


M. en I. HERIBERTO GUTIERREZ MARTIN
JEFE DE LA UNIDAD DE ADMINISTRACION ESCOLAR
PRESENTE.

Por medio de la presente, se otorga autorización para proceder a los tramites de impresión, empastado de tesis y titulación a alumno **Orlando Andrés Sánchez Parra** del Programa de Maestría en ingeniería eléctrica y cuyo numero de NUA es: **145578** del cual soy director. El titulo de la tesis es: **Análisis operativo del convertidor matricial como dispositivo de enlace en redes eléctricas híbridas CA/CD residenciales.**

Hago constar que ha revisado dicho trabajo y he tenido comunicación con los sinodales asignados para la revisión de la tesis, por lo que no hay impedimento alguno para fijar la fecha de examen de titulación.


ATENTAMENTE



Dr. José Merced Lozano García
Director de tesis
Secretario



M.I. Luis Ramón Merchán Villalba.
Director de tesis



Dr. Oscar Gerardo Ibarra Manzano
Presidente



Dr. Alejandro Pizano Martínez
Vocal



UNIVERSIDAD DE GUANAJUATO

CAMPUS IRAPUATO - SALAMANCA
DIVISIÓN DE INGENIERÍAS

“Análisis Operativo del Convertidor Matricial como Dispositivo de Enlace en Redes Eléctricas Híbridas CA/CD Residenciales”

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

(Opción: Instrumentación y Sistemas Digitales)

PRESENTA:

Ing. Orlando Andrés Sánchez Parra

DIRECTORES:

Dr. Jose Merced Lozano García

M.I. Luis Ramón Merchán Villalba

Dedicatoria

A mis padres Orlando y Yackeline por brindarme su apoyo para construir mi proyecto de vida.

A mi hermano Yerson, que por su compañía y apoyo me motiva a avanzar.

A Dios por haberme permitido esta invaluable experiencia.

Agradecimientos

Al Dr. J. Gabriel Aviña Cervantes por su incondicional apoyo.

A mis asesores, el Dr. José Merced Lozano García y el M.I. Luis Ramón Merchán Villalba por su dedicación para lograr realizar esta tesis.

A mis sinodales, el Dr. Oscar Gerardo Ibarra Manzano y el Dr. Alejandro Pizano Martínez por dedicar su tiempo en la revisión de este trabajo.

A los docentes y compañeros de diferentes nacionalidades y culturas, por haber hecho posible el desarrollo de mi maestría.

Agradecimientos Institucionales

Expreso mi más sincera gratitud hacia la Universidad de Guanajuato, especialmente a la División de Ingenierías del Campus Irapuato - Salamanca por la formación y el apoyo que he recibido. A todos los docentes mis agradecimientos por su gran trabajo durante estos dos años que me permitieron obtener el título de maestro en ingeniería eléctrica.



Este trabajo fue realizado gracias al apoyo recibido a través del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología de México, CONACYT, bajo la beca otorgada en la convocatoria titulada "BECAS NACIONALES 2016 PRIMER PERIODO", con el número de becario 718691.



Asimismo, agradezco a la Dirección de Apoyo a la Investigación y al Posgrado (DAIP) por los recursos brindados para la realización de mi propedéutico para entrar a la maestría.



Resumen

El siglo XXI propone una tendencia de distribución de energía eléctrica en la forma de CD en redes de bajo voltaje, como complemento a las redes de CA convencionales. Este tipo de redes híbridas han surgido por la necesidad de contar con fuentes que suministren energía cada vez mayor al número de equipos electrónicos, los cuales por su naturaleza operativa utilizan la energía en la forma de CD. Por tal motivo, un gran número de las cargas conectadas a las redes eléctricas residenciales (equipos de cómputo, de comunicación, de iluminación tipo Led, vehículos eléctricos, entre otros) lo hacen a través de rectificadores, aumentando así la cantidad de conversiones en el tipo de energía y, por lo tanto, disminuyendo el aprovechamiento de ésta. Por otro lado, este tipo de redes híbridas facilitan la inclusión de sistemas de suministro basado en fuentes renovables de energía, aspecto que aunado a la eficiencia que presentan este tipo de redes, han hecho de ésta una configuración muy atractiva. Dentro del área de las redes residenciales híbridas, el control de voltaje, la compensación de los componentes armónicos producidos por la operación de cargas no lineales y la corrección del factor de potencia, son líneas de investigación de gran interés en el sector eléctrico. En este sentido, este trabajo propone la utilización de un convertidor central híbrido, encargado de distribuir la energía eléctrica tanto en CA como en CD para una red residencial. Para disminuir el número de dispositivos electrónicos de potencia, se plantea que el convertidor central sea capaz de generar voltajes controlables en CD y CA, de forma simultánea, además de mantener el factor de potencia total de la red cercano a la unidad. Para tal propósito se propone la utilización de un convertidor matricial trifásico en el punto de acoplamiento común (PCC) entre la red de suministro y la red residencial, de tal forma que el convertidor matricial garantice un suministro invariante de voltaje a las cargas conectadas a la red residencial, sin degradar de forma considerable la calidad de la energía del sistema de suministro. El convertidor matricial será operado mediante la estrategia de modulación vectorial DSVPWM (Direct Vector Space Pulse Width Modulation), la cual estará a cargo de generar las señales de voltaje establecidos como referencia. Dado que se requiere la generación de señales con características muy diferentes, dentro del mismo convertidor, es necesario emplear una estrategia de control que regule la operación del convertidor, y que le permita responder de manera rápida y precisa ante las diferentes condiciones operativas que se puedan presentar en las cargas. La estrategia de control seleccionada para esta aplicación se basa en el control Proporcional Resonante (PR), dado que se requiere el seguimiento de señales de referencia variantes en el tiempo sin ningún tipo de retardos.

El desempeño del convertidor híbrido propuesto se verifica mediante una serie de simulaciones

numéricas realizadas en Matlab®), utilizando modelos detallados de los componentes que conforman la red residencial. Asimismo, para validar la operación de las estrategias de modulación y control se llevan a cabo una serie de simulaciones para diferentes condiciones operativas en la carga, en los cuales se analiza el desempeño dinámico del convertidor para mantener invariantes los voltajes de CA y CD, durante cambios abruptos en los niveles de demanda de la carga, además de controlar el factor de potencia visto desde el sistema de suministro. Finalmente, la operación del convertidor híbrido propuesto se valida mediante la comparación de las señales eléctricas obtenidas, contra las señales de referencia y en el caso del contenido armónico, con los valores establecidos en la normativa correspondiente. Una vez analizados los resultados obtenidos se concluye que el convertidor matricial operando bajo las estrategias DSVPWM y PR en conjunto, son una muy buena opción al operar como convertidor centralizado para el manejo de energía eléctrica en redes híbridas, ya que representa una solución novedosa y multifuncional.

Abstract

The 21st century proposes a trend of energy distribution in the form of DC in low voltage residential grids, as a complement to conventional AC electrical grids. This type of hybrid systems has arisen from the need to have sources that supply energy to the increasing number of electronic equipment, which due to their operational nature utilizes energy in CD form. For this reason, a large number of the loads connected to residential grids (computer equipment, communication equipment, led lightning, electric vehicles, among others) do so through rectifiers, thus increasing the number of energy conversions, and therefore, decreasing its utilization. On the other hand, this type of hybrid grids facilitates the inclusion of supply systems based on renewable energy sources, an aspect that along with efficiency of these grids have made this a very attractive configuration. Within the hybrid residential grids area, the voltage control, compensation of harmonic components produced by non-linear loads operation, and power factor correction, are research lines of great interest in the electrical sector. In this sense, this thesis proposes the utilization of a hybrid central converter, responsible for distributing electric power in both AC and DC forms, for a residential grid. In order to reduce the number of power electronic devices, it is proposed that the central converter be able to generate controllable voltages on DC and AC, simultaneously, in addition to maintaining the grid total power factor close to unity. For this purpose, the utilization of a three phase matrix converter connected in the point of common coupling (PCC) between the supply grid and the residential grid is proposed, in such a way that the matrix converter guarantees an invariant voltage supply to the loads in the residential grid, without degrading the power quality of the power demanded to the main grid. The matrix converter will be operated through the DSVPWM (Direct Space Vector Pulse Width Modulation), which will be in charge of generating the voltages established as reference signals. Since the generation of signals with very different characteristics is required, within the same converter, it is necessary to employ a control strategy that regulates the converter operation, and that allows it to respond fast and accurately to the different operating conditions that may arise. The control strategy selected for this application is based on Proportional Resonant (PR) control, since it requires the tracking of time-varying reference signals without any delays.

Performance of the proposed hybrid converter is verified by a series of numerical simulations carried out in Matlab®, utilizing detailed models of the residential grid components. Likewise, to validate the modulation and control strategies operation, a series of simulations are carried out for different operating load conditions, in which the dynamic performance of the converter is analyzed to maintain the AC and DC voltages invariants during abrupt

changes in the demand power level, besides controlling the power factor seen from the supply system. Finally, the operation of the proposed hybrid converter is validated by comparing the electrical signals obtained against the reference signals and, in the case of harmonic content, with the values established in the corresponding standards. After analyzing the results obtained, it can be concluded that the matrix converter operating under the DSVPWM and PR control strategy, is a good option to operate as a centralized converter in order to manage the power flow in residential hybrid grids, since it represents a novel and multifunctional solution.

Índice general

1. Generalidades	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Justificación	3
1.3. Objetivos	4
1.3.1. Objetivo General	4
1.3.2. Objetivos Específicos	4
1.4. Estructura del trabajo	5
2. Convertidor Matricial como Dispositivo de Enlace en Redes Eléctricas Inteligentes	6
2.1. Topologías del convertidor matricial	7
2.1.1. Convertidor CA/CA indirecto (IMC)	7
2.1.2. Convertidor CA/CA en matriz de conversión directa (CMC)	8
2.1.3. Comparativa entre el convertidor matricial indirecto (IMC) con respecto al directo (CMC)	10
2.2. Filtros de entrada y salida del convertidor	10
2.3. Esquema de modulación para CM en matriz de conversión directa	12
2.3.1. Esquema de conmutación general para MC en matriz de conversión directa	13
2.4. Interruptores bidireccionales	14
2.4.1. IGBT con puente de diodos	14
2.4.2. IGBT en emisor común	16
2.4.3. IGBT en colector común	16
2.5. Aplicaciones	17
2.5.1. UPFC	17
2.5.2. STATCOM	17
2.5.3. Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR)	18
2.5.4. Dispositivo de enlace para DGs	19
2.5.5. Controlador de motores de inducción	19
2.5.6. Convertidor rectificador (CA/CD)	19
3. Modulación en el Espacio Vectorial	21
3.1. Vectores de Conmutación	21
3.1.1. Vectores cero	23

3.1.2. Vectores fijos	25
3.1.3. Vectores móviles	27
3.1.4. Estrategia de modulación DSVPWM	29
3.1.5. Seguimiento de la tensión	32
3.1.6. Seguimiento de la corriente	33
3.1.7. Determinación de los ciclos de servicio	34
3.2. Generación de voltajes en el CMC	38
3.3. Simulación del esquema de modulación directo 3x3	41
4. Análisis de la Red Eléctrica (CA/CD) híbrida	45
4.1. Etapa de alimentación	45
4.2. Etapa de filtrado a la entrada del convertidor	46
4.3. Etapa de conversión	46
4.4. Etapa de filtrado a la salida del convertidor	47
4.5. Etapa de medición y control	48
4.5.1. Controladores	48
4.6. Etapa de conexión de cargas	53
4.6.1. Modelado de cargas residenciales	54
5. Resultados de simulación	57
5.1. Caso de Estudio I: CM sin carga	60
5.2. Caso de Estudio II: CM con cargas lineales en CD y CA.	65
5.3. Caso de Estudio III: CM con cargas lineales en CD-CA, y carga no-lineal.	73
5.4. Caso de Estudio IV: CM con conexión aleatoria de cargas en CA y CD.	80
6. Conclusiones y Trabajos Futuros	88
6.1. Conclusiones Generales	88
6.2. Conclusiones Específicas	90
6.3. Trabajos Futuros	90
Referencias	92

Índice de figuras

Capítulo II

2.1. Topología de convertidor matricial indirecto.	8
2.2. Estructura del convertidor matricial (CA/CA).	9
2.3. Voltaje y corriente de entrada en una fase.	9
2.4. Filtro pasa bajas RLC.	11
2.5. Topología del convertidor matricial directo trifásico.	12
2.6. Representación gráfica del CM	13
2.7. Potencia vs Frecuencia en semiconductores.	15
2.8. Interruptor IGBT con puente de diodos	15
2.9. Interruptor IGBT en emisor común.	16
2.10. Interruptor IGBT en colector común	17

Capítulo III

3.1. Topología del convertidor matricial directo 3x3.	22
3.2. Vectores cero.	24
3.3. Vectores fijos.	26
3.4. Vectores móviles.	28
3.5. Convertidor matricial directo trifásico.	29
3.6. Representación de sectores K_V y K_I	31
3.7. Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje K_V	31
3.8. Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje K_I	32
3.9. Seguimiento del vector de tensión de salida.	33
3.10. Seguimiento del vector de corriente de entrada.	33
3.11. Definición de ángulos α y β	37
3.12. Señales en dominio $\alpha\beta$ correspondientes al caso I.	39
3.13. Señales en dominio $\alpha\beta$ correspondientes al caso I.	39
3.14. Señales en dominio $\alpha\beta$ correspondientes al caso III modalidad híbrida.	40
3.15. Señales en dominio $\alpha\beta$ correspondientes al caso IV modalidad híbrida.	40
3.16. Esquema del CM directo para simulación de algoritmo DSVPWM.	41
3.17. Tensiones de salida para $q = 1/2$ y frecuencia de salida de 30 Hz.	42
3.18. Tensiones de salida para $q = 1/2$ y frecuencia de salida de 60 Hz.	42

3.19. Tensiones de salida para $q = 1/2$ y frecuencia de salida de 90 Hz.	42
3.20. Tensión de salida V_{AB} y FFT para $q=0.1$	43
3.21. Tensión de salida V_{AB} y FFT para $q=0.5$	44
3.22. Tensión de salida V_{AB} y FFT para $q=0.7$	44

Capítulo IV

4.1. Sistema completo de red híbrida.	46
4.2. Diagrama de convertidor matricial convencional.	47
4.3. Esquema de control para tensiones del convertidor matricial con controlador PI en lazo cerrado.	50
4.4. Estimación en lazo cerrado.	51
4.5. Control proporcional resonante.	52
4.6. Esquema de control para tensiones del convertidor matricial con controlador PR en lazo cerrado.	53
4.7. Consumo de cargas residenciales modeladas como lineales en (Kw/h).	55
4.8. Consumo de potencia activa de carga no lineal en (Kw/h).	56

Capítulo V

5.1. Diagrama de convertidor matricial convencional.	58
5.2. Tensiones de línea de referencia para la estrategia DSVPWM.	59
5.3. Tensiones medidas vs tensiones de referencia en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control.	61
5.4. Tensiones medidas vs tensiones de referencia en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI.	61
5.5. Tensiones medidas vs tensiones de referencia en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con PR.	62
5.6. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, Caso de estudio I.	63
5.7. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, Caso de estudio I.	63
5.8. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, Caso de estudio I.	64
5.9. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, con cargas lineales.	66
5.10. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, con cargas lineales.	67
5.11. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, con cargas lineales.	67
5.12. Tensión y corriente en fase, con control PI.	68
5.13. Tensión y corriente en fase, con control PR.	69
5.14. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, caso de estudio II.	70
5.16. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, caso de estudio II.	70
5.15. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, caso de estudio II.	71
5.17. (De arriba hacia abajo) Potencia instantánea en cargas de CD, sin control, con control PI y con control PR. Caso de Estudio II.	72
5.18. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} no controlado, con cargas no lineales en las terminales de suministro de Corriente Alterna.	74

5.19. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, con cargas no lineales en las las terminales de suministro de Corriente Alterna.	75
5.20. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, con cargas no lineales en las las terminales de suministro de Corriente Alterna.	75
5.21. Tensión y corriente en fase caso III, con PI.	76
5.22. Tensión y corriente en fase caso III, con PR.	76
5.23. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, Caso de estudio III.	77
5.24. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PI, Caso de estudio III.	77
5.25. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PR, Caso de estudio III.	78
5.26. (De arriba hacia abajo) Potencia instantánea en cargas de CD, sin control, con control PI y con control PR. Caso de Estudio III.	79
5.27. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} no controlado, con cargas de CA y CD caso de estudio IV.	81
5.28. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PI, con cargas de CA y CD caso de estudio IV.	81
5.29. Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PR, con cargas de CA y CD caso de estudio IV.	82
5.30. Comportamiento de tensiones al conectar la estufa eléctrica, terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, caso de estudio IV.	82
5.31. Comportamiento de tensiones al conectar el calentador del agua, terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con el controlador PI, caso de estudio IV.	83
5.32. Comportamiento de tensiones al conectar el calentador del agua, terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con el controlador PR, caso de estudio IV.	84
5.33. Potencia instantánea en cargas de CD, caso de estudio IV, sin control, con PI y PR respectivamente.	85
5.34. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, caso de estudio IV.	86
5.35. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, caso de estudio IV.	87
5.36. Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, caso de estudio IV.	87

Índice de tablas

Capítulo II

2.1. Técnicas de modulación aplicadas en el convertidor matricial.	13
2.2. Tabla comparativa de elementos requeridos para la implementación del convertidor matricial.	17

Capítulo III

3.1. Tabla comparativa de elementos requeridos para la implementación del convertidor matricial.	24
3.2. Vectores fijos.	27
3.3. Tabla Vectores móviles.	28
3.4. Secuencia de conmutación y ciclos de servicio, cuándo $K_V=1$ y $K_I=1$	35
3.5. Tabla 1 de conmutación DSVPWM.	36
3.6. Tabla 2 de conmutación DSVPWM.	36
3.7. Ciclos de servicio para sectores $K_I = I$ y IV	37
3.8. Ciclos de servicio para sectores $K_I = II$ y V	37
3.9. Ciclos de servicio para sectores $K_I = II$ y V	37
3.10. Parámetro de simulación de algoritmo DSVPWM.	41
4.1. Parámetros del controlador PR.	52
4.2. Cargas residenciales.	54
4.3. Horario operativo de las cargas residenciales.	54
5.1. Límites de distorsión de voltaje.	57
5.2. Parámetros de operación del sistema.	58
5.3. Parámetros del controlador PI.	59
5.4. Parámetros del controlador PR.	59
5.5. Distorsión armónica total Caso de estudio I.	60
5.6. Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio I.	64
5.7. Cargas de CA y CD utilizadas en el caso de estudio II.	65
5.8. Distorsión armónica total caso de estudio II.	68
5.9. Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio II.	68
5.10. Cargas de CA y CD utilizadas en el caso de estudio III.	73

5.11. Distorsión armónica total caso de estudio III.	74
5.12. Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio III.	74
5.13. Cargas de CA y CD utilizadas en el caso de estudio IV.	80
5.14. Horario operativo de las cargas residenciales caso de estudio IV.	80
5.15. Distorsión armónica total caso de estudio IV.	83
5.16. Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio IV.	83

Capítulo 1

Generalidades

1.1. Antecedentes

El incremento que se ha presentado en las últimas décadas en el consumo de dispositivos electrónicos para el hogar y uso personal, ha originado una preocupación real en las compañías de suministro eléctrico, relacionada con la contaminación que estos dispositivos provocan en la calidad de la energía. En las redes de bajo voltaje las cargas no lineales se encuentran muy dispersas, por lo que es complicada la utilización de filtros pasivos concentrados en cargas individuales [1]. Por tal motivo, se han propuesto configuraciones de compensadores centralizados [2]; en algunos casos como en [3] y [4] se han utilizado los convertidores de potencia de los sistemas solares y eólicos para realizar las acciones de compensación de armónicos. En [5], el dispositivo utilizado como rectificador y corrector de factor de potencia (PFC) se emplea para mitigar el contenido armónico de las señales de corriente. La importancia de controlar el factor de potencia y la distorsión armónica en las redes de baja tensión, radica en la necesidad de cumplir estándares de calidad de suministro eléctrico, por ejemplo, el estándar IEEE 519 de 1992 limita a 5% la distorsión armónica total de corriente (THD) para sistemas con una tensión menor o igual a 1kV [6], mientras que en Europa la IEC61727 sugiere algo similar. Las topologías más conocidas para implementar los PFC's son convertidores tipo 'boost', 'bridgeless', y 'semibridgeless' [7,8]. A pesar del potencial que exhiben los PFC's para mejorar la calidad de la energía, solamente algunos trabajos exploran esta posibilidad [9,10], debido a que la función de compensación de armónicos requiere de la transferencia de potencia activa hacia la carga en CD, como se establece en [5].

En cuanto a los rectificadores controlados, cada vez es más común la utilización de configuraciones novedosas donde se incluyen convertidores (CD/CD) para realizar la regulación de voltaje. No obstante, el implementar las funciones de compensación y regulación de voltaje de forma independiente implica la construcción de estructuras con un número elevado de dispositivos y el desarrollo de estrategias de control más complejas. Recientemente, se han propuesto estrategias alternas para rectificadores, basadas en la modulación PWM vectorial y el principio de operación del convertidor matricial (CA/CA) [11]. Este tipo de estructuras generan solo armónicos de alto orden, exhiben un control de factor de potencia unitario e implícitamente manejan un flujo de potencia bidireccional. En [12], se propone una topología

novedosa de un rectificador tipo ‘boost’, utilizando un convertidor matricial monofásico.

En cuanto a los esquemas de modulación, en [9] y [13] se proponen estrategias vectoriales para rectificadores controlados basados en el convertidor matricial indirecto. Es claro que la electrónica de potencia es una parte integral de los sistemas eléctricos modernos, por lo tanto, las soluciones novedosas en las redes eléctricas requieren topologías basadas en esta tecnología, que sean confiables pero sin incrementar la complejidad y el costo. La utilización de estructuras sin elementos pasivos, como el convertidor matricial (soluciones enteramente de silicio), es una manera de lograr tales propósitos [10]. Esta característica ha sido determinante para que en este trabajo se proponga la utilización de un convertidor de múltiples funciones basado en el convertidor matricial, para aplicaciones de manejo y acondicionamiento de energía, tanto en la forma de CA, como en la forma de CD, a fin de aprovechar sus ventajas operativas y contribuir un poco a la maduración de este tipo de tecnología en aplicaciones relacionadas con las redes eléctricas modernas.

El Convertidor Matricial (CM) ha sido diseñado como un dispositivo convertidor (CA/CA) capaz de variar la frecuencia de salida casi ilimitadamente (solo con limitaciones físicas) [14], junto con la capacidad de variar la magnitud de la tensión de salida hasta 86 % con respecto a su entrada. Este dispositivo no posee una etapa de almacenamiento o bus de DC intermedio, gracias a esto adquiere un diseño compacto. En aplicaciones para variar frecuencia se utiliza el CM como un dispositivo de enlace para controlar motores industriales de corriente alterna; sin embargo, este dispositivo convertidor ha sido utilizado en la última década para aplicaciones dentro del área de energías renovables y de calidad de la energía, de manera que se acondiciona la energía generada por unidades basadas en paneles fotovoltaicos o turbinas eólicas, esto para suministrar energía eléctrica a cargas de tipo residencial, tal como se propone en [15]. En [16] el autor expone la aplicación de un dispositivo convertidor matricial trifásico capaz de acondicionar la energía producida por una micro turbina para su uso, mientras que en [17] es utilizado un algoritmo MPPT “Maximum power point tracking”, esto con el fin de aumentar la eficiencia energética de una turbina eólica, a su vez esta energía es también acondicionada a través de un CM como en [18].

En este sentido, existe una línea de investigación muy atractiva, ya que al utilizar fuentes de energía renovables la calidad y eficiencia energética es baja debido a la cantidad de conversiones que se debe realizar, este es el caso de los paneles de células fotovoltaicas que generan energía en corriente directa, pero generalmente pasan por un proceso de transformación de energía primeramente (CD/CA) y luego (CA/CD) para finalmente poder ser utilizada por el consumidor en dispositivos electrónicos tales como celulares, computadoras, televisores, etc. Para eliminar esta cantidad de conversiones de energía se proponen rectificadores centralizados como en [5]; sin embargo, este tipo de soluciones pretenden la migración de distribución y consumo de CA a CD, siendo este un tema de actualidad y de gran relevancia a nivel mundial. En la universidad de Guanajuato se entiende la necesidad de dar un paso en esta materia y se han comenzado a desarrollar trabajos, enfocados a la utilización de redes eléctricas híbridas (CA/CD) residenciales para utilizar cargas de CD directamente en las viviendas, sin realizar ninguna etapa de transformación de energía y sin dejar de tener acceso

al suministro de CA. Dada la practicidad que se vislumbra en este tipo de redes híbridas (CD y CA), se han comenzado a proponer configuraciones novedosas de redes, las cuales dependen operativamente de los convertidores centralizados que se utilicen, como en el caso del presente trabajo, en donde se propone una aplicación novedosa que incluye el manejo de energía en la forma de CD y CA de forma simultánea en las terminales de salida de un solo convertidor, a partir de una señal de entrada en la forma de CA. El dispositivo a utilizar es un convertidor matricial directo trifásico, en su topología 3x3, el cual no requiere dispositivos pasivos de almacenamiento de energía. Las características que posee este dispositivo lo hacen muy atractivo para solucionar problemas de eficiencia energética y calidad de la energía, razón por la que se busca utilizar este dispositivo como un convertidor de potencia híbrido centralizado con factor de potencia de entrada controlado.

Para el análisis de operación del convertidor matricial se hace necesario aplicar estrategias de control usadas en electrónica de potencia tales como el controlador proporcional integral ó “PI”, siendo este el más utilizado hoy en día; sin embargo, en este trabajo se va a aplicar el novedoso controlador proporcional resonante ó “PR”. El controlador PR es una estrategia de control relativamente nueva que propone el seguimiento optimizado de señales dinámicas, es decir, mediante este esquema se logra seguir la referencia sin ningún tipo de retardos, logrando así un mejor comportamiento operativo que con el PI al seguir referencias senoidales. En este sentido, el análisis operativo planteado en este trabajo de tesis utilizará modelos de cargas para desarrollar los casos de estudio, los cuales se describen en el capítulo 4 del presente, estas cargas están modeladas de acuerdo a su consumo energético, y a partir de tiempos de utilización discretos. De esta manera es posible observar el comportamiento de la potencia instantánea durante la operación del convertidor de potencia, mientras se conectan y desconectan las cargas residenciales consideradas. Finalmente, se diseñan varios casos de estudio en los que se incluye el suministro de energía a combinaciones de cargas en CA, CD lineales o de CA no lineales.

1.2. Justificación

En la actualidad, la utilización de la energía eléctrica en forma de corriente directa (CD) se ha incrementado de manera notable, sobre todo en cargas utilizadas en las instalaciones residenciales. En los edificios modernos, cada vez es más común encontrarse cargas como iluminación a base de LED's, lámparas fluorescentes compactas, equipos de telefonía y cómputo que requieren rectificadores individuales (CA/CD), e incluso vehículos eléctricos. Debido a lo anterior, se piensa que en un futuro cercano, los edificios contendrán una red eléctrica híbrida, con la infraestructura necesaria para suministrar cargas en CA y CD [19]. Las casas y edificios que se plantean con este tipo de estructura eléctrica, por lo general incluyen un rectificador centralizado que se encarga del suministro de todas las cargas en CD, y que sustituye a los rectificadores individuales [5]. Las ventajas de esta configuración incluyen un aumento en la eficiencia, una mayor confiabilidad, menores costos y un buen nivel en la calidad de la energía. Un ejemplo claro de esta situación se puede visualizar

en la utilización actual de las energías renovables, en donde los sistemas de celdas solares actuales, además de su baja eficiencia, para que la energía generada pueda llegar a las cargas, se requiere de un doble proceso de conversión de energía (CD/CA) y (CA/CD), lo que ocasiona un incremento en el costo de la red y un detrimento en el rendimiento de aproximadamente un 25 % [20]. Por otro lado, el incremento en la utilización de cargas electrónicas cuyo comportamiento es no lineal, degrada considerablemente la calidad de la energía en el punto de suministro, aspecto que cada vez recibe una mayor atención por la problemática que esto puede representar para las compañías suministradoras [4], y para los usuarios finales, ya que, cualquier usuario que mantiene un bajo factor de potencia y un nivel bajo de calidad de energía, está sujeto a recibir sanciones.

En general, las instalaciones eléctricas residenciales modernas, enmarcadas dentro del concepto de redes inteligentes, dependen en gran medida de la operación de convertidores basados en electrónica de potencia como se establece en [21]. En ese sentido, se plantea analizar el desempeño de un dispositivo convertidor de energía que a través del adecuado esquema de conmutación, pueda realizar la conversión simultánea de corriente alterna y corriente directa, al cual se le denominará “Convertidor híbrido”; este, además actuará como dispositivo compensador de calidad de energía en el enlace entre la red y la nanored residencial. El dispositivo propuesto como convertidor híbrido se encontrará centralizado y se basará en el principio de operación del convertidor matricial directo, a fin de aprovechar las características operativas de este último dispositivo, como son: calidad de energía superior, factor de potencia controlable en sus terminales de entrada, mayor densidad de potencia, funcionamiento en condiciones adversas y la regulación en la tensión de salida [22]. Mediante el desarrollo de las estrategias de modulación y control adecuadas, el convertidor centralizado deberá ser capaz de efectuar las funciones antes mencionadas.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo General

El presente trabajo de tesis se enfoca en el análisis operativo de una topología denominada “convertidor matricial híbrido”, así como del desarrollo de estrategias de modulación y control dual de sus terminales de salida, a fin de obtener energía tanto en CD como en CA, al operar como dispositivo de enlace entre el punto de suministro y las cargas conectadas en una red híbrida de nivel residencial. Asimismo, el convertidor debe garantizar la corrección del factor de potencia y la calidad de la energía en el punto de acoplamiento común (PCC).

1.3.2. Objetivos Específicos

- Desarrollar una técnica de conmutación óptima para el convertidor matricial, que le permita operar como convertidor híbrido obteniendo energía en la forma de CD y CA de forma simultánea en sus terminales de salida.

- Implementar una estrategia de control para los terminales del convertidor matricial híbrido, de manera que pueda regular las tensiones de salida, tanto en CA como en CD, sin importar los cambios que puedan darse en los niveles de carga. Asimismo el convertidor híbrido controlado debe ser capaz de mantener la forma de onda de las señales de salida con el menor contenido armónico posible, a pesar de la naturaleza no lineal de la carga; así como mantener el factor de potencia lo más cercano a la unidad, visto desde las terminales de entrada del convertidor centralizado.
- Realizar el modelado detallado y la simulación del sistema “convertidor matricial – red híbrida”, tal que pueda ser utilizado para el análisis operativo en distintas aplicaciones.
- Verificar el desempeño del compensador desarrollado durante el control de tensiones con cargas (CA - CD) lineales y CA no lineales.

1.4. Estructura del trabajo

El contenido del trabajo de tesis está organizado en seis capítulos, los cuales se describen a continuación de forma muy general:

Capítulo 1. Este capítulo introduce al tópico a través de los antecedentes y justificación del proyecto; también establece los objetivos que determinan el alcance y resultados de esta investigación.

Capítulo 2. En este apartado se describen las generalidades del convertidor matricial, haciendo énfasis en las diferentes configuraciones propuestas para este convertidor; lo anterior, con el objeto de entender su principio de operación y establecer en qué tipo de aplicaciones se ha utilizado.

Capítulo 3. El tercer capítulo está dedicado a la estrategia de modulación vectorial directa o DSVPWM. Se describe el funcionamiento tanto en su configuración de corriente alterna como de directa, con el fin de presentar finalmente los aspectos de la novedosa aplicación como convertidor híbrido.

Capítulo 4. En este se describe el sistema bajo prueba y el control aplicado al convertidor matricial que opera como enlace entre el sistema y la nanored residencial.

Capítulo 5. Dentro de este rubro se exponen los resultados obtenidos de la presente investigación, de manera que se analiza el sistema bajo diferentes situaciones operativas, en virtud de determinar los aspectos a tener en cuenta al implementar la aplicación propuesta. El análisis se enfoca en aquellos parámetros relacionados con la calidad de energía presente en el sistema eléctrico residencial.

Capítulo 6. En esta sección se establecen las conclusiones del trabajo a partir del análisis de los resultados presentados, estableciendo la viabilidad técnica del sistema presentado, además de las ventajas de una gestión híbrida con respecto a una tradicional.

Capítulo 2

Convertidor Matricial como Dispositivo de Enlace en Redes Eléctricas Inteligentes

El segundo capítulo de este trabajo de tesis inquiera precisar conceptos generales acerca del convertidor matricial, por lo que se llevará a cabo una revisión de las características operativas inherentes a este tipo de convertidor, con el fin de justificar su aplicación como dispositivo de enlace y acondicionamiento de energía, dentro del área de redes eléctricas inteligentes o “Smart grids”.

Algunas de las características operativas más atractivas del convertidor matricial son:

1. Circuito de potencia simple y compacto.
2. Generación de voltaje de carga con amplitud y frecuencia controlables.
3. Corrientes de entrada y salida con contenido armónico reducido.
4. Operación con factor de potencia controlable para cualquier carga.
5. Capacidad de operativa de flujo de energía bidireccional.

El Convertidor Matricial (CM) pertenece a la familia de los cicloconvertidores por conmutación forzada, y consta de un arreglo de semiconductores bidireccionales controlados, como elementos de potencia, para crear un sistema con voltaje y frecuencia de salida variable; además, el CM no posee un enlace de CD físico por lo que no requiere grandes elementos de almacenamiento de energía.

El elemento clave en un convertidor matricial es el interruptor bidireccional de cuatro cuadrantes completamente controlado, que permite el funcionamiento en altas frecuencias. Los primeros trabajos dedicados a los cambiadores de frecuencia sin restricciones usaron tiristores con circuitos externos de conmutación forzada para implementar el interruptor controlado bidireccional; con esta solución, el circuito de potencia era voluminoso y el

rendimiento era pobre. La introducción de transistores de potencia para implementar los interruptores bidireccionales hizo que la topología del convertidor matricial fuera más atractiva; sin embargo, el verdadero desarrollo de los convertidores matriciales comienza con el trabajo de Venturini y Alesina publicado en 1980, en ese entonces presentaron el circuito de potencia del convertidor como una matriz de interruptores de potencia bidireccionales e introdujeron el nombre de “convertidor matricial”. Un dato importante a tener en cuenta en este tipo de cicloconvertidor es la relación de potencia con respecto a la frecuencia de conmutación; en consecuencia, si aumenta la frecuencia de conmutación, aumentan las pérdidas de potencia.

2.1. Topologías del convertidor matricial

Este dispositivo convertidor se ha propuesto en dos topologías generales, según sea la matriz de conmutación, si esta es directa se le conoce como CMC “conventional matrix converter”, pero si es la topología indirecta se le llama IMC “Indirect matrix converter”. Las configuraciones están compuestas por celdas de flujo bidireccional implementadas mediante arreglos de semiconductores, y tienen como propósito realizar la conversión (CA/CA) directamente o a través de un enlace de CD ficticio (dc-link) entre las dos etapas de conversión, como se realiza en la topología indirecta.

2.1.1. Convertidor CA/CA indirecto (IMC)

La topología de convertidor matricial indirecto consta de dos etapas, la primera etapa funciona como un rectificador controlado, por lo que se pueden utilizar estrategias de control ya conocidas que deben garantizar las siguientes características:

- Suministrar una corriente al dc-link imaginario de manera que las corrientes de entrada sean senoidales y con un ángulo de fase controlable; es así como se controla el factor de potencia.
- También se debe proporcionar un voltaje al dc-link imaginario que servirá como fuente para la etapa inversora.

Por otro lado, la etapa de inversión también permite aplicar estrategias de control para inversores convencionales. En este sentido, esta topología de convertidor matricial se describe de manera similar a los convertidores VSI “Voltage Source Inverters”, con la diferencia de que el CM indirecto no requiere de un elemento almacenador de energía entre las dos etapas anteriormente nombradas. Esta configuración se representa en la Figura 2.1 Para mantener segura esta etapa es necesario cumplir dos condiciones operativas en todo momento.

- Solo un interruptor puede estar encendido en cada instante para cada fase de salida, así se protege contra la posibilidad de cortocircuitos en las fuentes de entrada.
- Por otro lado, se debe tener siempre activo un camino para la corriente inductiva de salida en cada instante de tiempo.

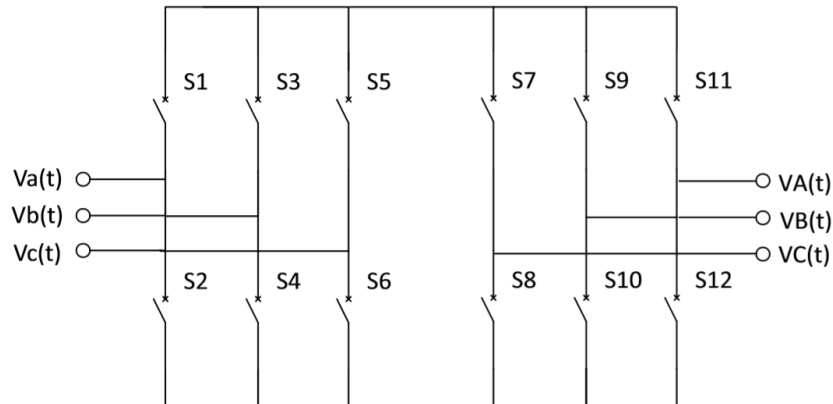


Figura 2.1: Topología de convertidor matricial indirecto.

Si se implementa un control de conmutación adecuado a la etapa de rectificación, se pueden obtener corrientes de entrada con factor de potencia unitario. Además, si se mantiene constante el voltaje del dc-link, mediante alguna estrategia de control, el dispositivo convertidor puede exhibir la capacidad de devolución de energía a la red.

La topología del convertidor “back to back” es similar a la del convertidor ICM, sin embargo, este popular convertidor utiliza un condensador en su configuración. Además, si se utiliza, un condensador electrolítico para el dc-link, este puede tener las siguientes desventajas con respecto al IMC:

- Son muy sensibles a las altas temperaturas generadas en el convertidor por los semiconductores que realizan la conmutación.
- Estos condensadores ocupan un volumen típicamente entre el 30 % y el 50 % del volumen total del sistema de conversión para niveles elevados de potencia.
- Otro inconveniente es que se requiere de inductores en las líneas de entrada [14].

2.1.2. Convertidor CA/CA en matriz de conversión directa (CMC)

El convertidor matricial CMC es un dispositivo diseñado para realizar la conversión CA/CA mediante una matriz de conversión directa, basado en el principio de conmutación forzada; el convertidor está compuesto por un arreglo de nueve polos de potencia de flujo bidireccional, (S_{ij}) véase la Figura 2.2, y permiten la conexión de cualquier fase de entrada (a,b,c) con cualquier fase de salida (A,B,C). La conmutación de los polos de potencia se considera forzada y se realiza a altas frecuencias, generando señales de corriente segmentadas en las terminales de entrada del convertidor. El contenido armónico de estas corrientes contiene componentes de alto orden, muy por arriba de la frecuencia fundamental, por lo que es necesario el tratamiento de la señal a través de un filtro, en este caso se utilizará un filtro

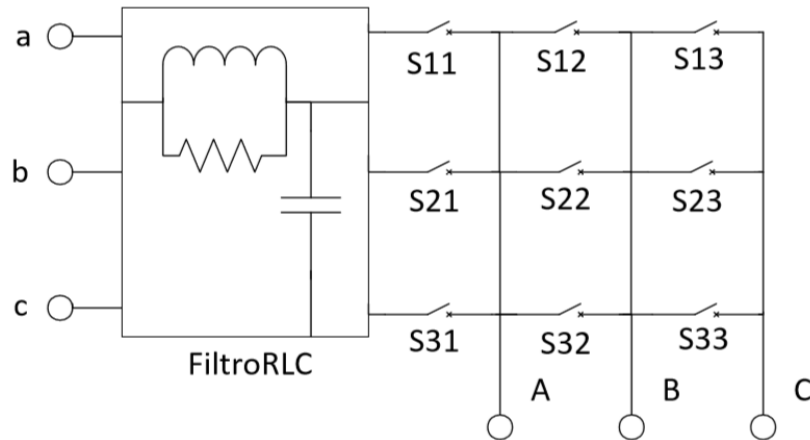


Figura 2.2: Estructura del convertidor matricial (CA/CA).

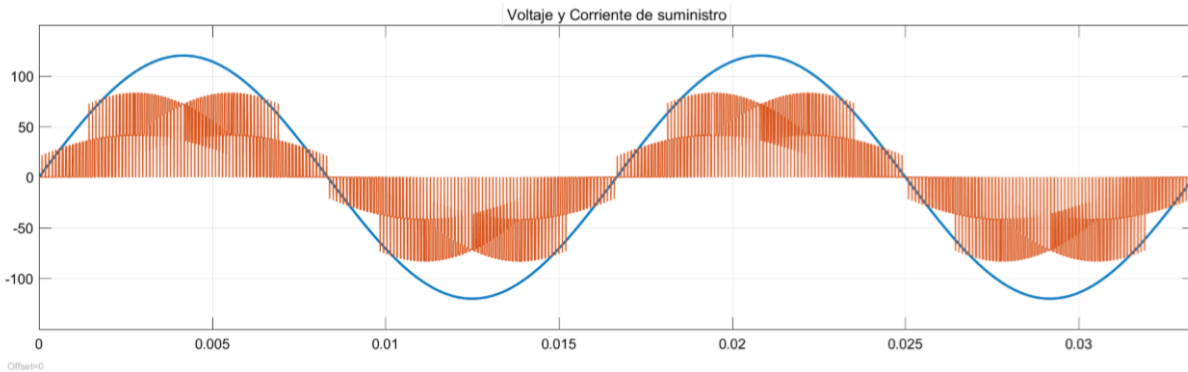


Figura 2.3: Voltaje y corriente de entrada en una fase.

pasa bajos de tipo RLC conectado en las terminales de entrada como se puede observar en la Figura 2.2.

Entre las técnicas de modulación utilizadas en el convertidor matricial se encuentra la técnica por Ancho de Pulso (PWM por sus siglas en inglés), la cual permite controlar la tensión y la frecuencia de salida, por lo que el convertidor puede considerarse como parte de los dispositivos pertenecientes a la familia de los UFC (Unrestricted Frequency Changers). En este sentido, la frecuencia de salida puede ser mayor o menor que la frecuencia en la señal de entrada. En lo que se refiere a la tensión, existe una limitante del 86.6 % entre la relación de amplitud de la tensión de salida con respecto a la entrada. A pesar de las ventajas operativas que exhibe este convertidor, los esquemas complejos de conmutación requeridos para operarlo de forma adecuada, junto con el requerimiento de elementos de protección, hacen que sea un dispositivo poco atractivo para utilizarlo en aplicaciones industriales, aspecto que no ha comprometido su desarrollo teórico en el ámbito académico.

A partir de la Figura 2.3, es posible observar una de las características operativas más

atractivas del convertidor matricial, la cual está relacionada con el factor de potencia en las señales de entrada del convertidor; en efecto, este puede llegar a ser muy cercano a la unidad, como se observa en la Figura 2.3, donde la señal de la corriente (color naranja) se encuentra prácticamente en fase con la señal de la tensión (color azul), esto sin importar la naturaleza de la carga a la que se le suministra energía. Nótese que la señal de tensión es senoidal, dado que proviene del sistema de suministro, mientras que la corriente presenta un contenido armónico notable dado que se generó sin considerar el filtro de entrada; no obstante, las frecuencias de estos componentes dependen de la frecuencia de conmutación por lo que pueden ser compensados sin mayor dificultad.

2.1.3. Comparativa entre el convertidor matricial indirecto (IMC) con respecto al directo (CMC)

La mayoría de las propiedades son idénticas tanto para la topología CMC como para la IMC, o al menos pueden lograrse mediante modulación y control adecuados. La principal diferencia se encuentra en la simetría trifásica del circuito de potencia del CMC en comparación con el IMC, que inherentemente conduce una carga promedio igual en todos los semiconductores, por lo tanto, permite un semiconductor de área inferior en el circuito de potencia (sin los semiconductores de potencia requeridos para la protección). Por otro lado, la simple conmutación de la topología IMC debido a sus dos etapas se logra a expensas de más dispositivos de potencia, lo que resulta en un mayor esfuerzo de semiconductores y una eficiencia menor en comparación con el CMC. Visto de otro manera el CMC permite una mayor densidad de potencia con respecto a la topología IMC [14]. Cabe resaltar que ambos convertidores ofrecen un reducido nivel de contenido armónico a bajas frecuencias en la corriente de entrada, así como un factor de potencia controlado de entrada, independiente de la salida.

Por otra parte, la conversión en matriz directa e indirecta también tiene limitantes que deben ser considerados, como por ejemplo el hecho de que la amplitud de la tensión de salida está limitada a 86.6 % en ambos casos.

2.2. Filtros de entrada y salida del convertidor

Las técnicas de modulación basadas en el convertidor matricial auguran la generación de armónicos múltiples de la frecuencia de conmutación del sistema. En este sentido es evidente la presencia de armónicos de alto orden en las señales de corriente y voltaje, en las terminales de entrada y salida del CM, por lo que es necesaria la utilización de una etapa de filtrado, con la finalidad de atenuar las componentes armónicas indeseadas. El circuito monofásico equivalente de un filtro pasa bajas de segundo orden se muestra en la Figura 2.4. Para el diseño del filtro se consideró una topología LC; sin embargo, fue agregado un componente resistivo con el fin de disminuir magnitud de la ganancia a la frecuencia de resonancia. Entre menor sea este resistor menor será la ganancia. La topología del convertidor matricial es alimentada por una conexión trifásica, por consiguiente, es necesario utilizar un filtro por

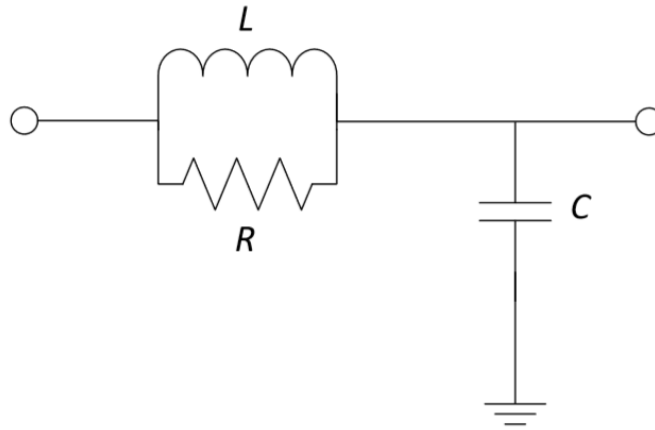


Figura 2.4: *Filtro pasa bajas RLC.*

fase; cada filtro es descrito por una ecuación en espacio de estados con dos variables de estado como se observa en la Ecuación (2.1).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}l \\ \dot{v}c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i l \\ v c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{RC} \end{bmatrix} v_i \quad (2.1)$$

2.3. Esquema de modulación para CM en matriz de conversión directa

A partir de la topología del CM representada en la Figura 2.5, se puede representar la matriz de conmutación gráficamente como en la Figura 2.6, nótese que los círculos rellenos representan un interruptor bidireccional activado. Las fases de entrada a, b y c están conectadas a las fases de salida A, B y C respectivamente, las tensiones obtenidas en el estado de conmutación de la Figura 2.6 se definen como 2.2:

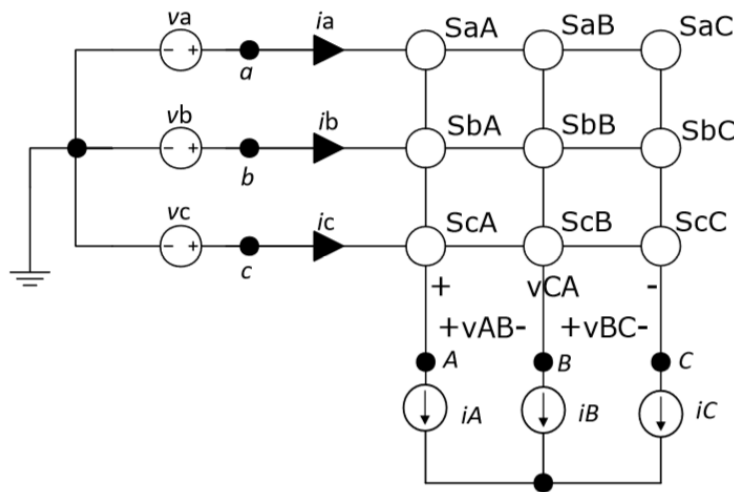


Figura 2.5: Topología del convertidor matricial directo trifásico.

$$\begin{aligned}
 v_A &= v_a \\
 v_B &= v_b \\
 v_C &= v_c
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

Los nueve interruptores permiten 512 posibles combinaciones en los estados de conmutación; sin embargo, partiendo de las reglas que permiten una operación segura del convertidor y que se resumen como: uno y solo un interruptor de cada columna debe estar accionado en un instante determinado, las posibles combinaciones se reducen a 27. En la Tabla 2.1, se puede observar una comparación de las estrategias de conmutación utilizadas en los convertidores matriciales; los resultados reportados no son suficientes para establecer que estrategia de modulación es mejor; sin embargo, es bastante prometedor el control predictivo debido a su simplicidad y flexibilidad [23]. Los esquemas de modulación utilizados en los convertidores matriciales de matriz de conversión directa e indirecta van a ser definidos respectivamente a continuación.

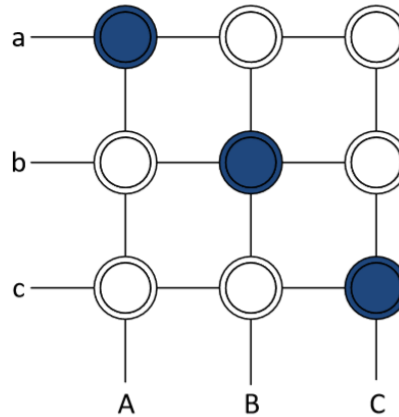


Figura 2.6: Representación gráfica del CM

Tabla 2.1: Técnicas de modulación aplicadas en el convertidor matricial.

	Venturini	Escalar	Modulación vectorial	Control torque directo
Complejidad	Baja	Baja	Muy alta	Alta
F. muestreo	Muy baja	Muy baja	Baja	Muy alta
F. Conmutación	Muy baja	Muy baja	Baja	Alta
Respuesta Dinámica	Buena	Buena	Buena	Rápida
Resonancia Filtro Ent.	Baja	Baja	Baja	Muy alta

2.3.1. Esquema de conmutación general para MC en matriz de conversión directa

Para implementar una estrategia de conmutación es importante tener en cuenta dos condiciones necesarias. No se puede encender más de un interruptor por fase de entrada en un instante de tiempo determinado, ya que de lo contrario se produciría un corto circuito. Por otro lado, al menos un interruptor en cada una de las fases de salida debe estar activo para mantener las corrientes inductivas en la carga, las cuales, al tratar de ser interrumpidas de forma súbita, producirían sobre voltajes que podrían ocasionar daños en el convertidor. Estas condiciones operativas se pueden describir mediante la ecuación 2.4, donde un valor de 1 significa que el interruptor bidireccional está cerrado, y un valor de 0 indica que el interruptor está abierto 2.3.

$$S_{a,A}(t) + S_{b,B}(t) + S_{c,C}(t) = 1 \quad j = \{A, B, C\} \quad (2.3)$$

Las tensiones de fase de salida y las de entrada son definidas por su parte como 2.4:

$$\bar{V}_{out} = \begin{bmatrix} v_{AN}(t) \\ v_{BN}(t) \\ v_{CN}(t) \end{bmatrix} \quad \bar{V}_{in} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Mientras que la tensión de salida se relaciona con la tensión de entrada a través de la matriz de conversión 2.5 y 2.6.

$$\begin{bmatrix} v_{AN}(t) \\ v_{BN}(t) \\ v_{CN}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(t) & S_{21}(t) & S_{31}(t) \\ S_{12}(t) & S_{22}(t) & S_{32}(t) \\ S_{13}(t) & S_{23}(t) & S_{33}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\bar{V}_{out} = T \cdot \bar{V}_{in} \quad (2.6)$$

T es definida como la matriz de transferencia instantánea, en este sentido los vectores que describen la corriente de entrada y salida se establecen como 2.7:

$$\bar{I}_{in} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad \bar{I}_{out} = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

A su vez, la relación entre las corrientes de entrada y salida se definen como 2.8 y 2.9:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(t) & S_{21}(t) & S_{31}(t) \\ S_{12}(t) & S_{22}(t) & S_{32}(t) \\ S_{13}(t) & S_{23}(t) & S_{33}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\bar{I}_{in} = T^T \cdot \bar{I}_{out} \quad (2.9)$$

Donde T^T representa la matriz transpuesta de T.

2.4. Interruptores bidireccionales

Los polos de potencia o celdas de conmutación obtienen la cualidad de bidireccionalidad gracias a arreglos entre semiconductores, los cuales permiten el flujo de energía en ambos sentidos. En este apartado de la tesis se expone la configuración que permite la operación del convertidor, en la Figura 2.7 se puede observar cómo se clasifican los semiconductores según características de frecuencia y potencia [14]; además, se representan algunas aplicaciones en las que frecuentemente son utilizados. Debido a la necesidad de conducir corrientes en ambos sentidos se proponen configuraciones mediante semiconductores de dos cuadrantes, para esta aplicación se utilizan transistores de tipo IGBT.

2.4.1. IGBT con puente de diodos

Esta configuración consiste en un puente de diodos sencillo y ubicando en medio un IGBT. La ventaja de este arreglo radica en que solo se requiere un dispositivo conmutador para realizar el control bidireccional de energía; sin embargo, la corriente debe fluir a través de tres dispositivos por lo que aumentan las pérdidas, además la dirección de corriente no puede ser controlada. La descripción gráfica de este arreglo se puede observar en la Figura 2.8.

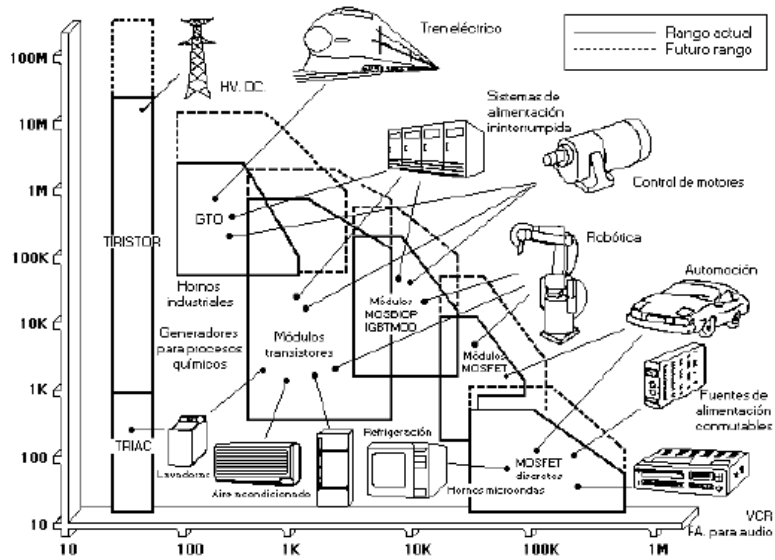


Figura 2.7: Potencia vs Frecuencia en semiconductores.

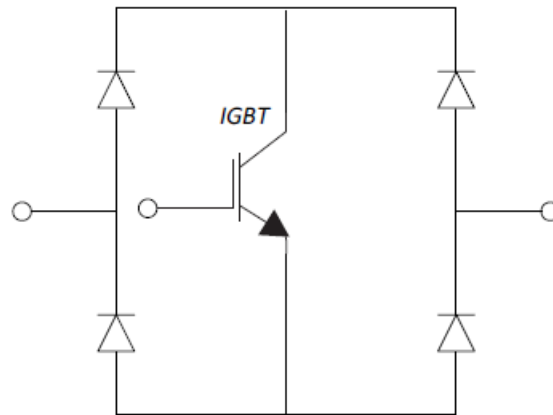


Figura 2.8: Interruptor IGBT con puente de diodos

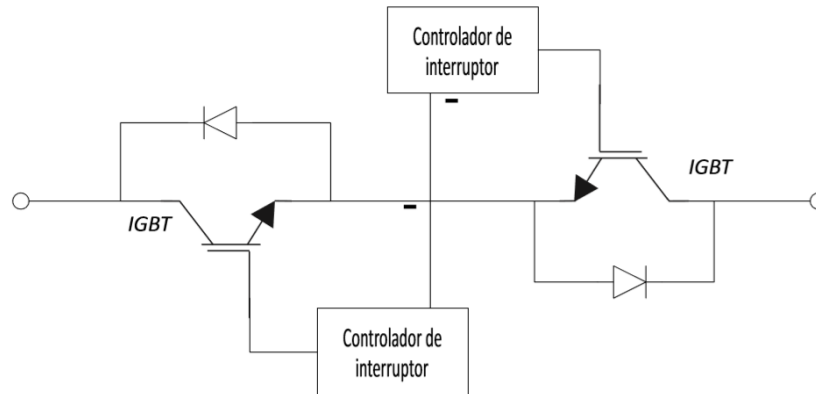


Figura 2.9: Interruptor IGBT en emisor común.

2.4.2. IGBT en emisor común

Este arreglo se compone de dos dispositivos IGBTs conectados en antiparalelo. Las pérdidas en este caso son menores con respecto al arreglo anterior, ya que la corriente es conducida por dos dispositivos. Esta configuración permite controlar la dirección de la corriente; sin embargo, es necesario alimentar cada uno los nueve polos de potencia con una fuente aislada para controlar la conmutación del convertidor matricial. Esta configuración es la más utilizada en convertidores por matriz de conmutación [24], su descripción gráfica puede ser observada en la Figura 2.9.

2.4.3. IGBT en colector común

Finalmente, para la configuración del interruptor bidireccional en conexión de colector común se presentan pérdidas por conducción semejantes a la de emisor común; la diferencia más evidente entre las dos configuraciones se presenta en la cantidad de fuentes aisladas necesarias para alimentar los nueve polos de potencia, cada driver comparte como tierra las fases de entrada y salida por lo que se reducen a seis fuentes. En este caso uno de los problemas que comúnmente se presenta, tiene que ver con las inductancias entre polo conmutado. El arreglo correspondiente a la conexión de IGBT's en modo colector común se puede observar en la Figura 2.10. En la Tabla 2.2, se hace una comparación entre las tres configuraciones revisadas para la implementación de celdas de flujo bidireccional, en donde se exhibe la cantidad total de elementos utilizados para hacer posible la conmutación del convertidor matricial para cada configuración de celda.

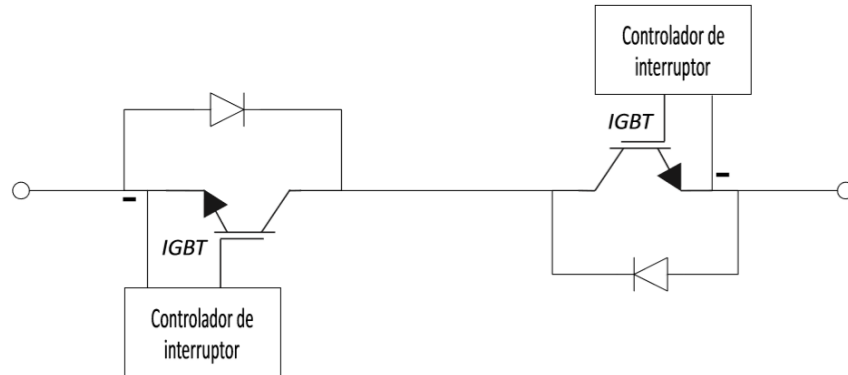


Figura 2.10: *Interruptor IGBT en colector común*

Tabla 2.2: *Tabla comparativa de elementos requeridos para la implementación del convertidor matricial.*

Arreglo interruptor	Interruptores controlados	Diodos	Fuentes aisladas
IGBT en PD	9	36	9
IGBT en EC	18	8	9
IGBT en CC	18	8	6

2.5. Aplicaciones

El convertidor matricial (CA/CA) es un dispositivo con características operativas muy atractivas para diferentes aplicaciones industriales, algunas de estas aplicaciones se expondrán en la presente sección.

2.5.1. UPFC

La IEEE define un FACTS ó (Flexible AC transmission system), como un sistema basado en electrónica de potencia y otros equipos estáticos que proporcionan control de uno o más parámetros del sistema de transmisión de CA para mejorar la controlabilidad y aumentar la capacidad de transferencia de potencia. En este sentido, dispositivos como el UPFC (Unified Power Flow Controller), que están basados en un convertidor de tipo back to back pueden reemplazar este convertidor por un convertidor en matriz de conversión, mejorando algunas de sus características operativas al no requerir de un enlace de CD, como se señala en [25–28].

2.5.2. STATCOM

Un dispositivo “STATCOM” (Compensador estático síncrono) es un compensador de potencia basado en una Fuente Inversora de Voltaje (VSI, por sus siglas en inglés), el cual emplea estrategias de control vectorial para la generación de potencia reactiva y utiliza

capacitores como elementos de almacenamiento de energía; Su función principal es la regulación del flujo de potencia reactiva en el nodo al que se conecta, acción con la cual se pueden mejorar los niveles de voltaje y mejorar la estabilidad transitoria del sistema. Por otro lado, en [29] se expone que al menos el 60 % de las fallas que se presentan en este dispositivo están relacionadas con los elementos de almacenamiento de energía, por tal motivo se propone utilizar un CMC como elemento principal del STATCOM, llegando a la conclusión de que se puede optar por una configuración de convertidor que no utilice dlink, y realizar sin problema las funciones de compensación de potencia reactiva.

2.5.3. Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR)

Un Custom Power Device (CUPS) es un dispositivo compensador enfocado en la mitigación de problemas de calidad de energía tanto para los consumidores comerciales como para los industriales. El concepto de los CUPS se refiere a la utilización de dispositivos basados en electrónica de potencia para aplicaciones dentro del sistema de distribución, a fin de mantener las mejores condiciones operativas en el suministro eléctrico. Estos dispositivos controladores son también conocidos como dispositivos de alimentación personalizados, tienen un buen rendimiento en niveles de distribución medios y la mayoría están disponibles como productos comerciales. Para la implementación de dispositivos CUPS, generalmente se utilizan VSIs debido a la auto sustentación de la tensión del bus de CC con un condensador de gran tamaño [30]. Como parte de los dispositivos CUPS se considera a los D-STATCOMs (Compensador Estático para Distribución), los DVRs (Restauradores Dinámicos de Voltaje), el UPQC (Compensador de Calidad de Energía Unificado) y los filtros activos. Todos estos dispositivos tienen en común la utilización de un dc-link, en los que incorporan elementos de almacenamiento de energía como capacitores. Recientemente, se han propuesto varias topologías para dispositivos CUPS que dejan fuera la utilización del dc-link, por las desventajas operativas que éste implica, y es aquí donde el convertidor matricial comienza a tener un rol importante. Por ejemplo, en [31] se propone una nueva topología para un filtro de potencia activa “APF”. En esta topología se emplea un convertidor matricial de matriz indirecta IMC como parte del filtro activo, y al utilizar la estrategia de modulación PWM, no hay necesidad de controlar el voltaje del enlace de CD debido a que el promedio de éste siempre es constante. Como se mencionó anteriormente, otro de los dispositivos CUPS es el DVR; este dispositivo es utilizado para proteger las cargas sensibles contra las perturbaciones de voltaje. Se verifica que esta topología es viable para aplicaciones relacionadas con la compensación de variaciones de voltaje, mitigación de distorsión armónica y desbalance de voltajes, y en ninguno de estos casos requiere de un elemento de almacenamiento de energía.

Además, en [32] se propone una topología de DVR basado en un transformador híbrido de tres fases, con un convertidor por matriz de conversión directa, que busca compensar la tensión de la fuente ante variaciones en los voltajes del sistema. En este trabajo se realizó un prototipo con potencia nominal de 3 kVA, con el que fueron validados los análisis de simulación, logrando un sistema capaz de compensar las caídas de tensión y la sobretensión.

2.5.4. Dispositivo de enlace para DGs

El convertidor matricial también ha sido utilizado en aplicaciones para el acondicionamiento de la energía producida a través de generadores distribuidos (DGs). Un método para el seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT), es utilizado en [17], donde, el controlador equipado con el algoritmo MPPT controla la velocidad del eje para maximizar la potencia capturada del viento a través de un aerogenerador; siendo esto posible al ajustar la frecuencia del CMC según la estrategia $\frac{v}{f}$ constante. El controlador del MPPT ajusta las variables del CMC para controlar la transferencia de potencia reactiva en la interfaz de red y así regular el factor de potencia. Por otro lado, en [18] se realiza el control de potencia reactiva en un aerogenerador, basado en estimaciones de corriente de entrada y utilizando las matrices de conmutación y los ciclos de trabajo de los vectores activos. El rendimiento del sistema de control ha sido probado con perfiles de viento, operación capacitiva e inductiva del sistema de conversión de energía eólica (WECS), cambios de paso en la demanda reactiva y la emulación de varios aerogeneradores con valores de inercia diferentes, para estos casos se validó la metodología, concluyendo que el rendimiento del sistema de control fue muy bueno.

2.5.5. Controlador de motores de inducción

Debido a las características del Convertidor matricial, una de las aplicaciones más comunes de este convertidor en la industria está relacionada con realizar el control en motores de inducción. En el documento [33] se muestra el diseño del primer motor-convertidor de matricial para aplicaciones industriales de accionamiento regenerativo logrado a través del re-diseño de un motor a un menor voltaje nominal, una solución válida para superar la desventaja de la menor relación de transferencia de voltaje de los CMs. Por otro lado, en [34] se propone una estrategia de control basado en lógica difusa para conseguir una velocidad eficiente del motor de inducción mediante un sistema de par directo y aplicando el algoritmo de modulación de Venturini óptimo y la regla de Mandani; en este caso se concluye que la curva de par representa una mejor estabilidad y una variación de velocidad eficiente con una pérdida mínima de par efectivo. Otra propuesta de control basada en el CM es descrita en [35], donde se presenta un método de control que proporciona una respuesta rápida en las variaciones del par y un, control de factor de potencia en las terminales de entrada. En este trabajo se ha demostrado que el CM proporciona un excelente rendimiento, controlando eficazmente a la máquina.

2.5.6. Convertidor rectificador (CA/CD)

Un convertidor rectificador es un dispositivo capaz de entregar CD a través de alimentación de CA. En [12] se propone la utilización de un convertidor matricial como rectificador, considerando una estructura monofásica en configuración de rectificador tipo “boost”. Por otro lado, en [9] se presenta una topología de convertidor rectificador con entrada trifásica tal como se propone en los rectificadores aislados; mientras que en [13] se presenta una aplicación similar, pero sin dispositivos adicionales. En los casos previamente revisados se aplican técnicas de modulación vectorial para la operación del convertidor matricial.

Debido a las características operativas del CM revisadas en el presente capítulo, se entiende el porqué el dispositivo resulta atractivo para aplicaciones de acondicionamiento de energía en red eléctrica de nivel residencial; esto es, características como su densidad de energía, y la controlabilidad en parámetros eléctricos como la magnitud, frecuencia y fase, tanto en los voltajes como en las corrientes de entrada y salida, lo posicionan como una excelente opción para este tipo de aplicaciones.

Capítulo 3

Modulación en el Espacio Vectorial

La modulación en el espacio vectorial es adoptada para controlar el voltaje de salida y la corriente de entrada en el convertidor matricial. Existen dos tipos generales de estrategias de modulación vectorial, la directa ó DSVPWM (Direct Space Vector Pulse Width Modulation) y la indirecta ó ISVPWM (Indirect Space Vector Pulse Width Modulation por sus siglas en inglés); estas estrategias de modulación se basan en la teoría PWM para sintetizar los voltajes de salida y corrientes de entrada deseados. El convertidor matricial es un dispositivo que se define como un arreglo de nueve celdas de conmutación de flujo bidireccional el cual permite conectar cualquier fase de entrada con cualquier fase de salida.

3.1. Vectores de Conmutación

Para realizar el análisis de la estrategia de modulación, se utiliza la topología general del convertidor matricial (CA/CA) de 9 polos bidireccionales en un arreglo matricial de 3x3, que consta de tres filas “i” y tres columnas “j”. Cada polo de potencia tiene dos posibles estados, ON y OFF. En la Figura 3.1 se muestra el convertidor matricial trifásico directo.

Para efectos de la transformación vectorial se han considerado condiciones ideales, de manera que los terminales de entrada del convertidor se alimentan mediante tres tensiones balanceadas, las cuales se describen a partir de la ecuación 3.1 [36].

$$\begin{aligned}v_a(t) &= v_{in} \sin(\omega t), \\v_b(t) &= v_{in} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \\v_c(t) &= v_{in} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}).\end{aligned}\tag{3.1}$$

Las tensiones de línea se representan mediante 3.2:

$$\begin{aligned}v_{ab}(t) &= v_{in} \sqrt{3} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}), \\v_{bc}(t) &= v_{in} \sqrt{3} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \\v_{ca}(t) &= v_{in} \sqrt{3} \sin(\omega t + \frac{5\pi}{6}).\end{aligned}\tag{3.2}$$

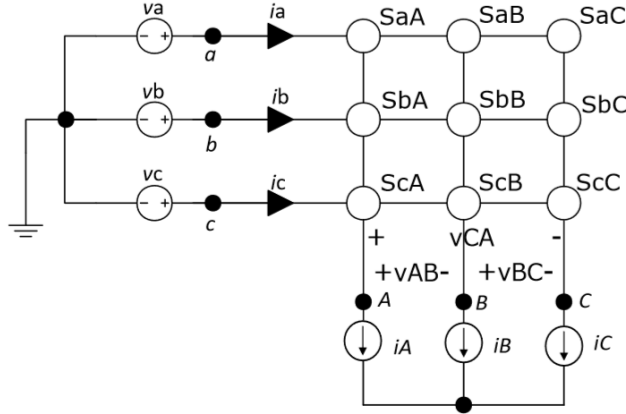


Figura 3.1: Topología del convertidor matricial directo 3x3.

La conversión al espacio vectorial es realizada a través de la transformación de Clarke [37], la expresión resultante para las tensiones de fase, en el marco de referencia $\alpha - \beta$, se representa por medio de la Ecuación 3.3.

$$v_{i_{\alpha\beta 0}}^{\rightarrow} = T_c \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Donde T_c está definida por la matriz 3.4:

$$T_c = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

La magnitud y ángulo de las tensiones de fase se definen a partir de las ecuaciones 3.5 y 3.6, respectivamente. Mientras que la representación vectorial de las tensiones entre líneas se definen a través de 3.7.

$$|v_{i_{\alpha\beta 0}}^{\rightarrow}| = V_{in} \quad (3.5)$$

$$\angle v_{i_{\alpha\beta 0}}^{\rightarrow} = \omega t - \frac{\pi}{2} \quad (3.6)$$

$$v_{i_{\alpha\beta 0}}^{\rightarrow} = T_c \begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \\ v_{ca}(t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Para el caso de las tensiones entre líneas, la magnitud se define mediante la ecuación 3.8, mientras que el ángulo de fase queda definido por la ecuación 3.9.

$$|v_{i_{\alpha\beta 0}}^{\rightarrow}| = \sqrt{3}V_{in} \quad (3.8)$$

$$\angle v_{i_{\alpha\beta 0}} = \omega t - \frac{\pi}{3} \quad (3.9)$$

Es así, como las tensiones de entrada quedan representadas por vectores de magnitud constante y ángulo de fase variable, dependiente de la frecuencia angular ω . Por otro lado, en la ecuación 3.10 se observa la representación de las tensiones entre líneas, presente en los terminales de salida del convertidor.

$$v_{o_{\alpha\beta 0}} = Tc \begin{bmatrix} v_{AB}(t) \\ v_{BC}(t) \\ v_{CA}(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Asimismo, el vector resultante que representa las corrientes de entrada al convertidor matricial se describe mediante la Ecuación 3.11.

$$i_{i_{\alpha\beta 0}} = Tc \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Con base en las características presentes en los vectores que describen el comportamiento de la corriente de entrada y la tensión de salida del convertidor, se desarrolla la estrategia de modulación necesaria para determinar los tiempos de conmutación que se utilizarán para los interruptores que conforman la matriz de conversión. Cada interruptor dentro de la matriz de conversión recibe la etiqueta de “Sij” dependiendo de la posición en la que se encuentre. En consecuencia, cada posible combinación de los interruptores de la matriz se traduce en un estado de conmutación del cual se obtiene un vector de voltajes en las terminales de salida del convertidor; estos vectores se agrupan en tres tipos, los cuales se van exponer a continuación.

3.1.1. Vectores cero

Los vectores cero se producen cuando el estado de la matriz ha conmutado una fila completa, Figura 3.2, entonces existen tres estados que generan vectores cero. Las tensiones de salida se obtienen a partir de la Ecuación 3.12, la cual corresponde a la representación matemática:

$$\begin{aligned} v_{AB}(t) &= 0, \\ v_{BC}(t) &= 0, \\ v_{CA}(t) &= 0. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Las corrientes de entrada se representan por medio de la ecuación 3.13.

$$i_{i_{\alpha\beta 0}} = Tc \begin{bmatrix} i_a(t) = 0, \\ i_b(t) = 0, \\ i_c(t) = 0. \end{bmatrix} \simeq i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0. \quad (3.13)$$

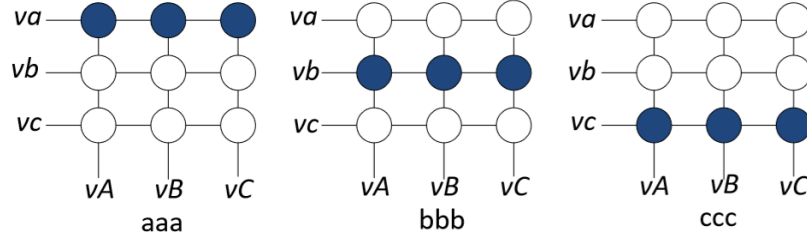


Figura 3.2: Vectores cero.

En consecuencia, la representación en espacio vectorial para las tensiones de línea presentes a la salida del convertidor se definen por medio de la ecuación 3.14, mientras que la magnitud y fase se pueden observar a partir de las ecuaciones 3.15 y 3.16, respectivamente.

$$vo_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} = Tc \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$|vo_{\alpha\beta 0}^{\vec{}}| = 0 \quad (3.15)$$

$$\angle vo_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} = 0 \quad (3.16)$$

La representación vectorial de las corrientes de entrada está dada por la ecuación 3.17, la magnitud por 3.18 y el ángulo de fase por 3.19.

$$i_{i\alpha\beta 0}^{\vec{}} = Tc \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$|i_{i\alpha\beta 0}^{\vec{}}| = 0 \quad (3.18)$$

$$\angle i_{i\alpha\beta 0}^{\vec{}} = 0 \quad (3.19)$$

Tabla 3.1: Tabla comparativa de elementos requeridos para la implementación del convertidor matricial.

Estados	$ vo_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} $	$\angle vo_{\alpha\beta 0}^{\vec{}}$	$ i_{i\alpha\beta 0}^{\vec{}} $	$\angle i_{i\alpha\beta 0}^{\vec{}}$
E1 (aaa)	0	0	0	0
E14 (bbb)	0	0	0	0
E27 (ccc)	0	0	0	0

3.1.2. Vectores fijos

Los vectores fijos quedan definidos por estados de conmutación cuyas combinaciones utilizan dos interruptores cerrados por fila, las posibles combinaciones se pueden visualizar en la Figura 3.3.

Tomando el estado E3, el cual está representado gráficamente en la Figura 3.3 podemos determinar las tensiones entre líneas como se muestra en la Ecuación 3.20:

$$\begin{aligned} v_{AB}(t) &= 0, \\ v_{BC}(t) &= -v_{ca}(t), \\ v_{CA}(t) &= v_{ca}(t). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Para determinar el comportamiento de las corrientes de entrada, se utiliza la Ecuación 3.21:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= i_A(t) + i_B(t) = -i_C(t), \\ i_b(t) &= 0, \\ i_c(t) &= i_C(t). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Las señales de tensión a la salida del convertidor junto con la corriente de entrada, para la configuración bajo análisis, se describen por medio de las Ecuaciones 3.22 y 3.23.

$$v_{o\vec{\alpha}\beta 0} = Tc \begin{bmatrix} 0 \\ -v_{ca}(t) \\ v_{ca}(t) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$i_{i\vec{\alpha}\beta 0} = Tc \begin{bmatrix} -i_C(t) \\ 0 \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

La magnitud y el ángulo de fase que describen el estado E3 con respecto a la tensión de salida y corriente de entrada, en el espacio vectorial, se describen mediante las siguientes ecuaciones:

$$|v_{o\vec{\alpha}\beta 0}| = \sqrt{3}v_{ca}(t) \quad (3.24)$$

$$\angle v_{o\vec{\alpha}\beta 0} = -\frac{\pi}{2} \quad (3.25)$$

$$|i_{i\vec{\alpha}\beta 0}| = \sqrt{3}i_C(t) \quad (3.26)$$

$$\angle i_{i\vec{\alpha}\beta 0} = -\frac{5\pi}{6} \quad (3.27)$$

Estos vectores reciben el nombre de “vectores fijos” debido a que el ángulo de fase no varía, aunque su magnitud si varía en el tiempo. Las características de los 18 estados ilustrados en la Figura 3.3 se describen en la Tabla 3.2. La tabla citada contiene cada uno de los estados

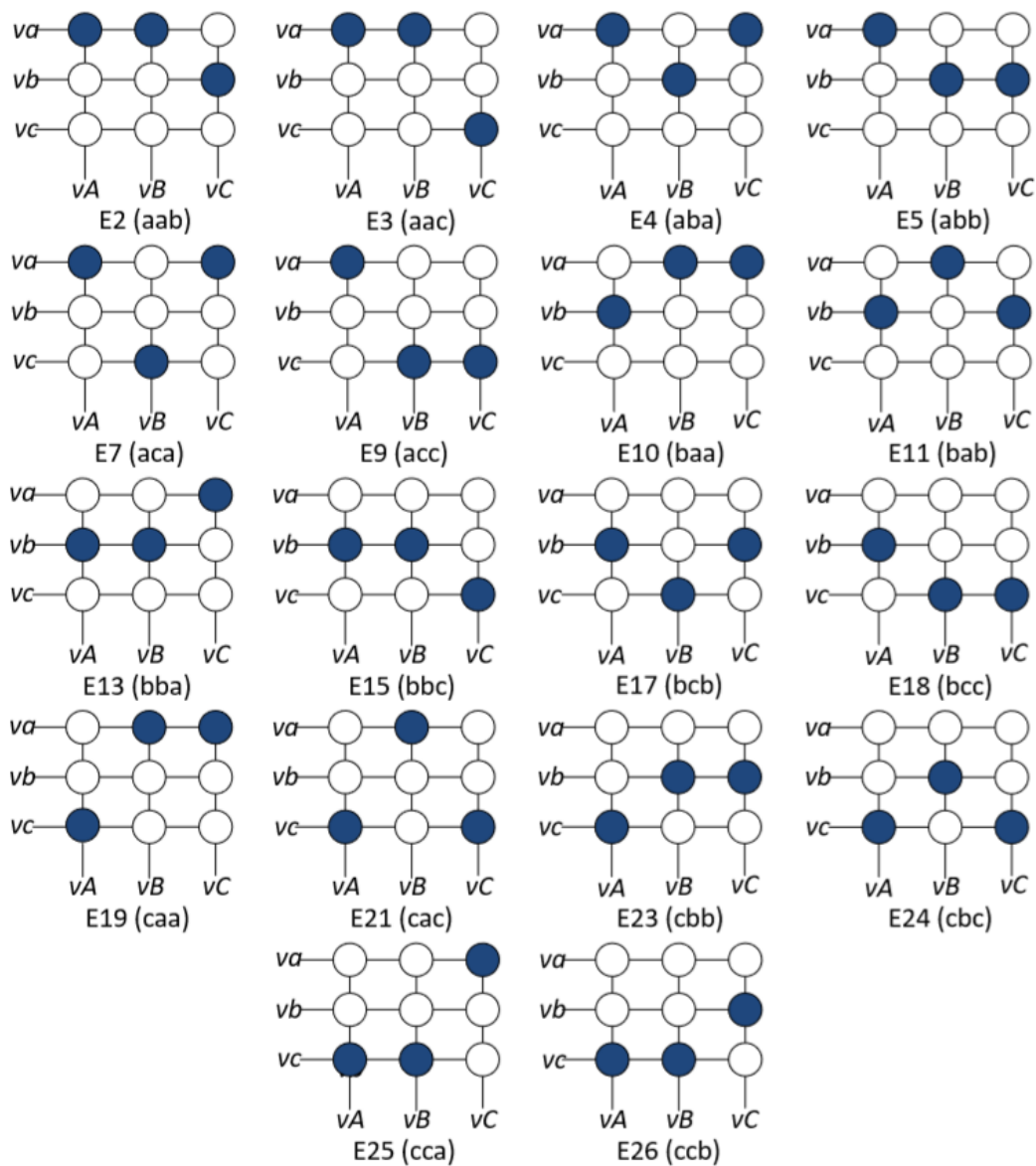


Figura 3.3: Vectores fijos.

de conmutación que generan vectores, tanto de voltaje como de corriente, fijos en el plano complejo.

Tabla 3.2: Vectores fijos.

Estados	$ v_{o\vec{\alpha}\beta 0} $	$\angle v_{o\vec{\alpha}\beta 0}$	$ i_{i\vec{\alpha}\beta 0} $	$\angle i_{i\vec{\alpha}\beta 0}$
E2 (aab)	$\sqrt{3} \cdot v_{ab}(t)$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3} \cdot i_C(t)$	$\frac{5\pi}{6}$
E3 (aac)	$\sqrt{3} \cdot v_{ca}(t)$	$-\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3} \cdot i_C(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$
E4 (aba)	$\sqrt{3} \cdot v_{ab}(t)$	$-\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_B(t)$	$\frac{5\pi}{6}$
E5 (abb)	$\sqrt{3} \cdot v_{ab}(t)$	$\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_A(t)$	$-\frac{\pi}{6}$
E7 (aca)	$\sqrt{3} \cdot v_{ca}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_B(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$
E9 (acc)	$\sqrt{3} \cdot v_{ca}(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_A(t)$	$\frac{\pi}{6}$
E10 (baa)	$\sqrt{3} \cdot v_{ab}(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_A(t)$	$\frac{5\pi}{6}$
E11 (bab)	$\sqrt{3} \cdot v_{ab}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_B(t)$	$-\frac{\pi}{6}$
E13 (bba)	$\sqrt{3} \cdot v_{ab}(t)$	$-\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3} \cdot i_C(t)$	$-\frac{\pi}{6}$
E15 (bbc)	$\sqrt{3} \cdot v_{bc}(t)$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3} \cdot i_C(t)$	$-\frac{\pi}{2}$
E17 (bcb)	$\sqrt{3} \cdot v_{bc}(t)$	$-\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_B(t)$	$-\frac{\pi}{2}$
E18 (bcc)	$\sqrt{3} \cdot v_{bc}(t)$	$\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_A(t)$	$\frac{\pi}{2}$
E19 (caa)	$\sqrt{3} \cdot v_{ca}(t)$	$\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_A(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$
E21 (cac)	$\sqrt{3} \cdot v_{ca}(t)$	$-\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_B(t)$	$\frac{\pi}{6}$
E23 (cbb)	$\sqrt{3} \cdot v_{bc}(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_A(t)$	$-\frac{\pi}{2}$
E24 (cbc)	$\sqrt{3} \cdot v_{bc}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3} \cdot i_B(t)$	$\frac{\pi}{2}$
E25 (cca)	$\sqrt{3} \cdot v_{ca}(t)$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3} \cdot i_C(t)$	$\frac{\pi}{6}$
E26 (ccb)	$\sqrt{3} \cdot v_{bc}(t)$	$-\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3} \cdot i_C(t)$	$\frac{\pi}{2}$

3.1.3. Vectores móviles

El tercer grupo de vectores que se analizan corresponde a los estados de conmutación en los que solamente existe un interruptor cerrado por fila. El resumen de los estados que generan vectores móviles se presentan en la Tabla 3.3 y la gráfica que muestra estos estados se puede observar en la Figura 3.4, en los vectores móviles es evidente que el ángulo de fase varía con respecto al tiempo.

Por tanto, las señales de tensión entre líneas, a la salida del convertidor, para el estado E6 son:

$$\begin{aligned}
 v_{AB}(t) &= v_{ab}(t), \\
 v_{BC}(t) &= v_{bc}(t), \\
 v_{CA}(t) &= v_{ca}(t).
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= i_A(t), \\
 i_b(t) &= i_B(t), \\
 i_c(t) &= i_C(t).
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

La representación en el espacio vectorial de la señales de tensión de salida y corrientes de entrada se describen mediante las Ecuaciones 3.30 y 3.31.

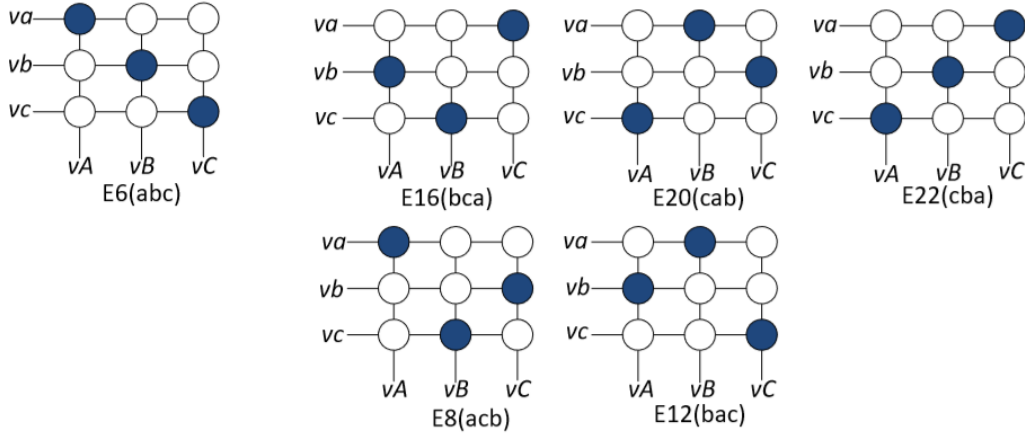


Figura 3.4: Vectores móviles.

$$v_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} = Tc \begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \\ v_{ca}(t) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$i_{\vec{i}_{\alpha\beta 0}} = Tc \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Tabla 3.3: Tabla Vectores móviles.

Estados	$ v_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} $	$\angle v_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}}$
E6 (abc)	$\sqrt{3} \cdot V_{in}(t)$	$\omega t - \frac{\pi}{3}$
E16 (bca)	$\sqrt{3} \cdot V_{in}(t)$	$\omega t - \pi$
E20 (cab)	$\sqrt{3} \cdot V_{in}(t)$	$\omega t + \frac{\pi}{3}$
E22 (cba)	$\sqrt{3} \cdot V_{in}(t)$	$-\omega t$
E8 (acb)	$\sqrt{3} \cdot V_{in}(t)$	$\frac{2\pi}{3} - \omega t$
E12 (bac)	$\sqrt{3} \cdot V_{in}(t)$	$-\frac{2\pi}{3} - \omega t$

En donde la magnitud y fase del vector de tensión trifásico se representan por medio de las Ecuaciones 3.32 y 3.33. Debido a que los vectores de corriente dependen de factores externos a la transformación, no es posible determinar los parámetros de forma directa; sin embargo, se debe cumplir la condición que se establece en la Ecuación 3.34.

$$|v_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}}| = \sqrt{3} \cdot v_{ab}(t) \quad (3.32)$$

$$\angle v_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} = \omega t - \frac{\pi}{3} \quad (3.33)$$

$$i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0 \quad (3.34)$$

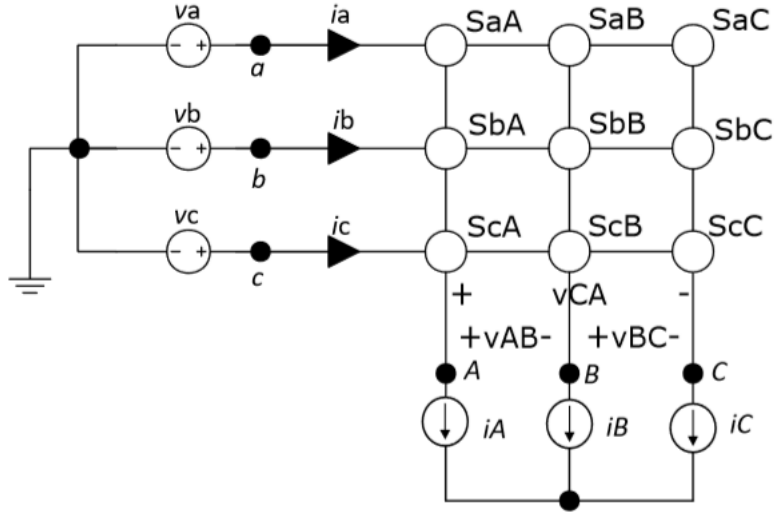


Figura 3.5: Convertidor matricial directo trifásico.

3.1.4. Estrategia de modulación DSVPWM

La estrategia de modulación DSVPWM se aplica para la configuración matricial de 3x3 del convertidor de la Figura 3.5. Las variables necesarias para que opere el convertidor mediante esta estrategia de modulación necesitan estar representadas en el espacio vectorial, para ello se utiliza la Transformación de Clarke.

Cuando se obtienen las señales de referencia en el dominio $\alpha\beta 0$, estas nuevas señales son las responsables de establecer la conmutación de los 27 estados disponibles para el convertidor, según las reglas expuestas en la subsección (Esquema de conmutación indirecto). Las tensiones deseadas a la salida del convertidor van a ser tomadas como referencia para la estrategia de modulación. La representación en el espacio de Clarke de las tensiones compuestas se define como 3.35 y 3.36:

$$vi_{\alpha\beta 0}^* = Tc \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$vo_{\alpha\beta 0} = Tc \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

La representación de las tensiones simples se define como 3.37:

$$vi_{\alpha\beta 0} = Tc \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Las corrientes en términos de los vectores de Clarke presentes en las terminales de entrada y salida las describen las Ecuaciones 3.38, 3.39 respectivamente:

$$\vec{i}_{i\alpha\beta 0} = Tc \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\vec{i}_{o\alpha\beta 0} = Tc \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

La estrategia de control DSVPWM se realiza utilizando los estados que generan los denominados vectores fijos y ceros. En total, solo se utilizan 21 estados, de los cuales, 18 son fijos y 3 son cero, los cuales se definieron en las Tablas 3.2 y 3.1, respectivamente. El espacio complejo se divide en 6 sectores para la corriente, la variable KI permite identificar en que sector se encuentra el vector de la corriente de entrada, el cual será tomado como referencia para realizar la conmutación. De igual manera, el plano complejo para las tensiones se divide en 6 sectores, en este caso, la variable KV identifica al sector en que se encuentra el vector de referencia de los voltajes compuestos de salida; es necesario conocer el sector en el que se encuentran los vectores que se utilizarán como referencia, ya que a partir de esta información se seleccionan los estados de conmutación más adecuados a fin de que el CM pueda sintetizar estos vectores de referencia.

En resumen, los vectores de corriente de entrada $\vec{i}_{i\alpha\beta 0}$ y tensiones de salida $\vec{v}_{o\alpha\beta 0}$ van a ser las referencias necesarias para determinar el estado de la matriz de conmutación. La estrategia de modulación DSVPWM busca ubicar los vectores de referencia entre dos vectores fijos, a partir de los cuales se buscará formar el vector de referencia dado. Asimismo, como parte de una adecuada selección de los vectores de referencia en el esquema de modulación, se pueden obtener las siguientes ventajas operativas:

- Generación de tensiones de salida y corrientes de entrada con bajo contenido armónico.
- Control de la amplitud, frecuencia y fase de la tensión de salida.
- El Control del factor de potencia de entrada.

Para la implementación de la estrategia DSVPWM, primeramente se establecen los vectores fijos de voltaje y corriente en el plano complejo; como se observa en las Figuras 3.7 y 3.8, el plano complejo queda dividido en 6 sectores. Como segundo paso, es necesario el identificar en todo momento donde se ubican los vectores de referencia $\vec{v}_{o\alpha\beta 0}$ y $\vec{i}_{i\alpha\beta 0}$; los valores de las variables KV y KI dependerán de la ubicación de los vectores de referencia, por ejemplo, si se consideran las Figuras 3.7 y 3.8 los dos vectores de referencia se ubican en el sector I, por lo tanto, $KI = 1$ y $KV = 1$.

Los vectores fijos con el fin de establecer los sectores para las tensiones. Por otro lado, en la Figura 3.8 se puede observar que los vectores fijos utilizados para el seguimiento de las corrientes son reconfigurados con el fin de establecer los sectores de las corrientes en este espacio.

La relación entre las señales de voltaje y corriente en el dominio del tiempo, y los sectores correspondientes en el plano complejo, se puede observar en la Figura 3.6.

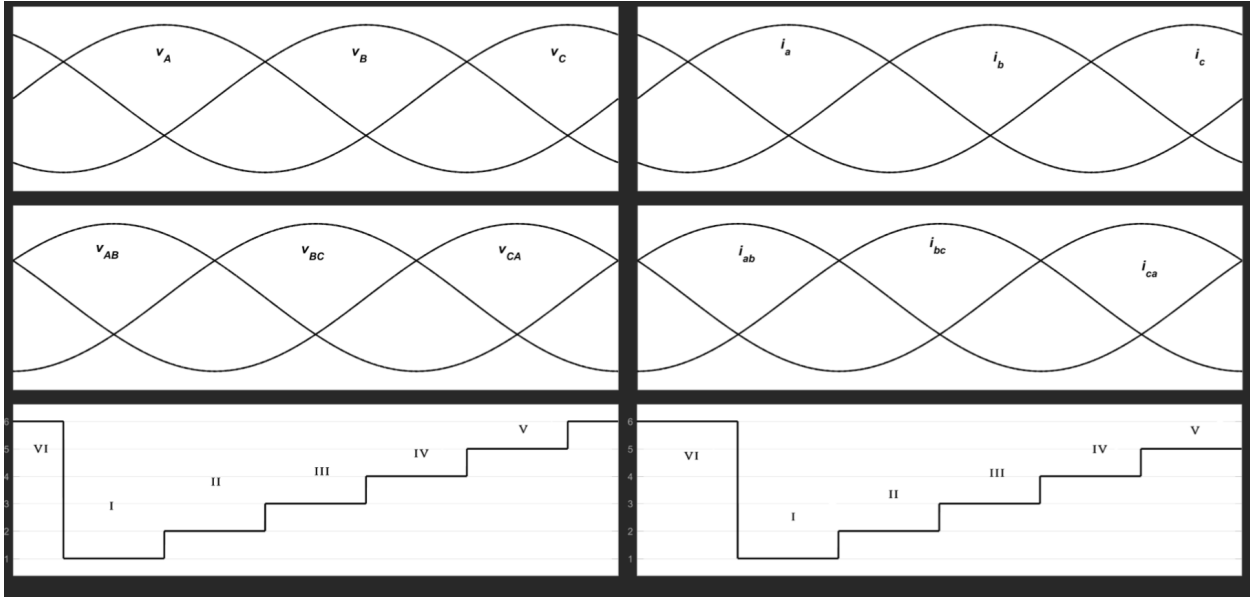


Figura 3.6: Representación de sectores K_V y K_I .

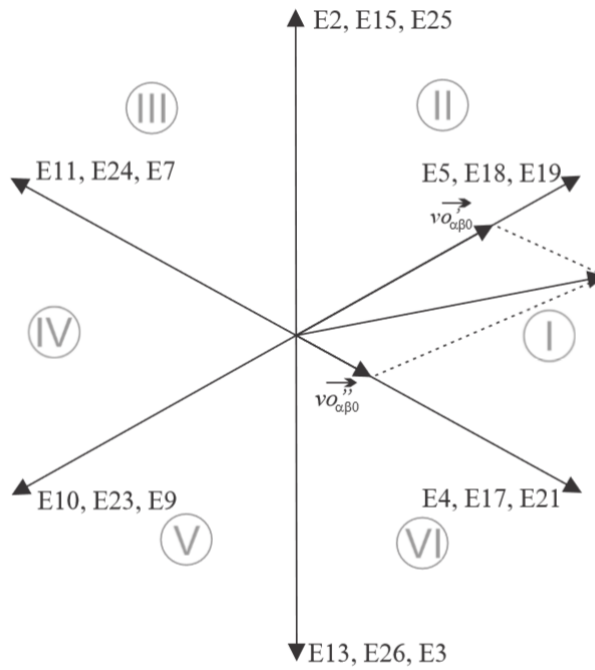


Figura 3.7: Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje K_V .

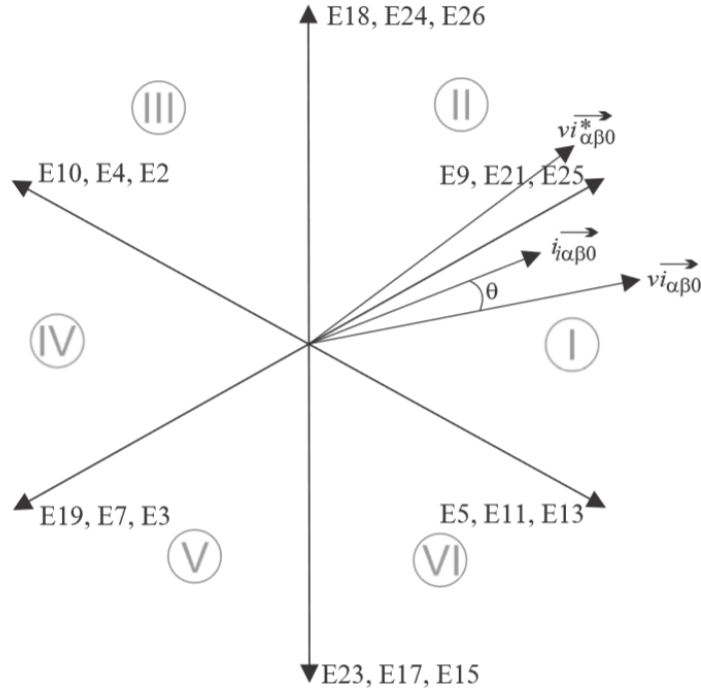


Figura 3.8: Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje KI.

3.1.5. Seguimiento de la tensión

El vector de referencia de tensión debe seguirse en todo momento, y una vez ubicado en alguno de los 6 sectores, se utilizarán los dos vectores fijos adyacentes para realizar la modulación. Como se puede observar en la Figura 3.9, el vector de referencia se proyecta sobre los vectores fijos adyacentes, y en este caso, los componentes del vector referencia se obtienen a partir de la Ecuación 3.40.

$$\begin{aligned} \vec{v}'_{\alpha\beta 0} &= v\vec{o}'_{\alpha\beta 0} \begin{matrix} I \\ II \end{matrix} m_I + v\vec{o}'_{\alpha\beta 0} \begin{matrix} I \\ III \end{matrix} m_{II}, \\ \vec{v}''_{\alpha\beta 0} &= v\vec{o}'_{\alpha\beta 0} \begin{matrix} I \\ IV \end{matrix} m_{III} + v\vec{o}'_{\alpha\beta 0} \begin{matrix} I \\ V \end{matrix} m_{IV}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

Las variables m , se definen como los ciclos de servicio, los cuales indican el tiempo que debe aplicarse cada estado de conmutación a la matriz de conversión. donde T_i es el tiempo que dura el estado de activo y T_s el tiempo de conmutación del convertidor 3.41.

$$m_i = \frac{T_i}{T_s} \quad \text{donde} \quad i = \{I, II, III, IV\} \quad (3.41)$$

Para determinar los componentes que conforman el vector de tensión de referencia se utiliza la siguiente relación:

$$\begin{aligned} \vec{v}'_{\alpha\beta 0} &= |v\vec{o}_{\alpha\beta 0}| \cos\left(\angle v\vec{o}_{\alpha\beta 0} - \frac{\pi}{3}\right) e^{i\frac{\pi}{6}}, \\ \vec{v}''_{\alpha\beta 0} &= |v\vec{o}_{\alpha\beta 0}| \cos\left(\angle v\vec{o}_{\alpha\beta 0} + \frac{\pi}{3}\right) e^{-i\frac{\pi}{6}}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

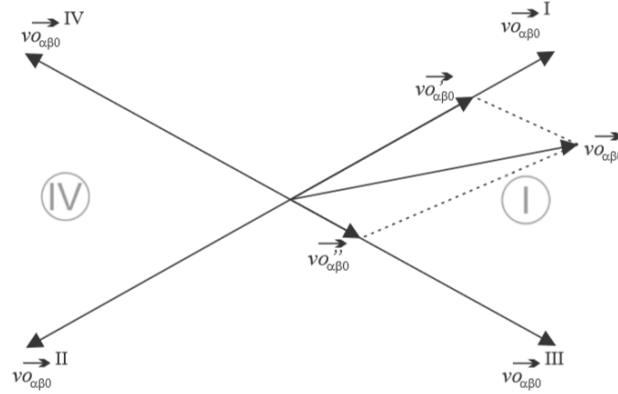


Figura 3.9: Seguimiento del vector de tensión de salida.

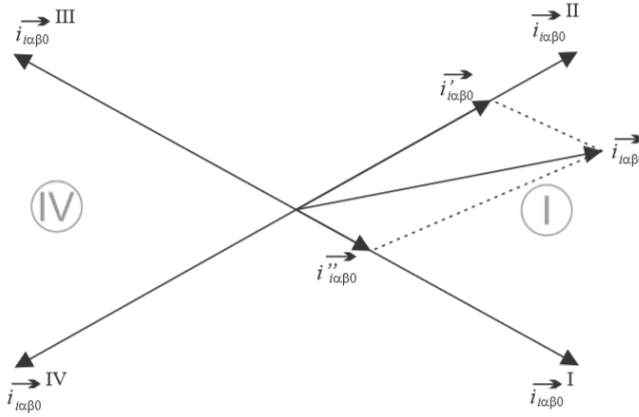


Figura 3.10: Seguimiento del vector de corriente de entrada.

Cada vector fijo presente en la Figura 3.7 puede obtenerse mediante tres estados diferentes, estos se caracterizan por tener un argumento constante y un módulo variable que depende del valor instantáneo de los voltajes en cada instante de tiempo. Los estados fijos que presenten una mayor magnitud son los que se seleccionan como componentes $v_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} I$, $v_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} II$, $v_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} III$, $v_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} IV$. A partir de la Figura 3.6 y la Tabla 3.2 es posible determinar los estados de conmutación que deben utilizarse en cada instante para lograr generar los voltajes de referencia.

3.1.6. Seguimiento de la corriente

Al igual que con el vector de referencia del voltaje, el $i_{\alpha\beta 0}^{\vec{}}$ se proyecta entre dos vectores fijos y se descompone como se observa en la Figura 3.10 y la Ecuación 3.43.

$$\begin{aligned} \vec{i}_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} &= i_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} II m_{II} + i_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} IV m_{IV}, \\ \vec{i}_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} &= i_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} I m_I + i_{\alpha\beta 0}^{\vec{}} III m_{III}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Las componentes del vector se determinan mediante 3.44:

$$\begin{aligned} \vec{i}'_{i\alpha\beta 0} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_{i\alpha\beta 0}| \sin\left(\angle i_{i\alpha\beta 0} + \frac{\pi}{3}\right) e^{i\frac{\pi}{6}}, \\ \vec{i}''_{i\alpha\beta 0} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_{i\alpha\beta 0}| \sin\left(\angle i_{i\alpha\beta 0} - \frac{\pi}{3}\right) e^{-i\frac{\pi}{6}}. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Luego de la descomposición del vector de corriente de entrada $i_{i\alpha\beta 0}$, obtenemos los valores de $i_{i\alpha\beta 0}^{\rightarrow I}$, $i_{i\alpha\beta 0}^{\rightarrow II}$, $i_{i\alpha\beta 0}^{\rightarrow III}$, $i_{i\alpha\beta 0}^{\rightarrow IV}$. Al igual que para las tensiones, el argumento es constante y el módulo varia con respecto al tiempo.

3.1.7. Determinación de los ciclos de servicio

En las secciones pasadas se presentó el seguimiento de los vectores de referencia como parte de la estrategia de modulación, de acuerdo con la Figura 3.9, es posible observar que en el ejemplo sector de **tensión de la salida** $K_V = 1$ y el sector en que se ubica el vector de la **corriente de entrada** $K_I = 1$, por tanto, se obtuvieron las Ecuaciones 3.42 y 3.44. Resolviendo el sistema de ecuaciones formado por las Ecuaciones 3.42 y 3.44, es posible determinar expresiones para los ciclos de servicio $m_I - m_{IV}$:

$$\begin{aligned} m_I &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|v\vec{0}_{\alpha\beta 0}|}{|v\vec{i}_{\alpha\beta 0}|} \cdot \frac{\cos(\angle v\vec{0}_{\alpha\beta 0} - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} + i_{i\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}, \\ m_{II} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|v\vec{0}_{\alpha\beta 0}|}{|v\vec{i}_{\alpha\beta 0}|} \cdot \frac{\cos(\angle v\vec{0}_{\alpha\beta 0} - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} - i_{i\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}, \\ m_{III} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|v\vec{0}_{\alpha\beta 0}|}{|v\vec{i}_{\alpha\beta 0}|} \cdot \frac{\cos(\angle v\vec{0}_{\alpha\beta 0} + \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} + i_{i\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}, \\ m_{IV} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|v\vec{0}_{\alpha\beta 0}|}{|v\vec{i}_{\alpha\beta 0}|} \cdot \frac{\cos(\angle v\vec{0}_{\alpha\beta 0} + \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} - i_{i\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Para efectos de validación de los ciclos de servicio, los límites de los vectores de referencia deben respetar los límites de 3.46:

$$\begin{aligned} -\frac{\pi}{6} &< \angle v\vec{0}_{\alpha\beta 0} < \frac{\pi}{6}, \\ -\frac{\pi}{6} &< \angle v\vec{i}_{\alpha\beta 0} < \frac{\pi}{6}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Asimismo, se debe considerar la Ecuación 3.47 como límite para los valores de los ciclos de servicio:

$$m_I + m_{II} + m_{III} + m_{IV} \leq 1 \quad (3.47)$$

El orden de aplicación de los estados de conmutación está pensado con el objetivo de minimizar el numero de conmutaciones, a demás se hace necesario incluir un vector cero al final de cada periodo de conmutación, para completar el tiempo de servicio T_s . La relación instantánea entre el voltaje de salida V_{out} y el voltaje de entrada V_{in} se define como 3.48:

$$V_{out} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{in} \cdot \cos\theta_{in} \quad (3.48)$$

La máxima relación entre las tensiones de entrada y salida se consigue cuando $(\cos\theta_{in}) = 1$. En la Tabla 3.4 se expone el orden de los estados de conmutación para el caso en el que $K_I = I$ y $K_V = I$, de tal manera que se minimicen las conmutaciones. Las tensiones de línea de entrada en un sistema balanceado se expresan como:

$$\begin{aligned}
 v_{ab} &= \frac{2}{3} \cdot |\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}| \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}), \\
 v_{bc} &= \frac{2}{3} \cdot |\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}| \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} - \frac{2\pi}{3}), \\
 v_{ca} &= \frac{2}{3} \cdot |\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}| \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} + \frac{2\pi}{3}).
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

Partiendo de las tensiones de línea, las tensiones de fase se definen como:

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= \frac{2}{3\sqrt{3}} \cdot |\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}| \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{6}) = V_{in} \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{6}), \\
 v_b(t) &= \frac{2}{3\sqrt{3}} \cdot |\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}| \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} + \frac{\pi}{6}) = V_{in} \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} + \frac{\pi}{6}), \\
 v_c(t) &= \frac{2}{3\sqrt{3}} \cdot |\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}| \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{2}) = V_{in} \cdot \cos(\angle \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{2}).
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

Tabla 3.4: Secuencia de conmutación y ciclos de servicio, cuándo $KV=1$ y $KI=1$.

Estados	Ciclo de servicio	Tiempo de servicio
E4 (aba)	$m_{III} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} }{ \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} } \cdot \frac{\cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} + \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} + i_{\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}$	$T_1 = m_{III}T_s$
E5 (abb)	$m_I = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} }{ \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} } \cdot \frac{\cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} + i_{\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}$	$T_2 = m_I T_s$
E9 (acc)	$m_{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} }{ \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} } \cdot \frac{\cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} - i_{\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}$	$T_3 = m_{II} T_s$
E7 (aca)	$m_{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} }{ \vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}} } \cdot \frac{\cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} + \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\frac{\pi}{3} - i_{\alpha\beta 0})}{\cos\theta_{in}}$	$T_4 = m_{IV} T_s$
E1 (aaa)	$m_V = 1 - m_I - m_{II} - m_{III} - m_{IV}$	$T_5 = m_V T_s$

Los ciclos de servicio en función de las tensiones de fase de entrada se expresan como 3.51:

$$\begin{aligned}
 m_I &= -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}}|}{|\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}|} \cdot \cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}, \\
 m_{II} &= -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}}|}{|\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}|} \cdot \cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_c}{V_{in}}, \\
 m_{III} &= -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}}|}{|\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}|} \cdot \cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}, \\
 m_{IV} &= -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}}|}{|\vec{v}_{i_{\alpha\beta 0}}|} \cdot \cos(\angle \vec{v}_{\vec{o}_{\alpha\beta 0}} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_c}{V_{in}}.
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

Al realizar un análisis completo de cada combinación entre los sectores de tensión K_V y los de corriente K_I , se obtienen las Tablas 3.5 y 3.6. Recordemos que las combinaciones de vectores están pensadas con el fin de tener la menor cantidad de conmutaciones para cada caso, además cada combinación termina con el uso de un vector cero, esto para completar el tiempo de servicio T_s .

Tabla 3.5: *Tabla 1 de conmutación DSVPWM.*

		SECTOR V														
		I					II					III				
		m_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5
SECTOR I	I	aba	abb	acc	aca	aaa	abb	aab	aac	acc	ccc	aab	bab	cac	aac	aaa
	II	aca	acc	bcc	bc b	bbb	acc	aac	bbc	bcc	ccc	aac	cac	cbc	bbc	bbb
	III	bc b	bcc	baa	bab	bbb	bcc	bbc	bba	baa	aaa	bbc	cbc	aba	bba	bbb
	IV	bab	baa	caa	cac	ccc	baa	bba	cca	caa	aaa	bba	aba	aca	cca	ccc
	V	cac	caa	cbb	cbc	ccc	caa	cca	ccb	cbb	bbb	cca	aca	bc b	ccb	ccc
	VI	cbc	cbb	abb	aba	aaa	cbb	ccb	aab	abb	bbb	ccb	bc b	bab	aab	aaa

Tabla 3.6: *Tabla 2 de conmutación DSVPWM.*

		SECTOR V														
		IV					V					VI				
		m_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5
SECTOR I	I	bab	baa	caa	cac	ccc	baa	bba	cca	caa	aaa	bba	aba	aca	cca	ccc
	II	cac	caa	cbb	cbc	ccc	caa	cca	ccb	cbb	bbb	cca	aca	cbc	ccb	ccc
	III	cbc	cbb	abb	aba	aaa	cbb	ccb	aab	abb	bbb	ccb	bc b	bab	aab	aaa
	IV	aba	abb	acc	aca	aaa	abb	aab	aac	acc	ccc	aab	bab	cac	aac	aaa
	V	aca	acc	bcc	bc b	bbb	acc	aac	bbc	bcc	ccc	aac	cac	cbc	bbc	bbb
	VI	bc b	bcc	baa	bab	bbb	bcc	bbc	bba	baa	aaa	bbc	cbc	aba	bba	bbb

Los ciclos de servicio se pueden expresar de forma general como se muestra en la Ecuación 3.52:

$$\begin{aligned}
 m_I &= (-1)^{K_V+K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|}{|\vec{v}_{i\alpha\beta 0}|} \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta_{in} + \frac{\pi}{3}), \\
 m_{II} &= (-1)^{K_V+K_I+1} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|}{|\vec{v}_{i\alpha\beta 0}|} \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta_{in} + \frac{\pi}{3}), \\
 m_{III} &= (-1)^{K_V+K_I+1} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|}{|\vec{v}_{i\alpha\beta 0}|} \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta_{in} - \frac{\pi}{3}), \\
 m_{IV} &= (-1)^{K_V+K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\vec{v}_{\alpha\beta 0}|}{|\vec{v}_{i\alpha\beta 0}|} \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta_{in} - \frac{\pi}{3}).
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

Los índices de conmutación se calculan en función de los ángulos α_{out} ó β_{out} , mostrados en la Figura 3.11, además de los sectores KV y KI; aunado a esto, el conocimiento de los sectores permitirán determinar la secuencia de conmutación de acuerdo con las Tablas 3.5 y 3.6. El orden de conmutación permitirá a su vez minimizar pérdidas y aumentar la vida útil del convertidor.

Los ángulos α_{out} y β_{out} son una representación de los ángulos con respecto a la bisectriz del sector correspondiente como se observa en la Figura 3.11, en las Tablas 3.7, 3.8 y 3.9, se presentan los ciclos de servicio con respecto al término α_{out} , es decir, con respecto a la bisectriz.

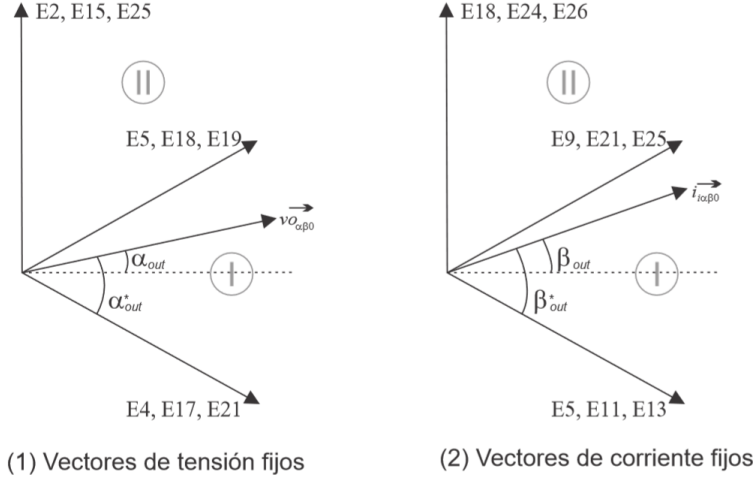


Figura 3.11: Definición de ángulos α y β .

Tabla 3.7: Ciclos de servicio para sectores $K_I = I$ y IV .

$K_I = I$ y IV	$m_I = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}$
	$m_{II} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}$
	$m_{III} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_c}{V_{in}}$
	$m_{IV} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_c}{V_{in}}$

Tabla 3.8: Ciclos de servicio para sectores $K_I = II$ y V .

$K_I = II$ y V	$m_I = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_a}{V_{in}}$
	$m_{II} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_a}{V_{in}}$
	$m_{III} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}$
	$m_{IV} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}$

Tabla 3.9: Ciclos de servicio para sectores $K_I = II$ y V .

$K_I = II$ y V	$m_I = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_a}{V_{in}}$
	$m_{II} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_a}{V_{in}}$
	$m_{III} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}$
	$m_{IV} = (-1)^{K_I} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{ \vec{v}_{\alpha\beta 0}^o }{ \vec{v}_{i\alpha\beta 0}^i } \cdot \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cdot \frac{v_b}{V_{in}}$

3.2. Generación de voltajes en el CMC

El convertidor matricial híbrido que se propone está basado en la topología de convertidor matricial directo “CMC”. La posibilidad de obtener tanto corriente alterna “CA”, como corriente directa “CD” de forma simultánea de un mismo convertidor, es una característica muy atractiva para el área de las nanoredes residenciales, esto debido al creciente consumo de CD por parte de los dispositivos electrónicos diseñados para el hogar como lo son los electrodomésticos o electrónicos personales. El esquema de modulación se implementa de tal forma que como señales de referencia en las terminales de salida del convertidor se consideran las siguientes señales: una señal sinusoidal de voltaje entre las terminales v_{AB} , una señal constante de voltaje entre las terminales v_{CA} , y finalmente el voltaje v_{BC} se considera como un voltaje común. Las tensiones presentes tanto en los terminales de entrada como a la salida del convertidor matricial van a ser representadas en el espacio de clarke con el objetivo de definir las características que debe tener el vector de referencia; para ello se consideran cuatro casos.

Cada caso es descrito por tres Figuras, las cuales se denominan (A, B y C). La Figura (A) corresponde a una representación en el plano complejo de las tensiones de entrada (Figura más grande) y de salida de referencia (Figura más pequeña) en donde el eje “x” contiene los valores de α , mientras que el eje “y” contiene los valores de β . En la Figura (B), se muestran los componentes α y β de las señales de tensión de entrada del CMC con respecto al tiempo. Finalmente, en la Figura (C) se obtiene una representación de las tensiones de salida de los componentes α y β también con respecto al tiempo. A continuación se van a analizar cuatro casos. En el primer caso se tienen a la entrada las siguientes tensiones balanceadas a la entrada 3.53:

$$\begin{aligned} V_{\alpha}(t) &= \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t) \\ V_{\beta}(t) &= \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.53)$$

Mientras que para este mismo caso las tensiones de salida de referencia (también balanceadas) son 3.54:

$$\begin{aligned} V_{\alpha}(t) &= P \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t) \\ V_{\beta}(t) &= P \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.54)$$

en donde P es igual a 0,86 y regula el límite máximo de tensión permitido de la salida con respecto a la entrada. La Figura 3.12 muestra las señales anteriormente descritas. Para el segundo caso se consideran tensiones desbalanceadas en las terminales de entrada, de acuerdo con la Ecuación 3.55:

$$\begin{aligned} V_a(t) &= P \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t) \\ V_b(t) &= P \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ V_c(t) &= P \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.55)$$

Posteriormente, se realiza la transformación de clarke. Las tensiones de salida de referencia para el CMC en este para este caso están dadas por 3.56:

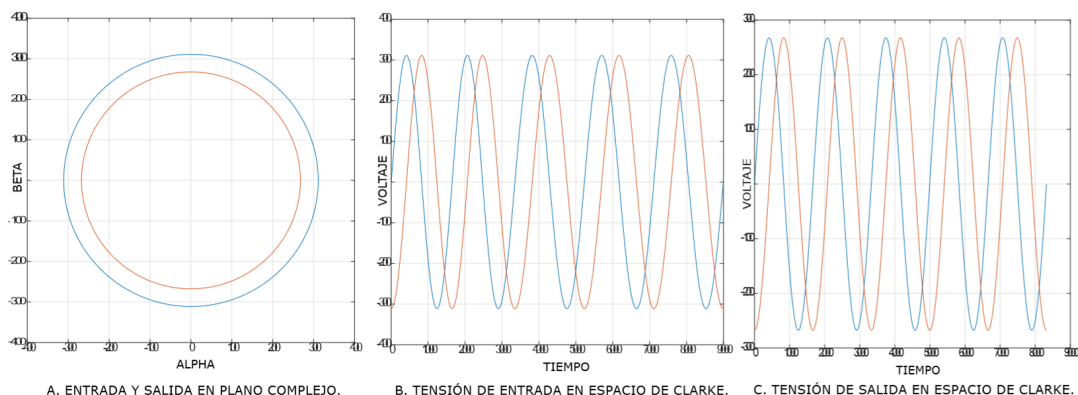


Figura 3.12: Señales en dominio $\alpha\beta 0$ correspondientes al caso I.

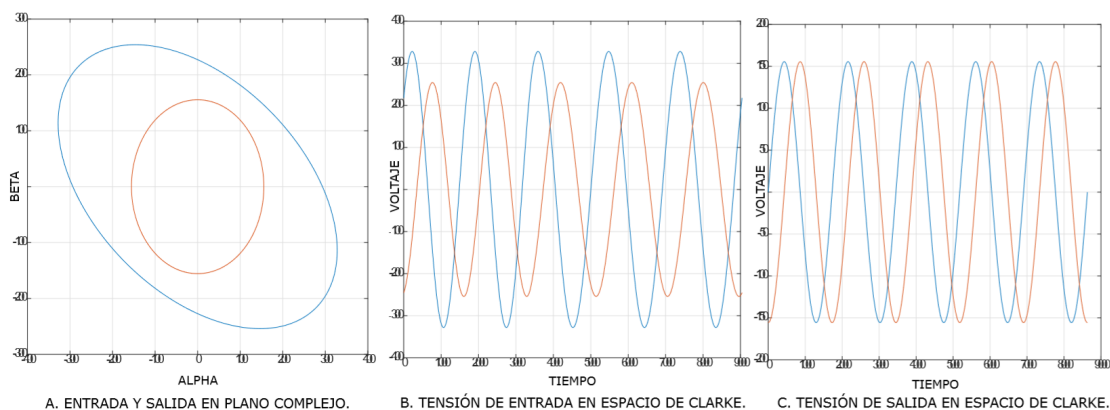


Figura 3.13: Señales en dominio $\alpha\beta 0$ correspondientes al caso I.

$$\begin{aligned} V_{\alpha}(t) &= R \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t) \\ V_{\beta}(t) &= R \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \tag{3.56}$$

En donde R es igual a 0,50; para que se pueda realizar de forma correcta la generación de los voltajes establecidos como referencia, es necesario que el área que dibujen estos voltajes en el plano complejo, quede contenida dentro del área marcada por los voltajes de entrada. Las señales de este caso se representan en la Figura 3.13.

En relación con el tercer caso, las tensiones de entrada son definidas mediante la Ecuación 3.53; para las tensiones de salida de referencia se establecen los siguientes valores:

$$\begin{aligned} V_{AB}(t) &= \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos(\omega t) \\ V_{BC}(t) &= \sqrt{2} \cdot 111,5 \cdot \cos(\omega t + \pi) \\ V_{CA}(t) &= 12 \end{aligned} \tag{3.57}$$

En la Figura 3.14 se presentan las señales generadas para este tercer caso, en donde se observa como el incluir una señal constante como voltaje de referencia de salida modifica significativamente la forma de onda del vector de referencia en el plano complejo; no obstante,

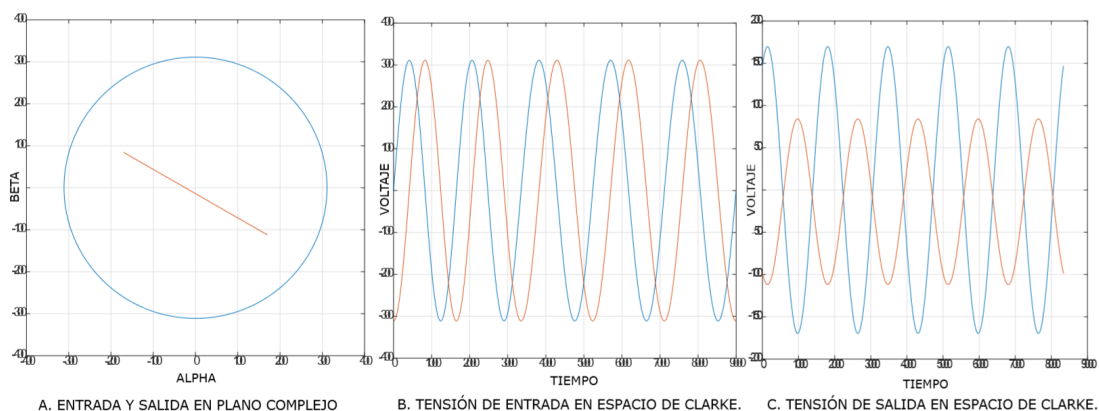


Figura 3.14: Señales en dominio $\alpha\beta$ correspondientes al caso III modalidad híbrida.

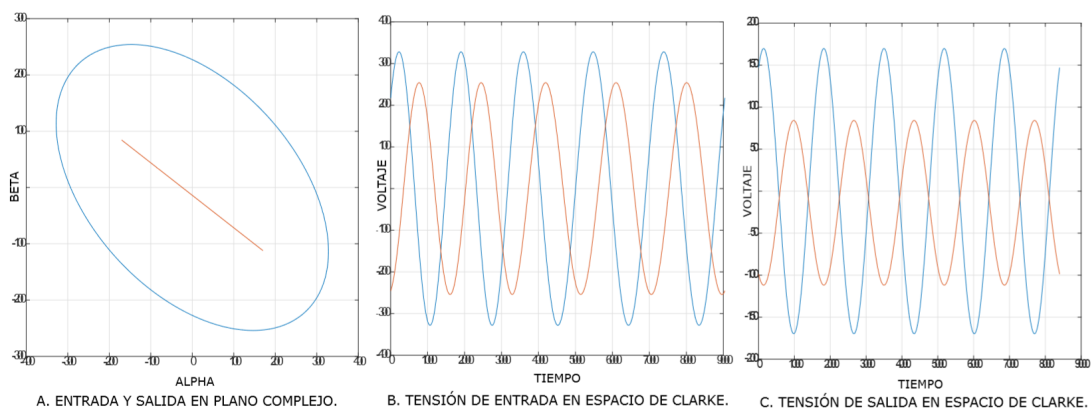


Figura 3.15: Señales en dominio $\alpha\beta$ correspondientes al caso IV modalidad híbrida.

mientras que la línea recta que forma el vector de referencia permanezca dentro de la envolvente generada por el vector de los voltajes de entrada, el esquema de modulación no tendrá problema para sintetizar los voltajes establecidos para la salida del convertidor.

Finalmente para el caso cuatro, las tensiones de entradas están dadas por los voltajes desbalanceados descritos por la Ecuación 3.55, mientras que las tensiones de salida de referencia se definen mediante la Ecuación 3.57. Las señales del caso cuatro son presentadas en la Figura 3.15.

En cada uno de los casos analizados es posible concluir que la estrategia de modulación DSVPWM no presenta problema alguno para generar las formas de onda establecidas como referencia para la salida del convertidor. Aun en los casos en los que se consideró una entrada desbalanceada y una combinación de voltajes de CD y CA a la salida del convertidor, la estrategia de modulación fue capaz de generar los voltajes de referencia: Lo anterior sucederá con cualquier combinación de voltajes de referencia, siempre y cuando se cumpla que el valor máximo de la región trazada por el vector de referencia en el plano complejo, sea igual al 86.6% del valor menor de la región delimitada por el vector de los voltajes de entrada, para

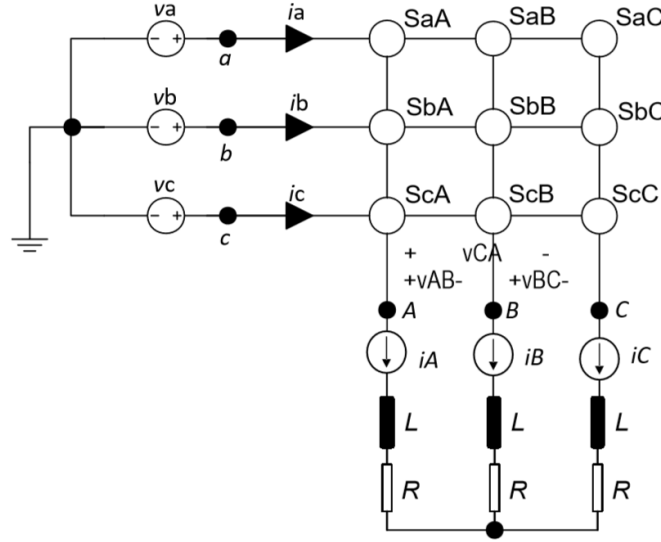


Figura 3.16: Esquema del CM directo para simulación de algoritmo DSV PWM.

un ángulo de fase dado.

3.3. Simulación del esquema de modulación directo 3x3

La simulación del algoritmo DSV PWM fue implementada en el software Simulink de Matlab® para lo cual se consideraron los parámetros presentes en la Tabla 3.10 y la topología que describe la Figura 3.16. En la Ecuación 3.58 se observa la equivalencia requerida para determinar las tensiones de fase a partir de las tensiones de línea.

Tabla 3.10: Parámetro de simulación de algoritmo DSV PWM.

Parámetro	Valor	Descripción
T_s	$100\mu s$	Frecuencia de conmutación de (10KHz).
V_{in}	$\sqrt{2} \cdot 220$	Valor máximo de las tensiones de fase de entrada.
f_{in}	60Hz	Frecuencia de la señal de entrada.
L	5 mH	Carga inductiva conectada a los terminales del CM.
R	10Ω	Componente resistivo conectado a los terminales del CM.

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= \frac{v_{ab}(t) - v_{ca}(t)}{3} \\
 v_b(t) &= \frac{v_{bc}(t) - v_{ab}(t)}{3} \\
 v_c(t) &= \frac{v_{ca}(t) - v_{bc}(t)}{3}
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

Luego de obtener las tensiones simples de entrada, se procede a determinar el sector KI en donde está ubicado el vector $\vec{I}_{in}(ref)$, esto se realiza mediante una estrategia de comparación sencilla, ver las relaciones establecidas en la Ecuación 3.59.

$$\begin{aligned}
 & \text{if}(va(t) \geq 0 \ \&\& \ vb(t) < 0 \ \&\& \ vc(t) < 0) \ K_I = 1 \\
 & \text{if}(va(t) \geq 0 \ \&\& \ vb(t) \geq 0 \ \&\& \ vc(t) < 0) \ K_I = 2 \\
 & \text{if}(va(t) < 0 \ \&\& \ vb(t) \geq 0 \ \&\& \ vc(t) < 0) \ K_I = 3 \\
 & \text{if}(va(t) < 0 \ \&\& \ vb(t) \geq 0 \ \&\& \ vc(t) \geq 0) \ K_I = 4 \\
 & \text{if}(va(t) < 0 \ \&\& \ vb(t) < 0 \ \&\& \ vc(t) \geq 0) \ K_I = 5 \\
 & \text{if}(va(t) \geq 0 \ \&\& \ vb(t) < 0 \ \&\& \ vc(t) \geq 0) \ K_I = 6
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

Para el caso de K_V se utiliza la misma estrategia, de esta manera solo queda pendiente determinar el ángulo α_{out} con respecto a la bisectriz del sector donde se encuentra el vector $U_{out}(\vec{ref})$, esto es sencillo una vez que se conoce K_V , por consiguiente conocemos el valor angular de cada bisectriz del hexágono. Una vez determinado el ángulo α_{out} y establecido el periodo de conmutación T_s , se procede a programar las Tablas 3.5 y 3.6. Las tensiones que se obtienen a la salida del convertidor, V_{AB} , V_{BC} y V_{CA} , se presentan en las Figuras 3.17, 3.18 y 3.19, esto n el fin de evidenciar el comportamiento de las señales al cambio de frecuencia.

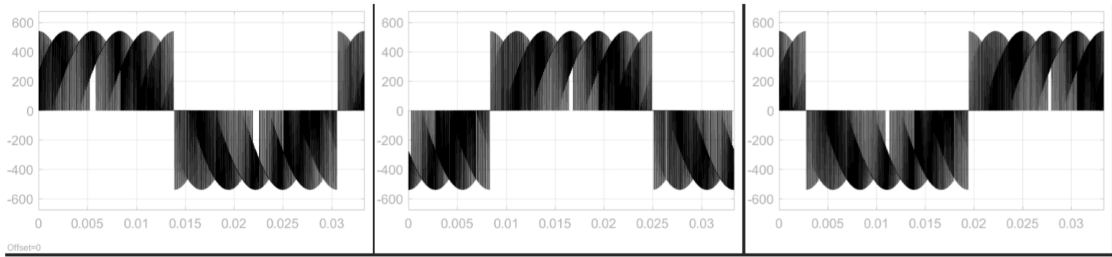


Figura 3.17: Tensiones de salida para $q = 1/2$ y frecuencia de salida de 30 Hz.

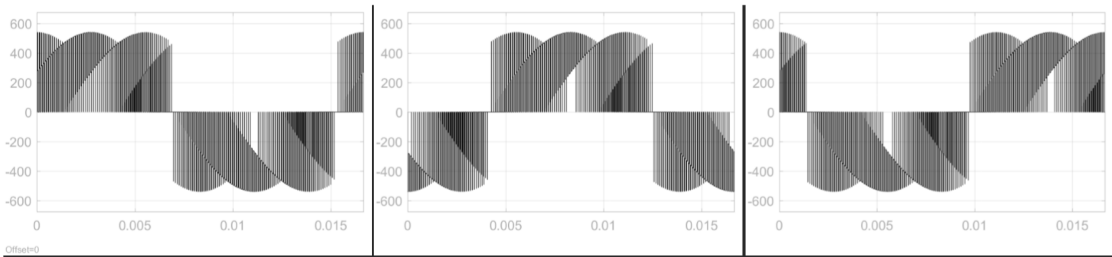


Figura 3.18: Tensiones de salida para $q = 1/2$ y frecuencia de salida de 60 Hz.

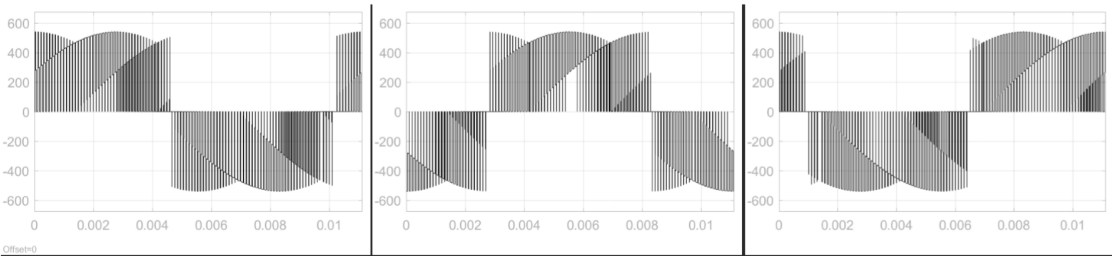


Figura 3.19: Tensiones de salida para $q = 1/2$ y frecuencia de salida de 90 Hz.

Por tal motivo, se consideran los siguientes parámetros: $\theta_{in} = 0$, $q = 1/2$ y frecuencias de salida $F_{out} = 30\text{Hz}$, 60Hz y 90Hz respectivamente. Mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés), se realiza un análisis del espectro armónico de la señal a fin de analizar el contenido armónico total THD. De esta manera podemos observar la variación de contenido armónico a medida que se modifica la amplitud de la tensión con la variable 'q' mediante del algoritmo DSVPWM, Figuras 3.20, 3.21 y 3.22.

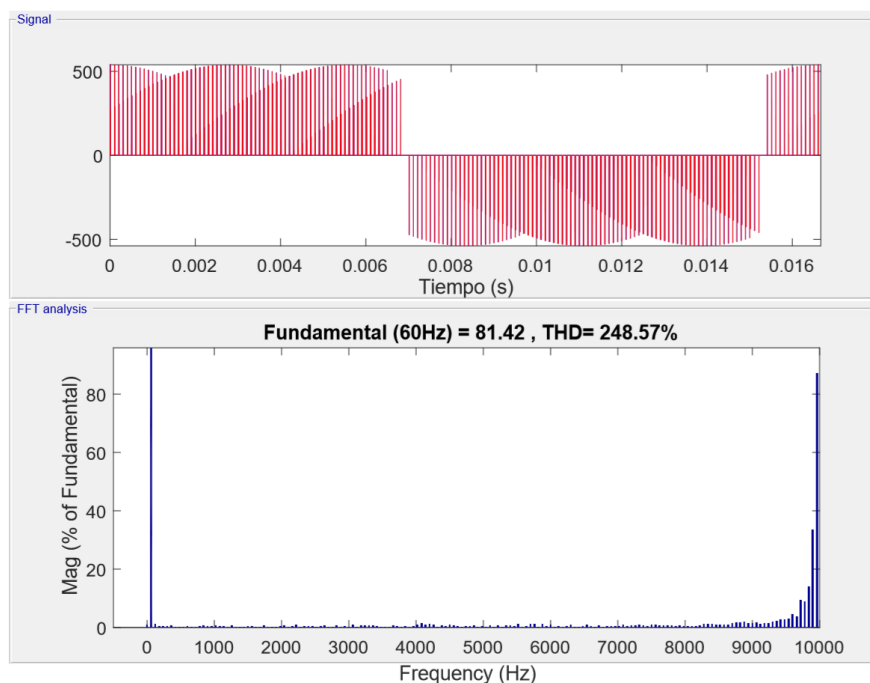


Figura 3.20: Tensión de salida V_{AB} y FFT para $q=0.1$.

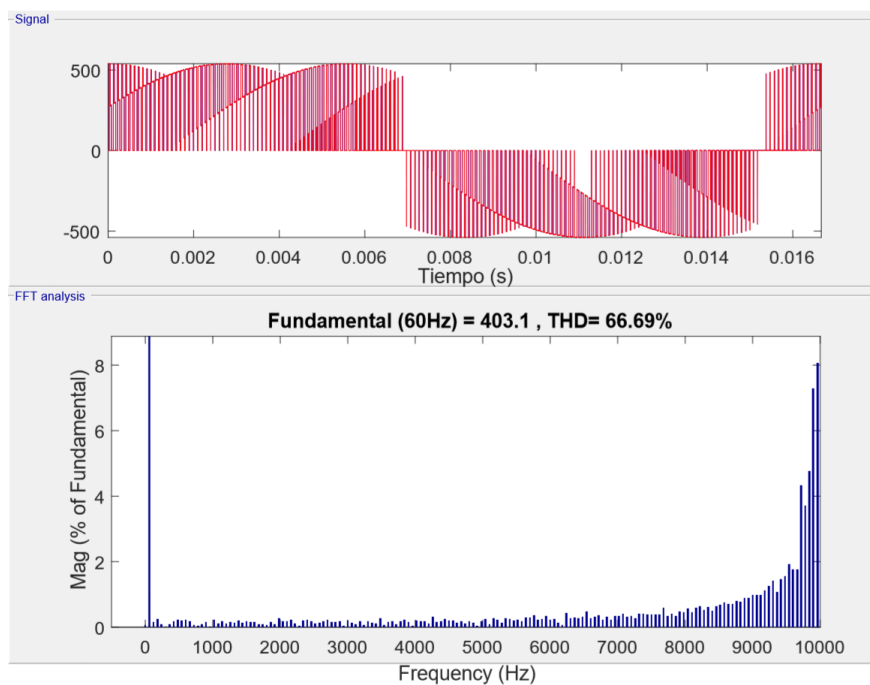


Figura 3.21: Tensión de salida V_{AB} y FFT para $q=0.5$.

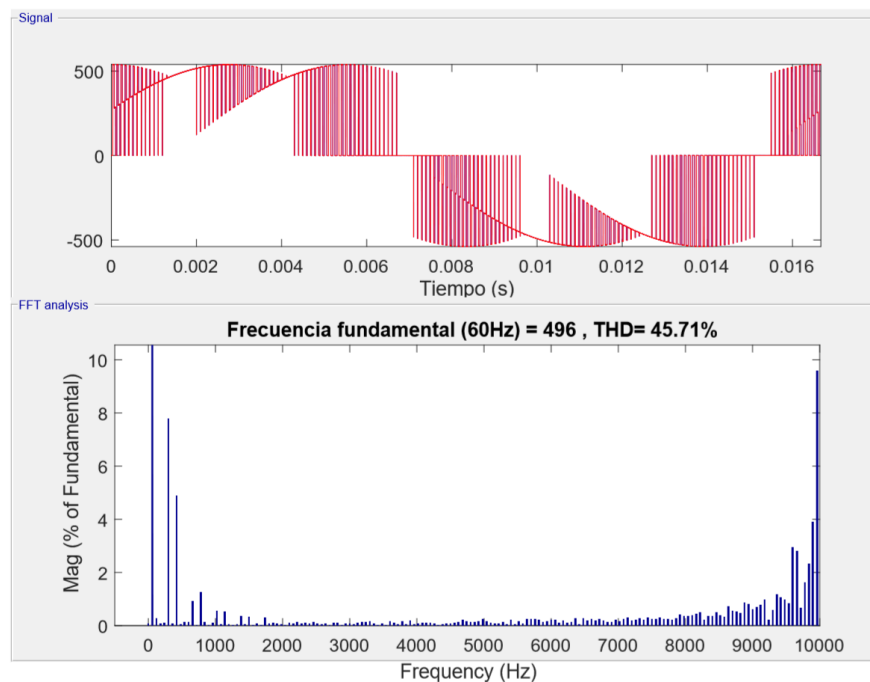


Figura 3.22: Tensión de salida V_{AB} y FFT para $q=0.7$.

Capítulo 4

Análisis de la Red Eléctrica (CA/CD) híbrida

La red eléctrica híbrida residencial que se propone es presentada en la Figura 4.1, cuyo sistema se compone por seis etapas que son:

1. Etapa de alimentación.
2. Etapa de filtrado de entrada al convertidor.
3. Etapa de conversión.
4. Etapa de filtrado de salida al convertidor.
5. Etapa de medición y control.
6. Etapa de conexión de cargas.

A continuación se describen las etapas que conforman el sistema.

4.1. Etapa de alimentación

Como fases de entrada se considera un sistema de alimentación trifásico balanceado de secuencia positiva el cuál se describe mediante las expresiones dadas por la Ecuación 4.1.

$$\begin{aligned}v_a S(t) &= v_{in} \cdot \sin(\omega t), \\v_b S(t) &= v_{in} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \\v_c S(t) &= v_{in} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}).\end{aligned}\tag{4.1}$$

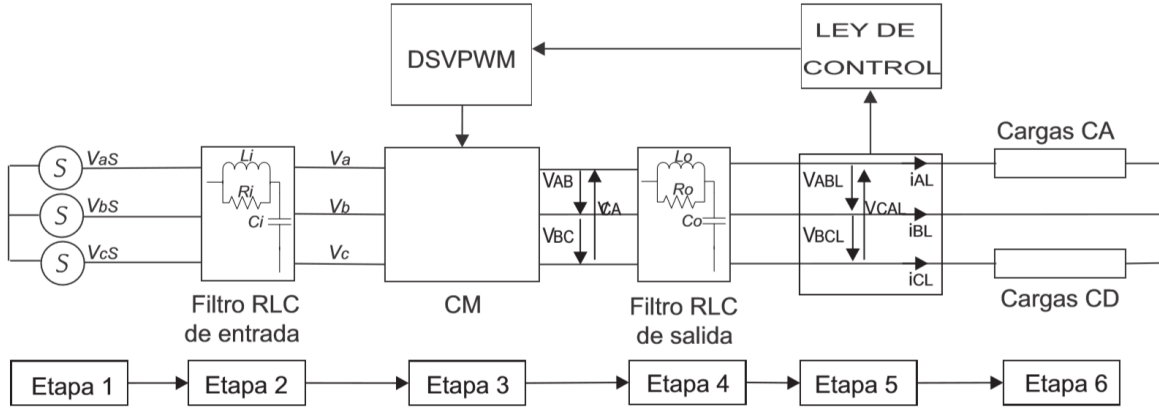


Figura 4.1: Sistema completo de red híbrida.

4.2. Etapa de filtrado a la entrada del convertidor

El objetivo del filtro de entrada es mitigar la inyección de armónicos de alto orden a la red; los cuales tienen su origen en la naturaleza conmutada de la operación del convertidor matricial. Estos armónicos se encuentran cercanos a la frecuencia de conmutación del convertidor que usualmente es muy alta. Este filtro se implementa utilizando un filtro RLC monofásico para cada una de las fases, conectando la etapa de alimentación con los terminales de entrada del convertidor matricial. La representación matemática del filtro en el espacio de estados, bajo la transformación de Park, despreciando la componente homopolar por ser un sistema balanceado, y tomando la fase de la tensión de alimentación, corresponde a la Ecuación 4.2.

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{dLi} &= \omega \cdot i_{qLi} + \frac{V_{di} - V_{dCi}}{L_i} \\
 \dot{i}_{qLi} &= -\omega \cdot i_{dLi} + \frac{V_{qi} - V_{qCi}}{L_i} \\
 \dot{v}_{dCi} &= \omega \cdot v_{qCi} + \frac{i_{dLi} - I_d}{C_i} + \frac{V_{di} - V_{dCi}}{R_i C_i} \\
 \dot{v}_{qCi} &= -\omega \cdot v_{dCi} + \frac{i_{qLi} - I_q}{C_i} + \frac{V_{qi} - V_{qCi}}{R_i C_i}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Las entradas del sistema de ecuaciones son $(V_{di}$ y $V_{qi})$, estas señales corresponden a las tensiones de alimentación transformadas al espacio de Park. Las variables $(i_{dLi}$, i_{qLi} , v_{dCi} y $v_{qCi})$, son definidos como los componentes “d” y “q” de la corriente en el inductor y las tensiones del capacitor respectivamente. Mientras que los valores $(I_d$ e $I_q)$ corresponden a las componentes “d” y “q” de la corriente en los terminales de entrada del convertidor.

4.3. Etapa de conversión

La etapa de conversión esta compuesta por el convertidor matricial convencional, la topología de este dispositivo se muestra en la Figura 4.2. Asimismo, el convertidor matricial

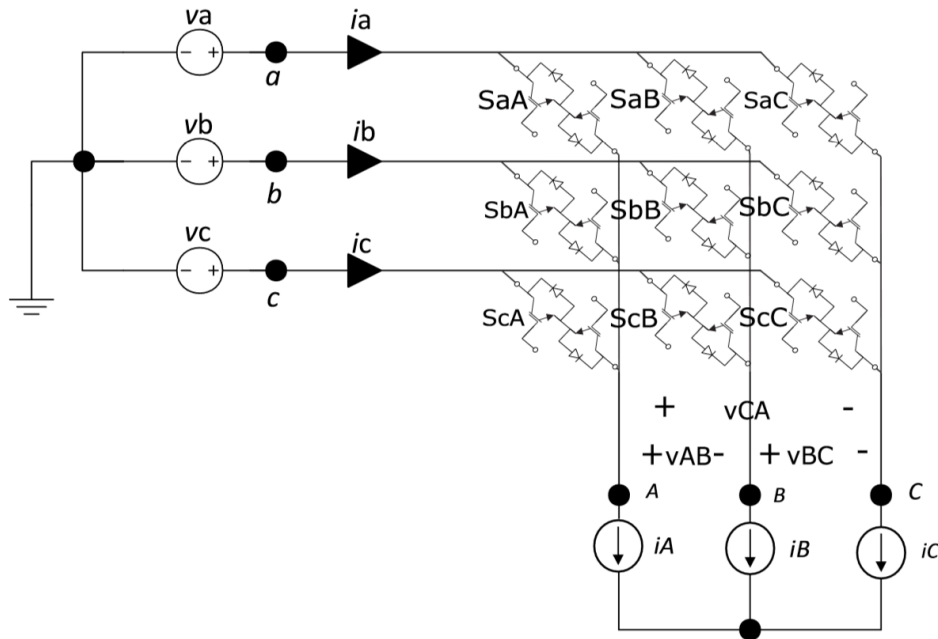


Figura 4.2: Diagrama de convertidor matricial convencional.

es operado por la estrategia de modulación DSVPM; tanto la topología del CMC como la estrategia de modulación han sido descritas en los capítulos 2 y 3 respectivamente.

Dadas las tensiones de entrada (V_a , V_b y V_c), a la salida del convertidor se obtienen las tensiones entre líneas indicadas en la modulación (V_{AB} , V_{BC} y V_{CA}). Debido a que estas tensiones de salida generalmente son de baja frecuencia, y dado que la frecuencia de conmutación es elevada, se puede considerar que estas señales se generan instantáneamente, por lo cuál se considera la salida del convertidor matricial como una fuente ideal de baja frecuencia.

4.4. Etapa de filtrado a la salida del convertidor

El filtro de salida busca mitigar el paso de componentes armónicas en la tensión entregada por el convertidor, con la finalidad de obtener tensiones aptas para la alimentación de cargas residenciales tanto sensibles como no sensibles. La topología del filtro de salida y de entrada son iguales, con la diferencia de que en este caso, el filtro actúa como acople entre cada terminal de salida del convertidor matricial y las cargas. La representación matemática del filtro bajo la transformación de Park, en espacio de estados se presenta en la Ecuación 4.3.

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{dL_o} &= \omega \cdot i_{qL_o} + \frac{V_{d_o} - V_{dC_o}}{L_o} \\
 \dot{i}_{qL_o} &= -\omega \cdot i_{dL_o} + \frac{V_{q_o} - V_{qC_o}}{L_o} \\
 \dot{v}_{dC_o} &= \omega \cdot v_{qC_o} + \frac{i_{dL_o} - I_d}{C_o} + \frac{V_{d_o} - V_{dC_o}}{R_o C_o} \\
 \dot{v}_{qC_o} &= -\omega \cdot v_{dC_o} + \frac{i_{qL_o} - I_q}{C_o} + \frac{V_{q_o} - V_{qC_o}}{R_o C_o}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Las entradas para este subsistema son (V_{d_o} y V_{q_o}), señales que corresponden a las tensiones en los terminales de salida del convertidor transformadas al espacio de Park. El sistema consta de cuatro estados, los cuales son (i_{dL_o} , i_{qL_o} , v_{dC_o} y v_{qC_o}); los primeros dos describen los componentes “d” y “q” de la corriente en el inductor, mientras que los dos últimos estados representan las tensiones “d” y “q” en el capacitor, que a su vez representan las salidas del sistema. Por otro lado, los valores (I_d e I_q) corresponden a las componentes “d” y “q” de la corriente entregadas por el convertidor en los terminales de salida.

4.5. Etapa de medición y control

Dada la presencia del filtro de salida y su respectiva interacción con la nanored, la tensión en la salida del convertidor matricial (V_{AB} , V_{BC} y V_{CA}) puede diferir respecto a la existente en los terminales de carga (V_{ABL} , V_{BCL} y V_{CAL}), debido a esto es necesario utilizar una ley de control que actuando sobre el convertidor matricial garantice que la tensión en los terminales de carga sea la adecuada, además, dicho control debe ser capaz de compensar las fluctuaciones generadas al conectar o desconectar las cargas residenciales.

El sistema sobre el cual se llevarán a cabo las acciones de control de voltaje consta del convertidor matricial trifásico (el cuál genera las tensiones de entrada a nuestro sistema) y el filtro de salida (que actúa como la planta), ambos presentes en la Figura 4.1. La planta es modelada como un sistema de cuarto orden, Ecuación 4.3. El sistema completo es expresado con un cambio en el nombre de las variables, en donde $i_{dL_o} = x_1$; $i_{qL_o} = x_2$; $v_{dC_o} = x_3$; $v_{qC_o} = x_4$. El sistema de ecuaciones se encuentra expresado a través de la Ecuación 4.4.

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \omega \cdot x_2 + \frac{V_{d_o} - x_3}{L_o} \\
 \dot{x}_2 &= -\omega \cdot x_1 + \frac{V_{q_o} - x_4}{L_o} \\
 \dot{x}_3 &= \omega \cdot x_4 + \frac{x_1 - I_d}{C_o} + \frac{V_{d_o} - x_3}{R_o C_o} \\
 \dot{x}_4 &= -\omega \cdot x_3 + \frac{x_2 - I_q}{C_o} + \frac{V_{q_o} - x_4}{R_o C_o}
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

4.5.1. Controladores

El controlador proporcional integral ó “PI” es de amplio conocimiento en general, y particularmente en el área de la electrónica de potencia. Este controlador es utilizado para

seguir referencias en convertidores monofásicos y trifásicos, como se expone en [5] y [38]. Por otra parte con la reciente introducción del controlador proporcional resonante, se han replanteado los esquemas de control de corriente para los convertidores. La utilización del control proporcional resonante ó “PR” para seguir referencias sinusoidales en convertidores trifásicos, permite un control más eficiente al no depender de los valores del filtro, en este sentido se utilizan menos componentes al momento de realizar una implementación. Las características del controlador proporcional integral lo recomiendan en casos donde las referencias son de tipo escalón o constantes en el tiempo, mientras que para referencias de tipo sinusoidal el controlador más apropiado es el proporcional resonante ya que no existe el desfase entre la señal de control y la de referencia [5].

Con el fin de ajustar las ganancias de los controladores en esta investigación se siguieron los procedimientos planteados en [38–40].

Controlador proporcional integral

Para implementar un controlador proporcional integral (PI) sobre el sistema representado mediante la Ecuación 4.4, se propone realizar un desacople de las componentes “d” y “q” a través de un cambio de variables. El objetivo del desacople es interpretar el sistema original como dos sistemas de menor orden, para aplicar el control en el marco de referencia dq de forma independiente. Para realizar el desacople del sistema se propone un cambio de variable, este cambio resulta de sustituir la Ecuación 4.5 en 4.4, como resultado se obtiene (4.6); siendo las nuevas variables de control V_{da} y V_{qa} .

$$\begin{aligned} V_{do} &= L_o \cdot (-\omega \cdot x_2 + V_{da}) \\ V_{qo} &= L_o \cdot (\omega \cdot x_1 + V_{qa}) \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= V_{da} - \frac{x_3}{L_o} \\ \dot{x}_2 &= V_{qa} - \frac{x_4}{L_o} \\ \dot{x}_3 &= \omega \cdot x_4 + \frac{x_1 - I_d}{C_o} + \frac{L_o(-\omega \cdot x_2 + V_{da}) - x_3}{R_o C_o} \\ \dot{x}_4 &= \omega \cdot x_3 + \frac{x_2 - I_q}{C_o} + \frac{L_o(\omega \cdot x_1 + V_{qa}) - x_4}{R_o C_o} \\ y_1 &= x_3 \\ y_2 &= x_4 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Al separar la Ecuación 4.6 se obtienen dos sistemas independientes que se representan a través de las Ecuaciones 4.7 y 4.8, donde cada uno de estos subsistemas cuenta con dos estados, una entrada, una salida y perturbaciones. Para la Ecuación 4.7 se tiene que los estados son x_1 y x_3 y los elementos que corresponden con x_2 y x_4 son perturbaciones. De forma similar para 4.8 los estados son x_2 y x_4 , siendo los elementos x_1 y x_3 perturbaciones.

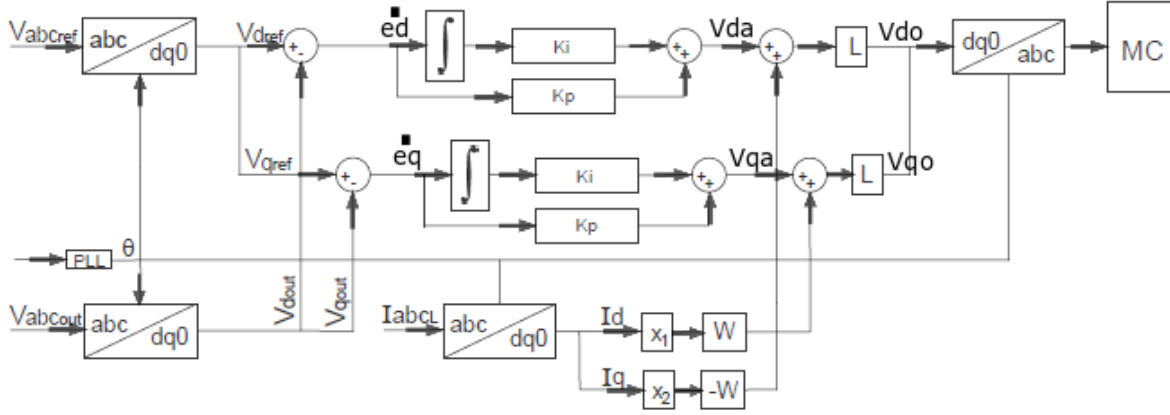


Figura 4.3: Esquema de control para tensiones del convertidor matricial con controlador PI en lazo cerrado.

Sobre cada uno de estos sistemas se puede aplicar el controlador proporcional integral.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= V_{da} - \frac{x_3}{L_o} \\ \dot{x}_3 &= \omega \cdot x_4 + \frac{x_1 - I_d}{C_o} + \frac{L_o(-\omega \cdot x_2 + V_{da}) - x_3}{R_o C_o} \\ y_1 &= x_3 \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= V_{qa} - \frac{x_4}{L_o} \\ \dot{x}_4 &= \omega \cdot x_3 + \frac{x_2 - I_q}{C_o} + \frac{L_o(\omega \cdot x_1 + V_{qa}) - x_4}{R_o C_o} \\ y_2 &= x_4 \end{aligned} \quad (4.8)$$

El esquema para implementar el controlador proporcional integral se describe en la Figura 4.3.

Al considerar el controlador PI, se añade un estado adicional al sistema dado por la componente integral del mismo, el cual agrega las ecuaciones diferenciales (4.9). Dada la acción del controlador PI, las entradas del sistema desacoplado V_{da} y V_{qa} pasan a ser las expresiones denotadas en (4.10), donde se tiene que la entrada de control del sistema, depende directamente de la señal de error y la dinamica gobernada por las constantes k_p y k_i del controlador. De esta forma, el sistema completo con el controlador PI se representa mediante la expresión (4.11).

$$\begin{aligned} \dot{e}_d &= V_{dref} - x_3 \\ \dot{e}_q &= V_{qref} - x_4 \end{aligned} \quad (4.9)$$

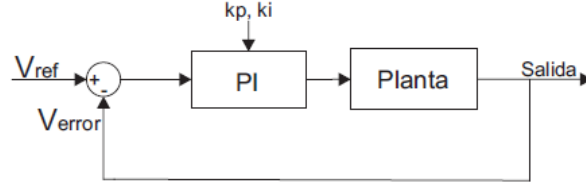


Figura 4.4: Estimación en lazo cerrado.

$$\begin{aligned} V_{da} &= K_i e_d + k_p \dot{e}_d \\ V_{qa} &= K_i e_q + k_p \dot{e}_q \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= V_{dref} k_p + e_d k_i - k_p x_3 - \frac{x_3}{L_o} \\ \dot{x}_3 &= \frac{x_3 + R_o x_1 - I_d R_o + L_o V_{dref} k_p + L_o e_d k_i - L_o k_p x_3 - L_o w x_2 + C_o R_o w x_4}{C_o R_o} \\ \dot{e}_d &= V_{dref} - x_3 \\ \dot{x}_2 &= V_{qref} k_p + e_q k_i - k_p x_4 - \frac{x_4}{L_o} \\ \dot{x}_4 &= \frac{x_4 + R_o x_2 - I_q R_o + L_o V_{qref} k_p + L_o e_q k_i - L_o k_p x_4 - L_o w x_1 + C_o R_o w x_3}{C_o R_o} \\ \dot{e}_q &= V_{qref} - x_4 \\ y_1 &= x_3 \\ y_2 &= x_4 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Partiendo del esquema de control mostrado en la Figura 4.4, se ingresa una señal de tipo escalón, luego se procede a modificar la constante “kp” y “ki” hasta conseguir un juego de parámetros óptimos que cumplan con las especificaciones.

Controlador proporcional resonante

Para implementar el controlador proporcional resonante no se realiza el desacople del caso anterior. En este caso es aplicada la transformación de Park para obtener los valores “d” y “q” de las señales correspondientes a la entrada del controlador, y posteriormente se realiza la transformada inversa para entregar los componentes V_{ABC} a la modulación DSVPM.

El controlador proporcional resonante consiste en una ganancia proporcional en paralelo a la función de transferencia que describe un oscilador como se puede observar en la Figura 4.5, el cuál obtiene una señal sinusoidal como respuesta al escalón unitario. En consecuencia, el controlador proporcional resonante se puede definir como un controlador proporcional integral sintonizado a la frecuencia de la señal sinusoidal que se desea seguir. Los parámetros definidos para el controlador proporcional integral son utilizados también con el controlador

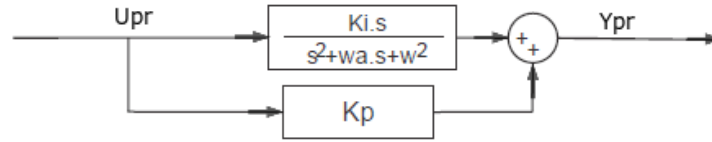


Figura 4.5: Control proporcional resonante.

proporcional resonante, sin embargo, aquí aparecen dos parámetros más como se puede observar en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Parámetros del controlador PR.

Parámetros	Descripción
Ki	Constante de ganancia integral.
Kp	Constante de ganancia proporcional.
ω	Frecuencia de oscilación de la señal de referencia.
ω_a	Ancho de la campana de resonancia en porcentaje.

En la Figura 4.6 es representado el esquema del controlador proporcional resonante utilizado para controlar las tensiones de salida del convertidor matricial, teniendo en cuenta el impacto que genera el filtro de salida tipo RLC.

La función de transferencia del PR se puede escribir como (4.12), la cual a su vez se puede expresar en el dominio temporal en espacio de estados a través de su forma canónica observable como (4.13), la cual posee dos estados y una salida que depende de un estado y de la entrada directamente. Al considerar este tipo de control, se añaden dos estados adicionales al sistema realimentado. En este caso al incorporar el PR para cada una de las componentes “d” y “q”, se están añadiendo dos estados por cada una de ellas, para un total de 4. Sobre las entradas de la planta (4.4), actúan las salidas de los controladores PR en “d” y “q”, cuyas entradas son las señales de error compuestas por la referencia y la señal de realimentación en “d” y “q”. Al reescribir la planta bajo las consideraciones anteriormente mencionadas, se obtiene la expresión (4.14), que corresponde al sistema completo realimentado usando el controlador PR.

$$G(s) = \frac{k_p s^2 + (k_i + k_p \omega_a) s + k_p \omega^2}{s^2 + \omega_a s + \omega^2} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\omega^2 e_2 \\ \dot{e}_2 &= e_1 - \omega_a e_2 + k_i u_{pr} \\ y_{pr} &= e_2 + k_p u \end{aligned} \quad (4.13)$$

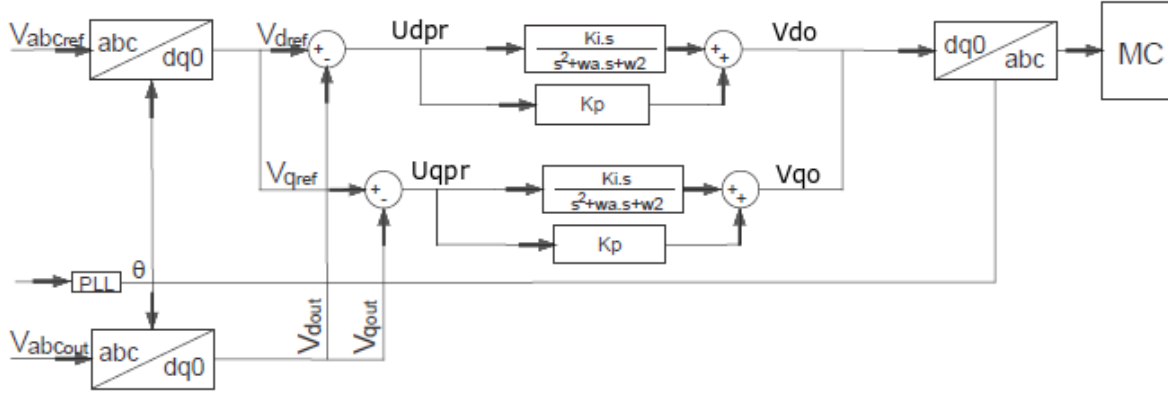


Figura 4.6: Esquema de control para tensiones del convertidor matricial con controlador PR en lazo cerrado.

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \omega x_2 + \frac{e_{2d} - x_3 + k_p(V_{dref} - x_3)}{L_o} \\
 \dot{x}_2 &= -\omega x_1 + \frac{e_{2q} - x_4 + k_p(V_{qref} - x_4)}{L_o} \\
 \dot{x}_3 &= \omega x_4 - \frac{I_d - x_1}{C_o} + \frac{e_{2d} - k_p(V_{dref} - x_3) - x_4}{C_o R_o} \\
 \dot{x}_4 &= -\omega x_3 - \frac{I_q - x_2}{C_o} + \frac{e_{2q} - k_p(V_{qref} - x_4) - x_4}{C_o R_o} \\
 \dot{e}_{1d} &= -\omega^2 e_{2d} \\
 \dot{e}_{2d} &= e_{1d} - \omega_a e_{2d} + k_i(V_{dref} - x_3) \\
 \dot{e}_{1q} &= -\omega^2 e_{2q} \\
 \dot{e}_{2q} &= e_{1q} - \omega_a e_{2q} + k_i(V_{qref} - x_4) \\
 y_1 &= x_3 \\
 y_2 &= x_4
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

En el siguiente capítulo se realizara una comparativa desde el punto de vista operativo, entre estos dos controles, para la aplicación de regulación de voltaje.

4.6. Etapa de conexión de cargas

El consumo de energía eléctrica en el sector residencial ha tenido un incremento importante debido a los aportes tecnológicos recientes, estos han surgido con el objetivo de mejorar la calidad de vida de las personas. Las cargas eléctricas presentes en el sector residencial son mejor conocidas como electrodomésticos; en [46] se presentan modelos matemáticos de

electrodomésticos basados en su perfil de consumo energético, los cuales se van a utilizar en la nanored residencial híbrida considerada en el presente trabajo.

4.6.1. Modelado de cargas residenciales

Las cargas consideradas para este trabajo son las que presentan un consumo considerable dentro de la red residencial. Los patrones de consumo de potencia se presentan en la Tabla 4.2. Con el objetivo de revisar el comportamiento del convertidor matricial como dispositivo de enlace entre la red y las cargas residenciales, se procede a establecer un horario de activación de los electrodomésticos considerados, dicho horario se describe en la Tabla 4.3 En las Figuras 4.7 y 4.8, se observa el comportamiento de consumo energético de cada electrodoméstico en función de la potencia instantánea en las terminales de conexión. El modelo de carga no lineal monofásico utilizado en la etapa de resultados consta de un rectificador de tipo full bridge, el cuál alimenta un resistor de 5Ω conectado como carga; En la figura 4.8 se puede observar la potencia instantánea que consume en CD La tensión de operación de está carga en la entrada del rectificador es de 120 VCA RMS.

Tabla 4.2: *Cargas residenciales.*

Electrodoméstico	Nomenclatura	Consumo [KW/h]
Estufa eléctrica	ee	2.30
Secadora de ropa	sr	2.5
Máquina de lavado	ml	0.2
Lavaplatos	lp	2.17
Bomba de agua	ba	2
Calentador de agua	ca	4.5
Carga no lineal	nl	2.8

Tabla 4.3: *Horario operativo de las cargas residenciales.*

Carga residencial	T_{in}	T_{fin}
Estufa eléctrica	12:00	13:00
Secadora de ropa	15:00	16:00
Máquina de lavado	11:00	12:00
Lavaplatos	11:00	12:00
Bomba de agua	08:00	09:00
Calentador de agua	07:00	08:00
Carga no lineal	11:00	12:00

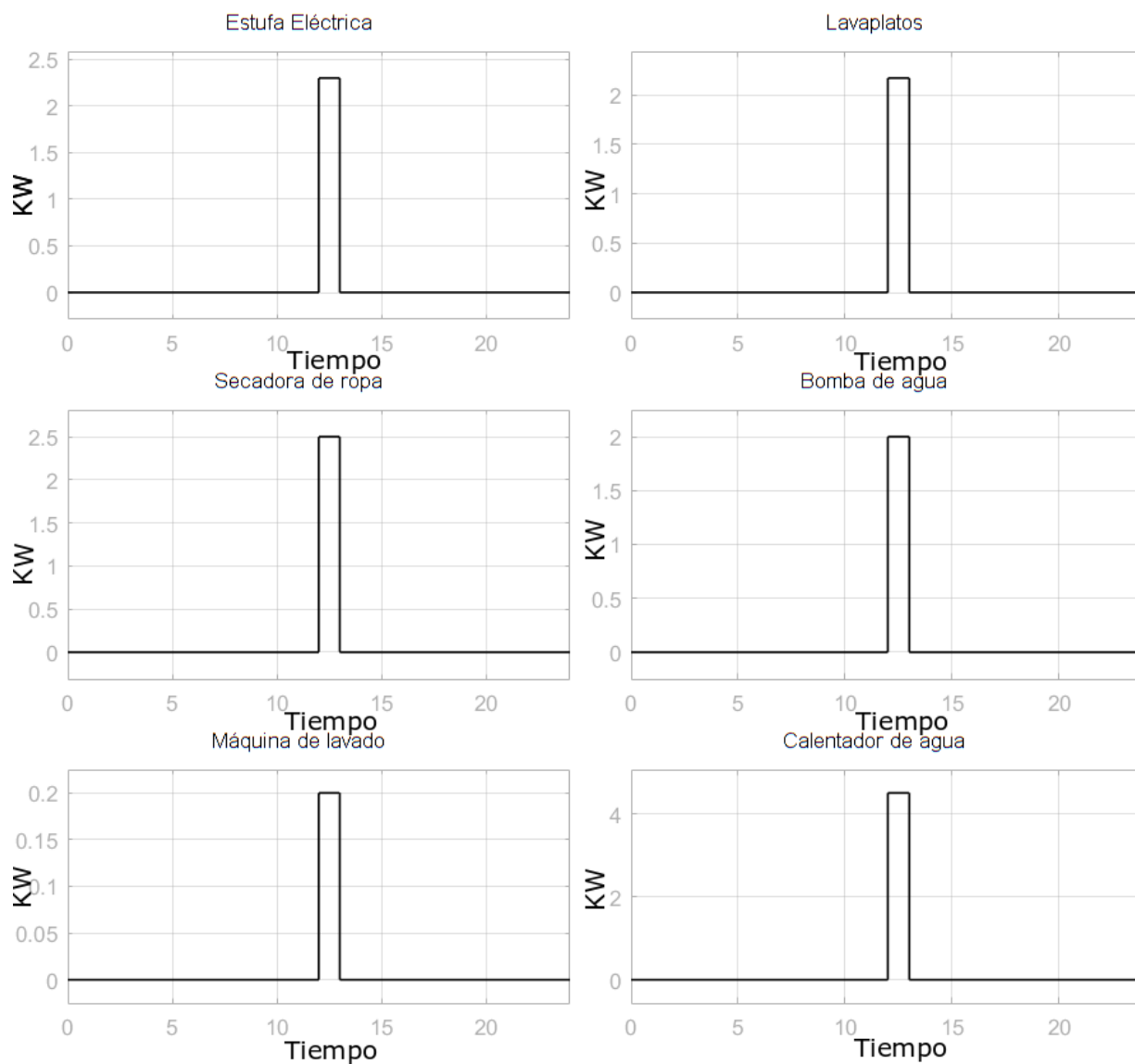


Figura 4.7: Consumo de cargas residenciales modeladas como lineales en (Kw/h).

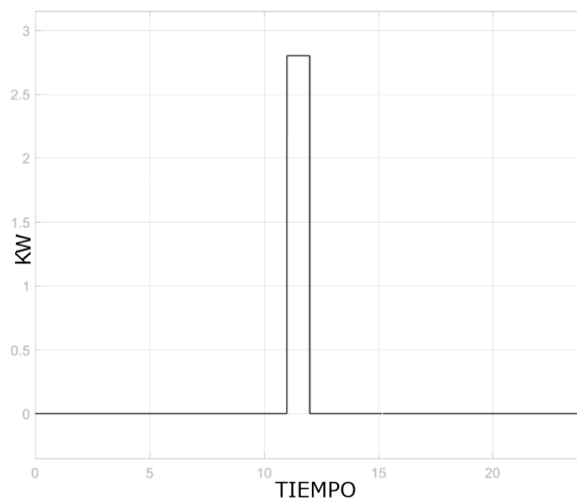


Figura 4.8: Consumo de potencia activa de carga no lineal en (Kw/h).

Capítulo 5

Resultados de simulación

Este capítulo tiene como objetivo realizar un análisis del convertidor matricial bajo diferentes condiciones operativas a las que se les denominará casos de estudio. En cada caso se muestra una comparativa de la operación del CM con y sin control, a fin de establecer las ventajas operativas que se obtienen con las estrategias de control consideradas. En la Figura 5.1 se observa un diagrama de bloques del sistema completo, que, junto con la Tabla 5.2 donde se muestran los parámetros del sistema bajo análisis, establecen las condiciones base utilizadas para la simulación.

Para obtener un análisis operativo completo del CM actuando como elemento de enlace en una nanored residencial híbrida, se consideran cuatro casos de estudio, en donde las principales variables de interés serán las tensiones en la carga, generadas por el convertidor matricial. El primer caso de estudio se toma como base, para definir los efectos del esquema de modulación sobre el CM y las etapas de filtrado, por lo que no se considera la conexión de carga alguna. Para los tres casos de estudio restantes, se considera la operación tanto de cargas en CA como en CD. A su vez, en cada uno de los casos de estudio se consideran tres condiciones operativas particulares: sin control, con un control proporcional integral “PI” y por último, el sistema controlado a través de un controlador proporcional resonante “PR”. En consecuencia, estas tres condiciones de operación son comparadas según el error absoluto de las salidas respecto a la referencia, siendo este un indicador de imprecisión definido como la diferencia entre el valor medido y el valor esperado. Además, Para validar el comportamiento de las tensiones en las terminales de salida del CM, y aplicadas en la carga, se utilizará la norma IEEE STD 519 - 2014 [6].

Tabla 5.1: *Límites de distorsión de voltaje.*

Bus de voltaje V en PCC	Armónico Individual (%)	Distorsión total armónica THD (%)
$V \leq 1,0\text{kV}$	5.0	8.0
$1,0\text{kV} < V \leq 69\text{kV}$	3.0	5.0
$69\text{kV} < V \leq 161\text{kV}$	1.5	2.5
$161\text{kV} < V$	1.0	1.5

Las formas de onda de las tensiones de línea que se consideran para todos los casos, se pueden observar en la Figura 5.2.

Tabla 5.2: *Parámetros de operación del sistema.*

Parámetros	Valor	Descripción
T_s	$100\mu s$	Frecuencia de conmutación de (10 KHz).
V_{in}	$\sqrt{2} \cdot 220$	Valor máximo de las tensiones de fase de entrada.
f_{in}	$60Hz$	Frecuencia de la señal de entrada.
v_{ab}	169,7 VCA	Tensión máxima de línea de referencia para cargas CA.
v_{bc}	157,7 VCA	Tensión máxima de línea de referencia resultante.
v_{ca}	12 VCD	Tensión de referencia para cargas de CD.
R_i	3Ω	Resistencia para filtro pasabajos de entrada
L_i	3mH	Componente inductivo para filtro pasabajos de entrada.
C_i	$140\mu f$	Capacitancia para filtro pasabajos de entrada.
R_o	3Ω	Resistencia para filtro pasabajos de salida.
L_o	5mH	Componente inductivo para filtro pasabajos de salida.
C_o	$170\mu f$	Resistencia para filtro pasabajos de salida.

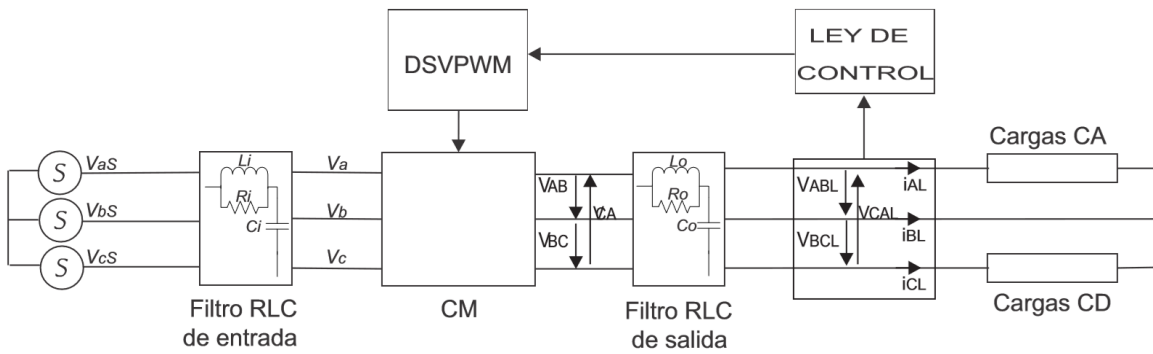


Figura 5.1: *Diagrama de convertidor matricial convencional.*

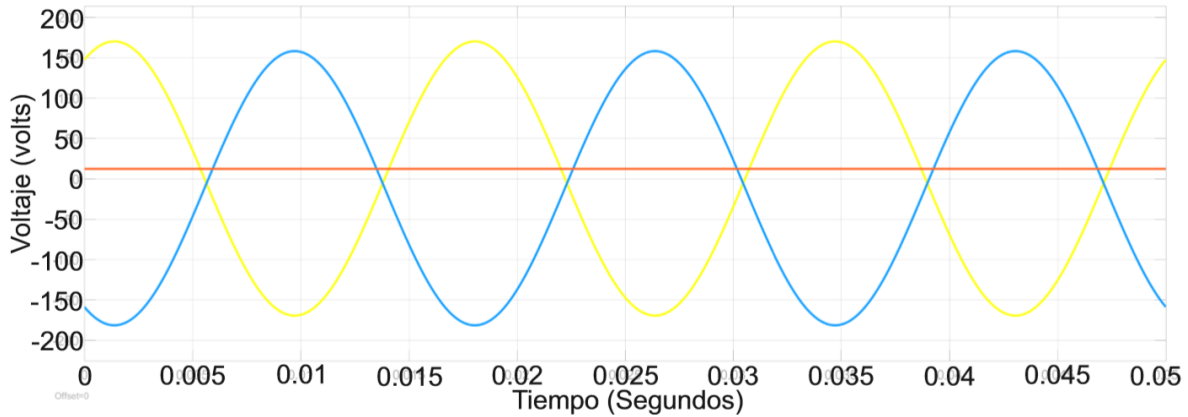


Figura 5.2: Tensiones de línea de referencia para la estrategia DSVPM.

Los parámetros utilizados para la operación del convertidor matricial controlado se pueden observar en las Tablas 5.3 y 5.4, estas describen las constantes del controlador PI y PR, respectivamente.

Tabla 5.3: Parámetros del controlador PI.

Parámetros	Valor	Descripción
Ki	3.8e6	Constante de ganancia integral.
Kp	6e5	Constante de ganancia proporcional.

Tabla 5.4: Parámetros del controlador PR.

Parámetros	Valor	Descripción
Ki	3.8e6	Constante de ganancia integral.
Kp	6e5	Constante de ganancia proporcional.
ω	50/100	Frecuencia de oscilación de la señal de referencia.
ω_a	2*pi*60	Ancho de la campana de resonancia en porcentaje.

5.1. Caso de Estudio I: CM sin carga

Como primer caso de estudio, se considera la operación del sistema sin la presencia de cargas en los terminales de salida del convertidor matricial. Para esto, durante un tiempo de 1 segundo se realiza la simulación del sistema sin control, con control PI y con control PR, obteniendo las mediciones de las tensiones presentadas en las Figuras 5.3, 5.4 y 5.5, respectivamente.

En cada una de las tres Figuras mencionadas se muestra el comportamiento de las tensiones entre líneas v_{AB} , v_{BC} y v_{CA} . En el primer caso cuando no se encuentra activado ningún controlador, se puede observar como las tensiones tienen una amplitud mayor a la deseada mientras que en los casos en los que se utilizan los controladores PI y PR se consigue seguir la referencia de forma más precisa.

Como criterios de comparación para cada una de las tres condiciones de operación (Sin control, con control PI y con control PR) se evalúa la distorsión armónica total y el error absoluto. La medición de la distorsión armónica total se presenta en la Tabla 5.5, este valor es medido en el terminal v_{AB} y entrega un valor que no cumple con los estándares descritos en la norma IEEE 519 para la condición en la que las tensiones no son controladas, ver Figura 5.3; mientras que para las condiciones en las que son implementados controladores PI y PR si se cumple la normativa, siendo el controlador PR el que mejor resultado entrega, ver Figuras 5.4 y 5.5.

Tabla 5.5: *Distorsión armónica total Caso de estudio I.*

Parámetros	Valor
Sin control	16.48 %
Con PI	2.72 %
Con PR	2.50 %

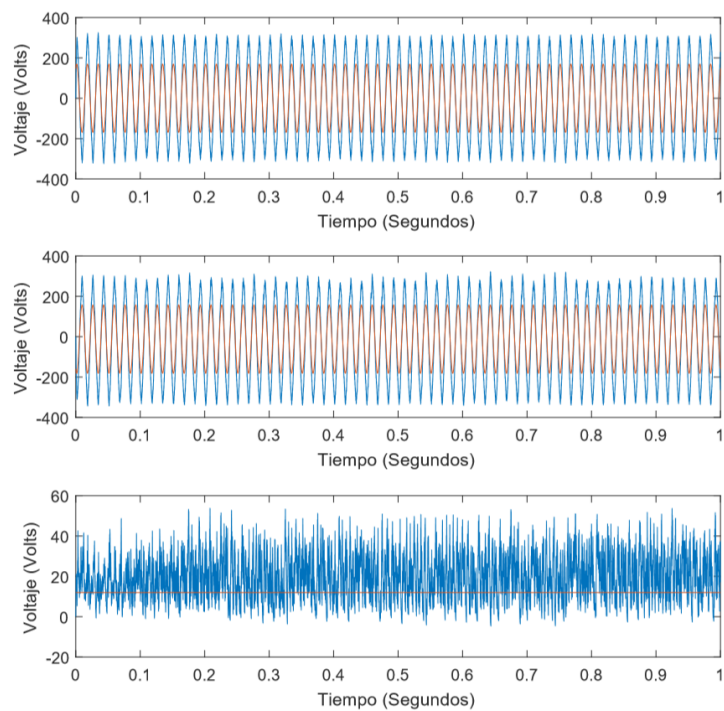


Figura 5.3: Tensiones medidas vs tensiones de referencia en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control.

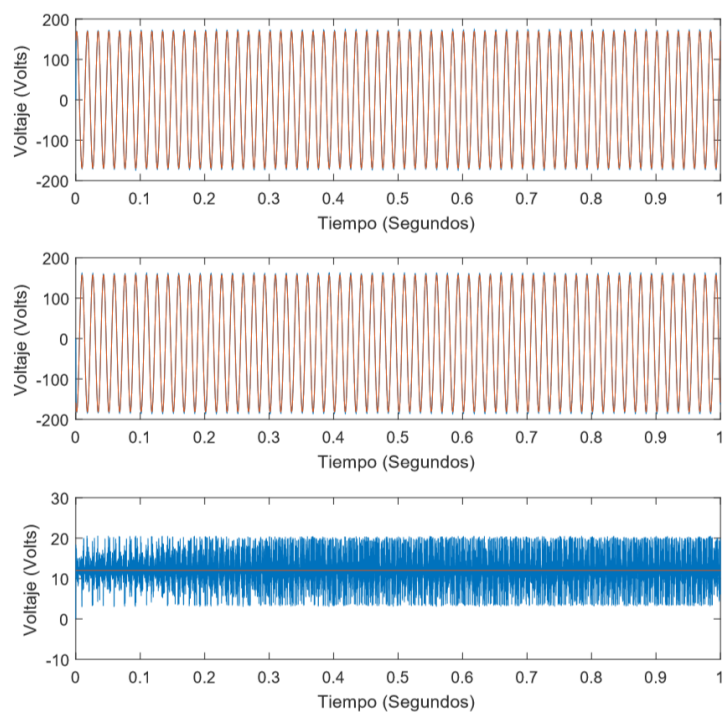


Figura 5.4: Tensiones medidas vs tensiones de referencia en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI.

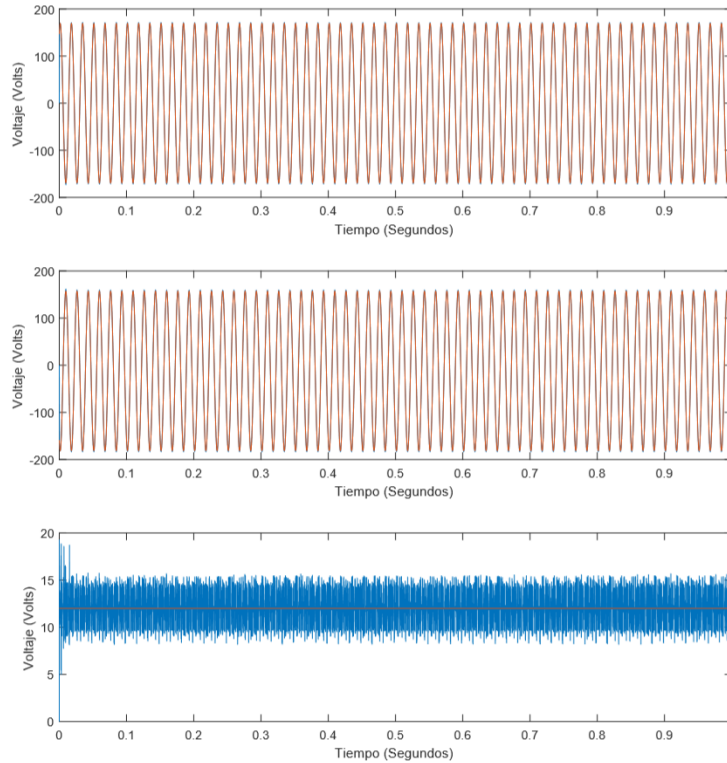


Figura 5.5: Tensiones medidas vs tensiones de referencia en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con PR.

Las tensiones del filtro de salida del convertidor matricial tienen un bajo contenido armónico, como se observa en la medición entre líneas v_{AB} , es decir, dónde se ubicarán las cargas de corriente alterna; sin embargo, para el caso de las cargas de corriente directa no sucede lo mismo, por lo que resulta evidente la necesidad de mitigar el ruido no deseado, de manera que se obtenga una señal más pura. La mediciones de error absoluto en los terminales v_{AB} , v_{BC} y v_{CA} , son representadas en las Figuras 5.6, 5.7 y 5.8 para las condiciones de operación sin control, para las condiciones de operación sin control, con control PI y con control PR, respectivamente. En estas figuras se puede apreciar que el sistema sin control tiene errores considerables los cuales disminuyen ante la presencia de los controladores, siendo el control PR quien genera un menor error con respecto a los voltajes de referencia. Dados los resultados obtenidos en las pruebas es posible validar que el comportamiento del convertidor matricial con el controlador proporcional resonante presenta un resultado ligeramente mejor al seguir la referencia deseada con respecto al controlador PI, y aún mejor con respecto a la operación sin control. El comportamiento en el factor de potencia se ve afectado por la conexión del filtro en la entrada; sin embargo, el convertidor matricial cuando opera bajo ambos controladores obtiene un control de factor de potencia adecuado.

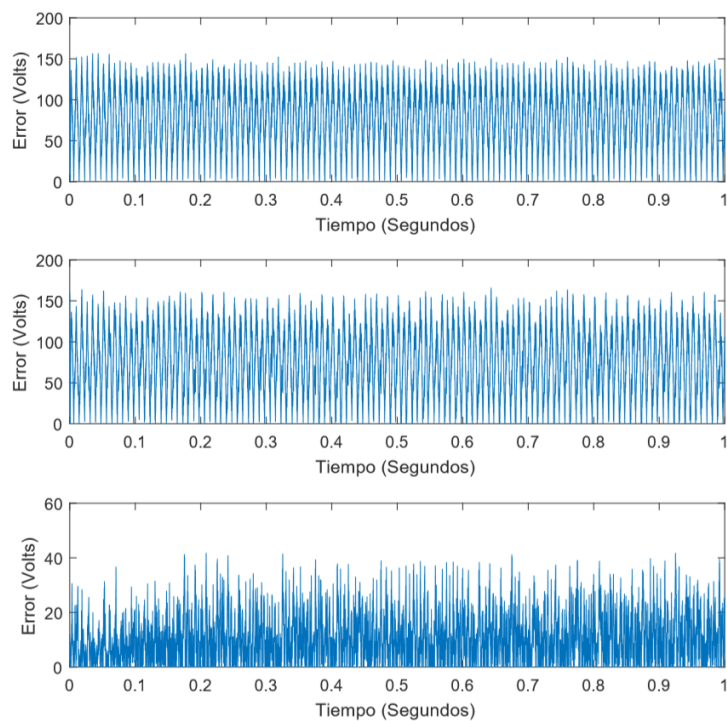


Figura 5.6: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, Caso de estudio I.

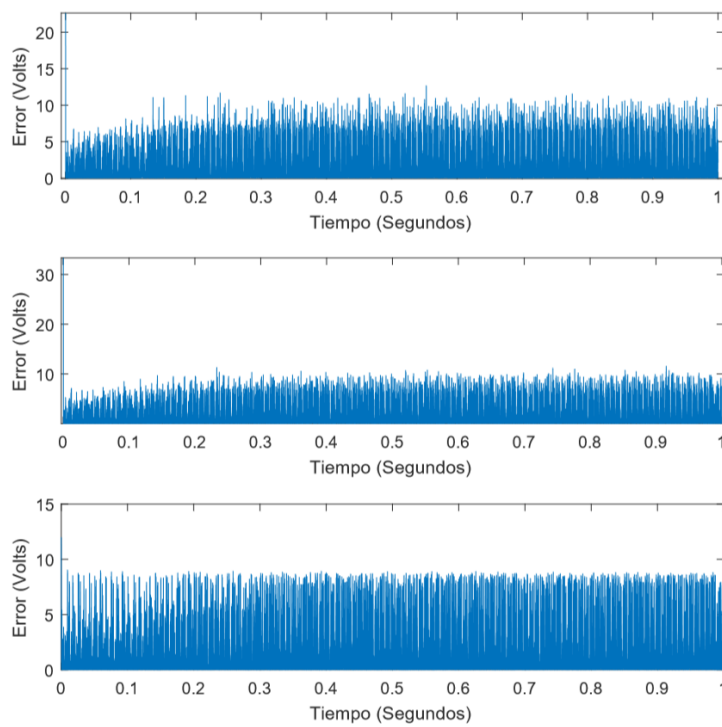


Figura 5.7: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, Caso de estudio I.

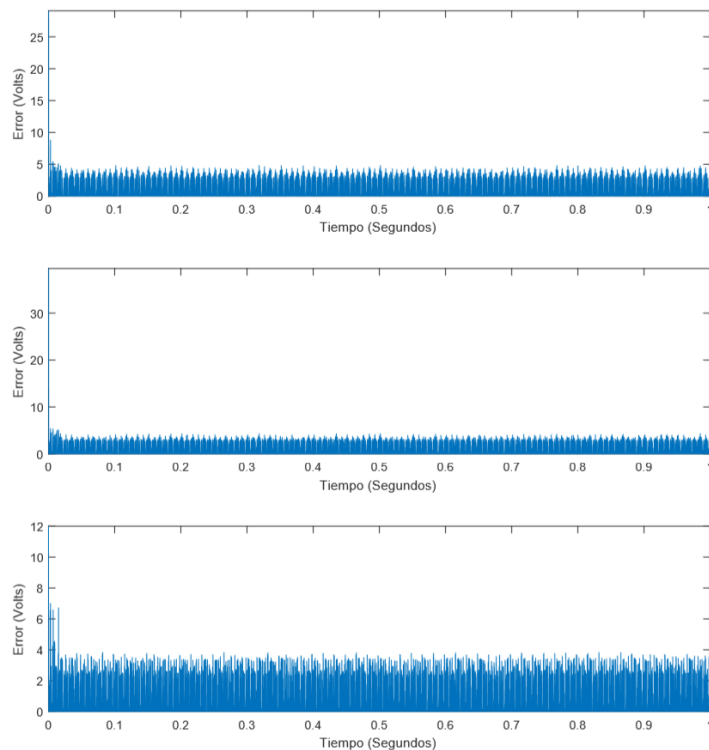


Figura 5.8: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, Caso de estudio I.

En la Tabla 5.6, se muestra la medida del factor de potencia antes del filtro de entrada para cada condición de operación.

Tabla 5.6: Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio I.

	FP de entrada
Sin control	0.839
Con PI	0.9904
Con PR	0.9904

5.2. Caso de Estudio II: CM con cargas lineales en CD y CA.

Para el segundo caso de estudio se van a considerar las cargas lineales definidas en el capítulo 4, conectadas de la siguiente manera:

- La estufa eléctrica, secadora de ropa y máquina de lavado se modelan como dispositivos con un consumo de potencia constante y se conectan entre las terminales A y B a la salida del convertidor matricial, v_{AB} , considerando las características de suministro que deben tener estas cargas como, $v_{rms} = 120[V]$ y $f = 60\text{Hz}$.
- El lavaplatos, la bomba de agua y el calentador de agua deben tener un suministro de energía en CD, por lo que se conectan a las terminales de salida C y A del convertidor matricial (v_{CA}); estas cargas también se modelan como dispositivos con consumo de potencia constante y tensión de operación de $v = 12\text{VCD}$.

Las tensiones de referencia serán las mismas que para el caso de estudio I, los parámetros de simulación serán los mismos que en la Tabla 5.2, con la diferencia de que en éste caso se utiliza un condensador de $10000\mu\text{f}$ en paralelo a las cargas de corriente directa del terminal v_{CA} , el cuál busca filtrar el ruido en la señal de CD generada. Para este caso se propone conectar las 6 cargas simultáneamente en el ciclo número 60, se desconectarán las cargas de CA y CD luego de 60 ciclos, la prueba termina al transcurrir los 180 ciclos o su equivalente en tiempo, 3 segundos. El propósito de esta prueba es analizar el comportamiento del convertidor matricial híbrido, al conectar cargas de forma súbita en los terminales v_{AB} y v_{CA} del convertidor, y verificar si durante este tipo de operación, el voltaje de alimentación, se ve afectado por la demanda de corriente o el desbalance que pudiera llegarse a producir al demandar energía solo en dos pares de terminales. Las pruebas realizadas en el presente caso de estudio están basadas en las condiciones expuestas para el primer caso. La descripción de las cargas utilizadas para los terminales de CA y CD se muestran en la Tabla 5.7.

Tabla 5.7: Cargas de CA y CD utilizadas en el caso de estudio II.

Tipo de carga	Electrodoméstico	Nomenclatura	Consumo [KW/h]
CA	Estufa eléctrica	ee	2.30
CA	Secadora de ropa	sr	2.5
CA	Máquina de lavado	ml	0.2
CD	Lavaplatos	lp	2.17
CD	Bomba de agua	ba	2
CD	Calentador de agua	ca	4.5

En la primer prueba se observa que hasta el segundo 1, la amplitud de las tensiones es mayor a la deseada; sin embargo, esta amplitud se acerca al valor deseado luego de

conectar las cargas en el intervalo de 1 a 2 segundos, posteriormente la amplitud aumenta al desconectarlas nuevamente a partir del segundo 2, este comportamiento es observado para el caso de CA, el comportamiento en el terminal de CD no logra seguir la referencia durante el tiempo de prueba, e inclusive se tiene un transitorio considerable después del segundo 2, cuando se desconectan las cargas de forma súbita, lo cual en parte se debe al capacitor utilizado como filtro en las terminales de CD, ver Figura 5.9. El análisis de las pruebas con el convertidor bajo el control proporcional integral y proporcional resonante arroja resultados similares al caso de estudio 1, esto es, los controladores siguen la referencia sin problema, solamente se presenta un pequeño transitorio durante la conexión y desconexión de la carga; asimismo, es importante notar como el controlador PR entrega un resultado ligeramente de mejor calidad, ver Figuras 5.10 y 5.11.

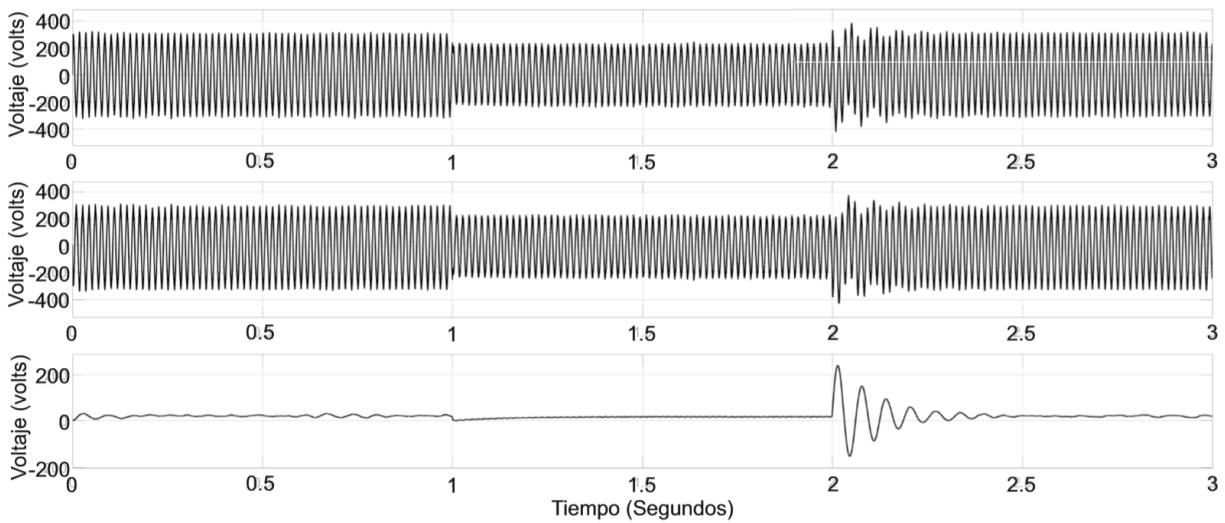


Figura 5.9: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, con cargas lineales.

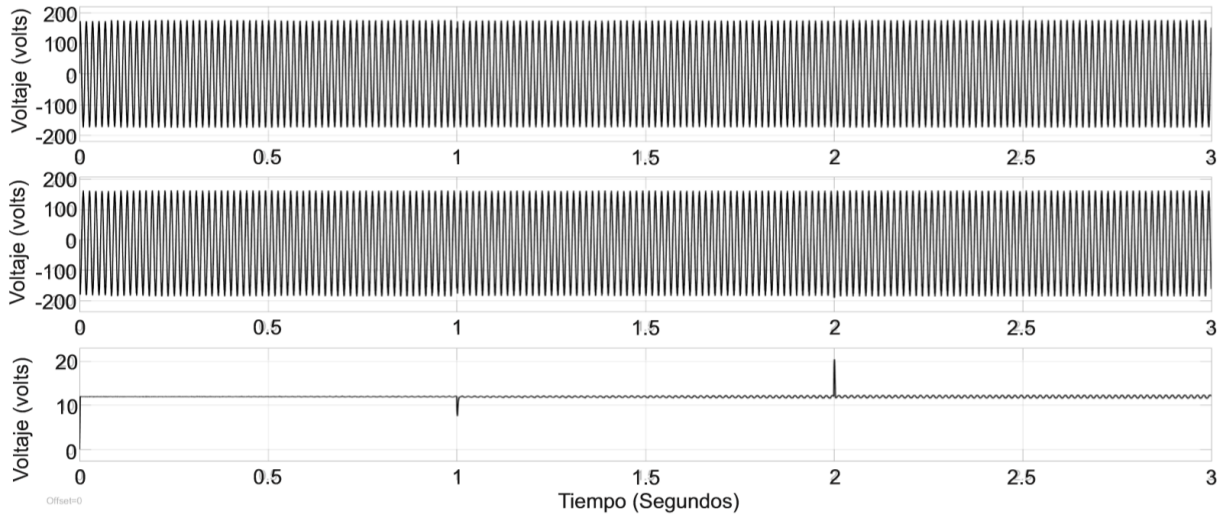


Figura 5.10: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, con cargas lineales.

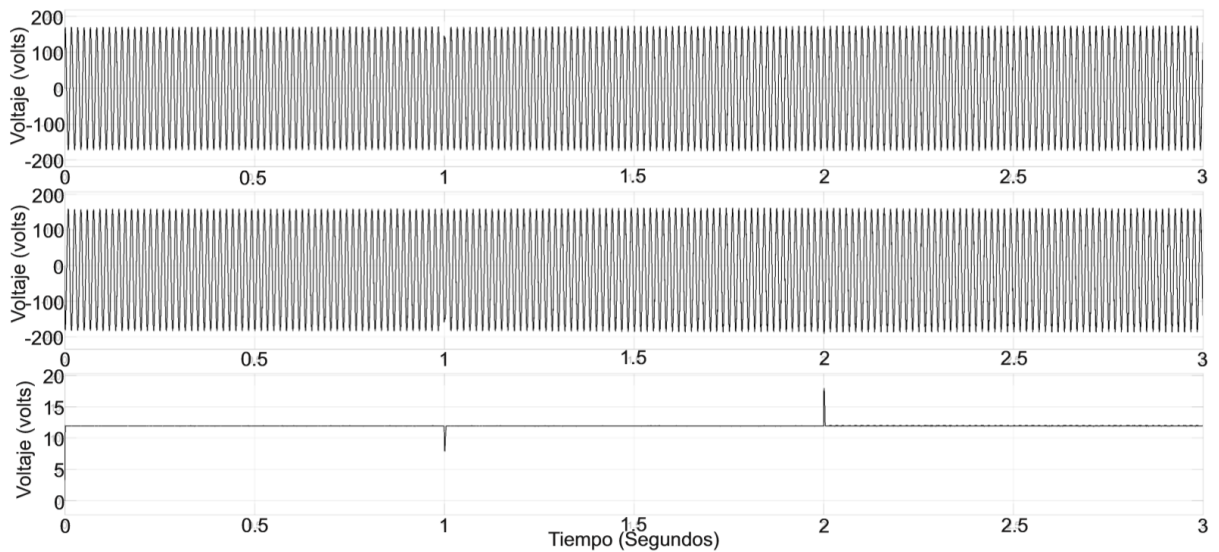


Figura 5.11: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, con cargas lineales.

De igual manera se realiza la medición de distorsión total armónica y Factor de potencia para cada prueba. Mientras se utiliza un controlador, el CM cumple con la norma en lo que respecta a contenido armónico en los dos casos, ver Tabla 5.8; sin embargo, la condición más favorable se obtiene cuando actúa el controlador proporcional resonante. El factor de potencia de entrada correspondiente a las tres pruebas implementadas, se puede observar en la Tabla 5.9.

Tabla 5.8: *Distorsión armónica total caso de estudio II.*

	0 Seg THD	1 Seg THD	2 Seg THD
Sin control	6.99 %	6.46 %	5.92 %
Con PI	3.84 %	2.75 %	2.45 %
Con PR	3.52 %	1.90 %	1.32 %

Tabla 5.9: *Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio II.*

	FP de entrada
Sin control	0.746
Con PI	0.9906
Con PR	0.9897

Es claro que el factor de potencia se aleja de la unidad si no se utiliza ningún controlador en el sistema; no obstante, cuando opera cualquiera de los dos controladores, el factor de potencia es muy cercano a la unidad; tanto en la Figura 5.12 como en 5.13, se observa el voltaje con respecto a la corriente antes del filtro de entrada del convertidor. Como es sabido, la corriente de entrada en el CM contiene distorsión armónica, aunque en menor medida con respecto a otros tipos de convertidores; a pesar de esto, como se observa en las figuras mencionadas, la componente fundamental de la corriente se mantiene prácticamente en fase con el voltaje de entrada, lo que significa que el factor de potencia es muy cercano a la unidad.

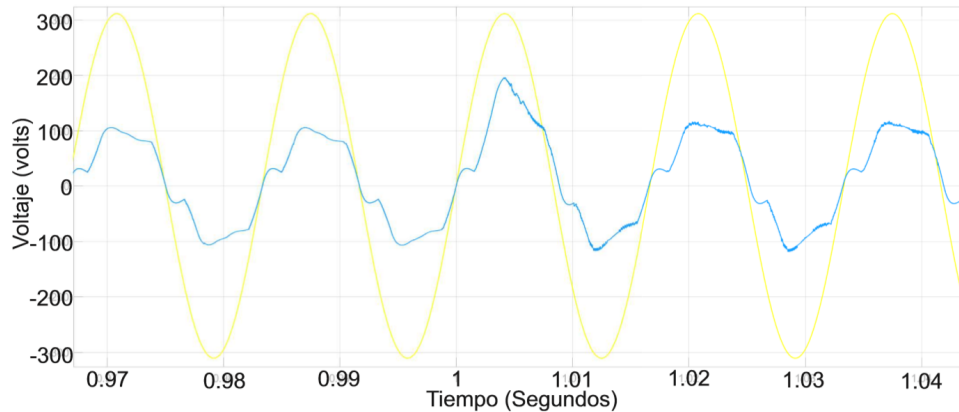


Figura 5.12: *Tensión y corriente en fase, con control PI.*

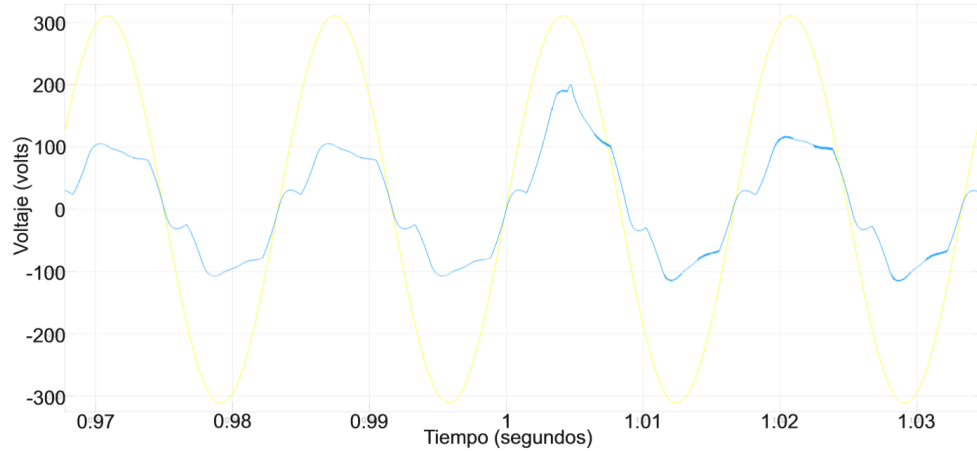


Figura 5.13: *Tensión y corriente en fase, con control PR.*

Con base en la medición de tensiones en los terminales v_{AB} , v_{BC} y v_{CA} , se realiza el cálculo del error absoluto y se muestra gráficamente para cada una de las pruebas en las Figuras 5.14, 5.15 y 5.16. Se tiene que entre menor sea el error absoluto es mejor la técnica de control utilizada, en consecuencia, en la condición de operación bajo el controlador PR se obtiene el mejor resultado.

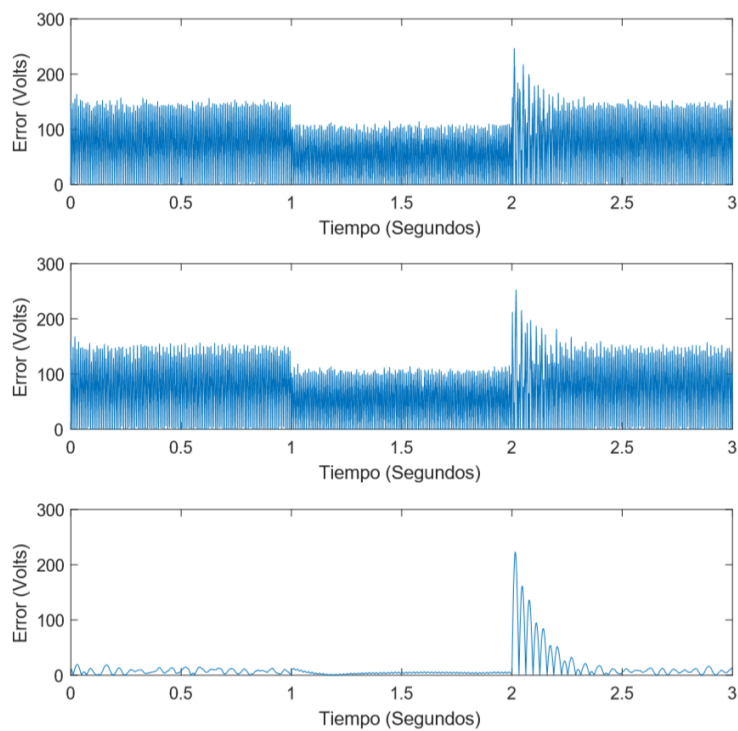


Figura 5.14: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, caso de estudio II.

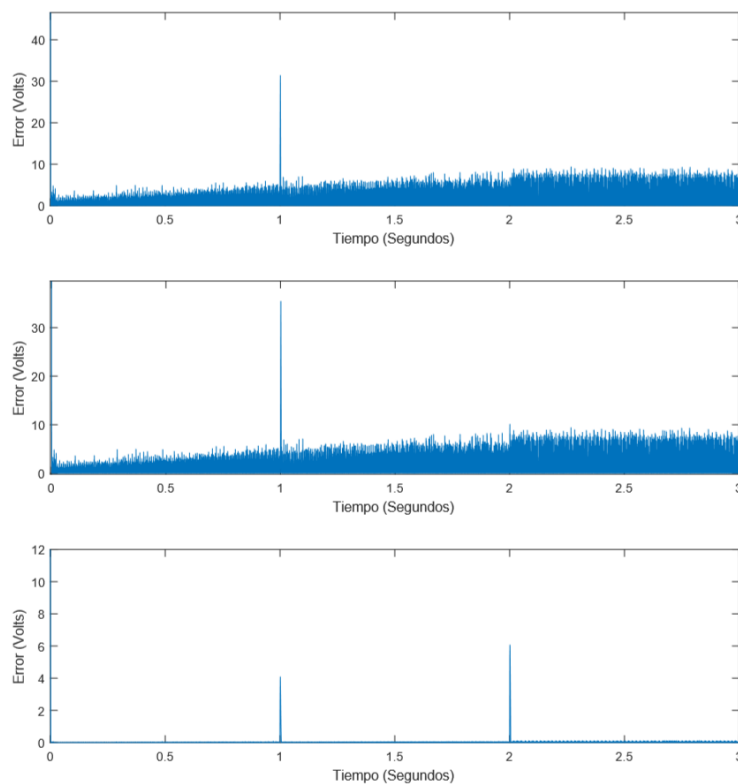


Figura 5.16: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, caso de estudio II.

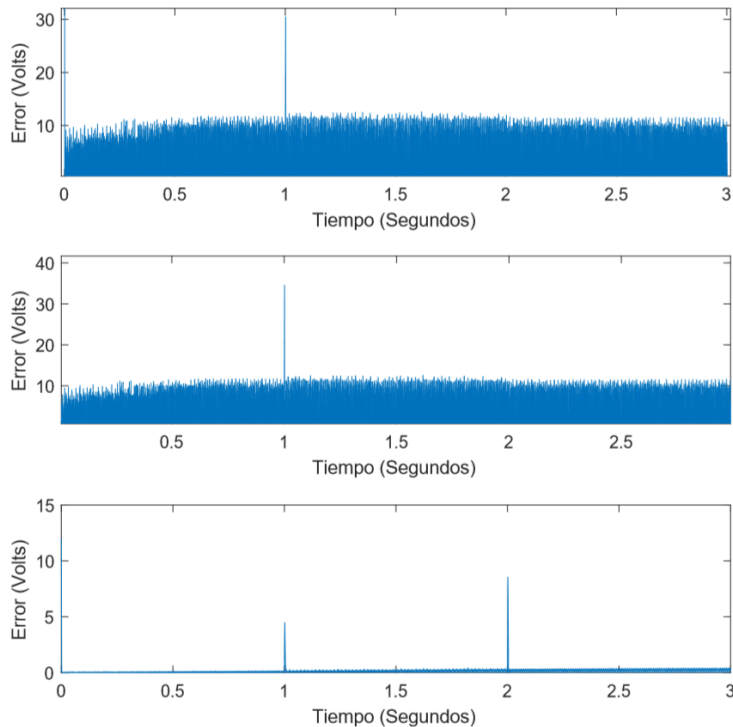


Figura 5.15: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, caso de estudio II.

En la Figura 5.17 se observa el comportamiento del consumo de potencia en las cargas de CD para cada condición de operación. Estas formas de onda sirven para verificar que el controlador PR presenta el mejor desempeño, ya que el valor de la potencia instantánea es prácticamente constante durante todo el tiempo que se mantienen conectadas las cargas.

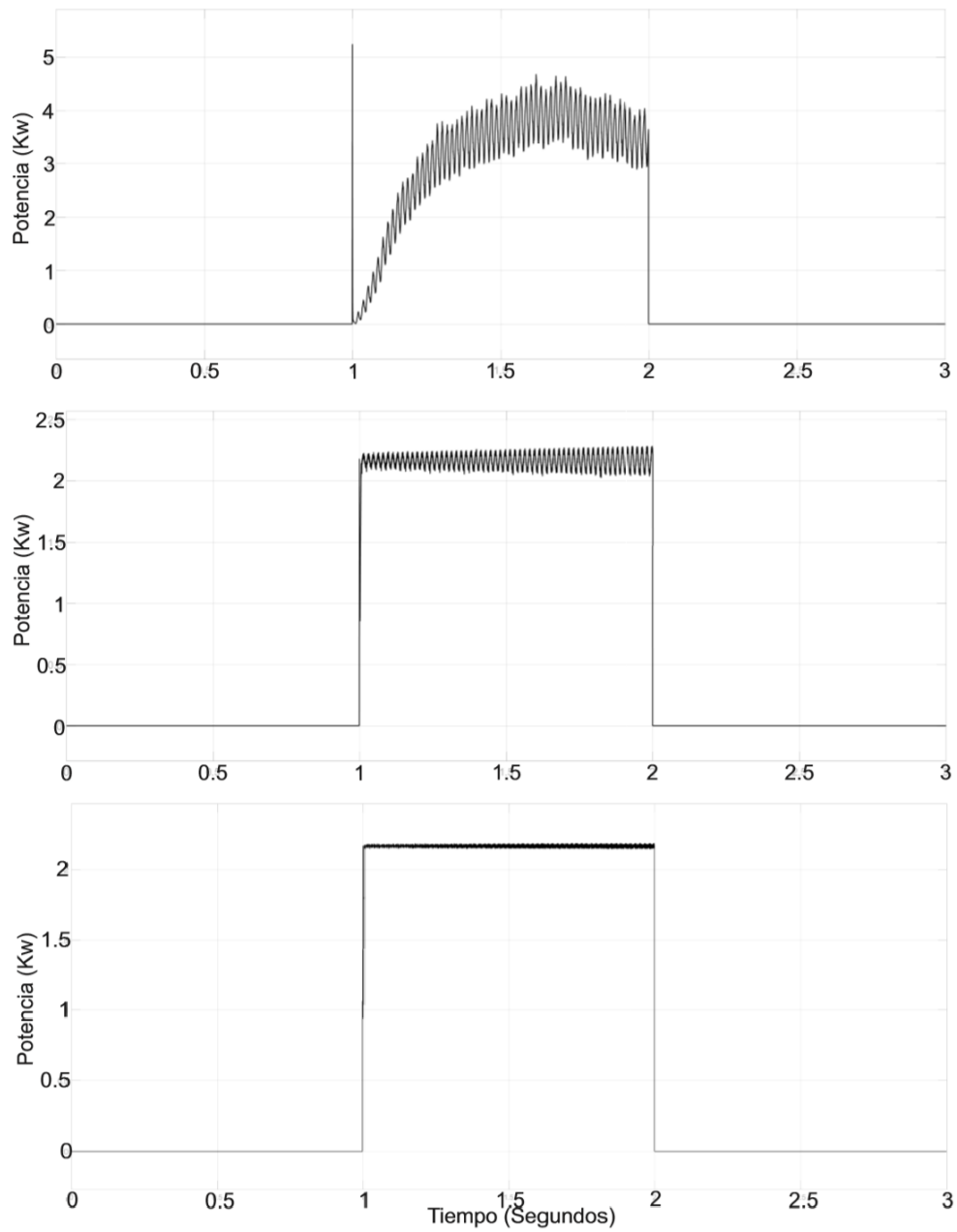


Figura 5.17: (De arriba hacia abajo) Potencia instantánea en cargas de CD, sin control, con control PI y con control PR. Caso de Estudio II.

5.3. Caso de Estudio III: CM con cargas lineales en CD-CA, y carga no-lineal.

En el tercer caso de estudio, se analiza el comportamiento del convertidor matricial al conectar una carga no lineal en el par de terminales que suministran energía en corriente alterna, mientras que para los terminales de CD se utilizan las mismas cargas que en el caso de estudio II, Asimismo, las cargas entran a operación a partir del ciclo 60 y terminan en el 120.

- La carga no-lineal descrita en el capítulo 4 es conectada entre las terminales A y B a la salida del convertidor matricial, v_{AB} , las características de suministro que deben tener estas cargas son, $v_{rms} = 120[V]$ y $f = 60Hz$.
- El lava platos, la bomba de agua y el calentador de agua tendrán un suministro de energía en CD, tal como en el caso 2, y estarán conectadas a las terminales de salida C y A del convertidor matricial (v_{CA}); la tensión de operación de las cargas será $v = 12V$ CD.

Tabla 5.10: Cargas de CA y CD utilizadas en el caso de estudio III.

Tipo de carga	Electrodoméstico	Nomenclatura	Consumo [KW/h]
CA	No lineal	nl	2.8
CD	Lavaplatos	lp	2.17
CD	Bomba de agua	ba	2
CD	Calentador de agua	ca	4.5

Las tensiones de referencia utilizadas para este caso serán las mismas que para los dos primeros, se sigue considerando un condensador de $10000\mu f$ en paralelo a las cargas de corriente directa y el tiempo de simulación son los mismos que en el segundo caso de estudio. El objetivo de este caso de estudio es analizar el comportamiento del convertidor matricial al conectar de forma súbita tanto la carga de CA no-lineal, como las cargas de CD descritas en la Tabla 5.10. Los parámetros de operación de los controladores PI y PR son los mismos que en el caso de estudio II.

En la primera condición, la Figura 5.18 exhibe la medición de tensión en los terminales del CM híbrido no controlado, la necesidad de aplicar una técnica de control es evidente dado que la amplitud de la tensión en los terminales varía de manera crítica según se conectan o desconectan las cargas, por tanto, no es aconsejable la operación del convertidor en esta condición. En consecuencia, para las Figuras 5.19 y 5.20 se observan las tensiones del convertidor controlado bajo las estrategias PI y PR, respectivamente, al igual que en los casos anteriores, el controlador PR entrega un mejor resultado. En consecuencia, los resultados de la medición de distorsión total armónica del terminal de corriente alterna v_{AB} , para cada

condición de operación se puede observar en la Tabla 5.11. Nuevamente, mientras el sistema de enlace opera utilizando un controlador, se cumplen los requerimientos de la norma.

Tabla 5.11: *Distorsión armónica total caso de estudio III.*

	0 Seg THD	1 Seg THD	2 Seg THD
Sin control	7.07 %	6.20 %	6.20 %
Con PI	3.84 %	2.96 %	2.47 %
Con PR	3.75 %	2.80 %	1.43 %

Tabla 5.12: *Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio III.*

	FP de entrada
Sin control	0.7374
Con PI	0.9903
Con PR	0.9896

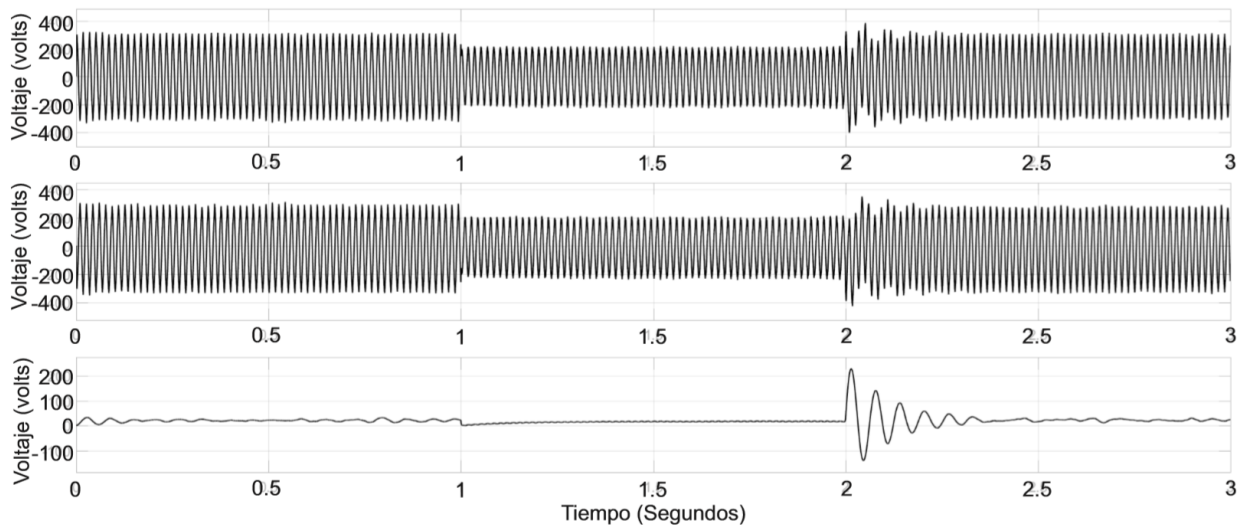


Figura 5.18: *Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} no controlado, con cargas no lineales en las terminales de suministro de Corriente Alterna.*

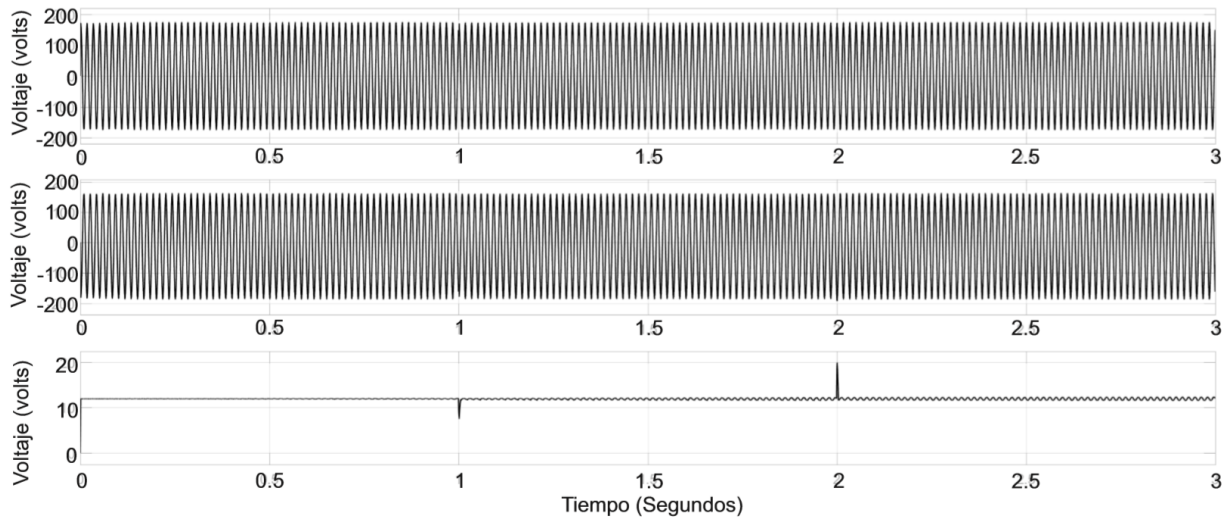


Figura 5.19: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, con cargas no lineales en las las terminales de suministro de Corriente Alterna.

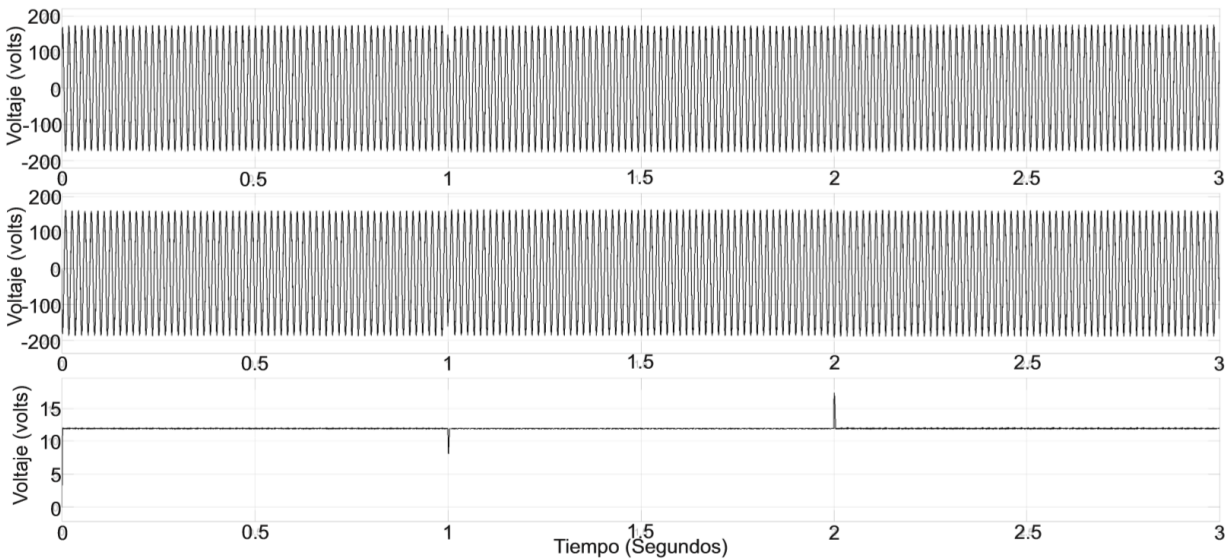


Figura 5.20: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, con cargas no lineales en las las terminales de suministro de Corriente Alterna.

Por otro lado, los resultados cualitativos de la medición del factor de potencia antes del filtro de entrada del CM nos permiten observar que se cumple con el objetivo cuando el CM es controlado, ver Tabla 5.12.

Las señales correspondientes la medición de voltaje y corriente antes del filtro de entrada al convertidor matricial, se muestran en en las Figuras 5.21 y 5.22, a partir de las cuales se concluye, como en el caso anterior, que el CM controlado es capaz de mantener el factor de

potencia muy cercano a la unidad. Finalmente, se determina los errores absolutos para cada condición operativa, considerando a las tensiones en la carga como las variables de interés. Los resultados se exhiben en las Figuras 5.23, 5.24 y 5.25.

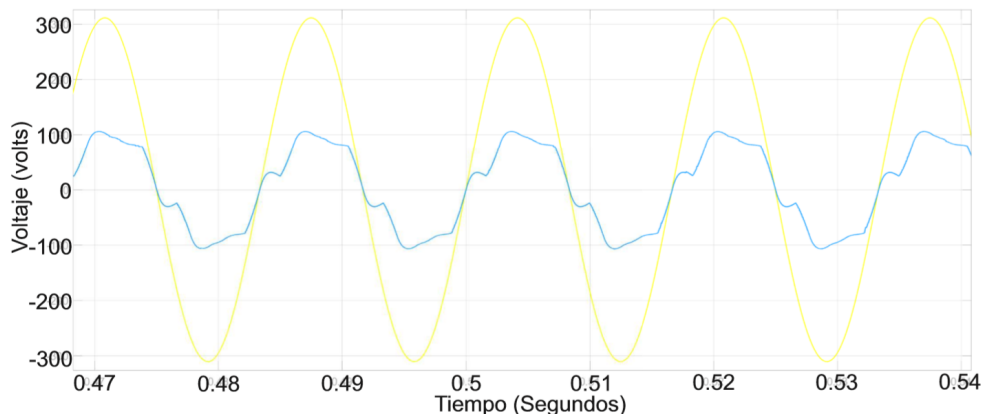


Figura 5.21: Tensión y corriente en fase caso III, con PI.

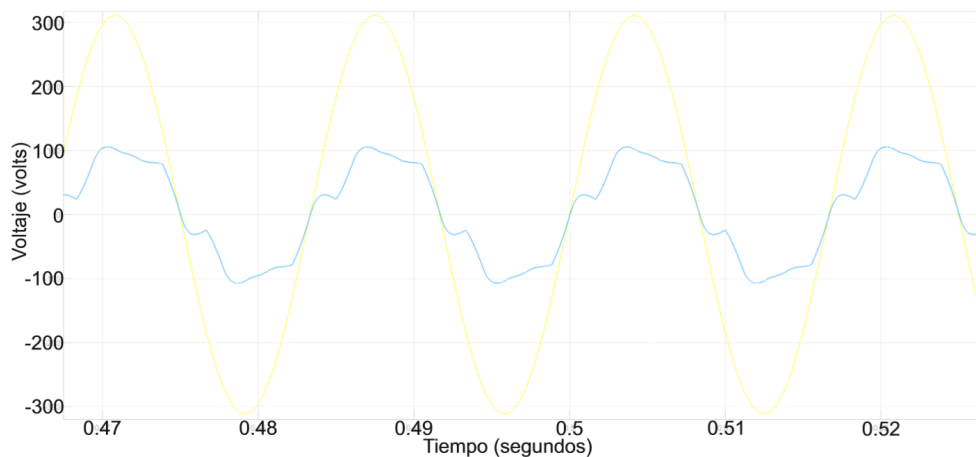


Figura 5.22: Tensión y corriente en fase caso III, con PR.

La interpretación de dichos resultados, establece que entre menor sea la magnitud del error, la estrategia de control utilizada es mejor; en consecuencia, el controlador PR se considera la mejor opción para esta aplicación.

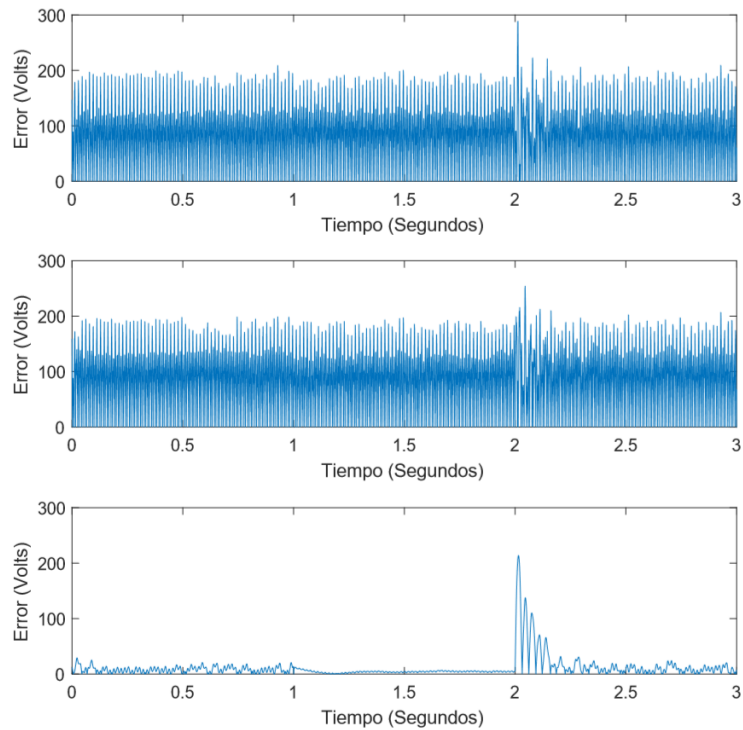


Figura 5.23: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, Caso de estudio III.

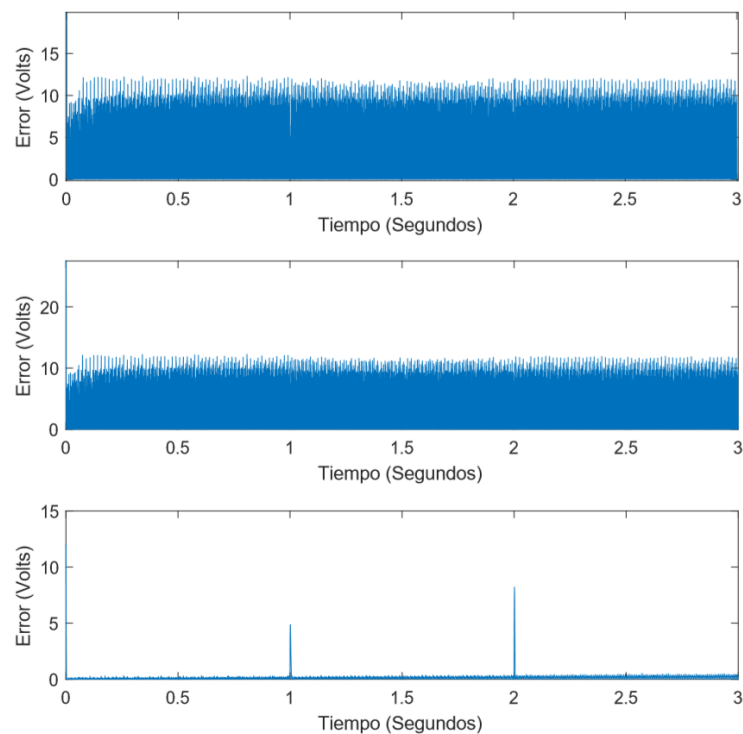


Figura 5.24: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PI, Caso de estudio III.

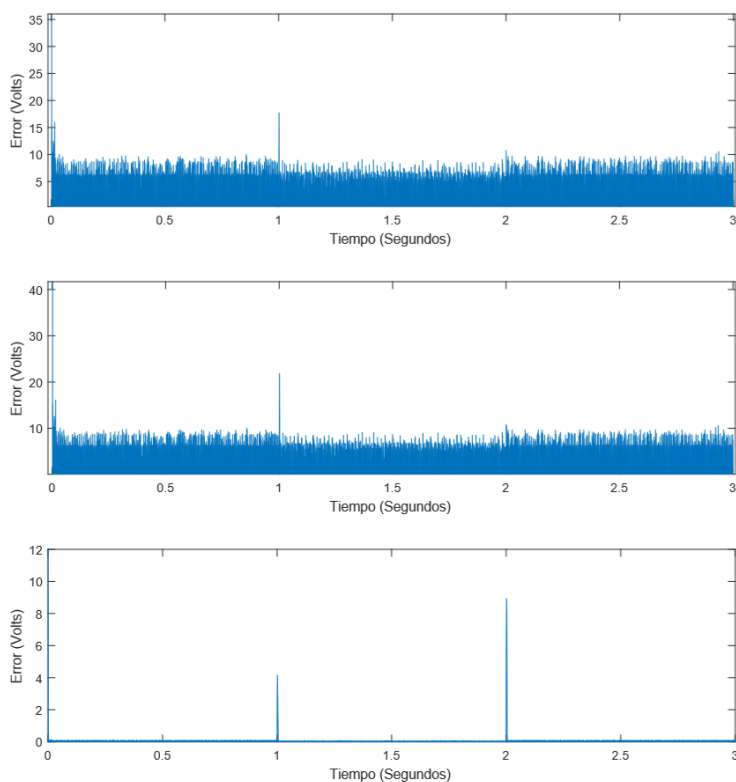


Figura 5.25: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PR, Caso de estudio III.

Bajo los parámetros en que se ha dado un valor cuantitativo a la comparación entre condiciones de operación tales como la medición de distorsión armónica y factor de potencia, se observa como la menor variación se presenta en la condición en que el convertidor opera bajo el controlador PR, por tanto, al observar la medición de potencia en las cargas de CD se obtiene un mejor desempeño con este controlador, ver Figura 5.26.

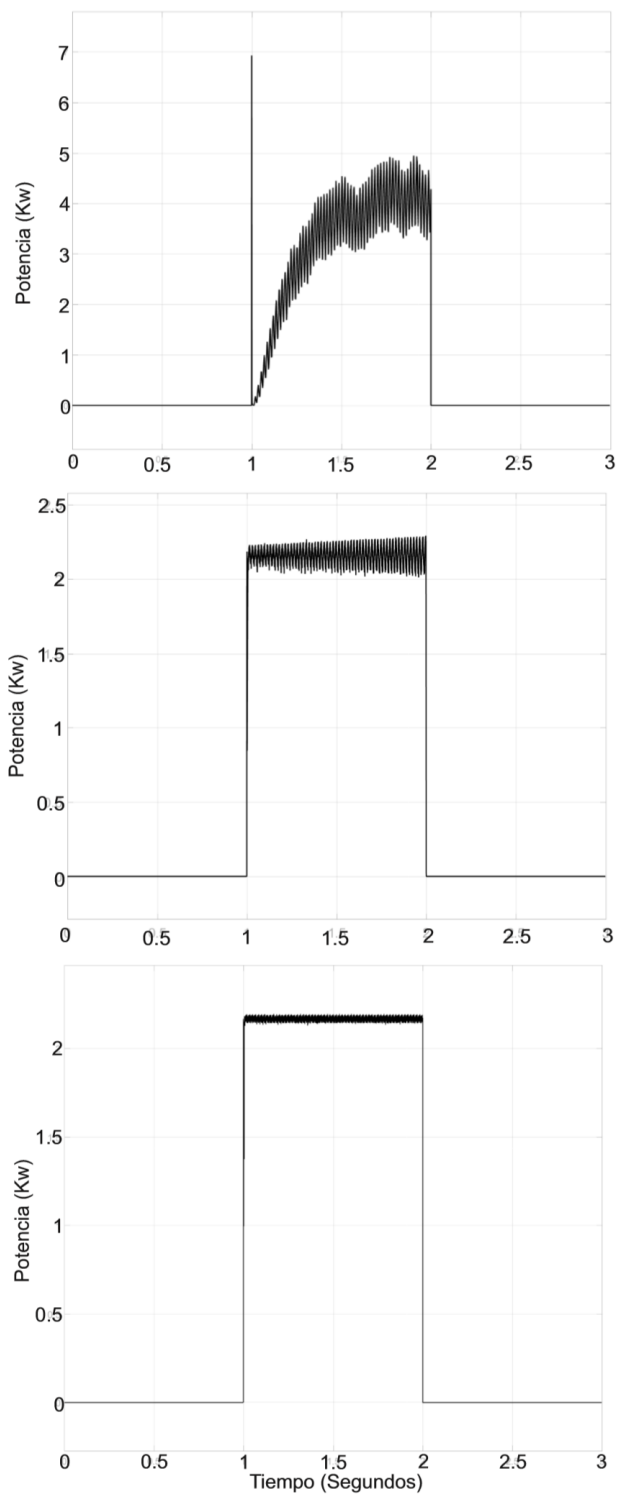


Figura 5.26: (De arriba hacia abajo) Potencia instantánea en cargas de CD, sin control, con control PI y con control PR. Caso de Estudio III.

5.4. Caso de Estudio IV: CM con conexión aleatoria de cargas en CA y CD.

El cuarto y último caso en análisis, es equivalente a sus predecesores, en este se analizan las mismas variables durante un periodo más largo de 24 segundos, por ende, es necesario hacer un acercamiento para observar la forma de las señales. Las cargas se describen en la Tabla 5.13, estas se conectarán y desconectarán dependiendo del horario de operación que describe la Tabla 5.14. Las condiciones de referencia en los voltajes de suministro son de 120[V] RMS para las cargas de CA, mientras que para las cargas de CD se considera 12VCD, por tanto, no varían con respecto a los casos anetrioros.

Tabla 5.13: Cargas de CA y CD utilizadas en el caso de estudio IV.

Tipo de carga	Electrodoméstico	Nomenclatura	Consumo [KW/h]
CA	Estufa eléctrica	ee	2.30
CA	Secadora de ropa	sr	2.5
CA	Máquina de lavado	ml	0.2
CA	No lineal	nl	2.8
CD	Lavaplatos	lp	2.17
CD	Bomba de agua	ba	2
CD	Calentador de agua	ca	4.5

Tabla 5.14: Horario operativo de las cargas residenciales caso de estudio IV.

Carga residencial	T_{in}	T_{fin}
Estufa eléctrica	12:00	13:00
Secadora de ropa	15:00	16:00
Máquina de lavado	11:00	12:00
Lavaplatos	11:00	12:00
Bomba de agua	08:00	09:00
Calentador de agua	07:00	08:00
Carga no lineal	11:00	12:00

En las Figuras 5.27, 5.28 y 5.29, se presenta el registro de las tensiones para las condiciones de operación: sin control, con control PI y con control PR, respectivamente; en cada una de ellas se puede observar la medición en los terminales v_{AB} , v_{BC} y v_{CA} .

Para la condición en la que el convertidor opera sin control de tensiones, al conectar una carga en el terminal de corriente alterna, el convertidor consigue seguir la amplitud de la referencia; sin embargo, al desconectarla se genera un tansitorio de voltaje con una amplitud por arriba del 20 % de la tensión nominal. Por otro lado, en los casos en que el

convertidor opera con las tensiones controladas mediante las estrategias PI o PR, se tiene que la amplitud de las tensiones no varía considerablemente, El registro de distorsión total armónica y medición de factor de potencia antes del filtro de entrada se encuentra en las Tablas 5.15 y 5.16 respectivamente.

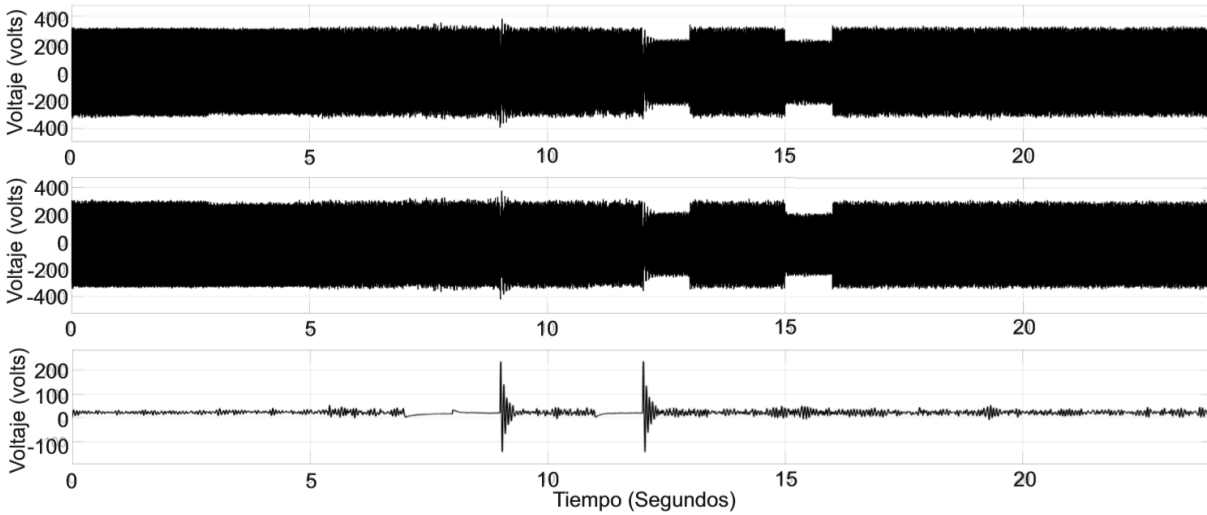


Figura 5.27: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} no controlado, con cargas de CA y CD caso de estudio IV.

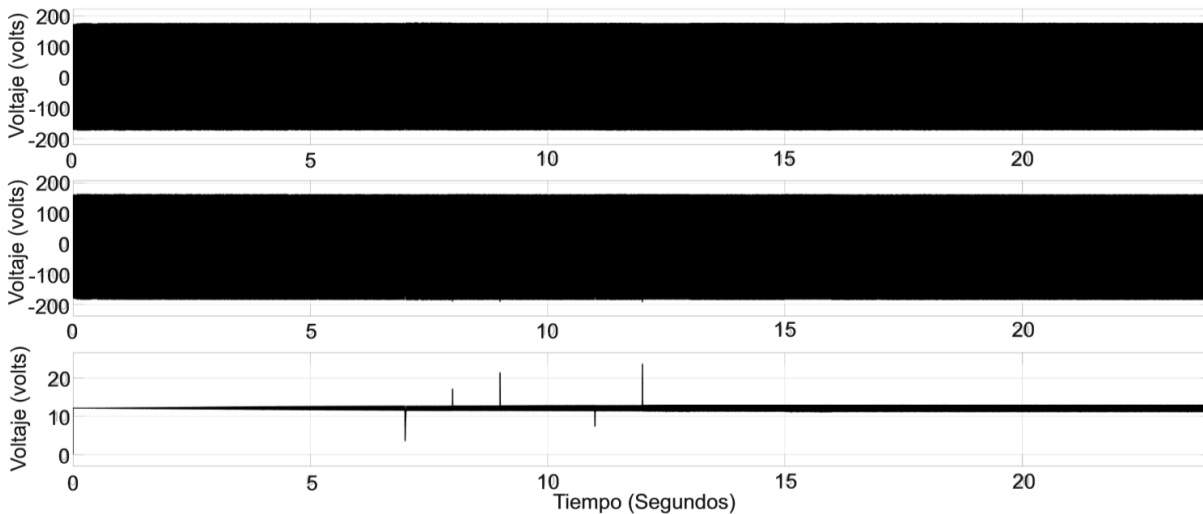


Figura 5.28: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PI, con cargas de CA y CD caso de estudio IV.

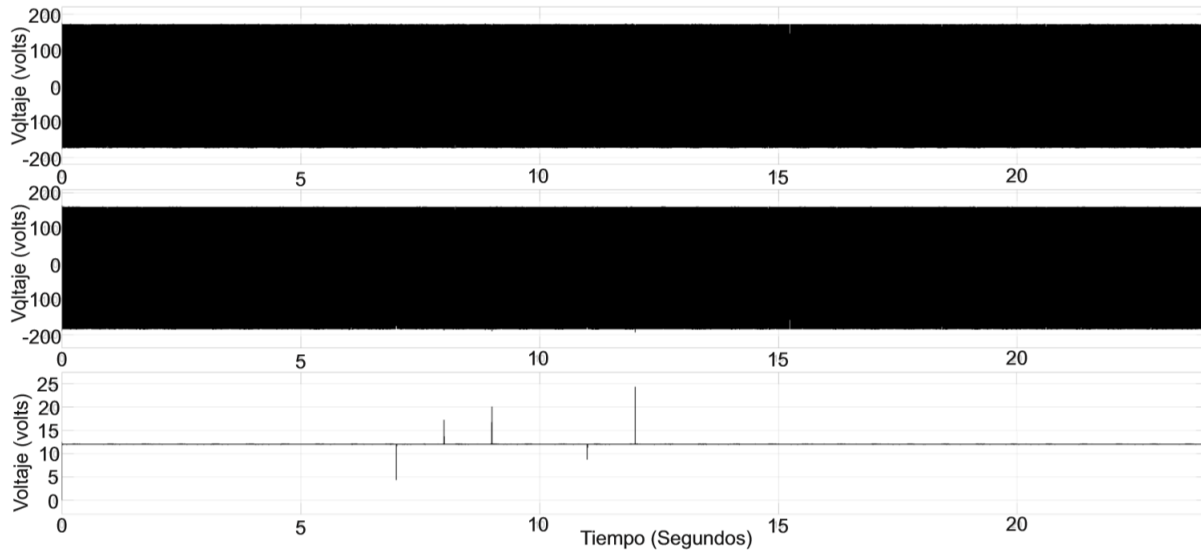


Figura 5.29: Tensiones de salida en terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} Con control PR, con cargas de CA y CD caso de estudio IV.

A continuación, en la Figura 5.30, se realiza un zoom a las tensiones de la Figura 5.30 para observar el comportamiento de las tensiones al conectar la secadora de ropa en los terminales de CA del convertidor. Dado que el CM opera sin una técnica de control, éste no logra suministrar la magnitud de referencia, ver Figura 5.30.

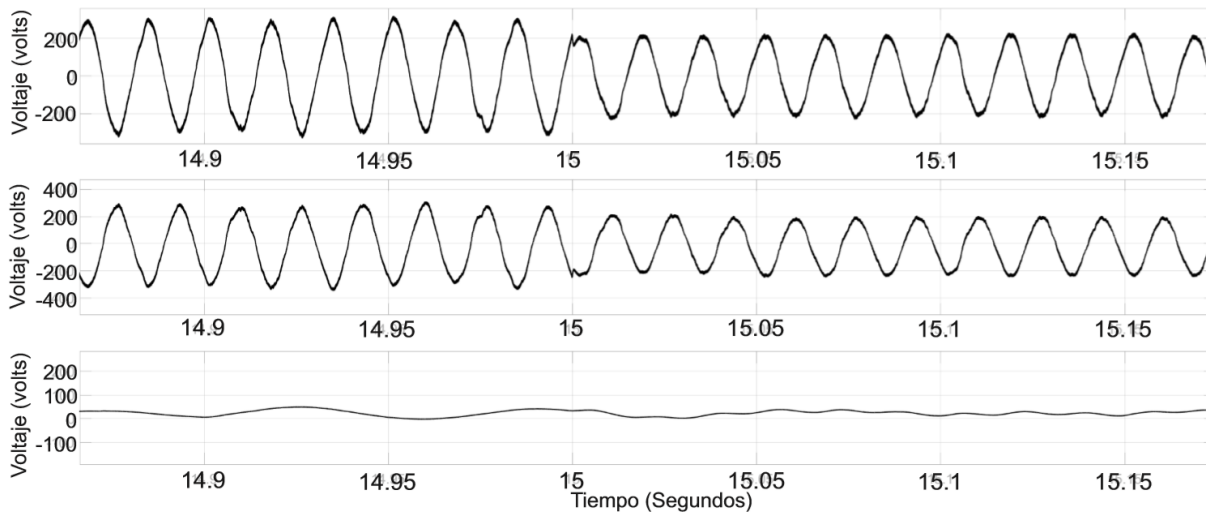


Figura 5.30: Comportamiento de tensiones al conectar la estufa eléctrica, terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, caso de estudio IV.

Tabla 5.15: *Distorsión armónica total caso de estudio IV.*

\bar{x}	0-5	6-11	12-17	18-23
Sin control	5.81 %	6.92 %	6.30 %	6.33 %
Con PI	2.14 %	2.94 %	2.46 %	2.75 %
Con PR	1.72 %	1.42 %	1.43 %	1.43 %

Tabla 5.16: *Factor de potencia en la entrada para el Caso de estudio IV.*

FP de entrada	
Sin control	0.74
Con PI	0.9907
Con PR	0.9896

La operación del convertidor matricial híbrido controlado le permite seguir la referencia con mejores resultados, en las Figuras 5.31 y 5.32 se observa un zoom de las tensiones del convertidor controlado con el PI y PR respectivamente al conectar el calentador de agua en los terminales de CD. Los resultados son equivalentes, sin embargo, el controlador PR genera señales con variaciones de menor magnitud durante los estados estable y transitorio; asimismo, actúa de forma más rápida para recuperar la referencia en el terminal debido a la caída de tensión que genera la conexión de dicha carga.

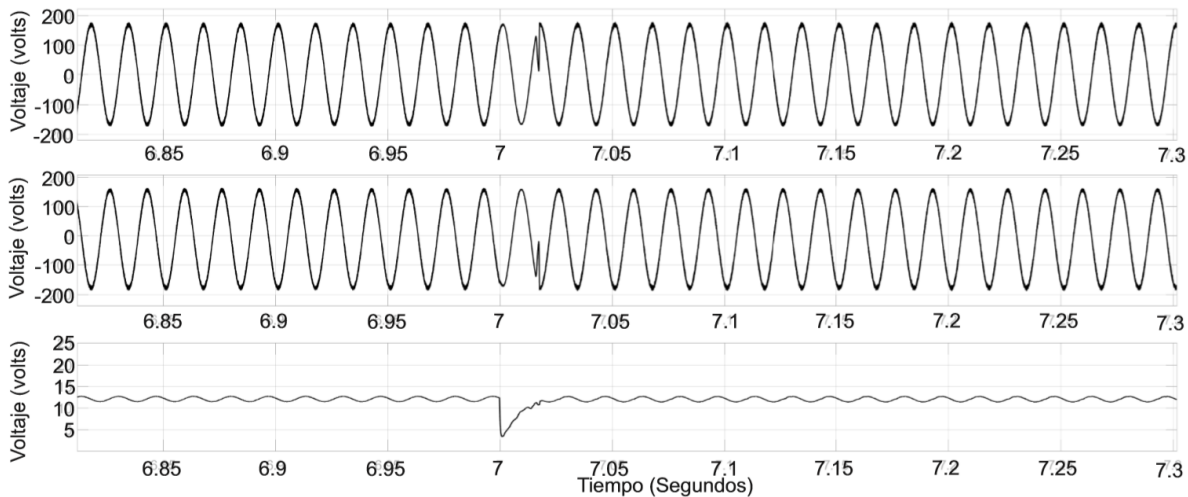


Figura 5.31: *Comportamiento de tensiones al conectar el calentador del agua, terminales vAB vBC vCA con el controlador PI, caso de estudio IV.*

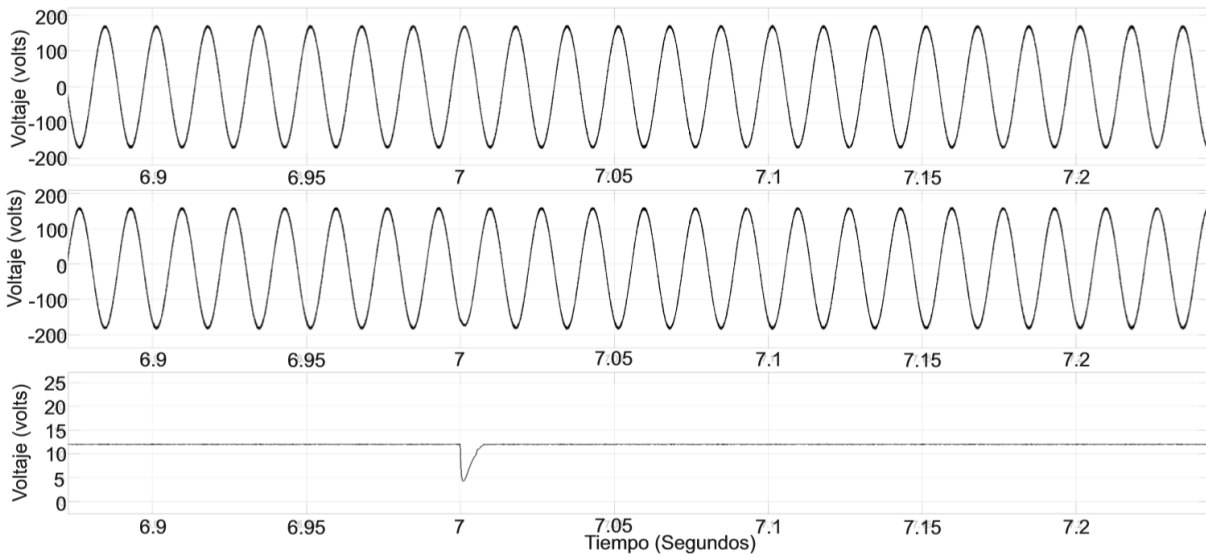


Figura 5.32: Comportamiento de tensiones al conectar el calentador del agua, terminales v_{AB} v_{BC} v_{CA} con el controlador PR, caso de estudio IV.

Ambas técnicas de control entregan resultados satisfactorios para el control de tensiones de CA, sin embargo, el terminal de CD tiene variaciones que a pesar de ser aceptables el desempeño del controlador PR es mejor.

Al igual que en los casos anteriores, es registrado el consumo de potencia de cargas de CD, Figura 5.33. En esta figura se corroboran los resultados anteriores, ya que el consumo de potencia instantánea en las cargas de CD permanece prácticamente constante cuando el CM opera en conjunto con el controlador PR.

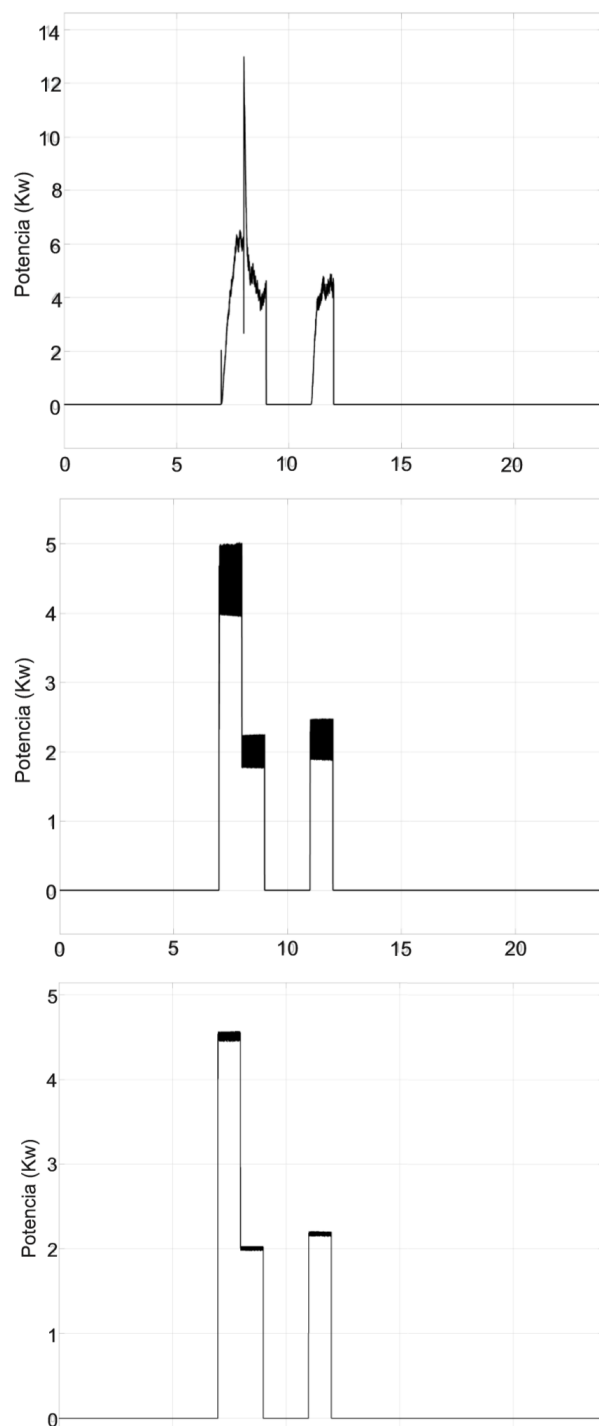


Figura 5.33: Potencia instantánea en cargas de CD, caso de estudio IV, sin control, con PI y PR respectivamente.

Finalmente, con base en la medición de tensiones es calculado el error absoluto al igual que en casos anteriores, en la Figura 5.34 se puede observar el error absoluto en la condición

de operación del convertidor sin control de tensión alguno, en esta figura resulta claro como el error es considerable durante toda la prueba, aumentando considerablemente durante las conexiones y desconexiones de carga. Por otro lado, analizando el error absoluto para los casos en que el convertidor matricial es controlado por los controladores PI y PR, las Figuras 5.35 y 5.36 muestran que dicho error se encuentra por debajo del 10% tanto para el terminal de CA como para el de CD, aunque para el PR se observa un comportamiento ligeramente mejor, como en todos los casos de estudio analizados.

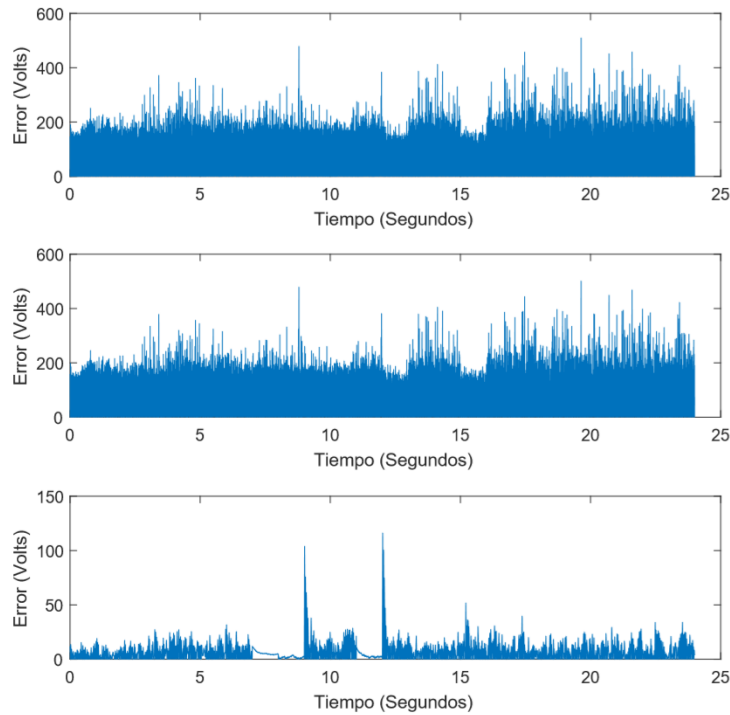


Figura 5.34: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} sin control, caso de estudio IV.

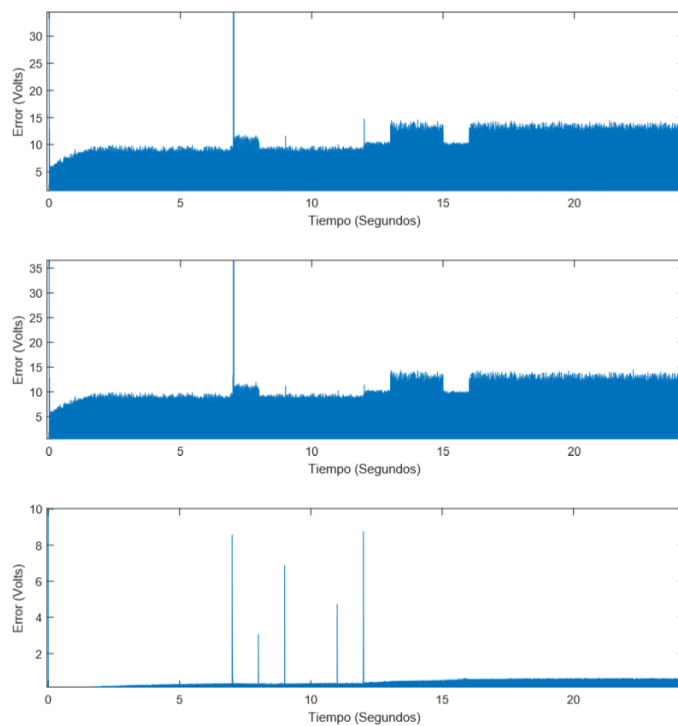


Figura 5.35: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PI, caso de estudio IV.

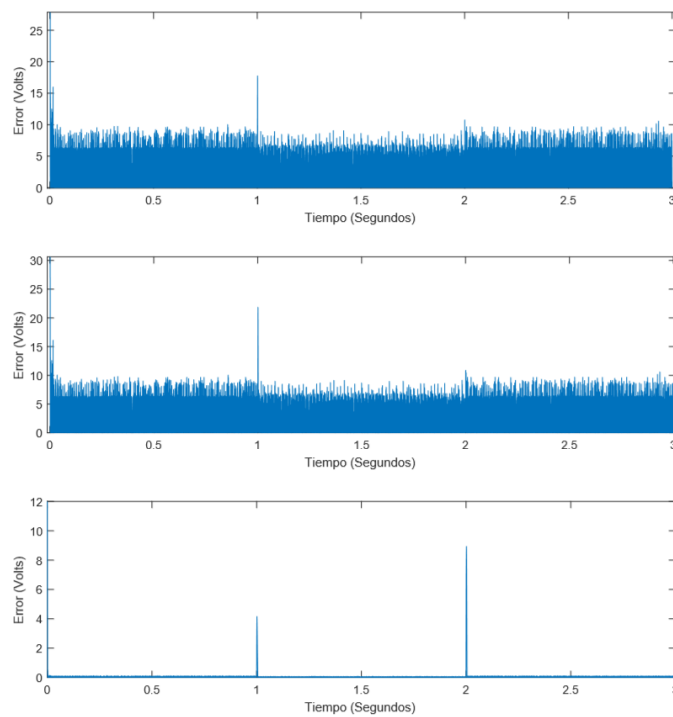


Figura 5.36: Error absoluto en las tensiones v_{AB} v_{BC} v_{CA} con control PR, caso de estudio IV.

Capítulo 6

Conclusiones y Trabajos Futuros

6.1. Conclusiones Generales

En años recientes, se ha incrementado el interés en el desarrollo de redes de distribución de energía eléctrica en CD, como un complemento a las redes de CA convencionales. Este tipo de redes híbridas han comenzado a surgir ante la posibilidad de integrar sistemas renovables de energía en las instalaciones residenciales, proporcionando además un incremento en la eficiencia, una alta fiabilidad operativa y un número reducido de componentes en la instalación; lo anterior se debe a que las cargas que normalmente operan en CD ya no tienen que integrar el proceso de conversión de CA a CD. Por tal motivo, cada vez es mayor el número de investigadores que se han enfocado al análisis operativo de este tipo de redes, proponiendo soluciones a las problemáticas que van surgiendo como parte del análisis, y que generalmente coinciden en problemas asociados con la calidad de la energía.

La revisión bibliográfica realizada como parte del planteamiento de este trabajo de tesis, permitió concluir que las temáticas relacionadas con el control del voltaje de suministro, la compensación de componentes armónicos producidos por la operación de cargas no lineales, y la corrección del factor de potencia, se pueden considerar dentro de principales líneas de desarrollo que se abordan en el contexto de las redes híbridas en sistemas eléctricos residenciales, factor que fue determinante para definir los objetivos y alcances del presente trabajo. De igual forma, los trabajos presentados en la literatura abierta muestran que la definición de las topologías de los convertidores de energía basados en dispositivos de electrónica de potencia, así como las estrategias de control y modulación que se utilicen, definen a la red eléctrica residencial en términos de complejidad, confiabilidad y costo.

En este sentido, en el presente trabajo se propuso la utilización de un convertidor matricial trifásico como convertidor central, para la distribución de energía en CA y CD a una red residencial híbrida a partir del suministro de una red convencional en CA. El convertidor matricial consta de nueve polos bidireccionales que interconectan una red de suministro trifásica en CA, con una carga que puede ser trifásica, o como en este caso, una red híbrida. Además de los elementos de estado sólido, para el convertidor se diseñaron un filtro RLC de entrada y uno de salida, a fin de eliminar las componentes armónicas de alto orden generadas

por la conmutación de los interruptores de potencia. Mediante el esquema de modulación vectorial DSVPWM (Direct Space Vector Pulse Width Modulation), el convertidor matricial trifásico fue capaz de generar señales controladas en magnitud, frecuencia y fase, de manera independiente, razón por la cual resultó en una excelente opción para implementar un convertidor híbrido capaz de producir señales de voltaje en CD y CA, de forma simultánea.

Por otro lado, para establecer las señales de referencia que utiliza el esquema de modulación, se consideraron dos estrategias de control: un controlador Proporcional-Integral (PI) y un controlador Proporcional Resonante (PR). Para evaluar el desempeño del convertidor central propuesto se llevaron a cabo varios casos de estudio en donde se consideraron distintas combinaciones y tipos de carga, conectándolas y desconectándolas de forma súbita, como ocurriría en una red real, con la finalidad de verificar el desempeño dinámico de la estrategia de control aplicada al convertidor. Las variables de interés en cada una de las pruebas fueron las tensiones en las cargas, en términos de su magnitud y contenido armónico, tanto en CD como en CA, además del factor de potencia. En general, se puede concluir que el convertidor matricial tiene una respuesta dinámica adecuada cuando opera con cada uno de los controladores, esto es, siendo capaz de generar voltajes sinusoidales y constantes al mismo tiempo, además de mantenerlos en sus valores de referencia aun ante la presencia de disturbios, el controlador PR exhibió mejores características operativas en cada uno de los casos de estudio.

Los resultados obtenidos demuestran que con un solo convertidor central sería posible establecer dos buses principales de suministro eléctrico dentro de la red residencial, uno en CA y otro en CD, y mantener el voltaje en sus valores nominales, sin importar el tipo de carga ni las variaciones que se puedan dar por maniobras de conexión y desconexión. La estrategia de modulación DSVPWM además le permite al convertidor matricial mantener un factor de potencia cercano a la unidad en sus terminales de entrada, así como una corriente con bajo contenido armónico, sea cual sea el tipo de carga que se conecte al convertidor central.

Entre los beneficios que se podrían obtener al implementar una red eléctrica residencial operada con el convertidor central propuesto y las estrategias de modulación y control utilizadas, son los siguientes:

- Un número reducido de convertidores de energía.
- Una menor contaminación armónica en la red de suministro eléctrico.
- Un factor de potencia total controlable.
- Un mayor aprovechamiento de energía, provocado por la omisión de etapas en la conversión desde la fuente hasta la carga.

6.2. Conclusiones Específicas

En cuanto a las conclusiones específicas derivadas de los resultados presentados en el trabajo, en esta sección se discuten de manera breve en los siguientes puntos:

- Aun en el caso en que no se consideran cargas conectadas a las terminales de salida del convertidor, la estrategia de modulación DSVPWM no es capaz de mantener por sí sola los voltajes en sus valores nominales, lo cual es debido al tipo de señales (CA y CD) que se requieren como referencia. De igual forma, el contenido armónico de las señales obtenidas es elevado, condición que se elimina al activar cualquiera de las dos estrategias de control.
- En cada uno de los casos de estudio, el controlador PR logra generar señales de voltaje sinusoidales con un contenido armónico menor al 3 %, característica que permite validar su efectividad para el seguimiento de señales variantes en el tiempo. Por otro lado, la adecuada respuesta dinámica del controlador PR queda de manifiesto durante los transitorios provocados durante las acciones de conexión y desconexión de cargas, en donde el tiempo de duración de este fenómeno, así como su amplitud, son de magnitud muy reducida.
- Finalmente, en relación con el factor de potencia, las características operativas inherentes al convertidor matricial, en conjunto con la operación de las estrategias de control utilizadas, lo logran mantener muy cercano a la unidad, durante cada una de las condiciones de carga analizadas.
- A partir de los resultados obtenidos con el convertidor central operando con las dos estrategias de control, es posible concluir que tanto el controlador PI como el controlador PR pueden utilizarse para la regulación de voltajes en el convertidor híbrido. Si bien el controlador PR presentó características operativas superiores al PI, el sistema logró operar de forma adecuada con ambos controladores. Con base en lo anterior, también se verifica el cumplimiento de uno de los objetivos fundamentales del presente trabajo, el cual consistía en contribuir un poco con el proceso de desarrollo tecnológico del convertidor matricial en aplicaciones industriales. Sin duda alguna, el validar nuevas propuestas de aplicación para el convertidor matricial, ya sea a través de simulaciones numéricas como en este caso, servirá para acelerar el proceso requerido para llevar a cabo la implementación experimental de este tipo de sistemas novedosos.

6.3. Trabajos Futuros

Con la finalidad de continuar el desarrollo de la línea de investigación abordada en este trabajo de tesis, se proponen los siguientes temas como posibles trabajos a realizar en un futuro:

- Desarrollar una estrategia de conmutación que permita la conexión de fuentes de suministro de energía en CD y CA, a las terminales de entrada del convertidor matricial,

esto con la finalidad de integrar distintas tecnologías como fuentes renovables de energía para el suministro de la red híbrida.

- Desarrollar modelos más detallados de las cargas consideradas para las redes eléctricas residenciales de bajo voltaje.
- Implementar una red híbrida CA/CD de nivel laboratorio para validar los resultados mediante pruebas experimentales.
- Realizar un análisis operativo más detallado sobre los controladores utilizados, a fin de cuantificar de forma más precisa la efectividad de cada uno, tomando en cuenta aspectos como la estabilidad y robustez de estos.
- Evaluar el desempeño del convertidor central propuesto ante condiciones de operación adversas en los voltajes de suministro.

Bibliografía

- [1] Tzung Lin Lee, Po Tai Cheng, Hirofumi Akagi, and Hideaki Fujita. A dynamic tuning method for distributed active filter systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2008.
- [2] Keiji Wada, Hideaki Fujita, and Hirofumi Akagi. Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002.
- [3] Yun Wei Li and Jinwei He. Distribution system harmonic compensation methods: An overview of DG-interfacing inverters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2014.
- [4] Shirajum Md. Munir and Yun Wei Li. Residential distribution system harmonic compensation using PV interfacing inverter. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2013.
- [5] Rafael Peña-Alzola, Marco Andrés Bianchi, and Martin Ordonez. Control Design of a PFC with Harmonic Mitigation Function for Small Hybrid AC/DC Buildings. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016.
- [6] Inc. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 6 IEEE-519-1992, 1992.
- [7] Laszlo Huber, Yungtaek Jang, and Milan M. Jovanović. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008.
- [8] Fariborz Musavi, Murray Edington, Wilson Eberle, and William G. Dunford. Evaluation and efficiency comparison of front end AC-DC plug-in hybrid charger topologies. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2012.
- [9] Tao Zhao, Xiaoqiang Guo, Jianhui Su, and David Xu. Improved Space Vector Modulation for Matrix Converter based Isolated Rectifiers. In *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, 2014.
- [10] Paweł Szczesniak and Jacek Kaniewski. Power electronics converters without DC energy storage in the future electrical power network, 2015.
- [11] Donald G. Holmes and Thomas A. Lipo. Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1992.

-
- [12] R. Baharom, M. K. Hamzah, N. R. Hamzah, and L. Mohd Kasim. Boost rectifier using single-phase matrix converter with bipolar output. In *PECon 2008 - 2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, 2008.
- [13] Philip Dost, Kamil Korotkiewicz, and Constantinos Sourkounis. A modified modulation strategy for an active rectifier stage structurally based on the topology of an indirect matrix converter. In *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2014.
- [14] Luis Carlos Herrero de Lucas. *14 Estudio y Simulación de Convertidores CA-CA directos 30 30 en Matriz de Conversión Controlados Mediante Sliding En Fuente de Corriente-Lucas Herrero de Lucas*. PhD thesis, Universidad de Valladolid, 2005.
- [15] K Chithirai and Selvan\ G Arunsankar. Grid Integration of Hybrid Renewable Energy System using Versatile Matrix converter. 2014.
- [16] Hassan Nikkhajoei and M Reza Iravani. A Matrix Converter Based Micro-Turbine Distributed Generation System. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, 20(3), 2005.
- [17] S Masoud Barakati, Mehrdad Kazerani, and J Dwight Aplevich. Maximum Power Tracking Control for a Wind Turbine System Including a Matrix Converter. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, 24(3), 2009.
- [18] Roberto Cárdenas, Rubén Peña, Patrick Wheeler, John Clare, and Greg Asher. Control of the reactive power supplied by a WECS based on an induction generator fed by a matrix converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009.
- [19] Bernd Wunder, Leopold Ott, Marek Szpek, Ulrich Boeke, and Roland Weis. Energy efficient DC-grids for commercial buildings. In *2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2014.
- [20] Abi-Samra. N. IEEE Smart Grid Experts Roundup: AC vs. DC Power, 2012.
- [21] Diego Arcos-Aviles, Julio Pascual, Luis Marroyo, Pablo Sanchis, and Francesc Guinjoan. Fuzzy logic-based energy management system design for residential grid-connected microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2018.
- [22] Amit Kumar Singh, Elango Jeyasankar, Pritam Das, and Sanjib Kumar Panda. A Single-Stage Matrix-Based Isolated Three-Phase AC-DC Converter With Novel Current Commutation. *IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION*, 3(4), 2017.
- [23] Jose Rodriguez, Marco Rivera, Johan W. Kolar, and Patrick W. Wheeler. A review of control and modulation methods for matrix converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012.

-
- [24] Patrick W Wheeler, José Rodríguez, Jon C Clare, Lee Empringham, and Alejandro Weinstein. Matrix Converters: A Technology Review. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 49(2), 2002.
- [25] J W Zhang, D G Dorrell, and L Li. Applications of the Direct Space Vector Modulation Controlled Matrix Converter as the Unified Power Flow Controller. 2016.
- [26] M. Tarafdar Haque A. R. Marami Iranaq and E. Babaei. Fig. 2. Matrix converter placed as UPFC in the system. In *Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference*, 2010.
- [27] Anindya Dasgupta, Praveen Tripathy, and Partha Sarathi Sensarma. Matrix converter as UPFC for transmission line compensation. In *7th International Conference on Power Electronics, ICPE'07*, 2008.
- [28] Pawel Szczesniak and Jacek Kaniewski. Hybrid Transformer with Matrix Converter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2016.
- [29] Mohammad B. Shadmand, Mostafa Mosa, Robert S. Balog, and Haitham Abu-Rub. Model predictive control of a capacitorless matrix converter-based STATCOM. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2017.
- [30] Satyaveer Gupt, Ankit Dixit, Nikhil Mishra, and S P Singh. CUSTOM POWER DEVICES FOR POWER QUALITY IMPROVEMENT: A REVIEW. *IJREAS International Journal of Research in Engineering & Applied Sciences International Journal of Research in Engineering & Applied Sciences*, 2(2), 2012.
- [31] Ali Aghabeigi Heris, Ebrahim Babaei, and Seyed Hossein Hosseini. A New Shunt Active Power Filter Based on Indirect Matrix Converter. In *20th Iranian Conference on Electrical Engineering, (ICEE2012)*, 2012.
- [32] Paweł Szczegniak and Jacek Kaniewski. Three-Phase Power Flow Controller Based on Hybrid Transformer with Matrix Converter. 2016.
- [33] Christian Klumpner, Peter Nielsen, Ion Boldea, and Frede Blaabjerg. A new matrix converter motor (MCM) for industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002.
- [34] Rajib Baran Roy, Jerome Cros, Enamul Basher, and Shaiyek Md Buland Taslim. Fuzzy Logic based Matrix Converter Controlled Induction Motor Drive. In *IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, 2017.
- [35] René Vargas, Ulrich Ammann, Boris Hudoffsky, Jose Rodriguez, and Patrick Wheeler. Predictive Torque Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Input Power Control. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 25(6), 2010.

- [36] Luis Ramón Merchan, José Merced Lozano, Joaquín Álvarez Gallegos, Héctor Javier Estrada, and Juan Gabriel Aviña. Diseño de Controlador para un Restaurador Dinámico de Voltaje basado en el Convertidor Matricial. *Congreso Nacional de Control Automático, AMCA 2015, Cuernavaca, Morelos, México.*, 2015.
- [37] W. C. Duesterhoeft, Max W. Schulz, and Edith Clarke. Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 1951.
- [38] Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg. Proportional-resonant controllers. A new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters. *The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, pages 9–14, 2004.
- [39] L. R. Merchan, J. M. Lozano Garcia, A. Pizano-Martinez, E. A. Zamora-Cardenas, H. J. Estrada-Garcia, and L. C. Razo-Vargas. Output filter control for matrix converter in synchronous applications. *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing, ROPEC 2016*, (Ropec), 2017.
- [40] Alon Kuperman. Proportional-Resonant Current Controllers Design Based on Desired Transient Performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(10):5341–5345, 2015.