba de robustez del controlador se varió el par de carga en el eje de forma súbita. En los siguientes capítulos se presentan todos los detalles de las pruebas de simulación y los resultados experimentales hechas a la plataforma en tiempo real.

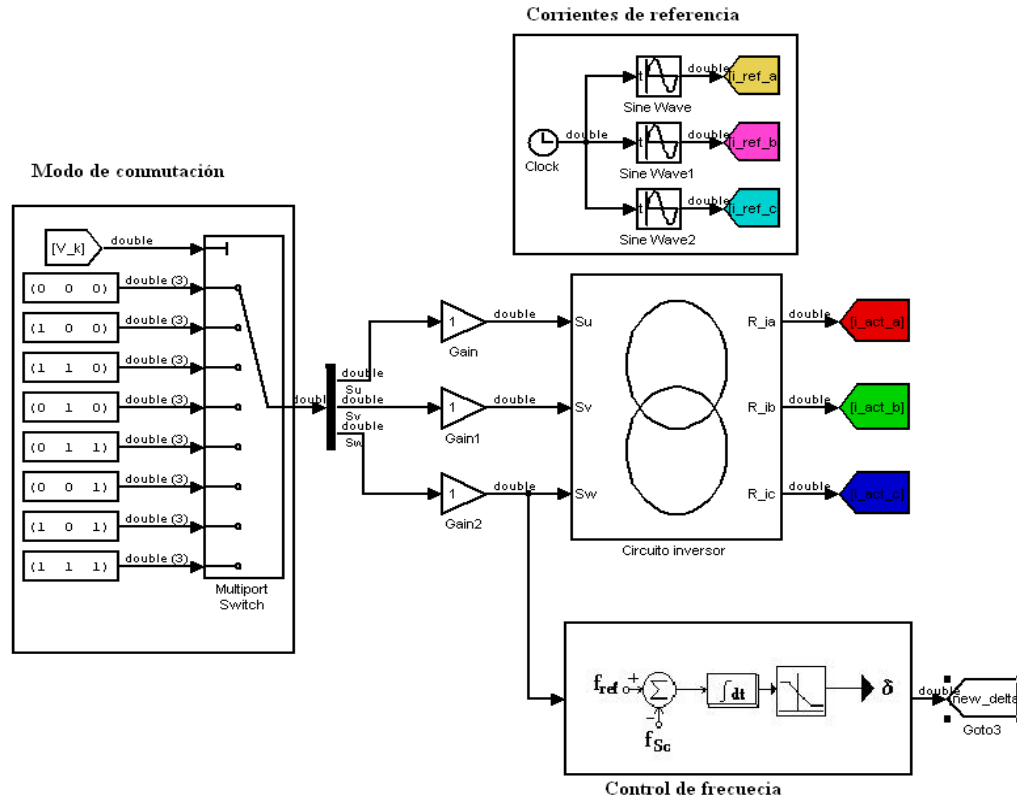


Figura 3.4.14. Control vectorial de corriente en Matlab/Simulink®.

Ya para finalizar se sensa la frecuencia de conmutación y se hace un control estricto de frecuencia que mantiene la frecuencia de conmutación en un rango de frecuencias bajas.

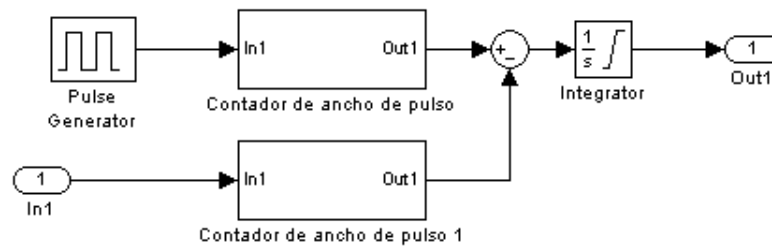


Figura 3.4.15. Módulo interno del control de frecuencia.

## Capítulo IV.- Diseño del ITFV y construcción de la plataforma experimental.

---

**Resumen.**-Este capítulo presenta paso a paso el diseño y construcción del inversor trifásico fuente de voltaje para la plataforma experimental del sistema de control vectorial de corriente basado en DSP; en primer lugar se diseña el circuito bootstrap el cual sirve para activar los dispositivos IGBT en la parte alta y parte baja de cada una de las ramas del inversor trifásico, teniendo la ventaja de tener dos fuentes de voltaje aisladas para activar los IGBT's. en segundo lugar se presenta una de las etapas del inversor formado por el circuito de tiempos muertos el cual tiene la función de evitar el encendido al mismo tiempo de los dos transistores de rama; en tercer lugar se presenta el diseño de los sensores de corriente los cuales medirán los niveles de corriente en forma instantánea que pasarán por la carga trifásica; en cuarto lugar se presenta el diseño de los sensores de voltaje los cuales sirven para el monitoreo de las señales de salida de voltaje de cada rama del inversor; finalmente se presenta el diseño del circuito para el bus de CD de alimentación principal del inversor trifásico fuente de voltaje.

### 4.1.- Circuito bootstrap.

Comenzaremos con el diseño del circuito de bootstrap el cual se compone de un diodo y un capacitor. El circuito bootstrap, es conectado entre las terminales  $V_b$  y  $V_s$  del dispositivo impulsor IR2110 y la fuente de alimentación  $V_{cc}$  (véase figura 4.1.1), estas terminales proporcionan el voltaje de alimentación al circuito interno del impulsor de control flotado y así de esta manera se obtiene las tierras flotada cada IGBT de cada rama. El voltaje de alimentación

necesita estar en un intervalo de 10V a 20V para cada circuito de disparo con la finalidad de activar el IGBT. Cabe mencionar que con la configuración bootstrap solo es necesario usar una sola un fuente de alimentación en lugar de los circuito de disparo normales.

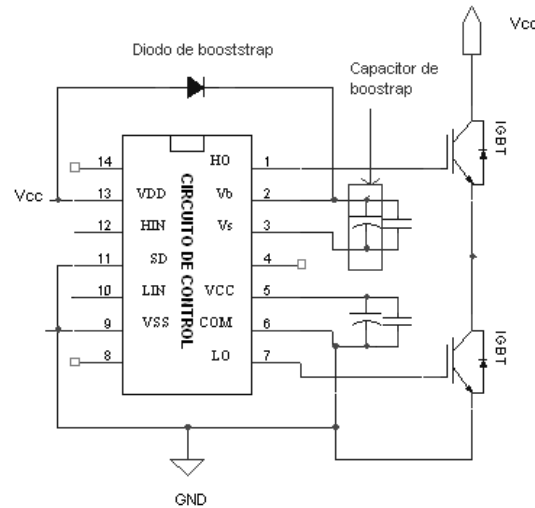


Figura 4.1.1. Capacitor y diodo del circuito bootstrap.

La fuente del voltaje entre las terminales  $V_b$  y  $V_s$  ( $V_{bs}$ ), es una fuente flotada sobre el nivel del voltaje  $V_s$ . La forma de conseguir esta fuente flotada es mediante el circuito bootstrap. Este método tiene la ventaja de ser simple y barato, aunque tiene algunas limitaciones como por ejemplo: el ciclo de trabajo y el tiempo de encendido, ya que estos requieren recargar el capacitor de bootstrap. Cuando el voltaje  $V_s$  está referenciado a tierra el capacitor se carga a través del diodo del circuito bootstrap de la fuente  $V_{cc}$ , esto proporciona una fuente  $V_{bs}$  cuando el IGBT de abajo está apagado.

La siguiente ecuación detalla la carga mínima necesaria para alimentar al capacitor del circuito bootstrap:

$$\text{-----} \quad \text{-----} \quad \text{Ec. (27)}$$

Donde:

=



$I_{gbs}$  = Corriente de fuga del impulsor.

$Q_{ls}$  = Nivel de corrimiento requerido de la carga por ciclo igual a:

- 5 nC para circuitos integrados de 500 V y 600 V.
- 20 nC para circuitos integrados de 1200 V.

El capacitor bootstrap debe ser capaz de alimentar esta carga, y sostener todo el voltaje, de otra forma habría un rizo significativo entre las terminales  $V_b$  y  $V_s$  que suministran la fuente flotada para la parte superior de cada rama, el cual podría llegar por debajo de los límites del voltaje de bloqueo  $V_{bsuv}$  definida como el voltaje de umbral para operar el impulsor, y provocando el decaimiento a la salida flotada su funcionamiento óptimo (esto de acuerdo a las especificaciones de hoja de datos). Por lo tanto la carga del capacitor bootstrap debe tener como valor mínimo igual a dos veces más grande al valor calculado. El valor mínimo del capacitor se calcula mediante la siguiente ecuación.

$$Cb \geq \frac{2Q_{bs}}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{mín}} \quad \text{Ec. (28)}$$

Donde:

$V_f$  = Caída de voltaje directo en el diodo bootstrap.

$V_{LS}$  = Caída de voltaje del FET inferior.

$V_{mín}$  = Voltaje mínimo entre  $V_b$  y  $V_s$  (valores obtenidos de la hoja de datos del IR2110).

El valor del capacitor obtenido de la ecuación (28) es el valor mínimo absoluto, sin embargo debido a la naturaleza de la operación del circuito bootstrap. Un valor bajo en el capacitor puede llevar a sobrecargarse, lo que podría dañar al circuito integrado en un cambio de voltaje. Por lo que se debe minimizar el riesgo de sobrecarga y reducir el rizo de voltaje en  $V_{bs}$ . Por lo que se recomienda multiplicar aproximadamente por 10 el valor del capacitor bootstrap obtenido de la ecuación (28), o calcularlo en los valores absolutos máximos de operación.

Analizando una de las ramas del inversor se tiene que cuando el IGBT de la parte inferior esta activado y la parte superior de la rama esta desactivado ocurre que el capacitor se carga a un valor aproximadamente a  $V_{cc}$  (fuente de alimentación) y cuando sucede lo contrario el capacitor

se descarga a través del diodo y del impulsor en la parte alta, polarizando la compuerta del IGBT en la parte superior para su activación y polarizando el diodo de forma inversa, por lo que el diodo de bootstrap debe ser capaz de bloquear el voltaje del bus de CD para evitar un corto circuito con la fuente de alimentación del impulsor. Además, debe ser un dispositivo de recuperación rápida para minimizar la cantidad de carga realimentada mediante el capacitor bootstrap a través de la fuente  $V_{cc}$ , igualmente la magnitud de corriente de fuga del capacitor, es importante, ya que el capacitor va almacenar carga por periodos de tiempo largos. El diodo bootstrap debe soportar mínimamente el voltaje del bus de CD y tener un tiempo de recuperación rápida. La corriente de fuga debe de calcularse de acuerdo a la siguiente ecuación.

$$I_F = Q_{bs} * f \quad (29)$$

## 4.2.- Características del impulsor e IGBT del inversor.

Para el diseño del circuito bootstrap es necesario conocer algunas características del IGBT y del circuito impulsor (IR2110). Por ello, se elegirán primero los semiconductores y circuitos impulsores del inversor trifásico. De acuerdo a los parámetros deseados se diseñará en primer lugar el inversor trifásico con fines de que este tenga una potencia nominal mayor a la potencia nominal de la carga igual a 1hp. De ahí se establece los parámetros máximos absolutos de operación de los semiconductores de potencia, para no llegar a saturar al inversor. En la siguiente tabla se muestran los máximos parámetros de operación que pudiera tener el inversor trifásico antes de llegar a la saturación.

Tabla VI. Rango de condiciones de operación del inversor trifásico.

Parámetro	Valor	Unidad
Frecuencia de operación	60-100k	Hz
Voltaje en el bus de CD	150-300	V
Corriente promedio	1-10	A
Corriente pico	18-25	A

Para el diseño del inversor Trifásico se utilizaron los siguientes circuitos integrados con sus respectivas características. Se ponen solo las características de interés de cada componente.

Tabla VII. Características eléctricas del IGBT/FGAG40N60UFD.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
$V_{ce}$	Voltaje Colector Emisor	600	V
$R_{ce(on)}$	Resistencia Colector Emisor	10	$\Omega$
$I_D$	Corriente directa nominal	40	A
$V_{Is}$	Voltaje de saturación	2.3	V
$Q_g$	Carga de la compuerta	150	nC

Tabla VIII. Características del impulsor IR2110.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
$V_{OFFSET}$	Voltaje de corrimiento	500	V
$I_{O+/-}$	Corriente de salida por canal	2	A
$V_{OUT}$	Voltaje de salida	10-20	V
$T_{on/off}$	Tiempo de encendido y apagado	120/94	nS
$I_{qbs}$	Corriente de fuga máxima	230	A
$V_{bsuv+}=V_{min}$	Voltaje mínimo entre VB y VS	7.5	V

Tabla IX. Características del diodo ultra-rápido NTE598.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
$t_{rr}$	Voltaje Colector Emisor	50	V
$V_R/V_{RRM}$	Resistencia Colector Emisor	600	$\Omega$
$I_F$	Corriente directa nominal	8	A
$V_F$	Voltaje de saturación	1.5	V

### 4.3.- Cálculos de los elementos del circuito bootstrap.

Para el cálculo de la corriente de fuga de la fuente flotada, la carga  $Q_{bs}$  se considera solamente si se utiliza un capacitor electrolítico como capacitor de bootstrap. De ahí se considera

una baja frecuencia de operación para asegurar que el capacitor de bootstrap almacene carga suficiente para esta frecuencia de operación. Sustituyendo la ecuación (27) se tiene que la carga del capacitor bootstrap es:

$$Q_{bs} = 2 * (1.5 \times 10^{-7}) + \frac{0.00023}{60} + 5. \times 10^{-9}$$

$$Q_{bs} = 4.13833 \times 10^{-6} \mu\text{C}$$

Sustituyendo este último valor en la ecuación (4.2), se tiene que el valor del capacitor bootstrap:

$$C_b \geq \frac{2 * (0.00000413833333)}{15 - 1.5 - 2.3 - 7.5}$$

$$C_b \geq 2.23694 \times 10^{-6} \mu\text{F}$$

En este caso se considera la máxima frecuencia de operación ( $f = 30\text{kHz}$ ), ya que con esta frecuencia de operación circula una mayor corriente promedio a través del diodo, de acuerdo a la ecuación (29), por lo que la corriente directa en el diodo es:

$$I_f = 0.00000413833333 * 30 \text{ kHz}$$

$$I_f = 0.12414 \text{ A}$$

#### 4.3.1.- Consideraciones adicionales de diseño del circuito bootstrap.

Antes de implementar el circuito bootstrap se toman las siguientes consideraciones:

- El capacitor de bootstrap siempre debe colocarse tan cerca como sea posible de las terminales del impulsor (circuito integrado IR2110). Al menos un capacitor con baja resistencia debe emplearse para proporcionar un buen desacoplo local, es decir, en caso de emplear un electrolítico, será necesario colocar junto al circuito integrado un capacitor cerámico. Si el capacitor seleccionado es cerámico o de tantalio, estos deberá tener un valor nominal mínimo suficiente para el desacoplo local. Para este caso se utilizó un capacitor de tantalio en paralelo con un capacitor cerámico, para eliminar ruido.

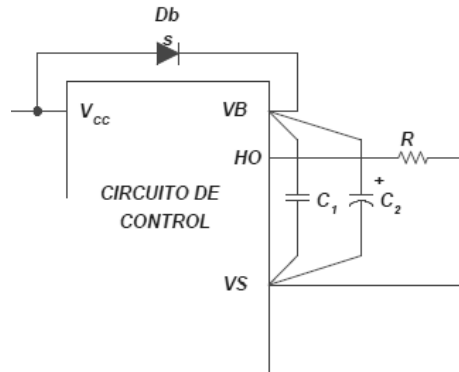


Figura 4.3.1. Diseño recomendado para los componentes del circuito bootstrap.

- Utilizar un segundo capacitor con baja resistencia entre  $V_{cc}$  y la terminal común del impulsor, con esta configuración el capacitor soportará ambas salidas. Se recomienda un valor al menos 10 veces mayor que  $C_b$ .
- Es recomendable colocar un par de capacitores, un cerámico y un electrolítico o uno de tantalio, entre  $V_{DD}$  y  $V_{SS}$  para atenuar el ruido que viene de la fuente de alimentación para la circuitería lógica del impulsor IR2110. Los valores sugeridos por el fabricante son: un capacitor electrolítico de  $10 \mu\text{F}$  y un cerámico de  $0.1 \mu\text{F}$ .
- Para reducir el ruido inducido del bus CD de potencia se debe colocar capacitor tipo MKP en cada una de las ramas del inversor por lo menos de  $1 \mu\text{F}/250 \text{ V}$ .
- Se coloca un diodo zener del mismo voltaje de la fuente de alimentación del impulsor para asegurar el disparo de los impulsores y desconexión de los IGBT's, como modo de protección en caso de un corto circuito.
- Se coloca un diodo a la salida de los impulsores hacia los IGBT para protegerlos ante corrientes inversas junto con una resistencia baja.

#### 4.4.- Diseño del circuito de Tiempo Muerto.

Para asegurar que cada una de las ramas del inversor no tengan un corto circuito al momento de conmutar, se establece un tiempo de retardo que permite que los IGBT no se cortocircuiten cuando estos se estén apagando y encendiendo al mismo tiempo. Para ello se utiliza un circuito de tiempo muerto que les da ese tiempo necesario para evitar dicha falla.

Antes de eso, se utiliza un circuito de aislamiento para evitar problemas de tierra con el dispositivo que lo vaya a operar y a la vez protegerlos en caso de que hubiese el problema de corto. Para eso se utiliza un integrado 6n137 (optoaislador) que mantiene el aislamiento óptico de la parte de circuitería lógica con la parte electrónica de potencia donde se encuentran los impulsores que conmutan a los IGBT's. Para definir la duración del tiempo muerto se toman los valores de tiempo de encendido y apagado de cada uno de los componentes a utilizar. De acuerdo con las hojas del fabricante para cada componente se obtuvieron los siguientes datos.

Tabla 5. Valores en operación normal de cada dispositivo.

Dispositivo	Tiempo de subida (ns)	Tiempo de bajada (ns)	Tiempo de propagación para encenderse (ns)	Tiempo de propagación para apagarse (ns)
Optoaislador 6n137	24	10	75	75
Impulsor IR2110	35	25	150	125
IGBT FGAF40N60UFD	30	35	15	65

Finalmente se suma los valores tanto la parte de subida y de bajada, es decir, cuando estos conmutan de la parte baja hacia la parte alta y viceversa hasta que finalmente se establezcan como se define desde la entrada de control, ya que además de tener un retardo cuando conmutan no implícitamente el otro llega a su nivel si no que tiene un tiempo de propagación para llegar al nivel que se conmuta en la entrada de control.

Por lo que se suma los tiempos de subida y de propagación para encender completamente cada dispositivo.

$$t_{dead\_rise} = 314 \text{ ns}$$

$$t_{dead\_fall} = 335 \text{ ns}$$

Se toma como referencia mínima el mayor de los 2 tiempos obtenidos ya que con este tiempo será necesario para dar tiempo de que conmuten los dispositivos y evitar que provoquen un corto

circuito. Para nuestro diseño se propuso un tiempo muerto de un  $1\mu\text{s}$ . El circuito de generación de tiempo muerto diseñado se muestra en la Figura 4.4.1.

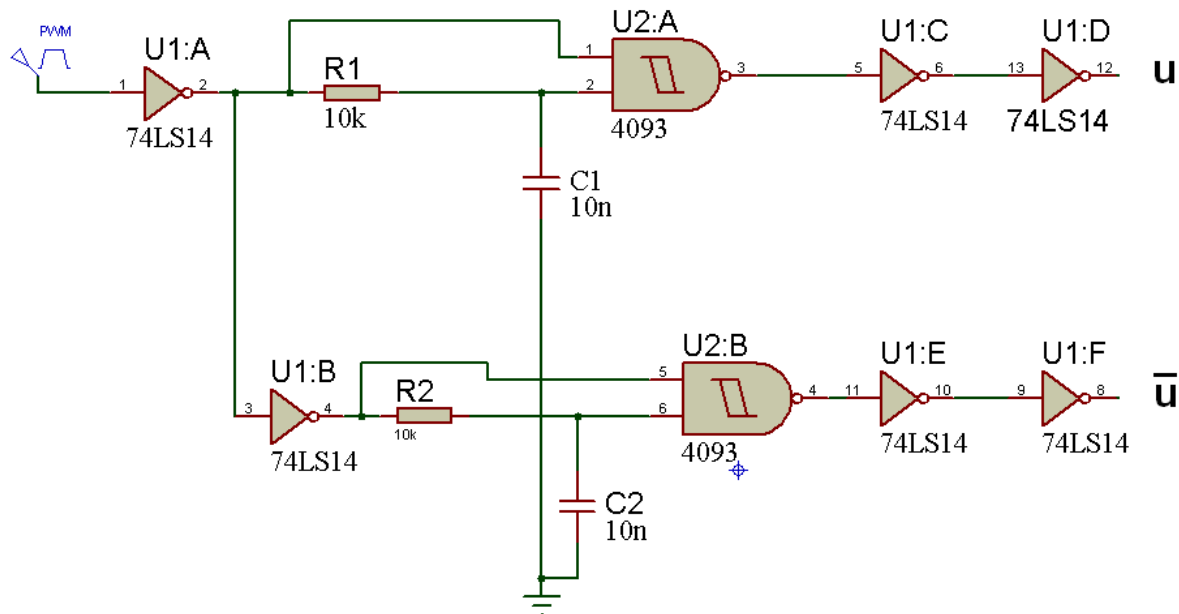


Figura 4.4.1. Circuito de tiempo muerto para el inversor trifásico (capacitores  $C1=C2= 1\ \mu\text{F}$  y resistencias  $R1=R2=1\text{K}\Omega$ )

#### 4.5.- Diagrama final de ITFV.

Los diagramas esquemáticos presentados en los anexos y los diseños PCB de los circuitos para el inversor trifásico, fuentes de alimentación, bus de CD, sensores de corriente y voltaje, fueron realizados en el programa OrCAD 10.3. Para el diseño esquemático se utilizó la paquetería OrCAD CAPTURE CIS y para el diseño PCB se utilizó OrCAD LAYOUT PLUS para su construcción.







Figura 4.6.1. Construcción del bus de CD de los CI, 5 V y 15 V.

#### 4.6.2.- Bus de CD de los IGBT's.

Para el diseño del bus de CD de los IGBT's se tomó en consideración el diseño del capacitor del rectificador trifásico, con la finalidad de seleccionar el capacitor adecuado para el eliminar el rizo necesario a la salida del rectificador trifásico de manera que el voltaje de salida rectificadora estuviese aproximadamente constante y no provocar alguna deformación a la salida de los IGBT's.

Para ello se tiene que el rectificador trifásico como se muestra en la Figura 4.6.2 un voltaje máximo y un voltaje mínimo a la cual el voltaje pueda llegar a disminuir debido a la descarga del capacitor, se propone un valor de 95 % del voltaje  $V_1$  para tener un rizo aproximadamente de un 5 %.

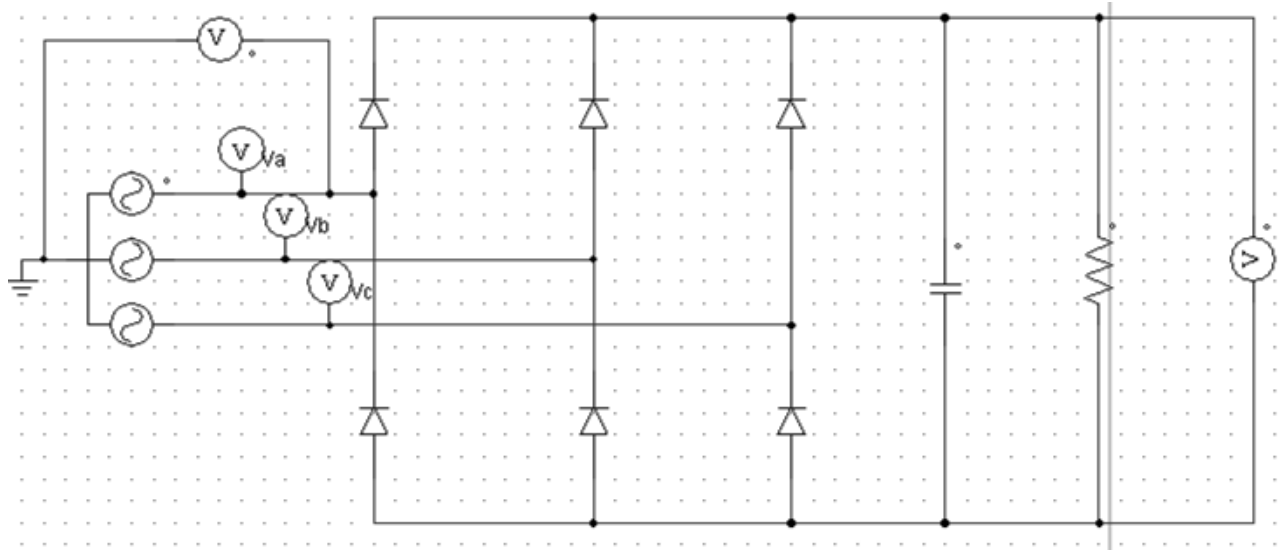


Figura 4.6.2. Rectificado Trifásico.

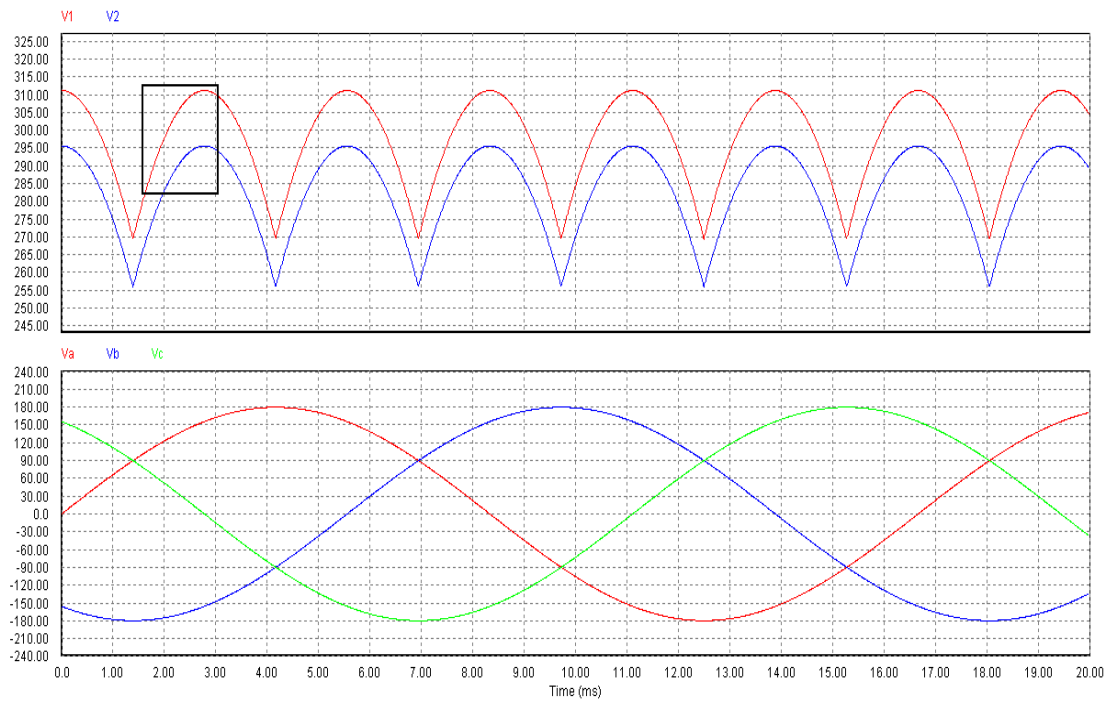


Figura 4.6.3. Salida de la señal rectificada.

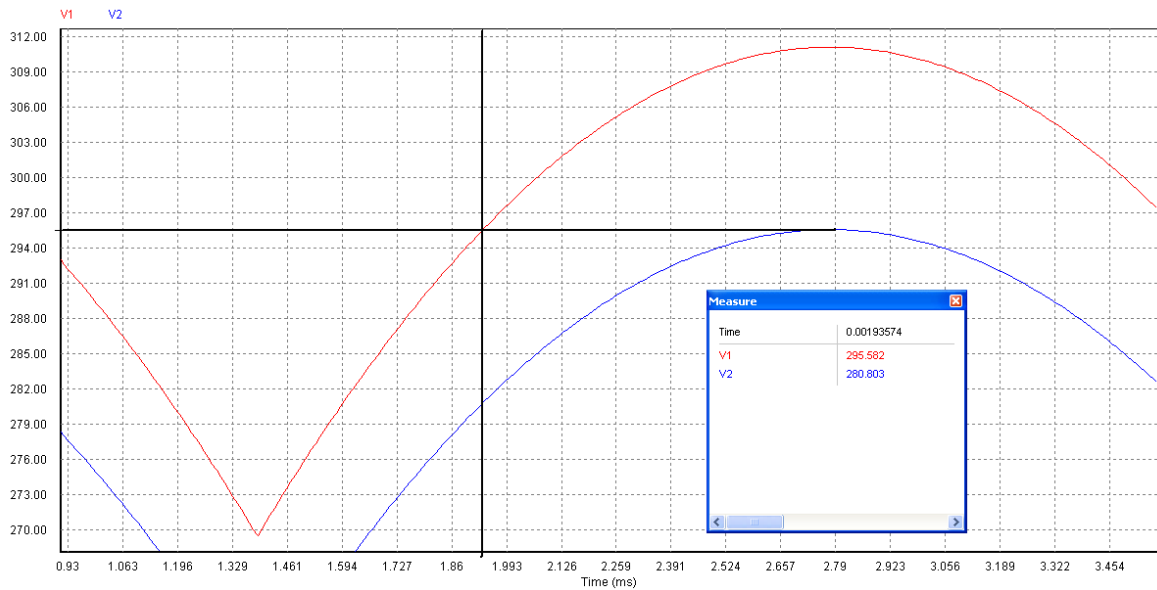


Figura 4.6.4. Valores de los voltajes V1 y V2.

Por lo tanto obteniendo los valores y las graficas mediante un simulador se obtienes los siguientes datos:

- |  |  |
|--|--|
| $V_m = 127 \text{ Vrms}$                     | Voltaje eficaz pico de línea a neutral de.           |
| $V_o = \sqrt{3}V_m$                          | Voltaje eficaz de salida del rectificador trifásico. |
| $V_{CD} = \sqrt{2}V_o = 311.126 \text{ Vcd}$ | Voltaje pico del bus de CD.                          |
| $f_r = 60 \text{ hz}$                        | Frecuencia de entrada.                               |
| $P_o = 1492 \text{ W}$                       | Potencia máxima de la carga de la fuente trifásica.  |
| $V_1 = 311.127 \text{ Vcd}$                  | Voltaje máximo del rectificador.                     |
| $V_2 = 295.571 \text{ Vcd}$                  | Voltaje mínimo reducido a un 5% .                    |
| $\alpha = 0.3173\text{rad/s}$                | Ángulo de desfase entre V1 y V2 picos                |

El valor del capacitor esta dado por la siguiente ecuación 4.

$$C_{Bus} = \frac{\pi - \alpha}{\pi} * \frac{2 * P_o}{(V_1^2 - V_2^2) * f_r} \tag{Ec.4}$$

Evaluando los valores en la ecuación 4 se tiene que el valor del capacitor es:

$$C_{Bus} = 0.00473 \text{ F}$$

Por último se colocó un capacitor tipo MKP para desacoplo de ruido del bus de CD de potencia, posteriormente se hace los diseños esquemáticos y PCB, para su construcción tal como se muestran las siguiente Figura 4.6.5.

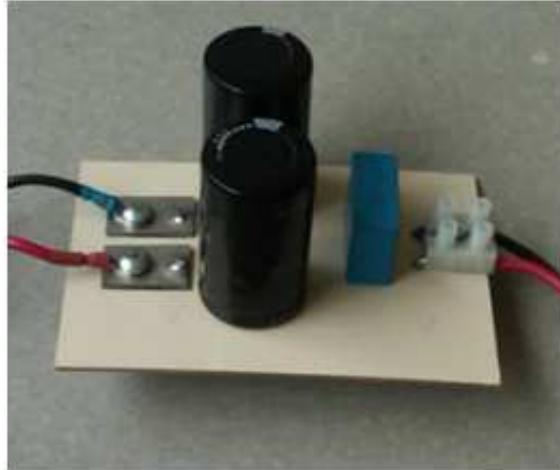


Figura 4.6.5. Cuircuito del bus de alimentación del inversor.

## **4.7.- Diseño de los sensores de corriente y voltaje.**

Para conocer los valores de corriente y voltaje dentro del inversor se utilizan sensores de corriente de efecto Hall y de voltaje. Esta información nos permitirá conocer el comportamiento de la salida del inversor trifásico. Las mediciones de corriente y voltaje pueden ser utilizadas posteriormente para la identificación y control de un motor de inducción que se obtenga con este dispositivo funciona como entrada o variable del algoritmo de control vectorial.

### **4.7.1.- Sensor de corriente.**

Para el diseño del circuito de sensado de corriente se utiliza el sensor NT-50 suficiente para aguantar una corriente nominal como máximo de 50 amperes. El funcionamiento básico es sencillo, por cada ampere que fluya a través del sensor se obtiene 1 mV a la salida. Se coloca una

configuración de 1:1 mediante resistencias y un amplificador de precisión (circuito integrado LT1013CP) para operarlo en modo normal. Las conexiones eléctricas se muestran en los anexos.

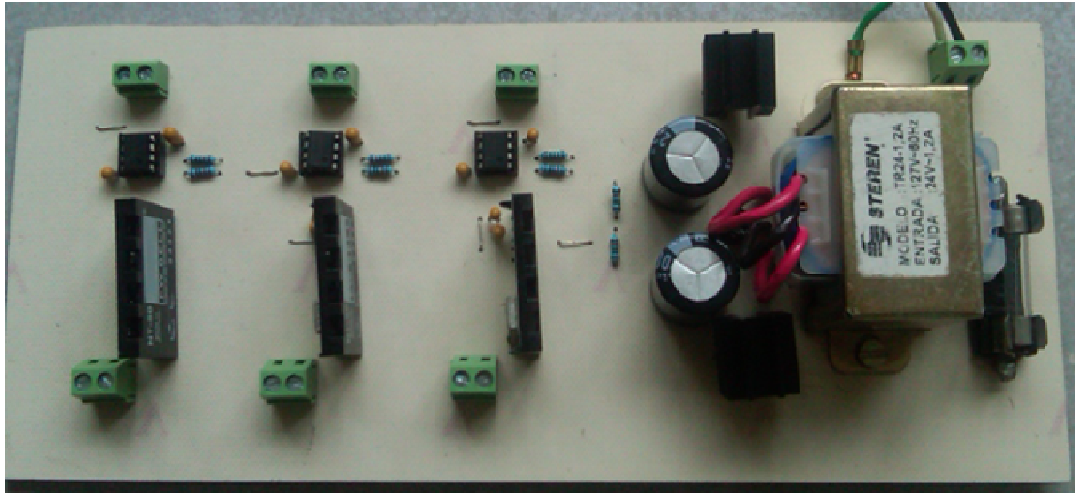


Figura 4.7.1. Construcción del circuito de sensado de corriente.

#### 4.7.2.- Sensor de voltaje.

Para el diseño del circuito de sensado de voltaje se utiliza un amplificador de precisión aislado ISO124P para monitorear el voltaje que pasa a través de cada una de las ramas del inversor trifásico. En el diseño de la circuitería de sensado se acoplo un divisor de voltaje para tener una relación de 10:1 y de 100:1 en la entrada del dispositivo.

Para operar dicho amplificador se utilizan 2 fuentes bipolares con diferentes tierras para mantener la etapa de aislamiento, utilizando convertidores de CD-CD (AM1D 1212DZ) para evitar hacer fuentes rectificadores con transformadores con lo cual se reduce espacio y costos en la realización.

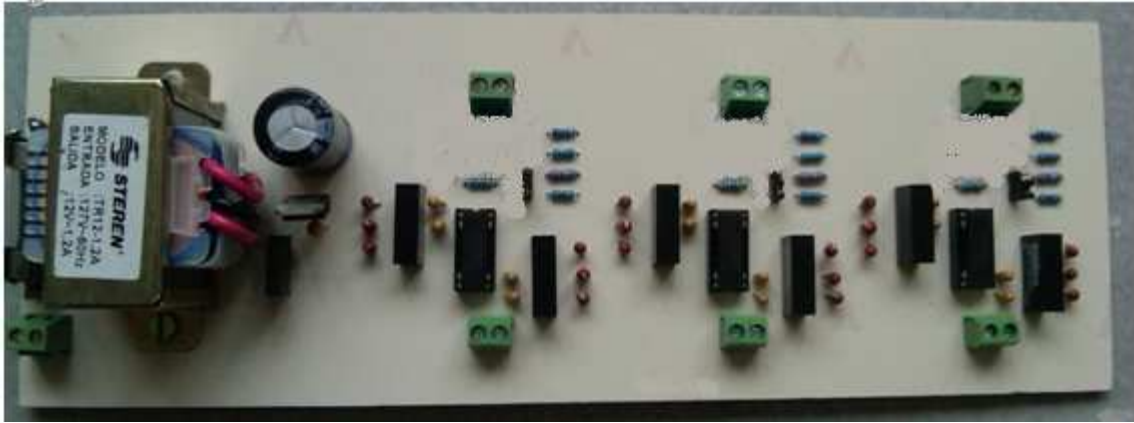


Figura 4.7.2. Construcción del circuito sensado de voltaje.

## 4.8.- Modulo dSPACE.

Una de las herramientas con mas auge en la industria es el entorno de Simulink<sup>®</sup> que sirve para simulación multidominio y diseño basado en modelos para sistemas dinámicos y embebidos. Proporciona un entorno grafico interactivo y un conjunto de librerías de bloques que permiten diseñar, simular, implementar y probar una variedad de variables en el tiempo los sistemas, incluye las comunicaciones, los controles, procesamiento de señales, video e imágenes. Además de ser una instrumento integrada con Matlab, proporciona acceso inmediato a una amplia gama de herramientas que le permite desarrollar algoritmos, analizar y visualizar las simulaciones, crear secuencias de comando de procesamiento por lotes y personalizar el entorno modelado, y definir la señal, parámetros y datos prueba.

Muchas industrias están bajo presión para reducir sus tiempos de desarrollo cuando producen productos únicos e innovadores. Trabajar de manera eficiente es indispensable para el éxito del mercado globalizado, especialmente para las industrias de alta tecnología como la automotriz, aeroespacial y de comunicaciones donde los controles electrónicos son una parte vital de cada nuevo producto. El diseño basado en modelos de control es el ahorro de tiempo costo-eficiencia, esta es una de las razones por la cual se utiliza estos sistemas de apoyo dSPACE basados en un modelo creado para realizar cualquier función programada. Para modelar las estrategias del controlador y el comportamiento interno de los componentes de software,

herramientas como MATLAB / Simulink / Stateflow de The MathWorks ® y TargetLink de DSpace se utilizan. Para la verificación en el entorno real, los modelos de controlador se pueden integrar en los sistemas de prototipado DSpace.

#### **4.9.- Aspectos importantes de la plataforma experimental.**

Para alcanzar el objetivo propuesto en esta tesis, se construyó una plataforma experimental para realizar las pruebas de control vectorial de corriente de un inversor trifásico fuente de voltaje con carga RL desarrollado en el entorno de Matlab Simulink®, tanto en simulación como en tiempo real.

Los resultados de simulación se consiguen con la ayuda del programa de simulación de Electrónica de Potencia Power SIM (PSIM), ya que este contiene un modulo llamado “SimCoupler” que proporciona el enlace entre PSIM<sup>4</sup> y Matlab/Simulink®. En PSIM se hace la configuración del circuito inversor y la medición de corrientes en la carga trifásica RL para implementar el control vectorial de corriente diseñado en Matlab Simulink®. El esquema de simulación anterior permite probar el funcionamiento y efectividad de la técnica de control antes de llevarlo a práctica.

Luego de obtener los resultados deseados en simulación. Para llevar a cabo las pruebas en tiempo real, se utiliza el sistema dSPACE basado en una tarjeta controladora DS1104 R&D<sup>5</sup>. Posteriormente se le programa el algoritmo de control realizado en la plataforma de Simulink® para su operación en el circuito inversor. De manera que las entradas y salidas que van al circuito inversor se conectan a las interfaces de entrada y salida que contiene el equipo dSPACE.

La tarjeta controladora DS1104 R&D del sistema dSPACE es un tarjeta estándar que puede ser conectada a una ranura PCI de una PC. La tarjeta DS1104 R&D está diseñada específicamente para el desarrollo controladores digitales multivariables de alta velocidad y simulaciones en tiempo real en diversos campos. El sistema dSPACE es un sistema de procesamiento de tiempo real completo basado en un procesador 603 PowerPC de punto flotante

---

<sup>4</sup> Para más información de cómo usar el modulo SimCoupler consultar la página [www.powersimtech.com](http://www.powersimtech.com).

<sup>5</sup> Plataforma de desarrollo e implementación de algoritmos realizados en Matlab Simulink.

que funciona a 250 MHz Para propósitos avanzados de entradas y salidas, la tarjeta incluye un DSP esclavo basado en el microcontrolador DSP-TMS320F240.

Construido el circuito inversor tal como se describe en el capítulo IV junto con los sensores de corriente y voltaje que retroalimentan el lazo de control (equipo de instrumentación para adquirir las señales de corriente y el voltaje que se tiene en cada una de las ramas del sistema trifásico), se manejan salidas digitales de la dSPACE y que se conectan a las entradas de los drivers del circuito inversor para la generación de la frecuencia de conmutación en los IGBT's y las corrientes sensadas mediante el equipo de instrumentación se conectan a las entradas analógicas de la misma para finalizar el lazo de control.

Se utiliza un motor trifásico jaula de ardilla de 4 polos de 175 W - 206 V - 1.2 A -1670 r/min como carga trifásica RL.

#### **4.10.- Elementos que componen la plataforma experimental.**

Los elementos principales utilizados para la realización de la prueba en tiempo real consta de un ordenador (PC) con el software Matlab Simulink<sup>®</sup> versión 7.10 (2010a), seguido del modulo dSPACE que ejecutará las instrucciones que se desarrollan en Simulink<sup>®</sup>, posteriormente el algoritmo de control vectorial a través de las salidas digitales del mismo módulo enviara las señales de conmutación hacia los drivers del inversor trifásico construido, las salidas que emanan del arreglo de IGBT's del inversor proporciona la señales trifásicas de referencia a la carga RL (Motor jaula de ardilla) que se le haya programado al modulo dSPACE, finalmente para que el control pueda operar necesita sensar las corrientes que fluyen a través de cada una de las fases, esto se consigue con la etapa de instrumentación de sensado de voltaje y de corriente diseñado para que le suministre la medición de corriente que serán parte del lazo de retroalimentación. Tal como se muestra en la siguiente figura.



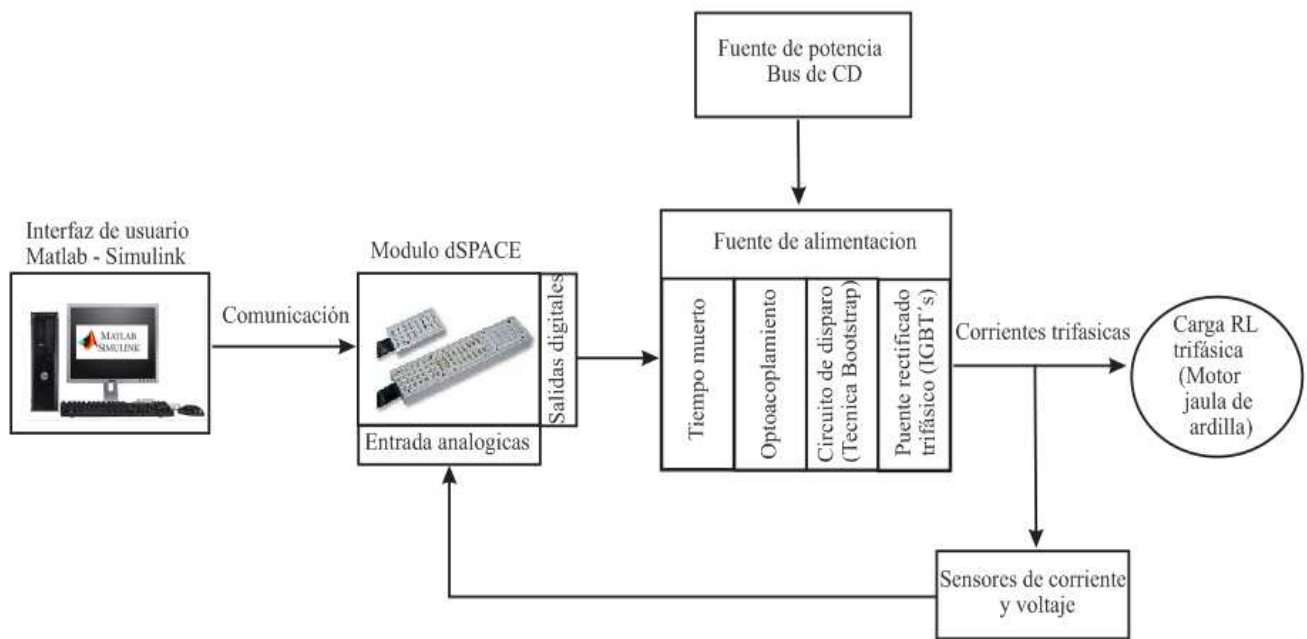


Figura 4.10.1. Esquema sintetizado de la plataforma experimental.

En la topología del inversor trifásico el voltaje de entrada al inversor es suministrado por un bus de alto voltaje de CD. La potencia de CD deberá ser suministrada por un rectificador alimentado de la línea de potencia de AC. En este caso la fuente de potencia trifásica es regulada a través de un autotransformador (VARIAC), lo que permite controlar el nivel de potencia en los experimentos. Este voltaje pasa por un capacitor con el valor necesario para suavizar y estabilizar el voltaje producido por el rectificador.

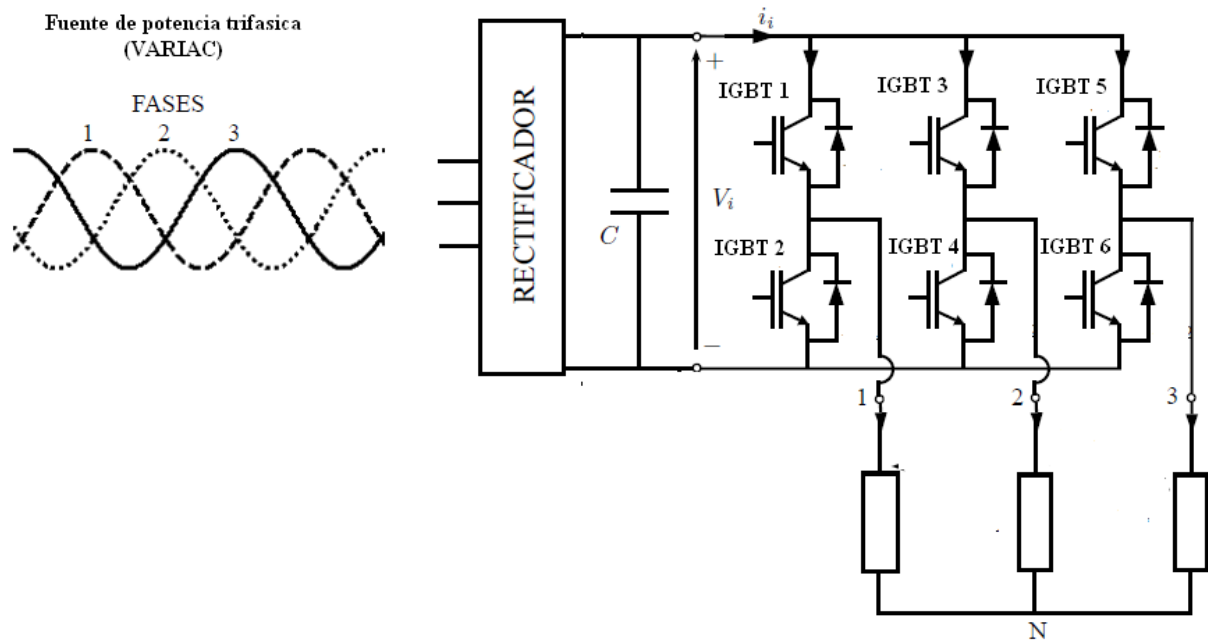


Figura 4.10.2. Topología de la fuente de potencia hacia el inversor trifásico.

Para la alimentación de los circuitos integrados, se construyeron los convertidores de CA-CD para suministrar el voltaje necesario a los circuitos integrados. Para facilitar el manejo de la plataforma experimental se utiliza una fuente de voltaje del laboratorio de la universidad, que proporciona los voltajes requeridos para la operación del inversor trifásico (15 V para los impulsores y 5 V para los circuitos de tiempo muerto y opto acoplamiento), aprovechando las protecciones que estas fuentes presentan, como un indicador de cortocircuito, que ayuda en el monitoreo del sistema evitando un mal funcionamiento de toda la plataforma en caso de que se presentara un cortocircuito

## Capítulo V.- Resultados Experimentales.

---

### 5.1.- Justificación de la plataforma experimental.

Los motores de inducción tipo jaula de ardilla son ampliamente utilizados en la industria. Algunas de las razones de ellos son su bajo costo y por qué no poseen terminales de contacto con el rotor. A diferencia de los motores de CD, o los motores de inducción de rotor embobinado, que poseen anillos deslizantes de conexión con el rotor, el motor de jaula de ardilla, contiene internamente en su rotor barras conductoras longitudinales de aluminio o de cobre separadas, pero conectadas en corto circuito todas las juntas en los extremos por unos anillos, formando la estructura de una jaula. Esta ausencia de terminales en los motores jaula de ardilla evita que se produzcan chispas durante su operación y hace que sean seguros en ambientes extremos y explosivos. Este tipo de motores pueden alcanzar altas velocidades y soportar sobrecargas eléctricas y mecánicas pesadas. Típicamente los motores jaula de ardilla poseen una reserva de torque significativa y poseen baja dependencia de la velocidad respecto al par de carga, además de poseer una considerable vida útil sin mantenimiento. Para la manipulación de un motor jaula de ardilla como carga RL donde la referencia en corriente necesaria para accionar dicho motor mediante la utilización de la técnica control vectorial de corriente aplicado al inversor trifásico demuestra la capacidad para hacer un seguimiento en corriente tal que para accionar el motor la referencia sinusoidales defasadas y balanceadas que operan estos tipos de motores.

El diseño y construcción de un inversor trifásico es una de las grandes aportaciones de la tesis para la enseñanza y adiestramiento en el control de este tipo de sistema, ya que conlleva paso a paso el diseño de la misma y como cada variable influye en el diseño dependiendo de las características de que desea obtener a la salida del inversor, la técnica de control implementada

en este tipo de inversores es una de muchas que actualmente siguen en proceso de investigación para nuevas mejoras de solución permitiendo trabajar con actuadores más cercanos a los utilizados en la industria además de proporcionar un diseño base para una futura explotación comercial.

## **5.2.- Resultados experimentales.**

Las pruebas experimentales se realizaron con un voltaje de 85 V del bus de CD aplicados al inversor trifásico fuente de voltaje, se establece una referencia sinusoidal de tres fases con una amplitud de 1.2 A de amplitud pico y un desfase de  $120^\circ$  a 10 hz como corriente de referencia, y una frecuencia de conmutación menor a 5 KHz. Se opera un motor trifásico jaula de ardilla como carga RL a una potencia de 100 VA. Dichos parámetros se establecieron en el algoritmo a bloques de control vectorial diseñado, para controlar y establecer el estado actual de la corriente trifásica que pasa a través del motor a la corriente de referencia establecida. Posteriormente el algoritmo de control vectorial se carga mediante Matlab Simulink a una frecuencia de muestro de 45 KHz el a la dSPACE para operarlo en tiempo real. Con la interfaz del hardware se obtiene las siguientes figuras que muestran cada uno de los parámetros importantes en la aplicación del control. Se utilizó el software dSPACE ControlDesk versión 7.3.1, para obtener los resultados siguientes.

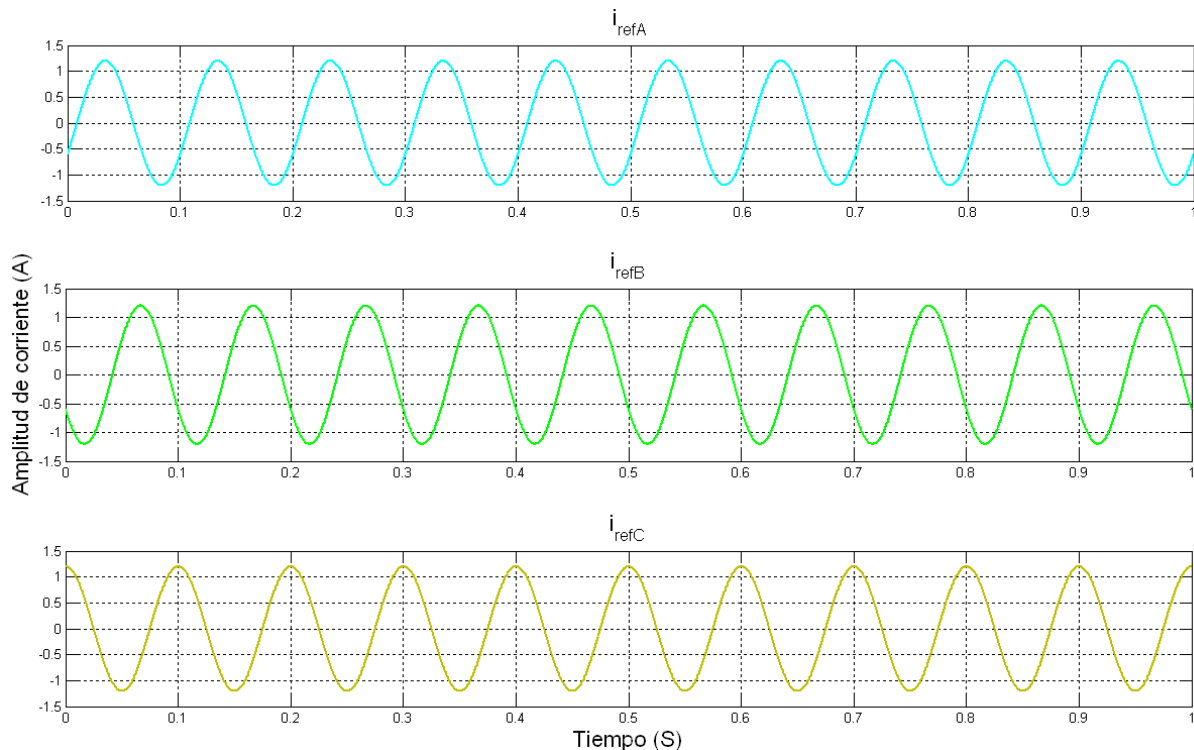


Figura 5.2.1. Corrientes de referencia.

Como parte inicial de las pruebas de tiempo real se aplicó en el inversor trifásico seis modos de conmutación omitiendo los voltajes nulos  $V(0)$  y  $V(7)$  para obtener la forma de onda sinusoidal en cada fase de la carga RL, es decir, sin ningún algoritmo que lleve la corriente actual a la de referencia ( $i_{refA}$ ,  $i_{refB}$ ,  $i_{refC}$ ), solamente se aplica los ocho vectores de estado o de conmutación. Con la aplicación de cada uno de los voltajes definidos por los estados de conmutación se muestran las corrientes de cada una de las fases.

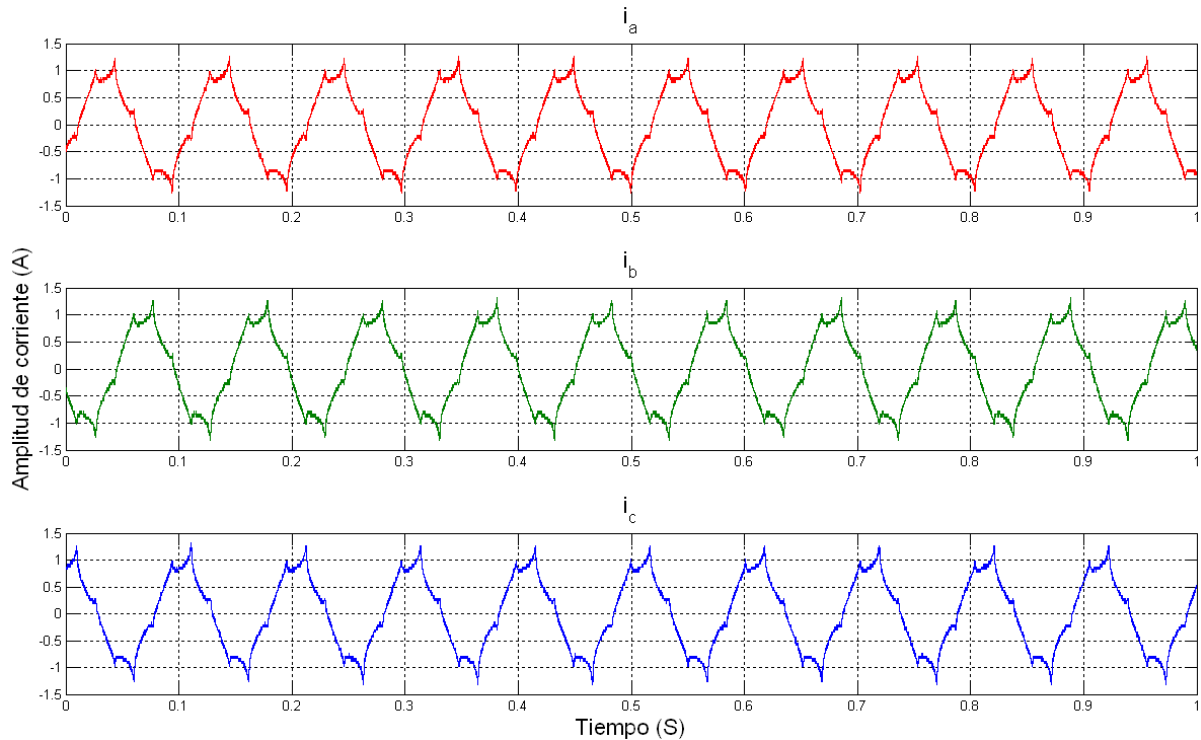


Figura 5.2.2. Corrientes actuales.

Es claro verificar que aplicando una frecuencia de conmutación determinada (10 Hz) a los vectores de conmutación sin ningún algoritmo de control en lazo cerrado se puede observar que las formas de ondas en corriente que pasan por las ramas de cada una de las fases (A, B, C) es distorsionada, obteniendo un contenido armónico alto en la carga RL. Los corrientes actuales  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  que se forman por los modos de conmutación depende de solo 6 vectores de estado (1, 2, 3, 4, 5 y 6) ya que los estados (0 y 7) son nulos. En la figura se presentan los principales armónicos necesarios para generar la señal. Los armónicos  $1^\circ$ ,  $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $13^\circ$ ,  $17^\circ$  y  $19^\circ$  son los más significativos para formar las corrientes de cada fase.

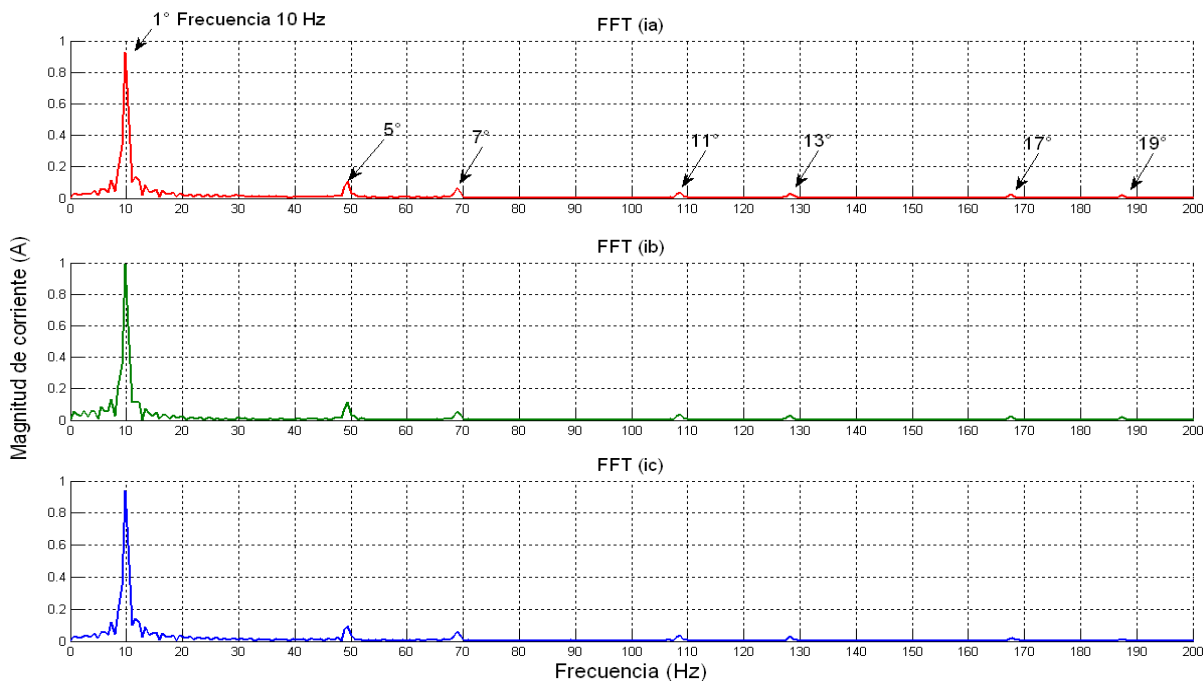


Figura 5.2.3. Espectros en frecuencia de las corrientes  $i_a, i_b, i_c$

Los voltajes suministrados por el inversor trifásico en cada fase hacia la carga se observa que la corriente es suavizada debido a la carga inductiva que presenta motor. A continuación se muestran las componentes  $\alpha$ - $\beta$  de las corrientes trifásicas sin control.

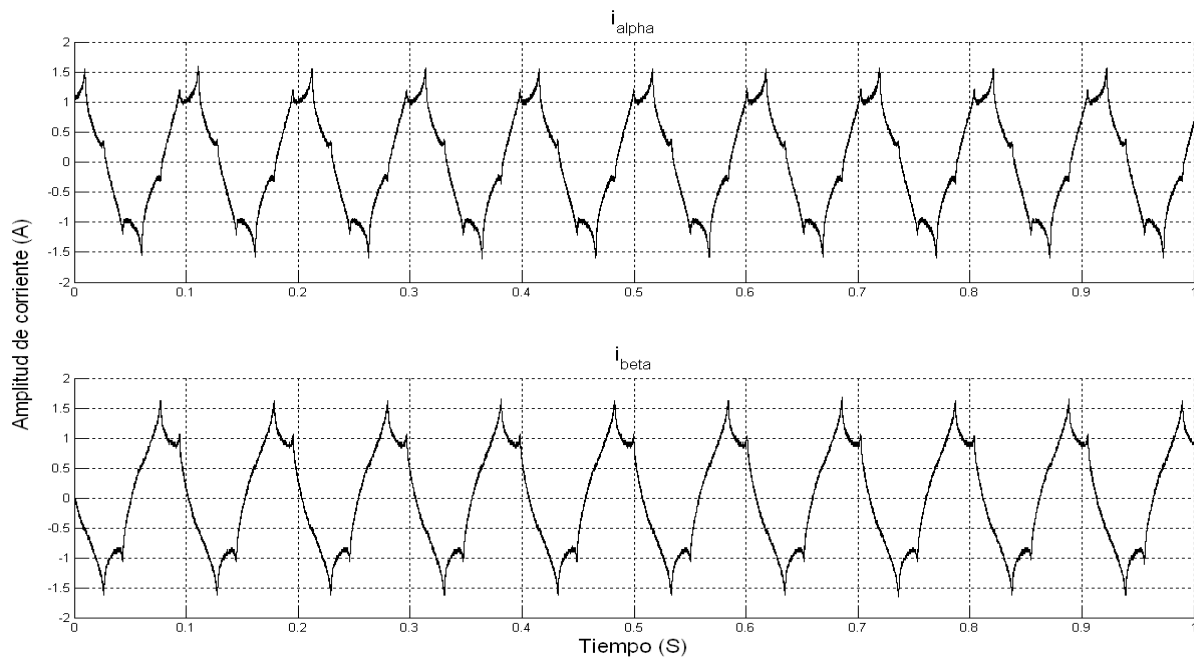


Figura 5.2.4. Corrientes de fase en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ .

El análisis del comportamiento de estos vectores tiene una gran importancia. Por lo que se observará su comportamiento en coordenadas **abc** como en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  calculadas mediante la transformación de Clarke estudiada en el capítulo II, se ilustra en la siguiente figura los resultados para el inversor trifásico, y como se menciono anteriormente, solo 6 vectores de conmutación es suministrado a la salida del inversor donde la trayectoria del vector de corriente no es completamente circular que es la ideal a la hora instante que se opere el controlador.

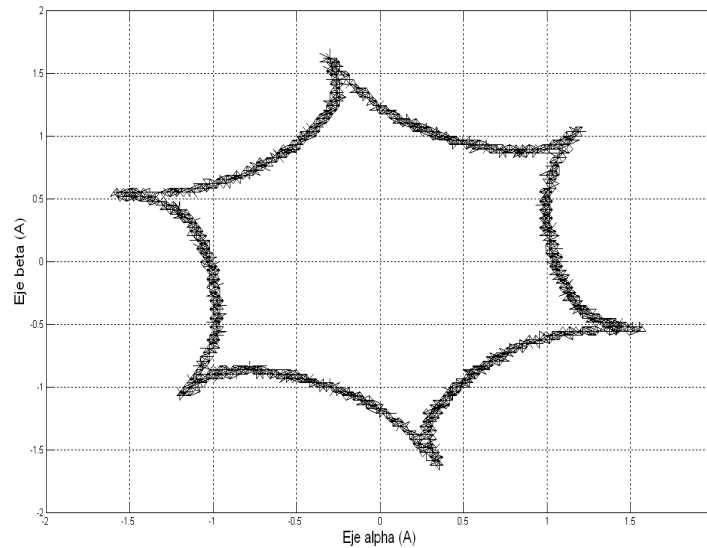


Figura 5.2.5. Hexágono vectorial de corriente sin control.

Ahora con la aplicación del algoritmo del control vectorial de corriente se puede observar que las corrientes reales que circulan a través de la carga RL balanceada (motor de inducción), son completamente sinusoidales, las cuales son casi iguales a las referencias establecidas, esto demuestra la efectividad del controlador para llevar la corriente de referencia deseada en cada una de las fases de la carga RL trifásica balanceada (motor de inducción).

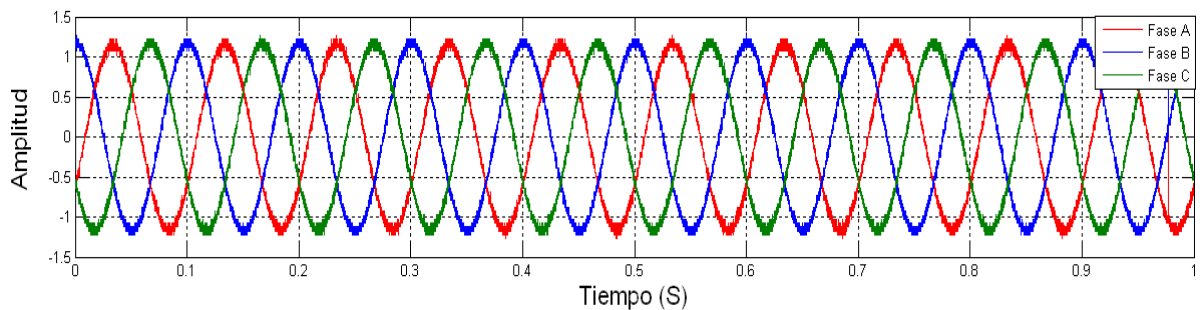


Figura 5.2.6. Corriente trifásica en la carga RL.



Como resultado de este control los espectros en frecuencia solo se muestran la frecuencia fundamental de 10 Hz eliminando el alto contenido armónico en la carga.

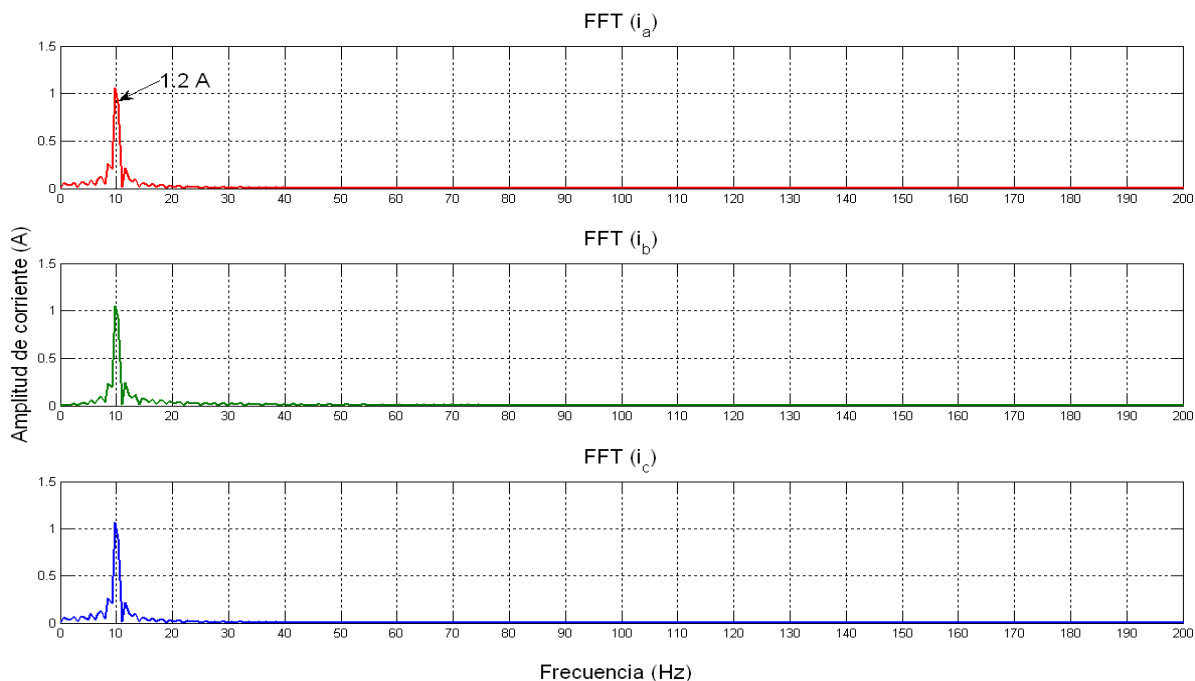


Figura 5.2.7. Espectros en frecuencia de las corrientes con control aplicado ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ).

Las corrientes actuales presentan ligeramente un porcentaje de error respecto a la corriente de referencia esto debido a las limitantes de la dSPACE y demás equipo en general, teniendo un margen de error que para el caso de esta prueba es despreciable. Sabiendo que, para que un sistema trifásico sea balanceado, las sumas de cada una de las amplitudes de cada fase deber ser igual a cero con respecto al tiempo, por lo tanto en la siguiente figura muestra dicha premisa.

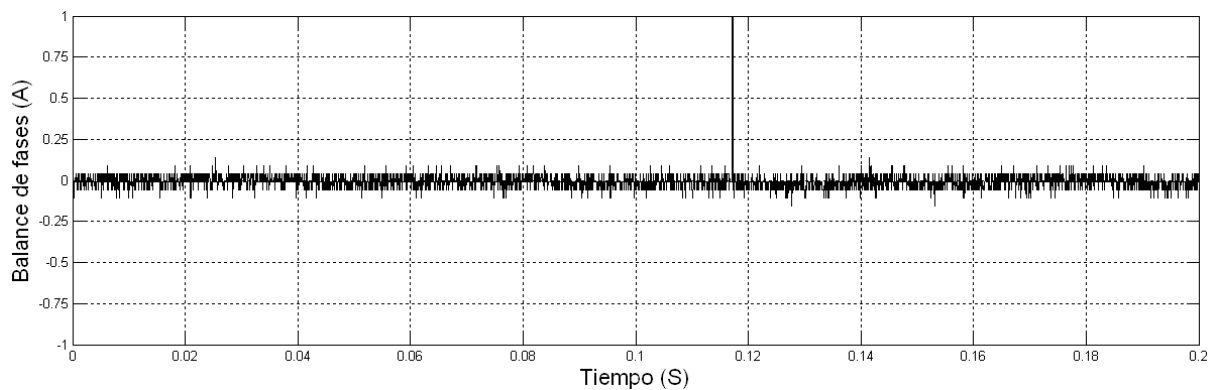


Figura 5.2.8. Sumatoria de las tres corrientes desfasadas (balance).

Se vuelve a realizar las pruebas con los mismos parámetros establecidos anteriormente pero con un retardo de 40 ms. Y se observa la respuesta rápida en estado transitorio y permanente del control de corriente.

Para ello se hace un aumento en la grafica donde se logra apreciar la respuesta dinámica del controlador, en la Figura 5.2.9 presenta como la técnica de control es capaz de llevar la corriente de cada una las fases a la referencia. En estas graficas es notable visualizar que después de 40 ms entra en funcionamiento el algoritmo de control vectorial de corriente, donde el vector error se reduce al mínimo.

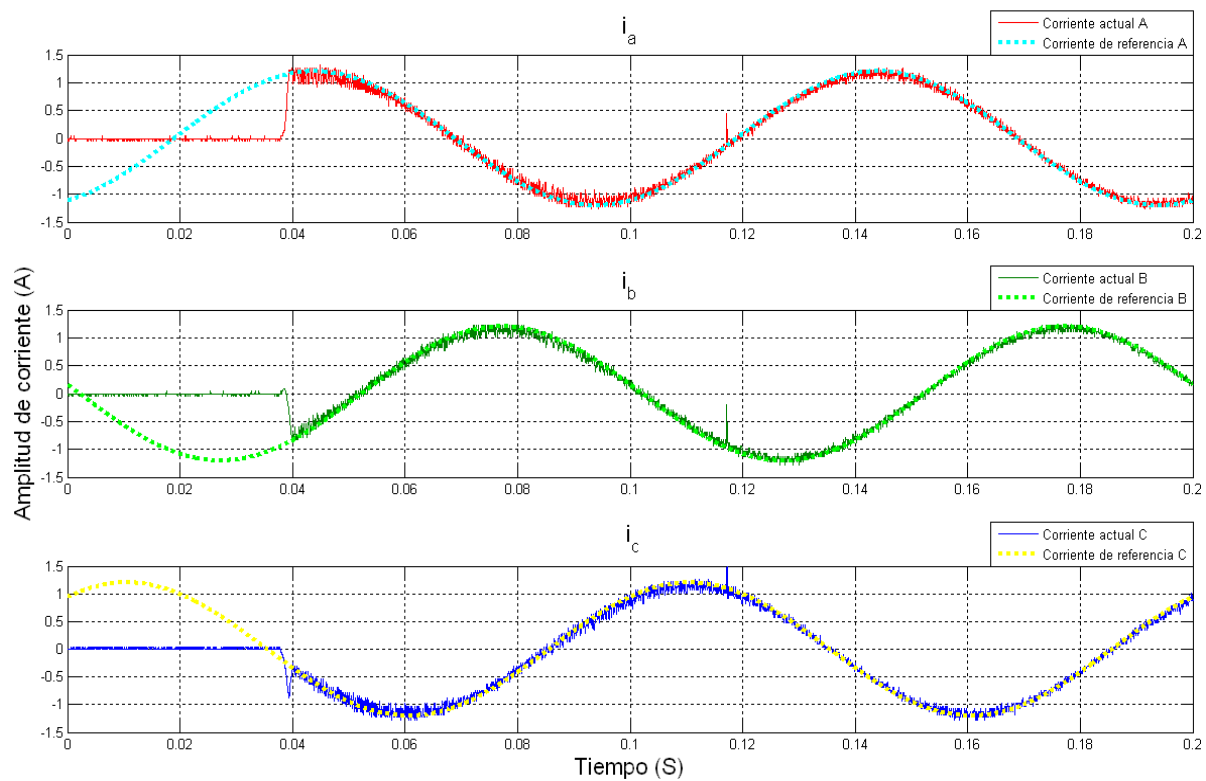


Figura 5.2.9. Corrientes de referencia y actuales  $i_c^*$ ,  $i_c$ .

En la Figura 5.2.10 se presentan los errores de corriente  $\Delta i_{Ca}$ ,  $\Delta i_{Cb}$  y  $\Delta i_{Cc}$  en la fases, donde se reducen al minimo después aplicarle el control. Se contempla momentos antes y después de 40

ms de haber puesto en marcha la técnica de control sobre el inversor trifásico fuente de voltaje donde el error de corriente se reduce considerablemente.

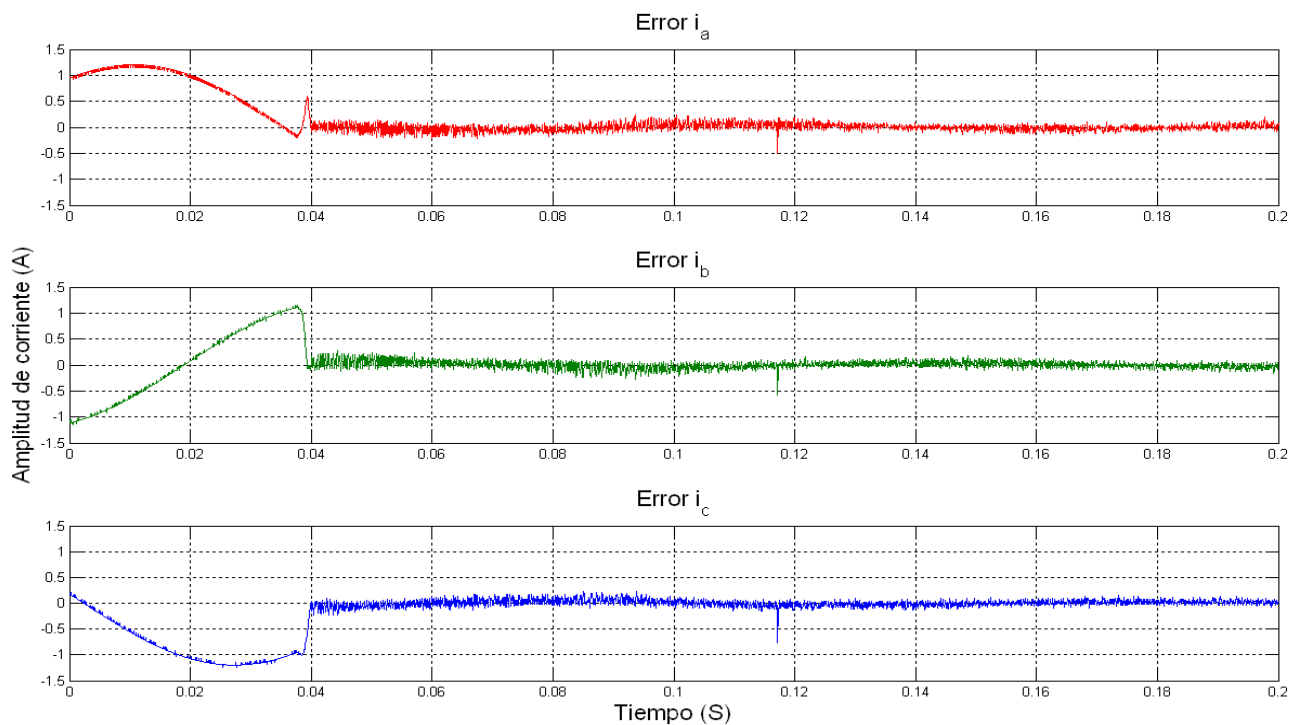


Figura 5.2.10. Error de corriente ( $\Delta i_{Ca}$ ,  $\Delta i_{Cb}$  y  $\Delta i_{Cc}$ )-

Se presentan las componentes  $\alpha$ - $\beta$  del vector de corriente de trifásico con respecto al tiempo y se observa la proyección del sistema de tres fases a un sistema coordinado de dos dimensiones donde también presenta un comportamiento sinusoidal como se muestra en la Figura 5.2.11.

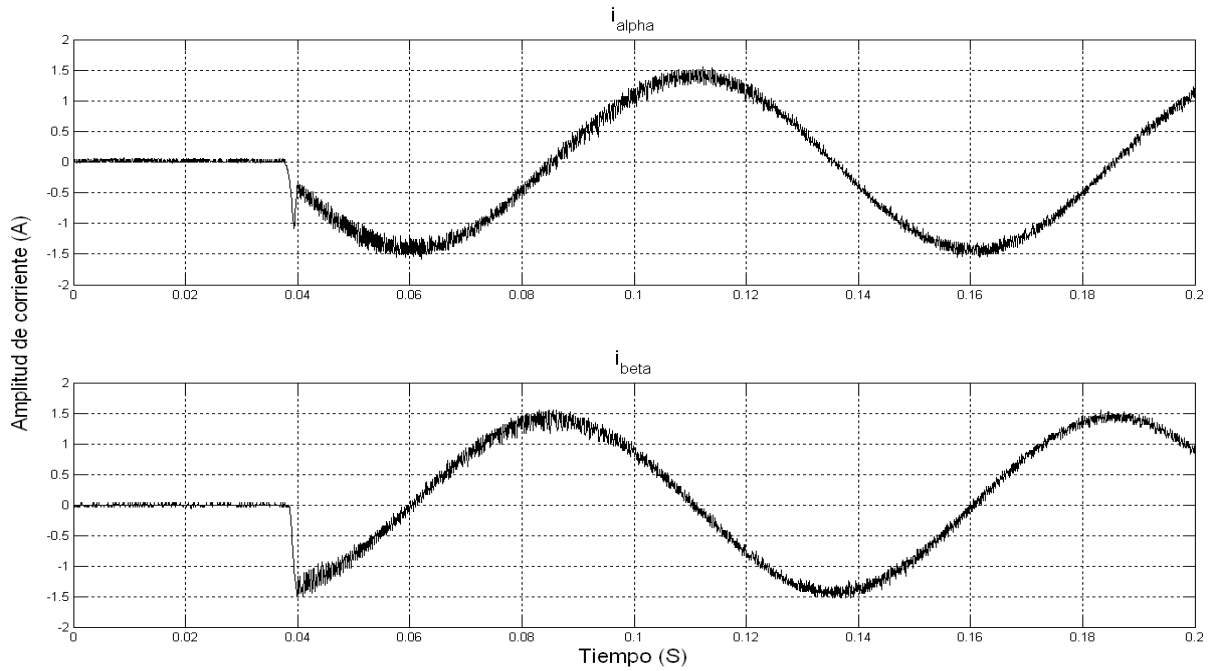


Figura 5.2.11. Transformación de corrientes (a, b ,c) al eje de referencia(  $\alpha$ - $\beta$ )

Aplicando la transformación de tres dimensiones a dos dimensiones al vector error de corriente se muestra el mismo comportamiento,

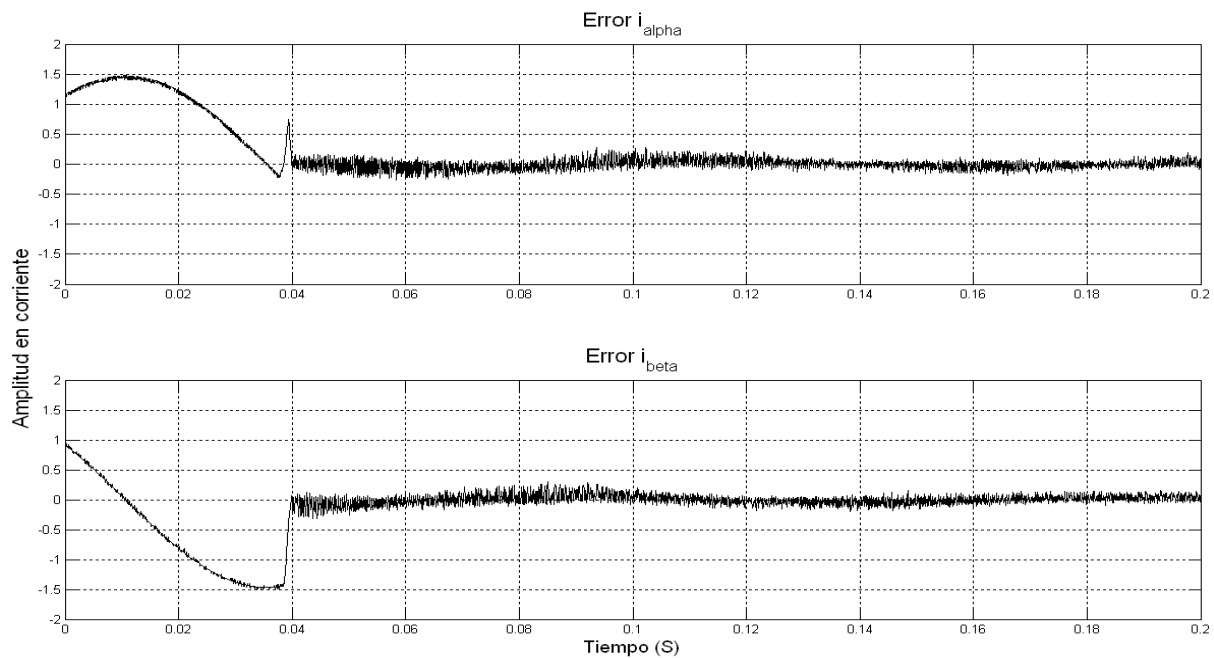


Figura 5.2.12. Error de corriente en el sistema de referencia  $\alpha$ - $\beta$  ( $\Delta i_{c\alpha}$  y  $\Delta i_{c\beta}$ )

Graficando las corrientes del estado actual y los errores de corriente en el eje de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ , se obtienen las trayectorias del vector de corriente y error. En la Figura 5.2.13 se muestra el hexágono vectorial de corriente donde el vector de corriente gira a través del hexágono iniciando desde un punto central hasta cuando se activa el controlador formando un círculo donde el vector de corriente pasa por cada una de las regiones del hexágono vectorial.

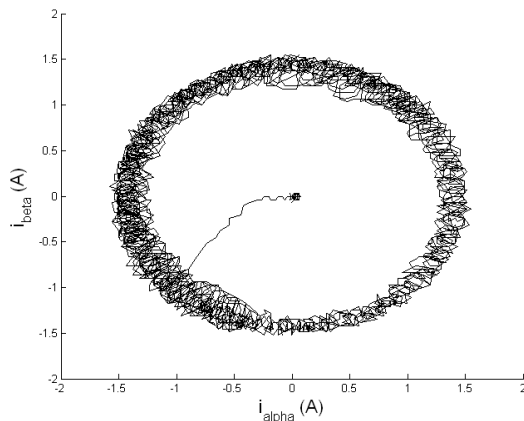


Figura 5.2.13. Trayectoria del vector de corriente  $i_c$ .

Así mismo cuando el controlador es puesto en marcha inmediatamente el error de corriente trifásica, se reduce considerablemente hasta establecer las corrientes del estado actual a las corrientes de referencia.

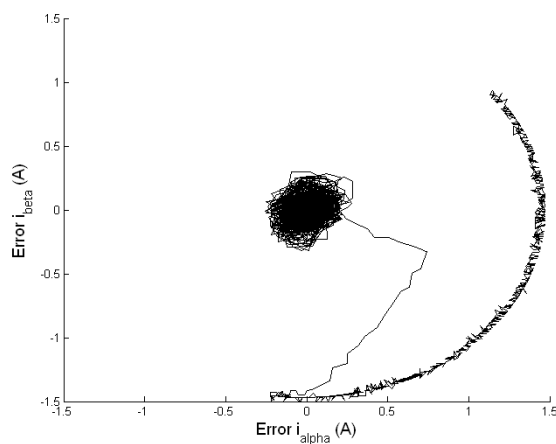


Figura 5.2.14. Trayectoria del vector error  $\Delta i_c$ .

Para llegar a formar la señal de referencia mediante el algoritmo implementado en el dSPACE, la técnica de control aplicada en el algoritmo de controlabilidad determino las regiones en las que se ubicaban cada una de las variables importantes para la selección del modo de conmutación en el inversor trifásico, y mediante el uso de sensores de corriente que se localizaron las siguientes variables en cada una de las 6 regiones del hexágono vectorial.

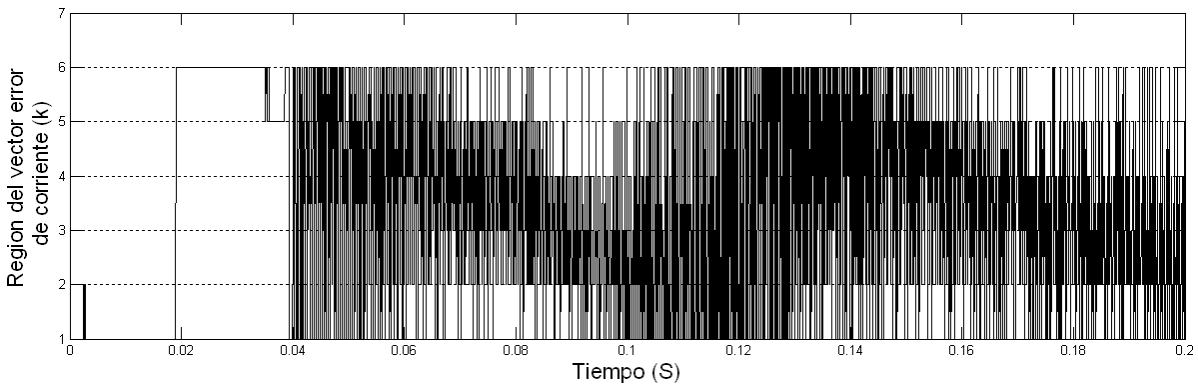


Figura 5.2.15. Ubicación del vector error.

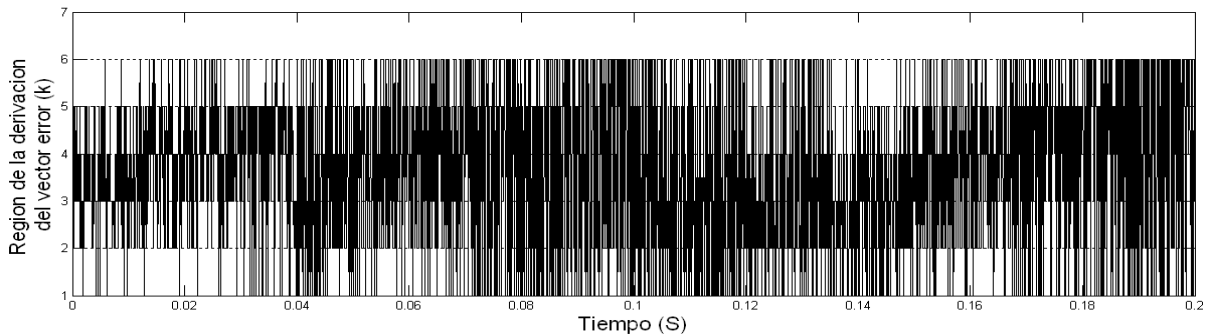


Figura 5.2.16. Ubicación de la derivada del error  $\frac{d\Delta i_v}{dt}$ .

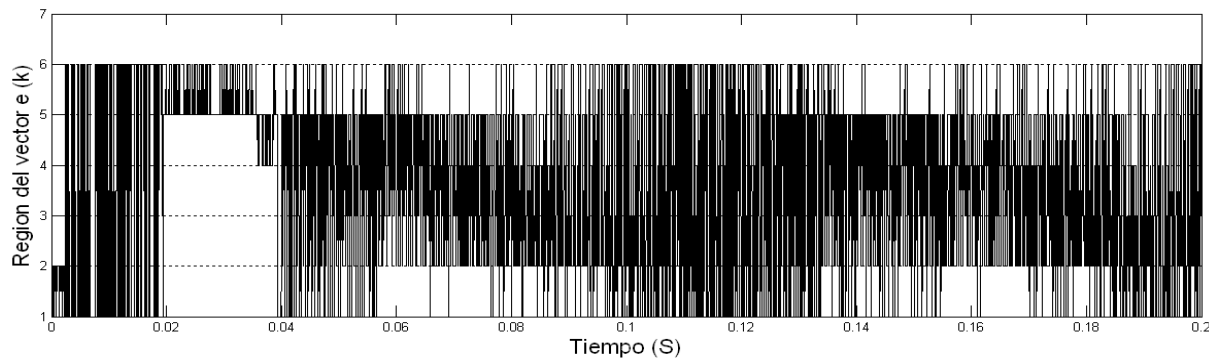


Figura 5.2.17. Ubicación del vector  $e$

Finalmente con las regiones ubicadas de cada una de las variables determinadas por la ecuación mostrada en el capítulo III, el algoritmo muestra los siguientes de modos de conmutación que van a cada uno de opto-acopladores que harán la conmutación de los IGBT's, para que pase el voltaje a través de la carga RL para formar en la corriente de referencia deseada.

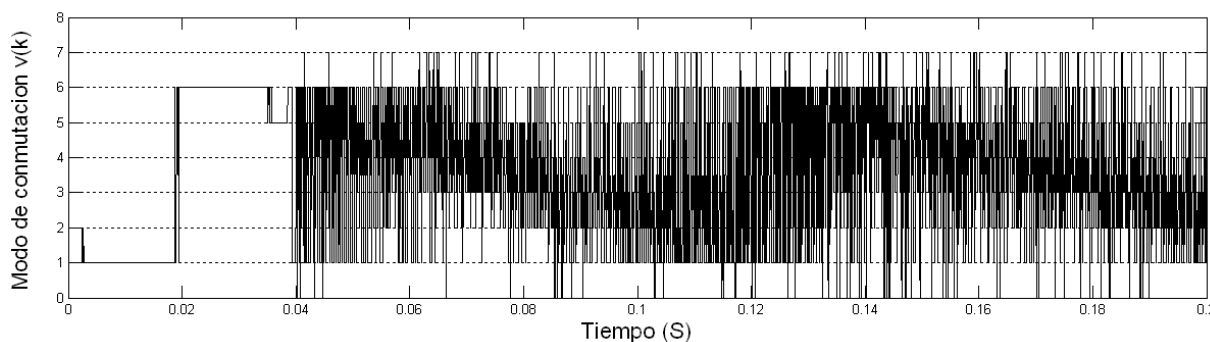


Figura 5.2.18. Modos de conmutación del inversor trifásico.

En la Figura 5.2.19 se presentan los voltajes y corrientes de salida del inverso trifásico fuente de voltaje , estos voltajes de salida son de forma cuadrada producto de la fuente de CD del inversor, al conmutar los IGBT's en diferentes estado. Estos voltajes son lo que necesita para que el inversor pueda establecer las corrientes actuales a la corriente de referencia eliminando los armónicos obteniendo una distorsión armónica total baja (THD).

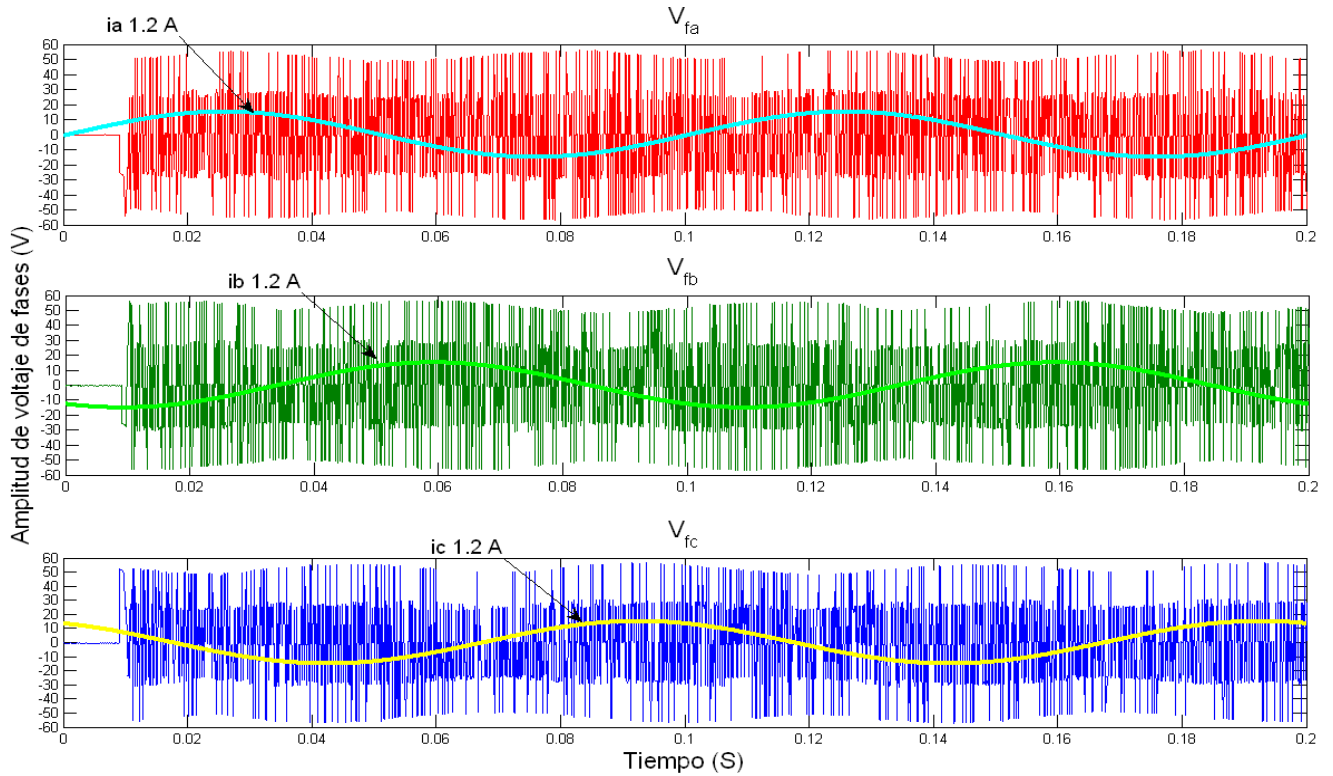


Figura 5.2.19. Voltajes y corriente de salida del inversor.

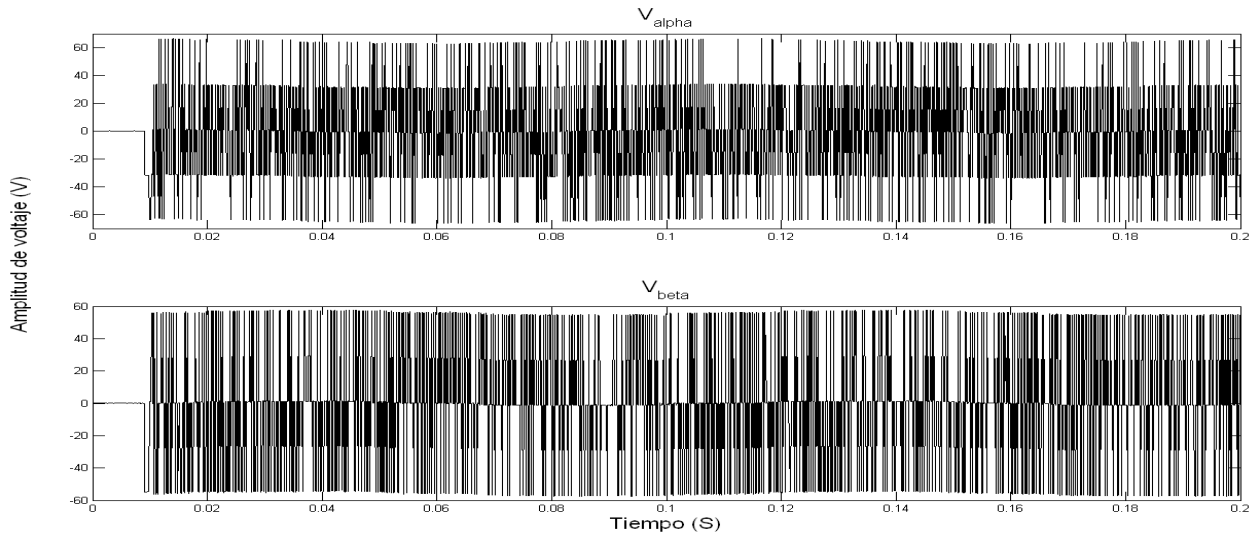


Figura 5.2.20. Voltajes en el eje de referencia  $\alpha$ - $\beta$

Finalmente en la figura 5.2.21 se obtiene el hexágono vectorial de voltajes referenciado en el eje de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ , tal como se obtuvo en la tabla 2 determinado por cada una de las conmutaciones en el inversor trifásico.



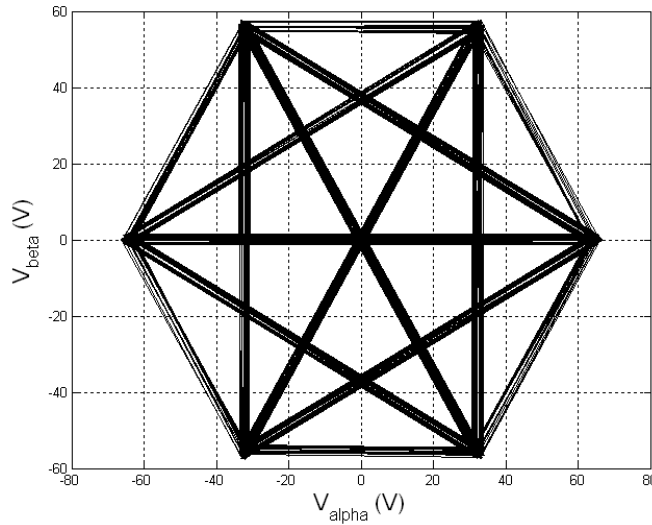


Figura 5.2.21. Hexágono vectorial de voltaje.

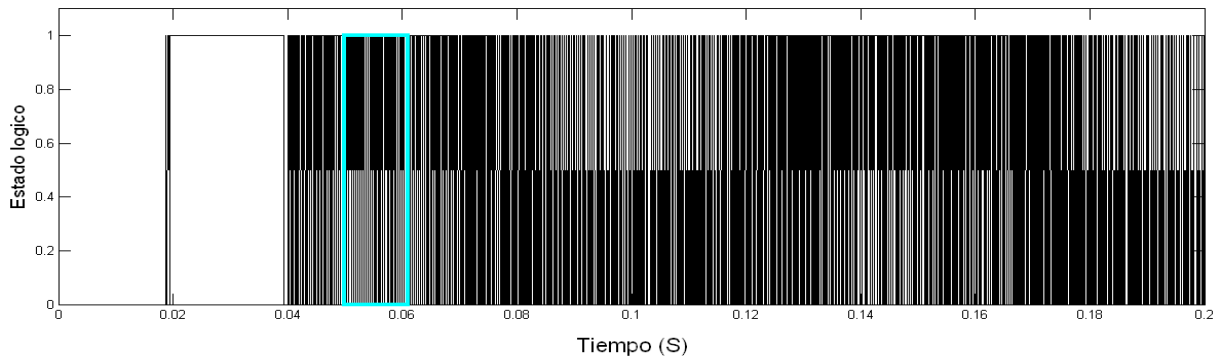


Figura 5.2.22. Frecuencia de conmutación.

Haciendo un acercamiento en la grafica de frecuencia de conmutación en un determinado rango de tiempo se observa que la frecuencia de conmutación es menor a los 5 KHz. De tal manera que favorece a los dispositivos semiconductores de potencia (IGBT) ya que se operan a baja frecuencia evitando un mal funcionamiento ya que a altas frecuencias se limitan.

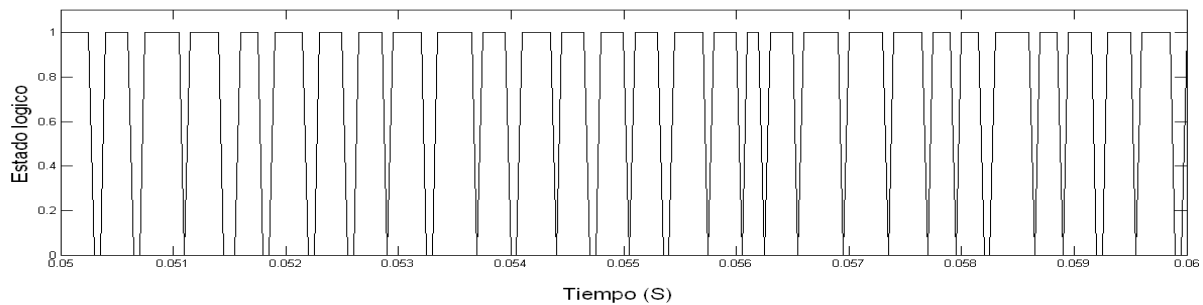


Figura 5.2.23. Acercamiento de la frecuencia de conmutación.

### 5.3.- Conclusiones

En el trabajo realizado se concluye que el control vectorial de corriente aplicado a un motor trifásico jaula de ardilla (carga RL) se comporta de manera muy eficiente, tanto para el estado permanente como para el estado transitorio. Se comprobó el comportamiento del control vectorial de corriente con una carga RL a diferentes magnitudes de corriente inclusive con otros valores en la carga RL y se observó que la corriente se adaptaba a la referencia eliminando el contenido armónico de la señal a una baja frecuencia de conmutación.

Se comprobaron las principales características que presenta el control vectorial de corriente utilizando una carga RL, que se enlistan a continuación:

- Se basa en la definición de ocho diferentes vectores de voltaje de salida del inversor.
- Se determina por el vector óptimo a aplicar al inversor de acuerdo al voltaje disponible para el manejo de las corrientes.
- La frecuencia de conmutación puede disminuir o aumentar dependiendo de la señal de referencia que tiene que alcanzar en cada una de las ramas del inversor.
- Proporciona una instantánea limitación de sobre-corriente.
- Requiere un gran número de condiciones para seleccionar el vector adecuado de esta a aplicar el inversor.

Las principales ventajas y desventajas del sistema implementado son:

#### **Ventajas.**

- Pueden compensar un amplio rango de frecuencia y factor de potencia en forma simultánea.
- Un solo equipo puede compensar un amplio rango de frecuencia.
- Rápidos tiempos de respuesta y flexibilidad en el esquema de control.
- Solo se basa en una variable (vector error de corriente) para determinar el modo de conmutación.
- Tiene una rápida respuesta dinámica en estado transitorio ante posibles perturbaciones y un bajo contenido armónico en corriente en estado permanente.

- Utiliza un control de corriente retroalimentado que reduce la frecuencia de conmutación del inversor fuente de voltaje.
- Con la ayuda de del equipo de operación en tiempo real (dSPACE) disminuye el tamaño de los circuitos ya que no es necesario construir la circuitería que realiza la técnica de control vectorial.

### **Desventajas**

- El control de corriente utilizado requiere grandes números de condiciones para determinar el vector adecuado de estado a aplicar al inversor.
- El equipo de operación en tiempo real (dSPACE) tiene una limitante en frecuencia de muestreo, no permitiendo procesar el algoritmo de control aplicado al inversor funcionar a cualquier frecuencia que se desee llegar. Ya que de inmediato se satura la pila del equipo.
- Es muy costoso utilizar el equipo de operación de tiempo real (dSPACE) donde se carga el algoritmo de controlabilidad vectorial de corriente comparado con la utilización de un microcontrolador o una circuitería digital-analógica.
- El inversor trifásico puede también llegar a ser costoso si se llegase a ocupar dispositivos semiconductores de más precisión, ya sea en el equipo de medición de la corriente y voltajes o los IGBT's del inversor para más potencia.

Este control vectorial de corriente retroalimentado puede ser implementado para diferentes aplicaciones en seguimiento de corriente, por ejemplo como un filtro activo trifásico, control de velocidad de motores de CA, o cualquier otra aplicación que involucre una corriente balanceada de cualquier señal de referencia. Para las pruebas de esta tesis se hizo una prueba sencilla con señales de referencias sinusoidales. Es de esperar que para posteriores trabajos se apliquen más dispositivos de que ayuden a la controlabilidad del sistema.



# ANEXOS. Diagramas Esquemáticos.

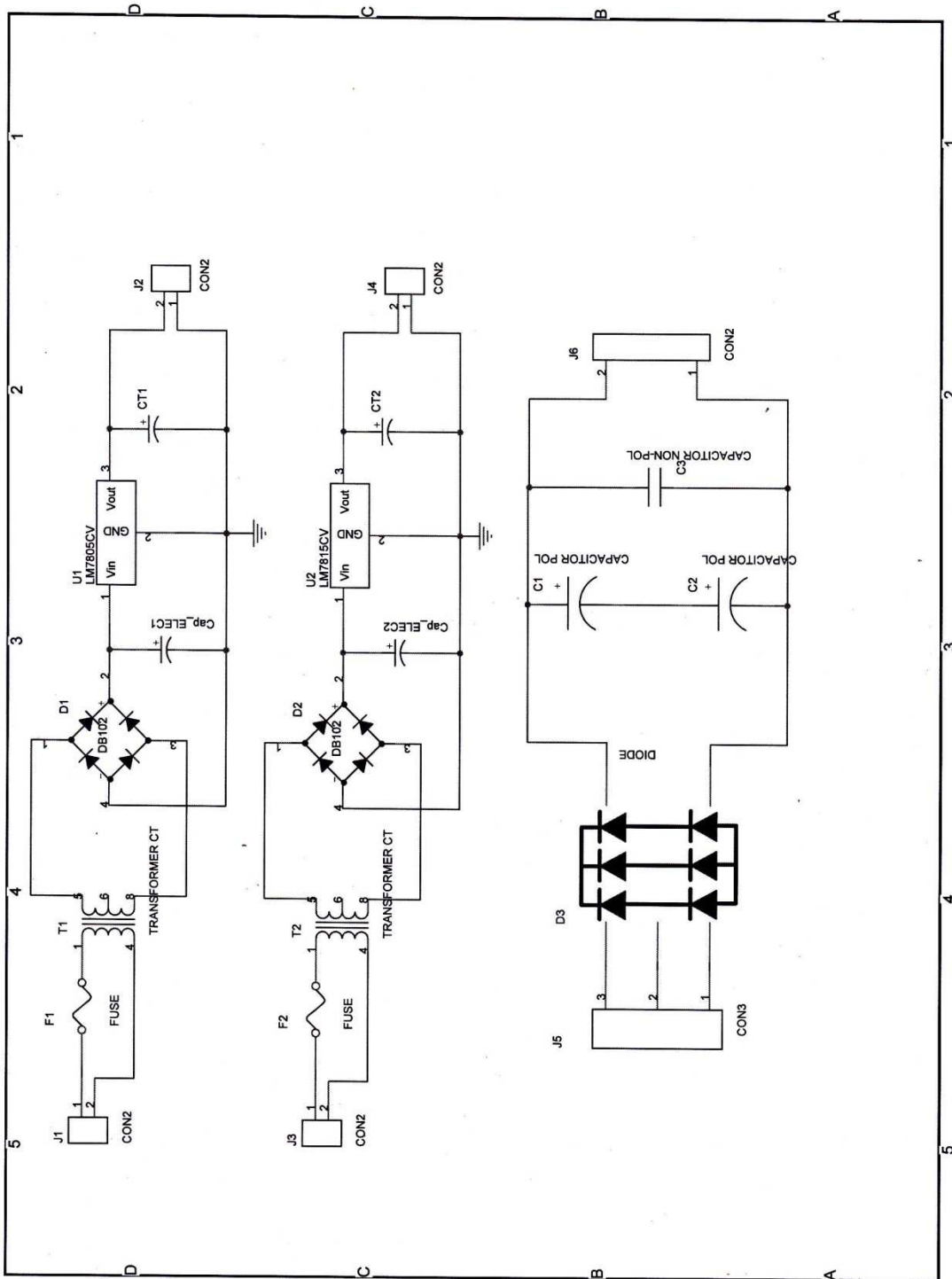


Diagrama esquemático 1. Circuito de bus de alimentación del inversor trifásico.

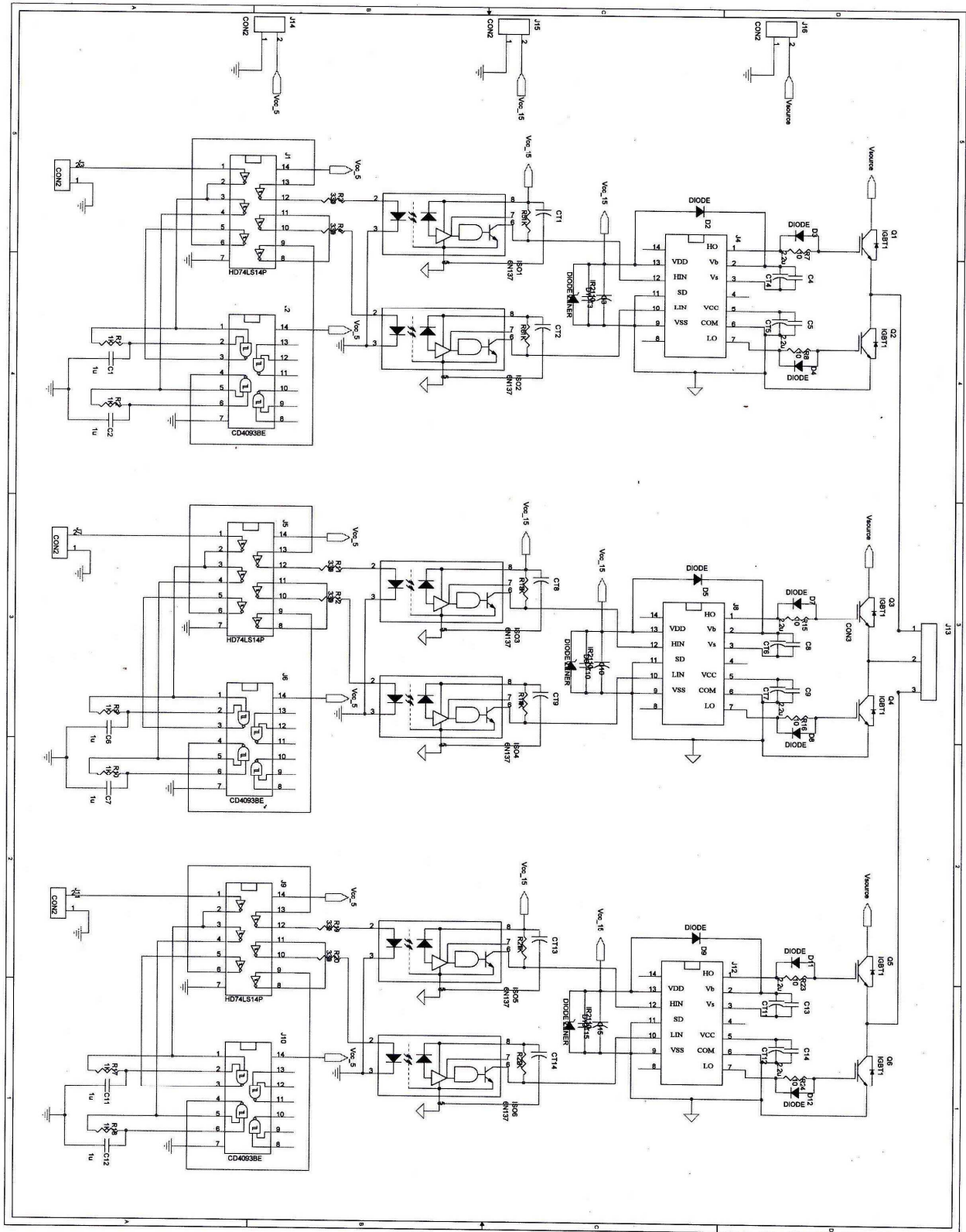


Diagrama esquemático 2. Circuito del inversor trifásico.

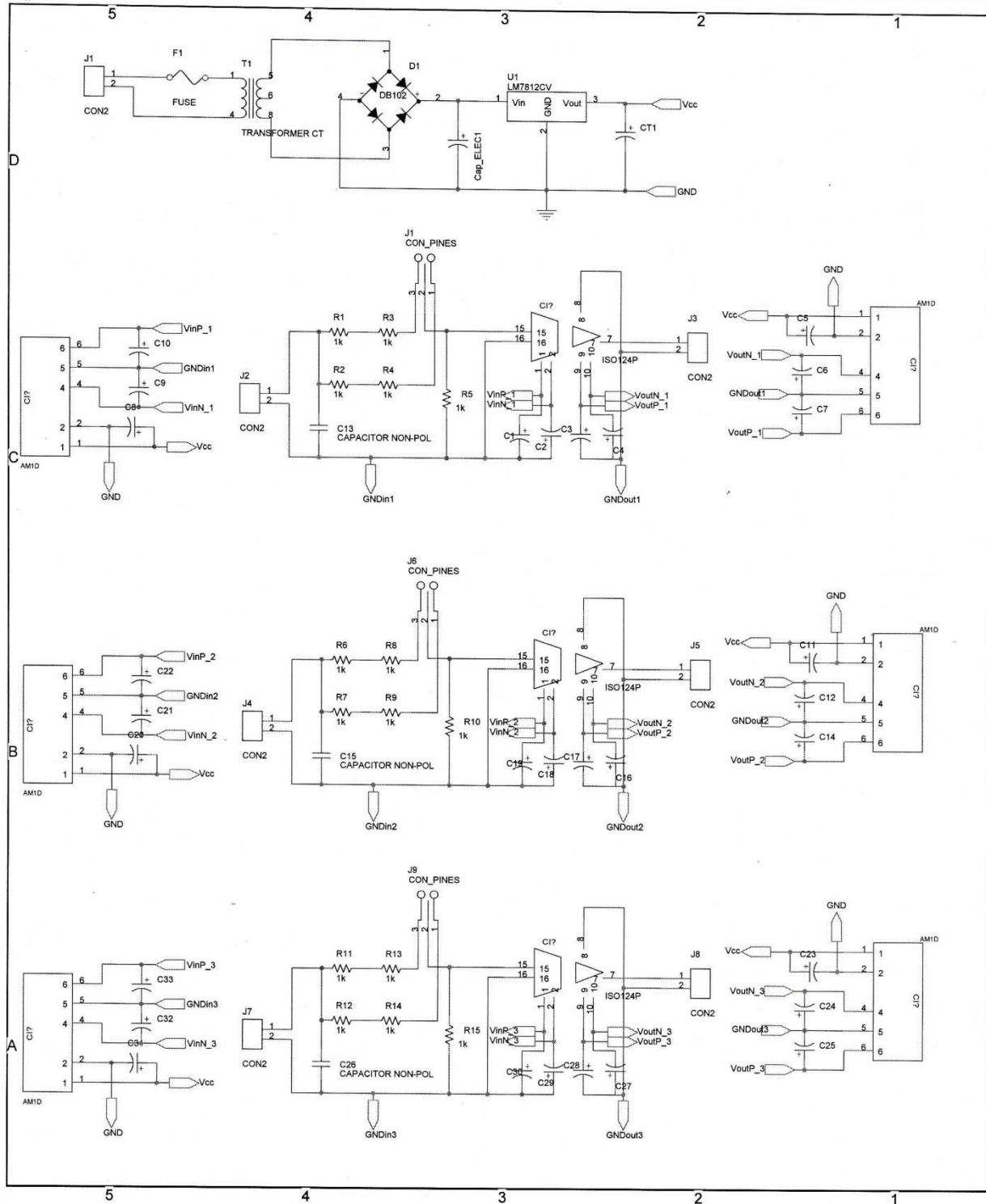


Diagrama esquemático 3. Circuito de sensado de voltaje.

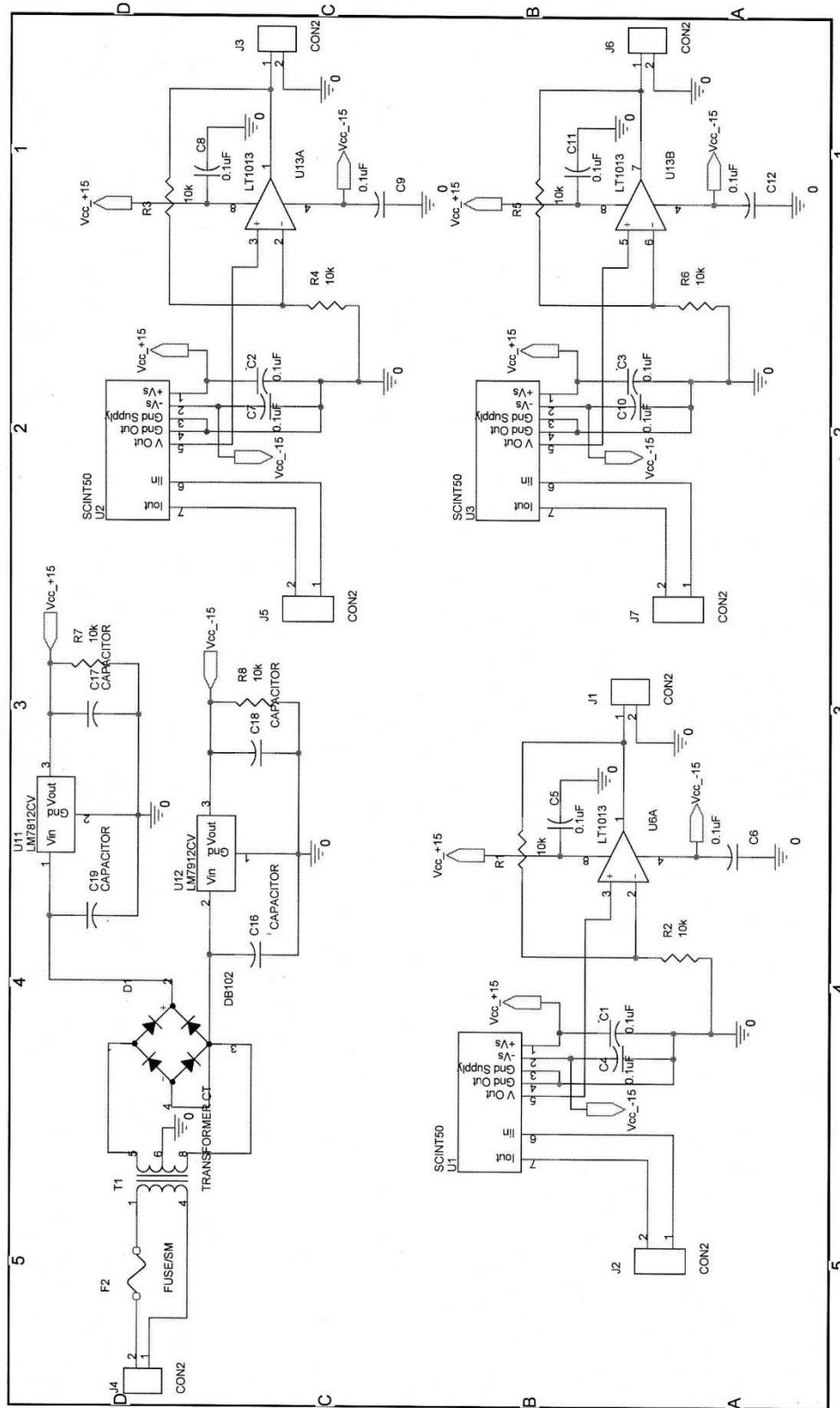


Diagrama esquemático 4. Circuito de sensado de corriente.



## Bibliografía

---

- [1] Nava Segura, A. y Linares Flores, J. *Instantaneous space trajectories of a vector controlled active filter*. 2000, págs. 122-127.
- [2] Nava Segura, A. y Linares Flores, J. *Transient analysis of a vector controlled active filter*. 2000, IASTED, págs. 2129-2134.
- [3] Nava Segura, A. y Linares Flores, J. *Vector Active Filter without Current Hysteresis Controllers*. 2000, ISIE, págs. 84-89.
- [4] Henao, F., Cadavid, D. R., García, H. A., Palacio, O. P., & Bohórquez, R. *Diseño de Filtros Activos para Cargas Monofásicas Utilizando Algoritmos Genéticos*. Bogotá D. C., Colombia : SICEL, Noviembre 2005.
- [5] Muhammad H., Rashid. *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. Mexico : Pearson Educacion, 2004.
- [6] Lección del temario de Electronica de Potencia. *Introduccion General a los Inversores y sus Aplicaciones*. Universidad de Valencia : s.n., 1997.
- [7] Rodríguez Cortés, Pedro. Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos. *Tesis doctoral*. Barcelona : Universidad Politécnica de Cataluña, 2005. ISBN: 8468913596.
- [8] Van der Broeck, H., Skudelny, H. y Stanke, G. *Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors*. 1986, in Proc. IEEE Ind. Applicat. Conf., págs. 244-251.
- [9] Rodríguez, J., Pontt, J., Correa, P., & Silva, C. *A new modulation method to reduce common mode voltages in multilevel inverters*. Aug. de 2004, IEEE Trans. Indus. Electron., Vol. 51, págs. 834-839.
- [10] King, K. G. *A three phase transistor class-b inverter with sinawave output and high efficiency*. pub. 123, 1974, in Proc. Inst. Elec. Conf., págs. 204-209.

- [11] Akagi, H., Nabae, A. y Athon, S. *Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage Source PWM Converters*. 3, 1986, IEEE Trans. IAS, Vols. IA-22, pág. 460.
- [12] Akagi, H., Kanazawa, Y. y Nabae, A. *Instantaneous Reactive Power Compensators Camprisind Switching Devices Without Energy Storage Components*. 1984, IEEE Trans. IAS, Vols. IA-20, pág. 625.
- [13] Peng, F. Z., Akagi, H. y Nabae, A. *A Study of Active Power Filters Using Qua-Series Voltage Source PWM COntverters for Harmonic Compensation*. IEEE/PESC, 1987, IEEE/PESC, pág. 204.
- [14] Akagi, H. *Analysis and Desing of an Active Power Filter Using Quad-Series Coltage-Source PWM Converters*. 1, January/February de 1990, IEEE Transactiones on Industry Applicationes, Vol. 26.
- [15] Kawamura, A. y Hoft, R. G. *Instantaneous feedback Controlled PWM inverters with adaptative hysteresis*. 1984, IEEE Trans. Ind. Appl., Vols. IA-20, págs. 769-775.
- [16] Nabae, A., Ogasawara, S. y Akagi, H. *A novel Control Scheme for Current Controlled PWM Inverters*. 4, Jule/ August de 1986, IEEE/Trans. IAS, Vols. IA-22, pág. 697.
- [17] Singh, B. N., Chandra, A. y Al- Haddad, K. *Performance Comparison of two Current Control Techniques Applied to an Active Filter*. 1998, in IEEE/PES'98 Con. Proc., págs. 133-138.
- [18] Malesani, L., Mattavelli, P. y Tomasin, P. *High-Perfomance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters*. 5, 1997, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 12, págs. 876-884.
- [19] Daniel, W. Hart. *Electronica de Potencia*. Madrid : Pearson Educación, S. A., 2001. ISBN 84-205-3179-0.
- [20] Muhammad H., Rashid. *Power Electronics Handbook*. San Diego, California : Academic Press, 2001.

- [21] Gimeno Sales, F. J., Segui Chilet, S., Masot Peris, R., & Orts Gau, S. *Control vectorial de inversores trifasicos*. Universidad Politécnica de Valencia : Dept. de ingeniería Electrónica, Marzo 2003.
- [22] Holtz, J. *Pulsewidth Modulation - A Survey*. 5, 1992, IEEE Transactions on Industrial Electronics,, Vols. Vol. IE-39, págs. 410-420.
- [23] Pigazo López, A. y Moreno Sáiz, Víctor M. *Sistemas electrónicos de potencia en el buque*. Universidad de Cantabria : Santander, 2006. ISBN 84-8102-422-8.
- [24] Coughlin, Robert F. y Driscoll, Frederick F. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. Mexico : Prentice Hall, 1999. ISBN: 970-17-0267-0.
- [25] Acha, E., Angelidis, V. G. y Anaya-Lara & T.J.E. M. *Power Electronic Control in Electric System*. Great Britain : Newnes, 2002.
- [26] Torres P., Carlos Andrés; Murillo Y., Duberney; Restrepo Patiño, Carlos. *DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO*. 2008, Scientia et Technica Año XIV, págs. 37-42.
- [27] Brod, D. M. y Novotny, D. W. *Current Contro of VSI-PWM Inverters*. 1984, in IEEEE-IAS Conf. Rec., págs. 418-425.
- [28] Grahame Holmes, D. y A. Lipo, Thomas. *Pulse Width Modulation For Power Converters*. IEEE Press, 2003. ISBN: 978-0-471-20814-3.
- [29] R., Zahiraa, y Peer Fathimab A. *A Technical Survey on Control Strategies of Active Filter for*. Procedia Engineering, 2012: 686-693