



UNIVERSIDAD DE CHILE  
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA CIVIL ELÉCTRICA

**“ESTUDIO E IMPLEMENTACIÓN DE ESTRATEGIAS DE  
CONTROL PARA CARGAS DESBALANCEADAS  
UTILIZANDO CONVERSORES MATRICIALES DE CUATRO  
PIERNAS (FOUR-LEG MATRIX CONVERTERS)”.**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE  
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

**CARLOS IGNACIO JURI MASSARO**

PROFESOR GUÍA:  
ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:  
HÉCTOR AGUSTO ALEGRIA  
JUAN DIXON ROJAS

SANTIAGO DE CHILE  
NOVIEMBRE 2010

Los resultados experimentales obtenidos en esta tesis se han utilizado en las siguientes publicaciones en revistas indexadas (ISI):

**R. Cárdenas**, R. Peña, C. Juri, J. Clare, P. Wheeler, "Experimental Validation and Comparison of Control System Approaches for Four-Leg Matrix Converter Applications", Submitted for publication to the IEEE Trans. on Industrial Electronics, special issue on matrix converters".

**R. Cárdenas**, R. Peña, C. Juri, P. Wheeler, J. Clare, "The Application of Resonant Controllers to 4-Leg Matrix Converters Feeding Unbalanced or Non-Linear Loads", submitted for publication to the IEEE Trans. on Power Electronics.

Además de lo anterior se encuentra aceptado el siguiente artículo en una conferencia nacional:

C. Juri, **R. Cárdenas**, "The Application of Resonant Controllers to 4-Leg Matrix Converters Feeding Unbalanced or Non-Linear Loads", Accepted for publication in ICERE 2010, Santiago, Chile.

RESUMEN DE LA MEMORIA  
PARA OPTAR AL TÍTULO DE  
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA  
POR: CARLOS IGNACIO JURI MASSARO.  
FECHA: NOVIEMBRE 2010.  
PROF. GUÍA: Sr. ROBERTO CÁRDENAS DOBSON.

“ESTUDIO E IMPLEMENTACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA CARGAS  
DESBALANCEADAS UTILIZANDO CONVERTORES MATRICIALES DE CUATRO PIERNAS (FOUR-  
LEG MATRIX CONVERTERS)”

Dado el creciente uso de sistemas alternativos de generación operando a velocidad y frecuencia variable, surge la necesidad de incorporar elementos a la red de distribución que sean capaces de hacer de interfaz entre el sistema de generación, la carga, y/o la red, como son los rectificadores, inversores, variadores de frecuencia, y otros, etc.

Entre estos elementos se encuentra el convertor matricial de cuatro piernas que como su nombre lo indica, posee una “cuarta pierna” (o fase extra), que actúa como "neutro", en caso de que la carga sea desequilibrada y sea necesario proporcionar un camino de retorno para las corrientes de secuencia cero.

Este convertor posee muchas aplicaciones útiles en distintas áreas, entre las cuales están los sistemas de conversión eólicos, los sistemas diesel de generación, sistemas eólico diesel, etc. En estos sistemas la eficiencia puede aumentar considerablemente al operar a velocidad variable, ya que las máquinas se operan en puntos óptimos dependiendo de la carga conectada.

Con el fin de compensar las caídas de tensión en el filtro de salida, agregado para disminuir la distorsión de armónicas producida por la conmutación de los *switches* del convertor (y/o carga no lineal), es que se requiere un lazo cerrado de control de tensión para proporcionar un funcionamiento ajustado a los requerimientos del sistema.

El principal objetivo de esta memoria es comparar los desempeños de dos alternativas de control a lazo cerrado, aplicado a convertidores matriciales de cuatro piernas y así poder elegir aquel que se ajusta mejor a los requerimientos.

Durante el desarrollo de este trabajo se diseñan e implementan controladores para regular la tensión en una carga trifásica. Estos controladores son validados experimentalmente bajo diversas condiciones de operación, entre las cuales están: operar con impactos de conexión y desconexión de carga, sistemas balanceados y desbalanceados, cambios del tipo escalón de cargas resistivas, capacitivas, reactivas y no lineales.

Se obtiene como resultado de este trabajo, una caracterización del desempeño, de un conjunto de reguladores de tensión cuando son sometidos a distintas pruebas experimentales, tales como las mencionadas anteriormente. Posteriormente, la caracterización del desempeño realizada en este trabajo se utiliza para definir bajo qué condiciones de operación cada familia de sistemas de control opera adecuadamente. Por ejemplo, el controlador resonante logra una reducción de un 15% en la distorsión total de armónicas (*THD*) cuando el sistema alimenta una carga altamente no lineal, llegando a un *THD* de aproximadamente 6%.

Se concluye que el sistema de control más adecuado para regular la tensión en la carga cuando se utiliza un convertor matricial, es el controlador resonante. Esto se debe a que esta familia de controladores posee las cualidades de: fácil diseño e implementación, baja carga computacional, excelente regulación ante diversas perturbaciones, capacidad de eliminar la distorsión de armónicas y versatilidad en aplicaciones de generación a velocidad variable. En paralelo a este estudio se están realizando las pruebas experimentales necesarias para implementar un controlador resonante de alto orden que regule la tensión en una carga trifásica desbalanceada no lineal, conectada a un sistema de generación a velocidad variable.

*A mi madre Caterina, fuente infinita de amor y pilar fundamental en todo lo que he logrado.*

*A mi hermana Caterina, amiga y compañera incondicional en mi vida.*

*A mis nonos María y Domingo, gracias por estar siempre motivándome a superar.*

*A mi padre Carlos, que siempre me ha cuidado desde el cielo y dado fuerzas para ser mejor.*

*A mis amigos, que son mi segunda familia y me han apoyado durante esta etapa de mi vida.*

*A mi profesor guía Roberto Cárdenas, por su enorme paciencia y absoluto compromiso.*

*A todos los que colaboraron de una u otra forma aconsejando,  
criticando y ayudando en esta gran etapa de mi vida.*

*Muchas gracias.*

# ÍNDICE

<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>IV</b>
<b>LISTA DE TABLAS.....</b>	<b>VII</b>
<b>LISTA DE DEFINICIÓN DE ACRÓNIMOS .....</b>	<b>VIII</b>
<b>CAPÍTULO I .- INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
<b>1.2. Objetivos.....</b>	<b>3</b>
<b>1.3. Estructura de la memoria .....</b>	<b>4</b>
<b>CAPÍTULO II .- REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>5</b>
<b>2.1. Proyecto FONDECYT.....</b>	<b>5</b>
2.1.1. Motivación del proyecto.....	5
2.1.2. Objetivos del proyecto FONDECYT .....	7
<b>2.2. Características principales del sistema utilizado .....</b>	<b>8</b>
2.2.1. Conversor matricial .....	8
2.2.1.1. Descripción y funcionamiento .....	10
2.2.1.2. Elementos adicionales.....	14
2.2.1.2.1. Transductores de corriente y tensión .....	14
2.2.1.2.2. Circuito de Clamp .....	15
2.2.1.2.3. Filtro de entrada.....	17
2.2.2. Autotransformador .....	17
2.2.3. Tarjeta de medición de Tensión .....	19
2.2.4. Tarjeta DSK C6713 .....	20
2.2.5. Tarjeta HPI.....	21
2.2.6. Tarjeta controladora FPGA .....	21
<b>2.3. Estrategias de Control.....</b>	<b>23</b>
2.3.1. Estrategia de conmutación .....	23
2.3.1.1. Método de los cuatro pasos.....	23
2.3.1.1.1. Detección del sentido de la corriente.....	24

2.3.1.1.2.	Algoritmo de conmutación de los cuatro pasos .....	24
2.3.2.	Modulación vectorial en 3-D SVM .....	27
2.3.2.1.	Espacio de Entrada y Salida.....	30

## **CAPÍTULO III .- ESTRATEGIAS DE CONTROL A LAZO CERRADO 38**

<b>3.1.</b>	<b>Control DQ.....</b>	<b>39</b>
3.1.1.	Sistema de control d-q estándar .....	39
3.1.1.1.	Diseño de un Controlador D-q.....	43
3.1.2.	Componentes simétricas en desbalances.....	48
3.1.3.	Sistema de control d-q de secuencia positiva y negativa .....	51
3.1.3.1.	Diseño de un Controlador D-q de secuencia positiva y negativa .....	53
3.1.4.	Sistema de control d-q de secuencia positiva, negativa y de secuencia cero .....	55
<b>3.2.</b>	<b>Control Resonante .....</b>	<b>56</b>
3.2.1.	Sistema de control resonante.....	58
3.2.1.1.	Diseño de un Controlador Resonante .....	59
3.2.2.	Sistema de control resonante diseñado para eliminar distorsión armónica.....	63
3.2.2.1.	Diseño de un Controlador Resonante Multivariable.....	64

## **CAPÍTULO IV .- IMPLEMENTACIÓN .....68**

<b>4.1.</b>	<b>Montaje de sistema .....</b>	<b>68</b>
4.1.1.	Pruebas de funcionamiento .....	70
<b>4.2.</b>	<b>Elementos de Software utilizados.....</b>	<b>70</b>
4.2.1.	MATLAB .....	70
4.2.2.	Code Composer v3.1 .....	71
<b>4.3.</b>	<b>Sistemas de Control para el Conversor Matricial de cuatro piernas .....</b>	<b>71</b>
4.3.1.	Sistema a Lazo Abierto .....	72
4.3.2.	Controladores a Lazo Cerrado.....	72
4.3.2.1.	Controlador d-q.....	72
4.3.2.1.1.	Diseño e Implementación .....	72
4.3.2.2.	Controlador d-q Secuencia Positiva y Negativa .....	76
4.3.2.2.1.	Diseño e Implementación .....	76
4.3.2.3.	Controlador d-q Secuencia Positiva, Negativa y Secuencia Cero .....	79
4.3.2.3.1.	Diseño e Implementación .....	79
4.3.2.4.	Controlador Resonante.....	84
4.3.2.4.1.	Diseño e Implementación .....	84

4.3.2.5.	Controlador Resonante Multivariable.....	88
4.3.2.5.1.	Diseño e Implementación .....	88
<b>CAPÍTULO V .- RESULTADOS EXPERIMENTALES .....</b>		<b>94</b>
<b>5.1.</b>	<b>Desempeño de los controladores .....</b>	<b>94</b>
5.1.1.	Cambio de referencia .....	94
5.1.2.	Impactos de carga balanceado.....	97
5.1.2.1.	Impacto de carga Resistiva .....	97
5.1.2.2.	Impacto de desconexión de la carga .....	99
5.1.2.3.	Estado estacionario al alimentar una carga altamente no lineal.....	101
5.1.3.	Impactos de carga desbalanceado.....	103
5.1.3.1.	Impacto de carga Resistivo a una fase .....	103
5.1.3.2.	Impacto Inductivo y Capacitivo.....	105
5.1.3.3.	Impacto de desconexión de carga en una fase .....	106
5.1.3.4.	Impacto de carga altamente no lineal.....	108
5.1.4.	Cambio de frecuencia.....	110
5.1.5.	Control independiente de cada fase.....	112
<b>5.2.</b>	<b>Análisis de distorsión de armónicos para carga no lineal.....</b>	<b>114</b>
5.2.1.	Carga no lineal balanceada.....	114
5.2.2.	Carga no lineal desbalanceada .....	117
<b>CAPÍTULO VI.- CONCLUSIONES .....</b>		<b>121</b>
<b>REFERENCIAS.....</b>		<b>124</b>
<b>ANEXOS.....</b>		<b>127</b>
<b>1.</b>	<b>Registros del DSP .....</b>	<b>127</b>
<b>2.</b>	<b>Código.....</b>	<b>132</b>

## Lista de Figuras

Figura 1: Diagrama representativo de la plataforma experimental del proyecto.....	7
Figura 2: Topología del Conversor Matricial e interruptores bi-direccionales empleados.....	10
Figura 3: Vista frontal del conversor matricial de cuatro piernas.....	13
Figura 4: Diagrama del conversor matricial.....	14
Figura 5: Transductores utilizados. a) Transductor de tensión y su circuito de medición. b) Transductor de corriente y su circuito de medición.....	15
Figura 6: Circuito del Clamp integrado en el Conversor Matricial.....	16
Figura 7: Configuración del filtro de entrada al Conversor Matricial.....	17
Figura 8: Autotransformador trifásico utilizado.....	18
Figura 9: Tarjeta de medición de tensión sin componentes.....	19
Figura 10: Tarjeta de medición de tensión completa.....	19
Figura 11: Tarjeta DSK C6713 utilizada en la implementación.....	20
Figura 12: Tarjeta HPI.....	21
Figura 13: Tarjeta controladora de FPGA utilizada.....	22
Figura 14: Circuito para detectar el sentido de las corrientes en el Conversor Matricial.....	24
Figura 15: Conversor ac-ac bifásico a monofásico.....	25
Figura 16: Secuencia de de conmutación del método de los cuatro pasos.....	26
Figura 17: Conexión de las fases $a-A$ , $b-B$ , $c-B$ , $n-B$ , para formar el estado "+1".....	29
Figura 18: Representación tridimensional de los vectores del espacio de salida en coordenadas alfa-beta-gamma.....	31
Figura 19: Espacio de corrientes de entrada en coordenadas alfa-beta.....	31
Figura 20: Proyección bidimensional utilizada para identificar el tetraedro requerido por la modulación SVM.....	32
Figura 21: Vectores que conforman el prisma 6.....	32
Figura 22: Cálculo del ángulo $\beta_i$ .....	35
Figura 23: Esquema representativo de la proporción de los ciclos de trabajo.....	36
Figura 24: Diagrama vectorial de ejes rotatorios d-q.....	41
Figura 25: Diagrama de bloques del controlador convencional d-q.....	42
Figura 26: Diagrama de bloques simplificado del controlador convencional d-q.....	42
Figura 27: Diseño del controlador utilizando el lugar geométrico de las raíces, para el controlador d-q.....	44
Figura 28: Diagrama vectorial de la tensión demandada a la salida, en coordenadas d-q.....	46
Figura 29: Lugar geométrico de las raíces de un posible controlador d-q.....	47
Figura 30: Diagrama fasorial de componentes de secuencia positiva, negativa y cero.....	49
Figura 31: Diagrama vectorial de ejes rotatorios utilizados para controlar la secuencia positiva y negativa.....	52
Figura 32: Diagrama de bloques del controlador d-q de secuencia positiva y negativa.....	54
Figura 33: Diagrama de BODE del filtro Notch, sintonizado en la componente de doble frecuencia...54	54
Figura 34: Diagrama de bloques del controlador d-q de secuencia positiva, negativa y secuencia cero.....	55

Figura 35: Diseño del controlador utilizando el lugar geométrico de las raíces, para el controlador resonante. ....	58
Figura 36: Diagrama de bloques del controlador resonante. ....	59
Figura 37: Diagrama de bloques simplificado del controlador resonante. ....	59
Figura 38: Lugar geométrico de las raíces de un posible controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	61
Figura 39: Diagrama de BODE del controlador resonante, sintonizado en 50 Hz. ....	62
Figura 40: Diagrama de bloques simplificado para el controlador resonante multivariable. ....	64
Figura 41: Lugar geométrico de las raíces de un posible controlador resonante multivariable. ....	66
Figura 42: a) Diagrama de BODE del controlador resonante sintonizado en 50 Hz, b) Diagrama de BODE del controlador resonante multivariable. ....	67
Figura 43: Plataforma experimental utilizada. ....	69
Figura 44: Elementos adicionales utilizados en la implementación. ....	69
Figura 45: LGR del controlador d-q implementado. ....	74
Figura 46: LGR del controlador resonante para la secuencia cero implementado. ....	80
Figura 47: LGR del controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	86
Figura 48: LGR del controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz y 250 Hz. ....	90
Figura 49: Diagrama de BODE del controlador resonante multivariable implementado. ....	90
Figura 50: Escalones aplicados en la prueba de cambio de referencia. a) Escalón de tensión de 5 V a 50 V. b) Escalón de tensión de 50 V a 15 V. ....	94
Figura 51: Cambio de referencia de 5 V a 50 V. a) Controlador d-q, b) Controlador d-q $\pm$ , c) Controlador d-q-0, d) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	95
Figura 52: Cambio de referencia de 50 V a 15 V. a) Controlador d-q, b) Controlador d-q $\pm$ , c) Controlador d-q-0, d) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	96
Figura 53: Impacto balanceado de carga resistiva en tres fases. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	97
Figura 54: Corrientes en la carga durante el impacto resistivo balanceado. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	98
Figura 55: Impacto balanceado de desconexión de carga en tres fases. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	99
Figura 56: Corrientes a la salida del MC durante la conexión y desconexión de la carga trifásica utilizando d-q-0. ....	100
Figura 57: Corrientes a la salida del MC durante la conexión y desconexión de la carga trifásica utilizando controlador resonante. ....	100
Figura 58: Estado estacionario al aplicar carga altamente no lineal en tres fases. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	101
Figura 59: Estado estacionario de conexión de carga no lineal en tres fases. a) Controlador d-q-0 con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz y 250 Hz. ....	102

Figura 60: Impacto de carga resistivo desbalanceado. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	103
Figura 61: Corrientes en la carga al aplicar un impacto de carga resistivo en una fase. a) Controlador d-q-0, b) Controlador resonante. ....	104
Figura 62: Impacto de carga resistivo-capacitivo-inductivo desbalanceado. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	105
Figura 63: Impacto de carga desbalanceado, desconexión de la carga en una fase. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	106
Figura 64: Corrientes a la salida del conversor cuando se desconecta una carga. a) Controlador d-q $\pm$ , b) Controlador d-q-0, c) Controlador Resonante. ....	107
Figura 65: Impacto de carga no lineal desbalanceado, conexión de carga no lineal a una fase. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	108
Figura 66: Impacto de carga desbalanceado, conexión de carga no lineal en una fases. a) Controlador d-q-0 con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz y 250 Hz. ....	109
Figura 67: Corrientes de fase a y b, al conectar carga no lineal. ....	109
Figura 68: Cambio de frecuencia de 30 Hz a 50 Hz. a) Controlador Resonante, b) Controlador d-q. ....	110
Figura 69: Cambio de frecuencia de 50 Hz a 30 Hz. a) Controlador Resonante, b) Controlador d-q. ....	111
Figura 70: Operación del controlador resonante a 50 Hz y 30 Hz en fases distintas. ....	112
Figura 71: Operación del controlador resonante a distintas tensiones de referencia. ....	112
Figura 72: Esquemas de conexión utilizados para realizar las pruebas. a) Impacto balanceado resistivo. b) Impacto de abrir 1 o 3 fases. c) Impacto balanceado no lineal. d) Impacto desbalanceado resistivo. e) Impacto desbalanceado inductivo y capacitivo. f) Impacto desbalanceado no lineal. ....	113
Figura 73: Análisis espectral de armónicas con carga no lineal balanceada. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50[Hz]. ....	114
Figura 74: Análisis espectral de armónicas. a) Controlador d-q-0 con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100Hz, 200 Hz y 250Hz. ....	115
Figura 75: Análisis espectral de armónicas con carga no lineal desbalanceada. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz. ....	117
Figura 76: Análisis espectral de armónicas. a) Controlador d-q-0 con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz y 250 Hz. ....	118

## **Lista de Tablas**

Tabla 1: Características del Autotransformador. ....	18
Tabla 2: Estados de "switching" del Conversor Matricial. ....	28
Tabla 3: Selección de un tetraedro para un prisma dado. ....	33
Tabla 4: Resumen del desempeño de los controladores estudiados. ....	120

## Lista de definición de acrónimos

- THD : Distorsión total de armónicas.
- MC : Conversor Matricial.
- AC : Corriente alterna.
- DC : Corriente continua.
- DC link : Enlace de corriente continua utilizado para la etapa de inversión DC-AC.
- Clamp : Circuito de protección.
- Conversor Back-to-back : Sistema eléctrico muy utilizado en la conversión de energía AC-AC.
- Switches : Interruptores compuestos por dispositivos semiconductores.
- SVM : Modulación vectorial.
- PWM : Modulación por ancho de pulso.
- CR : Control resonante.
- d-q : Sistema de ejes directo y cuadratura.
- d-q $\pm$  : Sistema de control utilizando ejes directo y cuadratura para secuencia positiva y negativa.
- d-q-0 : Sistema de control utilizando ejes directo y cuadratura para secuencia positiva, negativa y secuencia cero.
- LGR : Lugar geométrico de las raíces.
- ZOH : Retenedor de orden cero.
- DGS : Sistema de generación diesel.
- IGBT : Transistor bipolar de compuerta aislada.
- DSP : Procesador digital de señales.
- FPGA : Unidad lógica programable.
- AD : Análogo-digital.
- DA : Digital-análogo.
- Espacio de estados : Modelo matemático de un sistema representado en ecuaciones de diferencia compuesto por entradas, salidas y variables de estado representativas del sistema.

# Capítulo I.- Introducción

## 1.1. Introducción

En el presente trabajo se estudiarán estrategias de control para regular la tensión de una carga trifásica utilizando un Conversor Matricial de cuatro piernas.

El Conversor Matricial provee de flujo bidireccional de potencia, entradas y salidas sinusoidales y control del ángulo de fase de la entrada.

Cuando se le compara al conversor *Back-to-back* presenta ventajas notorias, como por ejemplo, dado que se elimina el *DC link* (de la etapa de rectificación-inversión) de la topología, es mucho más pequeño, robusto y confiable.

Este conversor posee muchas aplicaciones útiles en distintas áreas, una de ellas es en sistemas de conversión eólicos, donde la generación a velocidad variable puede aumentar considerablemente la energía capturada por la turbina. Es por esto que se utiliza un conversor matricial para actuar como interfaz entre este tipo de sistemas(u otro tipo de topologías) y una carga desbalanceada trifásica.

El "Four-leg Matrix Converter" como su nombre lo indica, posee una "cuarta pierna" (o fase extra), a diferencia de su símil, el Conversor Matricial de 3x3. Esta fase adicional tiene como función principal, brindar flexibilidad al sistema actuando como "neutro" en caso de que la carga sea desequilibrada y de esta forma proporcionar siempre un camino de retorno para las corrientes de secuencia cero.

Inicialmente el sistema se encuentra a lazo abierto, este lazo es representado por el algoritmo de modulación vectorial SVM, implementado en trabajos anteriores. El sistema a lazo abierto no brinda regulación frente a perturbaciones y desbalances en la carga lo que limita enormemente la operación de éste.

Con el fin de compensar las caídas de tensión en el filtro de salida, agregado para disminuir las perturbaciones provocadas por la conmutación de los *switches*, es que se agrega un lazo cerrado de control de tensión para proporcionar un funcionamiento adecuado al sistema.

Para dar inicio al diseño e implementación de las estrategias de control, es necesario pasar por una fase previa de estudio, para conocer las distintas alternativas factibles y luego decidir la más conveniente dependiendo de la aplicación.

En este estudio se realizan las pruebas necesarias para garantizar el correcto funcionamiento del convertidor, esto significa, que se llevan a cabo utilizando niveles adecuados de corriente y tensión, y así poder detectar posibles fallas en hardware y software con anterioridad a la puesta en marcha definitiva.

En este trabajo se presenta el diseño, implementación y validación experimental de dos estrategias de control.

El primer regulador a analizar, es el controlador d-q, ampliamente utilizado en la actualidad para el control de máquinas. Se estudiarán sus principales capacidades y limitaciones al ser sometido a fuertes perturbaciones en la carga.

El segundo regulador a estudiar es el controlador resonante, recientemente empleado en generación distribuida, eólica y aplicaciones fotovoltaicas, entre otras. Se analiza la capacidad de este controlador para regular la tensión de la carga ante fuertes desbalances. Además se estudia la capacidad de este compensador para eliminar la distorsión de armónicas provocada por cargas altamente no lineales.

## 1.2. Objetivos

Se consideran los siguientes puntos como objetivos de este trabajo:

- Implementar una plataforma experimental que permita realizar pruebas a lazo cerrado al convertidor matricial.
- Diseñar un controlador d-q para controlar la tensión de salida del convertidor matricial ante perturbaciones en la carga.
- Diseñar un control resonante que sirva como alternativa al controlador d-q.
- Diseñar un controlador capaz de eliminar la distorsión de armónicas en la tensión de carga cuando el convertidor alimenta cargas altamente no lineales.
- Validar experimentalmente el desempeño de los controladores a diseñar, mostrando sus virtudes y limitaciones.
- Comparar el desempeño de el regulador d-q con respecto al controlador resonante al realizar impactos de carga balanceados y desbalanceados.
- Encontrar a partir de los resultados obtenidos la mejor alternativa para controlar el convertidor matricial en el área de aplicación que enmarca al Proyecto FONDECYT.

### **1.3. Estructura de la memoria**

El presente trabajo de memoria, llamado "*Estudio e Implementación de estrategias de control para cargas desbalanceadas utilizando Conversores Matriciales de cuatro piernas (four-leg Matrix Converter)*", consta de seis capítulos. En el Capítulo I, se presenta la introducción al estudio realizado, en donde se expresan las ideas generales y objetivos que busca cumplir este trabajo. El Capítulo II detalla los fundamentos teóricos necesarios para la realización de este estudio y además brinda un estado del arte de las aplicaciones y alcances que tiene este trabajo de memoria. El Capítulo III presenta los fundamentos y consideraciones que rigen a los controladores utilizados. El Capítulo IV consta de la implementación realizada para cumplir con los objetivos propuestos. El Capítulo V muestra los resultados obtenidos en el proceso de validación de los controladores diseñados. Finalmente el Capítulo VI presenta las conclusiones obtenidas en este trabajo. Además se ajuntan las referencias utilizadas durante este estudio y un Anexo que contiene elementos utilizados en el proceso experimental.

## Capítulo II.- Revisión Bibliográfica

### 2.1. Proyecto FONDECYT

El presente trabajo de memoria, está enmarcado en el proyecto FONDECYT N°1085289, llamado “Generación a velocidad variable utilizando Convertidores Matriciales de cuatro piernas”. Este proyecto de investigación consta de varias partes y al autor de esta memoria se le asignó una de ellas.

El investigador responsable es el Profesor Dr. Jesús Roberto Cárdenas Dobson, de la Universidad de Santiago de Chile.

#### 2.1.1. Motivación del proyecto

Las ventajas de la generación a velocidad variable utilizando generadores Diesel ("Diesel Generation Systems" DGSs) son conocidas. Al operar la máquina siguiendo una curva óptima de potencia-velocidad, mejora la eficiencia reduciendo el consumo de combustible para una carga dada. Algunos inconvenientes son evitados, como por ejemplo, el derrame de combustible producido cuando no todo es quemado en la máquina, acumulándose en el sistema de escape, lo que va deteriorando a la máquina y reduciendo su desempeño. Al emplear generación a velocidad variable este problema se minimiza.

La mayoría de las máquinas Diesel son diseñadas para operar a una velocidad mayor a los 1000/1500 rpm y pueden entregar mayor potencia si giran a velocidades mayores. Al limitar el funcionamiento a 1500 rpm no se hace total uso de la capacidad propia de una máquina Diesel. Por lo tanto para un tamaño y peso dado, es posible diseñar un sistema DGS de velocidad variable para alimentar una carga notablemente superior. De esta forma un sistema DGS de velocidad variable es adecuado para abastecer de potencia a sistemas donde un sistema DGS de tamaño reducido o portable sea necesario, por ejemplo, vehículos de emergencia y clínicas móviles. Cuando los generadores AC son operados a velocidad variable, la tensión de salida y frecuencia resultan inadecuados de aplicar a una carga típica, y surge la necesidad de utilizar un sistema que haga de interfaz para regular la tensión y frecuencia en los valores deseados. Es más, cuando se necesita alimentar una carga monofásica a partir de un sistema de generación trifásico, es necesario proveer de un neutro, como también que las tensiones fase-neutro estén debidamente reguladas.

Los Convertidores Matriciales poseen numerosas ventajas cuando son comparados con los convertidores *Back-to-back* (utilizados comúnmente). El convertidor matricial es considerablemente más confiable dado que el condensador del *DC link* es eliminado. Además son más livianos, más pequeños, más robustos y en algunas aplicaciones es posible integrarlos en el estator de un generador. Sin embargo, el

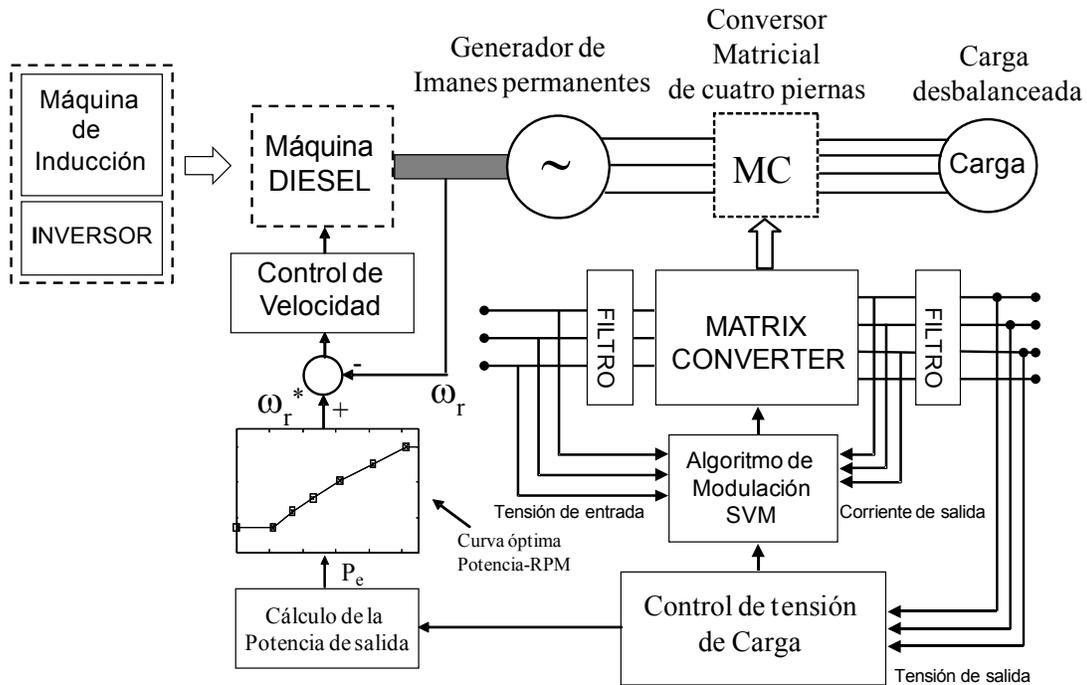
convertor matricial convencional de 3x3 (3 entradas, 3 salidas) no puede ser utilizado para abastecer energía eléctrica, con tensión fase-neutro constante, a tres cargas monofásicas independientes (dada la ausencia de neutro).

Dado lo anterior, es que en el proyecto se propone investigar la aplicación de Convertidores matriciales de cuatro piernas en sistemas DGS a velocidad variable.

Los métodos de modulación adecuados para el convertor de cuatro piernas serán estudiados e implementados durante este proyecto.

El sistema de control necesario para abastecer de frecuencia constante y tensiones balanceadas en circunstancias de desbalance en la carga será analizado, como también la dinámica y estabilidad del convertor matricial de cuatro piernas.

El desempeño de los sistemas de control será estudiado y validado utilizando una plataforma experimental de 5 kW, con un convertor matricial de cuatro piernas conectado a un generador de imanes permanentes. La máquina Diesel será emulada utilizando una máquina de inducción de dos polos controlada por un inversor PWM. Utilizada la técnica de emulación, es posible simular los efectos dinámicos, lineales y no lineales, de las máquinas Diesel. Además un modelo computacional del convertor matricial y del sistema DGS a velocidad variable será desarrollado en este proyecto. Este modelo permitirá simular el sistema antes de su implementación. La Figura 1 muestra la plataforma experimental a utilizar.



**Figura 1: Diagrama representativo de la plataforma experimental del proyecto.**

Este proyecto de investigación está orientado a sistemas DGS de velocidad variable, sin dejar de lado, que los convertidores matriciales aplicados en sistemas de generación a velocidad variable, pueden ser aplicados también a otras áreas. Por ejemplo puede aplicarse a sistemas de generación eólica a velocidad variable alimentando cargas aisladas, sistemas eólico-diesel de velocidad variable funcionando con alta eficiencia y generación a alta velocidad para una carga aislada. Este último podría ser el caso de un generador de imanes permanentes acoplado a una turbina de gas.

### 2.1.2. Objetivos del proyecto FONDECYT

Dentro de los principales objetivos que posee el proyecto se pueden destacar los siguientes:

- Construir una plataforma experimental, donde un Convertor de cuatro piernas, un generador de imanes permanentes y una máquina de inducción interactúen. El motor Diesel será emulado con la máquina de inducción y un variador de frecuencia, considerando efectos como actuador dinámico, retardos del motor etc.
- Investigar la implementación experimental del algoritmo de modulación extendido de Casadei [1], esto para realizar el control del convertor de cuatro piernas. La optimización de la selección y orden de los vectores a modular, serán considerados con el propósito de mejorar calidad de onda, como también los inconvenientes de implementar el método de modulación.

- Estudiar una función de transferencia o bien un modelo de pequeña señal, el cual represente la respuesta dinámica de un convertidor matricial entorno a un punto de operación. Investigar el efecto que tienen los desbalances en la carga en esta función de transferencia.
- Estudiar un sistema de control de tensión para una regulación minuciosa de la tensión de la carga con una forma de onda adecuada. Controles operando en cascada, y diseños de control multivariables, serán también estudiados.
- Estudiar la operación de un sistema para generación a velocidad variable basado en una máquina Diesel, esto en un amplio rango de velocidades, considerando transitorios de alta velocidad producidos al emular el sistema de generación diesel con baja inercia.
- Estudiar la estabilidad del convertidor matricial de cuatro piernas considerando distintos niveles de desbalance. Estudiar el desempeño de métodos convencionales utilizados para mejorar la dinámica del convertidor matricial de tres piernas en el convertidor matricial de cuatro piernas.
- Diseñar un modelo preliminar simplificado de algunos de los parámetros de control, por ejemplo la frecuencia de corte de los filtros digitales aplicados a la tensión de entrada, valores de las resistencias de amortiguamiento usadas en el filtro de entrada, etc.

## **2.2. Características principales del sistema utilizado**

En esta sección se describirán los principales elementos de hardware utilizados para la realización del presente trabajo de título. Además se incluye una breve explicación de las consideraciones relevantes que fueron tomadas en cuenta para realizar satisfactoriamente el trabajo.

### **2.2.1. Convertidor matricial**

El Convertidor Matricial o en inglés Matrix Converter (MC) es un convertidor AC/AC de conmutación forzada formado por un arreglo de *switches* o interruptores bi-direccionales que conectan la entrada directamente con la salida.

Entre las principales ventajas que ofrece esta topología se pueden mencionar:

- Entrada y salida sinusoidal de corrientes, al alimentar una carga inductiva.
- Control sobre la magnitud de la tensión de salida.
- Control sobre la frecuencia de salida.

- Control del ángulo de desplazamiento de la corriente de entrada, es decir, se puede ajustar el ángulo de la fundamental de la corriente de entrada con respecto a la tensión de entrada para poder operar con un factor de potencia unitario.
- No posee *DC link*, por lo que el tamaño del sistema se ve drásticamente disminuido.
- Flujo bi-direccional de potencia.

Presentadas estas ventajas [2]-[5], se podría pensar que el MC aparece como la alternativa natural al convertidor *Back-to-back*. En la última década el MC ha sido considerado con mayor fuerza y con este nuevo interés se realizaron los complejos estudios matemáticos para realizar adecuadamente la modulación, como también estudios de la estabilidad de éste. Se implementaron estrategias de conmutación forzada de alta frecuencia en prototipos, como también la realización de circuitos de protección como son los filtros de entrada y los circuitos de protección por sobretensión.

Dado el mayor interés por el MC, naturalmente ha aumentado el conocimiento sobre él y con esto es posible identificar las posibles dificultades y desventajas inherentes a esta topología.

Dentro de las desventajas se puede mencionar:

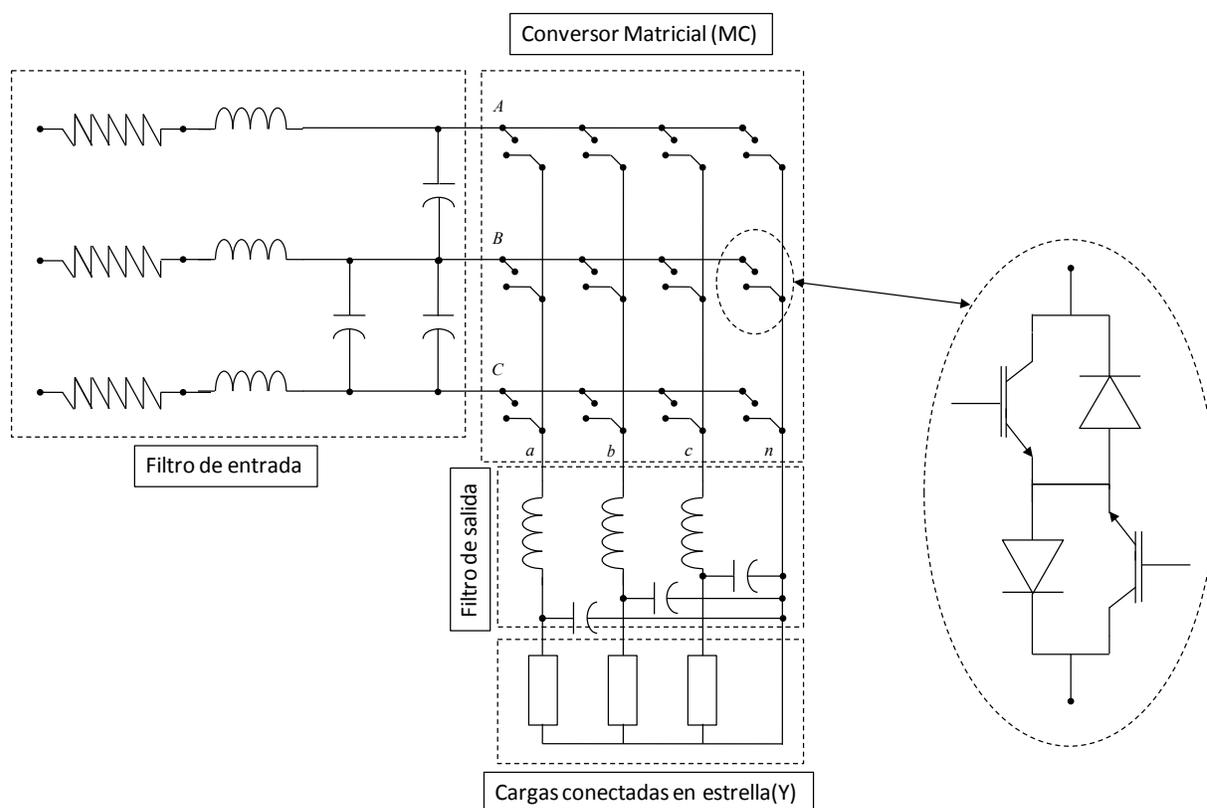
- Límite teórico de máxima transferencia de salida/entrada " $q$ " o " $q_{ratio}$ ". Este límite teórico fue calculado y se estipula en un 86.66% en [1].
- Límite práctico de máxima transferencia de salida/entrada " $q$ ", que depende de la frecuencia de "switching" y del tiempo necesario para realizar la conmutación.
- No existe desacoplamiento entre la entrada y la salida, como la introducida por los condensadores del enlace de continua en un convertidor *Back-to-back*, por lo tanto, un convertidor matricial es inherentemente más inestable que su equivalente convencional.

Si bien existen estas limitantes, es posible mejorarlas notoriamente. Una de las posibles soluciones, es por ejemplo, diseñar la topología acorde a la carga a utilizar para una aplicación específica. El límite práctico usualmente es menor que el límite teórico para así resguardar la estabilidad del MC como también su integridad.

A continuación se presenta más detalladamente el funcionamiento del MC de cuatro piernas.

### 2.2.1.1. Descripción y funcionamiento

Como se mencionó anteriormente el MC está conformado, entre otros elementos, por un arreglo de interruptores o *switches* bi-direccionales, que se conforman por 4 dispositivos semiconductores: dos diodos en anti-paralelo [5] y dos transistores IGBT (transistor bipolar de puerta aislada) de potencia, dispuestos como muestra la Figura 2.



**Figura 2: Topología del Convertidor Matricial e interruptores bi-direccionales empleados.**

Este arreglo de  $m \times n$  interruptores bi-direccionales, en este caso de  $3 \times 4$ , interconectan directamente las 3 fases de entrada con las 4 fases de salida. A la entrada usualmente se conecta la red trifásica balanceada, aunque no necesariamente es así. En este caso la red se conecta a un Autotransformador, y es éste quien alimenta al MC con una tensión segura para realizar las pruebas. A la salida se encuentra una carga RLC, que simula una carga típica.

Dado el tipo de alimentación y tipo de carga del MC, se definen dos condiciones o restricciones esenciales para el correcto y seguro funcionamiento del MC. Estas condiciones consisten en que nunca

se podrán cortocircuitar fases en la entrada y a la vez tampoco se podrán dejar fases abiertas a la salida del MC [2].

Para parametrizar lo anteriormente señalado se define el estado de un interruptor en particular:

Considerando las fases de entrada  $K = \{A, B, C\}$ , y las fases de salida más un neutro  $j = \{a, b, c, n\}$  se define.

$$S_{Kj} = \begin{cases} 1 & \text{si el interruptor está cerrado} \\ 0 & \text{si el interruptor está abierto} \end{cases}$$

Se debe cumplir que:

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1, \text{ con } j = \{a, b, c, n\}$$

Se define además el ciclo de trabajo  $m_{Kj}$  para un interruptor  $S_{Kj}$ :

$$m_{Kj} = \frac{t_{Kj}}{T_{ps}}, \text{ con } 0 < m_{Kj} < 1$$

Donde  $t_{Kj}$  se define como el tiempo de encendido del interruptor y  $T_{ps}$  es el periodo de "switching", el cual en la presente memoria varía dependiendo del controlador implementado en el rango  $T_{ps} \in (100, 150) [\mu s]$  [7].

La tensión de alimentación de entrada fase-neutro se puede expresar como:

$$V_i = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

La tensión en la carga referida al neutro, es decir a la cuarta pierna del MC, en términos de la función que representa el estado de los interruptores y la tensión de entrada se puede escribir como:

$$V_o = \begin{bmatrix} V_{an}(t) \\ V_{bn}(t) \\ V_{cn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a(t) - V_n(t) \\ V_b(t) - V_n(t) \\ V_c(t) - V_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) - S_{An}(t) & S_{Ba}(t) - S_{Bn}(t) & S_{Ca}(t) - S_{Cn}(t) \\ S_{Ab}(t) - S_{An}(t) & S_{Bb}(t) - S_{Bn}(t) & S_{Cb}(t) - S_{Cn}(t) \\ S_{Ac}(t) - S_{An}(t) & S_{Bc}(t) - S_{Bn}(t) & S_{Cc}(t) - S_{Cn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Donde se define como  $S(t)$  como la matriz de "switching":

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) - S_{An}(t) & S_{Ba}(t) - S_{Bn}(t) & S_{Ca}(t) - S_{Cn}(t) \\ S_{Ab}(t) - S_{An}(t) & S_{Bb}(t) - S_{Bn}(t) & S_{Cb}(t) - S_{Cn}(t) \\ S_{Ac}(t) - S_{An}(t) & S_{Bc}(t) - S_{Bn}(t) & S_{Cc}(t) - S_{Cn}(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

La expresión (2.2) entrega la relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida en cada instante. Asumiendo que la frecuencia de "switching" es mucho mayor que la frecuencia de entrada (usualmente 50Hz) las entradas y salidas pueden ser representadas por sus valor promedio en un ciclo de periodo.

Así considerando el conversor de  $3 \times 4$  es posible definir la matriz de transferencia de baja frecuencia  $M(t)$  como sigue:

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) - m_{An}(t) & m_{Ba}(t) - m_{Bn}(t) & m_{Ca}(t) - m_{Cn}(t) \\ m_{Ab}(t) - m_{An}(t) & m_{Bb}(t) - m_{Bn}(t) & m_{Cb}(t) - m_{Cn}(t) \\ m_{Ac}(t) - m_{An}(t) & m_{Bc}(t) - m_{Bn}(t) & m_{Cc}(t) - m_{Cn}(t) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Así la ecuación que condiciona  $M(t)$  es:

$$m_{Aj} + m_{Bj} + m_{Cj} = 1, \text{ con } j = \{a, b, c, n\} \quad (2.5)$$

Finalmente, se pueden obtener las tensiones de salida y corrientes de entrada de baja frecuencia:

$$V_o = M(t) \cdot V_i(t) \quad (2.6)$$

$$i_i(t) = M(t)^T \cdot i_o(t) \quad (2.7)$$

La Figura 3 muestra el conversor matricial utilizado en este trabajo.

La Figura 4 muestra la disposición de los principales elementos del conversor.

- 1) Bloque de interruptores bi-direccionales.
- 2) Condensadores del filtro de entrada.
- 3) Borne de entrada al conversor.
- 4) Circuito de detección de corrientes.
- 5) Resistencias de descarga del Clamp.

- 6) Condensadores del circuito de Clamp.
- 7) Transductores de tensión.
- 8) Transductores de corriente.
- 9) Bornes de salida, a, b, c y n.
- 10) Terminal de salida de datos como: medición de corrientes y tensiones, dirección de corrientes y señal de "trip" del Clamp.
- 11) Bornes de medición de la tensión de entrada.
- 12) Bornes de alimentación(0,5 V , -15 V y 15 V).

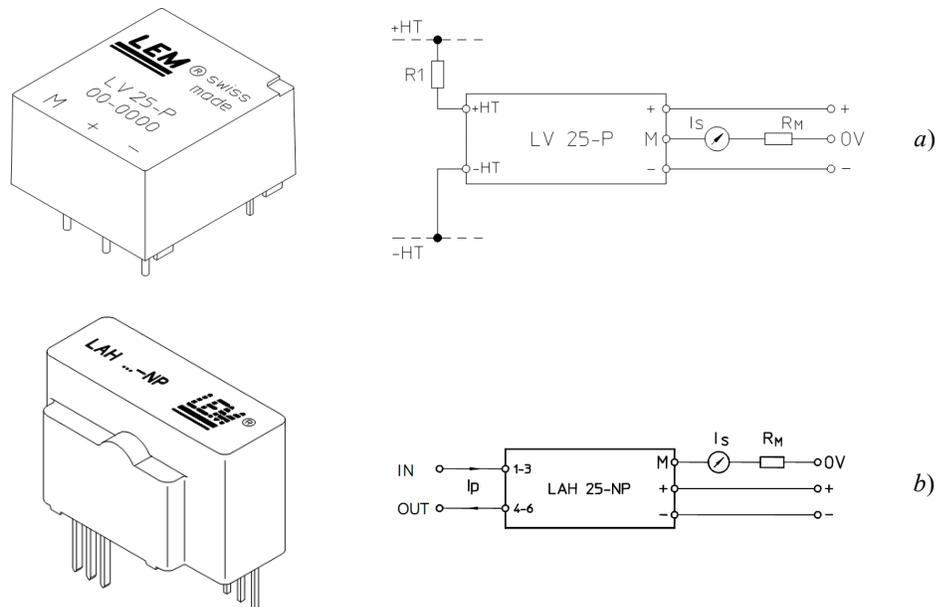


**Figura 3: Vista frontal del conversor matricial de cuatro piernas.**



Para la medición de corrientes, se utilizan transductores LEM modelo LAH25-NP. Se utiliza la configuración con razón de transformación de 1:1000, por lo que se pueden medir hasta 25 A en el primario, resultando una corriente de 25 mA por el secundario.

A continuación se muestran los transductores de tensión y de corriente utilizados para realizar las mediciones y sus respectivos circuitos de medición.



**Figura 5: Transductores utilizados. a) Transductor de tensión y su circuito de medición. b) Transductor de corriente y su circuito de medición.**

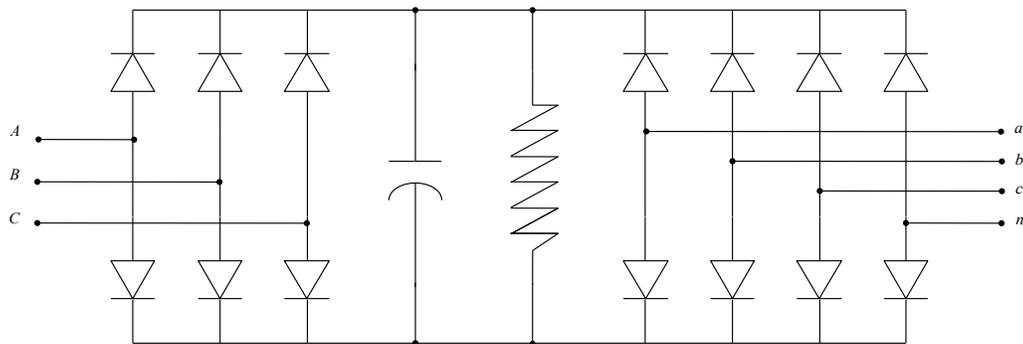
#### 2.2.1.2.2. Circuito de Clamp

Dado que en los convertidores matriciales se pueden dar situaciones de peligro como lo son:

- Fallos en la conmutación
- Sobretensiones al energizar el MC.
- Al energizar el MC el filtro de entrada puede entrar en resonancia.
- Perturbaciones en la alimentación de entrada.
- Descargar la energía almacenada en las cargas.

Si ocurre una falla y se desea desconectar el MC sin un circuito de protección, las corrientes inductivas de la carga destrozarían el MC.

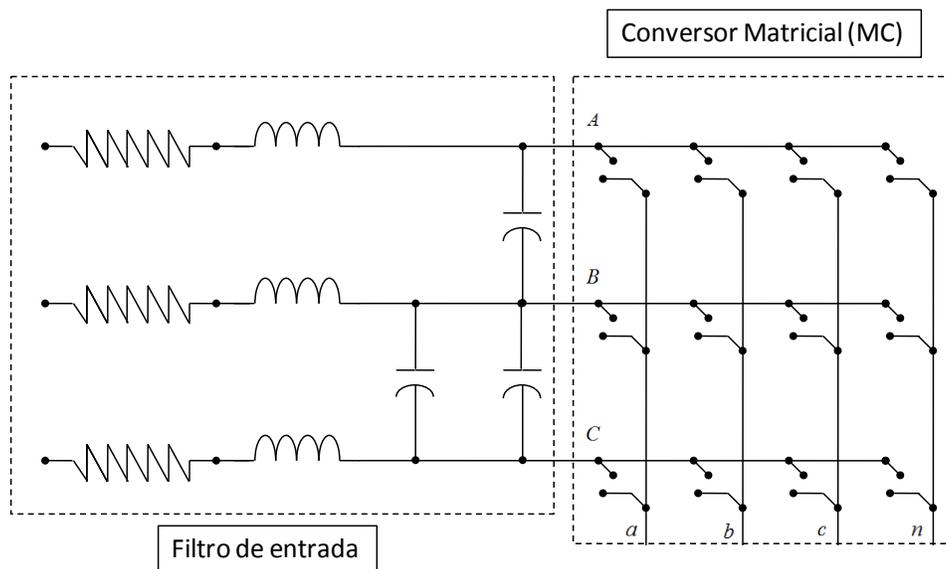
Entonces es necesario proteger el sistema frente a estos y otros posibles inconvenientes, por lo que el MC posee integrado un circuito de protección de sobretensión por Clamp [7] o también llamado circuito de enclavamiento. La Figura 6 muestra el circuito de Clamp que posee el MC de cuatro piernas. Cabe mencionar que los diodos utilizados en este circuito son de la gama ultra rápida de diodos de potencia.



**Figura 6: Circuito del Clamp integrado en el Conversor Matricial.**

### 2.2.1.2.3. Filtro de entrada

Con el propósito de reducir el contenido de armónicos de alta frecuencia presentes en la corriente de entrada del MC y también mantener una continuidad en la tensión de entrada al MC, se estipula la presencia de un filtro LC de segundo orden como muestra la Figura 7, similar al propuesto en [2].



**Figura 7: Configuración del filtro de entrada al Convertor Matricial.**

El sistema está conectado a un autotransformador por lo que las inductancias mostradas en la Figura 7 corresponden a las inductancias de dispersión del autotransformador y las resistencias en serie corresponden a la resistencia de los devanados.

Los principales requerimientos considerados por el diseñador del filtro de entrada son los siguientes:

- Frecuencia de corte menor a la de "switching".
- Tamaño reducido del filtro.
- Consideraciones de máxima interferencia electromagnética tolerable por la norma local donde se implemente el sistema.

### 2.2.2. Autotransformador

Fabricado por Carroll & Meynell, el autotransformador o variac trifásico se utiliza para alimentar el MC a una tensión adecuada para poder realizar todas las pruebas en los sistemas de control que se desean implementar.

La Figura 8 muestra el Autotransformador utilizado en la implementación, para alimentar la entrada del conversor matricial de cuatro piernas.

**Tabla 1: Características del Autotransformador.**

Corriente de salida	20 A
Dimensiones Alt.xAnch.xProf.	350 ´ 400 ´ 545mm
Peso	85kg
Tensión de entrada	400; 415 V a.c.
Tensión de salida	0 - 112% of $V_{in}$
Valor nominal VA continuo	4800



**Figura 8: Autotransformador trifásico utilizado.**

### 2.2.3. Tarjeta de medición de Tensión

Esta tarjeta incorpora los transductores de tensión LV25-P, condensadores para filtrar y resistencias de 10 k $\Omega$  de  $\pm 1\%$  de alta precisión. La tarjeta es utilizada para medir la tensión a la salida del MC. Esta tensión se aproxima a la tensión de carga ya que la caída de tensión en la inductancia del filtro de salida es muy pequeña en comparación a la tensión de carga. En la Figura 9 se muestra la tarjeta de medición antes de ensamblar los componentes y la Figura 10 muestra la conexión utilizada en la implementación.



Figura 9: Tarjeta de medición de tensión sin componentes.

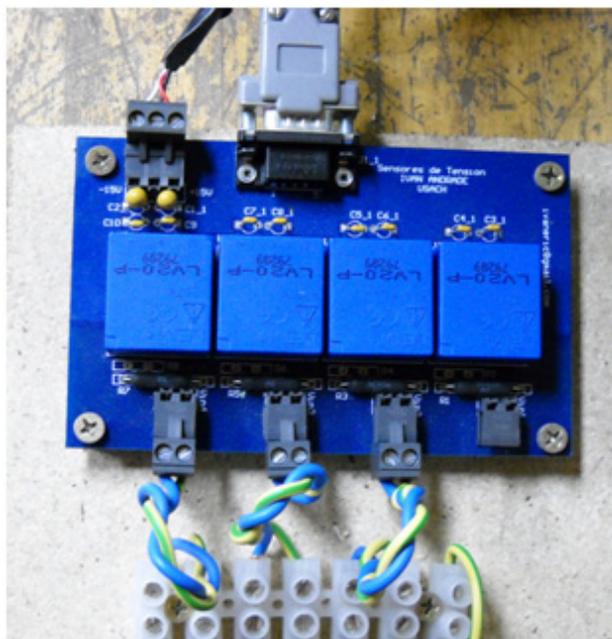


Figura 10: Tarjeta de medición de tensión completa.

#### 2.2.4. Tarjeta DSK C6713

Fabricada por Spectrum Digital Incorporated, es el elemento central en cuanto al procesamiento del algoritmo de control que se desea implementar.

La Figura 11 muestra la tarjeta utilizada en la implementación.

Dentro de las principales características que se pueden mencionar sobre esta tarjeta están:

- Se basa en el DSP TMS120C6713 de Texas Instrument.
- Opera a una frecuencia de reloj programable de hasta 225 MHz
- Puede ejecutar hasta 1800 MIPS (millones de instrucciones por segundo).
- Puede realizar hasta 1350 MFLOPs (millones de operaciones en punto flotante por segundo).
- Posee conectores de expansión para periféricos y memoria.
- Puerto HPI (Host Port Interface).
- Conexión USB ( para intervenir online posibles instrucciones desde el Host PC).



Figura 11: Tarjeta DSK C6713 utilizada en la implementación.

### 2.2.5. Tarjeta HPI

Fabricada por Educational DSP, la tarjeta HPI se conecta al puerto HPI anteriormente mencionado de la tarjeta DSK C6713. Ésta permite la comunicación entre el DSP y el Host PC por medio del puerto USB. La principal característica es que permite operar con el software MATLAB e incluso SIMULINK. Así es posible cargar los programas, resetear, inicializar, lectura y escritura de memoria sobre el DSP.

La Figura 12 muestra las principales características de hardware y alternativas de conectividad.

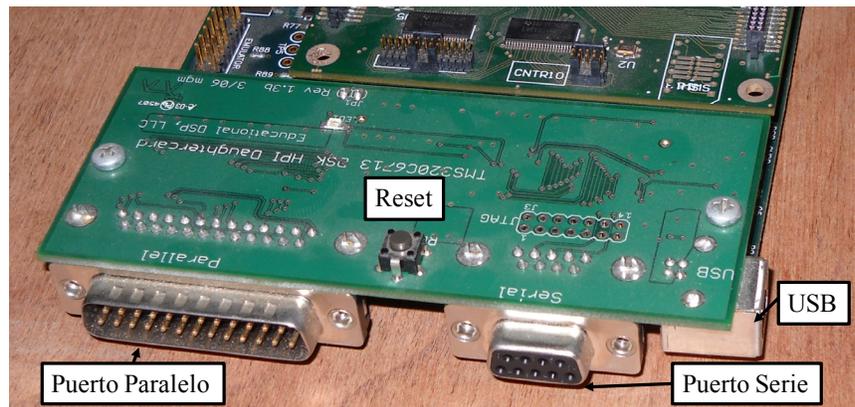


Figura 12: Tarjeta HPI.

### 2.2.6. Tarjeta controladora FPGA

La tarjeta controladora de FPGA hace de interfaz entre el DSP y el Host PC. Fue desarrollada por "The Power Electronics, Machines and Control group"<sup>1</sup> (The PEMC group) en la Universidad de Nottingham, Inglaterra.

La tarjeta de interfaz cumple las funciones de :

- Conversión Análogo a Digital A/D.
- Conversión D/A.
- Cargar y enviar los pulsos de disparo de interruptores al MC.
- Provee de protecciones de sobretensión y sobre corriente.
- Lectura de niveles de tensión del Clamp.

<sup>1</sup> Pat Wheeler y Jon Clare, colaboradores externos del proyecto FONDECYT.

Se basa en la FPGA (Field Programmable Gate Array) A500K050 de Actel, montada sobre la controladora de FPGA. Es conectada a la tarjeta DSP por medio de los puertos de expansión de memoria y periféricos de la DSK C6713.

Entre los principales elementos se pueden destacar:

- 10 canales de conversión A/D, los cuales en esta implementación se utilizan para realizar la conversión de las medidas tomadas por los transductores de medición.
- 4 canales de conversión D/A, de los cuales se utilizó un canal para enviar una señal de encendido a un relé de estado sólido.
- Protecciones por Hardware y Software.
- Reloj de 50 MHz.
- Entradas para inicialización y reset del sistema.

La Figura 13 muestra la tarjeta controladora utilizada en la implementación del sistema.

Los registros de lectura y escritura utilizados están disponibles en el Anexo 1.

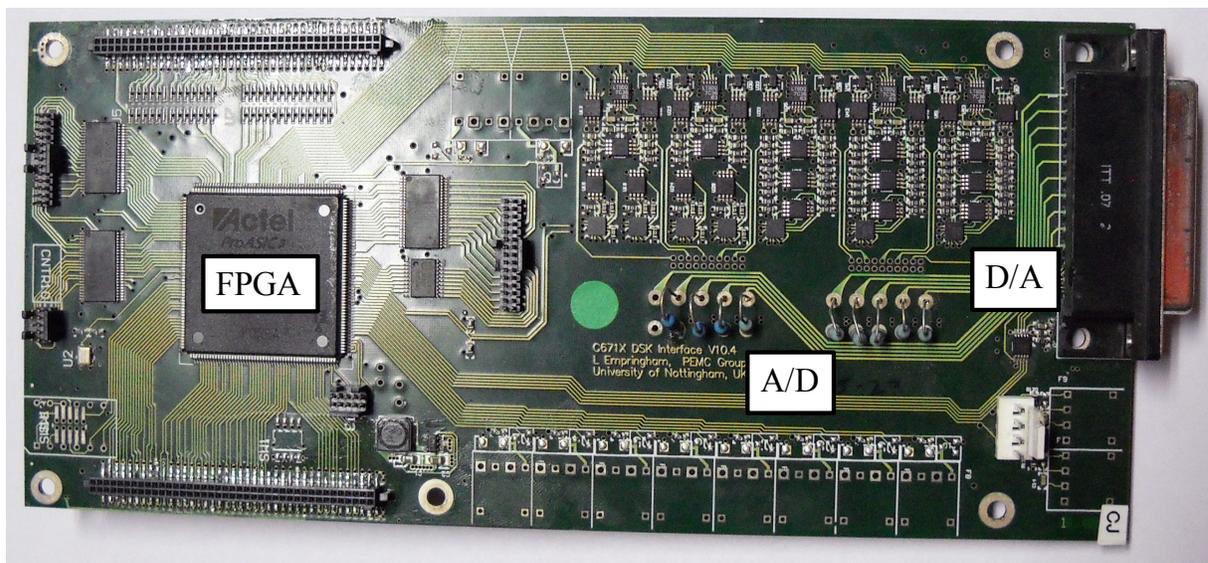


Figura 13: Tarjeta controladora de FPGA utilizada.

## 2.3. Estrategias de Control

### 2.3.1. Estrategia de conmutación

Con el fin de optimizar el tiempo de conmutación de los transistores, para así mejorar la calidad de onda a la salida del MC, se debe utilizar una estrategia de conmutación que permita que siempre exista un camino disponible de circulación para las corrientes para cada pierna a la salida del MC.

Hay ciertas instancias que deben ser evitadas [2], [5], esto, para no provocar una falla importante en el funcionamiento y un daño irremediable en los componentes del MC. Un evento crítico sería que en un instante dado, simultáneamente dos interruptores estén conectados a la misma fase de salida y conduciendo, lo que provocaría un corto circuito entre líneas, provocando que las corrientes que circulen sean peligrosamente altas.

Por otro lado un evento peligroso podría ser que en un instante dado estos interruptores se encuentren abiertos simultáneamente, significando un peligro para el sistema dada la presencia de altos  $L \cdot di/dt$ , dadas las corrientes en cargas inductivas presentes en el sistema.

Se puede resumir que para asegurar un funcionamiento seguro hay dos reglas que deben ser respetadas en la estrategia de conmutación:

- No cortocircuitar las líneas en la entrada: para no destruir dispositivos.
- No abrir las líneas en la salida: para no dejar sin camino de circulación a las corrientes en cargas inductivas.

Estas dos reglas no son simples de cumplir, ya que los dispositivos semiconductores no tienen una respuesta instantánea y los tiempos de "switching" son discretos.

Para asegurar que no ocurran los eventos antes mencionados, se utiliza una estrategia de conmutación en particular.

En este trabajo se utilizó una estrategia de conmutación llamada "Método de los cuatro pasos".

#### 2.3.1.1. *Método de los cuatro pasos*

Éste método necesita conocer la dirección en que circula la corriente en la salida del MC. Para hacer esto se utiliza un circuito de detección de sentido para la corriente.

### 2.3.1.1.1. Detección del sentido de la corriente

La secuencia de conmutación depende de la dirección de la corriente de salida. Esta información debe ser entregada con circuitos de alta velocidad de propagación, de una manera confiable y precisa. Para realizar esto se necesita de un circuito sensor y enviar esta información a la FPGA.

El sentido de la corriente de salida se deriva de la medición de la tensión en un par de diodos Schottky conectados en anti-paralelo [7]. Estos diodos son ideales para la medición del sentido de corriente ya que no poseen tiempos de recuperación, poseen capacitancias de juntura muy pequeñas y encienden a muy baja tensión lo que implica en una caída de tensión muy pequeña vista por el sistema. Si bien aumenta el costo del MC y aumentan las pérdidas por conducción, es estrictamente necesario conocer fidedignamente el sentido de las corrientes y este método lo realiza perfectamente.

A continuación se muestra el circuito de detección de corrientes integrado en el MC (ver Figura 14).

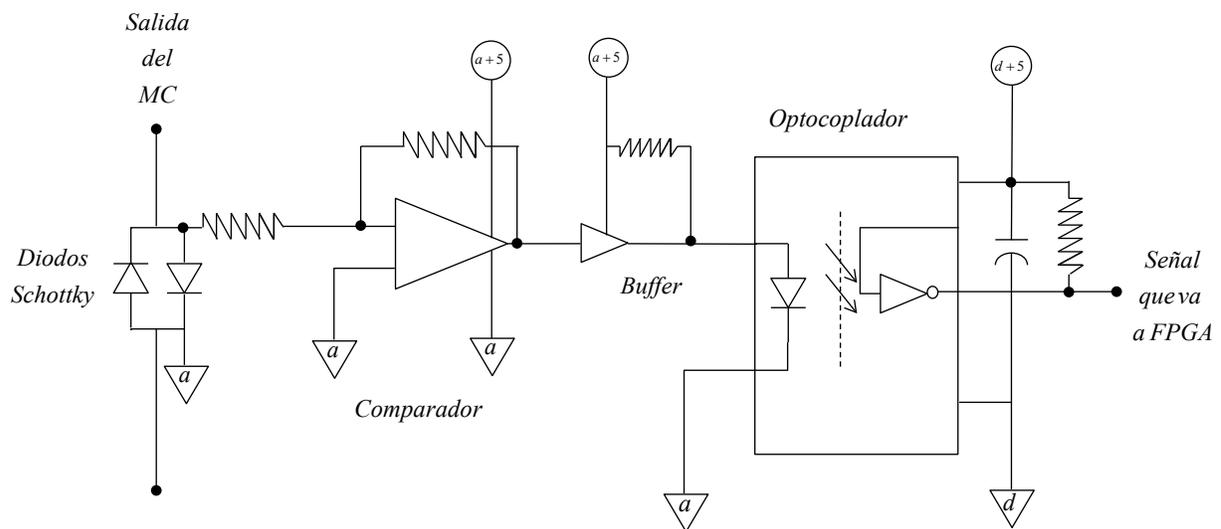
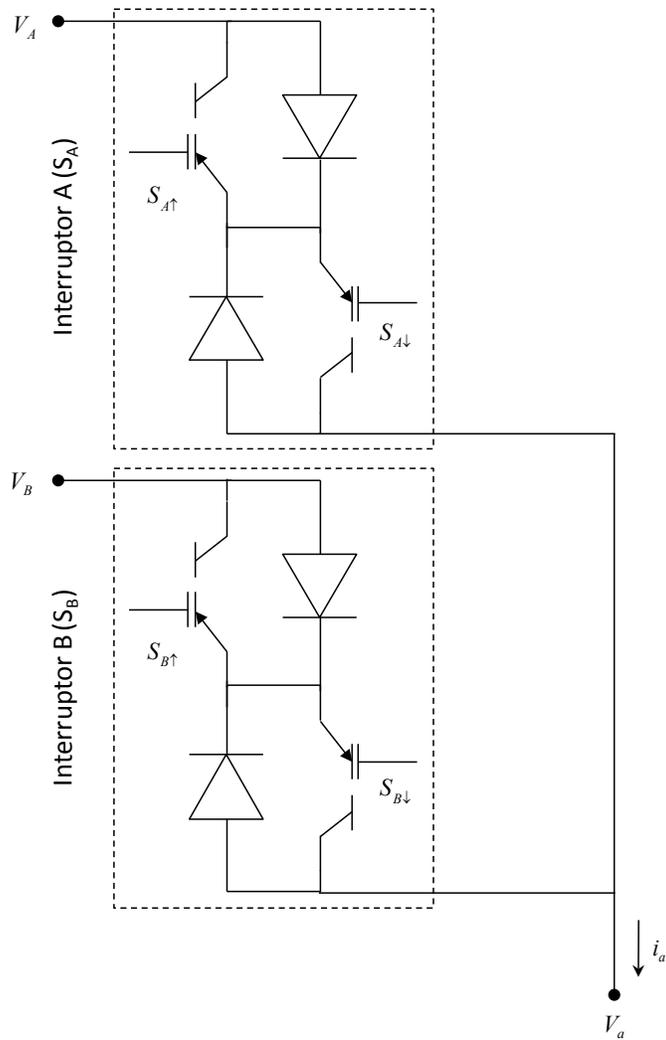


Figura 14: Circuito para detectar el sentido de las corrientes en el Conversor Matricial.

### 2.3.1.1.2. Algoritmo de conmutación de los cuatro pasos

Para ejemplificar el funcionamiento de este método se ilustra el funcionamiento para un convertor bifásico a monofásico (ver Figura 15).

Si se considera este convertor simple de  $2 \times 1$ , la estrategia de conmutación se define como sigue [2], [5].



**Figura 15: Conversor ac-ac bifásico a monofásico.**

Como se mencionó anteriormente esta estrategia requiere conocer el sentido de la corriente. Por consiguiente se asumirá que la corriente  $i_a$  circula en el sentido mostrado en la Figura 15.

Asumiendo que el interruptor unidireccional  $S_{A\downarrow}$  y  $S_{A\uparrow}$  están encendidos (no necesariamente conduciendo), y que  $S_{B\downarrow}$  y  $S_{B\uparrow}$  están apagados inicialmente, es posible dar inicio al método.

Si lo que se desea es revertir este estado, es decir, que  $S_A$  deje de conducir y que  $S_B$  conduzca, se debe realizar la conmutación utilizando un método que asegure respetar las condiciones de seguridad anteriormente señaladas.

De acuerdo a lo antes expuesto, al seguir la estrategia de conmutación de los cuatro pasos secuencialmente, se obtiene:

- *Primer paso:* en el interruptor  $S_A$ , se apaga  $S_{A\uparrow}$  ya que no está circulando corriente.
- *Segundo paso:* se enciende el interruptor que deberá estar conduciendo al momento de la conmutación dado el sentido de la corriente, es decir, el interruptor  $S_{B\downarrow}$ . Se puede observar que no hay peligro de cortocircuito ya que  $S_{A\uparrow}$  y  $S_{B\uparrow}$  están apagados.
- *Tercer paso:* se apaga  $S_{A\downarrow}$ , ya que la circulación ahora es por  $S_{B\downarrow}$ .
- *Cuarto paso:* para que el interruptor  $S_B$  sea bi-direccional se enciende finalmente  $S_{B\uparrow}$ .

La secuencia descrita anteriormente se puede observar de manera gráfica en la Figura 16. En caso de que la corriente fluya en sentido contrario el orden sería: apagar  $S_{A\downarrow}$ , encender  $S_{B\uparrow}$ , apagar  $S_{A\uparrow}$ , y finalmente encender  $S_{B\downarrow}$ .

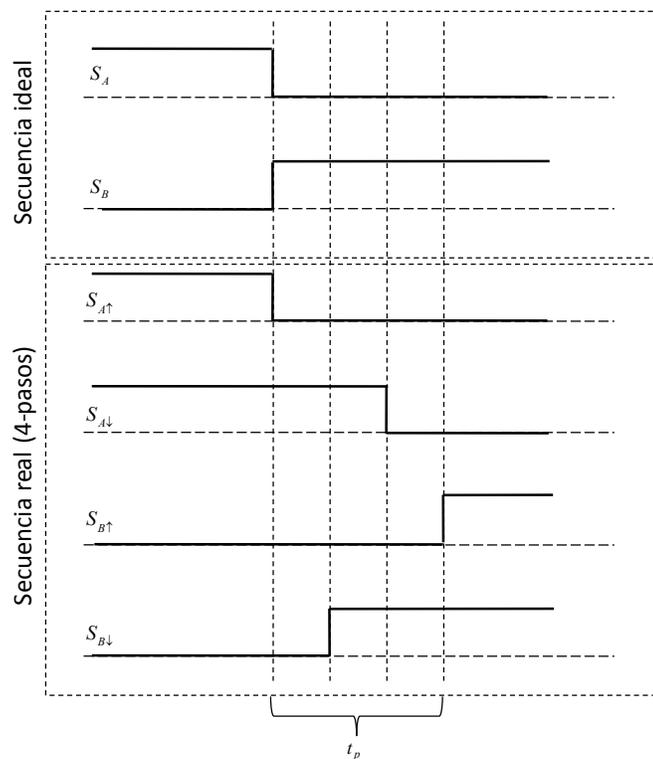


Figura 16: Secuencia de de conmutación del método de los cuatro pasos.

Donde  $t_p$  es el tiempo total que se demora en realizar la conmutación entre dos interruptores bidireccionales.

El método de los cuatro pasos asegura la conmutación de un interruptor bi-direccional a otro cumpliendo las condiciones y restricciones expuestas anteriormente. Sin embargo aparecen debilidades o desventajas. Una de las desventajas demostradas en [8], es que producto de la estrategia de conmutación el límite práctico para " $q$ " queda limitado a :

$$q_{pr\acute{a}ctico} = q_{l\acute{i}mite} (1 - 3 \cdot t_p \cdot f_s) \quad (2.8)$$

En donde se puede ver que el " $q$ " práctico queda condicionado por " $q_{l\acute{i}mite}$ " que corresponde al " $q$ " teórico máximo,  $t_p$  es el tiempo del pulso necesario a considerar entre las conmutaciones y  $f_s$  que representa a la frecuencia de "switching" a la cual opera el MC.

### 2.3.2. Modulación vectorial en 3-D SVM

Como el nombre lo indica SVM en inglés "Space Vector Modulation" es utilizado para modular la tensión requerida a la salida del MC usando vectores en 3 dimensiones.

Si bien la construcción y programación del SVM no forma parte del presente trabajo, es un pieza fundamental del engranaje para el control del MC, es por esto que a continuación se explicará en qué se basa y como funciona.

Los algoritmos del SVM han sido presentados en [9], [10], por lo que si es necesario mayor información al respecto, el lector puede recurrir a la referencia señalada. La implementación y resultados experimentales de estos algoritmos de modulación se pueden revisar con mayor detalle en [11].

Todas las técnicas de modulación vectorial SVM usan vectores que son definidos por los vectores espaciales instantáneos de tensión y corriente, a la entrada y salida del convertidor (en este caso el MC). Estos vectores son el resultado de una serie de estados producto del "switching" de los interruptores bidireccionales ya mencionados.

Por ejemplo para crear el estado "+1" de la Tabla 2, la salida del convertidor " $a$ " debe conectarse a la entrada " $A$ ", y las salidas " $b, c, n$ " deben conectarse a la entrada " $B$ ", para entender esto, en la Figura 17 se puede ver dicha combinación.

Para el convertor matricial estándar de 3x3, es decir 3 entradas y 3 salidas ( $A-B-C$ ,  $a-b-c$ ), es posible obtener un total de  $3^3$  (27) estados de "switching" [10]-[12], ahora bien como el presente trabajo se basa en un convertor de 4 piernas el número de posibles estados asciende a  $3^4$  (81).

Tabla 2: Estados de "switching" del Convertor Matricial.

Switching State	Output Leg Switching				V <sub>vector</sub>	Line-neutral Output Voltage			I <sub>vector</sub>	Input Current		
	a	b	c	n		V <sub>an</sub>	V <sub>bn</sub>	V <sub>cn</sub>		I <sub>A</sub>	I <sub>B</sub>	I <sub>C</sub>
0 <sub>A</sub>	A	A	A	A	ZA	0	0	0		0	0	0
0 <sub>B</sub>	B	B	B	B	ZB	0	0	0		0	0	0
0 <sub>C</sub>	C	C	C	C	ZC	0	0	0		0	0	0
+1	A	B	B	B	V8	V <sub>AB</sub>	0	0	16	I <sub>a</sub>	-I <sub>a</sub>	0
-1	B	A	A	A	V7	-V <sub>AB</sub>	0	0	13	-I <sub>a</sub>	I <sub>a</sub>	0
+2	B	C	C	C	V8	V <sub>BC</sub>	0	0	12	0	I <sub>a</sub>	-I <sub>a</sub>
-2	C	B	B	B	V7	-V <sub>BC</sub>	0	0	15	0	-I <sub>a</sub>	I <sub>a</sub>
+3	C	A	A	A	V8	V <sub>CA</sub>	0	0	14	-I <sub>a</sub>	0	I <sub>a</sub>
-3	A	C	C	C	V7	-V <sub>CA</sub>	0	0	11	I <sub>a</sub>	0	-I <sub>a</sub>
+4	B	A	B	B	V4	0	V <sub>AB</sub>	0	16	I <sub>b</sub>	-I <sub>b</sub>	0
-4	A	B	A	A	V11	0	-V <sub>AB</sub>	0	13	-I <sub>b</sub>	I <sub>b</sub>	0
+5	C	B	C	C	V4	0	V <sub>BC</sub>	0	12	0	I <sub>b</sub>	-I <sub>b</sub>
-5	B	C	B	B	V11	0	-V <sub>BC</sub>	0	15	0	-I <sub>b</sub>	I <sub>b</sub>
+6	A	C	A	A	V4	0	V <sub>CA</sub>	0	14	-I <sub>b</sub>	0	I <sub>b</sub>
-6	C	A	C	C	V11	0	-V <sub>CA</sub>	0	11	I <sub>b</sub>	0	-I <sub>b</sub>
+7	B	B	A	B	V2	0	0	V <sub>AB</sub>	16	I <sub>c</sub>	-I <sub>c</sub>	0
-7	A	A	B	A	V13	0	0	-V <sub>AB</sub>	13	-I <sub>c</sub>	I <sub>c</sub>	0
+8	C	C	B	C	V2	0	0	V <sub>BC</sub>	12	0	I <sub>c</sub>	-I <sub>c</sub>
-8	B	B	C	B	V13	0	0	-V <sub>BC</sub>	15	0	-I <sub>c</sub>	I <sub>c</sub>
+9	A	A	C	A	V2	0	0	V <sub>CA</sub>	14	-I <sub>c</sub>	0	I <sub>c</sub>
-9	C	C	A	C	V13	0	0	-V <sub>CA</sub>	11	I <sub>c</sub>	0	-I <sub>c</sub>
+10	A	A	B	B	V12	V <sub>AB</sub>	V <sub>AB</sub>	0	16	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub>	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub>	0
-10	B	B	A	A	V3	-V <sub>AB</sub>	-V <sub>AB</sub>	0	13	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub>	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub>	0
+11	B	B	C	C	V12	V <sub>BC</sub>	V <sub>BC</sub>	0	12	0	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub>	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub>
-11	C	C	B	B	V3	-V <sub>BC</sub>	-V <sub>BC</sub>	0	15	0	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub>	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub>
+12	C	C	A	A	V12	V <sub>CA</sub>	V <sub>CA</sub>	0	14	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub>	0	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub>
-12	A	A	C	C	V3	-V <sub>CA</sub>	-V <sub>CA</sub>	0	11	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub>	0	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub>
+13	B	A	A	B	V6	0	V <sub>AB</sub>	V <sub>AB</sub>	16	I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	-I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	0
-13	A	B	B	A	V9	0	-V <sub>AB</sub>	-V <sub>AB</sub>	13	-I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	0
+14	C	B	B	C	V6	0	V <sub>BC</sub>	V <sub>BC</sub>	12	0	I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	-I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>
-14	B	C	C	B	V9	0	-V <sub>BC</sub>	-V <sub>BC</sub>	15	0	-I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>
+15	A	C	C	A	V6	0	V <sub>CA</sub>	V <sub>CA</sub>	14	-I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	0	I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>
-15	C	A	A	C	V9	0	-V <sub>CA</sub>	-V <sub>CA</sub>	11	I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	0	-I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>
+16	A	B	A	B	V10	V <sub>AB</sub>	0	V <sub>AB</sub>	16	I <sub>a</sub> +I <sub>c</sub>	-I <sub>a</sub> -I <sub>c</sub>	0
-16	B	A	B	A	V5	-V <sub>AB</sub>	0	-V <sub>AB</sub>	13	-I <sub>a</sub> -I <sub>c</sub>	I <sub>a</sub> +I <sub>c</sub>	0
+17	B	C	B	C	V10	V <sub>BC</sub>	0	V <sub>BC</sub>	12	0	I <sub>a</sub> +I <sub>c</sub>	-I <sub>a</sub> -I <sub>c</sub>
-17	C	B	C	B	V5	-V <sub>BC</sub>	0	-V <sub>BC</sub>	15	0	-I <sub>a</sub> -I <sub>c</sub>	I <sub>a</sub> +I <sub>c</sub>
+18	C	A	C	A	V10	V <sub>CA</sub>	0	V <sub>CA</sub>	14	-I <sub>a</sub> -I <sub>c</sub>	0	I <sub>a</sub> +I <sub>c</sub>
-18	A	C	A	C	V5	-V <sub>CA</sub>	0	-V <sub>CA</sub>	11	I <sub>a</sub> +I <sub>c</sub>	0	-I <sub>a</sub> -I <sub>c</sub>
+19	A	A	A	B	V14	V <sub>AB</sub>	V <sub>AB</sub>	V <sub>AB</sub>	16	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	0
-19	B	B	B	A	V1	-V <sub>AB</sub>	-V <sub>AB</sub>	-V <sub>AB</sub>	13	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	0
+20	B	B	B	C	V14	V <sub>BC</sub>	V <sub>BC</sub>	V <sub>BC</sub>	12	0	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>
-20	C	C	C	B	V1	-V <sub>BC</sub>	-V <sub>BC</sub>	-V <sub>BC</sub>	15	0	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>
+21	C	C	C	A	V14	V <sub>CA</sub>	V <sub>CA</sub>	V <sub>CA</sub>	14	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>	0	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>
-21	A	A	A	C	V1	-V <sub>CA</sub>	-V <sub>CA</sub>	-V <sub>CA</sub>	11	I <sub>a</sub> +I <sub>b</sub> +I <sub>c</sub>	0	-I <sub>a</sub> -I <sub>b</sub> -I <sub>c</sub>

En donde A, B, y C representan las entradas, y a, b, c y n representan las salidas del MC.

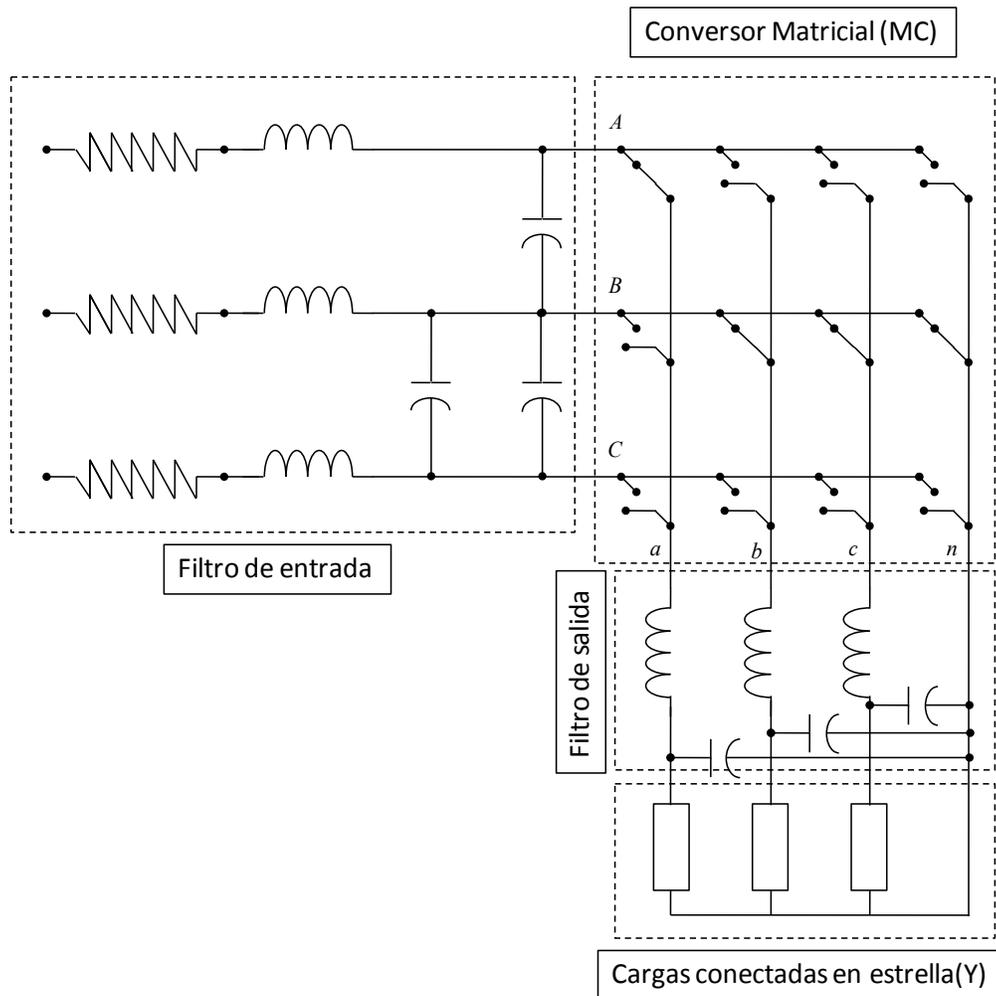


Figura 17: Conexión de las fases  $a$ - $A$ ,  $b$ - $B$ ,  $c$ - $B$ ,  $n$ - $B$ , para formar el estado "+1".

Al igual que el convertidor de 3x3, no todos estos estados de "switching" son necesarios para implementar la modulación vectorial (SVM). Se utilizan los estados que producen un vector con una dirección fija. Estos vectores se llaman "estacionarios" y son los que aparecen en la Tabla 2. Estos vectores se forman al conectar dos de las entradas a la salida. Además están los llamados "Vectores cero" que son formados al conectar una entrada a todas las salidas del convertidor. Estos últimos no repercuten en la tensión de salida. En la Tabla 2 se pueden apreciar en el inicio de la lista.

### 2.3.2.1. Espacio de Entrada y Salida

El espacio de salida utilizado en SVM es similar al empleado en SVM para inversores de cuatro piernas convencionales. Las salidas del MC “ $a, b, c, n$ ” se pueden transformar a coordenadas  $\alpha - \beta - \gamma$ , usando la transformación:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Se define  $T_{abc-\alpha\beta}$  como:

$$T_{abc-\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad T_{\alpha\beta-abc} = (T_{abc-\alpha\beta})^{-1} \quad (2.10)$$

Donde  $T_{\alpha\beta-abc}$  es la inversa de la matriz  $T_{abc-\alpha\beta}$ , utilizada en la implementación.

Así usando (2.9) se obtienen las componentes  $\alpha - \beta - \gamma$  de los vectores de la Tabla 2, en particular de los 42 vectores activos (todos menos los vectores cero).

Luego de la transformación se obtienen vectores en 14 direcciones pero con distintas magnitudes. Las 14 direcciones se muestran en la Figura 18. Así, con 3 de estos vectores se puede sintetizar un vector de salida.

Con respecto a la entrada, no se cuenta con conexión a neutro por lo que los vectores de entrada pueden ser representados en coordenadas  $\alpha - \beta$  (ya que las coordenadas en  $\gamma$  son nulas), usando la transformación (2.10) es posible calcular las corrientes de entrada  $I_a, I_b$  e  $I_c$  en el plano  $\alpha - \beta$ , como se muestra en la Figura 19.

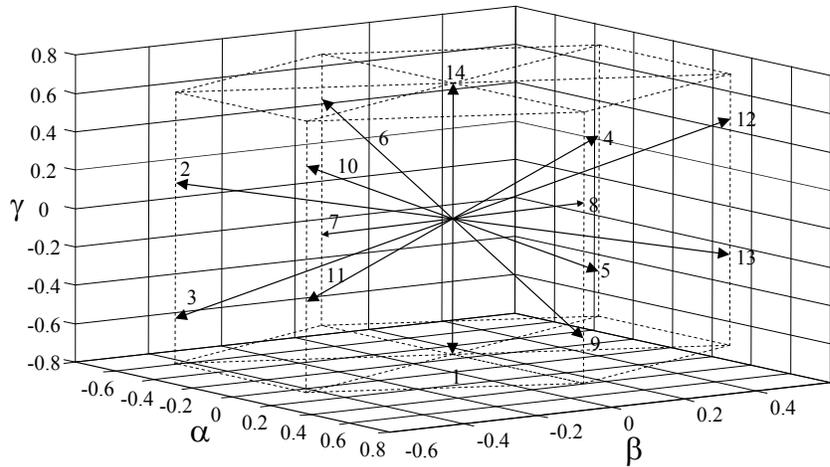


Figura 18: Representación tridimensional de los vectores del espacio de salida en coordenadas alfa-beta-gamma.

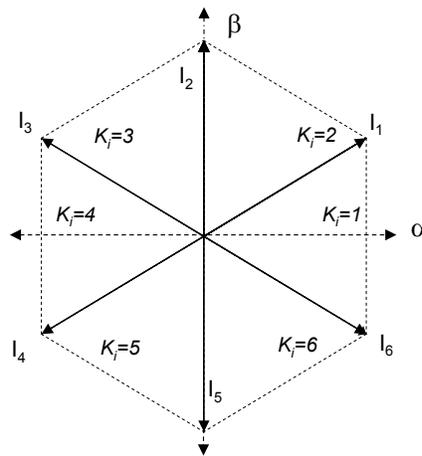


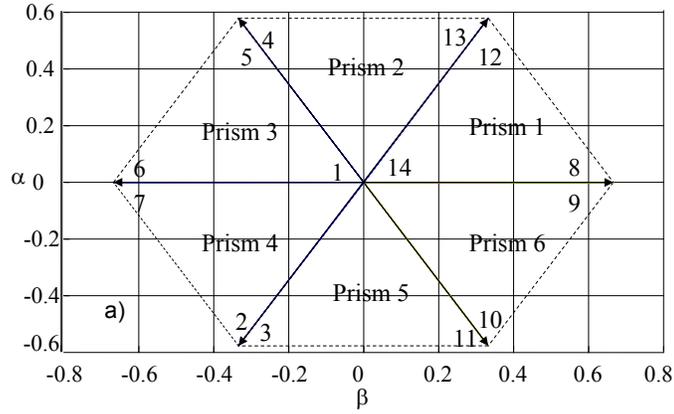
Figura 19: Espacio de corrientes de entrada en coordenadas alfa-beta.

Como se mencionó anteriormente, para sintetizar las tensiones de salida del MC, es necesario identificar los tres vectores más cercanos al vector de salida. Para lograr esto, primero se debe identificar el prisma de salida usando las componentes  $\alpha - \beta$  de la salida demandada, ver Figura 20.

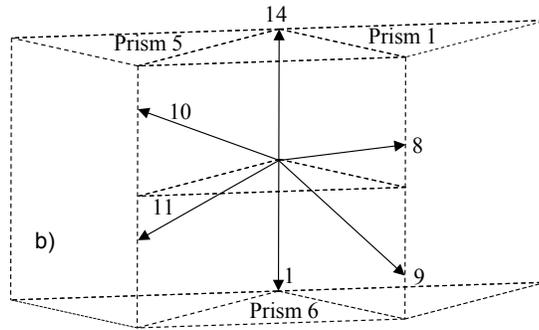
Dentro de cada prisma hay cuatro tetraedros, en donde los tres vectores requeridos, son quienes forman tales tetraedros. Ahora bien, la elección del tetraedro adecuado se obtiene mediante la polaridad de la tensión demandada a la salida [13].

En la Tabla 3, se muestra la selección de vectores a utilizar empleando el prisma y el tetraedro encontrados [13].

Por ejemplo, si las tensiones demandadas a la salida son  $V_{an} < 0, V_{bn} < 0$  y  $V_{cn} < 0$ , y el prisma encontrado es el N°6, entonces los 3 vectores requeridos para la modulación son  $V_1, V_9$  y  $V_{11}$  (ver Figura 21).



**Figura 20: Proyección bidimensional utilizada para identificar el tetraedro requerido por la modulación SVM.**



**Figura 21: Vectores que conforman el prisma 6.**

Así, empleando el espacio de entrada y el espacio de salida, con un ángulo de desfase en la entrada dado, los estados de "switching" son posibles de seleccionar para sintetizar el vector de tensión de salida.

Por ejemplo si el vector de corriente a la entrada está en el sector 1, esto es entre los vectores  $I_1$  e  $I_6$ , y el vector de tensión de la salida está en el prisma 6, tetraedro 2, los estados de "switching" +1, -3, -4, +6, +16, -18, pueden ser usados, esto dada la intersección de estados posibles a utilizar en dicha ubicación (corrientes de entrada y tensión de salida). Con esto, cada vector del prisma 6, tetraedro 2, es decir  $V_8, V_{10}$  y  $V_{11}$ , son sintetizados por dos de los estados seleccionados anteriormente.

Por último la tensión de salida es sintetizada usando los 3 vectores  $V_8$ ,  $V_{10}$  y  $V_{11}$  y los vectores cero.

Tabla 3: Selección de un tetraedro para un prisma dado.

		Tetrahedron			
		1	2	3	4
Prisms	1	Vectors V8 V12 V14 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + +	Vectors V8 V12 V13 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + -	Vectors V8 V9 V13 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - + -	Vectors V1 V9 V13 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - -
	2	Vectors V4 V12 V14 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + +	Vectors V4 V12 V13 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + -	Vectors V4 V5 V13 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - + -	Vectors V1 V5 V13 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - -
	3	Vectors V4 V6 V14 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + +	Vectors V4 V6 V7 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - + +	Vectors V4 V5 V7 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - + -	Vectors V1 V5 V7 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - -
	4	Vectors V2 V6 V14 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + +	Vectors V2 V6 V7 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - + +	Vectors V2 V3 V7 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - +	Vectors V1 V3 V7 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - -
	5	Vectors V2 V10 V14 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + +	Vectors V2 V10 V11 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + - +	Vectors V2 V3 V11 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - +	Vectors V1 V3 V11 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - -
	6	Vectors V8 V10 V14 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + + +	Vectors V8 V10 V11 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + - +	Vectors V8 V9 V11 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ + - -	Vectors V1 V9 V11 $V_{an} V_{bn} V_{cn}$ - - -

Una vez que se tienen seleccionados los estados, el paso siguiente es calcular los ciclos de trabajo requeridos para obtener las tensiones demandadas en la salida.

La metodología utilizada está ampliamente documentada en [10]-[12], [14], [15].

A continuación se muestran las ecuaciones y relaciones más representativas.

La tensión de salida se puede obtener usando:  $V_{out} = V_o' + V_o'' + V_o'''$ , donde  $V_o'$ ,  $V_o''$  y  $V_o'''$  son obtenidos de los vectores de un tetraedro en particular.

Luego:

$$\left. \begin{aligned} V_o' &= \alpha_1 V^1 \\ V_o'' &= \alpha_2 V^2 \\ V_o''' &= \alpha_3 V^3 \end{aligned} \right\} \text{con } |\alpha_i| \leq 1 \quad (2.11)$$

Así para el prisma 6, tetraedro 2,  $V^1 = V_8$ ,  $V^2 = V_{10}$  y  $V^3 = V_{11}$ , y dado que cada vector puede ser sintetizado por dos estados de "switching",  $V_o'$ ,  $V_o''$  y  $V_o'''$  se pueden representar como:

$$\begin{aligned} V_o' &= \delta^I V^I + \delta^{II} V^{II} \\ V_o'' &= \delta^{III} V^{III} + \delta^{IV} V^{IV} \\ V_o''' &= \delta^V V^V + \delta^{VI} V^{VI} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Donde  $V^I$ ,  $V^{II}$ ,  $V^{III}$ ,  $V^{IV}$ ,  $V^V$  y  $V^{VI}$  son los estados de "switching" seleccionados y  $\delta^I$ ,  $\delta^{II}$ ,  $\delta^{III}$ ,  $\delta^{IV}$ ,  $\delta^V$  y  $\delta^{VI}$  son los ciclos de trabajo para esos estados [10].

Usando  $\beta_i$  como el ángulo de desfase del vector de corriente de entrada ( $\beta_i$  se mide en el plano  $\alpha - \beta$ ), se mide con respecto a la bisectriz formada entre los vectores que delimitan los sectores, como se aprecia en la Figura 22, la ecuación que regula la fase de una corriente de entrada es:

$$\left( i_i^I \delta^I + i_i^{II} \delta^{II} \right) \bullet j e^{j\beta_i} e^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}} = 0 \quad (2.13)$$

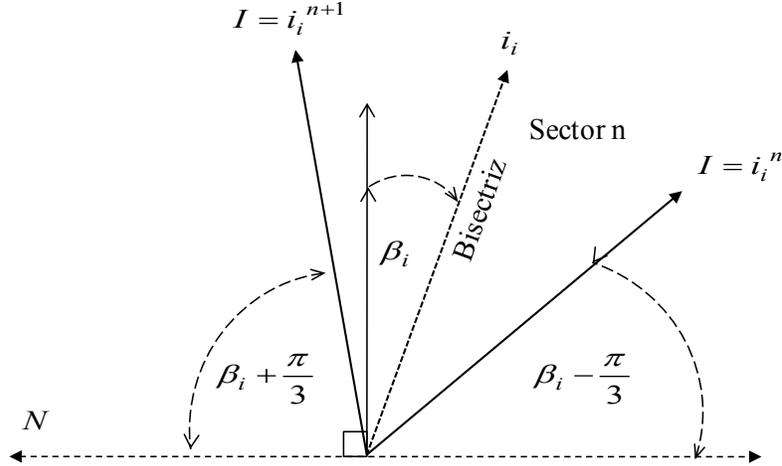


Figura 22: Cálculo del ángulo  $\beta_i$ .

Donde " $\bullet$ " es el "producto interno" o "producto punto",  $K_i$  es el sector donde está ubicada la corriente de entrada y donde  $i_i^I$ ,  $i_i^{II}$ ,  $i_i^{III}$ ,  $i_i^{IV}$ ,  $i_i^V$  e  $i_i^{VI}$  son los vectores correspondientes a los estados de "switching" usados por la modulación en un momento dado.

Ecuaciones similares se obtienen para  $(i_i^{III} \delta^{III} + i_i^{IV} \delta^{IV})$  y  $(i_i^V \delta^V + i_i^{VI} \delta^{VI})$  [10].

Los ciclos de trabajo  $\delta$  deben cumplir con la siguiente condición:

$$\delta^I + \delta^{II} + \delta^{III} + \delta^{IV} + \delta^V + \delta^{VI} \leq 1 \quad (2.14)$$

Esta relación se obtiene debido a que los ciclos de trabajo reflejan el porcentaje de tiempo que los vectores se encuentran en una determinada posición. Es por esto que la suma debe ser igual o inferior a 1 o bien al "100%".

Luego utilizando las expresiones anteriores es posible demostrar que los ciclos de trabajo se pueden calcular como:

$$\delta^n = \frac{2}{3} \frac{q \cos(\psi_1) \cdot \cos(\beta_i + (-1)^{|n|} \pi/3)}{V_m \cos(\psi_2) \cdot \cos(\varphi)} \quad (2.15)$$

Donde  $n = \{I, II, III, IV, V, VI\}$ ,  $\psi_1$  y  $\psi_2$  son los ángulos entre las tensiones de salida y los vectores de un tetraedro en particular,  $\varphi$  es el ángulo de desfase entre la corriente y tensión en la entrada del MC [10], [11].

Se puede apreciar que los ciclos de trabajo no dependen de la magnitud de los vectores de un tetraedro dado.

Experimentalmente los vectores y los estados de "switching" se almacenan en tablas, las cuales son utilizadas para minimizar las conmutaciones de los interruptores.

La razón de transferencia de tensión "q" se define como:

$$q = \frac{\sqrt{V_{o\alpha}^2 + V_{o\beta}^2 + V_{o\gamma}^2}}{V_m} \quad (2.16)$$

Donde  $V_{o\alpha}$ ,  $V_{o\beta}$  y  $V_{o\gamma}$  son las componentes demandadas a la salida del MC en coordenadas  $\alpha - \beta - \gamma$  y  $V_m$  es la magnitud de la tensión de entrada al MC [14].

Usando los estados seleccionados, y los ciclos de trabajo ya calculados, es posible establecer una secuencia de "switching" para el control del MC de cuatro piernas.

Por ejemplo para el caso descrito anteriormente donde los vectores de salida están en el prisma 6, tetraedro 2, y la corriente de entrada en el sector 1, los estados seleccionados son:

- Los vectores cero (estados cero)  $O_A$ ,  $O_B$  y  $O_C$ .
- Los estados estacionarios +1, -3, -4, +6, +16, -18.

Así para cada ciclo se establece un orden que, en este caso minimiza las conmutaciones de "switching". La Figura 23 muestra el patrón simétrico doble utilizado para que sólo un interruptor conmute cuando se cambia el estado, produciéndose así dieciséis conmutaciones en cada periodo.

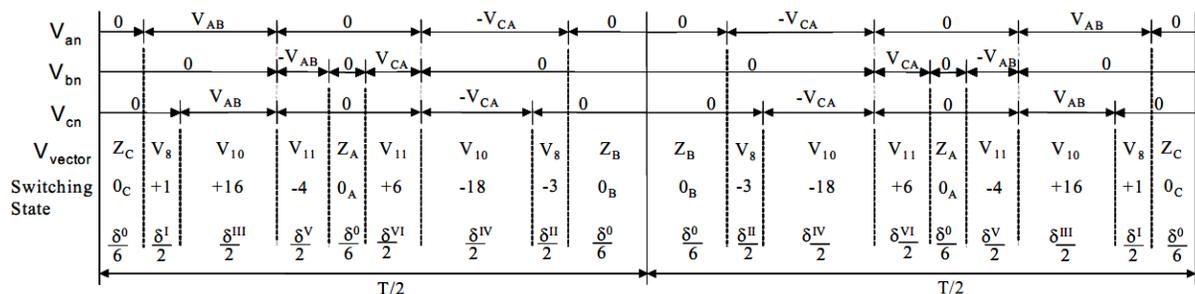


Figura 23: Esquema representativo de la proporción de los ciclos de trabajo.

Dada la necesidad de regular y controlar la tensión de carga, es necesario que se agregue un bloque controlador al sistema anteriormente descrito.

Se estudiarán principalmente dos estrategias de control, la primera llamada Control Resonante, y la segunda, Control DQ.

A continuación se presentan las principales características de las estrategias de control utilizadas en el presente trabajo.

### **Capítulo III .- Estrategias de Control a Lazo Cerrado**

El MC de cuatro piernas puede funcionar sin problemas a lazo abierto, esto siempre y cuando la carga sea balanceada y no presente perturbaciones. Sin embargo no es recomendable que sistemas de este tipo se encuentren sin regulación, ya que esto podría provocar sobretensiones peligrosas en las cargas monofásicas conectadas al sistema. Es por esto que surge la necesidad de agregar un lazo cerrado de control al sistema.

En el presente trabajo se presentarán principalmente dos estrategias de control, Control Resonante y Control DQ. Se presentarán las principales características y fundamentos de cada una de estas estrategias de control, partiendo por sistemas básicos y de fácil diseño, hasta llegar a controladores con capacidades superiores pero naturalmente con una mayor complejidad de diseño e implementación.

Se sabe que al tener cargas trifásicas desbalanceadas en un sistema, estas pueden generar tensiones y corrientes con componentes de secuencia positiva, negativa y secuencia cero. Una forma de regular la tensión fase-neutro, es aplicar un controlador convencional d-q. Sin embargo, dado que los controladores d-q estándar sintetizan tensiones balanceadas a la salida del MC [16], se presentarán problemas de regulación cuando la carga trifásica se encuentre altamente desbalanceada.

De acuerdo a lo antes expuesto es necesario buscar una alternativa al control d-q, en este caso se optó por el controlador resonante, que tiene la capacidad de controlar las tensiones en un sistema trifásico altamente desbalanceado ya que actúa independientemente en cada fase.

En este trabajo se estudiarán, diseñarán e implementarán los controladores mencionados en un MC de cuatro piernas. En la implementación se podrá observar el desempeño de cada controlador exponiendo así sus ventajas y desventajas ante distintas situaciones, como por ejemplo; desbalances monofásicos, desbalances trifásicos, impactos de carga, impactos reactivos, impactos de carga no lineal, etc.

Se estudiarán además, variaciones de los sistemas d-q convencionales; como son el sistema  $d-q \pm$  (para secuencia positiva y secuencia negativa),  $d-q-0$  (para secuencia positiva, secuencia negativa y secuencia cero); como también un control resonante multivariable.

### 3.1. Control DQ

El control en base a ejes rotatorios d-q es ampliamente utilizado en sistemas actuales, especialmente en el control de máquinas.

En el campo de los convertidores matriciales también se ha aplicado esta estrategia de control [12]. Sin embargo, la respuesta de estos controladores ante fuertes desbalances en la carga no es adecuada. Al desbalancear el sistema aparecen componentes de secuencia positiva, negativa y secuencia cero [17], [18], que permiten estudiar sistemas desbalanceados en un espacio donde los parámetros son simétricos y balanceados.

#### 3.1.1. Sistema de control d-q estándar

Los sistemas de control basados en ejes rotatorios sincrónicos [12], [16], [19]-[21], son de uso común en la regulación de tensiones y corrientes en máquinas eléctricas y convertidores de potencia.

El fundamento de usar ejes rotatorios en el control d-q, es que las tensiones y corrientes de un sistema trifásico son transformadas en señales continuas en estado estacionario. Luego de referir las señales a los ejes rotatorios d-q el sistema de control puede ser, por ejemplo, un controlador PI.

Un control a lazo cerrado utilizando un controlador proporcional integrativo, en la mayor parte de los casos, debería ser suficiente para obtener una buena respuesta dinámica.

Como se mencionó anteriormente el MC posee un filtro de segundo orden a la salida y luego de este, la carga. Entonces la función de transferencia entre la tensión de salida del MC y la carga (en el plano "s" de Laplace) queda descrita por:

$$G_a(s) = \frac{V_{aL}}{V_{an}} = \frac{R_a}{s^2 \cdot R_a \cdot C_f \cdot L_f + s \cdot L_f + R_a}, \text{ función de transferencia para la fase a.} \quad (3.1)$$

$$G_b(s) = \frac{V_{bL}}{V_{bn}} = \frac{R_b}{s^2 \cdot R_b \cdot C_f \cdot L_f + s \cdot L_f + R_b}, \text{ función de transferencia para la fase b.} \quad (3.2)$$

$$G_c(s) = \frac{V_{cL}}{V_{cn}} = \frac{R_c}{s^2 \cdot R_c \cdot C_f \cdot L_f + s \cdot L_f + R_c}, \text{ función de transferencia para la fase c.} \quad (3.3)$$

Donde  $R_a$ ,  $R_b$  y  $R_c$ , representan las cargas de cada fase,  $C_f$  y  $L_f$  la capacitancia e inductancia del filtro de salida del MC. Esta nomenclatura se utilizará en todos los diagramas de bloques.

En el presente trabajo no solo se realizaron pruebas de impacto de carga resistivas por lo que en general la función de transferencia de la planta queda dada por:

$$\frac{V_{Load}}{V_{outMC}} = \frac{Z}{s^2 \cdot Z \cdot C_f \cdot L_f + s \cdot L_f + Z} \quad (3.4)$$

Donde  $Z$  representa la impedancia de una carga, ya sea resistiva, inductiva, capacitiva, no lineal o combinación de estas,  $V_{Load}$  la tensión de carga de una fase y  $V_{outMC}$  la tensión a la salida de el MC con respecto al neutro  $n$ .

Los ejes rotatorios necesarios para el control d-q giran a la misma velocidad que el vector de salida, es decir, la frecuencia de salida determina la velocidad (o frecuencia) de los ejes rotatorios, en este caso  $\omega_o = 50$  Hz. La funcionalidad del controlador d-q implica saber en todo instante la ubicación de los ejes rotatorios, para esto se calcula el ángulo de fase de los ejes a partir de la frecuencia de salida.

$$\theta_e^+ = \int_0^{T_s} \omega_o dt = \theta_0 + T_s \cdot \omega_o \quad (3.5)$$

Donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo,  $\omega_o$  la frecuencia de salida y  $\theta_e^+$  indica que el eje va rotando en el sentido solidario a los ejes de las coordenadas  $\alpha - \beta$ . El diagrama de bloques del controlador d-q se muestra en la Figura 25. Se presenta también el diagrama simplificado del controlador para una fase en la Figura 26. La Figura 24 muestra las proyecciones y ubicaciones de los ejes utilizados en este controlador, incluyendo los ejes:  $a - b - c$ ,  $\alpha - \beta$  y  $d - q$ .

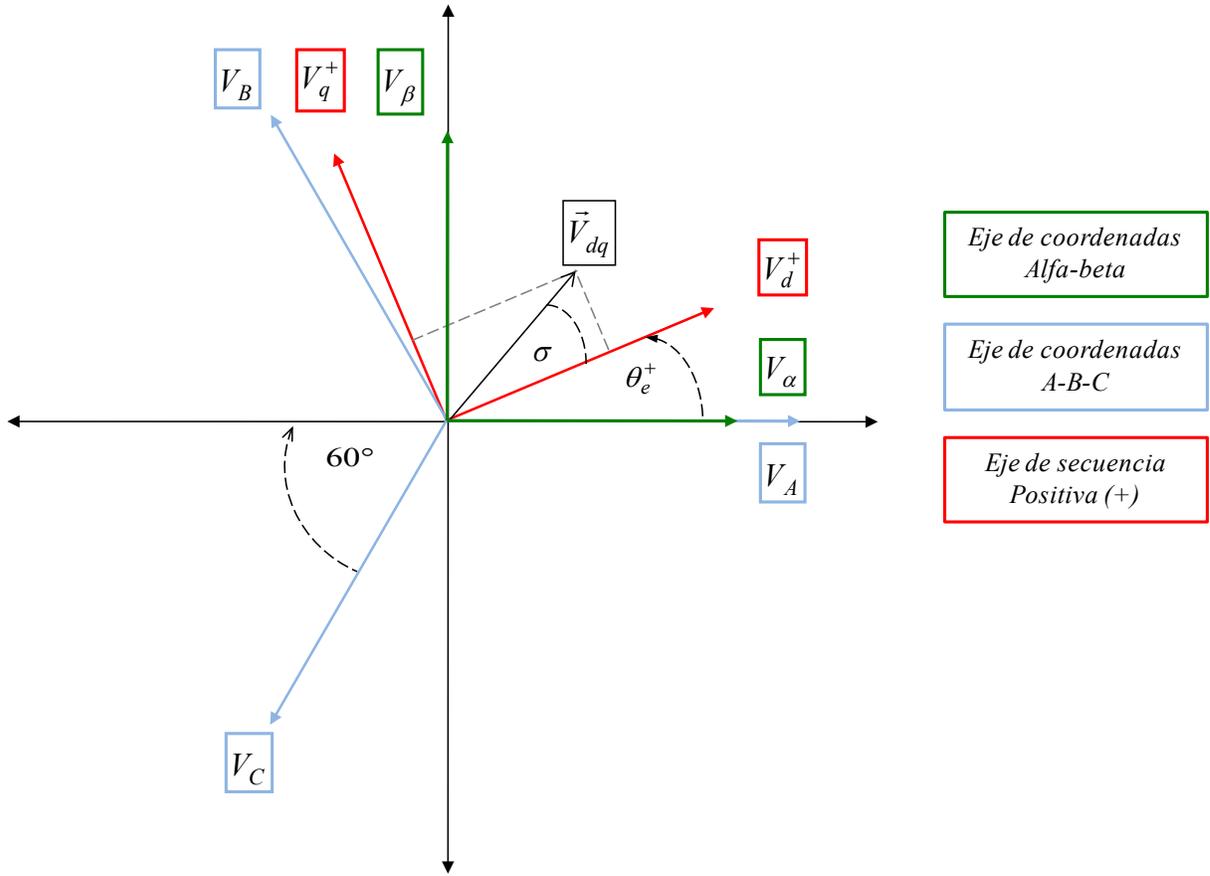


Figura 24: Diagrama vectorial de ejes rotatorios d-q.

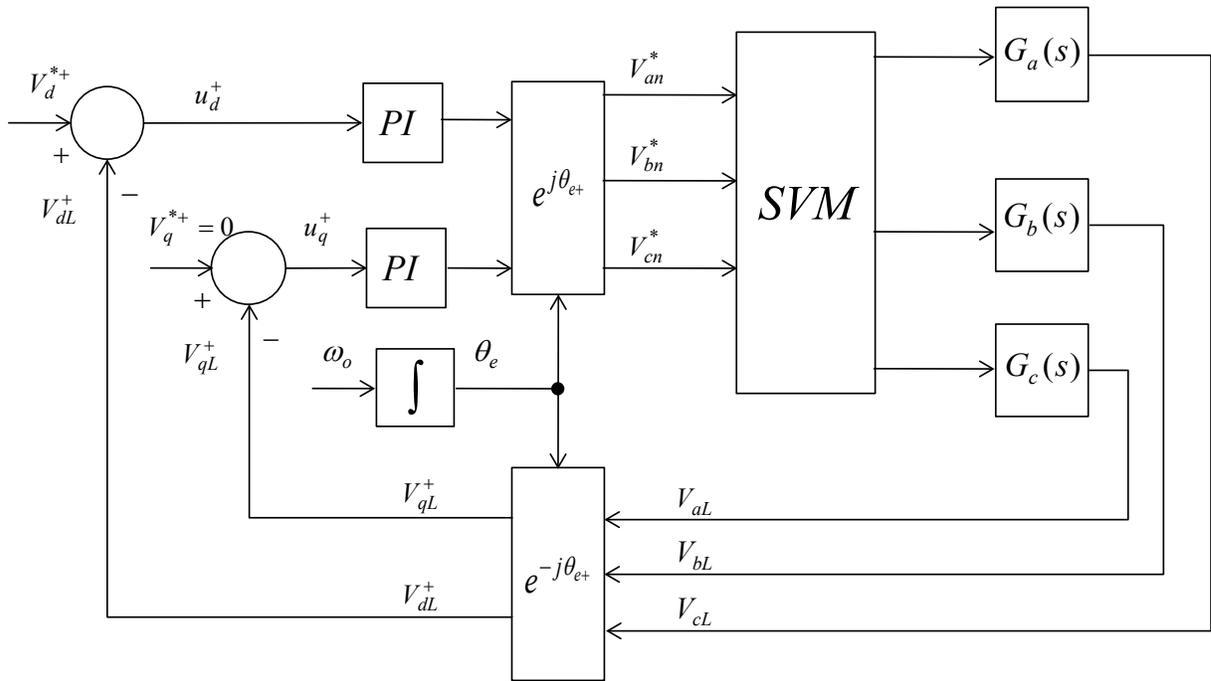


Figura 25: Diagrama de bloques del controlador convencional d-q.

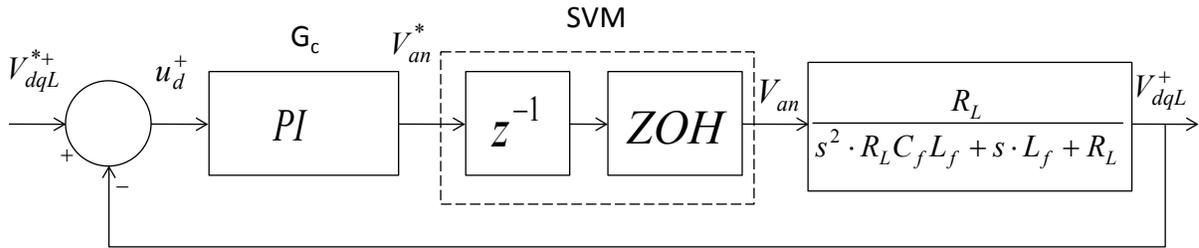


Figura 26: Diagrama de bloques simplificado del controlador convencional d-q.

Así se pueden encontrar las componentes d-q de las tensiones de salida del MC. Utilizando la transformada  $\alpha - \beta - \gamma$ , utilizando sólo componentes en  $\alpha - \beta$ , es decir se impondrá  $\gamma = 0$ .

Se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Al incluir el escalar que está fuera de la matriz se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6666 & -0.3333 & -0.3333 \\ 0 & 0.5774 & -0.5774 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

Así las tensiones en coordenadas alfa-beta en función de las tensiones fase-neutro son:

$$\begin{aligned} V_\alpha &= 0.6666 \cdot V_{an} - 0.3333 \cdot V_{bn} - 0.3333 \cdot V_{cn} \\ V_\beta &= 0.5774 \cdot V_{bn} - 0.5774 \cdot V_{cn} \end{aligned}$$

Luego realizando las proyecciones de las componentes  $\alpha - \beta$ , en los ejes d-q, es posible obtener las tensiones en coordenadas d-q.

$$\begin{aligned} V_d &= V_\alpha \cdot \cos(\theta_e^+) + V_\beta \cdot \sin(\theta_e^+) \\ V_q &= -V_\alpha \cdot \sin(\theta_e^+) + V_\beta \cdot \cos(\theta_e^+) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Y las proyecciones en el otro sentido es decir de  $d - q$  a  $\alpha - \beta$  son:

$$\begin{aligned} V_\alpha &= V_d \cdot \cos(\theta_e^+) - V_q \cdot \sin(\theta_e^+) \\ V_\beta &= V_d \cdot \sin(\theta_e^+) + V_q \cdot \cos(\theta_e^+) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Así es posible controlar la componente  $V_d$  y  $V_q$  de forma independiente. Cada una de estas componentes se puede controlar utilizando el controlador PI que se diseña en la siguiente sección.

### 3.1.1.1. *Diseño de un Controlador D-q*

Utilizando la planta descrita anteriormente, es posible diseñar un controlador d-q utilizando el lugar geométrico de las raíces (LGR). Como se mencionó antes, el controlador debe tener una respuesta dinámica adecuada ante la peor situación, es decir cuando no se conecta carga a la salida. Es por esto que además de diseñar el controlador para el peor caso, se agrega una malla Lead-Lag (adelanto-atraso) de segundo orden con el fin de mejorar la respuesta dinámica del controlador [22].

Considerando lo antes expuesto y la incorporación de un compensador PI, es posible diseñar un controlador d-q. Además el diseño del controlador debe considerar que el procesamiento de la información utilizada por el algoritmo de modulación SVM genera un retraso. Es por esto que se agrega un bloque  $z^{-1}$  en el proceso (ver Figura 26), que incluye un retraso [23]. Además se agrega un

ZOH (zero-order hold) que representa la discretización del tiempo continuo (ver Figura 26). Otra componente importante en el lazo cerrado de control es el llamado "anti-winding up", el cual busca mantener en un valor adecuado la componente integrativa del controlador implementado cuando el actuador se satura (limita superior e inferiormente el valor alcanzado por la componente integrativa), así el controlador puede reanudar su operación tan pronto estén recalculados los errores.

La Figura 27 muestra la ubicación de los polos del filtro de salida y el polo del PI en el plano discreto z. El polo del compensador PI se encuentra ubicado en el borde del círculo unitario, localizado el polo en 1 en el eje real.

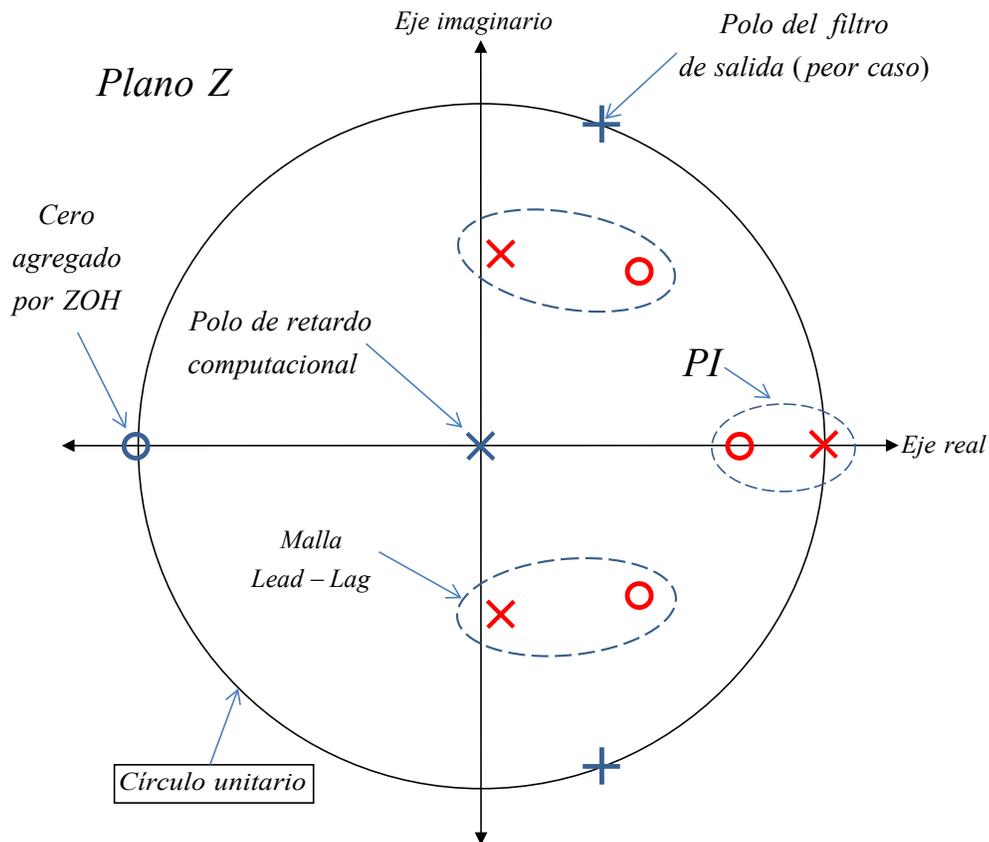


Figura 27: Diseño del controlador utilizando el lugar geométrico de las raíces, para el controlador d-q.

La función de transferencia para el controlador PI en el plano z, es decir, discretizada tiene la siguiente forma:

$$G_{PI}(z) = K_{PI} \frac{z-a}{z-1} \quad (3.9)$$

Agregando la malla Lead-Lag mencionada anteriormente la función de transferencia del controlador d-q es:

$$G_{dq}(z) = K_{PI} \cdot \left( \frac{z-a}{z-b} \right) \cdot \left( \frac{z^2 + a_3 \cdot z + a_4}{z^2 + b_3 \cdot z + b_4} \right) \quad (3.10)$$

Donde  $K_{PI}$ ,  $a$  y  $b$  son los parámetros de el controlador PI. Representan la ganancia, la posición del cero y del polo de este compensador. Los parámetros  $a_3$ ,  $a_4$ ,  $b_3$  y  $b_4$  son los parámetros de la malla Lead-Lag en el plano "z".

El controlador d-q a diseñar utilizando *Root Locus* de Matlab tiene los siguientes requerimientos:

- Frecuencia de salida  $\omega_o = 50 \text{ Hz}$
- Filtro de salida,  $C_f = 60 \mu\text{F}$  y  $L_f = 6 \text{ mH}$ .
- Tiempo de muestreo  $T_s = 150 \mu\text{s}$ .
- Malla Lead-Lag.
- Considera el retardo de transporte representado por el procesamiento.

En este estudio se considerará  $V_d^* = 50 \text{ V}$  y  $V_q^* = 0 \text{ V}$ . Esto significa que la totalidad del vector se encontrará sobre el eje  $d^+$ , como muestra la

Figura 28. Es posible obtener la función de transferencia, y LGR, que permitirá al diseñador ajustar la ubicación de ceros para lograr el mayor desempeño posible. Así, un posible controlador d-q a implementar es el siguiente:

$$G_{dq}(z) = 2 \cdot \left( \frac{z-0.95}{z-1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.329 \cdot z + 0.4486}{z^2 - 0.0236 \cdot z + 0.04198} \right) \quad (3.11)$$

Donde el primer término es la ganancia del controlador, el segundo término es el compensador PI y el tercer término es la malla Lead-Lag. El LGR del sistema, incluyendo la posición de los polos de lazo cerrado, se presenta en la Figura 29.

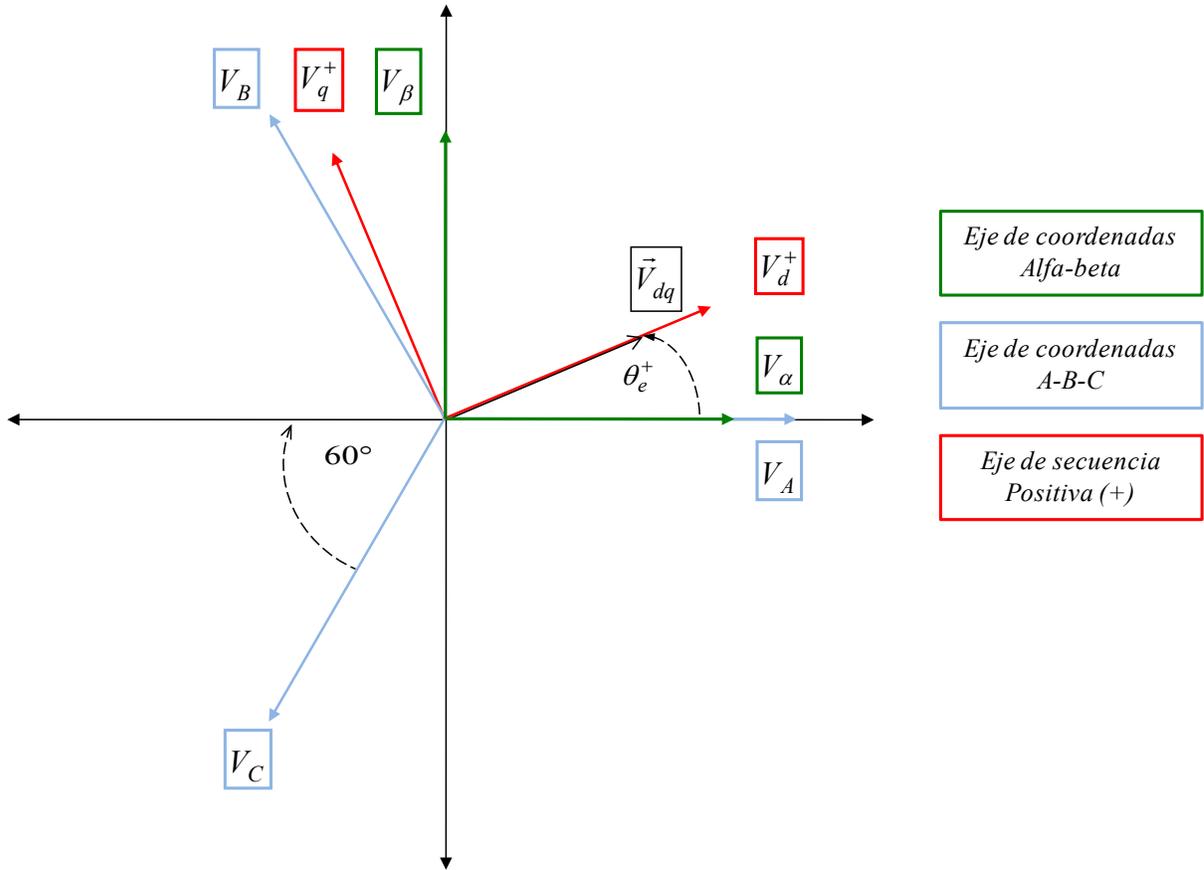
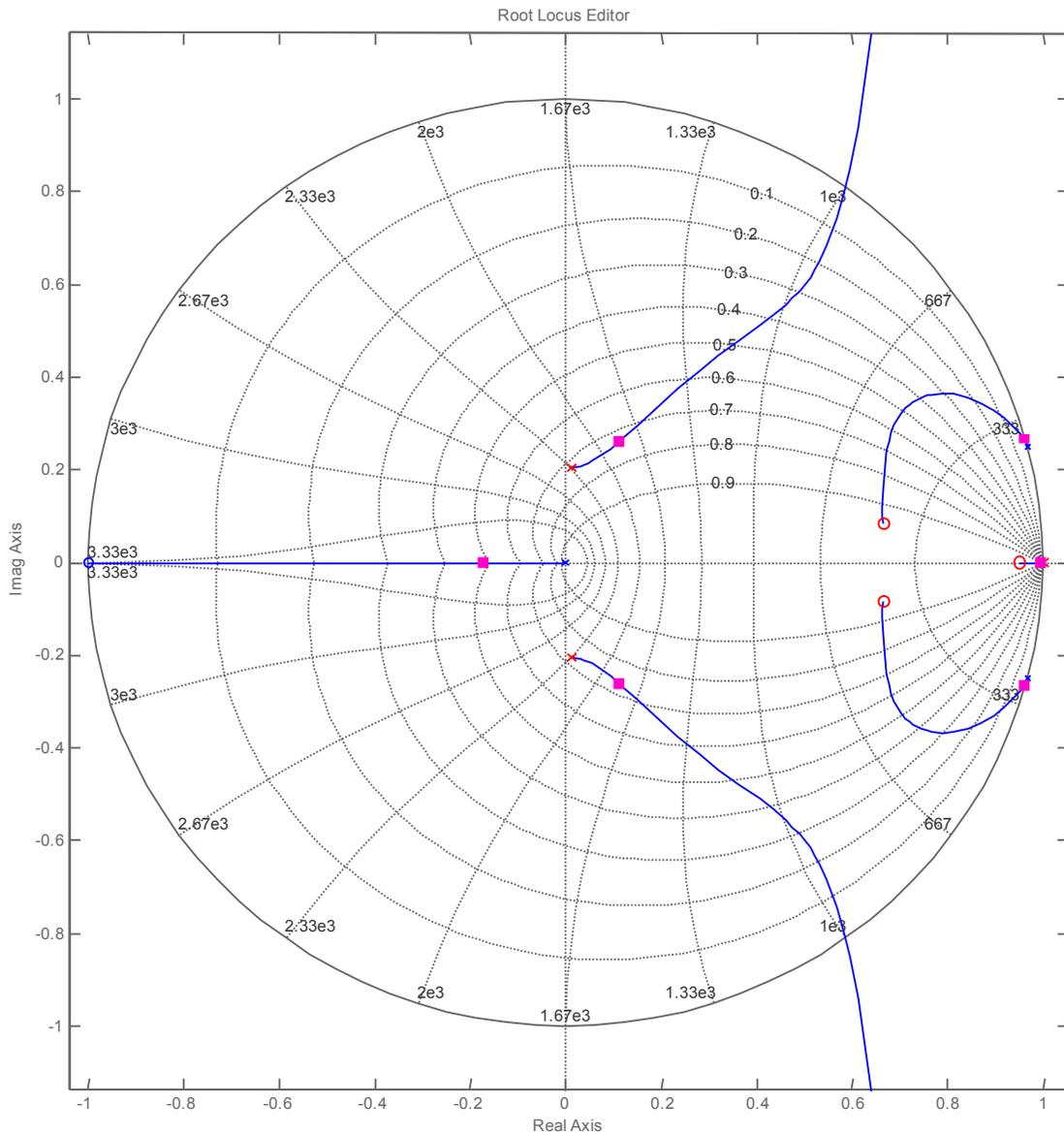


Figura 28: Diagrama vectorial de la tensión demandada a la salida, en coordenadas d-q.



**Figura 29: Lugar geométrico de las raíces de un posible controlador d-q.**

A continuación se estudiarán las componentes simétricas que serán utilizadas por el controlador d-q para poder compensar de una forma adecuada ante desbalances en la carga.

### 3.1.2. Componentes simétricas en desbalances

La mayoría de las aplicaciones son implementadas en sistemas balanceados, por lo que cuando sucede una falla y se produce un desbalance, el estudio de ese evento se torna engorroso al no poder utilizar el "equivalente monofásico".

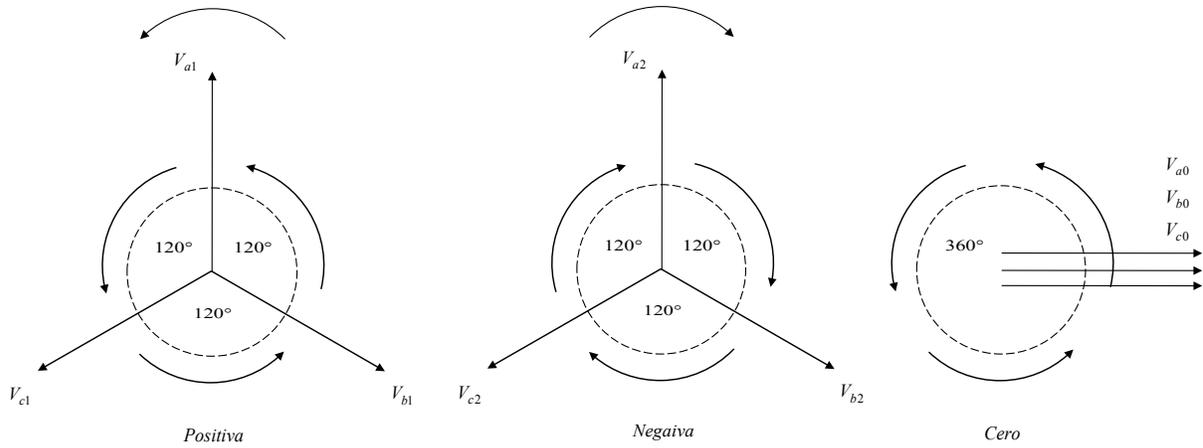
C.L. Fortescue en 1918 [17] fue el primero en desarrollar el concepto general de Componentes Simétricas. En los sistemas simétricos de potencia las tensiones y corrientes de diferentes secuencias no repercuten unas con otras, es decir, son independientes. Al ser independientes se logra simplificar notoriamente problemas de desbalance o falla, así se puede analizar separadamente cada secuencia y reconocer claramente el origen de la falla.

La transformación de tres fasores desbalanceados en componentes simétricas da como resultado tres sistemas balanceados (ver Figura 30).

Para analizar el desempeño del sistema completo se utiliza un equivalente monofásico compuesto por las impedancias y corrientes de cada malla de secuencia. Luego, se interconectan las mallas de secuencia en el punto de falla para representar la interacción entre las magnitudes de las diferentes secuencias durante el desbalance. Dado que se pueden identificar claramente las componentes de cada secuencia es posible, por ejemplo, saber que una secuencia ya sea corriente o tensión es relevante en un sistema. Por ejemplo, en investigaciones de estabilidad, la capacidad de sincronización entre máquinas se ve afectada principalmente por la secuencia positiva, el calentamiento en las máquinas debido al desequilibrio en las corrientes, dependen de las corrientes de secuencia negativa, por otro lado, los relés de tierra y los fenómenos de tomas de tierra están íntimamente asociados con la secuencia cero [17].

Así un sistema trifásico desbalanceado se puede sintetizar en tres fasores balanceados [17], [18]:

1. Componentes de secuencia positiva: compuestos por un sistema balanceado de tres fasores que poseen la misma secuencia de fase que el sistema original.
2. Componentes de secuencia negativa: compuestos por un sistema balanceado de tres fasores que poseen una secuencia opuesta de fase a la del sistema original.
0. Componentes de secuencia cero: compuestos por tres fasores de igual magnitud y fase.



**Figura 30: Diagrama fasorial de componentes de secuencia positiva, negativa y cero.**

Se define el operador "a" que representara un desfase angular de  $120^\circ$ . Entonces se tiene que [18]:

$$\begin{aligned}
 a &= e^{j120^\circ} \\
 a^2 &= e^{j240^\circ} \\
 a^3 &= e^{j360^\circ}
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Donde se puede apreciar que  $a^3$  equivale a no desfasar el fasor.

Se puede relacionar el espacio desbalanceado real con el espacio balanceado de componentes simétricas como sigue:

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_{a1} + V_{a2} + V_{a0} \\
 V_b &= V_{b1} + V_{b2} + V_{b0} \\
 V_c &= V_{c1} + V_{c2} + V_{c0}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Así la tensión total de cada una de las fases desbalanceadas se puede representar como la suma de las componentes de secuencia. Además dado que son sistemas simétricos, es posible escribir las tensiones desbalanceadas en función de un fasor para cada secuencia, como indican las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_{a0} + V_{a1} + V_{a2} \\
 V_b &= V_{a0} + a^2 \cdot V_{a1} + a \cdot V_{a2} \\
 V_c &= V_{a0} + a \cdot V_{a1} + a^2 \cdot V_{a2}
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

Las ecuaciones en representación matricial se pueden expresar como:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{a1} \\ V_{a2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Donde se define como  $T$ ,  $V_{abc}$  y  $V_{012}$  como sigue:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}, \quad V_{abc} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad V_{012} = \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{a1} \\ V_{a2} \end{bmatrix}$$

Entonces la transformación de desbalanceado a balanceado se puede expresar como  $V_{abc} = T \cdot V_{012}$ . De la misma forma la transformación de balanceado a desbalanceado se puede expresar como  $V_{012} = T^{-1} \cdot V_{abc}$ , considerando que  $T^{-1}$  es la matriz inversa de  $T$ .

$$T^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, \text{ matriz inversa de } T.$$

Transformaciones similares se pueden aplicar a las corrientes, resultando en que :

$$I_n = 3I_{a0}, \text{ con } I_n = I_a + I_b + I_c. \quad (3.16)$$

De ahora en adelante, con el fin de clarificar las ecuaciones utilizadas se considerará que:

- El símbolo "+" denotará la secuencia positiva.
- El símbolo "-" denotará la secuencia negativa.
- El símbolo "0" denotará la secuencia cero.

Por lo que la ecuación(3.15), referida a la tensión de la carga se denotará como:

$$\begin{bmatrix} V_{aL} \\ V_{bL} \\ V_{cL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{0L} \\ V_L^+ \\ V_L^- \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Y también:

$$\begin{bmatrix} V_{0L} \\ V_L^+ \\ V_L^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aL} \\ V_{bL} \\ V_{cL} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Como se mencionó anteriormente la secuencia positiva es similar al espacio de fasores real, pero balanceado, además, posee tres fasores desfasados en  $120^\circ$  y rota en el mismo sentido que el espacio de los fasores desbalanceados. Entendiendo esto, se infiere que si el sistema esta balanceado, un controlador d-q es suficiente para regular las tensiones de la carga, ya que no está presente la secuencia negativa.

Una alternativa es diseñar un controlador d-q con el suficiente ancho de banda tal que pueda regular las componentes de secuencia negativa. Por ejemplo, si la frecuencia deseada a la salida es  $\omega_o$ , el controlador debe ser diseñado con un ancho de banda mayor a  $2 \cdot \omega_o$  [21], que representa la componente de secuencia negativa vista desde un observador en el eje d-q. Lamentablemente esta solución no es fácil de lograr.

Para compensar la secuencia negativa, se propone un sistema de control d-q de secuencia negativa y secuencia positiva.

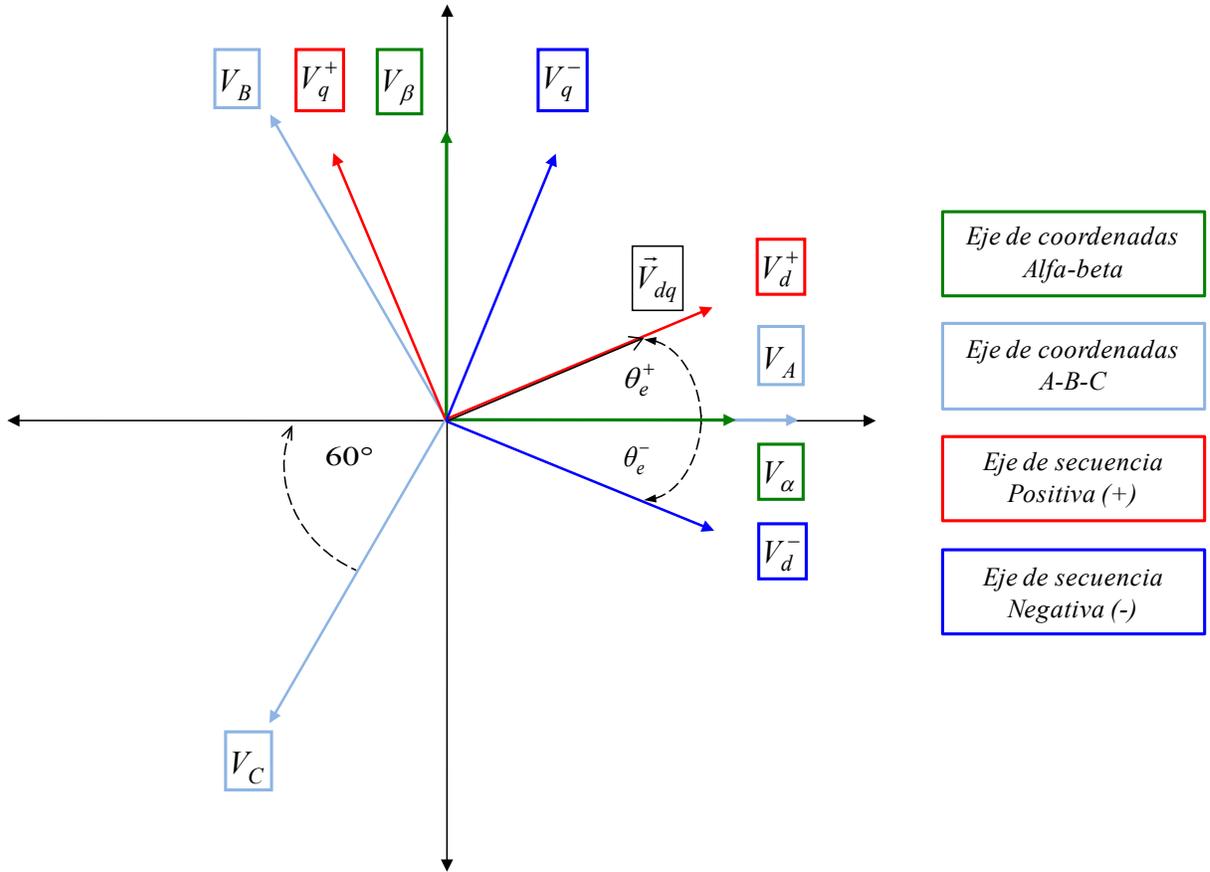
### 3.1.3. Sistema de control d-q de secuencia positiva y negativa

El sistema de control d-q de secuencia positiva y negativa cuenta con los mismos fundamentos presentados en el controlador d-q.

Dado que este controlador busca regular la secuencia negativa, es necesario agregar otro eje rotatorio, que cumpla la misma función que el eje d-q agregado anteriormente, pero que gire en sentido contrario.

Así se logra que el eje agregado anteriormente siga a la secuencia positiva, y el eje que se debe agregar ahora siga a la secuencia negativa. Esto se puede ver más detalladamente en la

Figura 31.



**Figura 31: Diagrama vectorial de ejes rotatorios utilizados para controlar la secuencia positiva y negativa.**

De la misma forma que en el capítulo anterior, es posible encontrar las proyecciones de las componentes alfa-beta en las coordenadas d-q de secuencia positiva y d-q de secuencia negativa.

$$\left. \begin{aligned} V_d^+ &= V_\alpha \cdot \cos(\theta_e^+) + V_\beta \cdot \sin(\theta_e^+) \\ V_q^+ &= -V_\alpha \cdot \sin(\theta_e^+) + V_\beta \cdot \cos(\theta_e^+) \end{aligned} \right\} \rightarrow S. Positiva \quad (3.19)$$

$$\left. \begin{aligned} V_d^- &= V_\alpha \cdot \cos(\theta_e^-) + V_\beta \cdot \sin(\theta_e^-) \\ V_q^- &= -V_\alpha \cdot \sin(\theta_e^-) + V_\beta \cdot \cos(\theta_e^-) \end{aligned} \right\} \rightarrow S. Negativa \quad (3.20)$$

En la

Figura 31 se puede apreciar que  $\theta_e^+$  y  $\theta_e^-$  se mueven en direcciones opuestas.

### 3.1.3.1. *Diseño de un Controlador D-q de secuencia positiva y negativa*

El controlador que se utilizará para la secuencia positiva y negativa es el mismo controlador presentado anteriormente en el controlador d-q convencional. Sin embargo, si se presentan desbalances en la carga, la secuencia negativa aparecerá, y el controlador de secuencia positiva no será capaz de eliminar esta componente. Además es necesario incluir un filtro "Notch" o "Rechaza banda", con una banda de rechazo muy restringida en cada una de las componentes de secuencia  $d^+$ ,  $d^-$ ,  $q^+$  y  $q^-$ , con el fin de que cada controlador sólo compense la componente DC.

Las componentes de doble frecuencia mencionadas anteriormente aparecen cuando se desbalancea la carga. Se agrega un par de ejes d-q con sentido de rotación contrario, con el fin de regular la secuencia negativa. Así un observador posicionado en el eje de secuencia positiva, observa que existe un vector girando a  $2 \cdot \omega_o$  correspondiente a la componente de secuencia negativa [22]. Esta componente es la que se busca eliminar con el filtro Notch en cada eje.

Es por esto que la estrategia de control a utilizar en este caso será la misma que se aplica en el control d-q convencional sobre la secuencia positiva, pero ajustando en cero la referencia tanto para la componente  $d^-$ , como para la componente  $q^-$  de la secuencia negativa.

El diagrama de bloques del controlador propuesto es mostrado en la Figura 32. El filtro Notch aplicado se presenta a continuación:

$$F_{notch}(s) = \frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2 + \zeta \cdot \omega_f s + \omega_f^2} \quad (3.21)$$

Donde  $\omega_f$  es la componente que se desea filtrar, y  $\zeta$  denota el coeficiente de amortiguamiento. En este trabajo se utilizaron valores de  $\zeta$  entre 0.2 - 0.6. La Figura 33 muestra el diagrama de BODE del filtro Notch sintonizado en  $\omega_f = 2 \cdot \omega_o$ .

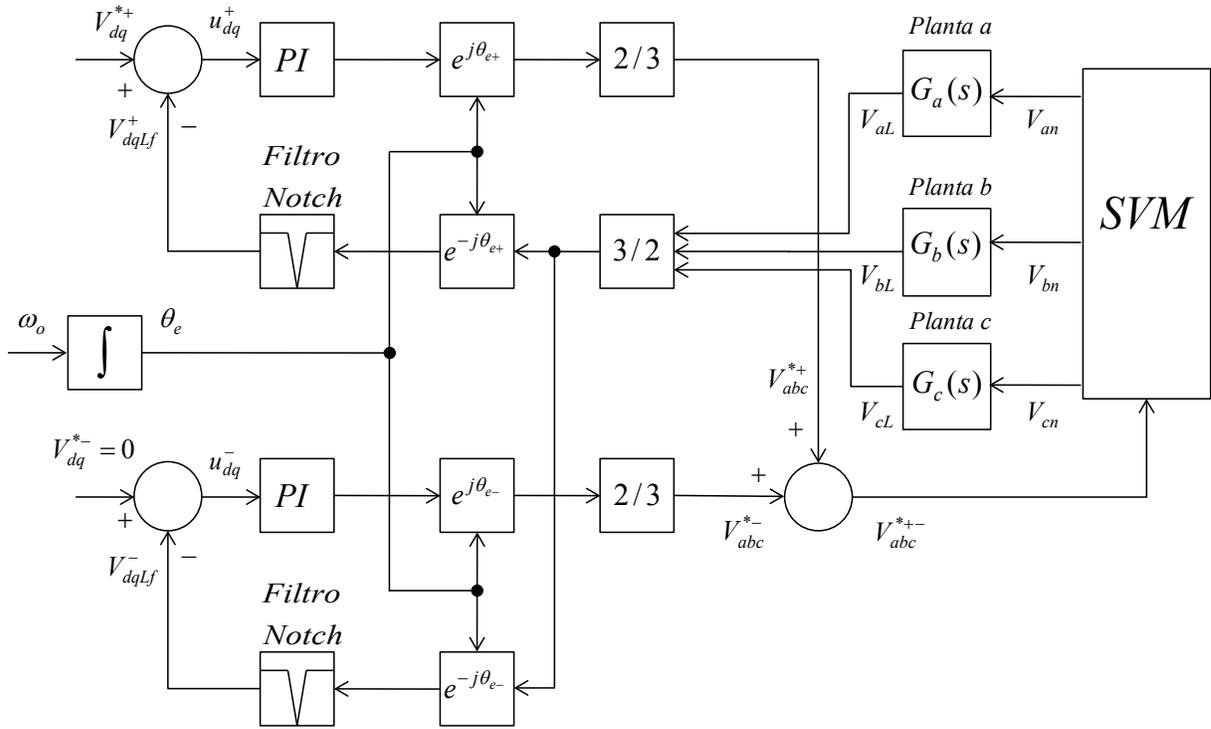


Figura 32: Diagrama de bloques del controlador d-q de secuencia positiva y negativa.

Donde  $\theta_e^+ = \int_0^{T_s} \omega_o dt = \theta_0 + T_s \cdot \omega_o$ , y  $\theta_e^- = \int_0^{T_s} \omega_o dt = \theta_0 - T_s \cdot \omega_o$ .

Bode Diagram

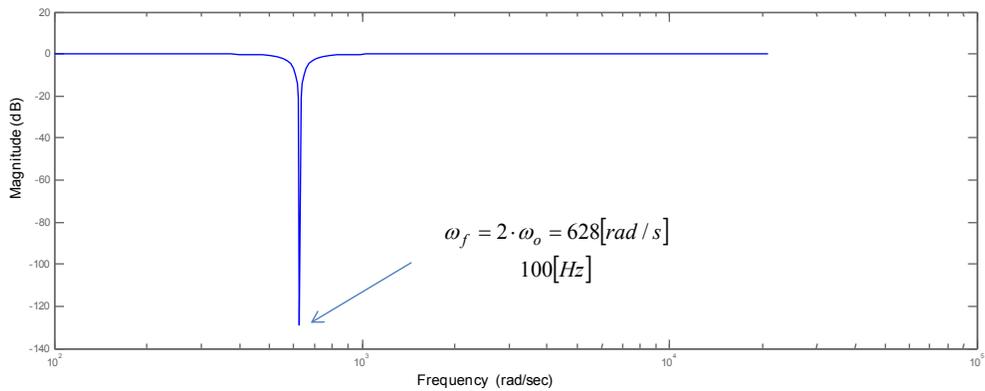


Figura 33: Diagrama de BODE del filtro Notch, sintonizado en la componente de doble frecuencia.

Si se desea regular la secuencia cero, otro controlador se debe agregar al sistema. Como se mencionó en el capítulo de componentes simétricas (Capítulo 3.1.2), la secuencia cero está compuesta por tres fasores en fase. Para que un eje rotatorio detecte esta componente se requiere una metodología muy complicada, por lo que se optó por otra estrategia.

### 3.1.4. Sistema de control d-q de secuencia positiva, negativa y de secuencia cero

Para regular la secuencia cero, se opta por utilizar un controlador resonante sintonizado en 50 Hz, ya que un controlador PI no presenta una respuesta adecuada cuando se desea controlar una señal sinusoidal. Dado que la componente de secuencia cero puede variar al cambiar el desbalance, se sintoniza el control resonante en la frecuencia de mayor implicancia, en este caso 50 Hz.

En el Capítulo 3.2, es posible ver los fundamentos de este tipo de controlador.

Así, el parámetro a controlar por el controlador resonante de secuencia cero será:

$$V_{0L} = V_{aL} + V_{bL} + V_{cL} \quad (3.22)$$

La referencia del controlador para la componente de secuencia cero será ajustada en "0".

El diagrama de bloques del controlador de secuencia positiva, negativa y secuencia cero se muestra en la Figura 34.

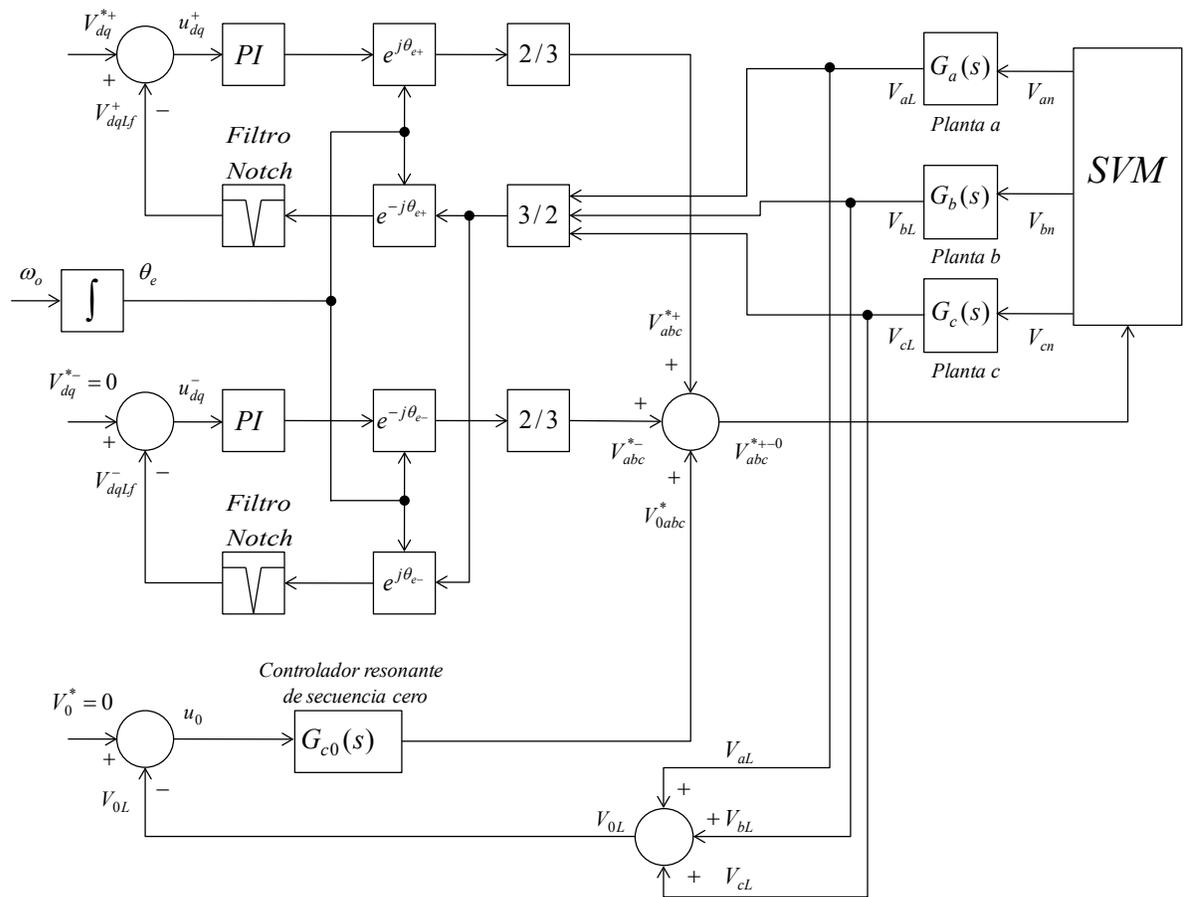


Figura 34: Diagrama de bloques del controlador d-q de secuencia positiva, negativa y secuencia cero.

### 3.2. Control Resonante

Un controlador resonante se puede utilizar para regular la tensión de salida en cada una de las piernas del MC con respecto a un neutro (cuarta pierna del MC) [15]. Además es capaz de regular la secuencia positiva, negativa y secuencia cero con un solo controlador, a diferencia del controlador anterior que para una regulación adecuada, requiere un controlador para cada secuencia.

El controlador resonante (CR) posee un par de polos imaginarios puros en el plano "s" (Laplace), con una frecuencia de resonancia  $\omega_o$ . En este caso como se desea que el sistema entre en resonancia a la frecuencia de salida del MC,  $\omega_o$  será frecuencia deseada de salida y de resonancia al mismo tiempo.

El controlador resonante lleva su nombre ya que a una frecuencia de resonancia  $\omega_o$ , la función de transferencia tiene ganancia infinita [14], [15]. En la función de transferencia (3.23) parametrizada en el plano "s" de Laplace, se puede apreciar que cuando el polo se sitúa en  $\omega_o$  el denominador de la función se anula, por consiguiente la función de transferencia o más bien su ganancia tiende a infinito ( $|G_{RC}(s)| \xrightarrow{\lim \omega \rightarrow \omega_o} \infty$ ) [14], [15], [22].

$$G_{RC}(s) = K_c \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3.23)$$

Donde  $K_c$  es la ganancia del controlador,  $\omega_n$  frecuencia natural y  $\zeta$  el coeficiente de amortiguamiento.

Ahora en el dominio de las frecuencias se tiene que:

$$G_{RC}(s) = K_c \cdot \frac{j\omega^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot j\omega + \omega_n^2}{j\omega^2 + \omega_o^2}, \text{ con } s = j\omega \quad (3.24)$$

Si  $\omega \rightarrow \omega_o$ , se tiene que el controlador resonante tiene ganancia infinita en  $\omega_o$ .

Como se mencionó anteriormente el MC posee un filtro de segundo orden a la salida, y luego de este, la carga. Entonces la función de transferencia entre la tensión de salida del MC y la carga (en el plano "s" de Laplace) queda descrita por:

$$G_a(s) = \frac{V_{al}}{V_{an}} = \frac{R_a}{s^2 \cdot R_a \cdot C_f \cdot L_f + s \cdot L_f + R_a}, \text{ función de transferencia para la fase a.} \quad (3.25)$$

Donde  $R_a$ , representa la carga de esta fase,  $C_f$  y  $L_f$  la capacitancia e inductancia del filtro de salida del MC.

Funciones de transferencias para las fases b y c se pueden calcular (ver en el Capítulo 3.1.1). En el presente trabajo no solo se realizaron pruebas de impacto de carga resistivas por lo que en general la función de transferencia de la planta queda dada por:

$$\frac{V_{Load}}{V_{out\ MC}} = \frac{Z}{s^2 \cdot Z \cdot C_f \cdot L_f + s \cdot L_f + Z} \quad (3.26)$$

Donde  $Z$  representa la impedancia de una carga en el dominio de Laplace, ya sea resistiva, inductiva, capacitiva, no lineal o combinación de estas,  $V_{Load}$  la tensión de carga de una fase y  $V_{out\ MC}$  la tensión a la salida de el MC con respecto al neutro n.

Para la implementación se consideró el peor caso al momento de realizar el diseño [14], [15], esto es considerar que la carga en cada fase tiende a infinito, es decir sólo está el filtro de segundo orden. En lo práctico significa que el lugar geométrico de las raíces cambia pero se asegura que siempre, incluso en el peor caso, los polos se encuentran en el semiplano estable para el espacio "s" de Laplace, o bien dentro de la circunferencia unitaria en el plano "z" discreto.

Desde el punto de vista dinámico la peor situación que puede enfrentar el sistema es cuando no hay carga conectada a la salida del MC y cuando el coeficiente de amortiguamiento de la función de transferencia de la etapa de salida es cercano a cero.

La Figura 35 muestra la ubicación de los polos de el filtro de salida y el polo resonante en el plano discreto z. Los polos del controlador resonante se encuentran ubicados en el borde del círculo unitario (equivalente al eje  $j\omega$  en "s"), es posible visualizar su ubicación en forma polar, localizándolo en el círculo unitario con un ángulo de inclinación  $\theta = T_s \cdot \omega_o$  con respecto al eje real, donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo y  $\omega_o$  la frecuencia de salida del MC.

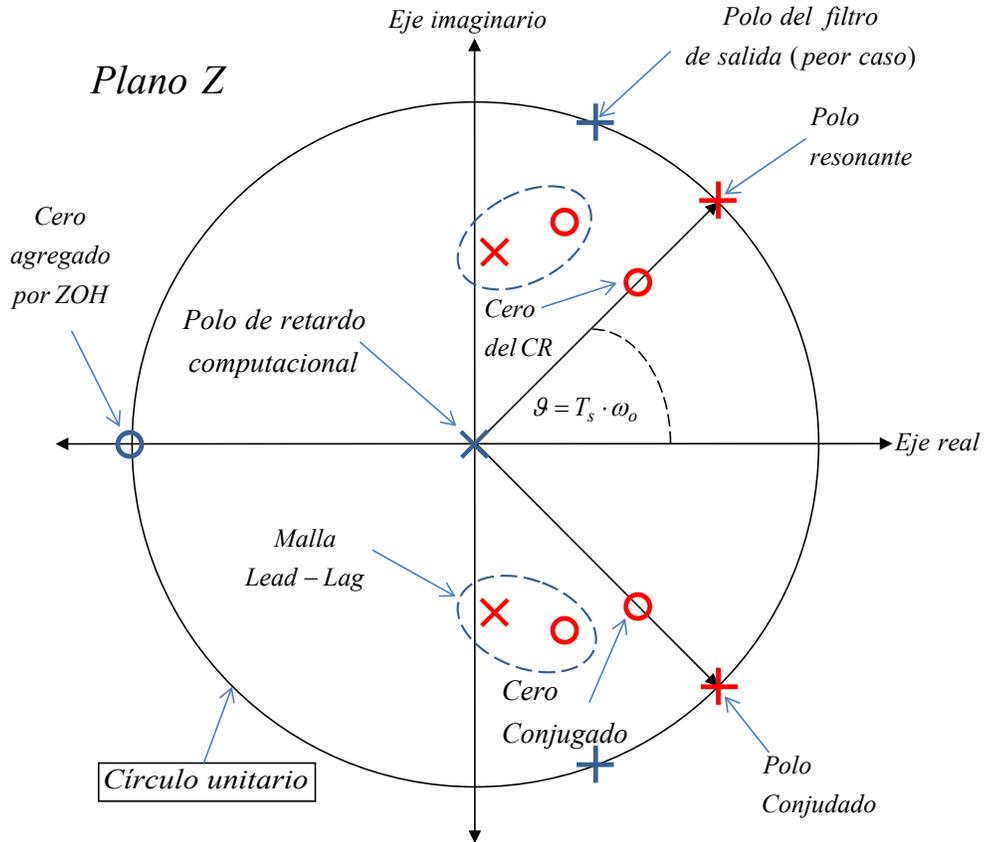


Figura 35: Diseño del controlador utilizando el lugar geométrico de las raíces, para el controlador resonante.

La función de transferencia para el controlador resonante en el plano  $z$ , es decir, discretizada tiene la siguiente forma:

$$G_{CR}(z) = K_{cz} \frac{z^2 + a_1 \cdot z + a_2}{z^2 + b_1 \cdot z + b_2} \quad (3.27)$$

Donde  $K_{cz}$  es la ganancia del controlador.

### 3.2.1. Sistema de control resonante

Dado a que el algoritmo SVM puede generar tensiones fase-neutro independientes a la salida del MC, en el caso que se deseen diferentes requerimientos en cada fase [11], es posible utilizar 3 controladores resonantes independientes y distintos para cada fase, con el propósito de satisfacer esa necesidad. Es decir, se pueden diseñar 3 controladores para regular, por ejemplo, en la fase "a" una tensión de 80 V fase-neutro con 50 Hz, en la fase "b" una tensión de 50 V fase-neutro con 70 Hz y en la fase "c" una tensión de 90 V fase-neutro con 30 Hz de frecuencia.

### 3.2.1.1. Diseño de un Controlador Resonante

El diseño del controlador debe considerar que el procesamiento de la información utilizada por el algoritmo de modulación SVM genera un retardo [23]. Al igual que en controlador d-q agrega un bloque  $z^{-1}$  en el proceso y un ZOH (zero-order hold ver Figura 37).

La Figura 36 muestra el esquema de control utilizado para el controlador resonante.

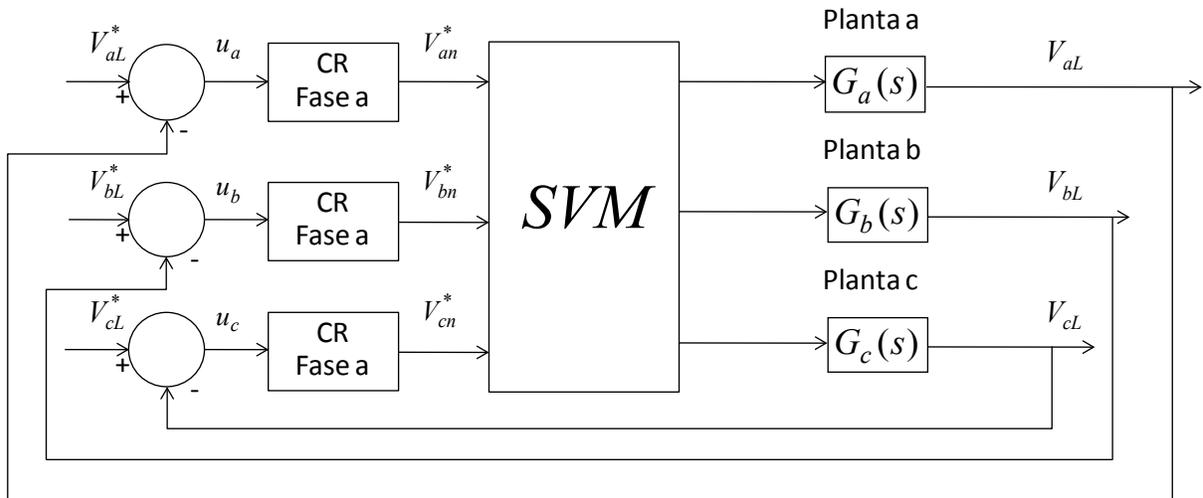


Figura 36: Diagrama de bloques del controlador resonante.

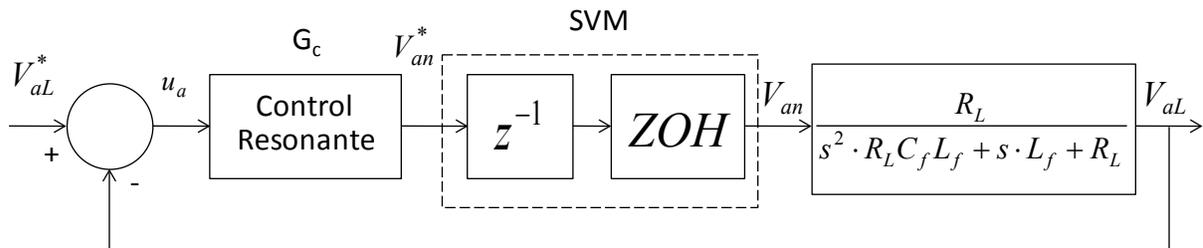


Figura 37: Diagrama de bloques simplificado del controlador resonante.

El controlador resonante se puede diseñar utilizando el lugar geométrico de las raíces en el plano "z".

El controlador se puede representar en espacio de estados, lo que simplifica considerablemente la programación del controlador.

Como se menciona antes, el controlador debe tener una respuesta dinámica adecuada ante la peor situación, es decir cuando no se conecta carga a la salida. Es por esto que además de diseñar el

controlador para el peor caso, se agrega una malla Lead-Lag (adelanto-atraso) de segundo orden con el fin de mejorar la respuesta dinámica del controlador.

Tomando en consideración lo anterior, es posible diseñar un controlador resonante que tenga una respuesta dinámica apropiada, en el caso que la función de transferencia tenga un coeficiente de amortiguamiento cercano a cero, que sea de simple implementación y estable en todo el rango de operación de este trabajo.

Así un controlador resonante que cumpla con los requisitos de diseño mencionados sería de la siguiente forma:

$$G_{CR}(z) = K_{cz} \cdot \left( \frac{z^2 + a_1 \cdot z + a_2}{z^2 + b_1 \cdot z + b_2} \right) \cdot \left( \frac{z^2 + a_3 \cdot z + a_4}{z^2 + b_3 \cdot z + b_4} \right) \quad (3.28)$$

Donde  $K_{cz}$  es la ganancia del controlador,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  y  $b_2$  son los parámetros del controlador resonante y  $a_3$ ,  $a_4$ ,  $b_3$  y  $b_4$  son los parámetros de la malla Lead-Lag en el plano "z".

El controlador resonante a diseñar utilizando *Root Locus* de Matlab tiene los siguientes requerimientos:

- Frecuencia de resonancia  $\omega_o = 50 \text{ Hz}$ .
- Filtro de salida,  $C_f = 60 \mu\text{F}$  y  $L_f = 6 \text{ mH}$ .
- Tiempo de muestreo  $T_s = 100 \mu\text{s}$ .
- Malla Lead-Lag.
- Considera un retraso de transporte de una muestra.
- Las raíces de lazo cerrado, incluyendo las más rápidas, deben tener un coeficiente de amortiguamiento mayor a 0.3.

Así, un posible controlador resonante a implementar es el siguiente:

$$G_{CR}(z) = 2 \cdot \left( \frac{z^2 - 1.925 \cdot z + 0.9276}{z^2 - 1.999 \cdot z + 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.281 \cdot z + 0.4498}{z^2 - 0.1786 \cdot z + 0.4155} \right) \quad (3.29)$$

El primer término es la ganancia del controlador, el segundo término representa al controlador resonante y el último término representa la malla Lead-Lag.

El LGR del sistema se presenta en la Figura 38. El efecto de resonancia o "ganancia infinita" del controlador resonante a la frecuencia de diseño, se puede ver claramente en el diagrama de BODE de la Figura 39.

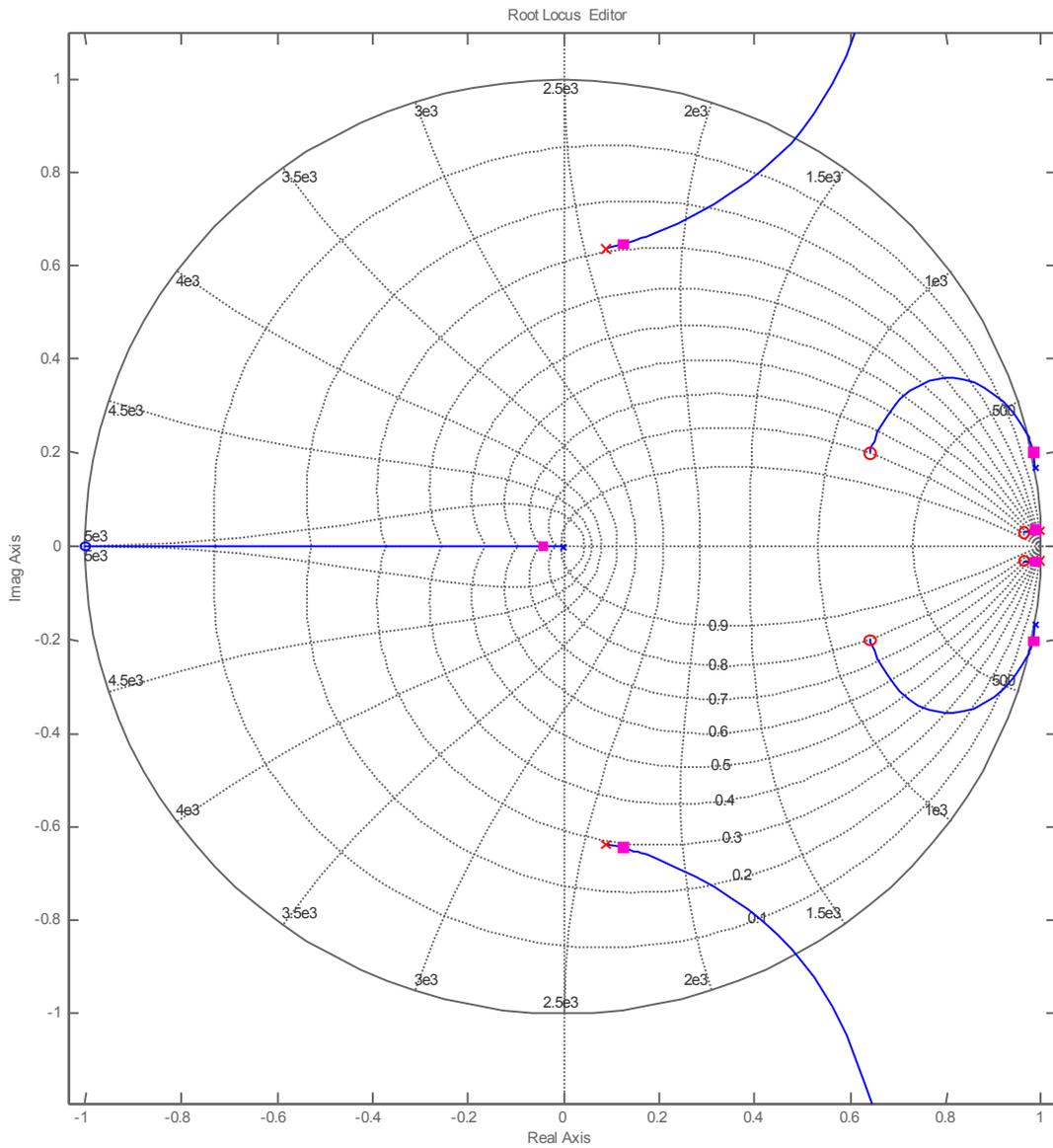
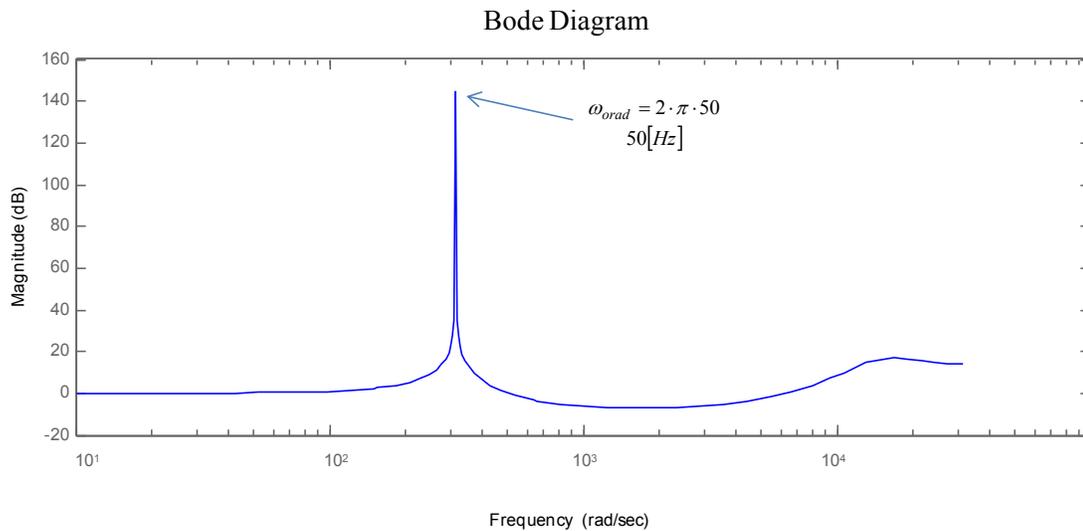


Figura 38: Lugar geométrico de las raíces de un posible controlador resonante sintonizado en 50 Hz.



**Figura 39: Diagrama de BODE del controlador resonante, sintonizado en 50 Hz.**

Esta estrategia de diseño permite situar de una forma precisa los polos y ceros del sistema, y a la vez permite flexibilidad a la hora de realizar ajustes en el LGR para que la implementación de éste sea de una forma óptima, ya que al realizar cambios en el LGR del sistema estos inmediatamente se ven reflejados en las matrices A, B, C y D a utilizar en el código de programación. Es decir una representación en espacio de estados de la función de transferencia (3.29), es utilizada en el procesador. La transferencia de estas matrices se efectúa a través de la tarjeta de interfaz HPI conectada a través del puerto USB al computador principal.

El controlador resonante presentado, puede ser capaz de regular la tensión de salida en condiciones de alto desbalance. Sin embargo si además de estar desbalanceada la carga, la tensión presenta un alto índice de distorsión de armónicas, es necesario diseñar un controlador que pueda regularlas. Es por esto que se necesita un controlador resonante con múltiples frecuencias de resonancia [14], el cual permitiría eliminar la distorsión de armónicas de la tensión de salida.

A continuación se presenta el diseño de un controlador resonante multivariable.

### 3.2.2. Sistema de control resonante diseñado para eliminar distorsión armónica

Además de regular la tensión de salida, un controlador resonante puede ser utilizado para eliminar la distorsión de armónicas de la carga.

Es posible diseñar un controlador multivariable que permita eliminar la distorsión, esto se logra ubicando en "paralelo" una serie de sistemas resonantes a distintas frecuencias, al implementar lo descrito se logra una función de transferencia, que se compone básicamente por un controlador resonante replicado en distintas frecuencias. La forma general para "m" frecuencias queda definida en el plano "s" de Laplace por:

$$G_{RC\ multi}(s) = K_{c1} \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{n1} \cdot s + \omega_{n1}^2}{s^2 + \omega_{o1}^2} + K_{c2} \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{n2} \cdot s + \omega_{n2}^2}{s^2 + \omega_{o2}^2} + \dots + K_{cm} \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{nm} \cdot s + \omega_{nm}^2}{s^2 + \omega_{om}^2}$$

Entonces en general se puede expresar como:

$$G_{RC\ multi}(s) = \sum_i K_{ci} \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{ni} \cdot s + \omega_{ni}^2}{s^2 + \omega_{oi}^2} \quad (3.30)$$

Donde el parámetro " $i$ " representará el factor aplicado a la componente fundamental que se desea en la salida.

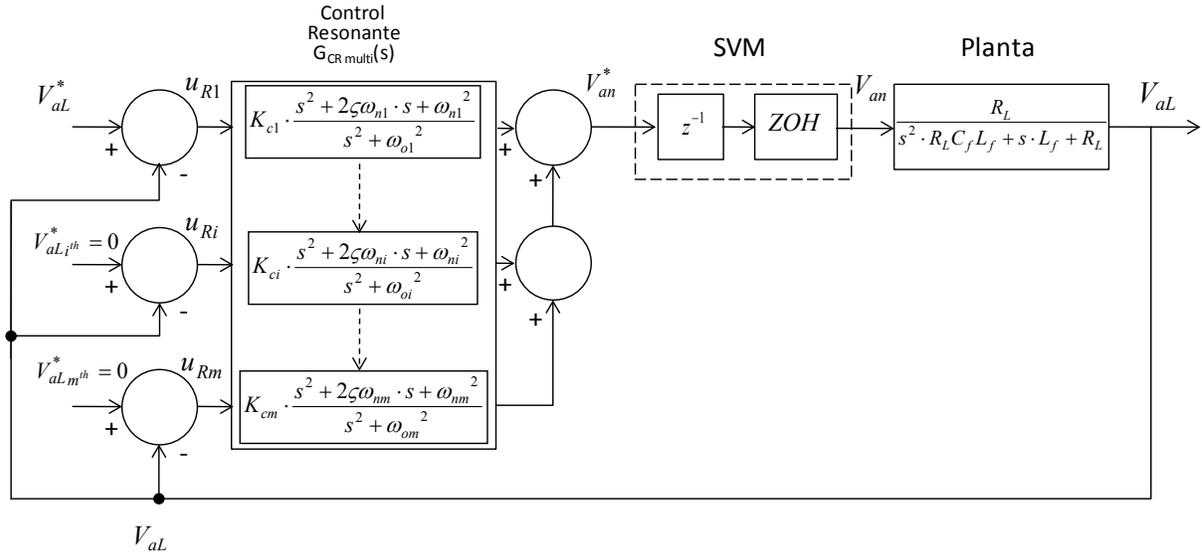
En este estudio se desea obtener 50 Hz a la salida, por lo que " $i$ ", por ejemplo, puede tomar los valores de  $i = \{1, 3, 5\}$ , si lo que se desea es que el controlador resuene en las frecuencias 50 Hz, 150 Hz y 250 Hz. Cabe mencionar que este controlador también se puede sintonizar en sub-armónicos de ser necesario. Entonces los polos de cada función de transferencia están sintonizados para seguir una frecuencia en particular, lográndose así que a esas frecuencias la ganancia del controlador resonante tienda a infinito ( $|G_{RC\ multi}(s)| \xrightarrow{\lim_{\omega_i \rightarrow \omega_{oi}} \rightarrow \infty} [14], [15], [22]$ ).

$$G_{RC\ multi}(s) = \sum_i K_{ci} \cdot \frac{j\omega_i^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{ni} \cdot j\omega_i + \omega_{ni}^2}{j\omega_i^2 + \omega_{oi}^2}, \text{ con } s = j\omega \quad (3.31)$$

Los elementos no deseados como armónicas de la fundamental, se eligen con señales de referencia iguales a cero.

Como se mencionó anteriormente para mejorar la respuesta dinámica del controlador se agrega una malla Lead-Lag de una forma similar a como se hizo en el caso del controlador resonante anterior.

La Figura 40 muestra el esquema de control utilizado para el controlador resonante multivariable.



**Figura 40: Diagrama de bloques simplificado para el controlador resonante multivariable.**

Se puede apreciar la simplicidad del sistema de control donde cada función de transferencia está en "paralelo" a la otra. Sin embargo, el diseño es mucho más simple de efectuar con una representación en "cascada" del controlador resonante.

Finalmente y tal como se mencionó anteriormente, se utilizó la representación en espacio de estados, lográndose así una claridad y optimización de los procesos.

Así la función de transferencia del controlador multivariable expresado en "cascada" tiene la siguiente forma:

$$G_{RC\ multi}(s) = K_c \cdot \prod_i \frac{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{ni} \cdot s + \omega_{ni}^2}{s^2 + \omega_{oi}^2} \quad (3.32)$$

### 3.2.2.1. Diseño de un Controlador Resonante Multivariable

El controlador d-q a diseñar utilizando *Root Locus* de Matlab tiene los siguientes requerimientos:

- Frecuencia de resonancia  $\omega_{o1} = 50\text{ Hz}$ ,  $\omega_{o2} = 2 \cdot 50\text{ Hz} = 100\text{ Hz}$ ,  $\omega_{o3} = 3 \cdot 50\text{ Hz} = 150\text{ Hz}$  y  $\omega_{o5} = 5 \cdot 50\text{ Hz} = 250\text{ Hz}$  (se pueden elegir otras frecuencias dependiendo de la aplicación).

- Filtro de salida,  $C_f = 60 \mu F$  y  $L_f = 6 mH$ .
- Tiempo de muestreo  $T_s = 150 \mu s$ .
- Malla Lead-Lag.
- Considera un retraso de transporte de una muestra.
- Las raíces de lazo cerrado, incluyendo las más rápidas, deben tener un coeficiente de amortiguamiento mayor a 0.3.

Se puede notar que al aumentar la cantidad de frecuencias resonantes, para poder implementar apropiadamente un controlador resonante tan complejo como el mostrado en (3.33), se debe aumentar el tiempo de muestreo  $T_s$  de  $100 \mu s$  a  $150 \mu s$ , esto se debe a que el orden de la función de transferencia aumenta considerablemente, lo que se traduce en un mayor tiempo de procesamiento del DSP.

De la misma forma que con el controlador resonante, es posible obtener la función de transferencia y LGR, que permitirá al diseñador ajustar la ubicación de ceros para lograr el mayor desempeño posible.

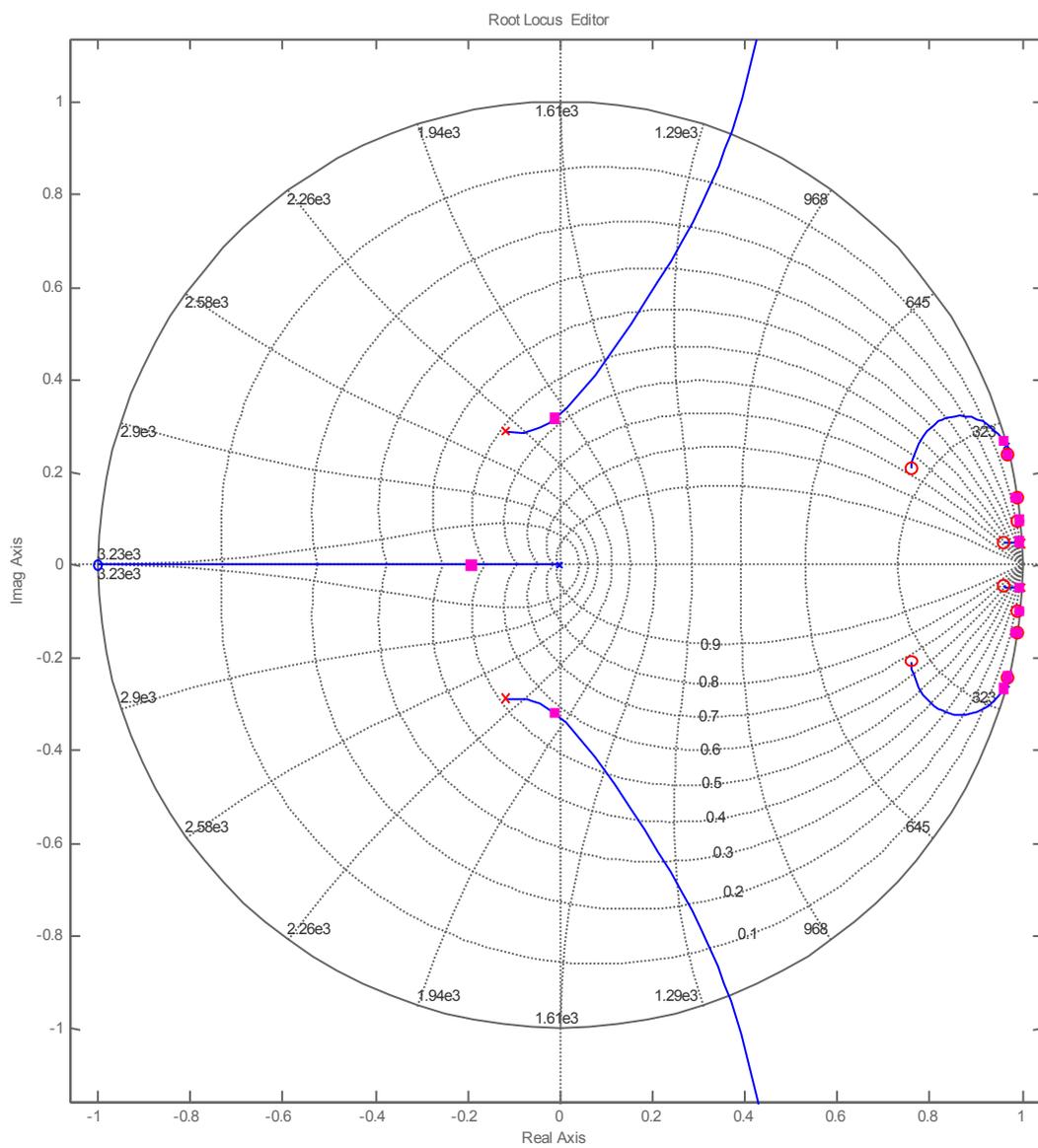
Así, un posible controlador resonante multivariable a implementar en el plano "z" es el siguiente:

$$G_{CR\ multi}(z) = 2 \cdot \left( \frac{z^2 - 1.924 \cdot z + 0.9276}{z^2 - 1.998 \cdot z + 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.987 \cdot z + 0.996}{z^2 - 1.991 \cdot z + 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.975 \cdot z + 0.996}{z^2 - 1.979 \cdot z + 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.937 \cdot z + 0.996}{z^2 - 1.941 \cdot z + 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.52 \cdot z + 0.621}{z^2 - 0.235 \cdot z + 0.0967} \right) \quad (3.33)$$

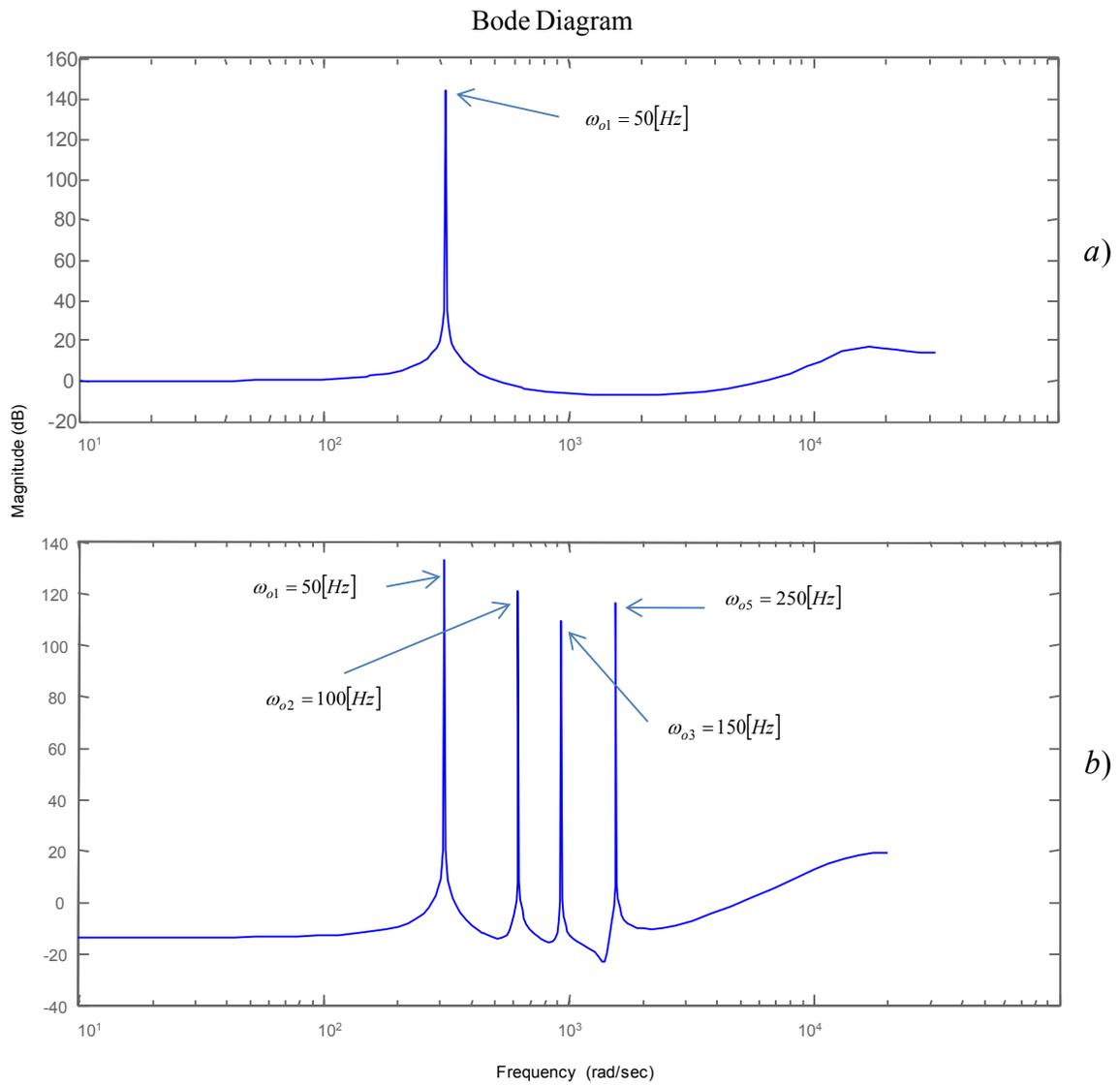
El primer término es la ganancia del controlador, el segundo, tercero y cuarto término representan al controlador resonante multivariable y el último término representa la malla Lead-Lag.

El LGR del sistema se presenta en la Figura 41.

El efecto de resonancia o "ganancia infinita" del controlador resonante multivariable junto con el diagrama de BODE del sistema mono-variable en la Figura 42.



**Figura 41: Lugar geométrico de las raíces de un posible controlador resonante multivariable.**



**Figura 42: a) Diagrama de BODE del controlador resonante sintonizado en 50 Hz, b) Diagrama de BODE del controlador resonante multivariable.**

## Capítulo IV .- Implementación

### 4.1. Montaje de sistema

La plataforma experimental utilizada consta de los siguientes elementos:

- Conversor Matricial de cuatro piernas.
- Filtro de salida.
- Tarjeta DSK C6713.
- Tarjeta de interfaz basada en FPGA.
- Autotransformador trifásico.
- Multímetros.
- Botonera de seguridad.
- Fuentes de tensión  $\pm 15V$  y  $5V$ .
- Computador (Host).
- Tarjeta de aislación de tensiones digitales.
- Osciloscopio Lecroy.
- Sondas de tensión de medición diferencial.
- Tenazas de medición de corrientes.
- Banco de cargas resistivas.
- Banco de cargas capacitivas.
- Banco de cargas inductivas.
- Cargas no lineales.

La Figura 43 y la Figura 44 muestran los principales elementos utilizados para realizar este trabajo de Título.

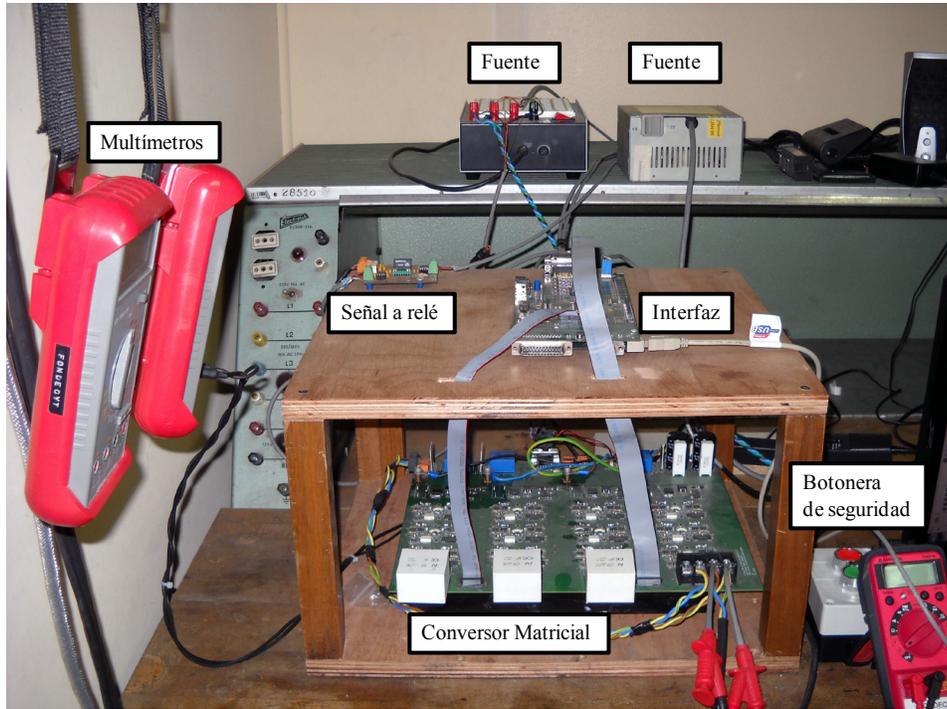


Figura 43: Plataforma experimental utilizada.

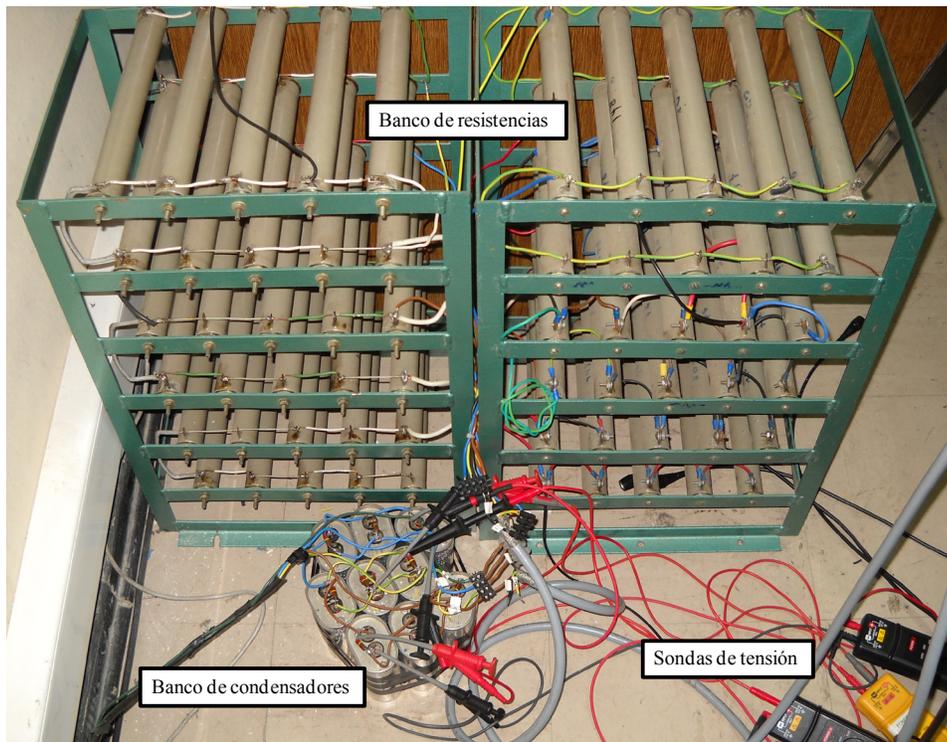


Figura 44: Elementos adicionales utilizados en la implementación.

#### **4.1.1. Pruebas de funcionamiento**

Dentro de las principales pruebas que se le realizaron al conversor matricial se encuentran:

- Probar el correcto funcionamiento de los transductores de medición.
- Revisar y calibrar las ganancias de medición utilizadas en la programación.
- Activar las protecciones por software (registro DPR12 de la tarjeta FPGA, ver Anexo 1) y hardware.
- Ajustar los niveles de las protecciones.
- Verificar funcionamiento de las protecciones.
- Verificar el funcionamiento de los convertidores AD.
- Verificar el funcionamiento del conversor DA.
- Comprobar que el circuito de detección de sentido de corrientes funcione correctamente.
- Revisar funcionamiento de los IGBT's.
- Revisar que los pulsos PWM encargados de encender los IGBT's sean adecuados.

#### **4.2. Elementos de Software utilizados**

Los principales elementos de software son los instalados en el computador principal(Host PC). Los dos software más utilizados en el desarrollo de este trabajo son:

- MATLAB.
- Code Composer v3.1.

##### **4.2.1. MATLAB**

Este software es ampliamente utilizado en áreas como: Comunicaciones, Aeronáutica, Medicina, Matemática, Eléctrica, etc.

En este estudio cumple con las siguientes funciones:

- Es la interfaz entre el programador y el DSP, permitiendo así comandar cada una de las funciones programadas, inicialización de variables y procesos, (re)configuración, lectura y escritura de variables como también el almacenamiento permanente de datos de interés.
- Es la principal base de herramientas para realizar el diseño de los controladores.
- Permite realizar rutinas para efectuar el almacenamiento, procesamiento y visualización de las principales variables de interés como son, las tensiones y las corrientes, además de otras variables utilizadas en el proceso.

#### **4.2.2. Code Composer v3.1**

El software Code Composer es parte de un paquete de herramientas de software que incluye la tarjeta DSK C6713 de Spectrum Digital.

Junto con MATLAB un paquete de drivers permiten comunicar el DSP con el computador principal y así armar una plataforma que permita controlar, ajustar, archivar variables, etc.

Este software es la interfaz gráfica para que el programador pueda desarrollar el código en lenguaje "C" y a la vez compilarlo para que una rutina creada en MATLAB envíe el código vía USB al DSP.

### **4.3. Sistemas de Control para el Conversor Matricial de cuatro piernas**

Existen varias alternativas para el control de la tensión de salida del MC, sin embargo sólo algunas de las estrategias existentes poseen un buen desempeño.

Por esta razón, en el presente trabajo se estudian las distintas aristas que deben ser consideradas a la hora de querer implementar un sistema de control a lazo cerrado.

Entre las variables que deben considerarse se encuentran:

- Complejidad del algoritmo.
- Complejidad de implementación.
- Tiempos de procesamiento computacional del algoritmo de control.
- Facilidad para realizar ajustes en los parámetros del controlador.
- Adaptabilidad.

- Estabilidad del controlador.
- Velocidad de respuesta del controlador ante variaciones de la carga.
- Calidad de la onda de tensión de salida.

Como se explica anteriormente las estrategias de control a evaluar son principalmente dos, controladores d-q y controladores resonantes.

Los controladores d-q expuestos anteriormente, se basan en ejes rotarios que siguen a la misma velocidad de giro a los fasores de salida, por lo que un observador en ese eje, registra a la componente fundamental de la señal como una componente estática, es decir DC.

Por otro lado los controladores resonantes, se basan en sintonizar el controlador en una frecuencia de resonancia, para obtener así, ganancia infinita del controlador a esa frecuencia.

#### **4.3.1. Sistema a Lazo Abierto**

Antes de realizar los estudios a lazo cerrado, es necesario conocer el sistema a lazo abierto. Éste sintetiza una tensión sinusoidal en la salida del MC. Esta función recae en el algoritmo de modulación vectorial SVM (Space Vector Modulation), explicado anteriormente.

El SVM no forma parte del marco de investigación del presente trabajo. Sin embargo es necesaria su utilización para poder sintetizar las tensiones deseadas a la salida y así poder regularlas con los controladores propuestos.

Fue necesario probar su correcto funcionamiento, esto es, señales sinusoidales, calidad de onda adecuada, etc. Una vez, verificado lo anterior, se pudo dar paso al control de lazo cerrado.

#### **4.3.2. Controladores a Lazo Cerrado**

En esta sección se estudia el diseño e implementación de los controladores: d-q; d-q secuencia positiva y negativa; d-q secuencia positiva, negativa y secuencia cero; resonante y resonante multivariable.

##### **4.3.2.1. Controlador d-q**

###### **4.3.2.1.1. Diseño e Implementación**

Se desea diseñar un controlador capaz de regular la tensión de salida del MC. La tensión de salida demandada tiene una amplitud requerida, por lo que ésta será la referencia del controlador. Además se

debe conocer la frecuencia de salida. Esto, como se explica en el Capítulo 3.1.1, es necesario para saber la velocidad de giro del eje rotatorio para expresar las tensiones en coordenadas d-q.

Se diseñará un controlador d-q con los siguientes requerimientos:

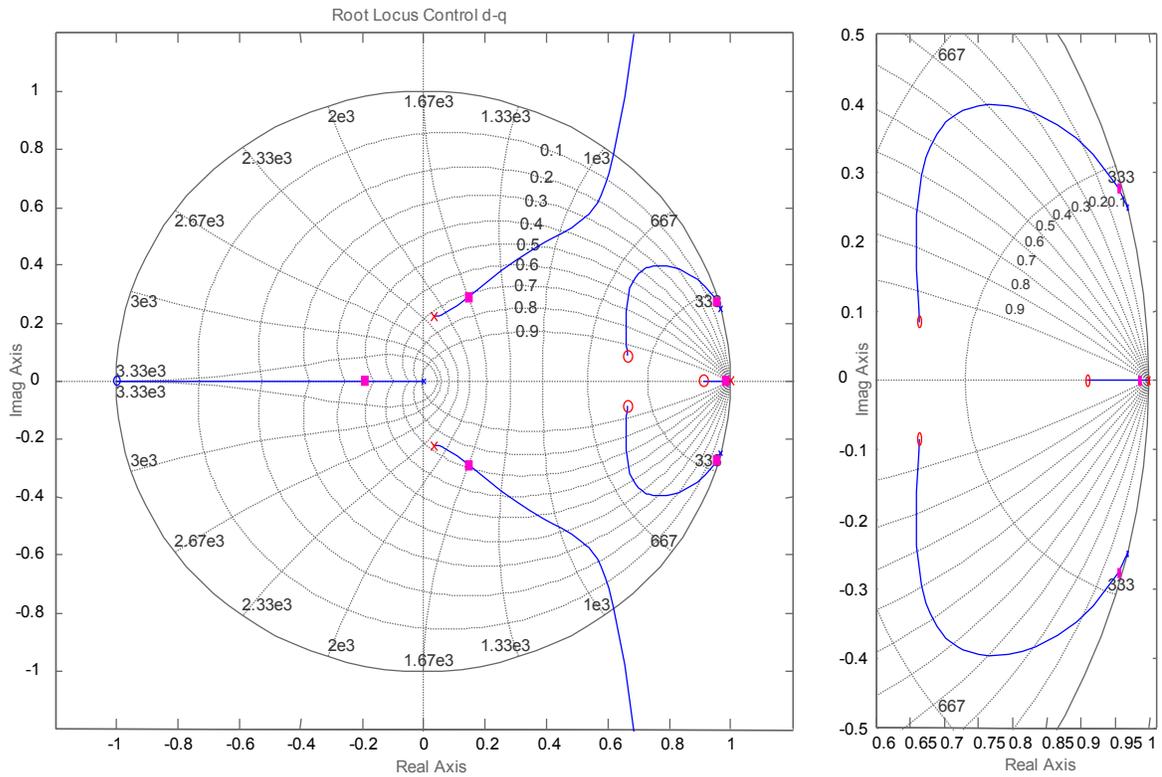
- Frecuencia de salida  $\omega_o = 50 \text{ Hz}$ .
- Filtro de salida,  $C_f = 60 \mu\text{F}$  y  $L_f = 6 \text{ mH}$ .
- Tiempo de muestreo  $T_s = 100 \mu\text{s}$ .
- Malla Lead-Lag.
- Considera retraso de una muestra.

Tal como se explica anteriormente, se ubica el compensador PI en el eje real (en 1), se agrega el retraso de una muestra del SVM y la malla Lead-Lag, de tal forma que el LGR esté en la zona estable. Así el controlador d-q diseñado posee la siguiente función de transferencia en el plano discreto "z":

$$G_{dq}(z) = 2.2 \cdot \left( \frac{z - 0.8995}{z - 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.329 \cdot z + 0.4486}{z^2 - 0.02364 \cdot z + 0.04198} \right) \quad (4.1)$$

Donde el primer término es la ganancia del controlador (que se ajustará dependiendo de la circunstancia para obtener un mejor rendimiento), el segundo término es el compensador PI y el tercer término es la malla Lead-Lag.

El LGR del sistema se presenta en la Figura 45.



**Figura 45: LGR del controlador d-q implementado.**

Para implementar este controlador, primero se obtiene el espacio de estados de la función de transferencia presentada. Obteniéndose así las matrices de estado discretas del controlador:

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} 0.01182 & 1 & 0 \\ -0.04184 & 0.01182 & 0.3701 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_{dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2.335 \\ 0.6342 \end{bmatrix}$$

$$C_{dq} = [0.4189 \quad -1.398 \quad 0.3963]$$

$$D_{dq} = 2.3$$

Así el lazo de control a implementar en espacio de estados, utilizando ecuaciones de diferencia discretas, se expresa como:

$$\left. \begin{aligned}
 u_d^+ &= V_d^{*+} - V_{dL}^+ \\
 X_d^+(k+1) &= A_{dq} \cdot X_d^+(k) + B_{dq} \cdot X_d^+(k) \\
 V_{d\text{mod}}^+ &= C_{dq} \cdot X_d^{T+}(k) + D_{dq} \cdot u_d^+
 \end{aligned} \right\} \text{para el eje } d^+ .$$
  

$$\left. \begin{aligned}
 u_q^+ &= V_q^{*+} - V_{qL}^+ \\
 X_q^+(k+1) &= A_{dq} \cdot X_q^+(k) + B_{dq} \cdot X_q^+(k) \\
 V_{q\text{mod}}^+ &= C_{dq} \cdot X_q^{T+}(k) + D_{dq} \cdot u_q^+
 \end{aligned} \right\} \text{para el eje } q^+ .$$

Secuencia  
Positiva.

En donde los parámetros anteriores son:

- $u_d^+$  y  $u_q^+$  son los errores de lazo cerrado para cada controlador.
- $V_d^{*+}$  y  $V_q^{*+}$  son las tensiones de referencia en sus respectivos ejes.
- $V_{dL}^+$  y  $V_{qL}^+$  son las tensiones de la carga en coordenadas d-q.
- $X_d^+(k+1)$ ,  $X_q^+(k+1)$ ,  $X_d^+(k)$  y  $X_q^+(k)$  son las variables de estado discretas para cada controlador.
- $A_{dq}$ ,  $B_{dq}$ ,  $C_{dq}$  y  $D_{dq}$  son las matrices de espacio de estados del controlador d-q.
- $V_{d\text{mod}}^+$  y  $V_{q\text{mod}}^+$  son las tensiones a modular expresadas en coordenadas d-q.

Para entender las ecuaciones presentadas, se recomienda ver la Figura 25, en donde se muestra el diagrama de bloques del controlador.

Como se menciona anteriormente es necesario volver a las coordenadas  $a-b-c$  antes de entrar al algoritmo de modulación SVM.

Así los pasos a seguir son:

- $V_{d\text{mod}}^+$  y  $V_{q\text{mod}}^+$ , se deben transformar a coordenadas  $\alpha-\beta$ .
- Utilizando la matriz inversa de  $T_{abc-\alpha\beta}$  (2.10) se encuentran las componentes en coordenadas  $a-b-c$ .

- Para agregar seguridad al sistema, se incorporó un sistema "anti winding-up", que básicamente es un recortador de la señal a modular, en caso que ésta sobrepase los límites máximos permitidos. En el Anexo 1 se puede encontrar el código de programación implementado.

Luego las entradas al modulador serán:

$$\begin{aligned} V_a^* &= V_a^+ \\ V_b^* &= V_b^+ \\ V_c^* &= V_c^+ \end{aligned} \quad (4.2)$$

Donde:

- $V_a^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase a en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_b^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase b en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_c^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase c en coordenadas  $a-b-c$ .

#### 4.3.2.2. *Controlador d-q Secuencia Positiva y Negativa*

##### 4.3.2.2.1. Diseño e Implementación

Como se explica en el Capítulo 3, el controlador d-q convencional sólo es capaz de regular la componente de secuencia positiva, es decir que ante desbalances mayores, no será capaz de regular de una forma adecuada la tensión de la carga. Es por eso, que es necesaria la incorporación de un controlador de secuencia negativa al lazo de control d-q existente.

Se incorpora un nuevo un par de ejes ortogonales entre sí y rotatorios, tal que giren en el sentido opuesto al par de ejes agregados en el control d-q convencional de secuencia positiva.

El controlador a utilizar en la secuencia negativa tendrá como parámetros, las mismas matrices de estado que posee el controlador de secuencia positiva, pero ubicado en un lazo independiente. Se ajustan las tensiones de referencia para los ejes  $q^+$ ,  $d^-$  y  $q^-$  en cero. Además como se explicó anteriormente, es necesario filtrar cada una de las componentes a controlar, antes de entrar al lazo de control, se le aplica un filtro Notch, para así eliminar la componente de doble frecuencia explicada en el Capítulo 3.1.3.

El filtro Notch se implementa en espacio de estados como sigue:

$$X_{notch}(k+1) = A_{notch} \cdot X_{notch}(k) + B_{notch} \cdot V_{dqL}^{+-}$$

$$V_{dqLf}^{+-} = C_{notch} \cdot X_{notch}(k) + D_{notch} \cdot V_{dqL}^{+-}$$

Así el lazo de control para la secuencia positiva y negativa a implementar en espacio de estados, utilizando ecuaciones de diferencia discretas, se expresa como:

$$\left. \begin{aligned} X_{d\ notch}^+(k+1) &= A_{notch} \cdot X_{d\ notch}^+(k) + B_{notch} \cdot V_{dL}^+ \\ V_{dLf}^+ &= C_{notch} \cdot X_{d\ notch}^+(k) + D_{notch} \cdot V_{dL}^+ \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } d^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} u_d^+ &= V_d^{*+} - V_{dLf}^+ \\ X_d^+(k+1) &= A_{dq} \cdot X_d^+(k) + B_{dq} \cdot X_d^+(k) \\ V_{d\ mod}^+ &= C_{dq} \cdot X_d^{T+}(k) + D_{dq} \cdot u_d^+ \end{aligned} \right\} \text{para el eje } d^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} X_{q\ notch}^+(k+1) &= A_{notch} \cdot X_{q\ notch}^+(k) + B_{notch} \cdot V_{qL}^+ \\ V_{qLf}^+ &= C_{notch} \cdot X_{q\ notch}^+(k) + D_{notch} \cdot V_{qL}^+ \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } q^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} u_q^+ &= V_q^{*+} - V_{qLf}^+ \\ X_q^+(k+1) &= A_{dq} \cdot X_q^+(k) + B_{dq} \cdot X_q^+(k) \\ V_{q\ mod}^+ &= C_{dq} \cdot X_q^{T+}(k) + D_{dq} \cdot u_q^+ \end{aligned} \right\} \text{para el eje } q^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} X_{d\ notch}^-(k+1) &= A_{notch} \cdot X_{d\ notch}^-(k) + B_{notch} \cdot V_{dL}^- \\ V_{dLf}^- &= C_{notch} \cdot X_{d\ notch}^-(k) + D_{notch} \cdot V_{dL}^- \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } d^- .$$

$$\left. \begin{aligned} u_d^- &= V_d^{*-} - V_{dLf}^- \\ X_d^-(k+1) &= A_{dq} \cdot X_d^-(k) + B_{dq} \cdot X_d^-(k) \\ V_{d\ mod}^- &= C_{dq} \cdot X_d^{T-}(k) + D_{dq} \cdot u_d^- \end{aligned} \right\} \text{para el eje } d^- .$$

$$\left. \begin{aligned} X_{q\ notch}^-(k+1) &= A_{notch} \cdot X_{q\ notch}^-(k) + B_{notch} \cdot V_{qL}^- \\ V_{qLf}^- &= C_{notch} \cdot X_{q\ notch}^-(k) + D_{notch} \cdot V_{qL}^- \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } q^- .$$

$$\left. \begin{aligned} u_q^- &= V_q^{*-} - V_{qLf}^- \\ X_q^-(k+1) &= A_{dq} \cdot X_q^-(k) + B_{dq} \cdot X_q^-(k) \\ V_{q\ mod}^- &= C_{dq} \cdot X_q^{T-}(k) + D_{dq} \cdot u_q^- \end{aligned} \right\} \text{para el eje } q^- .$$

Para entender las ecuaciones que se presentan, se recomienda ver la Figura 32, en donde se muestra el diagrama de bloques del controlador.

En donde los parámetros anteriores son:

- $u_d^+$ ,  $u_q^+$ ,  $u_d^-$  y  $u_q^-$  son los errores de lazo cerrado para cada controlador.
- $V_d^{*+}$ ,  $V_q^{*+}$ ,  $V_d^{*-}$  y  $V_q^{*-}$  son las tensiones de referencia en sus respectivos ejes, para los controladores de secuencia positiva y negativa.
- $V_{dL}^+$ ,  $V_{qL}^+$ ,  $V_{dL}^-$  y  $V_{qL}^-$  son las tensiones de carga antes del filtro Notch.
- $V_{dLf}^+$ ,  $V_{qLf}^+$ ,  $V_{dLf}^-$  y  $V_{qLf}^-$  son las tensiones filtradas luego del filtro Notch.
- $X_d^+(k+1)$ ,  $X_q^+(k+1)$ ,  $X_d^-(k+1)$ ,  $X_q^-(k+1)$ ,  $X_d^+(k)$ ,  $X_q^+(k)$ ,  $X_d^-(k)$  y  $X_q^-(k)$  son las variables de estado discretas para cada controlador.
- $X_{d\ notch}^+(k+1)$ ,  $X_{q\ notch}^+(k+1)$ ,  $X_{d\ notch}^-(k+1)$ ,  $X_{q\ notch}^-(k+1)$ ,  $X_{d\ notch}^+(k)$ ,  $X_{q\ notch}^+(k)$ ,  $X_{d\ notch}^-(k)$  y  $X_{q\ notch}^-(k)$  son las variables de estado discretas para el filtro Notch.
- $A_{dq}$ ,  $B_{dq}$ ,  $C_{dq}$  y  $D_{dq}$  son las matrices de espacio de estados del controlador d-q.
- $A_{notch}$ ,  $B_{notch}$ ,  $C_{notch}$  y  $D_{notch}$  son las matrices de espacio de estados del filtro Notch.
- $V_{d\ mod}^+$ ,  $V_{q\ mod}^+$ ,  $V_{d\ mod}^-$  y  $V_{q\ mod}^-$  son las tensiones a modular expresadas en coordenadas d-q.

Como se menciona anteriormente es necesario volver a las coordenadas  $a-b-c$  antes de entrar al algoritmo de modulación SVM.

Así los pasos a seguir son:

- $V_{d\ mod}^+$ ,  $V_{q\ mod}^+$ ,  $V_{d\ mod}^-$  y  $V_{q\ mod}^-$ , se deben transformar a coordenadas  $\alpha-\beta$  (2.7)
- Utilizando la matriz inversa de  $T_{abc-\alpha\beta}$  (2.10), se encuentran las componentes en coordenadas  $a-b-c$ .

Para agregar seguridad al sistema, se incorporó un sistema "anti winding-up". Dado que este controlador demanda más cálculos computacionales se debe aumentar el tiempo de muestreo a  $T_s = 150 \mu s$ .

Luego las entradas al modulador serán:

$$\begin{aligned} V_a^* &= V_a^+ + V_a^- \\ V_b^* &= V_b^+ + V_b^- \\ V_c^* &= V_c^+ + V_c^- \end{aligned} \quad (4.3)$$

Donde:

- $V_a^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase a en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_a^-$  es la componente de secuencia negativa de la fase a en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_b^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase b en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_b^-$  es la componente de secuencia negativa de la fase b en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_c^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase c en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_c^-$  es la componente de secuencia negativa de la fase c en coordenadas  $a-b-c$ .

#### 4.3.2.3. *Controlador d-q Secuencia Positiva, Negativa y Secuencia Cero*

##### 4.3.2.3.1. Diseño e Implementación

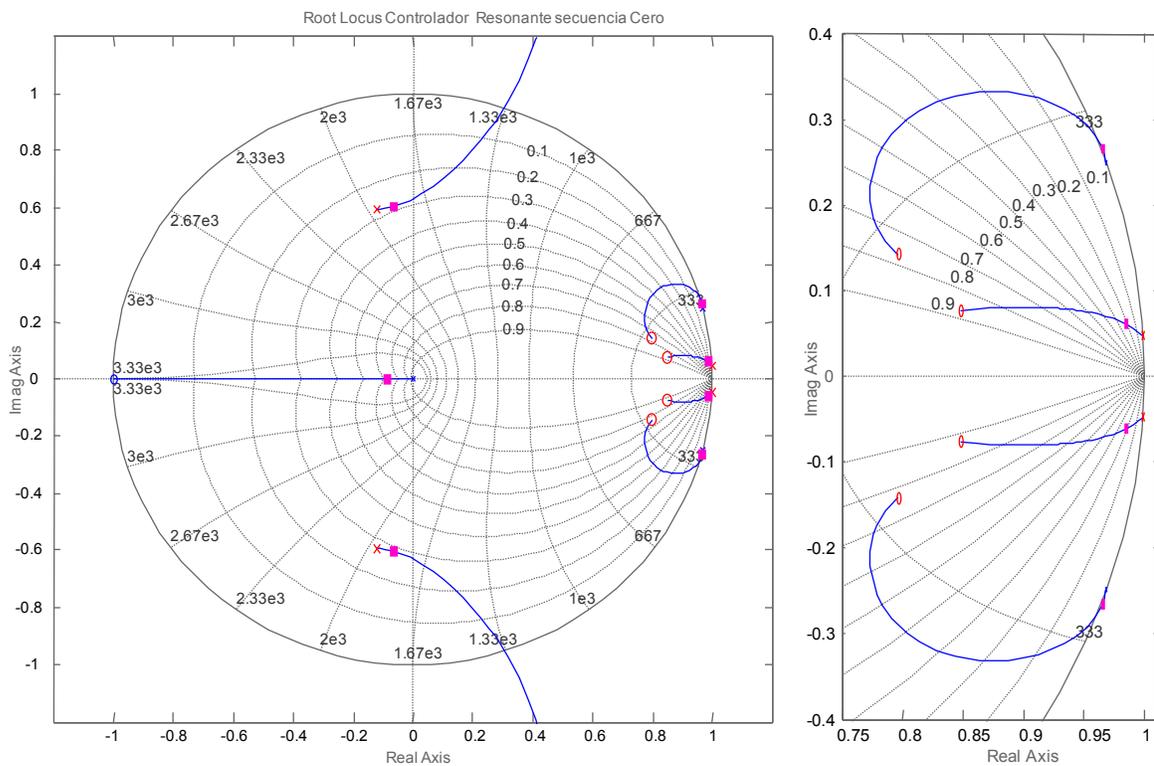
Este controlador incluye al controlador anteriormente diseñado. Se agrega un controlador independiente para regular la secuencia cero. Como se explica en el Capítulo 3, el controlador d-q no es capaz de detectar la secuencia cero. Por lo que se opta por un controlador resonante. Este controlador se sintonizará en 50 Hz y dependiendo de la necesidad, se puede sintonizar en más de una frecuencia (ver Capítulo 0). Sin embargo, se trata de evitar esto, para no transformar este controlador "d-q" en uno "resonante".

Entonces, es necesario diseñar un controlador resonante para la secuencia cero. En el Capítulo 3.2 se explica con mayor detalle el diseño de este tipo de controladores por lo que a continuación sólo se presenta la función de transferencia y LGR del controlador.

El controlador resonante de secuencia cero diseñado, posee la siguiente función de transferencia en el plano discreto "z":

$$G_{dq}(z) = 2 \cdot \left( \frac{z^2 - 1.696 \cdot z + 0.07251}{z^2 - 1.998 \cdot z + 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.592 \cdot z + 0.654}{z^2 - 0.02443 \cdot z + 0.365} \right) \quad (4.4)$$

Donde el primer término es la ganancia del controlador (que se ajustará dependiendo de la circunstancia para obtener un mejor rendimiento), el segundo término es el controlador resonante y el tercer término es la malla Lead-Lag. El LGR del sistema se presenta en la Figura 46.



**Figura 46: LGR del controlador resonante para la secuencia cero implementado.**

Para implementar este controlador, primero se obtiene el espacio de estados de la función de transferencia presentada. Obteniéndose así las matrices de estado discretas del controlador:

$$A_{R0} = \begin{bmatrix} -0.1221 & 1 & 0 & 0 \\ -0.3501 & -0.1221 & 0.0662 & 0.757 \\ 0 & 0 & 0.9989 & 1 \\ 0 & 0 & -0.002219 & 0.9989 \end{bmatrix}$$

$$B_{R0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2.762 \\ 0 \\ 1.1 \end{bmatrix}$$

$$C_{R0} = [0.3717 \quad -1.33 \quad 0.04794 \quad 0.5481]$$

$$D_{R0} = 2$$

Luego, el parámetro a controlar por el controlador de la secuencia cero, se calcula como se indica en el Capítulo 3.1.2, es decir, se suman las tres tensiones de salida del MC y se ajustan las tensiones de referencia para los ejes  $q^+$ ,  $d^-$  y  $q^-$  en cero.

Así el lazo de control completo, es decir de secuencia positiva, negativa y secuencia cero en ecuaciones de diferencia (utilizadas en la implementación del código de programación), se expresan como:

$$\left. \begin{aligned} X_{d \text{ notch}}^+(k+1) &= A_{\text{notch}} \cdot X_{d \text{ notch}}^+(k) + B_{\text{notch}} \cdot V_{dL}^+ \\ V_{dLf}^+ &= C_{\text{notch}} \cdot X_{d \text{ notch}}^+(k) + D_{\text{notch}} \cdot V_{dL}^+ \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } d^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} u_d^+ &= V_d^{*+} - V_{dLf}^+ \\ X_d^+(k+1) &= A_{dq} \cdot X_d^+(k) + B_{dq} \cdot X_d^+(k) \\ V_{d \text{ mod}}^+ &= C_{dq} \cdot X_d^{T+}(k) + D_{dq} \cdot u_d^+ \end{aligned} \right\} \text{para el eje } d^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} X_{q \text{ notch}}^+(k+1) &= A_{\text{notch}} \cdot X_{q \text{ notch}}^+(k) + B_{\text{notch}} \cdot V_{qL}^+ \\ V_{qLf}^+ &= C_{\text{notch}} \cdot X_{q \text{ notch}}^+(k) + D_{\text{notch}} \cdot V_{qL}^+ \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } q^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} u_q^+ &= V_q^{*+} - V_{qLf}^+ \\ X_q^+(k+1) &= A_{dq} \cdot X_q^+(k) + B_{dq} \cdot X_q^+(k) \\ V_{q \text{ mod}}^+ &= C_{dq} \cdot X_q^{T+}(k) + D_{dq} \cdot u_q^+ \end{aligned} \right\} \text{para el eje } q^+ .$$

$$\left. \begin{aligned} X_{d\ notch}^-(k+1) &= A_{notch} \cdot X_{d\ notch}^-(k) + B_{notch} \cdot V_{dL}^- \\ V_{dLf}^- &= C_{notch} \cdot X_{d\ notch}^-(k) + D_{notch} \cdot V_{dL}^- \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } d^- .$$

$$\left. \begin{aligned} u_d^- &= V_d^{*-} - V_{dLf}^- \\ X_d^-(k+1) &= A_{dq} \cdot X_d^-(k) + B_{dq} \cdot X_d^-(k) \\ V_{d\ mod}^- &= C_{dq} \cdot X_d^{T-}(k) + D_{dq} \cdot u_d^- \end{aligned} \right\} \text{para el eje } d^- .$$

$$\left. \begin{aligned} X_{q\ notch}^-(k+1) &= A_{notch} \cdot X_{q\ notch}^-(k) + B_{notch} \cdot V_{qL}^- \\ V_{qLf}^- &= C_{notch} \cdot X_{q\ notch}^-(k) + D_{notch} \cdot V_{qL}^- \end{aligned} \right\} \text{Filtro Notch para } q^- .$$

$$\left. \begin{aligned} u_q^- &= V_q^{*-} - V_{qLf}^- \\ X_q^-(k+1) &= A_{dq} \cdot X_q^-(k) + B_{dq} \cdot X_q^-(k) \\ V_{q\ mod}^- &= C_{dq} \cdot X_q^{T-}(k) + D_{dq} \cdot u_q^- \end{aligned} \right\} \text{para el eje } q^- .$$

$$\left. \begin{aligned} V_0 &= V_{aL} + V_{bL} + V_{cL} \\ u_0 &= V_0^* - V_{0L} \\ X_0(k+1) &= A_{R0} \cdot X_0(k) + B_{R0} \cdot X_0(k) \\ V_{0\ mod} &= C_{R0} \cdot X_0^T(k) + D_{R0} \cdot u_0 \end{aligned} \right\} \text{Secuencia Cero.}$$

Para entender las ecuaciones que se presentan, se recomienda ver la Figura 34, en donde se muestra el diagrama de bloques del controlador.

En donde los parámetros anteriores son:

- $u_d^+$ ,  $u_q^+$ ,  $u_d^-$ ,  $u_q^-$  y  $u_0$  son los errores de lazo cerrado para cada controlador.
- $V_d^{*+}$ ,  $V_q^{*+}$ ,  $V_d^{*-}$  y  $V_q^{*-}$  son las tensiones de referencia en sus respectivos ejes, para los controladores de secuencia positiva y negativa.
- $V_0^*$  tensión de referencia para controlador de secuencia cero.
- $V_{dL}^+$ ,  $V_{qL}^+$ ,  $V_{dL}^-$  y  $V_{qL}^-$  son las tensiones de carga antes del filtro Notch.
- $V_{dLf}^+$ ,  $V_{qLf}^+$ ,  $V_{dLf}^-$  y  $V_{qLf}^-$  son las tensiones filtradas luego del filtro Notch.

- $X_d^+(k+1)$ ,  $X_q^+(k+1)$ ,  $X_d^-(k+1)$ ,  $X_q^-(k+1)$ ,  $X_0(k+1)$ ,  $X_d^+(k)$ ,  $X_q^+(k)$ ,  $X_d^-(k)$ ,  $X_q^-(k)$  y  $X_0(k)$  son las variables de estado discretas para cada controlador.
- $X_{d\ notch}^+(k+1)$ ,  $X_{q\ notch}^+(k+1)$ ,  $X_{d\ notch}^-(k+1)$ ,  $X_{q\ notch}^-(k+1)$ ,  $X_{d\ notch}^+(k)$ ,  $X_{q\ notch}^+(k)$ ,  $X_{d\ notch}^-(k)$  y  $X_{q\ notch}^-(k)$  son las variables de estado discretas para el filtro Notch.
- $A_{dq}$ ,  $B_{dq}$ ,  $C_{dq}$  y  $D_{dq}$  son las matrices de espacio de estados del controlador d-q.
- $A_{notch}$ ,  $B_{notch}$ ,  $C_{notch}$  y  $D_{notch}$  son las matrices de espacio de estados del filtro Notch.
- $A_{R0}$ ,  $B_{R0}$ ,  $C_{R0}$  y  $D_{R0}$  son las matrices de espacio de estados del controlador resonante de secuencia cero.
- $V_{d\ mod}^+$ ,  $V_{q\ mod}^+$ ,  $V_{d\ mod}^-$  y  $V_{q\ mod}^-$  son las tensiones a modular expresadas en coordenadas d-q.
- $V_{0\ mod}$  es la tensión de secuencia cero a modular.

De la misma forma que en los controladores anteriores, es necesario volver a las coordenadas  $a-b-c$  antes de entrar al algoritmo de modulación SVM.

Así los pasos a seguir son:

- $V_{d\ mod}^+$ ,  $V_{q\ mod}^+$ ,  $V_{d\ mod}^-$ ,  $V_{q\ mod}^-$  y  $V_{0\ mod}$ , se deben transformar a coordenadas  $\alpha-\beta$ .
- Utilizando la matriz inversa de  $T_{abc-\alpha\beta}$  (2.10) se encuentran las componentes en coordenadas  $a-b-c$ .

Para agregar seguridad al sistema, se incorporó un sistema "anti winding-up".

Dado que este controlador demanda más cálculos se debe aumentar el tiempo de muestreo a  $T_s = 150 \mu s$ .

Luego las entradas al modulador serán:

$$\begin{aligned}
V_a^* &= V_a^+ + V_a^- + \frac{V_0}{3} \\
V_b^* &= V_b^+ + V_b^- + \frac{V_0}{3} \\
V_c^* &= V_c^+ + V_c^- + \frac{V_0}{3}
\end{aligned}
\tag{3.5}$$

Donde:

- $V_a^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase a en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_a^-$  es la componente de secuencia negativa de la fase a en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_b^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase b en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_b^-$  es la componente de secuencia negativa de la fase b en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_c^+$  es la componente de secuencia positiva de la fase c en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_c^-$  es la componente de secuencia negativa de la fase c en coordenadas  $a-b-c$ .
- $V_0$  es la componente de secuencia cero en coordenadas  $a-b-c$ .

Notar que la componente de secuencia cero se divide en partes iguales para las tres fases.

#### 4.3.2.4. *Controlador Resonante*

##### 4.3.2.4.1. Diseño e Implementación

Como estrategia de control alternativa al sistema de control d-q se diseñará un sistema de control resonante.

El controlador debe ser capaz de regular la tensión en la carga. La tensión demandada tiene una amplitud y frecuencia específicas, por lo que el controlador resonante se sintoniza en dicha frecuencia(ver Capítulo 3.2) y se ajusta a dicha referencia.

Se diseña un controlador resonante utilizando *Root Locus* de Matlab, con las siguientes características de sistema :

- Frecuencia de salida para las tres fases de  $\omega_o = 50 \text{ Hz}$  .
- Filtro de salida,  $C_f = 60 \mu\text{F}$  y  $L_f = 6 \text{ mH}$  .
- Tiempo de muestreo  $T_s = 100 \mu\text{s}$  .
- Malla Lead-Lag.
- Considera retardo de una muestra.
- $\omega_{ao} = \omega_{bo} = \omega_{co} = \omega_o = 50 \text{ Hz}$  , es decir frecuencia de salida iguales para las tres fases.

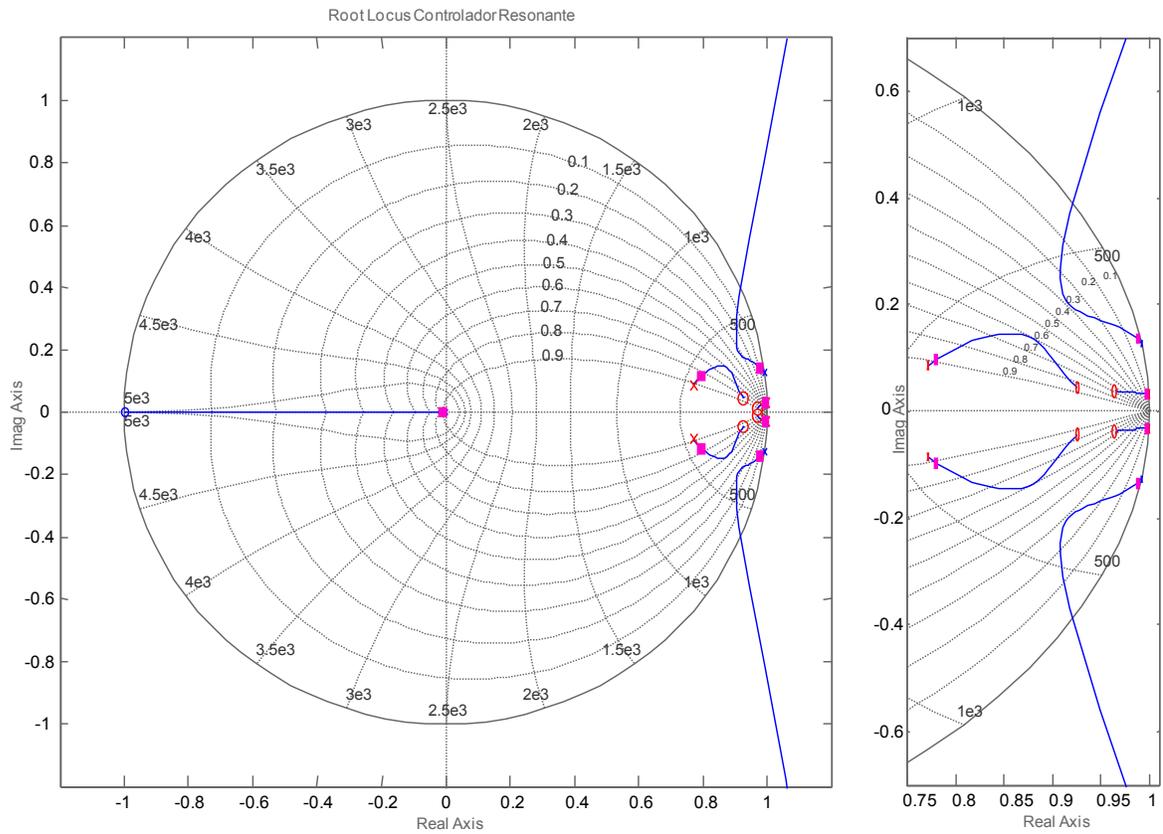
Como se explica en el Capítulo 3.2, se ubica un polo conjugado en  $\omega_o = 50 \text{ Hz}$  , sus ceros conjugados para dar estabilidad, se agrega el polo en el origen que representara el retardo de una muestra, y finalmente la malla Lead-Lag de tal forma que el LGR esté en la zona estable. Así el controlador resonante diseñado posee la siguiente función de transferencia en el plano discreto "z":

$$G_{CR}(z) = 2.5 \cdot \left( \frac{z^2 - 1.938 \cdot z + 0.9392}{z^2 - 1.999 \cdot z + 1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.852 \cdot z + 0.859}{z^2 - 1.544 \cdot z + 0.6033} \right) \quad (3.6)$$

El primer término es la ganancia del controlador, el segundo término representa al controlador resonante y el último término representa la malla Lead-Lag.

El LGR del sistema se presenta en la Figura 47.

El efecto de resonancia o "ganancia infinita" del controlador resonante sintonizado en 50 Hz se puede ver claramente en el diagrama de BODE de la Figura 39.



**Figura 47: LGR del controlador resonante sintonizado en 50 Hz.**

Para implementar este controlador, primero se obtiene el espacio de estados de la función de transferencia presentada. Obteniéndose así las matrices de estado discretas del controlador:

$$A_R = \begin{bmatrix} 0.7718 & 1 & 0 & 0 \\ -0.007612 & 0.7718 & 0.000015 & 0.1369 \\ 0 & 0 & 0.995 & 1 \\ 0 & 0 & -0.0009866 & 0.9995 \end{bmatrix}$$

$$B_R = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.5553 \\ 0 \\ 0.2466 \end{bmatrix}$$

$$C_R = [0.03248 \quad -0.5544 \quad 0.000027 \quad 0.2466]$$

$$D_R = 2.5$$

Así el lazo de control a implementar en espacio de estados, utilizando ecuaciones de diferencia discretas, se expresa como:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= V_a^* - V_{aL} \\ X_a(k+1) &= A_R \cdot X_a(k) + B_R \cdot X_a(k) \\ V_a &= C_R \cdot X_a^T(k) + D_R \cdot u_a \end{aligned} \right\}, \text{ para la fase a.}$$

$$\left. \begin{aligned} u_b &= V_b^* - V_{bL} \\ X_b(k+1) &= A_R \cdot X_b(k) + B_R \cdot X_b(k) \\ V_b &= C_R \cdot X_b^T(k) + D_R \cdot u_b \end{aligned} \right\}, \text{ para la fase b.}$$

$$\left. \begin{aligned} u_c &= V_c^* - V_{cL} \\ X_c(k+1) &= A_R \cdot X_c(k) + B_R \cdot X_c(k) \\ V_c &= C_R \cdot X_c^T(k) + D_R \cdot u_c \end{aligned} \right\}, \text{ para la fase c.}$$

En donde los parámetros anteriores son:

- $u_a$ ,  $u_b$  y  $u_c$  son los errores de lazo cerrado para cada controlador, de cada fase.
- $V_a^*$ ,  $V_b^*$  y  $V_c^*$  son las tensiones de referencia para cada fase.
- $V_{aL}$ ,  $V_{bL}$  y  $V_{cL}$  son las tensiones de la carga referidas al neutro.
- $X_a(k+1)$ ,  $X_b(k+1)$ ,  $X_c(k+1)$ ,  $X_a(k)$ ,  $X_b(k)$  y  $X_c(k)$  son las variables de estado discretas para cada controlador.
- $A_R$ ,  $B_R$ ,  $C_R$  y  $D_R$  son las matrices de espacio de estados del controlador resonante.
- $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  son las tensiones a modular.

Para agregar seguridad al sistema, se incorporó un sistema "anti winding-up".

Luego las entradas al modulador serán:

$$\begin{aligned}V_{an}^* &= V_a \\V_{bn}^* &= V_b \\V_{cn}^* &= V_c\end{aligned}\tag{3.7}$$

El controlador presentado es capaz de regular secuencia positiva, negativa y secuencia cero, como se muestra más adelante.

En este trabajo se presentan fuertes variaciones y desbalances en la carga, entre las cuales están las cargas no lineales, que dado su comportamiento no lineal introducen una cantidad importante de distorsión. Es por esto que se diseñará un controlador resonante multivariable, con el fin de eliminar las armónicas no deseadas.

#### **4.3.2.5. Controlador Resonante Multivariable**

##### 4.3.2.5.1. Diseño e Implementación

El sistema de control presentado anteriormente, permite diseñar un controlador con más de un polo resonante. Esto, para poder eliminar la distorsión de armónicas en la carga. El diseño de este tipo de controlador es similar al del controlador resonante simple.

Se diseñó un controlador resonante, utilizando *Root Locus* de Matlab, con las siguientes características de sistema :

- Filtro de salida,  $C_f = 60 \mu F$  y  $L_f = 6 mH$  .
- Tiempo de muestreo  $T_s = 150 \mu s$  .
- Malla Lead-Lag.
- Considerando retardo de una muestra.
- $\omega_{ao} = \omega_{bo} = \omega_{co} = \omega_o = 50 Hz$  como frecuencias de salida en cada fase (se pueden poner distintas de ser necesario).
- Se desean eliminar las componentes: componente continua, 2<sup>da</sup>, 4<sup>ta</sup>, 5<sup>ta</sup> armónicas.

Como se explica anteriormente en el Capítulo 3.2, se ubica un polo conjugado en  $\omega_{o1} = 50 \text{ Hz}$ , un polo en  $\omega_{o0} = 0 \text{ Hz}$  es decir en el borde del círculo unitario en 1 (eje real), un polo conjugado en  $\omega_{o2} = 100 \text{ Hz}$ , un polo conjugado en  $\omega_{o4} = 200 \text{ Hz}$ , un polo conjugado en  $\omega_{o5} = 250 \text{ Hz}$ , y también sus ceros conjugados para dar estabilidad.

Se agrega además el polo en el origen que representara el retardo computacional, y finalmente la malla Lead-Lag de tal forma que el LGR esté en la zona estable.

Así el controlador resonante multivariable diseñado posee la siguiente función de transferencia en el plano discreto "z":

$$G_{CR\ multi}(z) = 2.2 \cdot \left( \frac{z-0.9849}{z-1} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.687 \cdot z + 0.7127}{z^2 - 1.997 \cdot z + 0.9993} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.821 \cdot z + 0.8303}{z^2 - 1.991 \cdot z + 0.999} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.94 \cdot z + 0.9489}{z^2 - 1.962 \cdot z + 0.9997} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.939 \cdot z + 0.9711}{z^2 - 1.941 \cdot z + 9996} \right) \cdot \left( \frac{z^2 - 1.917 \cdot z + 0.9729}{z^2 - 0.5312 \cdot z + 0.1529} \right) \quad (3.8)$$

El primer término es la ganancia del controlador, el segundo término representa al controlador resonante para eliminar la componente continua, el tercer término representa al controlador resonante para regular la componente fundamental, el cuarto término representa al controlador resonante para eliminar la 2<sup>da</sup> armónica, el quinto término representa al controlador resonante para eliminar la 4<sup>ta</sup> armónica, el sexto término representa al controlador resonante para eliminar la 5<sup>ta</sup> armónica, y el último término representa la malla Lead-Lag.

El LGR del sistema se presenta en la Figura 48. El efecto de resonancia o "ganancia infinita" del controlador resonante sintonizado en varias frecuencias se puede ver claramente en el diagrama de BODE de la Figura 49.

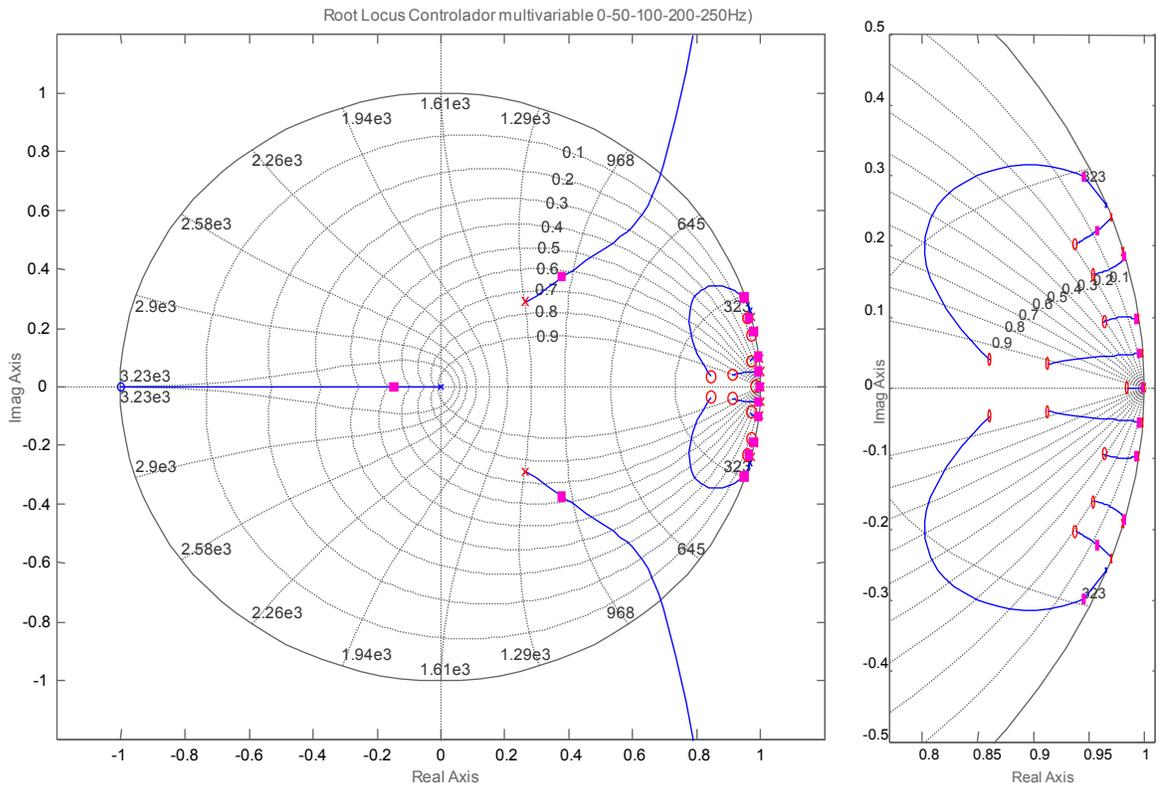


Figura 48: LGR del controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz,100 Hz,200 Hz y 250 Hz.

### Bode Diagram

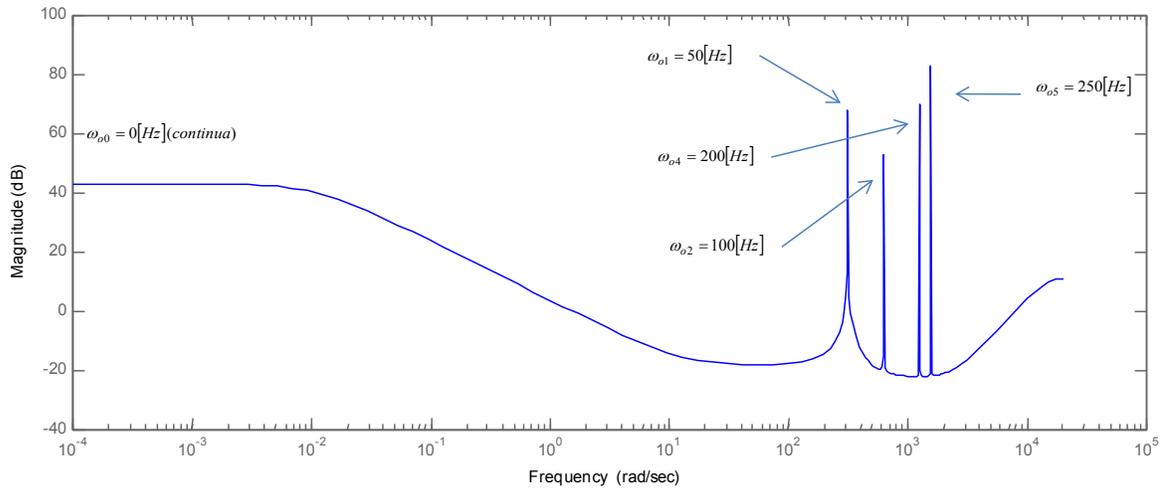


Figura 49: Diagrama de BODE del controlador resonante multivariable implementado.

Se puede apreciar en la Figura 49, que al agregar el polo en 0 Hz, las ganancias disminuyen con respecto al controlador multivariable presentado en Figura 42b. Esto en parte se debe a la cercanía entre los polos y ceros y también a la resolución alcanzada por la metodología implementada.

Para implementar este controlador, primero se obtiene el espacio de estados de la función de transferencia presentada. Obteniéndose así las matrices de estado discretas del controlador:

$$A_R = \begin{bmatrix} 0.2656 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.08237 & 0.2656 & -0.00192 & 0.447 & 0.02846 & 0.2583 & -0.1775 & 0.01211 & 0.08608 & 0.2228 & 0.1336 \\ 0 & 0 & 0.9948 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.009457 & 0.9948 & 0.01075 & 0.09758 & -0.06707 & 0.004575 & 0.03252 & 0.08417 & 0.05048 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9985 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.002369 & 0.9985 & -0.03899 & 0.00266 & 0.0189 & 0.04893 & 0.02935 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9703 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.05798 & 0.9703 & 0.01294 & 0.0335 & 0.0201 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.981 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0374 & 0.981 & 0.02697 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_R = \begin{bmatrix} 0 \\ 2.175 \\ 0 \\ 0.8219 \\ 0 \\ 0.4778 \\ 0 \\ 0.3272 \\ 0 \\ 0.4391 \\ 0.2457 \end{bmatrix}$$

$$C_R = [0.2557 \quad -1.169 \quad -0.001933 \quad 0.452 \quad 0.02878 \quad 0.2612 \quad -0.1795 \quad 0.01225 \quad 0.08705 \quad 0.2253 \quad 0.1351]$$

$$D_R = 2.2$$

Así el lazo de control a implementar en espacio de estados, utilizando ecuaciones de diferencia discretas, se expresa como:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= V_a^* - V_{aL} \\ X_a(k+1) &= A_R \cdot X_a(k) + B_R \cdot X_a(k) \\ V_a &= C_R \cdot X_a^T(k) + D_R \cdot u_a \end{aligned} \right\}, \text{ para la fase a.}$$

$$\left. \begin{aligned} u_b &= V_b^* - V_{bL} \\ X_b(k+1) &= A_R \cdot X_b(k) + B_R \cdot X_b(k) \\ V_b &= C_R \cdot X_b^T(k) + D_R \cdot u_b \end{aligned} \right\}, \text{ para la fase b.}$$

$$\left. \begin{aligned} u_c &= V_c^* - V_{cL} \\ X_c(k+1) &= A_R \cdot X_c(k) + B_R \cdot X_c(k) \\ V_c &= C_R \cdot X_c^T(k) + D_R \cdot u_c \end{aligned} \right\}, \text{ para la fase c.}$$

En donde los parámetros anteriores son:

- $u_a$ ,  $u_b$  y  $u_c$  son los errores de lazo cerrado para cada controlador, de cada fase.
- $V_a^*$ ,  $V_b^*$  y  $V_c^*$  son las tensiones de referencia para cada fase.
- $V_{aL}$ ,  $V_{bL}$  y  $V_{cL}$  son las tensiones de la carga referidas al neutro.
- $X_a(k+1)$ ,  $X_b(k+1)$ ,  $X_c(k+1)$ ,  $X_a(k)$ ,  $X_b(k)$  y  $X_c(k)$  son las variables de estado discretas para cada controlador.
- $A_R$ ,  $B_R$ ,  $C_R$  y  $D_R$  son las matrices de espacio de estados del controlador resonante.
- $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  son las tensiones a modular.

Se puede notar que el orden de las matrices aumenta considerablemente, por lo que la carga computacional también aumenta.

El polinomio de la función de transferencia para este diseño es de orden 11. También se debe considerar que al agregar más polos al sistema, se incrementa la sensibilidad al ruido y a perturbaciones. Es decir mientras más grande el orden del sistema, más complejo es realizar un diseño

que sea estable experimentalmente. Sin embargo, se logró una configuración del LGR estable y que cumpliera con su propósito, es decir que eliminara las componentes armónicas seleccionadas.

De la misma forma que en los otros controladores, se incorporó un sistema "anti winding-up" para brindar seguridad al sistema.

Luego las entradas al modulador serán:

$$\begin{aligned}V_{an}^* &= V_a \\V_{bn}^* &= V_b \\V_{cn}^* &= V_c\end{aligned}\tag{4.9}$$

A continuación se compararán los desempeños de los distintos controladores, para mostrar así sus principales ventajas y desventajas ante distintas perturbaciones en la carga.

## Capítulo V.- Resultados Experimentales

### 5.1. Desempeño de los controladores

En este capítulo se muestran las respuestas dinámicas y estacionarias experimentales de los controladores presentados en este trabajo, cuando la carga es sometida a distintas perturbaciones. Las pruebas realizadas al sistema representan posibles situaciones a las que el conversor puede verse enfrentado al alimentar una carga trifásica.

#### 5.1.1. Cambio de referencia

Esta prueba consiste en cambiar la tensión de referencia del controlador. Es necesario evaluar el desempeño tanto cuando la referencia cambia a un valor superior, como cuando cambia a un valor inferior como muestra la Figura 50. La Figura 51 muestra la respuesta al escalón de tensión de referencia aplicado en  $t = 1.2 s$ . El primer escalón aplicado es de 5 V a 50 V. El escalón aplicado no se aplicó desde 0 V con el fin de evitar un daño en el MC. La Figura 52 muestra la respuesta al escalón de tensión de referencia aplicado en  $t = 2.4 s$ , en donde el escalón es de 50 V a 15 V. Se puede apreciar en la Figura 51a que el controlador d-q llega a la referencia primero que el resto de los controladores tomándole solo 20 ms, es decir un ciclo, sin embargo, presenta una perturbación notoria provocada por el escalón de tensión. En la Figura 51b y Figura 51c, se puede ver que los controladores d-q de secuencia positiva y negativa, y d-q de secuencia positiva, negativa y cero ( $d-q \pm$  y  $d-q-0$ ) obtienen el mejor desempeño para esta prueba, teniendo una respuesta regulada y rápida tomándoles 35 ms, es decir casi dos ciclos. Finalmente la Figura 51d muestra la respuesta del controlador resonante el cual tiene una respuesta rápida al igual que los otros controladores pero no es capaz de regular el impacto de la misma forma en que lo hacen los controladores  $d-q \pm$  y  $d-q-0$ .

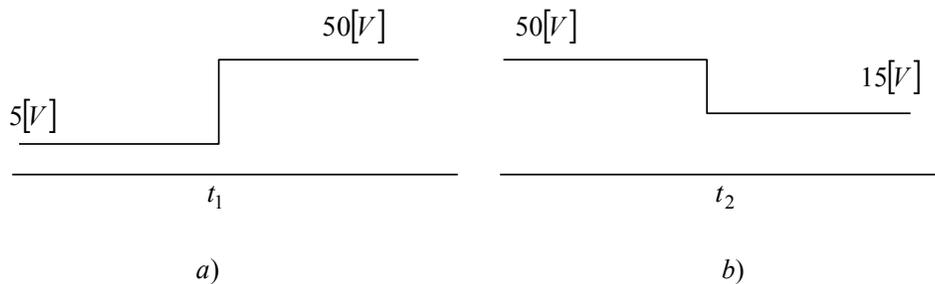
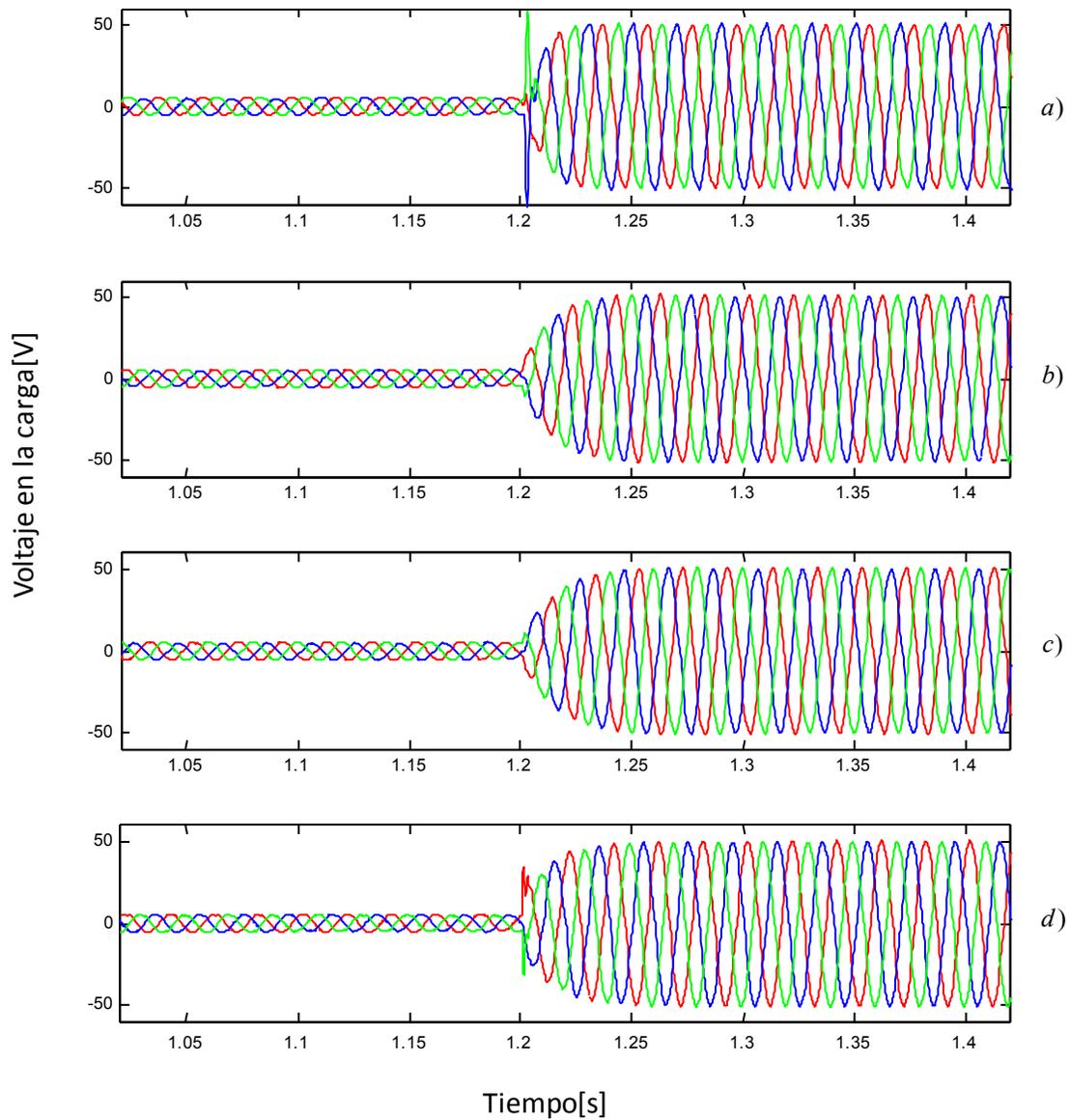
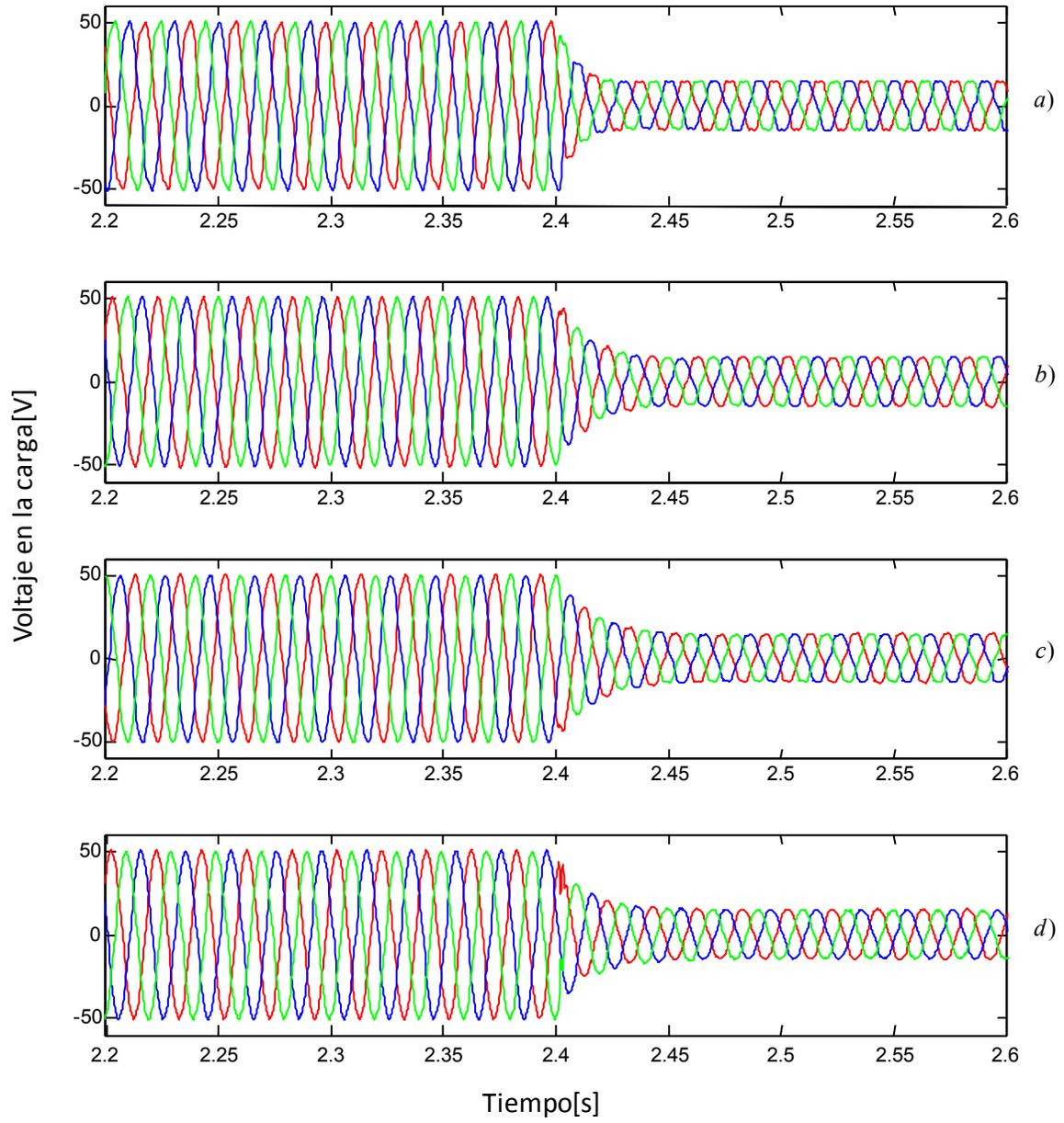


Figura 50: Escalones aplicados en la prueba de cambio de referencia. a) Escalón de tensión de 5 V a 50 V. b) Escalón de tensión de 50 V a 15 V.



**Figura 51: Cambio de referencia de 5 V a 50 V. a) Controlador d-q, b) Controlador d-q  $\pm$ , c) Controlador d-q-0, d) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.**

Se puede apreciar comparando la Figura 51 con la Figura 52, que el desempeño de todos los controladores es mejor para un escalón negativo (Figura 50b) que para un escalón positivo (Figura 50a). El controlador d-q convencional alcanza la referencia en  $20\text{ ms}$ , siendo el más rápido y con una buena regulación.



**Figura 52: Cambio de referencia de 50 V a 15 V. a) Controlador d-q, b) Controlador d-q  $\pm$ , c) Controlador d-q-0, d) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.**

### 5.1.2. Impactos de carga balanceado

En esta sección se mostrarán los desempeños de los controladores frente a impactos de carga balanceados, es decir, que en las tres fases se realizara el mismo impacto o perturbación.

#### 5.1.2.1. Impacto de carga Resistiva

Esta prueba consiste en conectar en paralelo a la carga balanceada, un banco de resistencias trifásico. La Figura 53 muestra el desempeño de los controladores frente al impacto de carga resistiva.

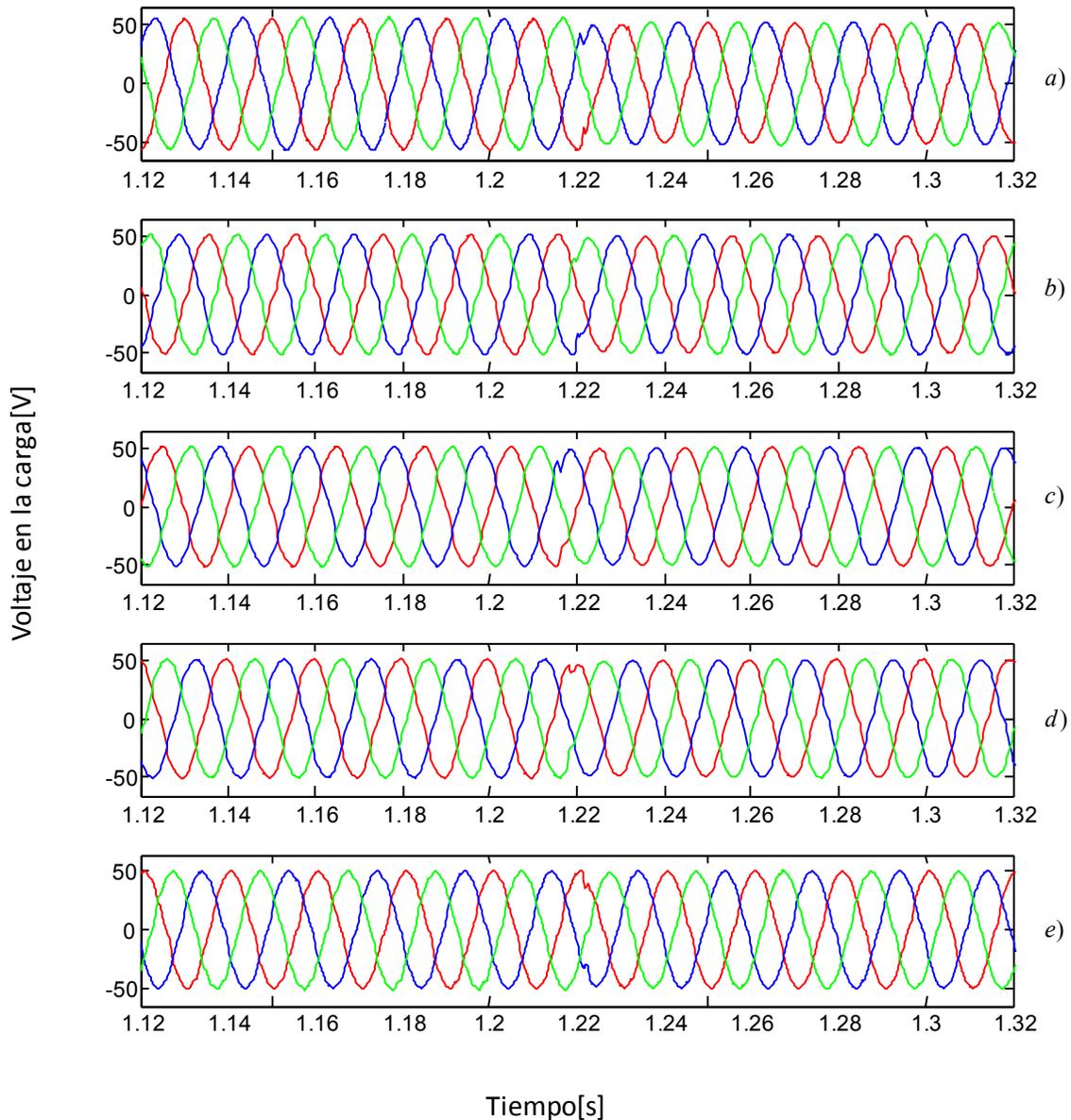
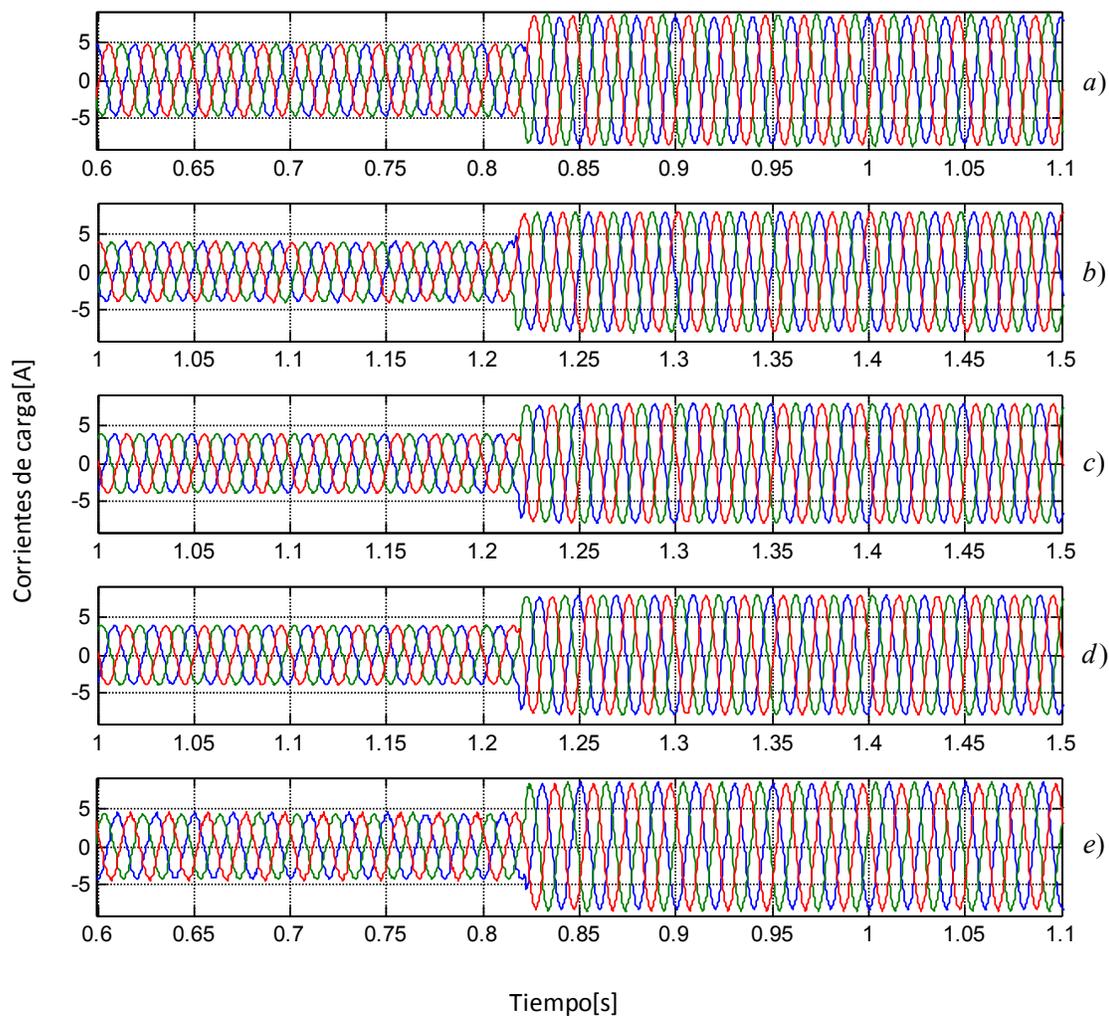


Figura 53: Impacto balanceado de carga resistiva en tres fases. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q  $\pm$ , d) Controlador d-q=0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.

Se conectó en paralelo un banco con los mismos valores iniciales de tal forma de disminuir la impedancia total a la mitad y así aumentar las corrientes circulantes. La Figura 72a muestra las conexiones del sistema experimental, para poder realizar la prueba. La Figura 54 muestra las corrientes en la carga antes y después de aplicar el impacto.



**Figura 54: Corrientes en la carga durante el impacto resistivo balanceado. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q  $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.**

Se puede ver que los controladores reaccionan de manera similar sin grandes diferencias ante el impacto de carga resistiva balanceado.

### 5.1.2.2. Impacto de desconexión de la carga

En esta prueba se procede a la desconexión de las tres fases de carga. Como se explicó anteriormente este es la peor situación a la que el convertidor se puede someter. La Figura 55 muestra el desempeño de los controladores. Se puede apreciar que todos los controladores son capaces de enfrentar este impacto de una manera adecuada y que en estado estacionario regulan perfectamente esta condición. La Figura 56 muestra el comportamiento en las corrientes al realizar el impacto a la salida del MC.

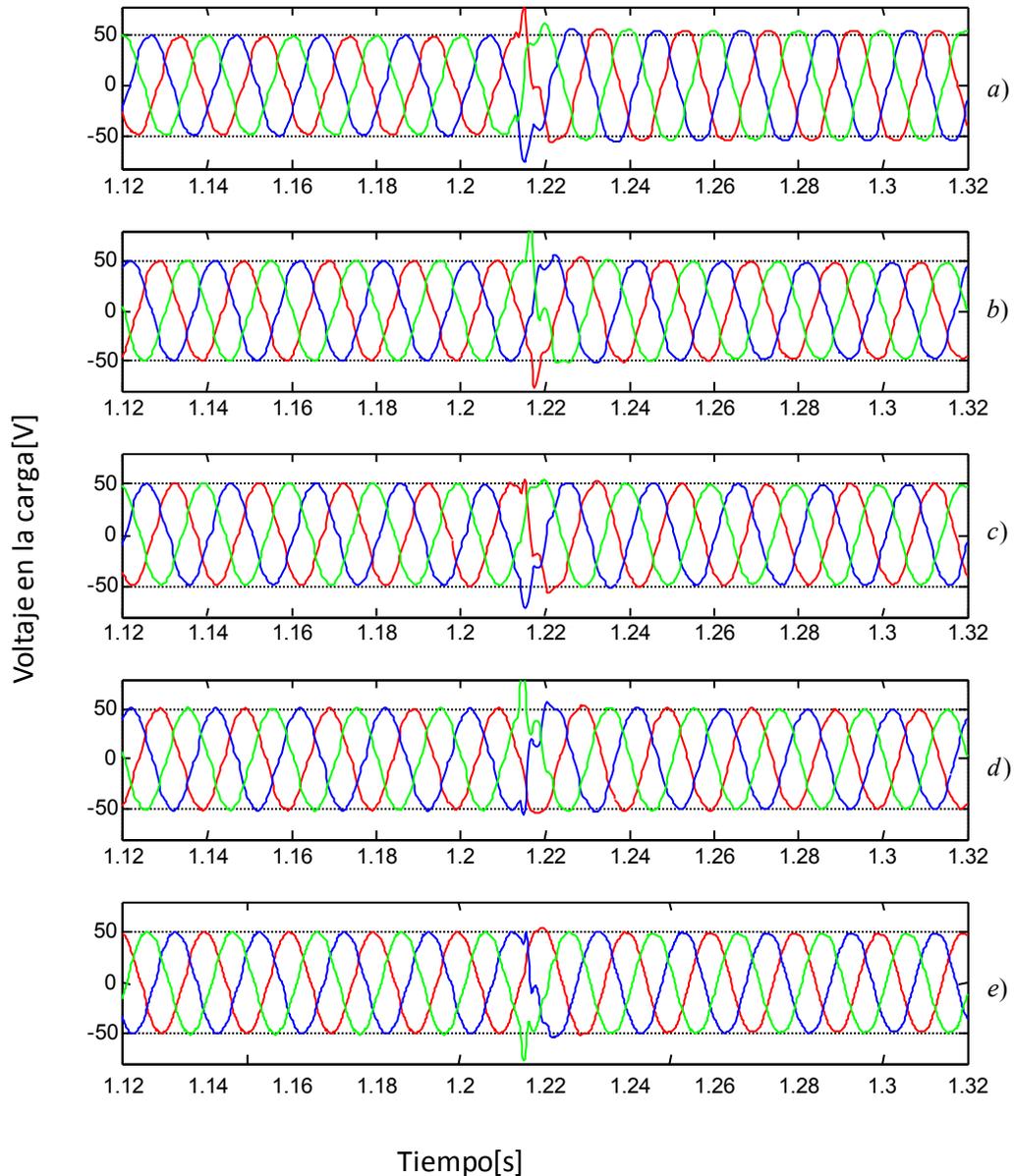
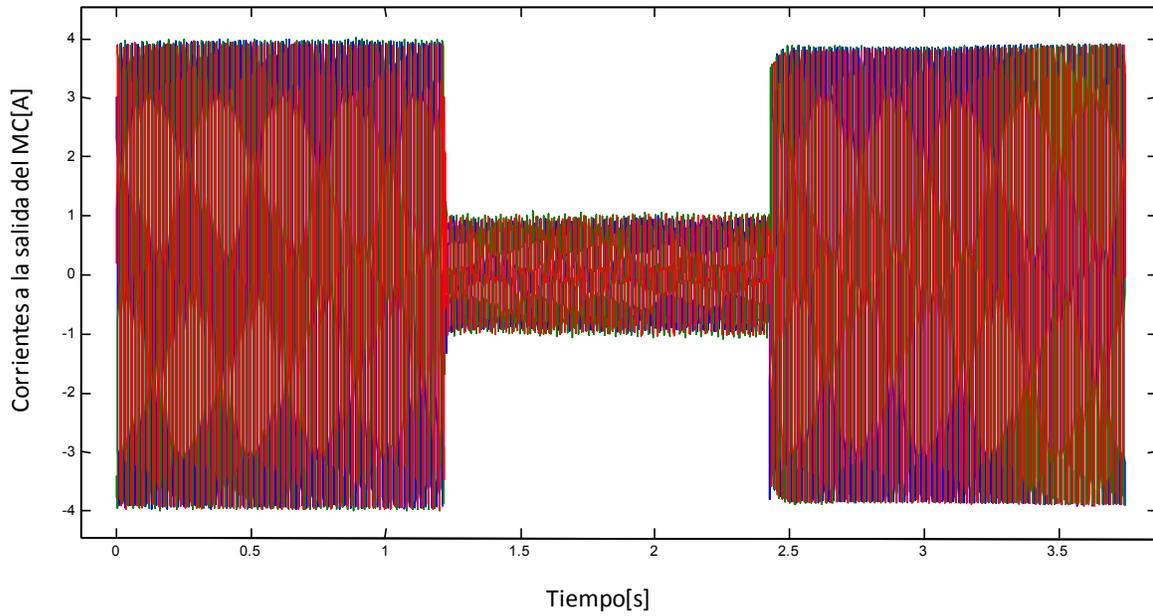
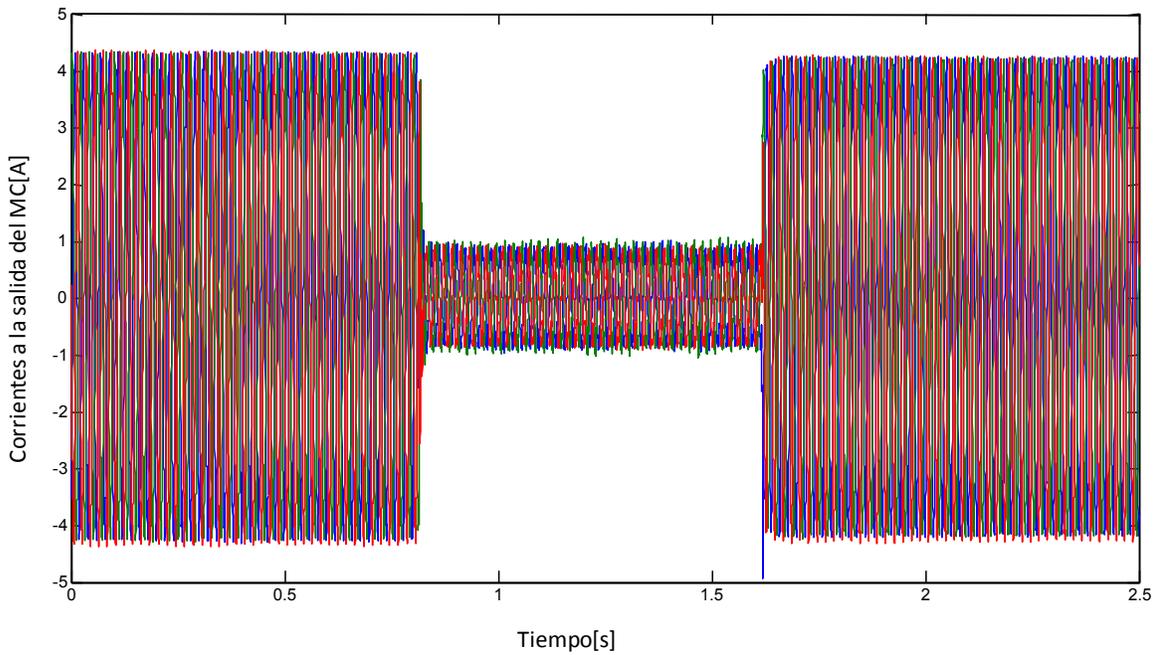


Figura 55: Impacto balanceado de desconexión de carga en tres fases. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q  $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.



**Figura 56: Corrientes a la salida del MC durante la conexión y desconexión de la carga trifásica utilizando d-q-0.**



**Figura 57: Corrientes a la salida del MC durante la conexión y desconexión de la carga trifásica utilizando controlador resonante.**

Se puede apreciar en la Figura 56 y en la Figura 57, que al desconectar la carga el flujo de corriente disminuye, pero no llega a cero, esto dada las corrientes que circulan por el filtro de salida. El esquema de conexión utilizado se muestra en la Figura 72b.

### 5.1.2.3. Estado estacionario al alimentar una carga altamente no lineal

Esta es una de las instancias más difíciles de controlar, dado el alto índice de distorsión armónica agregado por la carga no lineal. La carga conectada es un diodo de potencia con una resistencia en serie como muestra la Figura 72c. La Figura 58 muestra el desempeño de los controladores en estado estacionario alimentando una carga altamente no lineal .

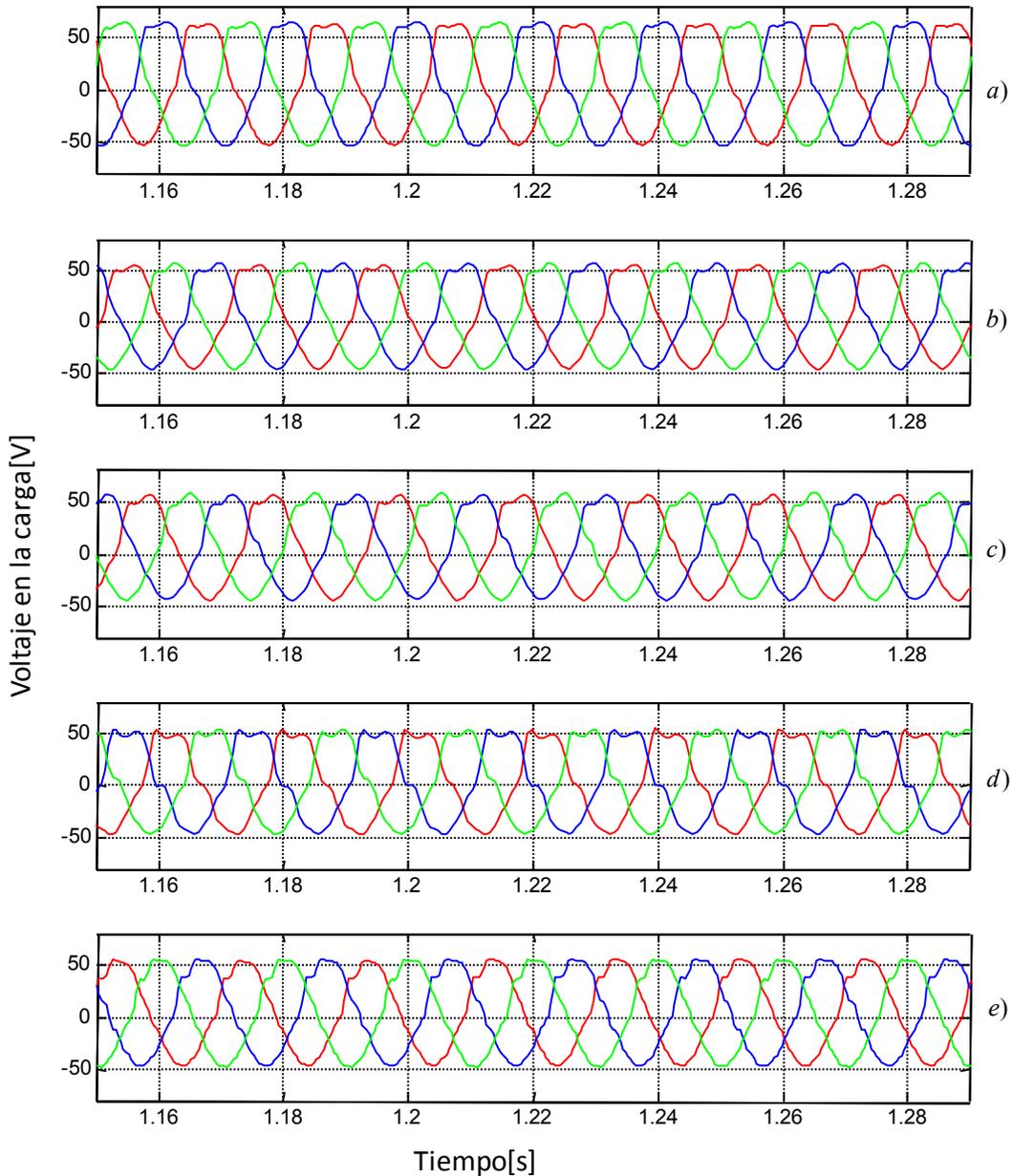
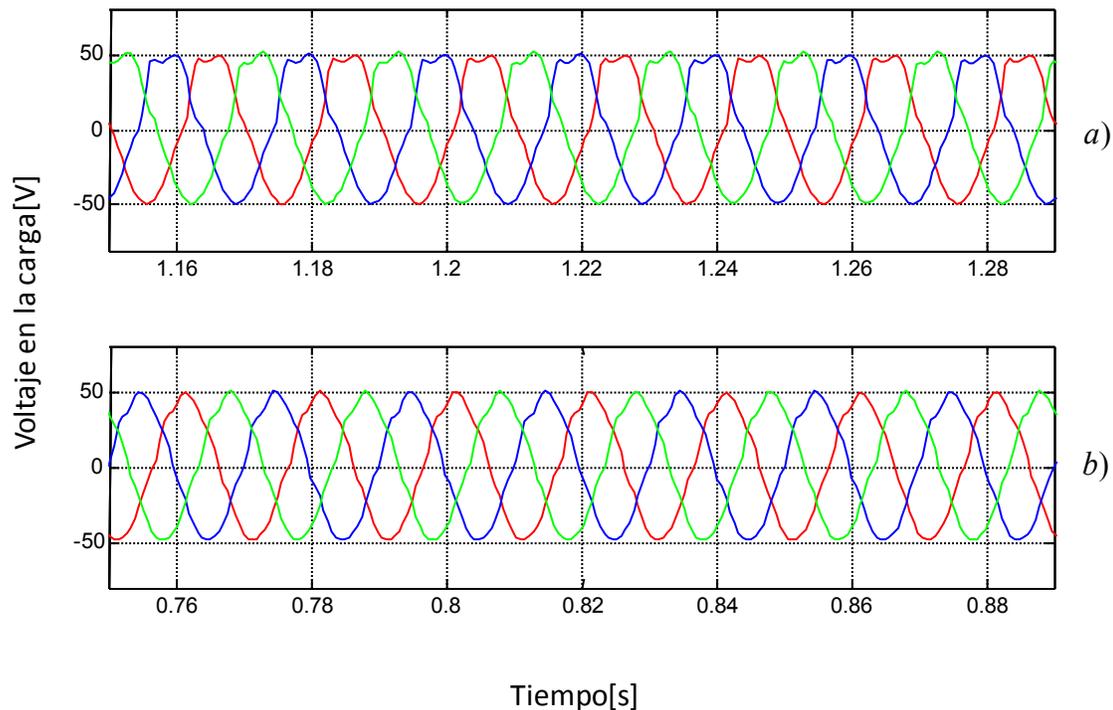


Figura 58: Estado estacionario al aplicar carga altamente no lineal en tres fases. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q  $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.

Como se ve en la Figura 58 ninguno de los controladores puede regular de una manera aceptable la distorsión armónica. Los que presentan un mejor desempeño son, el controlador  $d-q-0$  y el resonante, por lo que a continuación se presentan los resultados de controlador  $d-q-0$  con un filtro extra y el controlador resonante multivariable para ver su desempeño ante la alta distorsión introducida por la carga no lineal(ver Figura 59).



**Figura 59:** Estado estacionario de conexión de carga no lineal en tres fases. a) Controlador  $d-q-0$  con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz , 50 Hz , 100 Hz , 200 Hz y 250 Hz.

Se puede apreciar en la Figura 59 que el controlador resonante multivariable es quien presenta la menor distorsión de la onda en comparación a los otros controladores, que si bien algunos alcanzan la referencia de tensión la calidad de la onda regulada es bastante baja presentando un alto índice de distorsión (ver Capítulo 5.2).

### 5.1.3. Impactos de carga desbalanceado

En esta sección se mostrarán los efectos de perturbar la carga en forma desbalanceada. Se verá la dependencia entre las fases al perturbar una, en estado estacionario y la respuesta al impacto.

#### 5.1.3.1. Impacto de carga Resistivo a una fase

En esta prueba se conecta en paralelo a la fase b (Azul) una carga resistiva en  $t = 1.22s$  (ver Figura 72d). La Figura 60 muestra el desempeño de los controladores. Se puede apreciar que el controlador  $d-q$  convencional y el  $d-q_{\pm}$  no son capaces de eliminar la componente de secuencia cero.

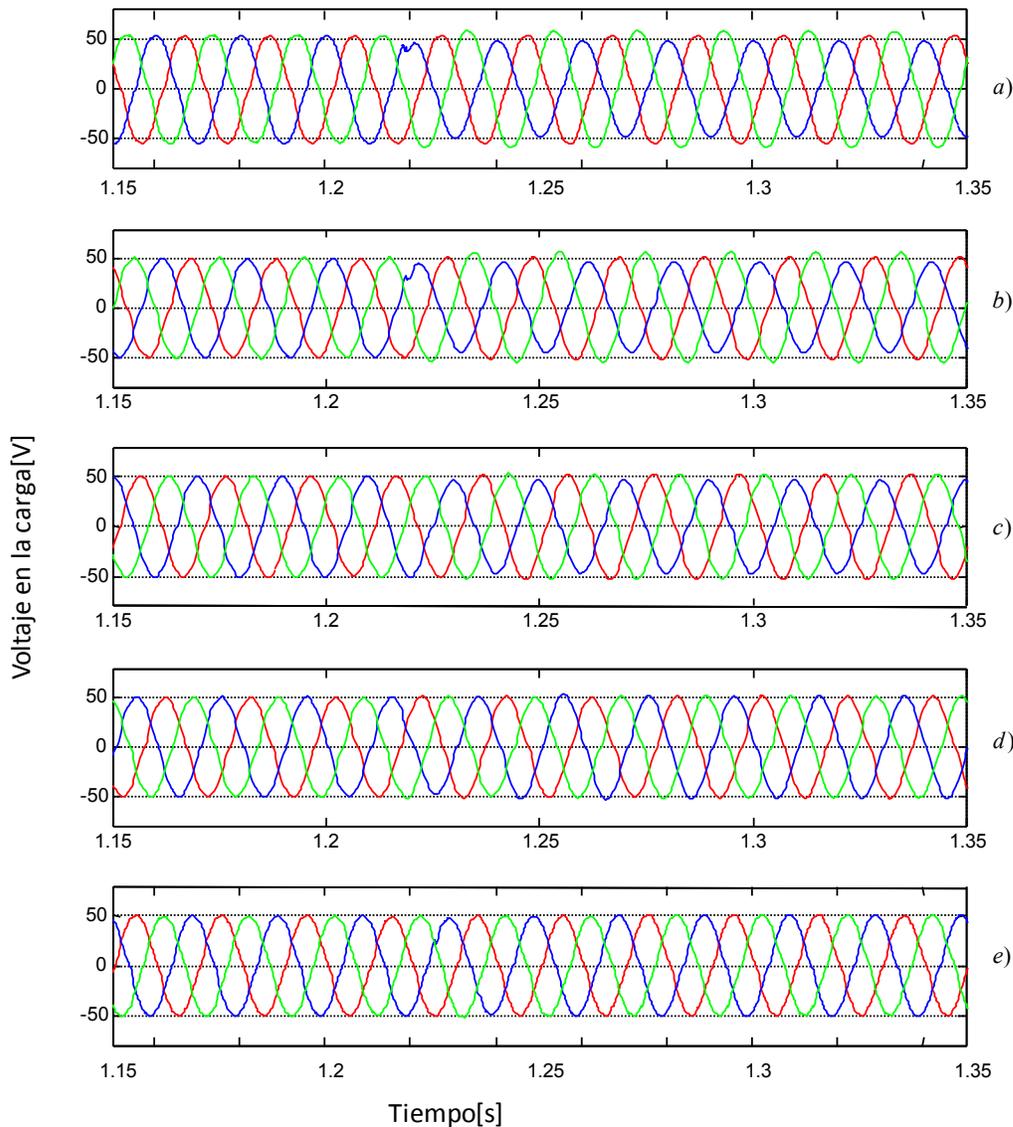
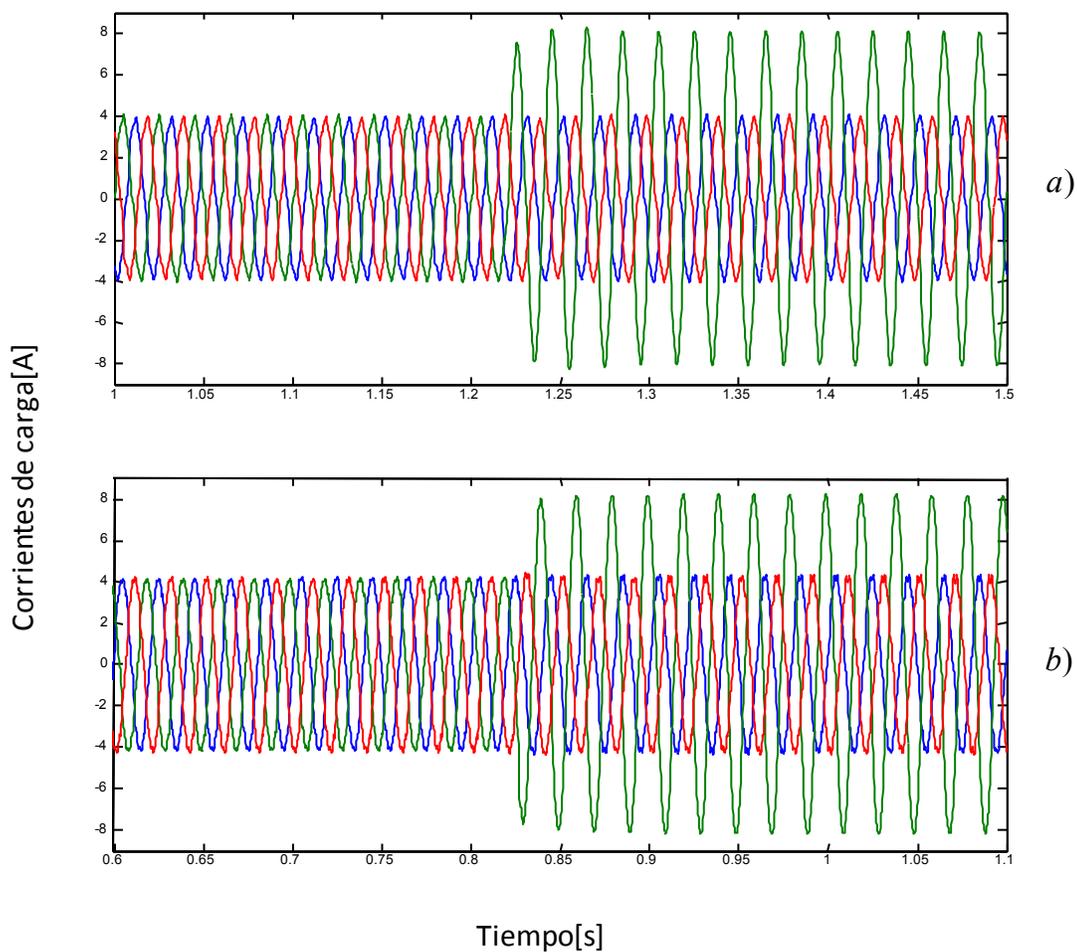


Figura 60: Impacto de carga resistivo desbalanceado. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador  $d-q$ , c) Controlador  $d-q_{\pm}$ , d) Controlador  $d-q-0$ , e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.

Se puede ver además que el controlador resonante tiene una mejor respuesta transitoria y en estado estacionario que el controlador  $d-q-0$ , presentando una mejor regulación.



**Figura 61: Corrientes en la carga al aplicar un impacto de carga resistivo en una fase. a) Controlador d-q-0, b) Controlador resonante.**

Las corrientes en la Figura 61a y Figura 61b, son bastante similares y de buena calidad, sin embargo la calidad de la forma de onda de tensión es superior para el controlador resonante ya que posee menos rizado o "ripple" en su forma de onda (ver Figura 60e).

### 5.1.3.2. Impacto Inductivo y Capacitivo

Esta prueba consiste en conectar dos de las tres fases un tipo de carga distinto. En la fase a (roja) se conecta en paralelo una inductancia con una resistencia en serie ( $60\text{ mH} + 10\Omega$ ). En la fase c (verde) se conecta en paralelo un condensador ( $60\mu\text{F}$ ) como se aprecia en la Figura 72e. La Figura 62 muestra el desempeño de los controladores en el momento del impacto  $t = 1.22\text{ s}$  y en estado estacionario.

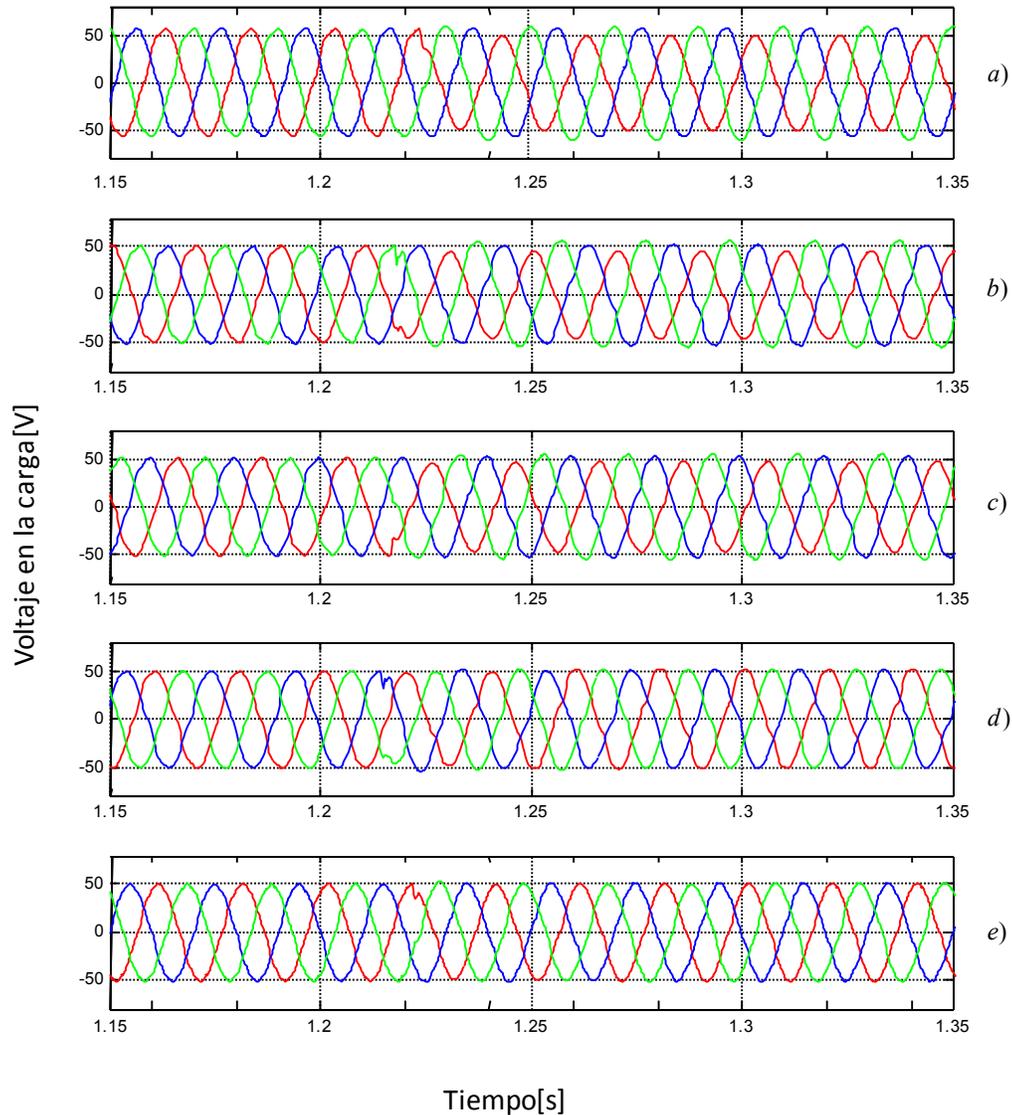
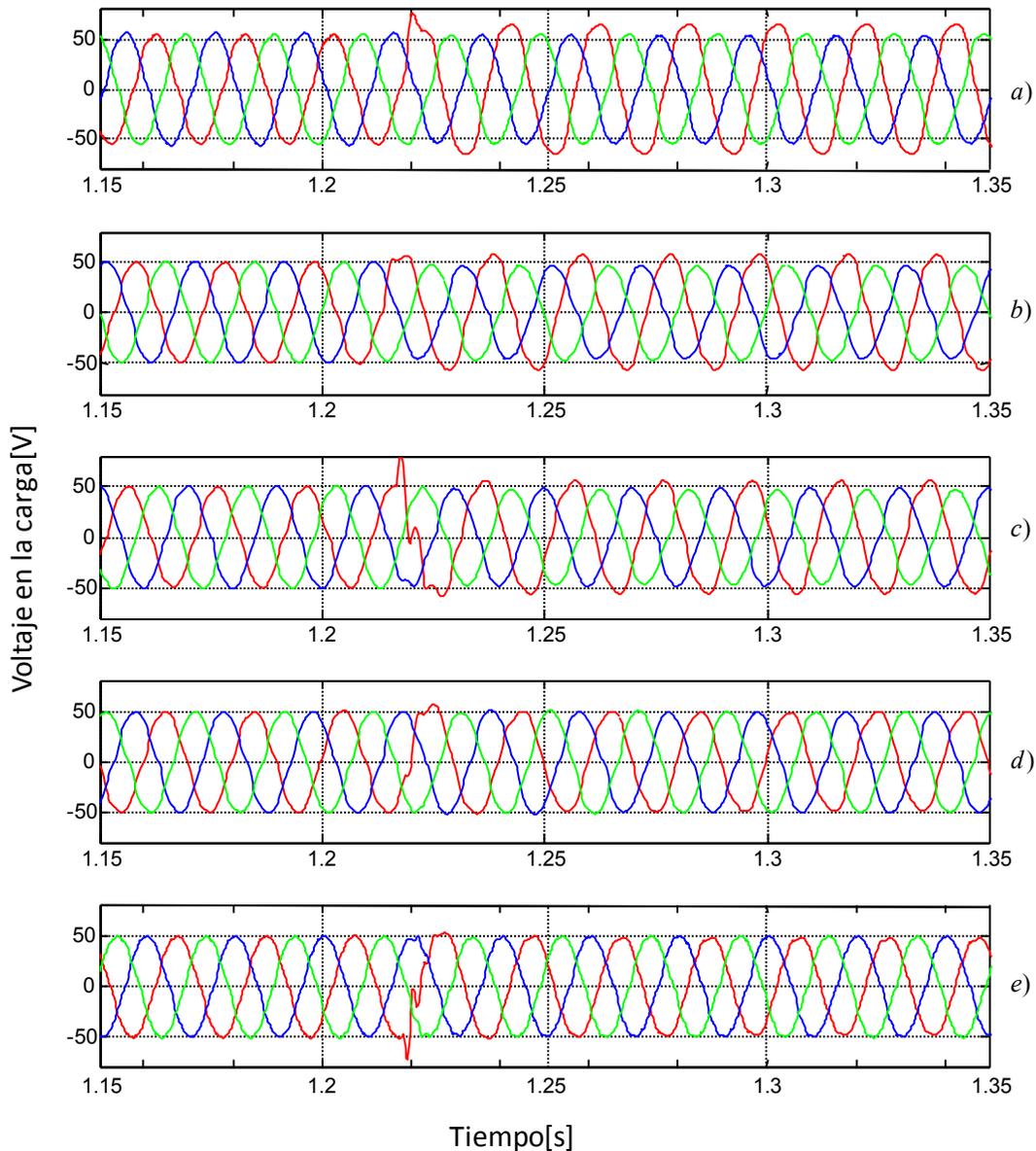


Figura 62: Impacto de carga resistivo-capacitivo-inductivo desbalanceado. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q  $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.

Se puede ver en la Figura 62 que ni el controlador d-q convencional de secuencia positiva ni el controlador  $d-q \pm$  son capaces de regular la secuencia cero. El controlador resonante y el  $d-q-0$  regulan muy bien la tensión de la carga. Se ve en la Figura 62 que e) posee una mejor calidad de onda.

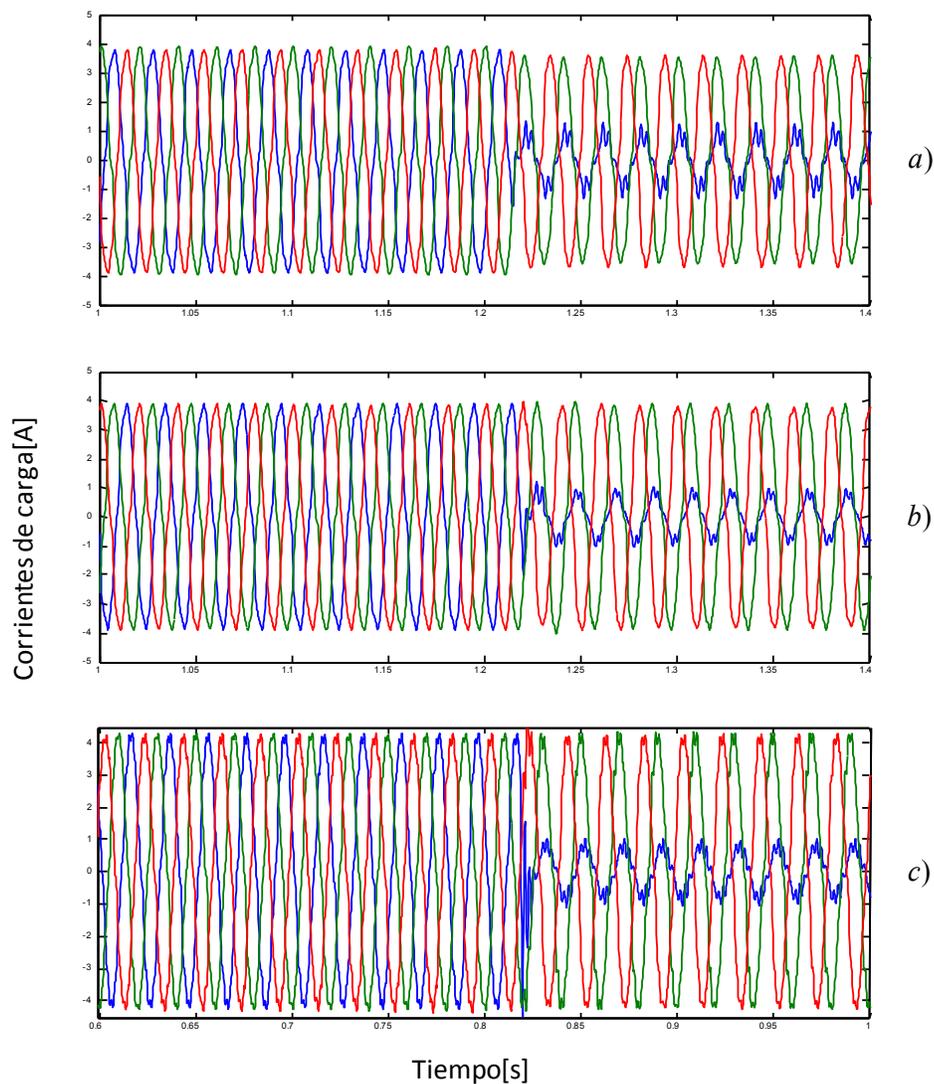
### 5.1.3.3. Impacto de desconexión de carga en una fase

Esta prueba consiste en desconectar de una fase la carga (ver Figura 72b). La Figura 63 muestra el desempeño de los controladores al desconectar una carga.



**Figura 63: Impacto de carga desbalanceado, desconexión de la carga en una fase. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador  $d-q \pm$ , d) Controlador  $d-q-0$ , e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.**

Se puede apreciar que ni el controlador d-q convencional, ni el controlador  $d-q \pm$  pueden controlar la componente de secuencia cero. Nuevamente el controlador resonante y el controlador  $d-q-0$  son los que tienen mejor desempeño. Al tratarse de una perturbación desequilibrada, en la Figura 64 se muestran las corrientes para los controladores. Se puede apreciar que el controlador  $d-q-0$  puede controlar de mejor forma la perturbación casi no afectando a las otras fases tomando en cuenta las corrientes. El controlador resonante también lo logra, pero con una mayor distorsión en la corriente (ver Figura 64c). Sin embargo el controlador resonante posee menos distorsión en la tensión.



**Figura 64:** Corrientes a la salida del convertidor cuando se desconecta una carga. a) Controlador  $d-q \pm$ , b) Controlador  $d-q-0$ , c) Controlador Resonante.

#### 5.1.3.4. Impacto de carga altamente no lineal

Esta prueba consiste en conectar una carga altamente no lineal en una fase como muestra la Figura 72f (diodo + resistencia en serie). La Figura 65 muestra el desempeño de los controladores ante este impacto.

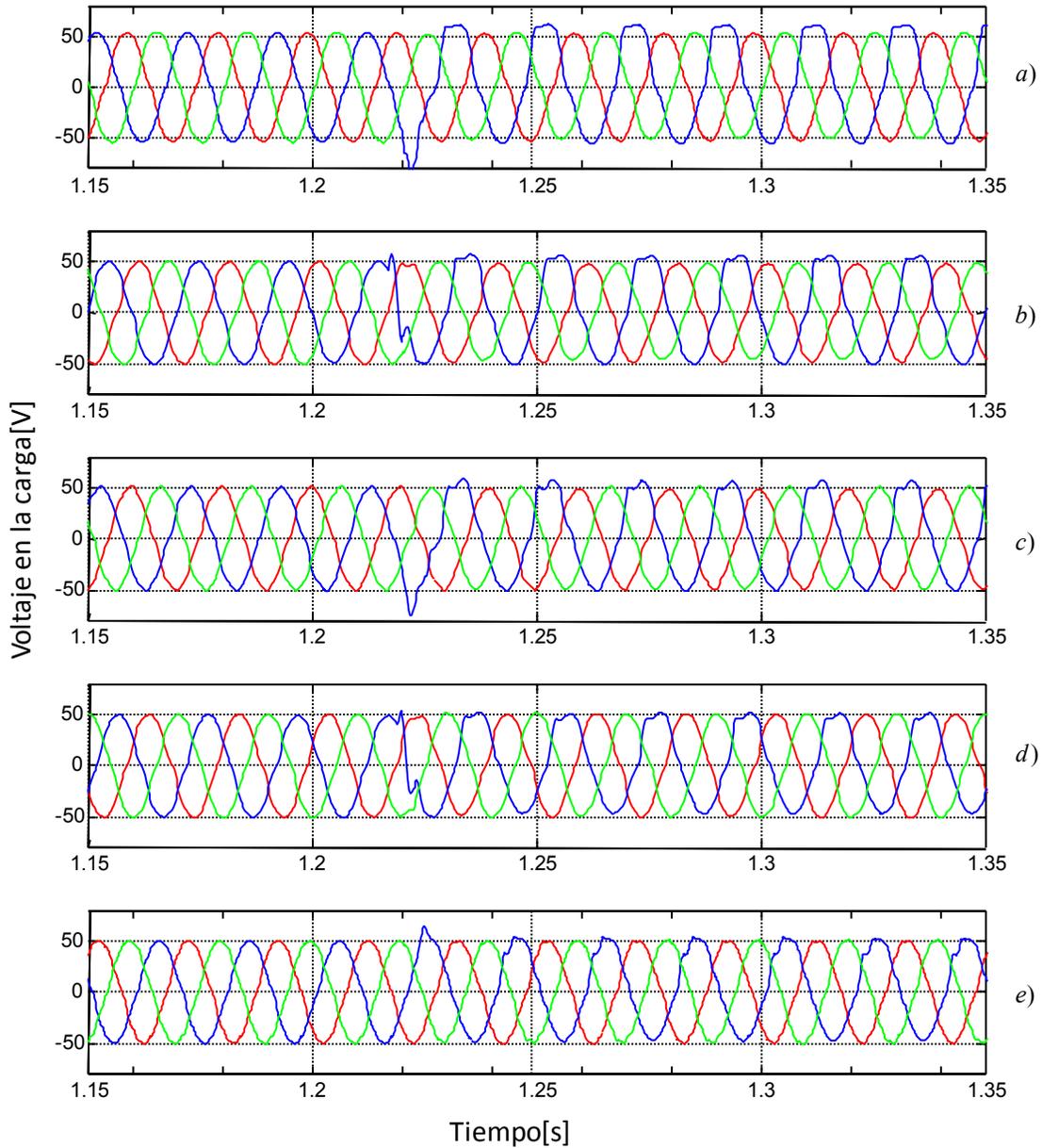
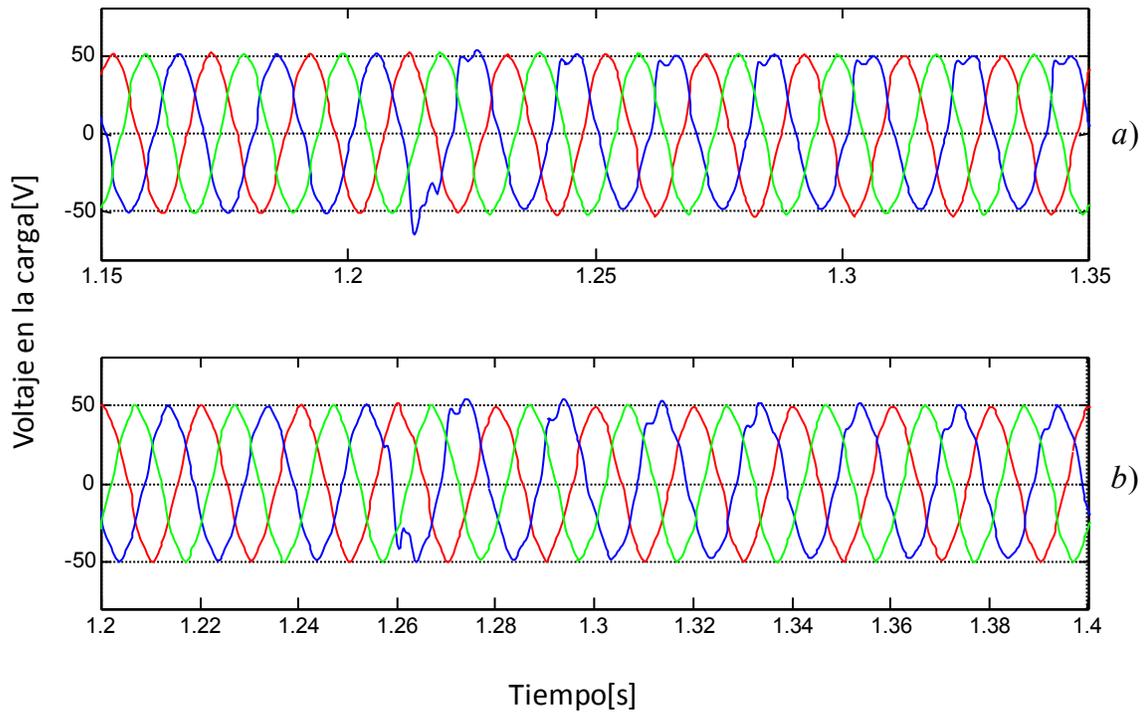


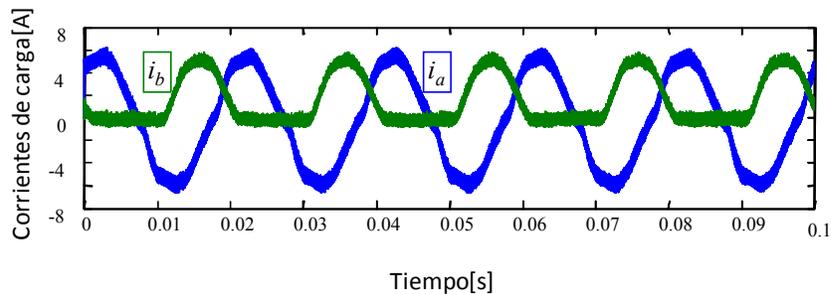
Figura 65: Impacto de carga no lineal desbalanceado, conexión de carga no lineal a una fase. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q $\pm$ , d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.

Como se menciona anteriormente y se demuestra en pruebas anteriores los controladores d-q , ni  $d-q\pm$  están preparados para este tipo de cargas. Los controladores de la Figura 66 están diseñados para este tipo de distorsión y se puede apreciar notoriamente la mejoría en la forma de onda (ver Capítulo 5.2.2).



**Figura 66: Impacto de carga desbalanceado, conexión de carga no lineal en una fase. a) Controlador d-q-0 con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz y 250 Hz.**

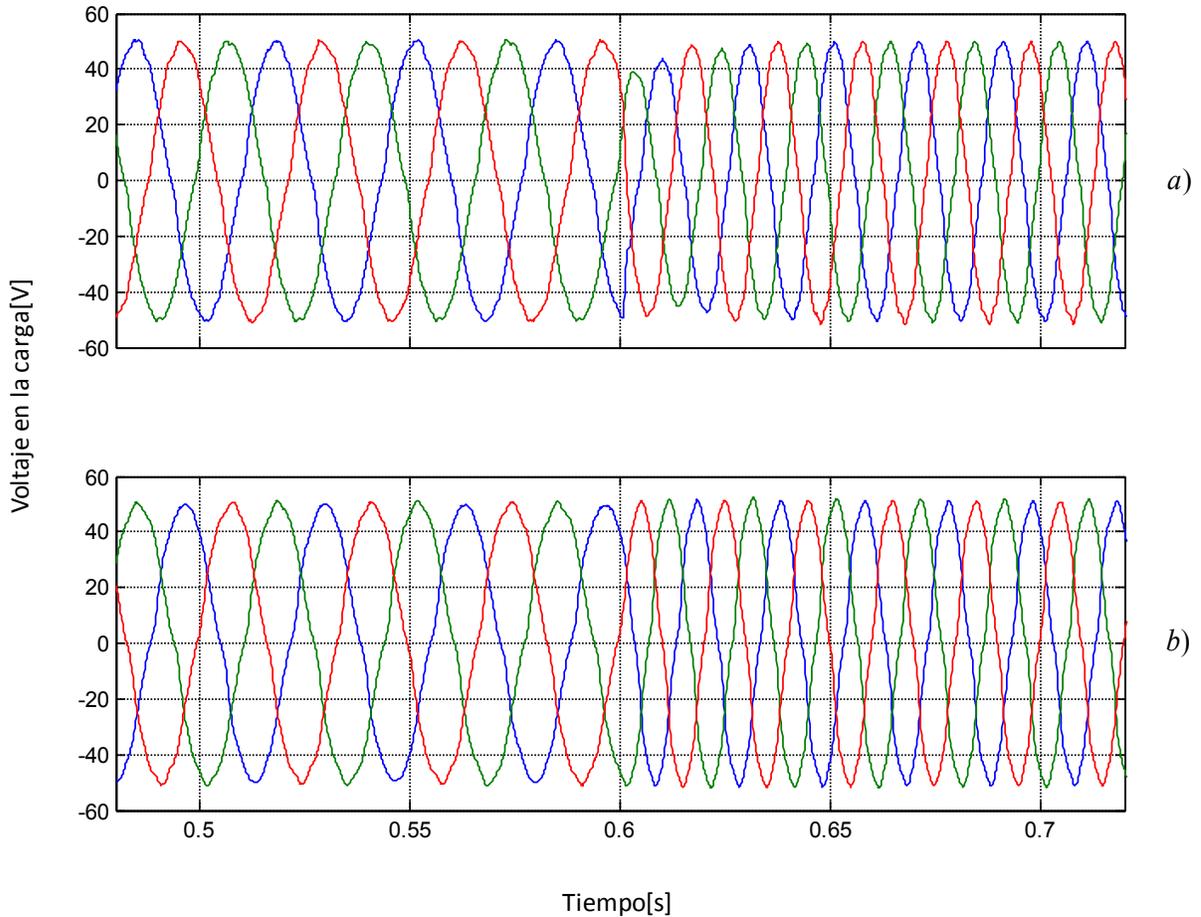
La Figura 67 muestra la forma de onda rectificadas de la corriente, producto de la carga no lineal(diodo).



**Figura 67: Corrientes de fase a y b, al conectar carga no lineal.**

#### 5.1.4. Cambio de frecuencia

Esta prueba consiste en cambiar la referencia de frecuencia del controlador en un instante dado, es decir la frecuencia demandada a la salida. Para poder realizar esta prueba fue necesario, en ambos casos diseñar controladores para 30 Hz y 50 Hz. La Figura 68 muestra la respuesta ante el cambio de referencia de frecuencia.

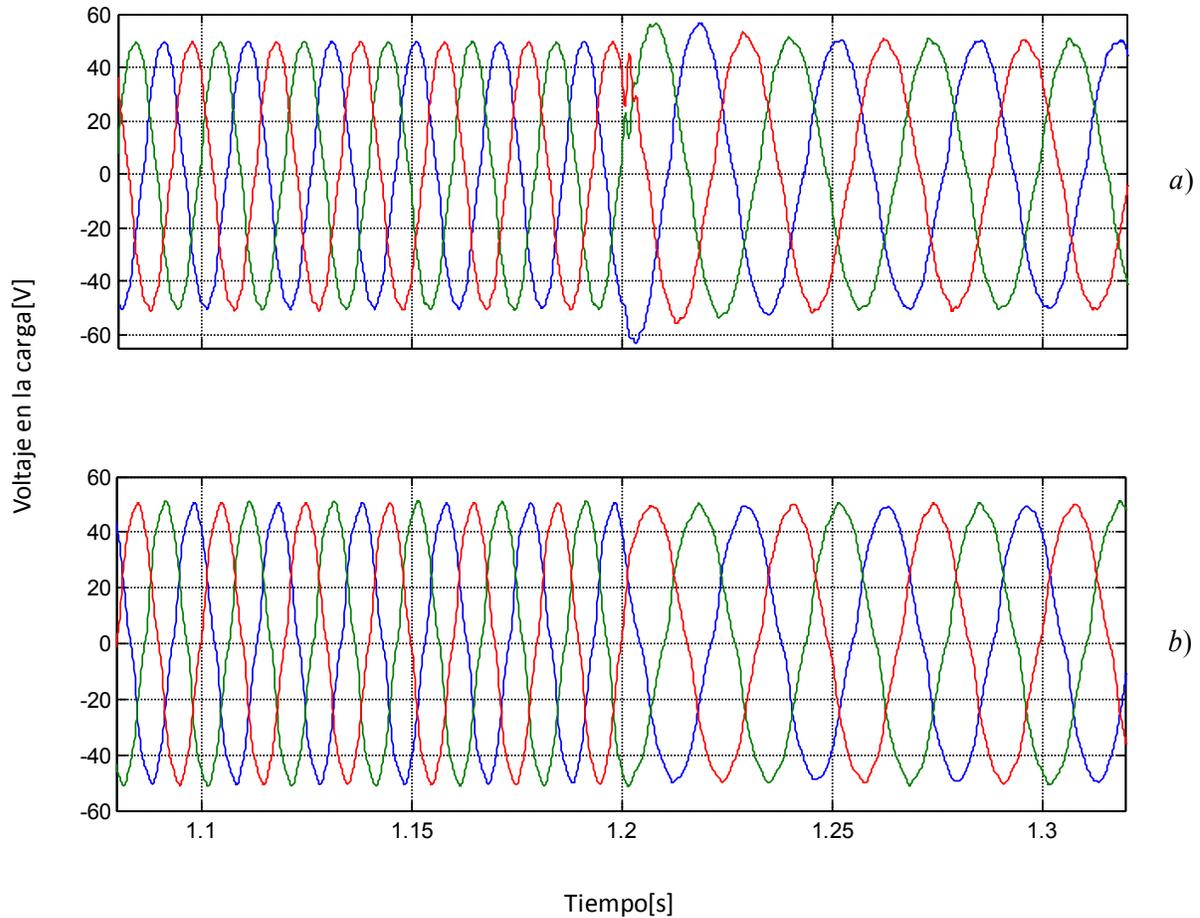


**Figura 68: Cambio de frecuencia de 30 Hz a 50 Hz. a) Controlador Resonante, b) Controlador d-q.**

Se puede apreciar que ambos controladores regulan sin problemas la tensión a distintas frecuencias demandadas. Se puede apreciar en la Figura 68b que el controlador d-q es mucho más rápido y cambia a la nueva referencia de 50 Hz instantáneamente, a diferencia del controlador resonante que demora 20 ms en cambiar de 30 Hz a 50 Hz.

La Figura 69 muestra el desempeño de los controladores cuando el cambio de frecuencia es de 50 Hz a 30 Hz. Se puede apreciar que nuevamente el controlador d-q es superior en cuanto a la velocidad de respuesta cuando hay variación de la frecuencia de salida.

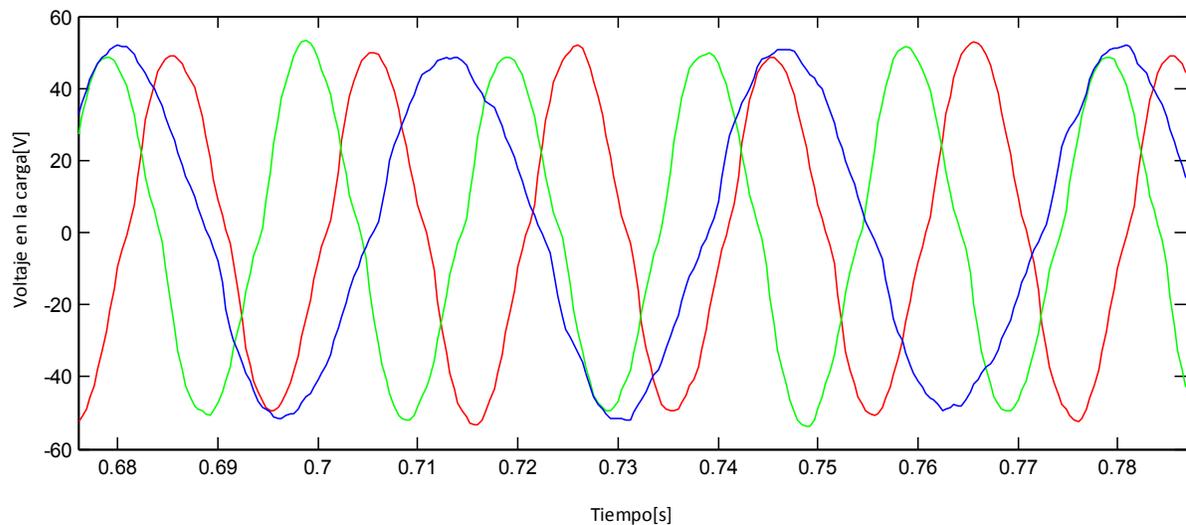
Se puede ver en la Figura 68 que el sobrepaso de el controlador resonante es negativo y en la Figura 69 el sobrepaso es positivo. Esto se debe al cambio de la impedancia de la carga producido por la variación de la frecuencia.



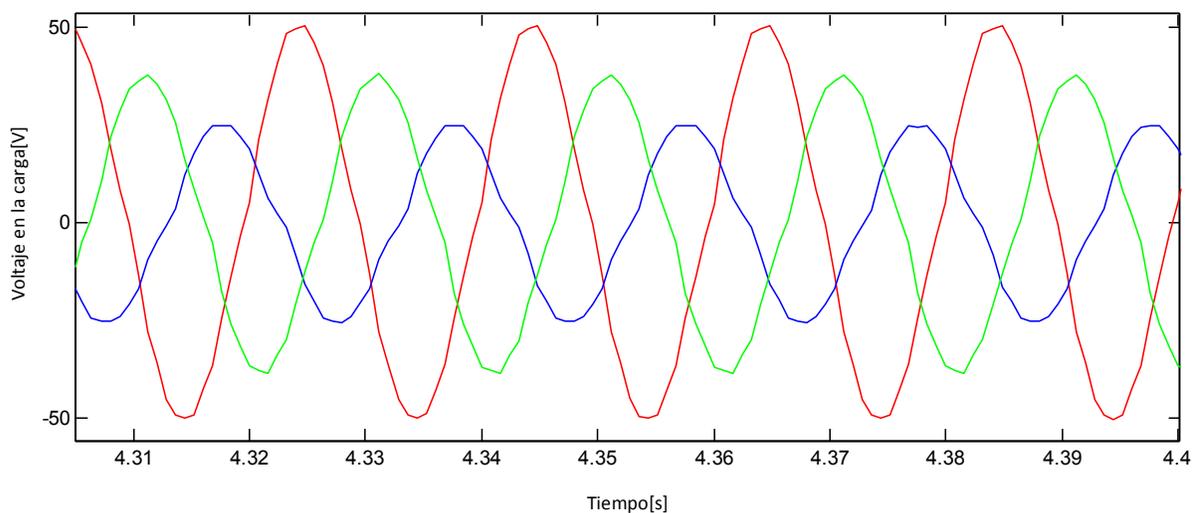
**Figura 69: Cambio de frecuencia de 50 Hz a 30 Hz. a) Controlador Resonante, b) Controlador d-q.**

### 5.1.5. Control independiente de cada fase

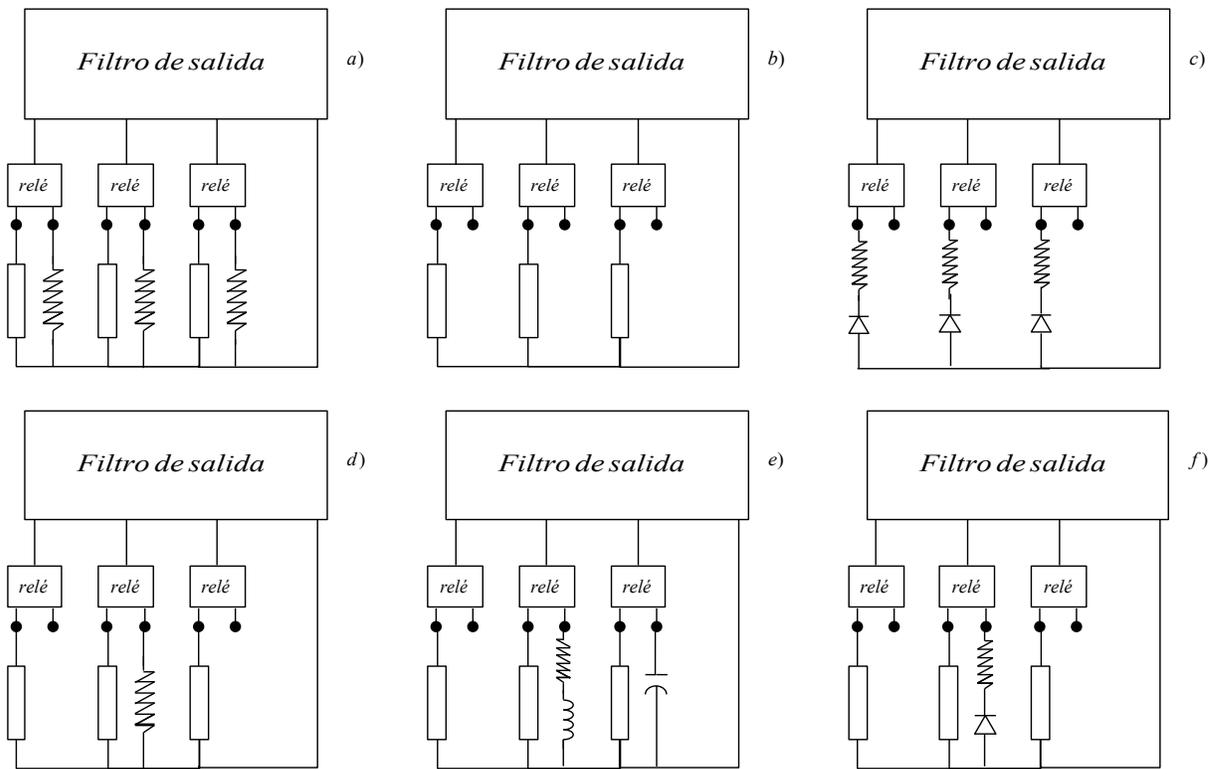
Una de las ventajas del controlador resonante es que regula independientemente cada una de las fases lo que brinda más grados de libertad a la hora de pensar en posibles aplicaciones. La Figura 70 muestra las tensiones en la carga utilizando dos frecuencias de salida distintas. La Figura 71 muestra la capacidad del controlador resonante de regular tensiones desbalanceadas, en el caso que se requieran distintas tensiones a la salida.



**Figura 70: Operación del controlador resonante a 50 Hz y 30 Hz en fases distintas.**



**Figura 71: Operación del controlador resonante a distintas tensiones de referencia.**



**Figura 72:** Esquemas de conexión utilizados para realizar las pruebas. a) Impacto balanceado resistivo. b) Impacto de abrir 1 o 3 fases. c) Impacto balanceado no lineal. d) Impacto desbalanceado resistivo. e) Impacto desbalanceado inductivo y capacitivo. f) Impacto desbalanceado no lineal.

## 5.2. Análisis de distorsión de armónicos para carga no lineal

En este capítulo se analizan algunos resultados que no son visibles a simple vista mediante el análisis de gráficos, como son por ejemplo, la magnitud de la distorsión de armónicas provocada por la carga no lineal. Una herramienta muy útil en análisis de armónicos es la transformada de Fourier que permite desglosar en las distintas componentes que forman una señal. La disposición y porcentaje de armónicas en comparación a la componente fundamental, es fácilmente reconocible en la disposición espectral de Fourier.

### 5.2.1. Carga no lineal balanceada

La Figura 59 muestra las formas de onda de las tensiones para cada controlador. Al graficar en componentes de frecuencia de una de las fases se obtienen los siguientes resultados:

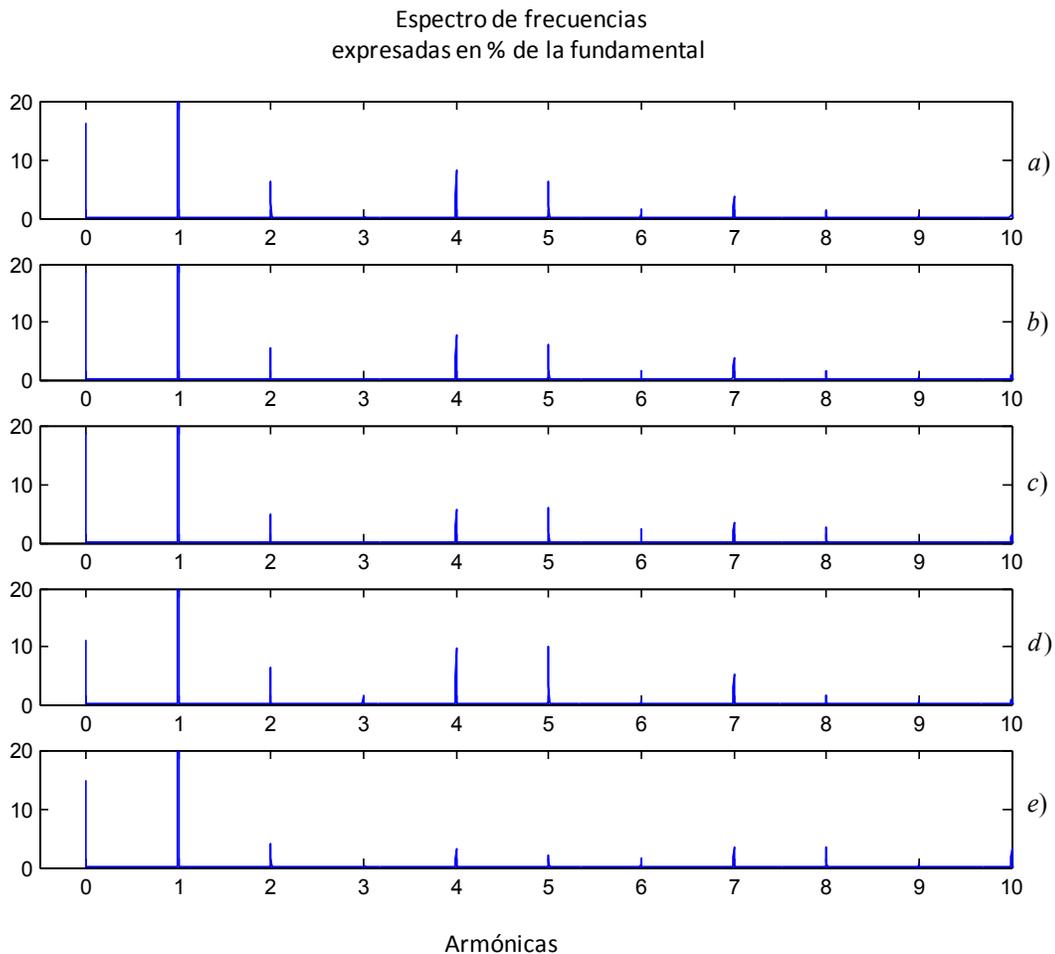


Figura 73: Análisis espectral de armónicas con carga no lineal balanceada. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q ±, d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50[Hz].

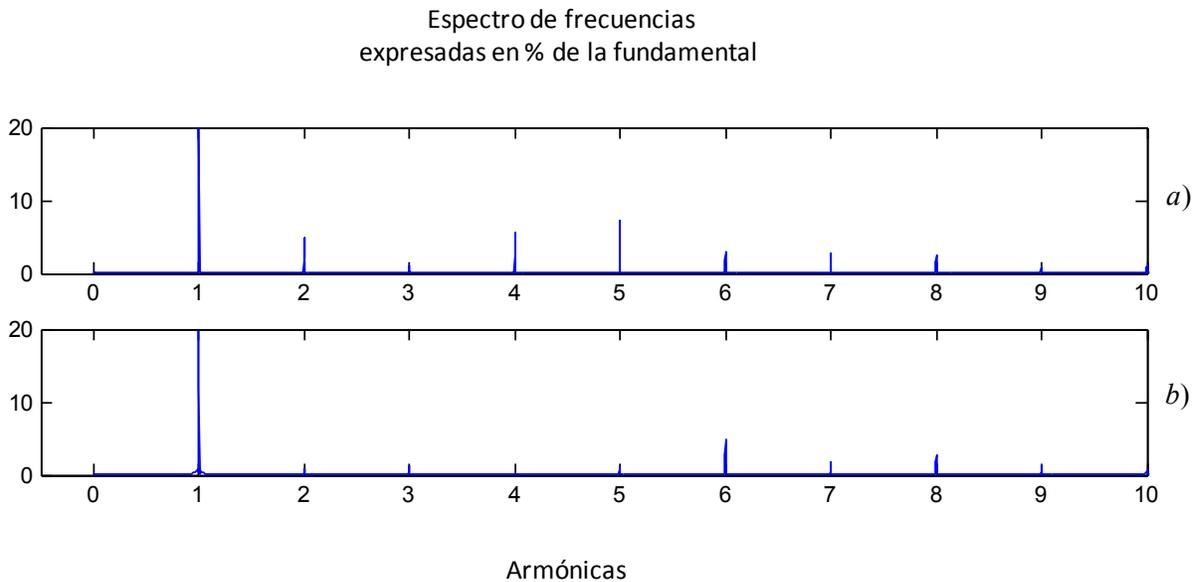
Calculando el THD para cada uno de los controladores de la Figura 73 se obtienen los siguientes valores:

- Sistema a Lazo abierto:  $THD = 20.82\%$ .
- Controlador d-q de secuencia positiva:  $THD = 22.26\%$ .
- Controlador d-q de secuencia positiva y negativa:  $THD = 21.62\%$ .
- Controlador d-q de secuencia positiva, negativa y cero:  $THD = 19.68\%$ .
- Controlador resonante:  $THD = 17.22\%$

El controlador resonante presenta el menor índice de distorsión de armónicas.

Se presentan a continuación los resultados obtenidos para los controladores diseñados para enfrentar este tipo de pruebas.

La Figura 59 muestra las formas de onda de las tensiones para los controladores más completos. Al graficar en componentes de frecuencia de una de las fases se obtienen los siguientes resultados:



**Figura 74: Análisis espectral de armónicas. a) Controlador d-q-0 con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100Hz, 200 Hz y 250Hz.**

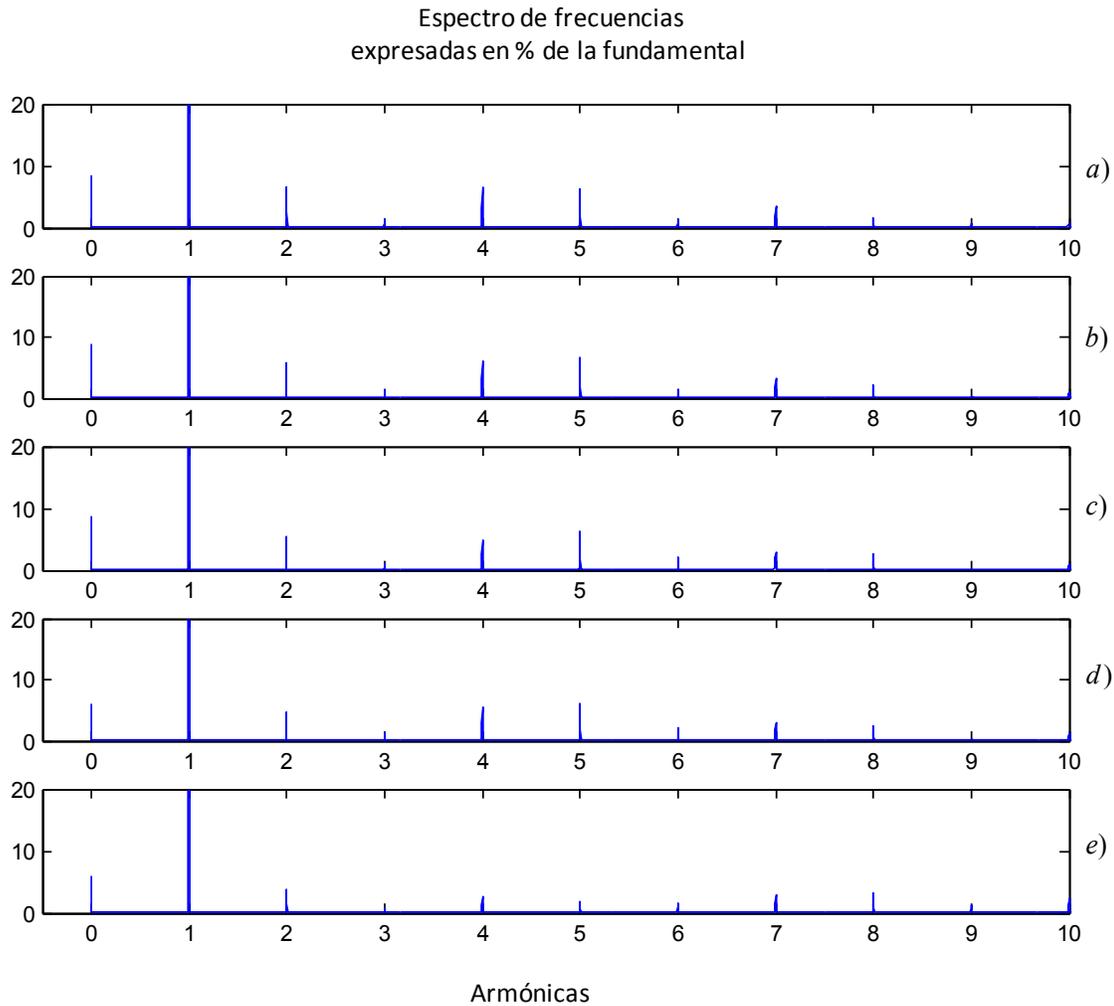
Calculando el THD para cada uno de los controladores de la Figura 74 se obtienen los siguientes valores:

- Controlador d-q de secuencia positiva, negativa y cero modificado:  $THD = 11.5\%$ .
- Controlador resonante multivariable:  $THD = 6.32\%$ .

El índice de distorsión de 6.32% obtenido por el controlador resonante multivariable, es un valor muy bajo en comparación a la alta no-linealidad de la carga aplicada. Se puede ver que disminuye a casi un cuarto el porcentaje de distorsión con respecto a los otros controladores presentados, y a la mitad con respecto al controlador d-q modificado.

### 5.2.2. Carga no lineal desbalanceada

La Figura 65 muestra las formas de onda de las tensiones para cada controlador. Al graficar en componentes de frecuencia de la fase en que se encuentra conectada la carga no lineal, se obtienen los siguientes resultados:



**Figura 75: Análisis espectral de armónicas con carga no lineal desbalanceada. a) Sistema a lazo abierto, b) Controlador d-q, c) Controlador d-q ±, d) Controlador d-q-0, e) Controlador resonante sintonizado en 50 Hz.**

Calculando el THD para cada uno de los controladores de la Figura 75 se obtienen los siguientes valores:

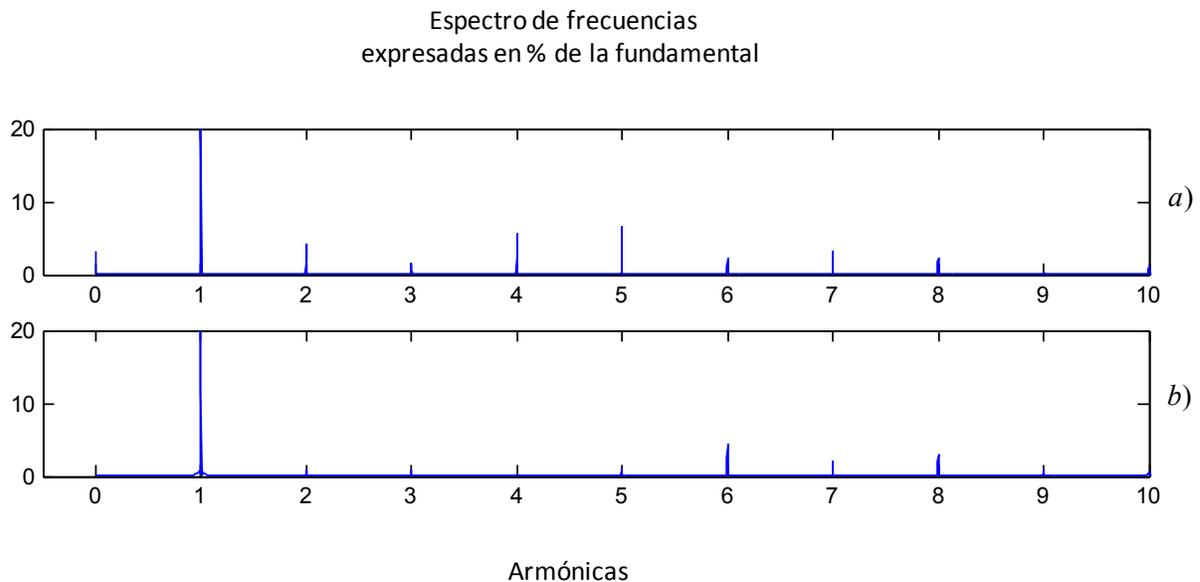
- Sistema a Lazo abierto:  $THD = 14.61\%$ .
- Controlador d-q de secuencia positiva:  $THD = 14.55\%$ .

- Controlador d-q de secuencia positiva y negativa:  $THD = 13.81\%$ .
- Controlador d-q de secuencia positiva, negativa y cero:  $THD = 12.1\%$ .
- Controlador resonante:  $THD = 9.73\%$

El controlador resonante presenta, como era de esperar dados los resultados anteriores, el menor índice de distorsión de armónicas.

Si bien la carga aplicada es extremadamente no lineal lo que explica el porcentaje de distorsión. Se puede apreciar que el porcentaje de distorsión es notoriamente menor que el caso en que se conectan tres cargas no lineales al sistema, lo que refleja que esas armónicas lejos de distorsionar solo a esa fase repercuten en todo el sistema. A continuación se presentan los resultados obtenidos para los controladores diseñados para enfrentar este tipo de pruebas.

La Figura 65 muestra las formas de onda de las tensiones para los controladores diseñados. Al graficar la fase que posee la carga no lineal en componentes de frecuencia, se obtienen los siguientes resultados:



**Figura 76: Análisis espectral de armónicas. a) Controlador d-q-0 con polo extra resonante en 0 Hz, b) Controlador resonante multivariable sintonizado en 0 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz y 250 Hz.**

Calculando el THD para cada uno de los controladores de la Figura 74 se obtienen los siguientes valores:

- Controlador d-q de secuencia positiva, negativa y cero modificado:  $THD = 11.26\%$ .
- Controlador resonante multivariable:  $THD = 6.01\%$ .

Si se compara este índice de distorsión de 6.01%, con el índice de 6.32%, calculado en el caso que la carga no lineal se aplica a las tres fases, es posible ver que la diferencia es muy pequeña. Por otro lado si se compara el comportamiento del resto de los controladores, se puede ver que la distorsión calculada cambia abruptamente. La pequeña diferencia observada para el controlador resonante multivariable se explica ya que el controlador, sólo está eliminando la componente de continua, 2<sup>da</sup>, 4<sup>ta</sup> y 5<sup>ta</sup> armónica. Se puede apreciar en el espectro de frecuencias presentado en la Figura 74 y en la Figura 76, que la 6<sup>ta</sup>, 7<sup>ma</sup> y 8<sup>va</sup> armónicas están presentes con un porcentaje cercano al 5% con respecto a la fundamental.

De ser necesario se pueden agregar estos polos en el diseño del controlador resonante multivariable. Para efectos de este trabajo se ha demostrado la enorme capacidad que tiene el controlador resonante multivariable con respecto a otras alternativas, cuando se quiere eliminar casi por completo la distorsión de armónicas en la tensión de la carga.

En la Tabla 4 se resumen los desempeños según los resultados experimentales obtenidos.

**Tabla 4: Resumen del desempeño de los controladores estudiados.**

Aplicación	Controlador					
	Lazo Abierto	d-q	d-q±	d-q-0	Resonante	Resonante Multivariable
Impacto balanceado de carga resistiva(lineal)	Regular	Bueno	Bueno	Muy bueno	Muy bueno	Bueno
Impacto desbalanceado de carga resistiva(lineal)	Malo	Malo	Regular	Muy bueno	Muy bueno	Bueno
Impacto balanceado de carga reactiva	Regular	Bueno	Bueno	Muy bueno	Muy bueno	Bueno
Impacto desbalanceado de carga reactiva	Malo	Malo	Regular	Muy bueno	Muy bueno	Bueno
Impacto balanceado al desconectar la carga	Regular	Muy bueno				
Impacto desbalanceado al desconectar la carga	Malo	Malo	Malo	Bueno	Muy bueno	Muy bueno
Cambio de frecuencia alimentando carga balanceada	Malo	Muy bueno	Muy bueno	Muy bueno	Bueno	Bueno
Cambio de frecuencia alimentando carga desbalanceada	Malo	Malo	Malo	Bueno	Bueno	Bueno
Regulación de tensión alimentando cargas balanceadas no lineales	Malo	Malo	Malo	Regular	Regular	Muy bueno
Regulación de tensión alimentando cargas desbalanceadas no lineales	Malo	Malo	Malo	Regular	Regular	Muy bueno
Eliminación selectiva de armónicas	No aplica	No aplica	No aplica	No aplica	No aplica	Muy bueno
Regular tensión de cargas a distintas frecuencias.	No aplica	No aplica	No aplica	No aplica	Bueno	Muy bueno
Aplicaciones adicionales	No aplica	No aplica	No aplica	No aplica	Muy bueno	Muy bueno

Los controladores resonantes son candidatos muy buenos a regular sistemas de generación alternativos. Esto se tiene ya que, por ejemplo, el sistema se puede regular de forma independiente cada una de las fases en frecuencia y amplitud, con desfase ajustable entre cada una de ellas, incluso pudiéndose ajustar para que todas las salidas estén en fase. Además pueden ser utilizados junto a un convertidor matricial para hacer de interfaz entre, por ejemplo, un sistema de generación a velocidad variable y una carga del tipo balanceada, desbalanceada o no lineal.

## Capítulo VI.- Conclusiones

En el presente trabajo se estudian principalmente dos tipos de estrategias de control, para regular la tensión y frecuencia de salida del Conversor Matricial de cuatro piernas.

El primer tipo, fue el perteneciente a los controladores d-q, basados en ejes sincrónicos rotatorios.

Se diseñó, implementó y validó experimentalmente el funcionamiento de los siguientes reguladores del primer tipo:

- Controlador d-q convencional.
- Controlador d-q de secuencia positiva y negativa.
- Controlador d-q de secuencia positiva, negativa y secuencia cero.

El segundo tipo de controladores estudiados son los controladores resonantes, basados en sintonizar el compensador a una o varias frecuencias, para que éste tenga ganancia infinita.

Se diseñó, implementó y validó experimentalmente el desempeño de los siguientes controladores resonantes:

- Controlador resonante sintonizado en la frecuencia fundamental.
- Controlador resonante sintonizado en múltiples frecuencias para eliminar la distorsión de armónicas.

Los controladores se diseñaron utilizando el *Root Locus* de MATLAB y se implementaron en el DSP TMS320C6713 mediante la tarjeta de interfaz lo que facilitó la adquisición de datos de medición para su posterior análisis.

Se logró armar una plataforma experimental que permitió realizar impactos balanceados y desbalanceados al conversor matricial estando bajo un lazo cerrado de control.

Al realizar pruebas de desbalances en la carga, con los distintos controladores se puede concluir que:

- Todos los controladores presentados en este trabajo son capaces de regular la tensión de salida en el peor caso, es decir cuando la carga es completamente desconectada.

Sin embargo, la respuesta de los controladores es distinta cuando se desconectan una o dos fases(desbalanceado). Se pudo comprobar que el controlador resonante es el más adecuado para este tipo de perturbación desbalanceada seguido por el controlador d-q de secuencia positiva, negativa y cero.

- Al provocar perturbaciones balanceadas en la carga del tipo lineal, el controlador d-q convencional y el d-q de secuencia positiva y negativa, se presentan como muy buenas opciones, ya que logran regular la tensión de la carga de una forma adecuada, además de ser muy simples de diseñar e implementar.
- Se comprobó que al realizar impactos más drásticos en la carga el controlador resonante sobresale por sobre el resto de los controladores, al tener una respuesta rápida y una calidad de onda acorde a los requerimientos.
- Se comprobó la capacidad del controlador resonante de entregar frecuencias distintas en cada fase y al mismo tiempo regular la tensión fase-neutro de cada una de las salidas.
- El controlador d-q presentó una respuesta perfecta al escalón de frecuencia, cuando el convertidor alimenta una carga lineal balanceada. A diferencia del controlador resonante que si bien posee una muy buena regulación le tomó alrededor de  $20\text{ ms}$ , el alcanzar nuevamente la referencia deseada. Esto es muy importante ya que al momento del escalón, la impedancia de la carga cambia instantáneamente.
- Por otro lado al realizar el cambio de frecuencia alimentando una carga desbalanceada, el controlador resonante se impone por sobre el compensador d-q. No porque haya aumentado su desempeño, sino más bien, que el controlador d-q disminuyó notablemente su respuesta al encontrarse conectadas cargas desbalanceadas.
- Se demostró la superioridad del controlador resonante, en la regulación de la tensión cuando el convertidor matricial alimentó cargas no lineales, sin embargo fue necesaria la incorporación de más frecuencias de resonancia para obtener una mejor calidad de onda.
- Se diseñó e implementó satisfactoriamente un controlador resonante sintonizado en múltiples frecuencias, capaz de eliminar significativamente la distorsión de armónicas, introducidas por cargas altamente no lineales.

- Si bien el controlador resonante sintonizado en múltiples frecuencias presenta una regulación excepcional al alimentar cargas altamente no lineales, al ser probado con desbalances menores se pudo apreciar que la respuesta no necesariamente es superior a la de los controladores más simples.
- La presencia de un controlador resonante sintonizado en múltiples frecuencias no es justificable en el caso de presentarse perturbaciones menores o balanceadas, ya que se agrega complejidad innecesaria al sistema de control. Se debe optar por controladores más simples de diseñar, y de fácil implementación, como lo son el controlador d-q, d-q de secuencia positiva y negativa y por supuesto el controlador resonante.

Al momento de elegir un controlador es muy importante conocer bien el rango de operación y proyectar las posibles situaciones de falla a las que el sistema se puede enfrentar. Esto para poder dimensionar y ajustar correctamente el controlador a implementar.

En vista de lo expuesto anteriormente se puede concluir que el controlador resonante es la mejor opción para la mayoría de las aplicaciones estudiadas.

Este controlador se presenta como una muy buena alternativa para sistemas de generación a velocidad variable al tener una adecuada regulación de tensión y frecuencia de salida.

## Referencias

- [1]. Casadei, D.; Serra, G.; Tani, A.; Zarri, L.; , "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.49, no.2, pp.370-381, Apr 2002.
- [2]. Wheeler, P.W.; Rodriguez, J.; Clare, J.C.; Empringham, L.; Weinstein, A.; , "Matrix converters: a technology review," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.49, no.2, pp.276-288, Apr 2002.
- [3]. Aten, M.; Towers, G.; Whitley, C.; Wheeler, P.; Clare, J.; Bradley, K.; , "Reliability comparison of matrix and other converter topologies," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* , vol.42, no.3, pp.867-875, July 2006.
- [4]. Wheeler, P.W.; Clare, J.C.; de Lillo, L.; Bradley, K.J.; Aten, M.; Whitley, C.; Towers, G.; , "A comparison of the reliability of a matrix converter and a controlled rectifier-inverter," *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on* , vol., no., pp.7 pp.-P.7.
- [5]. Wheeler, P.W.; Clare, J.C.; Empringham, L.; Bland, M.; Kerris, K.G.; , "Matrix converters," *Industry Applications Magazine, IEEE* , vol.10, no.1, pp. 59- 65, Jan-Feb 2004.
- [6]. Alesina, A.; Venturini, M.; , "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters," *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE* , vol., no., pp.1284-1291 vol.2, 11-14 April 1988.
- [7]. "Investigation of Modulation techniques for Matrix Converters". Fan Yue, B. Eng. 2007.
- [8]. Wheeler, P.W.; Clare, J.; Empringham, L.; , "Enhancement of matrix converter output waveform quality using minimized commutation times," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.51, no.1, pp. 240- 244, Feb. 2004.
- [9]. Fan Yue; Wheeler, P.W.; Mason, N.; Empringham, L.; Clare, J.C.; , "A new control method of single-stage 4-leg matrix converter," *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on* , vol., no., pp.1-10, 2-5 Sept. 2007.
- [10]. Wheeler, P.W.; Clare, J.C.; Mason, N.; , "Space Vector Modulation for a 4-Leg Matrix Converter," *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th* , vol., no., pp.31-38, 16-16 June 2005.

- [11]. Cardenas-Dobson, R.; Pena, R.; Wheeler, P.; Clare, J.; , "Experimental Validation of a Space Vector Modulation Algorithm for Four-Leg Matrix Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.PP, no.99, pp.1-1.
- [12]. Wheeler, P.W.; Zanchetta, P.; Clare, J.C.; Empringham, L.; Bland, M.; Katsis, D.; , "A Utility Power Supply Based on a Four-Output Leg Matrix Converter," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.44, no.1, pp.174-186, Jan.-feb. 2008.
- [13]. Ryan, M.J.; Lorenz, R.D.; De Doncker, R.; , "Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.46, no.6, pp.1183-1191, Dec 1999.
- [14]. "The Application of Resonant Controllers to 4-Leg Matrix Converters Feeding Unbalanced or Non-Linear Loads". R. Cárdenas, R. Peña, C. Juri, P. Wheeler, J. Clare. 2010.
- [15]. "Resonant Controllers for 4-Leg Matrix Converter". R. Cárdenas, R. Peña, P. Wheeler, J. Clare, 2010.
- [16]. Zanchetta, P.; Wheeler, P.W.; Clare, J.C.; Bland, M.; Empringham, L.; Katsis, D.; , "Control Design of a Three-Phase Matrix-Converter-Based AC–AC Mobile Utility Power Supply," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.1, pp.209-217, Jan. 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.903974
- [17]. "Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks". C.L. Fortescue. 1918.
- [18]. "Power System Stability and Control". P. Kundur. s.l. : McGraw Hill, 1994.
- [19]. Podlesak, T.F.; Katsis, D.C.; Wheeler, P.W.; Clare, J.C.; Empringham, L.; Bland, M.; , "A 150-kVA vector-controlled matrix converter induction motor drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.41, no.3, pp. 841- 847, May-June 2005.
- [20]. Pena, R.; Cardenas, R.; Proboste, J.; Clare, J.; Asher, G.; , "Wind–Diesel Generation Using Doubly Fed Induction Machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.23, no.1, pp.202-214, March 2008.
- [21]. Zanchetta, P.; Wheeler, P.; Empringham, L.; Clare, J.; , "Design control and implementation of a three-phase utility power supply based on the matrix converter," *Power Electronics, IET* , vol.2, no.2, pp.156-162, March 2009.

[22]. "Experimental Validation of Control System Alternatives for Four-Leg Matrix Converters". R. Cárdenas, R. Peña, C. Juri, P. Wheeler, J. Clare. 2010.

[23]. Yepes, A.G.; Freijedo, F.D.; Doval-Gandoy, J.; Lopez, O.; Malvar, J.; Fernandez-Comesana, P.; , "On the discrete-time implementation of resonant controllers for active power filters," *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE* , vol., no., pp.3686-3691, 3-5 Nov. 2009.

## Anexos

### 1. Registros del DSP

DPR0 0xA0000000;

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	PPD															
Write	PPD															

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	PRS	PEN		CIP	ADM	ZFR			PWR	0	RTR	MEN	SMD	SMC	SMB	SMA
Write	PRS	PEN		CIP	ADM	ZFR			PWR	AST			SMD	SMC	SMB	SMA

PPD	PWM_PERIOD	0xFFFF – (desired time - 1 clock cycle)
PRS	PWM_RESET	Active High
PEN	PWM_ENABLE	Active High
PFL	PWM_FIFO_LEVEL	
PWR	Power on reset	Active low - temporary
CIP	Current Direction Input Polarity:	0 = Active Low, 1 = Active High
ZFR	Encoder zero pulse polarity:	0 = reset on rising edge, 1 – reset on falling edge
ADM	A2D multiplex	0 = software driven      1=pwm interrupt driven.
AST	A2D Converter Start	Active High
SMA	State Machine A enable	Active High
SMB	State Machine B enable	Active High
SMC	State Machine C enable	Active High
SMD	State Machine D enable	Active High
RTR	Reset trip button state	Active low
MEN	Enable button state	

DPR1 0xA0000100;

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	ABY															
Write	PVE															

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	UI7	UI6	UI5	UI4	UI3	UI2	UI1	UI0	CIND	CINC	CINB	CINA	PFU	PEM	PAE	PAF
Write	PVT															

PVE	PWM_VECTOR	
PVT	PWM_VECTOR_TIME	
PAF	PWM_FIFO_Almost Full	No. of words in FIFO > 250, Active High
PAE	PWM_FIFO_Almost Empty	No. of words in FIFO < 2, Active High
PEM	PWM_FIFO_EMPTY	Active High
PFU	PWM_FIFO_FULL	Active High
CINA	Current Direction Input, PhaseA	Active High
CINB	Current Direction Input, PhaseB	Active High
CINC	Current Direction Input, PhaseC	Active High
CIND	Current Direction Input, PhaseD	Active High
ABY	A2D converters Busy	1 = Busy
UI1-7	User input 1 to 7	

**DPR2 0xA0000200;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read			T3										T2			
Write			T3										T2			
	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read							T1									
Write							T1									

T1 First delay timer register for 4-step current commutation  
T2 Second delay timer register for 4-step current commutation  
T3 Third delay timer register for 4-step current commutation

**DPR3 0xA0000300;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	AD0															
Write																
	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	AD1															
Write																

**DPR4 0xA0000400;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	AD3															
Write																
	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	AD2															
Write																

AD2 A2D Data, Channel 2  
AD3 A2D Data, Channel 3

**DPR5 0xA0000500;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	AD5															
Write																
	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	AD4															
Write																

AD4 A2D Data, Channel 4  
AD5 A2D Data, Channel 5

**DPR6 0xA000600;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	AD7															
Write																

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	AD6															
Write																

AD6            A2D Data, Channel 6  
 AD7            A2D Data, Channel 7

**DPR7 0xA000700;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	AD9															
Write																

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	AD8															
Write																

AD8            A2D Data, Channel 8  
 AD9            A2D Data, Channel 9

**DPR8 0xA000800;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read									HT15	HT14	HT13	HT12	HT11	HT10	HT9	HT8
Write																

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	HT7	HT6	HT5	HT4	HT3	HT2	HT1	HT0	ST7	ST6	ST5	ST4	ST3	ST2	ST1	ST0
Write									ST7	ST6	ST5	ST4	ST3	ST2	ST1	ST0

ST0 – ST7	Software Trip	Active High
HT0 – HT23	Hardware Trip	Active High
HT0	PWM FIFO empty trip	
HT1	Watchdog Trip	
HT2	Channel 0 trip	
HT3	Channel 1 trip	
HT4	Channel 2 trip	
HT5	Channel 3 trip	
HT6	Channel 4 trip	
HT7	Channel 5 trip	
HT8	Channel 6 trip	
HT9	Channel 7 trip	
HT10	Channel 8 trip	
HT11	Channel 9a trip	
HT12	Channel 9b trip	
HT13	Clamp over stress	
HT14	Clamp Trip	
HT15	PWM FIFO Full	
HT22 ?	External trip ?	
HT23 ?		

**DPR9 0xA0000900;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	UO3	UO2	UO1	UO0											WEN	0
Write	UO3	UO2	UO1	UO0											WEN	WSR

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	W_PERIOD															
Write	W_PERIOD															

W\_PERIOD            Watchdog Period Register            Period = 0xFFFF – W\_PERIOD  
 WSR                 Watchdog Service                            Active High  
 WEN                 Watchdog Enable                            Active High  
                        User Input 1                                 Active High

**DPR10 0xA0000A00;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16	
Read															Address		
Write															A2	A1	A0

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read		Command					Wiper Select		Wiper Data							
Write		TX	NV	V			R1	R0	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0

I<sup>2</sup>C interface for MAX5477/8/9 Digital Potentiometers

**DPR11 0xA0000B00;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	DTD								UTD							
Write	DTD								UTD							

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	CTT															
Write	CTT															

CTT    Clamp trip time                            sets counter trip level based on counter divisors below  
 UTD    Up time divider                            Sets Up counter period = FPGA clock period / UTD+1  
 DTD    Down time divider                            Sets down counter period = FPGA clock period / DTD+1

**DPR12 0xA0000C00;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read	TE23	TE22	TE21	TE20	TE19	TE18	TE17	TE16	TE15	TE14	TE13	TE12	TE11	TE10	TE9	TE8
Write	TE23	TE22	TE21	TE20	TE19	TE18	TE17	TE16	TE15	TE14	TE13	TE12	TE11	TE10	TE9	TE8

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	TE7	TE6	TE5	TE4	TE3	TE2	TE1	TE0								
Write	TE7	TE6	TE5	TE4	TE3	TE2	TE1	TE0								

TE = trip enable, number = hardware trip channel, 0 = enable, 1 = disabled

DPR13 0xA000D00  
 DPR14 0xA000E00  
 DPR15 0xA000F00  
 DPR16 0xA0001000  
 DPR17 0xA0001100  
 DPR18 0xA0001200  
 DPR19 0xA0001300

**DPR20 0xA0001400;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read																
Write	LC3								LC2							

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read																
Write	LC1								LC0							

LC0 LED Character 0  
 LC1 LED Character 1  
 LC2 LED Character 2  
 LC3 LED Character 3

**DPR21 0xA0001500;**

	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
Read																
Write																

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read													LRS	AUD		
Write													LRS	AUD		

AUD LED Auxiliary data for programming bit pattern  
 LRS LED RS pin state

## 2. Código

```
// Señales de salida que deberían ser generadas desde los controladores

    if (control_A) Var=Vref*sinsp(Th_Wo);
    else Var=0.4*Vim*sinsp(Th_Wo);

    if (control_B) Vbr=Vref*sinsp(Th_Wo+2.09439510239320);
// if (control_B) Vbr=Vref*sinsp(Th_Wo); en fase
    else Vbr=0.4*Vim*sinsp(Th_Wo+2.09439510239320);

if (control_C) Vcr=Vref*sinsp(Th_Wo+4.18879020478639);
// if (control_C) Vcr=Vref*sinsp(Th_Wo); en fase
    else Vcr=0.4*Vim*sinsp((Th_Wo+4.18879020478639));
if (reset)
    {
    kk=0;
    reset=0;
    while (kk<=3)
    {
    Xka[kk]=0;
    Xkb[kk]=0;
    Xkc[kk]=0;
    kk++;
    }
    }

//
//Control resonante fase A.
//

if (control_A)
    {
    error_A=(Var-vaL);
    Xk1a[0]=As[0]*Xka[0]+As[1]*Xka[1];
    Xk1a[1]=As[2]*Xka[0]+As[3]*Xka[1]+As[4]*Xka[2]+As[5]*Xka[3]+Bs[0]*error_A;
    Xk1a[2]=As[6]*Xka[2]+As[7]*Xka[3];
    Xk1a[3]=As[8]*Xka[2]+As[9]*Xka[3]+Bs[1]*error_A;
    Varef=Cs[0]*Xka[0]+Cs[1]*Xka[1]+Cs[2]*Xka[2]+Cs[3]*Xka[3]+Ds*error_A;
    if (Varef>Vmax) Varef=Vmax;
    else if (Varef<-Vmax) Varef=-Vmax;
    else
    {
    ll=0;
    while (ll<=3)
    {
    Xka[ll]=Xk1a[ll];
    ll++;
    }
    }
    }
else Varef=Var;

//
//Control resonante fase B.
//

if (control_B)
    {
    error_B=(Vbr-vbL);
    Xk1b[0]=As[0]*Xkb[0]+As[1]*Xkb[1];
    Xk1b[1]=As[2]*Xkb[0]+As[3]*Xkb[1]+As[4]*Xkb[2]+As[5]*Xkb[3]+Bs[0]*error_B;
    Xk1b[2]=As[6]*Xkb[2]+As[7]*Xkb[3];
    Xk1b[3]=As[8]*Xkb[2]+As[9]*Xkb[3]+Bs[1]*error_B;
    Vbref=Cs[0]*Xkb[0]+Cs[1]*Xkb[1]+Cs[2]*Xkb[2]+Cs[3]*Xkb[3]+Ds*error_B;
    if (Vbref>Vmax) Vbref=Vmax;
    else if (Vbref<-Vmax) Vbref=-Vmax;
    else
    {
```

```

    ll=0;
    while (ll<=3)
    {
        Xkb[ll]=Xk1b[ll];
        ll++;
    }
}
else Vbref=Vbr;

//
//Control resonante fase C.
//

if (control_C)
{
    error_C=(Vcr-vcL);

    Xk1c[0]=As[0]*Xkc[0]+As[1]*Xkc[1];
    Xk1c[1]=As[2]*Xkc[0]+As[3]*Xkc[1]+As[4]*Xkc[2]+As[5]*Xkc[3]+Bs[0]*error_C;
    Xk1c[2]=As[6]*Xkc[2]+As[7]*Xkc[3];
    Xk1c[3]=As[8]*Xkc[2]+As[9]*Xkc[3]+Bs[1]*error_C;
    Vcref=Cs[0]*Xkc[0]+Cs[1]*Xkc[1]+Cs[2]*Xkc[2]+Cs[3]*Xkc[3]+Ds*error_C;
    if (Vcref>Vmax) Vcref=Vmax;
    else if (Vcref<-Vmax) Vcref=-Vmax;
    else
    {
        ll=0;
        while (ll<=3)
        {
            Xkc[ll]=Xk1c[ll];
            ll++;
        }
    }
}
else Vcref=Vcr;

```