

Control de un Transformador de Estado Sólido de Tres Etapas Considerando la Integración de
Generación Distribuida

Karol Francisco Sanabria Calderón

Trabajo de investigación presentado como requerimiento parcial para optar al título de:
Magíster en Ingeniería Eléctrica

Director:

María Alejandra Mantilla Villalobos
Doctora en Ingeniería área Ingeniería Electrónica

Co-Director:

Johann Farith Petit Suárez
Doctor en Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Maestría en Ingeniería Eléctrica
Bucaramanga

2018

Agradecimientos

Gracias a Dios, por la oportunidad brindada de realizar mis estudios de maestría, por el trabajo que me permitieron realizar, por las personas que estuvieron a mi lado y por todas las enseñanzas que he recibido en estos últimos años.

Al culminar esta etapa de mi vida, quiero dar un enorme agradecimiento a personas e instituciones que me acompañaron y me apoyaron para que esta investigación llegara a feliz término. A todos los miembros del Laboratorio de Control Reconfigurable A.C., en especial a Fortino Mendoza, Natalia Nila y Jorge Moreno. Quiero agradecer por su hospitalidad al Dr. Víctor Cárdenas de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí y a todas las personas que integran el Laboratorio de Calidad de la Energía Eléctrica y Control de Motores, Lab-CEECM.

En primer lugar, quiero agradecer a toda mi familia por el amor, cariño y apoyo que me brindaron durante la realización de esta tesis. A mi esposa, mi madre, mi tía Nelly, a mis compañeros: Andrés Jácome, Juan Carlos Oviedo, Diego Jiménez Alvernia y Daniel Almeida por todo su apoyo, gracias por fortalecerme, creer en mí y por estar incondicionalmente a mi lado.

Quiero dar un agradecimiento a la Universidad Industrial de Santander, al Grupo GISEL, a todos los profesores que me acompañaron en el proceso y en especial a mis directores: Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos y Dr. Johann Farith Petit Suárez, por su gran apoyo en estos últimos años de mi vida. Agradezco todas sus enseñanzas y la confianza que depositaron en mí. Gracias por ser unos excelentes directores, por el tiempo brindado, por sus consejos y por su valiosa amistad.

Finalmente, agradezco a todos los estudiantes que realizaron su proyecto de pregrado conmigo y que hicieron tan valiosos aportes a esta investigación.

Tabla de Contenido

1	Introducción	18
1.1.	Motivación y justificación del trabajo	19
1.2.	Finalidad y objetivos de la tesis	20
1.3.	Estructura del documento	21
2	Transformadores de estado sólido:	22
2.1.	Principio de funcionamiento del transformador de estado sólido.	23
2.2.	Etapla 1: Convertidor multinivel de puentes H en cascada.	24
2.2.1.	Generalidades de los convertidores de puentes H en cascada.	24
2.2.2.	Técnicas de modulación de convertidores multinivel de puentes H en cascada.	26
2.2.3.	Técnicas de control de convertidores multinivel de puentes H en cascada.	32
2.3.	Etapla 2: Convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo	36
2.3.1.	Generalidades de convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	36
2.3.2.	Técnicas de modulación para convertidores <i>DC-DC</i> de doble puente activo	38
2.3.3.	Estrategia de control para convertidores <i>DC-DC</i> de doble puente activo	42
2.4.	Etapla 3: Convertidor trifásico de tensión de cuatro ramas	44
2.4.1.	Estrategias de modulación para un convertidor trifásico de cuatro ramas.	45
2.4.2.	Técnicas de control para convertidores de cuatro ramas.	47
3	Estrategias de control de las etapas del transformador de estado sólido	51
3.1.	Consideraciones generales	52
3.2.	Transformador de estado sólido para el escenario de integración de una fuente de generación distribuida conectada en el lado de baja de corriente alterna	52
3.2.1.	Parámetros nominales del transformador de estado sólido.	52
3.2.2.	Parámetros eléctricos de filtros y condensadores del transformador de estado sólido.	54
3.3.	Modelo en espacio de estado y control del convertidor Multinivel <i>CHB</i> en modo inversor	55
3.3.1.	Modelado y diseño del controlador PI para el modo inversor del <i>CHB</i>	55

3.3.2.	Modelado y diseño del controlador por modelamiento predictivo de estados finitos <i>FCS-MPC</i> para el modo inversor del <i>CHB</i>	62
3.4.	Modelo en espacio de estado y control del convertidor Multinivel <i>CHB</i> para el modo rectificador	67
3.4.1.	Modelo y diseño del controlador <i>PI</i> para el modo Rectificador del <i>CHB</i>	67
3.4.2.	Modelo y diseño del controlador <i>FCS-MPC</i> para el modo Rectificador del <i>CHB</i>	71
3.5.	Modelo en espacio de estado y control del convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo <i>DAB</i> .	79
3.5.1.	Modelado y diseño del controlador <i>PI</i> para el convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo <i>DAB</i>	79
3.5.2.	Modelado y diseño del controlador <i>FCS-MPC</i> para el convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo <i>DAB</i>	82
3.6.	Modelo en espacio de estado y control del convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas en el modo de operación inversor conectado a red (<i>On-Grid</i>)	87
3.6.1.	Modelado y diseño del controlador <i>PI</i> para el convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas <i>3P4L</i> en el modo inversor.	87
3.6.2.	Modelado y diseño del controlador <i>FCS-MPC</i> para el convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas <i>3P4L</i> en el modo inversor.	92
3.7.	Modelo en espacio de estado y control del convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas en el modo de operación rectificador conectado a red (<i>On-Grid</i>)	98
3.7.1.	Modelado y diseño del controlador <i>PI</i> para el convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas <i>3P4L</i> en el modo rectificador.	98
3.7.2.	Modelado y diseño del controlador <i>FCS-MPC</i> para el convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas <i>3P4L</i> en el modo rectificador.	101
3.8.	Modelo en espacio de estado y control del convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas en el modo de operación conectado a carga o <i>Stand-Alone</i>	103
3.8.1.	Modelado y diseño del controlador <i>PI</i> para el convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas <i>3P4L</i> en el modo conectado a carga o <i>Stand-Alone</i>	103
3.8.2.	Modelado y diseño del controlador <i>FCS-MPC</i> para el convertidor <i>DC-AC</i> trifásico de cuatro ramas <i>3P4L</i> en el modo conectado a carga o <i>Stand-Alone</i>	105
4	Control del transformador de estado sólido ante la integración de una fuente de generación distribuida en el lado de baja tensión	111
4.1.	Consideraciones generales	112
4.2.	Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación reductor o <i>BUCK</i> con control clásico <i>PI</i>	112
4.3.	Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación reductor o <i>BUCK</i> con control <i>FCS-MPC</i>	117
4.4.	Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación bajo solo carga o <i>Stand-Alone</i> con control clásico <i>PI</i>	122

4.5. Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación bajo solo carga o <i>Stand-Alone</i> con control <i>FCS-MPC</i>	126
5 Conclusiones y futuros desarrollos	133
5.1. Conclusiones y observaciones	134
5.2. Futuros trabajos	136
5.3. Proyectos de investigación y proyectos dirigidos o co-dirigidos	137
5.4. Publicaciones realizadas	137
5.5. Pasantía de Investigación	138
Referencias Bibliográficas	139

Lista de Figuras

1.1. Sistema de entrega de potencia basado en conversión por alta frecuencia. El corazón del equipo puede ser definido como transformador de estado sólido <i>SST</i>	19
2.1. Convertidor <i>CHB</i> multinivel de dos puentes H.	24
2.2. Forma de onda generada para un convertidor <i>CHB</i> multinivel de dos puentes H (cinco niveles).	25
2.3. Clasificación de técnicas de modulación para convertidores <i>CHB</i>	26
2.4. Representación en espacio vectorial de los estados en una estrategia de modulación <i>2D-SVM</i> para un convertidor trifásico de tres niveles (un puente H por fase).	27
2.5. Vectores espaciales en tercera dimensión de un convertidor de tres niveles.	28
2.6. Modulación por portadoras desplazadas en nivel en disposición de fase de un convertidor de cinco niveles.	29
2.7. Modulación por portadoras desplazadas en nivel en oposición y disposición de fase de un convertidor de cinco niveles.	30
2.8. Modulación por portadoras desplazadas en nivel en oposición y disposición alterna de fase de un convertidor de cinco niveles.	30
2.9. Distorsión total armónica de las estrategias con múltiples portadoras a 300 [Hz] en <i>CHB</i> de 5 niveles.	31
2.10. Convertidor <i>CHB</i> multinivel de N_m puentes H.	32
2.11. Control por portadoras desplazadas en fase con realimentación del bus de <i>DC</i>	33
2.12. Control <i>PI</i> de tensión en los buses <i>DC</i> y un control <i>P</i> de corriente para cada puente H independientemente en el convertidor <i>CHB</i> multinivel de N_m puentes H.	34
2.13. Control <i>PI</i> de la tensión global de los buses <i>DC</i> , control <i>PI</i> para cada bus <i>DC</i> y un control <i>P</i> para la corriente de red en el convertidor <i>CHB</i> multinivel de N_m puentes H.	35
2.14. Control por modelamiento predictivo para un convertidor de N_m puentes H en cascada.	36
2.15. Convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	37
2.16. Sintetización de las tensiones <i>AC</i> de los puentes activos del convertidor <i>DC-DC DAB</i> para la estrategia de modulación de desplazamiento de fase (<i>PS</i>).	39

2.17. Sintetización de las tensiones AC de los puentes activos del convertidor $DC-DC$ DAB para la estrategia de modulación triangular (TRM)	40
2.18. Sintetización de las tensiones AC de los puentes activos del convertidor $DC-DC$ DAB para la estrategia de modulación de fase extendida (EPS).	41
2.19. Control convencional de un DAB	42
2.20. Control $FCS-MPC$ de un convertidor $DC-DC$ de doble puente activo DAB	43
2.21. Control basado en observadores de orden reducido y doble lazo de control de un convertidor $DC-DC$ de doble puente activo DAB	44
2.22. Modelado del convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ conectado a la red.	44
2.23. Gráfica de los dieciséis vectores de conmutación en coordenadas $\alpha - \beta - \gamma$ y sus proyecciones. . .	46
2.24. Diagrama de bloques para la modulación por ancho de pulso basado en la onda portadora para convertidores de tensión trifásicos de cuatro ramas.	47
2.25. Diagrama de bloque del sistema de control por banco de filtros resonantes en combinación con un control proporcional P.	48
2.26. Diagrama de bloque del sistema de control por banco de filtros resonantes en combinación con un control proporcional P.	48
2.27. Diagrama de bloque de la estrategia de control propuesta por Rokrok y Hamedani.	49
2.28. Controlador total para el inversor $3P4L$	50
2.29. Controlador total para el inversor $3P4L$	50
3.1. Transformador monofásico de estado sólido $AC-DC$	53
3.2. Transformador trifásico de estado sólido $AC-AC$	54
3.3. Ganancia de lazo abierto (azul), ganancia de lazo cerrado (naranja), con controlador PI del modo inversor del convertidor multinivel CHB	59
3.4. Controlador PI para el modo inversor del convertidor multinivel CHB	60
3.5. Resultados del seguimiento de la corriente utilizando el controlador PI para el modo inversor del convertidor multinivel CHB	61
3.6. Corriente trifásica en marco dq en por unidad entregada por la red de media tensión al convertidor multinivel en modo inversor con controlador PI	61
3.7. Controlador $FCS-MPC$ para el modo inversor del CHB	64
3.8. Seguimiento de la corriente en el modo inversor del CHB utilizando el control $FCS-MPC$	65
3.9. Corriente en el arranque entregada por la red al convertidor multinivel con control PI y $FCS-MPC$ en el modo inversor.	66
3.10. Análisis de FFT de la corriente en el modo inversor del CHB	66
3.11. Controlador original basado en el marco de referencia dq para un convertidor multinivel CHB trifásico de N_m módulos.	67
3.12. Controlador de balance de tensión para la fase $x = a$ para el convertidor multinivel CHB	69
3.13. Resultados de tensión, con control PI , en los buses de DC con el controlador de balance de tensión. 70	

3.14. Corriente en la entrada, con control PI , del convertidor multinivel CHB en el modo rectificador.	71
3.15. Control $FCS-MPC$ para el modo rectificador del CHB .	76
3.16. Resultados de tensión en los buses de DC con el controlador de balance de tensión con control $FCS-MPC$.	77
3.17. Corrientes con el controlador de balance de tensión con control $FCS-MPC$ en el modo rectificador.	77
3.18. Corriente en el arranque entregada por la red al convertidor multinivel modo rectificador con control $FCS-MPC$ en [A].	78
3.19. Análisis de FFT de la corriente en el modo inversor del CHB	78
3.20. Circuito del convertidor para tiempos menores al desplazamiento de fase del DAB .	79
3.21. Circuito del convertidor para tiempos mayores al desplazamiento de fase del DAB .	79
3.22. Estrategia de control PI del convertidor DC-DC dual de puentes activos.	81
3.23. Tensión de salida del convertidor $DC-DC$ (Figura Superior), Corriente en la carga (Figura Inferior) para el modo reductor con control PI .	81
3.24. Tensión de salida del convertidor DC-DC (Figura Superior), Corriente en la carga (Figura Inferior) para el modo elevador con control PI .	82
3.25. Control $FCS-MPC$ del convertidor $DC-DC$ de doble puente activo	84
3.26. Tensión de salida con control $FCS-MPC$ del convertidor $DC-DC$ de doble puente activo en modo reductor	85
3.27. Tensión de salida con control $FCS-MPC$ del convertidor $DC-DC$ de doble puente activo y estrategia de modulación optima $p_{opt}(t)$, primeros 100 periodos en modo reductor	86
3.28. Tensión de salida con control $FCS-MPC$ del convertidor $DC-DC$ de doble puente activo en modo elevador.	87
3.29. Modelado simplificado del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red.	89
3.30. Controlador de corriente del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control PI .	90
3.31. Respuesta de corriente del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control PI .	91
3.32. Respuesta de corriente en el marco $dq0$ del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control PI .	92
3.33. Controlador de corriente del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control $FCS-MPC$.	95
3.34. Respuesta de corriente del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control $FCS-MPC$.	96
3.35. Corriente en el arranque entregada a la red por el convertidor de cuatro ramas con control PI y $FCS-MPC$ en el modo inversor.	97
3.36. Respuesta de corriente en el marco $dq0$ del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control PI y $FCS-MPC$.	97

3.37. Análisis de FFT de la corriente del $3P4L$ en el modo inversor	98
3.38. Controlador de tensión del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo rectificador conectado a la red con control PI	100
3.39. Tensión V_{dab2} en el bus de baja, figura superior: Respuesta sin pre-carga del condensador C_{3p4l} , figura inferior: Respuesta con pre-carga del condensador C_{3p4l}	100
3.40. Tensión V_{dab2} en el bus de baja tensión DC ante el seguimiento de la tensión de referencia en el modo rectificador del $3P4L$	101
3.41. Controlador de tensión del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo rectificador conectado a la red con control $FCS-MPC$	102
3.42. Tensión V_{dab2} en el bus de baja tensión DC ante el seguimiento de la tensión de referencia en el modo rectificador del $3P4L$ con control $FCS-MPC$	102
3.43. Modelado simplificado del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo conectado a carga o $Stand-Alone$	103
3.44. Controlador del convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ para el modo $Stand-Alone$	104
3.45. Tensión e_g ante el seguimiento de la tensión AC de referencia en el modo $Stand-Alone$ del $3P4L$	105
3.46. Modelado del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo conectado a carga o $Stand-Alone$	106
3.47. Controlador $FCS-MPC$ del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ para el modo $Stand-Alone$	108
3.48. Tensión e_g ante el seguimiento de la tensión AC de referencia en el modo $Stand-Alone$ del $3P4L$ con control $FCS-MPC$	109
3.49. Tensión $e_g(t)$ en el arranque entregada al convertidor de cuatro ramas con control PI y $FCS-MPC$ en el modo $Stand-Alone$	109
3.50. Análisis de la FFT de la tensión en la carga del $3P4L$ en el modo $Stand-Alone$	110
4.1. Procesamiento de la corriente, $I_{dab2_{xi}}$, del lazo interno del controlador del $DAB DC-DC$	113
4.2. Resultados al arranque, primeros $200[ms]$, con control PI , del transformador de estado solido en modo de operación reductor conectado a la red	114
4.3. Resultados , con control PI , del transformador de estado solido en modo de operación reductor conectado a la red, $1[s]$	115
4.4. Resultados, con control PI , en modo de operación reductor conectado a la red ante el cambio de corriente de referencia $0,4 < t < 0,6[s]$	116
4.5. Corriente y potencia del SST , con control PI , en modo de operación reductor.	117
4.6. Calculo de la potencia $P_{DAB}^p(p, t)$, del controlador $DAB DC-DC$	118
4.7. Resultados al arranque, primeros $200[ms]$, del transformador de estado solido en modo de operación reductor conectado a la red con control $FCS-MPC$	119
4.8. Resultados, con control $FCS-MPC$, del transformador de estado solido en modo de operación reductor conectado a la red, $1[s]$	120

4.9. Resultados, con control <i>FCS-MPC</i> , en modo de operación reductor conectado a la red ante el cambio de corriente de referencia $0,4 < t < 0,6[s]$	121
4.10. Corriente y potencia del <i>SST</i> , con control <i>FCS-MPC</i> , en modo de operación reductor.	122
4.11. Procesamiento de la corriente, I_{dab2_xi} , del lazo interno del controlador del <i>DAB DC-DC</i> para el modo <i>Stand-Alone</i> , para el controlador <i>PI</i>	123
4.12. Resultados al arranque, primeros 200[ms], del transformador de estado solido en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga, con control <i>PI</i>	124
4.13. Resultados, con control <i>PI</i> , del transformador de estado solido en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga 1[s].	125
4.14. Resultados, con control <i>PI</i> , en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga, $0,4 < t < 0,6[s]$	125
4.15. Corriente y potencia del <i>SST</i> , con control <i>PI</i> , en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga.	126
4.16. Calculo de la potencia $P_{DAB}^p(p, t)$, del controlador <i>DAB DC-DC</i>	127
4.17. Resultados , con control <i>FCS-MPC</i> , del transformador de estado solido en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga 1[s].	127
4.18. Corriente y potencia del <i>SST</i> , con control <i>FCS-MPC</i> , en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga.	128
4.19. Resultados al arranque, primeros 200[ms], del transformador de estado solido en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga , con control <i>FCS-MPC</i> y control <i>PI</i> en el <i>CHB</i>	129
4.20. Resultados, con control <i>FCS-MPC</i> y control <i>PI</i> en el <i>CHB</i> , del transformador de estado solido en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga 1[s].	130
4.21. Resultados, con control <i>FCS-MPC</i> y control <i>PI</i> en el <i>CHB</i> , en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga, $0,4 < t < 0,6[s]$	131
4.22. Corriente y potencia del <i>SST</i> , con control <i>PI</i> en el <i>CHB</i> y control <i>FCS-MPC</i> en el resto de etapas, en modo de operación <i>Stand-Alone</i> o bajo solo carga.	131
A.1. Convertidor multinivel monofásico con diodos anclados al neutro <i>NPC</i> de 5 niveles.	146
A.2. Convertidor multinivel monofásico con condensadores flotantes <i>FC</i> de 5 niveles.	147
A.3. Convertidor multinivel monofásico de puentes H en cascada <i>FC</i> de 5 niveles.	148
A.4. Inversor de nueve niveles: (a) Circuito de potencia y (b) síntesis de tensión de salida (de fase).	149
B.1. Convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo trifásico.	152
B.2. Convertidores <i>DC-DC</i> con aislamiento galvánico con un convertidor de fuente de tensión en el lado de media <i>DC</i> y convertidor de fuente de corriente en el lado de baja <i>DC</i>	152
B.3. Convertidores <i>DC-DC</i> con aislamiento galvánico basados en puente completo con dos convertidores de fuente de tensión.	153
C.1. Convertidor de tensión de tres ramas con condensador repartido.	155
C.2. Convertidor de tensión trifásico de cuatro hilos con transformador delta/Y.	155
C.3. Convertidor de tensión trifásico de cuatro ramas.	156

D.1. Integración de fuentes de generación distribuida con convertidores <i>DC-DC</i> multipuertos ó <i>Quad Active Bridge QAB</i>	158
D.2. Integración de generación distribuida (Paneles Solares y Almacenamiento) en el lado de baja <i>DC</i>	160
E.1. Algoritmo para la selección de la Frecuencia de conmutación y inductancia del filtro <i>L</i> para el <i>CHB</i>	167
E.2. Máxima distorsión armónica total a corriente nominal.	168
E.3. Máxima distorsión individual armónica a corriente nominal.	168
E.4. Transformada rápida de Fourier de la corriente nominal en el lado de media <i>AC</i> del convertidor multinivel.	169
E.5. Circuito equivalente del convertidor <i>DAB</i>	171
E.6. Curvas típicas del convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	172
E.7. Curvas típicas en estado cuasi-estable <i>DAB</i>	173
E.8. Tensiones importantes en la modulación por simple portadora de un <i>3P4L</i>	174
E.9. Tensiones de referencia considerando la tensión de las cuatro ramas (a) Tensiones de fase requeridas y (b) Señales de tensión entregadas al <i>PWM</i>	175
E.10. Esquema de la técnica de modulación para el convertidor <i>3P4L</i>	175
E.11. Algoritmo para el calculo de el filtro <i>LCL</i> en un convertidor <i>3P4L</i>	178
E.12. Gráfica de la THD del algoritmo de cálculo del filtro <i>LCL</i>	178
E.13. Gráfica de la regulación con el algoritmo de calculo del filtro <i>LCL</i>	179
E.14. THD de la corriente nominal, punto escogido.	179
E.15. Regulación de tensión a corriente nominal, punto escogido.	180
E.16. Análisis de la transformada rápida de Fourier de la corriente en la carga del convertidor <i>3P4L</i>	181
E.17. Caída de tensión en el filtro <i>LCL</i> del <i>3P4L</i>	181
F.1. Diagrama esquemático del convertidor <i>DC-DC</i>	183
F.2. Principales conexiones externas de la tarjeta del convertidor.	184
F.3. Principales puntos de medición en la tarjeta del convertidor <i>DC-DC</i>	184
F.4. Revisión física del convertidor <i>DC-DC</i>	185
F.5. Estrategia de modulación, para modular la señal controladora $d_{TRM}(t)$	186
F.6. Resultados de simulación, Tensión a la salida del controlador, Corriente en la carga, Señal Moduladora $d_{TRM}(t)$	187
F.7. Figuras de inferior a superior: $i_o(t)$ corriente en la carga, $V_o(t)$ tensión a la salida del convertidor, $v_o(t)$ tensión en el secundario del transformador, $v_p(t)$ tensión en el primario del transformador.	188
G.1. Topología y parámetros de circuito de convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	189
G.2. Banco de pruebas del convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	190
G.3. Rutas de potencia de la placa del PUENTE 1 del convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	190
G.4. Rutas de potencia de la placa del PUENTE 2 del convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	191
G.5. Estrategia de arranque del PUENTE 1 del convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo.	192

G.6. Tensiones en el transformador de media frecuencia con ciclo $d_{start}(t)$ de trabajo mínimo.	193
G.7. Tensiones en el transformador de media frecuencia con ciclo $d_{start}(t)$ de trabajo del 50%.	194
G.8. Tensiones en los buses DC con ciclo $d_{start}(t)$ de trabajo del 50%.	194
G.9. Tensiones en el transformador de media frecuencia con el mínimo de desplazamiento de fase $d_{DAB}(t)$.195	
G.10.Tensiones en el transformador de media frecuencia con el máximo de desplazamiento de fase $d_{DAB}(t)$.195	
G.11.Tensiones en los buses DC con el máximo de desplazamiento de fase $d_{DAB}(t)$	196

Lista de Tablas

2.1. Estados de conmutación de un convertidor de dos puentes H.	25
2.2. Estados de conmutación escogidos en un convertidor monofásico de 3 puentes en H para la estrategia FCS-MPC.	36
2.3. Tres modos de operación del convertidor de cuatro ramas 3P4L.	45
3.1. Parámetros de diseño del SST.	53
3.2. Valores de los parámetros de circuito del convertidor multinivel.	54
3.3. Valores de parámetros de circuito del DAB.	55
3.4. Valores de parámetros de circuito del convertidor de cuatro ramas 3P4L.	55
4.1. Objetivos de control por etapas del transformador de estado sólido en modo de operación reductor.	112
4.2. Objetivos de control por etapas del transformador de estado sólido en modo de operación bajo solo carga.	122
D.1. Modos de operación de un convertidor DC-DC de 4 puertos en QAB.	159
D.2. Modos de operación de un convertidor CHB.	160
D.3. Modos de operación de un convertidor DAB.	161
D.4. Modos de operación del Boost-Converter conectado a los paneles fotovoltaicos.	161
D.5. Modos de operación del buck-boost-converter a las baterías.	162
D.6. Modos de operación de un SST integrado con almacenamiento y energía fotovoltaica.	163
E.1. Rango de funcionamiento de los buses DC en el DAB.	170
F.1. Parámetros del filtro LC conectado a la carga.	185
F.2. Parámetros del transformador de alta frecuencia.	186

Lista de Apéndices

Apéndice A: Etapa de conversión <i>AC-DC</i> : Convertidor Multinivel	144
Apéndice B: Etapa de conversión <i>DC-DC</i> : Convertidor <i>DC-DC</i> con transformador de alta frecuencia	151
Apéndice C: Etapa de conversión <i>DC-AC</i> : Convertidor <i>DC-AC</i> de fuente de tensión trifásica tetrafilar	154
Apéndice D: Integración de fuentes de generación distribuida en un transformador de estado sólido	157
Apéndice E: Parámetros eléctricos de filtros y condensadores en las etapas de un Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión	164
Apéndice F: Control con <i>FPGA</i> reconfigurable del convertidor <i>DC-DC</i> de un puente activo	183
Apéndice G: Control con <i>FPGA</i> reconfigurable del convertidor <i>DC-DC</i> de doble puente activo	189

RESUMEN

TITULO: CONTROL DE UN TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO DE TRES ETAPAS CONSIDERANDO LA INTEGRACIÓN DE GENERACIÓN DISTRIBUIDA¹

AUTOR: KAROL FRANCISCO SANABRIA CALDERÓN²

PALABRAS CLAVES: Transformador de Estado Sólido, Convertidores Multinivel, Control por Modelamiento Predictivo de Estados Finitos, Control PI.

Esta investigación parte de la necesidad de introducir el concepto del transformador de estado sólido como punto de partida para futuros trabajos en este tema. Debido a un ascendente interés en energías renovables y generación distribuida, se requiere que los dispositivos que hacen parte de la red eléctrica como en este caso el transformador de distribución, participen en el control de esta energía. El transformador de estado sólido compuesto por convertidores multinivel es una respuesta a los requerimientos de conversión de energía, reducción de tamaño con respecto a los transformadores de baja frecuencia tradicionales y el mejoramiento de la calidad de la energía.

Se plantea en este trabajo de investigación un diseño modular de un transformador de estado sólido, basado en un convertidor multinivel de puentes H en cascada, convertidores *DC-DC* de doble puente activo y finalmente un convertidor trifásico de cuatro ramas, con el fin de obtener las mismas características de un transformador de distribución convencional. Las salidas en *DC* de baja tensión de los convertidores *DC-DC* se conectan en paralelo para alimentar el convertidor de cuatro ramas.

En este trabajo se establecen estrategias de control y modos de operación para un transformador de estado sólido ante la integración de fuentes de generación distribuida. Se contemplan tanto estrategias de control lineales, como predictivas con el fin de comparar su desempeño. El estudio del funcionamiento de las estrategias de control y del transformador de estado sólido se realiza por medio de simulaciones en el software *MATLAB*. Adicionalmente, se presentan resultados experimentales para los convertidores *DC-DC* de un puente activo y de doble puente activo, controlados mediante un *FPGA* reconfigurable.

¹Trabajo de investigación de maestría

²Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Grupo GISEL. Directores: Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos y Dr. Johann F. Petit Suárez .

ABSTRACT

TITLE: THREE-STAGE SOLID STATE TRANSFORMER CONTROL CONSIDERING DISTRIBUTED GENERATION INTEGRATION ³

AUTHOR: KAROL FRANCISCO SANABRIA CALDERÓN⁴

KEY WORDS: Solid State Transformer, Multilevel Converters , Finite Control Set Model Predictive Control, PI Control.

This research is based on the need to introduce the solid state transformer concept as a starting point for future work on this topic. Because a growing interest in renewable energies and distributed generation, it is required that the devices that are part of the network as in this case the distribution transformer take part in the control of this energy. The solid-state transformer based on multi-level converters is a response to the requirements of energy conversion, reduction of size with respect to traditional low-frequency transformers and power quality improvement.

A modular design of a solid state transformer is proposed in this research, which includes a multilevel converter for the first stage, dual-active bridge *DC-DC* converters and finally a three-phase four leg converter, in order to obtain the same characteristics as a conventional distribution transformer. All low-voltage DC outputs of the DC-DC converters will be connected in parallel to supply the three-phase four leg converter.

In this work, control strategies and modes of operation are established for a solid-state transformer with distributed generation sources integration. Both linear and predictive control strategies are considered in order to compare their performance. The study of the operation of the control strategies and the solid-state transformer is carried out through simulations in the MATLAB software. Additionally, experimental results are presented for a one active bridge *DC-DC* converter and dual-active bridge *DC-DC* converter, controlled by a reconfigurable *FPGA*.

³Master's Degree Work

⁴Faculty of Physical-Mechanical Engineering, School of Electrical Engineering, Electronics and Telecommunications. GISEL Research Group. Supervisors: Dr. María Alejandra Mantilla Villalobos and Dr. Johann F. Petit Suárez .

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se presenta la motivación y justificación de este trabajo de investigación de maestría. Se expone una introducción a los transformadores de estado sólido (SST). Adicionalmente, se presenta un bosquejo general de un transformador de estado sólido de tres etapas. Finalmente, se muestran los objetivos de esta tesis y la estructura del documento.

1.1. Motivación y justificación del trabajo

Con los avances de la tecnología de semiconductores, el transformador de estado sólido (*Solid State Transformer - SST*) basado en dispositivos de alta tensión y rápida conmutación se está convirtiendo en una opción válida para reemplazar el transformador convencional en una subestación [1].

El transformador de estado sólido utiliza dispositivos semiconductores (estado sólido) ordenados en una configuración de circuito, la cual tendrá las mismas características funcionales de un transformador convencional, pero con ventajas adicionales [2].

Varias expectativas para su futuro uso han sido planteadas como: utilizar el transformador para implementar un enrutador de energía (*Energy Router*) el cual ajusta dinámicamente la distribución de energía en la red [3]. Otros usos como: en trenes eléctricos, en energía eólica y de las mareas ya han sido implementados [4]. La investigación se centrará en su uso como transformador de distribución.

En este trabajo de investigación se contempla el estudio del comportamiento de un transformador de estado sólido de media a baja tensión, ante la integración de fuentes de generación distribuida. La investigación se concentrará en el análisis del funcionamiento de un transformador de estado sólido de tres etapas, ver Figura 1.1 (Tomada y traducida de [5]), enfocándose principalmente en el análisis de sus modos de operación ante diferentes escenarios de integración de fuentes de generación distribuida y en el desarrollo de las estrategias de control del transformador para un escenario de estudio.

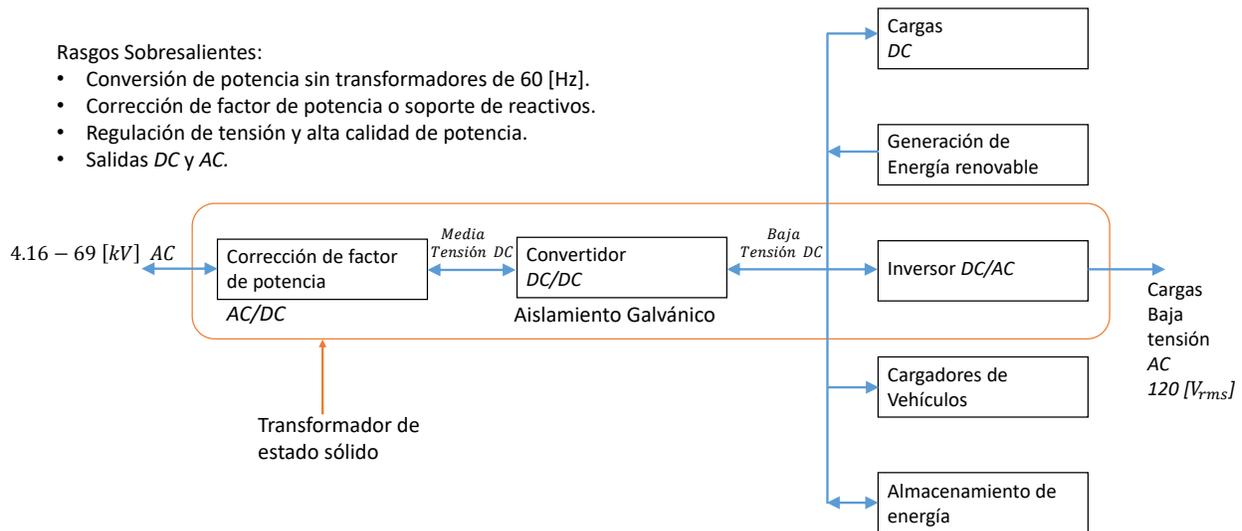


Figura 1.1: Sistema de entrega de potencia basado en conversión por alta frecuencia. El corazón del equipo puede ser definido como transformador de estado sólido *SST*.

En la forma más básica, un transformador de estado sólido *SST*, también conocido como transformador electrónico de potencia o transformador inteligente universal (*IUT*), es un dispositivo que reemplaza el trans-

formador tradicional de 60 [Hz] por medio de una técnica de conversión AC/AC aislada con transformador de alta frecuencia. En la Figura 1.1 de forma gráfica se describe la visión que se tiene para el uso de este dispositivo con tres etapas, las cuales son: un convertidor $AC-DC$, convertidores $DC-DC$ y finalmente un convertidor $DC-AC$.

Partiendo de lo anterior este trabajo propone el estudio de una topología para el transformador de estado sólido integrado por las tres etapas anteriormente descritas, con los niveles de tensión nominales y frecuencia utilizados en Colombia. Se establecerán estrategias de control y los modos de operación del transformador ante un escenario de integración de fuentes de generación distribuida. El estudio del funcionamiento de las estrategias de control y del transformador de estado sólido se realizará por medio de simulaciones en el software *MATLAB* y se estudiará la implementación real de un convertidor $DC-DC$ con un controlador con FPGA reconfigurable para analizar el funcionamiento de una de las etapas más importantes del transformador de estado sólido.

1.2. Finalidad y objetivos de la tesis

Este trabajo de investigación de maestría busca analizar el comportamiento de un transformador de estado sólido de tres etapas ante la integración de fuentes de generación distribuida.

Para ello, se proponen las siguientes tareas:

- Definir los modos de operación de un transformador de estado sólido de tres etapas ante tres diferentes escenarios de integración de fuentes de generación distribuida.
- Establecer las estrategias de control de un transformador de estado sólido de tres etapas para el escenario de integración de una fuente de generación distribuida conectada en el lado de baja de corriente alterna, con los modos de operación del transformador como: reductor, elevador y bajo carga (*Stand-Alone*).
- Establecer los modelos de simulación del transformador de estado sólido según el escenario de integración seleccionado.
- Realizar una comparación descriptiva del comportamiento del transformador de estado sólido con un controlador lineal y otro basado en control por modelamiento predictivo según el escenario de integración seleccionado.

1.3. Estructura del documento

Este documento se ha dividido en cinco capítulos, el primero de los cuales corresponde a esta introducción. A continuación, se realiza una breve descripción de los demás capítulos:

Capítulo 2: En este capítulo se expone el principio de operación de un transformador de estado sólido, considerando una topología de tres etapas, se describen algunas técnicas de modulación y estrategias de control para la primera etapa del transformador, para los convertidores *DC-DC* que componen la segunda etapa y para la última etapa en el convertidor de cuatro ramas. Se describen las ventajas y desventajas de algunas estrategias de modulación y control.

Capítulo 3: En este capítulo se establecen las estrategias de control del transformador de estado sólido para el escenario de integración escogido. Se presentan las ecuaciones que describen el modelo dinámico de cada etapa individualmente, se expone el diseño de los controladores por control clásico *PI* y por modelamiento predictivo de estado finitos para cada etapa.

Capítulo 4: Se presenta el comportamiento del transformador con todas sus etapas interconectadas y todos sus controladores respectivos, tanto para el modo reductor, como para el modo *Stand-Alone*. Se realiza una comparación descriptiva del comportamiento del transformador de estado sólido con un controlador lineal y otro basado en control por modelamiento predictivo según el escenario de integración seleccionado.

Capítulo 5: Se presentan las principales conclusiones y observaciones de este trabajo de investigación, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan los proyectos de investigación, trabajos de grado dirigidos y publicaciones realizadas durante la ejecución de este trabajo.

Finalmente se incluyen las referencias bibliográficas utilizadas en este trabajo y los anexos.

Capítulo 2

Transformadores de estado sólido:

En este capítulo se expone el principio de operación de un transformador de estado sólido, considerando una topología de tres etapas, se describen algunas técnicas de modulación y estrategias de control para: la primera etapa del transformador, los convertidores DC-DC que componen la segunda etapa y para el convertidor de cuatro ramas.

Los principios básicos de operación del transformador de estado sólido se pueden describir de la siguiente forma, [5]:

- Convierte una señal de tensión AC de baja frecuencia (típicamente de 50[Hz] o 60[Hz]) a una señal de tensión de alta frecuencia en el rango de varios kilohercios a decenas de kilohercios.
- Eleva o reduce la anterior señal de tensión de alta frecuencia mediante transformadores de núcleo de ferrita u otro material similar.
- Finalmente, realiza una conversión para reconstruir una onda de tensión de baja frecuencia (típicamente de 50[Hz] o 60[Hz]).

2.1. Principio de funcionamiento del transformador de estado sólido.

Existen varias arquitecturas del transformador de estado sólido, pero con base en las topologías se pueden clasificar en cuatro categorías: de una etapa sin buses DC , de dos etapas con buses de DC por el primario, de dos etapas con buses de DC en el secundario, de tres etapas con buses de DC en el lado primario y secundario [6].

La topología de una etapa sin buses DC requiere un control simple. El principal inconveniente es no tener buses de DC para integrar fuentes de generación distribuida por el lado DC y que con esta topología no se puede realizar corrección del factor de potencia [7].

La topología de dos etapas con buses de DC por el primario, no es apropiada para almacenamiento de energía distribuida (*Distributed Energy Storage-DES*) y recursos de energía distribuida (*Distributed Energy Resources-DER*) porque el bus de DC es de media tensión y no tiene aislamiento de la red, por lo tanto, bajo esta clasificación estas topologías no son prácticas para la implementación [8].

La topología de dos etapas con buses de DC por el secundario tiene una baja regulación en sus buses, lo que la hace difícil de integrar con generación distribuida [8].

Para este caso se utiliza la topología de tres etapas con buses de DC en los lados primario y secundario, es la más factible por su alta flexibilidad y desempeño de control [8]. Esta última consiste en su primera etapa de un convertidor $DC-AC$, un convertidor $DC-DC$ bidireccional con aislamiento galvánico en la segunda etapa, y un convertidor $DC-AC$ para su tercera etapa. La estructura de esta topología se presentó en la Figura 1.1.

A continuación se presenta una descripción de los convertidores de potencia seleccionados y de diferentes estrategias de control de estos convertidores, para cada una de las tres etapas de la topología considerada en este trabajo.

2.2. Etapa 1: Convertidor multinivel de puentes H en cascada.

2.2.1. Generalidades de los convertidores de puentes H en cascada. Para este trabajo de investigación se escogió el convertidor multinivel de puentes H en cascada. En el Anexo A se aprecia otras alternativas de convertidores multinivel de las cuales se escogió la presente.

El convertidor multinivel de puentes H en cascada (*Cascaded H Bridge-CHB*) consiste en la conexión de varios puentes H. Cada puente H está conectado a una fuente de *DC* controlada. Por lo tanto, un puente H es capaz de generar tres niveles diferentes de salida de tensión. Cada rama de cada puente H solo tiene dos posibles estados de conmutación, para evitar cortocircuito en el bus de *DC*. Para obtener el nivel 0[V], los dos puntos de salida *AC* del puente H pueden ser conectados al nodo positivo o negativo del inversor. Las salidas *AC* de dos o más puentes H pueden ser combinadas para formar diferentes niveles de tensión, esto incrementa la salida de tensión total del convertidor y la potencia nominal [9].

A manera de ejemplo en la Figura 2.1 se puede ver un convertidor multinivel monofásico con dos puentes en cascada, siendo $S_{1,a1}$ y $S_{2,a1}$ los transistores en la rama izquierda del PUENTE H 1, $S_{3,a1}$ y $S_{4,a1}$ los transistores en la rama derecha del PUENTE H 1, $S_{1,a2}$ y $S_{2,a2}$ los transistores en la rama izquierda del PUENTE H 2, $S_{3,a2}$ y $S_{4,a2}$ los transistores en la rama derecha del PUENTE H 2. Para este caso particular se tiene que los transistores de estos dos puentes pueden tener los estados de conmutación que se presentan en la Tabla 2.1.

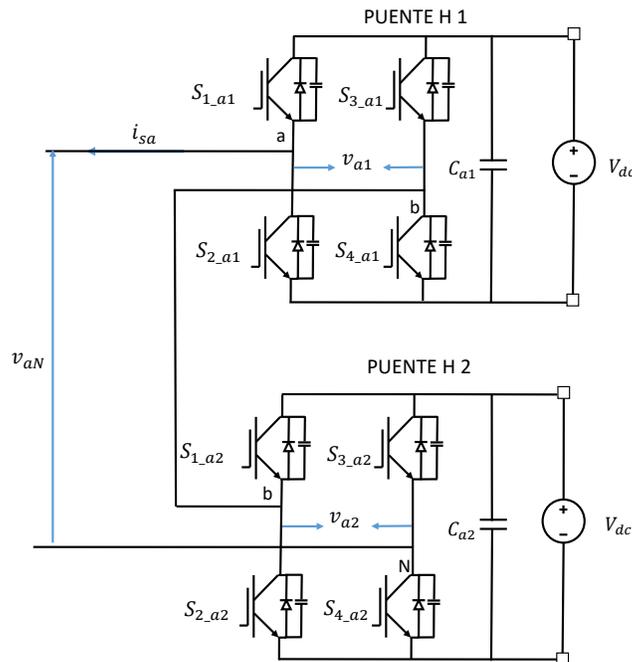
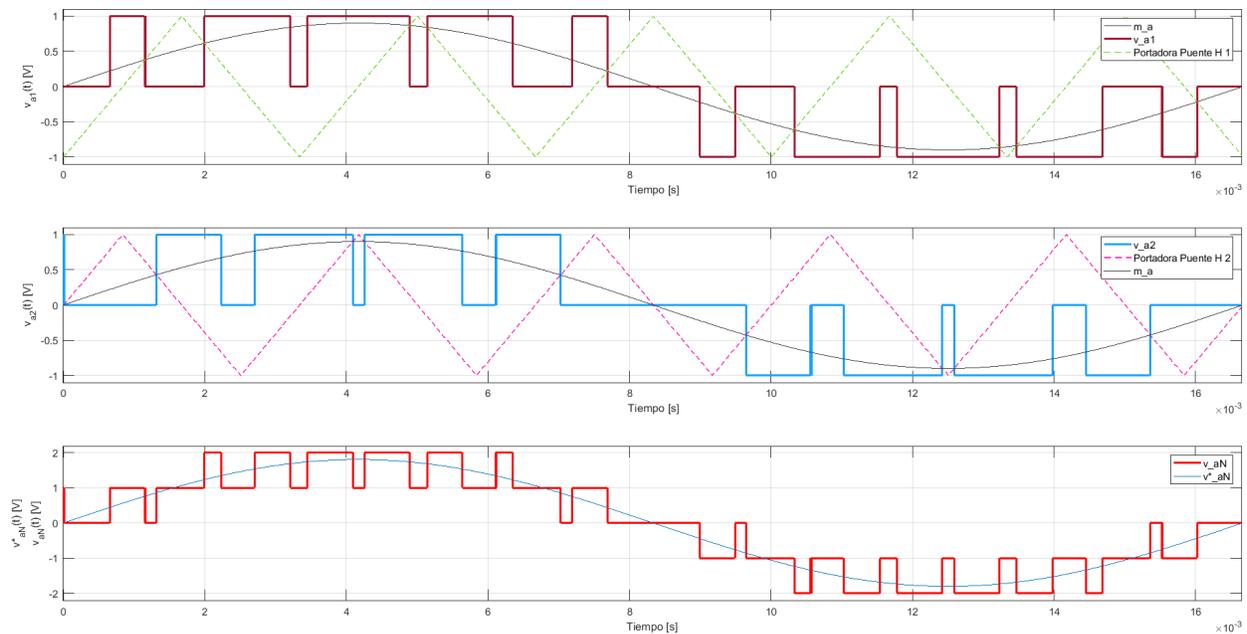


Figura 2.1: Convertidor *CHB* multinivel de dos puentes H.

Tabla 2.1

Estados de conmutación de un convertidor de dos puentes H.

Salida de tensión total del convertidor CHB	Estados de conmutación				Salida Individual de cada Puente H	
	PUENTE H 1		PUENTE H 2		v_{a1}	v_{a2}
v_{aN}	$S_{1,a1}$	$S_{3,a1}$	$S_{1,a2}$	$S_{3,a2}$	v_{a1}	v_{a2}
$2V_{dc}$	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}
V_{dc}	1	0	1	1	V_{dc}	0
	1	1	1	0	0	V_{dc}
	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
$-V_{dc}$	1	0	0	1	V_{dc}	$-V_{dc}$
	0	1	1	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
	0	1	0	0	$-V_{dc}$	0
$-2V_{dc}$	0	0	1	1	0	$-V_{dc}$
	1	1	0	1	0	$-V_{dc}$
$-2V_{dc}$	0	1	0	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$

Figura 2.2: Forma de onda generada para un convertidor *CHB* multinivel de dos puentes H (cinco niveles).

En la Figura 2.2 se muestran los resultados de utilizar la estrategia de modulación de ancho de pulso con portadoras desplazadas (*Phase Shift Pulse-Width Modulation-PS-PWM*) para los dos puentes H [10]. Esta técnica se describe en la siguiente subsección. Se tiene la ventaja de que todos los puentes H son controlados por la misma referencia y la misma frecuencia de la portadora (*carrier*), el uso de los transistores de potencia y la potencia promedio es distribuido equitativamente. La salida total de tensión tiene un patrón de conmutación de N_m veces el patrón de cada puente H (N_m =número de Puentes H por rama), entonces se utilizan ondas portadoras N_m veces más bajas en frecuencia para cada puente H. Existe una gran variedad

de técnicas para realizar la modulación de un convertidor multinivel de puentes H en cascada, su clasificación y algunas de ellas son nombradas a continuación.

2.2.2. Técnicas de modulación de convertidores multinivel de puentes H en cascada. Debido al incremento del número de niveles de tensión se experimenta un nivel alto de complejidad para controlar el convertidor. El número de vectores de tensión se aumenta con el incremento de los niveles de tensión deseados. Para un convertidor trifásico según el número de puentes H, el número de vectores de tensión sigue la relación $(2N_m + 1)^3$ [11]. Sin embargo, esta complejidad puede ser utilizada para agregar capacidades adicionales a la técnica de modulación, como: reducir la frecuencia de conmutación, minimizar las tensiones de modo común, ósea $v_a + v_b + v_c \cong 0$, como también reducir el desbalance de tensión entre los buses DC [12], [13]. Se han propuesto varias técnicas para los convertidores multinivel de puentes H en cascada, las cuales son usualmente una extensión de modulaciones de dos niveles. Estas técnicas pueden ser clasificadas con base en las frecuencias de conmutación, como se muestra en la Figura 2.3 [14].

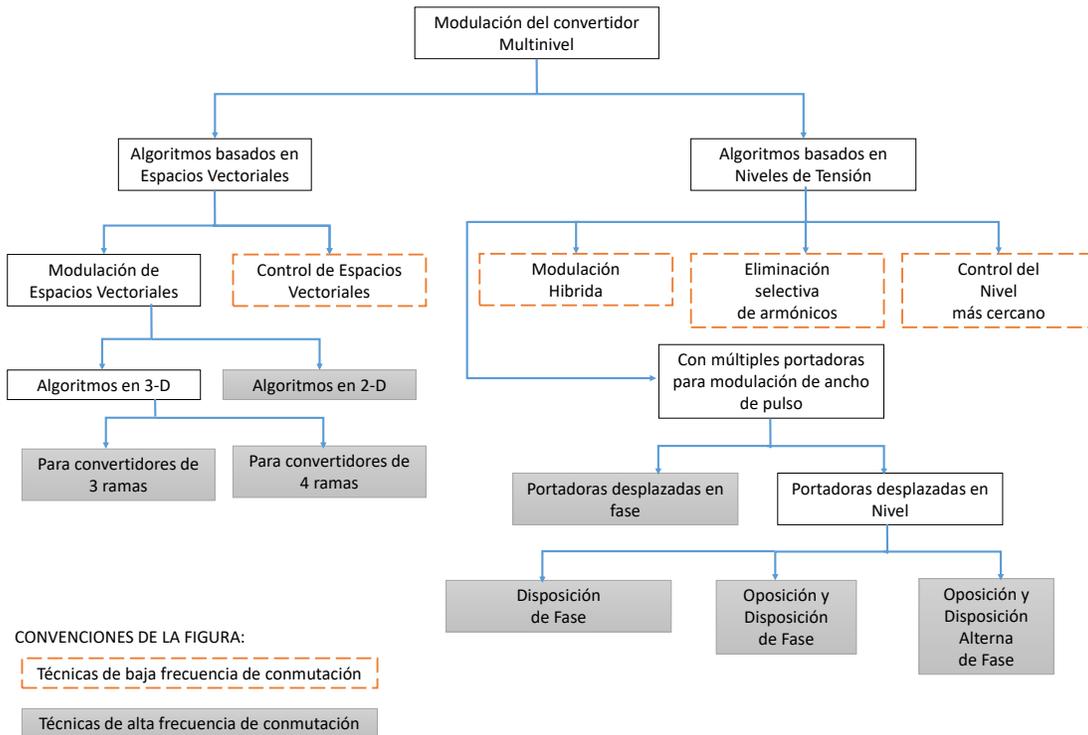


Figura 2.3: Clasificación de técnicas de modulación para convertidores *CHB*.

Entre algunos algoritmos basados en espacios vectoriales se tiene:

2.2.2.1. Modulación por vector espacial en 2-D para un convertidor multinivel. Esta estrategia se utiliza en convertidores multinivel trifásicos, aprovecha la transformada de Clark para convertir las tres tensiones de referencia de fase del convertidor de un marco de referencia $a - b - c$ a un marco de referencia $\alpha - \beta$ [15]. La estrategia de modulación por vector espacial en 2-D (*Two Dimentional Space Vector-2D-SVM*)

determina el vector más cercano al vector de referencia (v_s^*) para generar la secuencia de conmutación y sus ciclos de trabajo. En la Figura 2.4 se observa la ubicación de los estados de un convertidor trifásico de tres niveles, este convertidor tiene 3^3 estados de conmutación representados por los 27 puntos de la Figura 2.4, con los puntos en rojo se construye la tensión v_s^* de referencia. Tiene como ventaja que utiliza cálculos simples y como desventajas que sólo puede ser utilizada en sistemas balanceados y que al aumentar el número de niveles, la complejidad de su implementación se incrementa drásticamente [10].

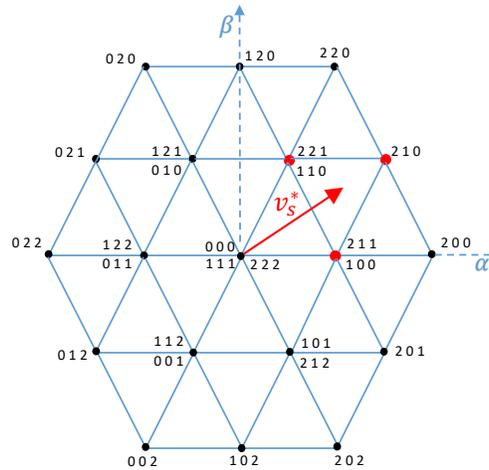


Figura 2.4: Representación en espacio vectorial de los estados en una estrategia de modulación $2D$ -SVM para un convertidor trifásico de tres niveles (un puente H por fase).

2.2.2.2. Modulación por vector espacial en 3-D para un convertidor multinivel. Los vectores espaciales de tensión estarán en el plano $\alpha - \beta$ si el sistema es balanceado sin armónicos. Sin embargo, es necesario generalizar hacia un espacio en tercera dimensión si el sistema es desbalanceado o si la referencia tiene secuencia cero. La estrategia de modulación por vector espacial en 3-D permite el cálculo en línea de la secuencia de los vectores espaciales más cercanos para generar el vector espacial de tensión de referencia, en este caso se utilizan los mismos vectores de tensión en el marco de referencia $a - b - c$ [16]. En la Figura 2.5 se presenta un ejemplo de esta modulación para un convertidor de tres niveles, donde 0 , 1 y 2 representan diferentes niveles de tensión DC que se pueden conectar a cada fase del convertidor multinivel. En este caso, 0 indica el nivel más bajo de tensión DC , $-V_{dc}[V]$, 1 indica $0[V]$ (la conexión entre el punto neutro y cada fase), y 2 es la conexión del nivel más alto, $V_{dc}[V]$, a la fase correspondiente. Esta modulación tiene como ventaja que se puede utilizar en sistemas balanceados, desbalanceados trifásicos con neutro o sin neutro. Tiene como desventaja que es un algoritmo complejo que necesita requerimientos extensivos de procesamiento.

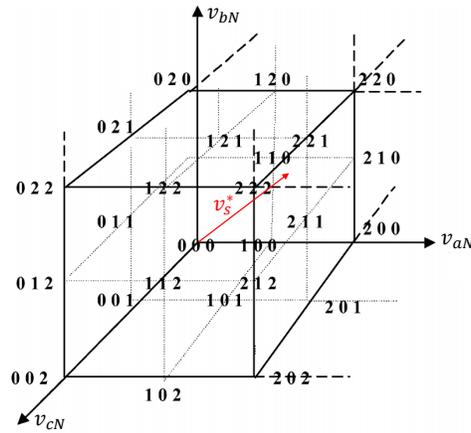


Figura 2.5: Vectores espaciales en tercera dimensión de un convertidor de tres niveles.

Entre algunos algoritmos con múltiples portadoras para modulación de ancho de pulso se tiene:

2.2.2.3. Modulación por portadoras desplazadas en fase. Esta estrategia usa varias señales portadoras triangulares. La estrategia de modulación por ancho de pulso por portadoras desplazadas (*Phase-Shifted Pulse Width Modulation-PS-PWM*) es la más utilizada comúnmente para convertidores de puentes H en cascada, esta ofrece una distribución de potencia por igual entre puentes y es muy fácil de implementar independientemente del número de puentes H [17]. Debido a la modularidad de la topología de convertidores de puentes H en cascada, cada puente H se puede controlar independientemente usando la misma señal de referencia por rama. Un desplazamiento de fase es introducido entre señales portadoras de puentes contiguos, produciendo un patrón de conmutación de fase desplazada entre ellos. De esta manera, cuando se conectan entre sí, se origina una forma de onda escalonada de varios niveles de tensión. La distorsión armónica más baja de esta forma de onda se logra cuando la diferencia de desplazamiento entre portadoras es de $180^\circ/N_m$, donde N_m es el número de puentes H por fase del convertidor multinivel monofásico. En la Figura 2.2 se ve un ejemplo de un convertidor multinivel de dos puentes H en cascada, cada puente H sigue la estrategia de conmutación por ancho de pulso *PWM* tradicional. La estrategia *PS-PWM* es una extensión natural de la estrategia tradicional.

2.2.2.4. Modulación por portadoras desplazadas en nivel en disposición de fase: Esta estrategia también se puede utilizar en convertidores de puentes H en cascada. Conocida por sus siglas en inglés (*Phase Disposition-PD-PWM*), produce una distribución de potencia desigual entre puentes, lo que lleva a una alta cantidad de armónicos [13]. Para realizar la modulación se utilizan $n_p - 1$ portadoras triangulares las cuales son desplazadas verticalmente una de otra y además todas las portadoras están en fase, donde n_p es el número de niveles para la tensión de fase a la salida del convertidor multinivel. Para realizar la comparación gráfica, a manera de ejemplo se muestran señales portadoras a una frecuencia de $300[Hz]$ en la Figura 2.6.

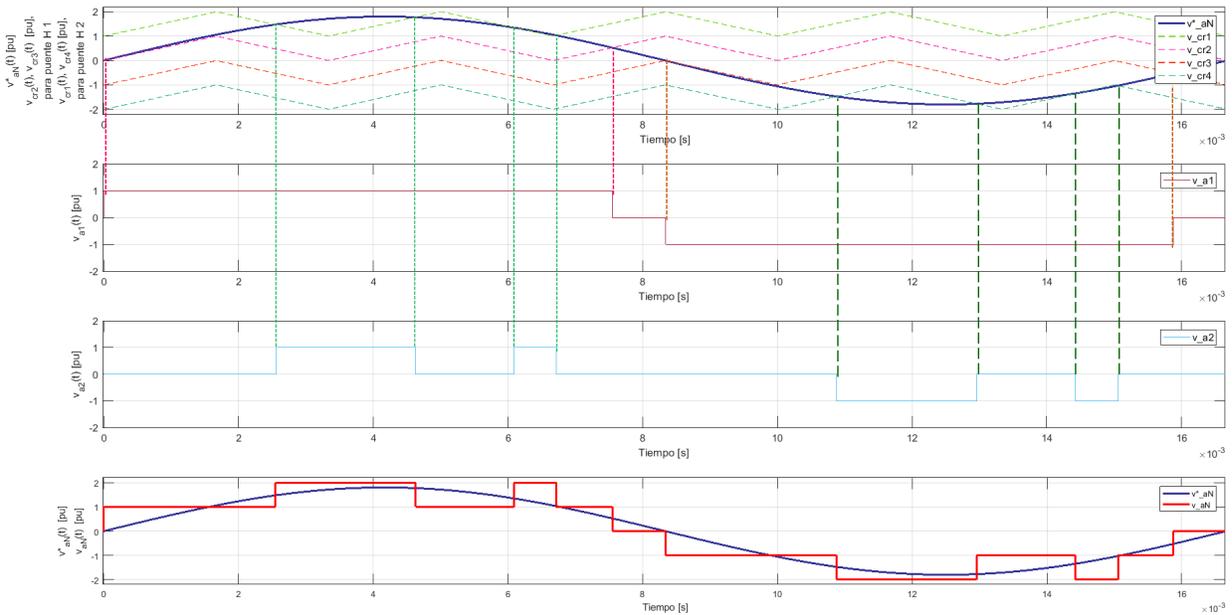


Figura 2.6: Modulación por portadoras desplazadas en nivel en disposición de fase de un convertidor de cinco niveles.

2.2.2.5. Modulación por portadoras desplazadas en nivel en oposición y disposición de fase:

En esta estrategia, conocida por sus siglas en inglés (*Phase Opposition Disposition-POD-PWM*), todas las portadoras por arriba del nivel cero están desfasadas 180° con respecto a las portadoras que están por debajo del nivel cero, como se ve en la Figura 2.7 [18].

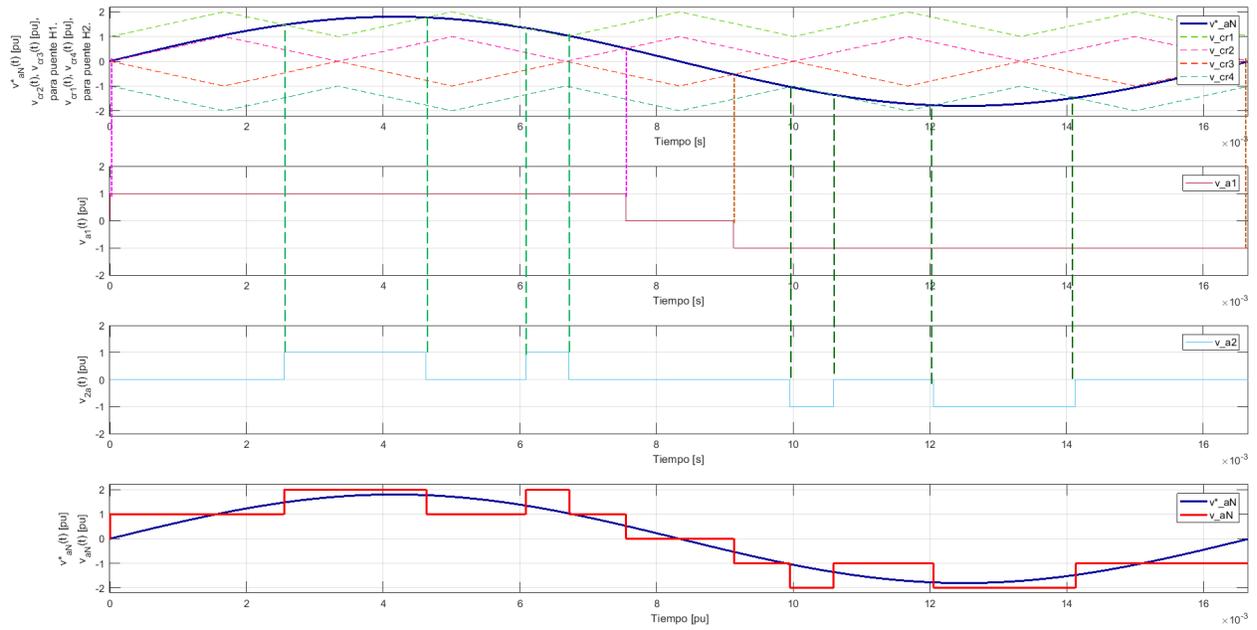


Figura 2.7: Modulación por portadoras desplazadas en nivel en oposición y disposición de fase de un convertidor de cinco niveles.

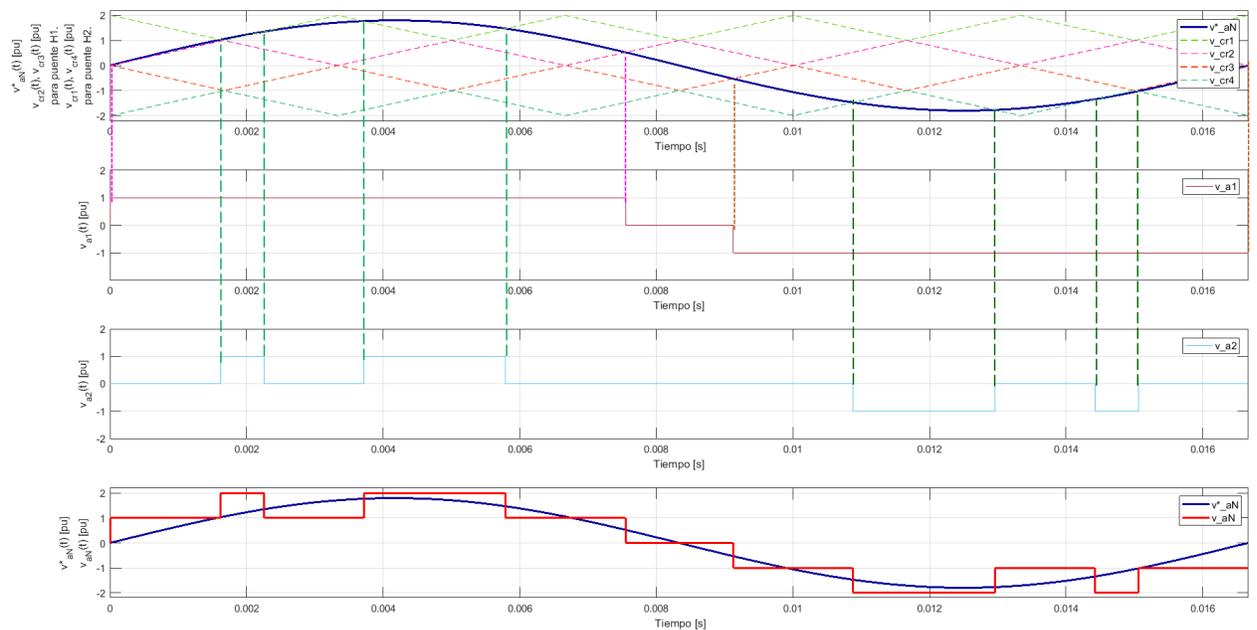


Figura 2.8: Modulación por portadoras desplazadas en nivel en oposición y disposición alterna de fase de un convertidor de cinco niveles.

2.2.2.6. Modulación por portadoras desplazadas en nivel en oposición y disposición alterna de fase: En esta estrategia, conocida por sus siglas en inglés (*Alternative Phase Opposition Disposition*-

APOD-PWM), todas las portadoras adyacentes están fuera de fase por 180° de forma consecutiva, como se ve en la Figura 2.8 [19].

A manera de ejemplo se realiza una comparación empleando la transformada rápida de Fourier, como se ve en la Figura 2.9, para los resultados de tensión v_{aN} de cada estrategia de modulación por portadoras. Originalmente en todas la estrategias se moduló una tensión sinusoidal de $60[Hz]$ con una amplitud de $1,8V_{dc}[V]$. Las señales mostradas en las figuras se presentan en valores por unidad, siendo la tensión base $V_{dc}[V]$. En la Figura 2.9(a) se observa un valor de $33,16\%$ en la distorsión armónica total y un valor de $1,799[pu]$ de amplitud de la fundamental. En la Figura 2.9(b) se observa un valor de $35,23\%$ en la distorsión armónica total y un valor de $1,83[pu]$ de amplitud de la fundamental. En la Figura 2.9(c) se observa un valor de $36,69\%$ en la distorsión armónica total y un valor de $1,821[pu]$ de amplitud de la fundamental. En la Figura 2.9(d) se observa un valor de $36,73\%$ en la distorsión armónica total y un valor de $1,821[pu]$ de amplitud de la fundamental.

Por lo tanto, la estrategia de modulación que se utilizará para el control clásico del convertidor multinivel de puentes H en cascada, será la estrategia de modulación por ancho de pulso por portadoras desplazadas (*Phase-Shifted Pulse Width Modulation-PS-PWM*), ya que con ella se obtuvo un valor de tensión de la fundamental más cercano a su referencia y esta estrategia produce menos armónicos que las otras estrategias basadas en portadoras.

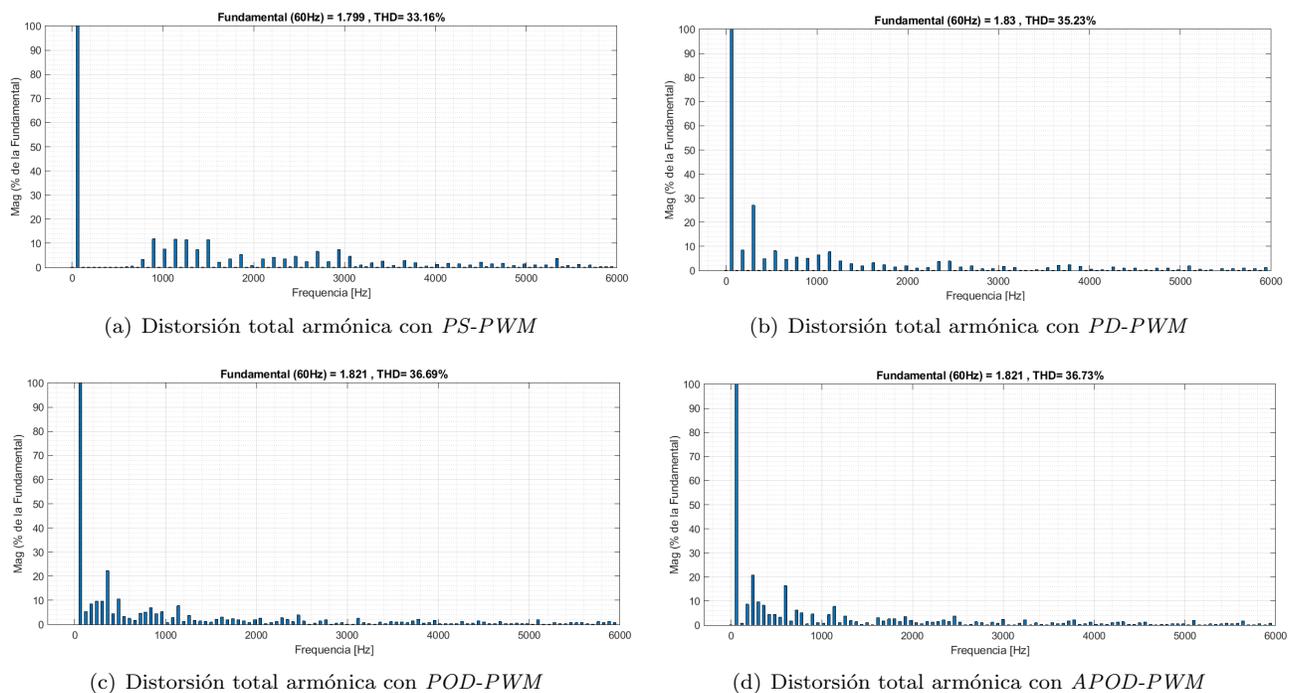


Figura 2.9: Distorsión total armónica de las estrategias con múltiples portadoras a $300 [Hz]$ en *CHB* de 5 niveles.

2.2.3. Técnicas de control de convertidores multinivel de puentes H en cascada. El control de un convertidor de puentes H en cascada depende principalmente de la topología de su circuito. Cuando las señales de entrada de los buses de DC son constantes, solo se debe controlar su salida de corriente AC. Si los buses de DC son flotantes, un control de balance de tensión es requerido. En algunas topologías se requiere un control adicional para la corriente de entrada y para los buses de DC . Dependiendo de la aplicación del convertidor se tendrán diferentes formas de control. A continuación se nombrarán algunas técnicas de control para convertidores en cascada.

En la Figura 2.10 se muestra un esquema de una fase del convertidor multinivel, para agregar más fases se conecta la misma configuración entre cada nueva fase y el nodo común N . Esto se realiza para unificar la notación de las variables para realizar la descripción de los controladores.

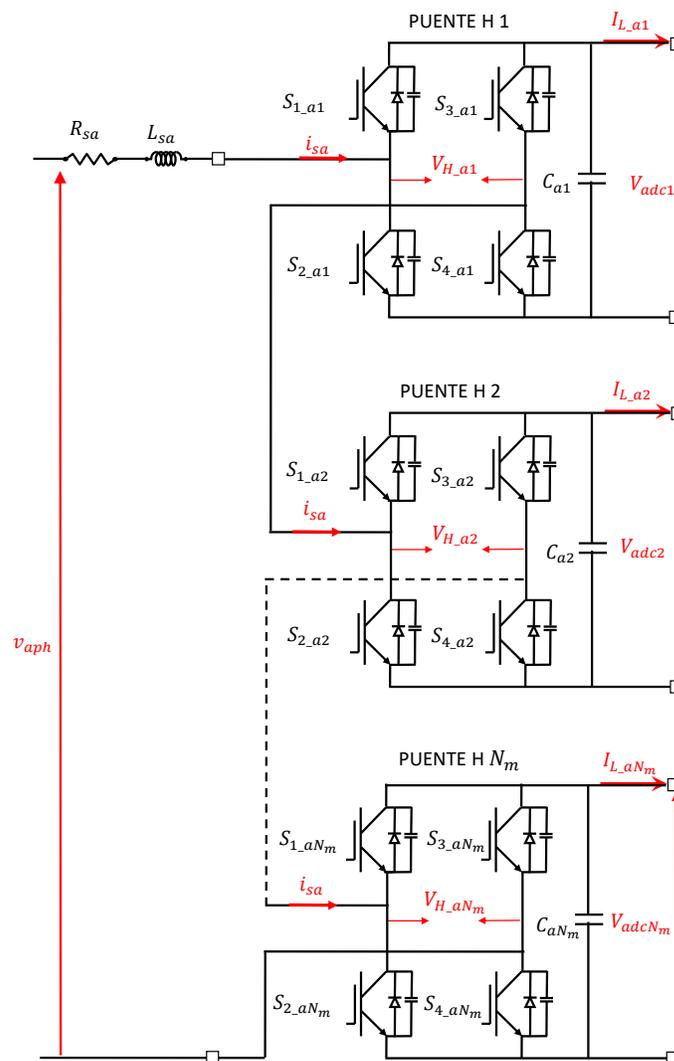


Figura 2.10: Convertidor CHB multinivel de N_m puentes H.

2.2.3.1. Modulación por portadoras desplazadas en fase con realimentación del bus de DC para balance de tensión. En este método se mide la tensión del bus de DC , la cual se realimenta y es considerada en la estrategia de modulación, ver Figura 2.11. Las portadoras son modificadas con respecto a la fluctuación del bus de DC para mantener la linealidad del modulador, además de compensar los armónicos de baja frecuencia [17].

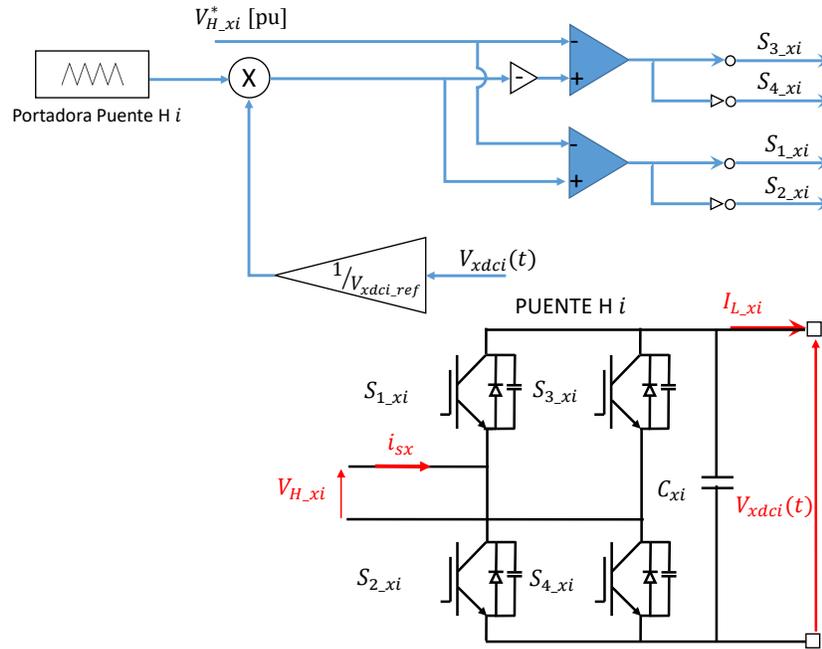


Figura 2.11: Control por portadoras desplazadas en fase con realimentación del bus de DC .

2.2.3.2. Control PI de tensión en los buses DC y un control P de corriente para cada puente H independientemente. Las tensiones V_{adc1} , V_{adc2} , \dots , V_{adcN_m} son controladas a través de la referencia de corriente de la red entregada por un lazo de tensión, ver Figura 2.12. El lazo interno de corriente entrega el ciclo de trabajo a un modulador por ancho de pulso PWM típico [20]. Se tiene un control no efectivo de la corriente de red $i_{sa}(t)$ llevando al sistema a la inestabilidad, causada por el intento de controlar la misma corriente a través de varios controladores.

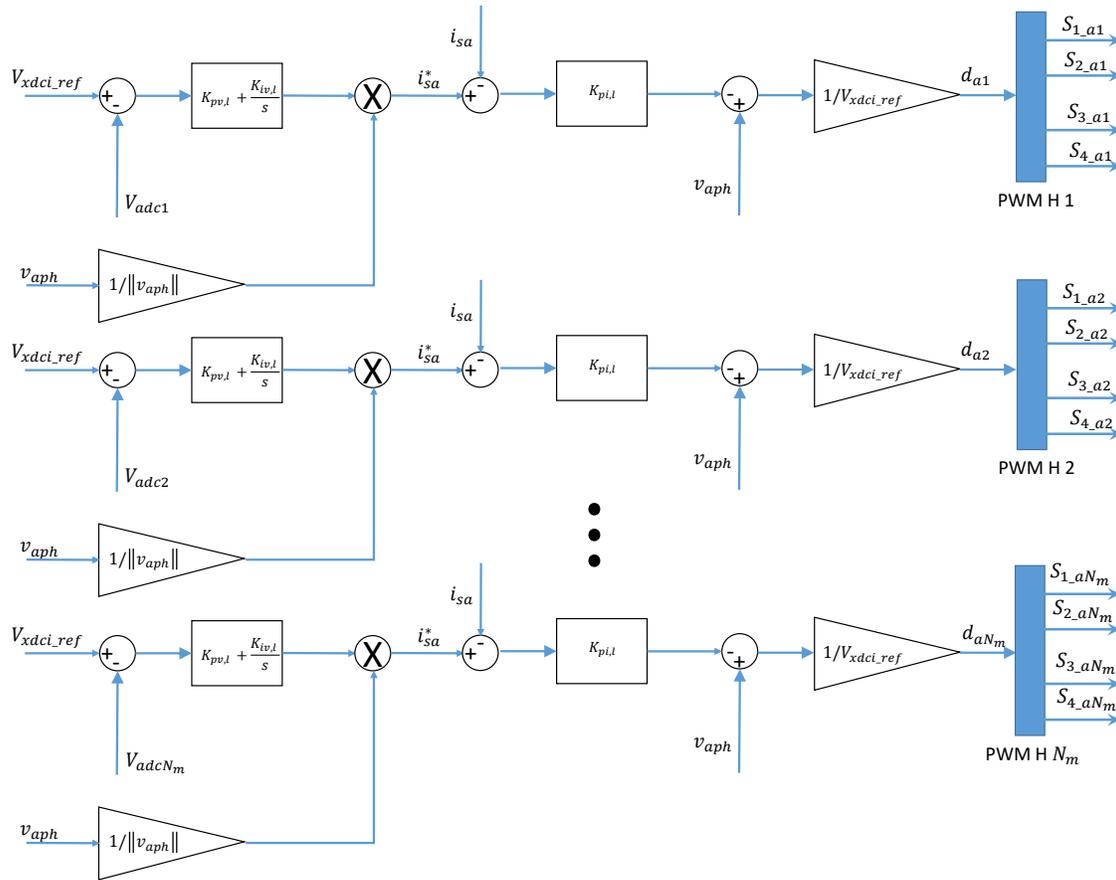


Figura 2.12: Control PI de tensión en los buses DC y un control P de corriente para cada puente H independientemente en el convertidor CHB multinivel de N_m puentes H.

2.2.3.3. Control PI de la tensión global de los buses DC , control PI para cada bus DC y un control P para la corriente de red. La suma de $V_{adc1}, V_{adc2}, \dots, V_{adcN_m}$ es controlada a través de un lazo externo de tensión que entrega la amplitud de la corriente de la red, ver Figura 2.13. Luego la corriente es controlada calculando la tensión generada por el convertidor multinivel en el lado AC . Esta tensión dividida por la tensión de referencia del respectivo condensador del puente H entrega la suma de los ciclos de trabajo $d_{a1} + d_{a2} + \dots + d_{aN_m}$. El control de la tensión V_{adci} se realiza a través de otro controlador que directamente selecciona la amplitud de ciclo de trabajo d_{ai} [20]. En este trabajo de investigación se estudiará la aplicación de este tipo de control del convertidor en el modo inversor y modo rectificador.

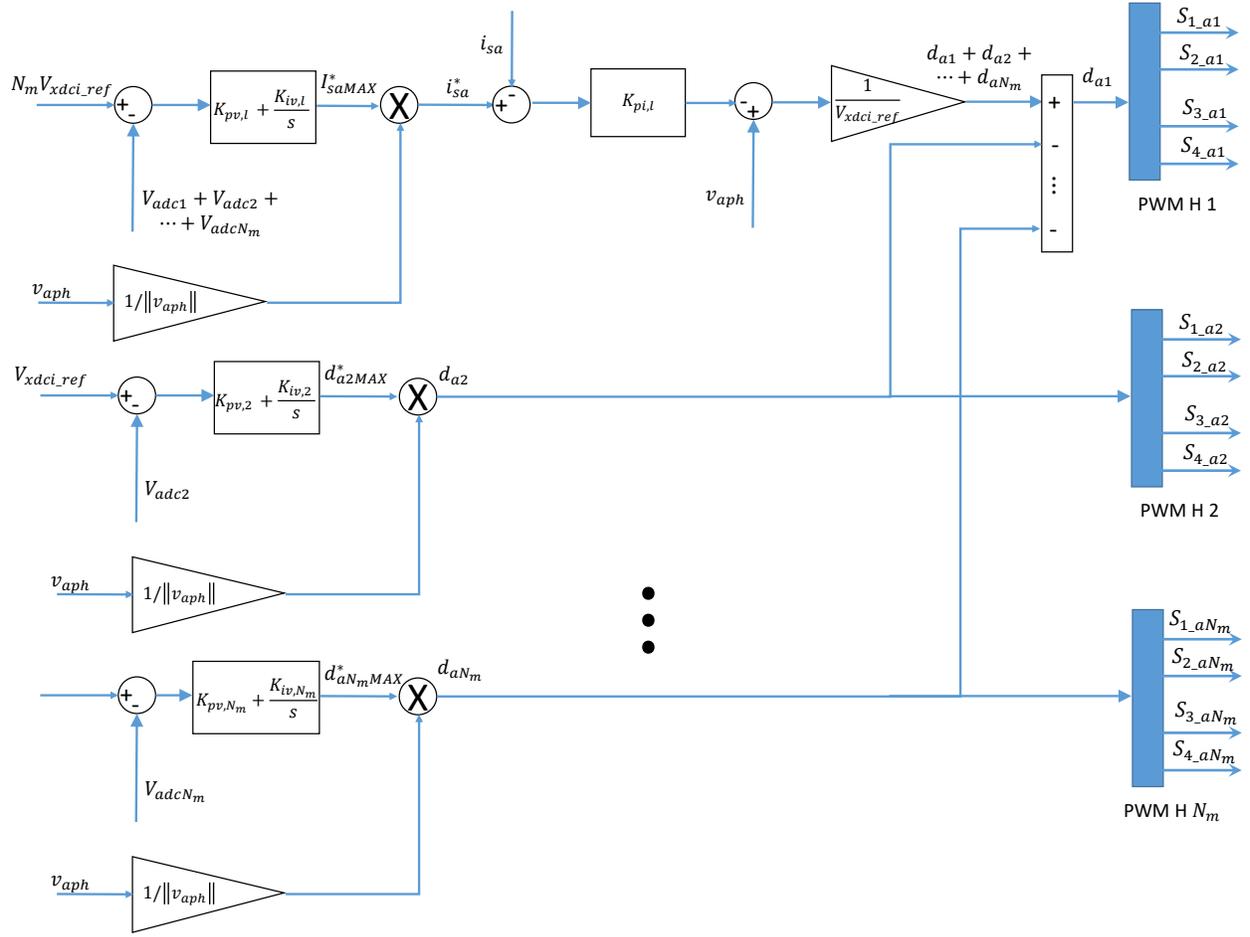


Figura 2.13: Control PI de la tensión global de los buses DC , control PI para cada bus DC y un control P para la corriente de red en el convertidor CHB multinivel de N_m puentes H.

2.2.3.4. Control por modelamiento predictivo de estados finitos. Uno de los controles predictivos más utilizados es el control por modelamiento predictivo de estados finitos (*Finite Set Model Predictive Control-FCS-MPC*). El control por modelamiento predictivo considera al convertidor multinivel de puentes en H como un sistema con un número finito de estados de conmutación, usando un modelo adecuado, se encuentra el estado que optimiza una función objetivo. Esta función contiene términos relacionados con la corriente de salida $i_{sa}(k)$, las tensiones de los buses DC , V_{adc1} , V_{adc2} , \dots , V_{adcN_m} , como también puede contener una minimización de la frecuencia de conmutación. El principal inconveniente del control predictivo cuando se aplica a convertidores multinivel es el alto número de posibles estados de conmutación que deben ser evaluados [21]. En la Figura 2.14 se presenta un control predictivo de corriente, la idea principal es predecir el comportamiento de la corriente entregada a la red para cada nivel posible de tensión. Para un tiempo de muestro T_s se obtiene la ecuación en diferencias de la corriente $i_{sa}(k+1)$ en la bobina:

$$i_{sa}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_{sa}}{L_{sa}}\right) i_{sa}(k) + \frac{T_s}{L_{sa}} (v_{aph}(k) - v_o(k)) \quad (2.1)$$

donde,

$$v_o(k) = V_{H.a1} + V_{H.a2} + \dots + V_{H.aNm}$$

La función de costo se utiliza para predecir el comportamiento de la corriente de salida para cada nivel de tensión. El número de niveles por fase del convertidor es $n_p = 2N_m + 1$, para un convertidor trifásico sería n_p^3 . El número de posibles combinaciones de conmutación sería 2^{2N_m} , para el convertidor trifásico sería 2^{6N_m} , N_m es el número de puentes H por fase. En la Tabla 2.2 se muestran los estados de conmutación que se escogieron para realizar el control predictivo de un convertidor monofásico de 3 puentes H en cascada. En este trabajo de investigación se estudiará la aplicación de este tipo de control del convertidor en el modo inversor y modo rectificador.

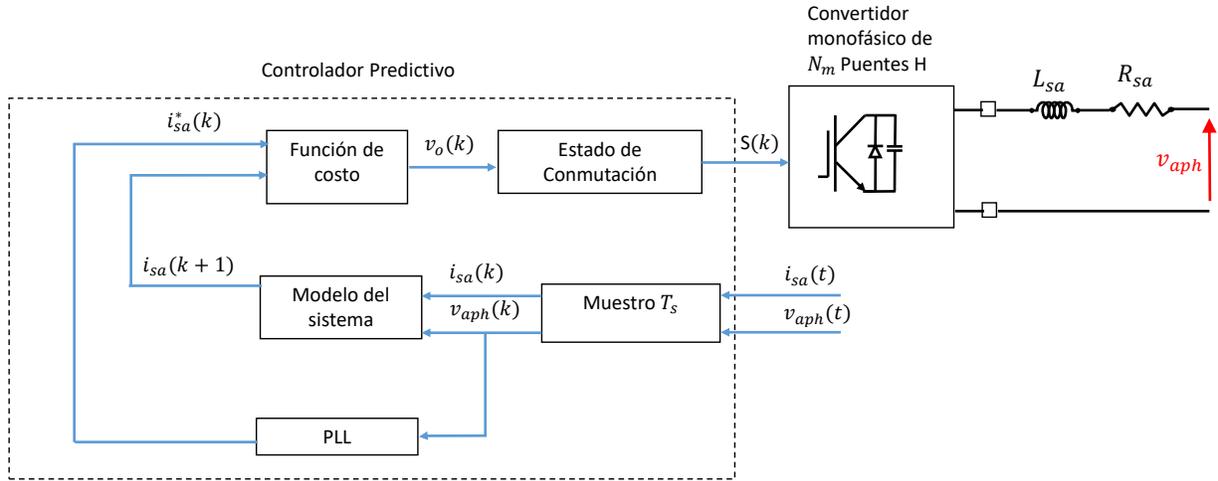


Figura 2.14: Control por modelamiento predictivo para un convertidor de N_m puentes H en cascada.

Tabla 2.2

Estados de conmutación escogidos en un convertidor monofásico de 3 puentes en H para la estrategia *FCS-MPC*.

Salida de Tensión del CHB	Tensión Lado AC de los puentes H			Estados de Conmutación					
	$V_{H.a1}$	$V_{H.a2}$	$V_{H.a3}$	$S_{1.a1}$	$S_{3.a1}$	$S_{1.a2}$	$S_{3.a2}$	$S_{1.a3}$	$S_{3.a3}$
$-3V_{xhci.ref}$	$-V_{xhci.ref}$	$-V_{xhci.ref}$	$-V_{xhci.ref}$	0	1	0	1	0	1
$-2V_{xhci.ref}$	0	$-V_{xhci.ref}$	$-V_{xhci.ref}$	0	0	0	1	0	1
$-V_{xhci.ref}$	0	0	$-V_{xhci.ref}$	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_{xhci.ref}$	0	0	$V_{xhci.ref}$	0	0	0	0	1	0
$2V_{xhci.ref}$	0	$V_{xhci.ref}$	$V_{xhci.ref}$	0	0	1	0	1	0
$3V_{xhci.ref}$	$V_{xhci.ref}$	$V_{xhci.ref}$	$V_{xhci.ref}$	1	0	1	0	1	0

2.3. Etapa 2: Convertidor *DC-DC* de doble puente activo

2.3.1. Generalidades de convertidor *DC-DC* de doble puente activo. Para este trabajo de investigación se escogió el convertidor *DC-DC* de doble puente activo, en el Anexo B se aprecian otras alternativas

de las cuales se escogió la presente.

Los convertidores aislados $DC-DC$ bidireccionales son preferidos como el elemento fundamental en aplicaciones que incluyen sistemas de almacenamiento de energía o como interfaz entre fuentes de diferentes niveles de tensión. El aumento de la densidad de potencia en los equipos de conversión $DC-DC$ se puede lograr aumentando la frecuencia de trabajo. Una mayor frecuencia de conmutación posibilita la implementación de equipos con elementos pasivos (inductancias, transformadores y condensadores), de menor tamaño con excelentes prestaciones [22]. Los convertidores $DC-DC$ bidireccionales tiene muchas ventajas sobre los convertidores tradicionales, como flujo de energía bidireccional, conmutación suave, aislamiento galvánico y alta densidad de potencia [23]. Este convertidor también puede tener varios puertos por el cual se puede ingresar energía agregando otros arrollamientos al transformador de alta frecuencia aumentando los modos de operación de este convertidor. En este trabajo de investigación solo se va a realizar la descripción de estos modos de operación.

Los convertidores $DC-DC$ de doble puente activo (*Dual-Active Bridge-DAB*) operan en dos modos: el primero es en modo reductor, el cual permite transferencia de potencia de lado de media tensión DC al lado de baja tensión DC y el segundo es el modo elevador. Durante la operación en modo reductor, el PUENTE 1 del convertidor está trabajando como un inversor $DC-AC$, ver Figura 2.15, entregando potencia al transformador de alta frecuencia mientras que el PUENTE 2 trabaja como un rectificador $AC-DC$. En este documento la tensión V_{xdc} será denominada como lado de media tensión de corriente directa.

Por otra parte, en el caso de modo elevador, la potencia fluye en dirección opuesta y el PUENTE 2 del conversor $DC-DC$ actúa esta vez como un inversor $DC-AC$. En este documento la tensión V_{dab2_xi} será denominada como lado de baja tensión de corriente directa, y el PUENTE 1 actúa como un rectificador $AC-DC$ [23].

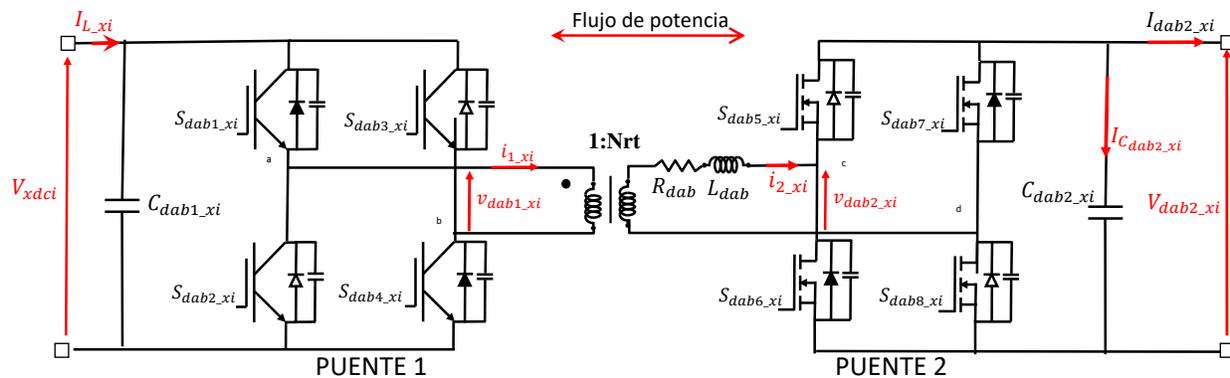


Figura 2.15: Convertidor $DC-DC$ de doble puente activo.

2.3.2. Técnicas de modulación para convertidores *DC-DC* de doble puente activo

2.3.2.1. Modulación por desplazamiento de fase. Conocida por sus siglas en ingles *Phase Shift Modulation-PS*. En esta estrategia de modulación las tensiones aplicadas en el transformador de alta frecuencia son ondas cuadradas con ciclo de trabajo $D = 50\%$, solo se puede controlar un ángulo de fase, que corresponde al desfase entre las señales $v_{dab1-xi}$ y $v_{dab2-xi}$, en las salidas AC de los puentes H. A través del ajuste del desfase se modifica la tensión sobre el inductor L_{dab} , de manera que se controla la magnitud y el flujo de potencia.

Las ventajas de esta estrategia de control son su simplicidad, buena dinámica y la facilidad para lograr la conmutación suave. Sus desventajas principales son la pérdida de *ZVS* (conmutación a tensión cero) en corrientes bajas y los altos valores pico y eficaz de corriente alterna que se deben filtrar. Si se trabaja fuera del rango de *ZVS* la eficiencia se reduce notablemente [24].

Si el flujo de potencia va de media tensión a baja tensión *DC*, el PUENTE 1 de entrada debe entregar una tensión $v_{dab1-xi}$ al transformador de alta frecuencia que adelante a la tensión de salida del PUENTE 2. En la Figura 2.16 se ve la sintetización de las ondas de tensión. La transmisión de potencia se puede calcular con la Ecuación 2.2:

$$p_{DAB-PS}(t) = \frac{V_{xhci}(t) \cdot V_{dab2-xi}}{2 \cdot \pi \cdot N_{rt} \cdot f_{DAB} \cdot L_{dabh}} d_{DAB}(t) \left(1 - \frac{|d_{DAB}(t)|}{\pi} \right) \quad (2.2)$$

2.3.2.2. Modulación triangular. Conocida por sus siglas en ingles *Triangular Modulation-TRM*. En [25] se propone la modulación triangular y se muestra que es adecuada para transferencia de baja potencia en los convertidores *DC-DC* de doble puente activo. El flujo de potencia puede ser controlado con dos grados de libertad: la señal $d_1(t)$ para el primer puente y la señal $d_2(t)$ que es definida para el segundo puente, como se ve en la Figura 2.17. La transmisión de potencia se puede calcular con la Ecuación 2.3:

$$p_{DAB-TRM}(t) = \frac{V_{xhci}^2(t) \cdot d_1^2(t)}{f_{DAB} \cdot L_{dabh}} \quad (2.3)$$

2.3.2.3. Modulación por desplazamiento de fase extendida. Conocida por sus siglas en ingles *Extended-Phase-Shift Modulation-EPS* [26]. Esta estrategia de modulación no limita el ciclo de trabajo al 50% como lo hace la estrategia original, esta estrategia expande la potencia a transmitir en comparación a la modulación *PS*, controla la recirculación del flujo de potencia y reduce las pérdidas por conducción. En la Figura 2.18 se puede observar la señal $d_3(t)$ a modular. La transmisión de potencia se puede calcular con la Ecuación 2.4:

$$p_{DAB-EPS}(t) = \frac{V_{xhci}(t) \cdot V_{dab2-xi}(t)}{4 \cdot N_{rt} \cdot f_{DAB} \cdot L_{dabh}} d_3(t) (1 - d_3(t)) \quad (2.4)$$

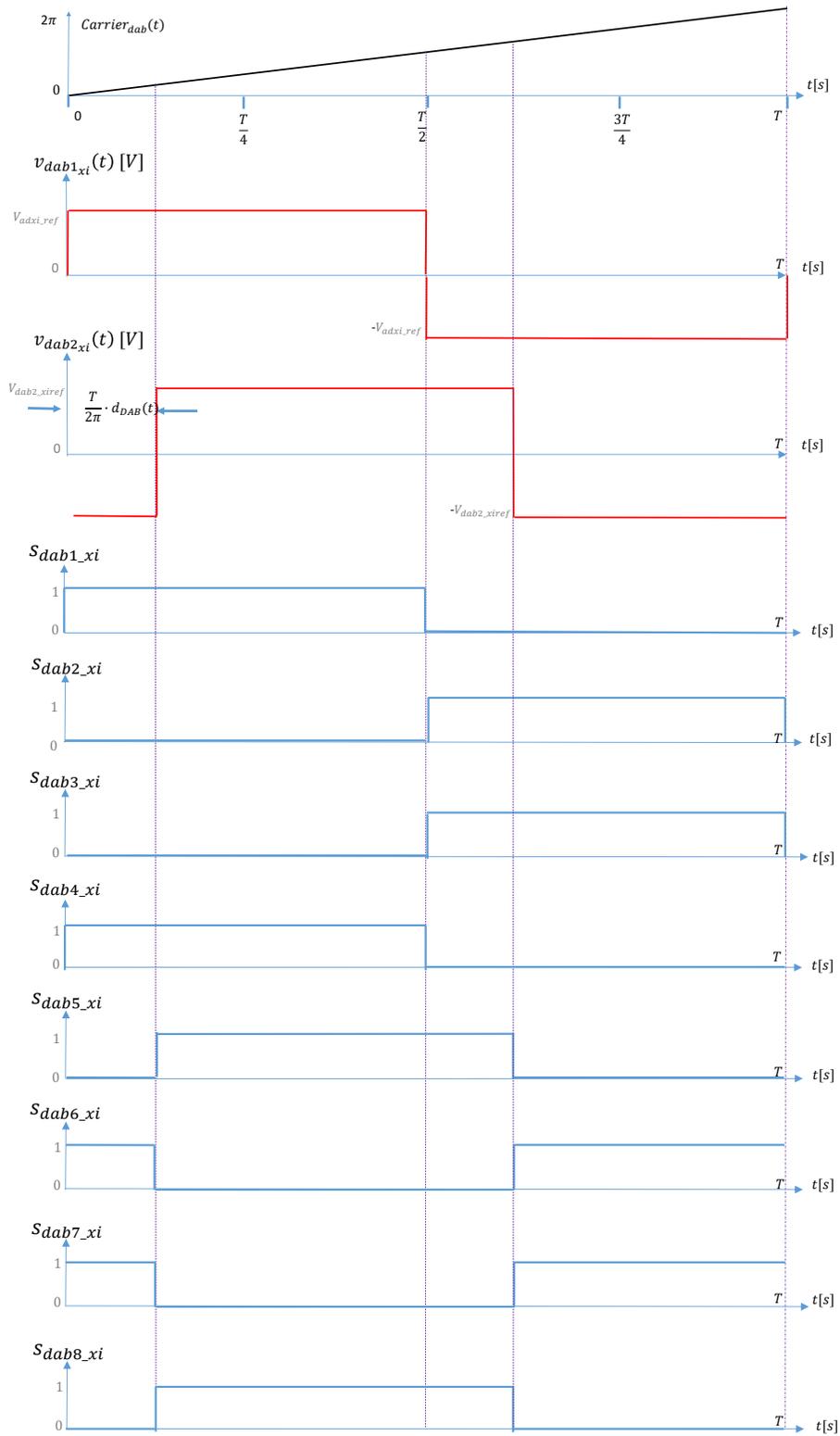


Figura 2.16: Sintetización de las tensiones AC de los puentes activos del convertidor DC-DC DAB para la estrategia de modulación de desplazamiento de fase (PS).

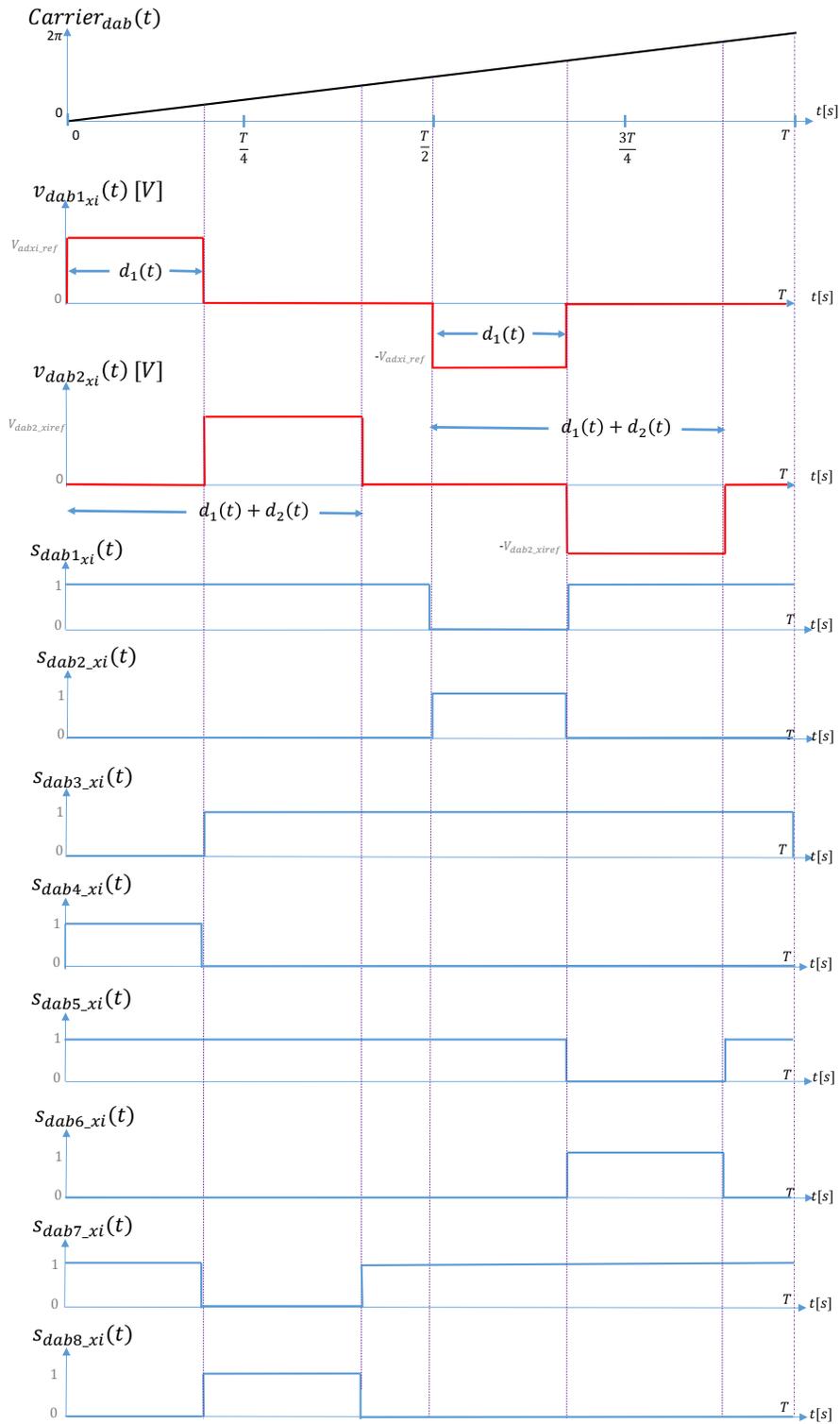


Figura 2.17: Sintetización de las tensiones AC de los puentes activos del convertidor DC-DC DAB para la estrategia de modulación triangular (TRM)

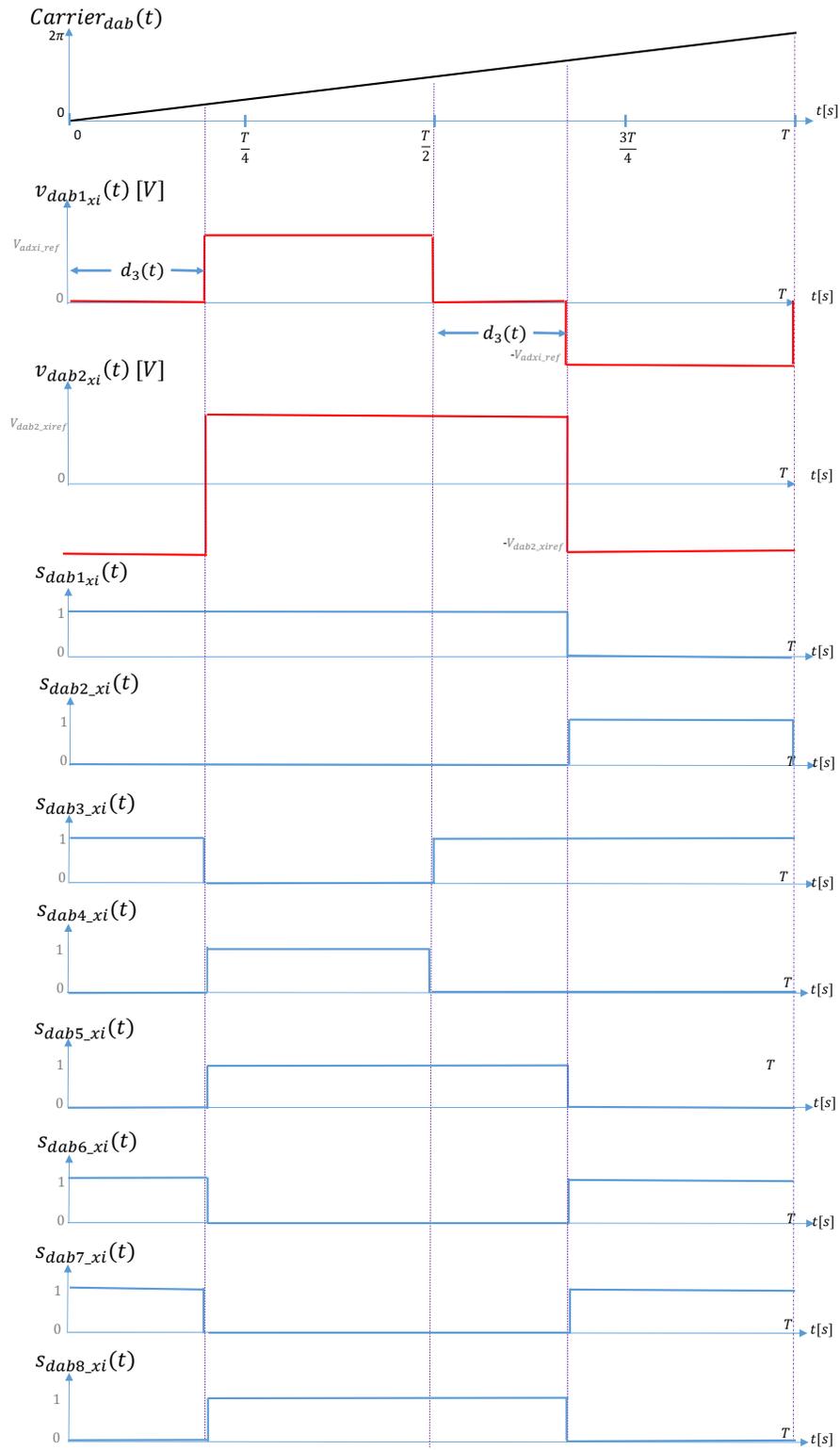


Figura 2.18: Sintetización de las tensiones AC de los puentes activos del convertidor DC-DC DAB para la estrategia de modulación de fase extendida (EPS).

2.3.3. Estrategia de control para convertidores $DC-DC$ de doble puente activo

2.3.3.1. Control PI y modulación de potencia por desplazamiento de fase. Uno de los primeros controles empleados fue un control de fase simple basado en controladores PI [27]. La mayor desventaja de este método por modulación son las pérdidas de potencia reactiva y la existencia de efectos de tiempo muerto. En la Figura 2.19 se muestra el control convencional de un convertidor $DC-DC$ [28]. El control del convertidor depende del modelado que se le realice, el convertidor se puede modelar por dos ecuaciones de espacio de estados a las cuales se le realiza la técnica de espacio de estados promediados utilizada en [29] para modelar y controlar convertidores $DC-DC$. Este trabajo de investigación se concentrará en esta técnica para estudiar el control clásico de un DAB para un transformador de estado sólido.

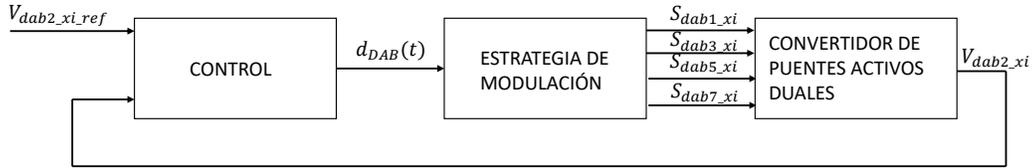


Figura 2.19: Control convencional de un DAB .

En [30] se reporta un modelo en espacio de estados, en el que se modela la corriente i_{1-xi} en la bobina del transformador de alta frecuencia y la tensión de salida $V_{dab2-xi}$, en este se realiza un promedio de la representación de espacio de estado durante el periodo de conmutación. Usando la serie de Fourier se construye un vector de estado con la componente DC o cero de la corriente, $\langle i_{1-xi} \rangle_o$, la fundamental real de la corriente, $\langle i_{1-xi} \rangle_{1R}$, y la fundamental imaginaria de la corriente en la bobina, $\langle i_{1-xi} \rangle_{1I}$. Con la tensión de salida también se agrega al vector de variables de estado: $\langle V_{dab2-xi} \rangle_o$, $\langle V_{dab2-xi} \rangle_{1R}$ y $\langle V_{dab2-xi} \rangle_{1I}$. Dada la ecuación de estado se encuentra la función de transferencia de la planta la cual es utilizada para sintonizar el controlador de la Figura 2.19.

2.3.3.2. Control por modelamiento predictivo de estados finitos. En este tipo de control los valores $i_{1-xi}(k)$, $v_{dab1-xi}(k)$, $v_{dab2-xi}(k)$, $i_{2-xi}(k)$ y los valores DC I_{L-xi} , $V_{xhci}(k)$, $V_{dab2-xi}(k)$ y $I_{dab2-xi}$ son medidos en el instante presente k . Estos valores son utilizados en un modelo predictivo que calcula los valores en el instante $k + 1$ de las tensiones $V_{xhci}(k + 1)$, $V_{dab2-xi}(k + 1)$ y las corrientes en las bobinas del convertidor $i_{1-xi}(k + 1)$, $i_{2-xi}(k + 1)$. Para la elección del estado apropiado de conmutación se aplica un criterio de selección con una función de costo que mide el error entre la referencia y los valores que han sido predichos, finalmente se escoge el estado que minimiza esta función de costo, el cual se selecciona para ser aplicado en el próximo intervalo de muestreo [23]. Un control por modelamiento predictivo básico se encuentra en la Figura 2.20.

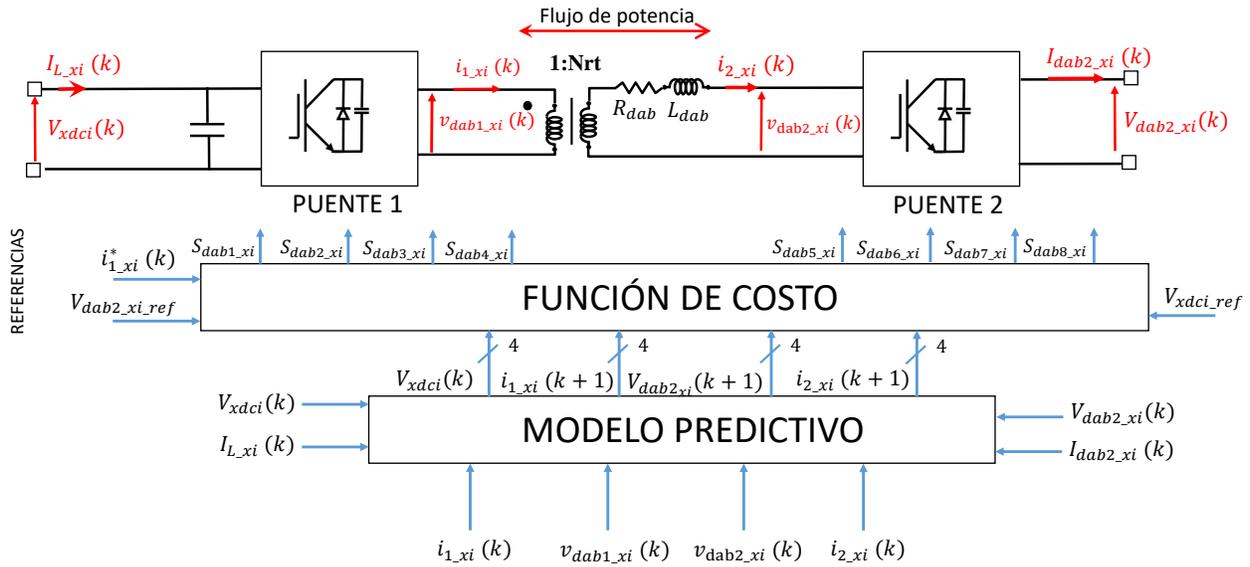


Figura 2.20: Control *FCS-MPC* de un convertidor *DC-DC* de doble puente activo *DAB*.

2.3.3.3. Control basado en observadores de orden reducido y doble lazo de control: En [31], [32] se propone una estrategia de control basada en observadores. Para realizar este control se analiza el convertidor con la estrategia de aproximación del modelo hasta el primer armónico fundamental, en este modelo las tensiones $v_{dab1_xi}(t)$, $v_{dab2_xi}(t)$ y la corriente $i_{1_xi}(t)$ del primario del transformador de alta frecuencia son aproximadas a su primer armónico, siendo la frecuencia fundamental la frecuencia de conmutación del convertidor. Después las anteriores cantidades se consideran en un marco dq . En el marco anterior, la potencia instantánea puede ser calculada y el ángulo de carga puede ser derivado de las componentes de eje directo y de cuadratura de la corriente transferida. Finalmente, se modela y se diseña un controlador apropiado que regule ambas componentes de la corriente $i_{1_xi}(t)$.

Este control utiliza un observador de estados reducidos para estimar los estados de la corriente $i_{1_xi}(t)$. Basado en la información del observador, se utiliza un controlador de corriente desacoplado para controlar individualmente las dos componentes de corriente. La Figura 2.21 describe el diagrama del control completo.

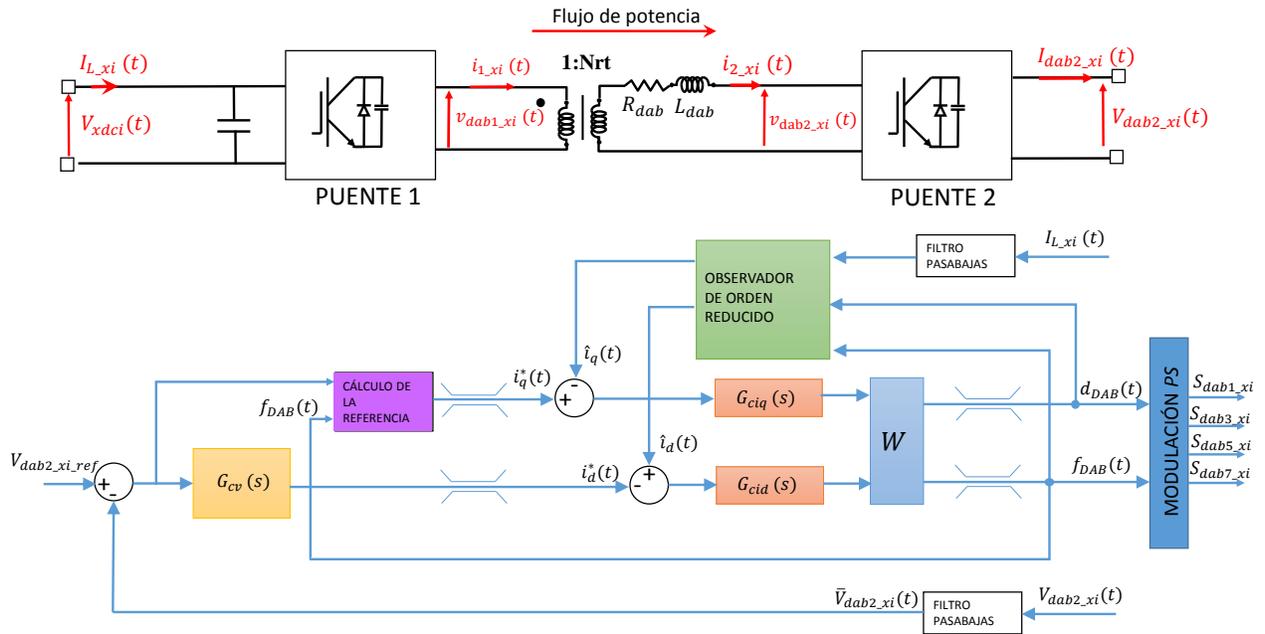


Figura 2.21: Control basado en observadores de orden reducido y doble lazo de control de un convertidor DC-DC de doble puente activo DAB.

2.4. Etapa 3: Convertidor trifásico de tensión de cuatro ramas

Para este trabajo de investigación se escogió el convertidor trifásico de tensión de cuatro ramas (ver Figura 2.22). En el Anexo C se aprecian otras alternativas de las cuales se escogió la presente.

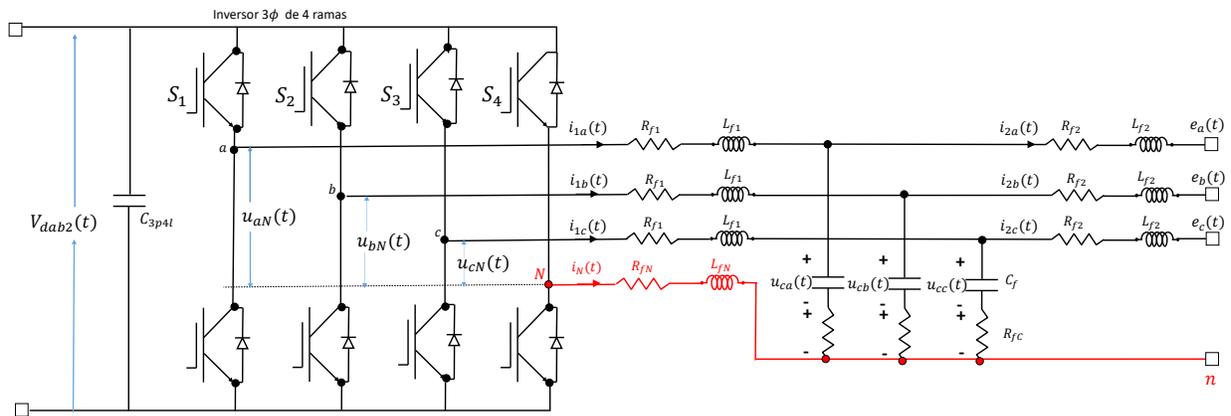


Figura 2.22: Modelado del convertidor DC-AC trifásico de cuatro ramas 3P4L conectado a la red.

Al contrario del CHB y el DAB, el convertidor de cuatro ramas tiene tres modos de operación: cuando el convertidor es conectado a la red, los dos posibles modos de operación son modo reductor y elevador, cuando la red está ausente el convertidor cambia a modo bajo carga aislada o (*Stand-Along*). Así que por cada modo

de operación y con el enfoque de control en el marco $dq\theta$ se debe tener un conjunto de tres controladores, uno por cada modo de operación. La Tabla 2.3 tomada de [9] refleja los tres modos de funcionamiento del inversor.

Tabla 2.3

Tres modos de operación del convertidor de cuatro ramas 3P4L.

MODO	Reductor	Elevador	Bajo Carga
Flujo de Energía	$V_{dab2}(t) \implies e_a(t), e_b(t), e_c(t)$	$e_a(t), e_b(t), e_c(t) \implies V_{dab2}(t)$	$V_{dab2}(t) \implies e_a(t), e_b(t), e_c(t)$
Variable a controlar	$i_{2a}(t), i_{2b}(t), i_{2c}(t)$	$V_{dab2}(t)$	$e_a(t), e_b(t), e_c(t)$
Variable externamente controlada	$V_{dab2}(t)$ y $e_a(t), e_b(t), e_c(t)$	$e_a(t), e_b(t), e_c(t)$	$V_{dab2}(t)$

donde:

$V_{dab2}(t)$, es la tensión en el lado de baja DC de los convertidores DAB .

$e_a(t), e_b(t), e_c(t)$, son las tensiones del lado de baja AC .

$i_{2a}(t), i_{2b}(t), i_{2c}(t)$, son las corrientes en el lado de baja AC .

En el modo de funcionamiento reductor se requiere una corriente en la red de baja tensión $i_{2a}(t), i_{2b}(t), i_{2c}(t)$, trifásica balanceada, esto se puede realizar controlando la corriente en la coordenada d , la cual esta asociada a la potencia activa, como también controlando la corriente en la coordenada q que está en función de la potencia reactiva deseada. Como la coordenada θ no contribuye a la potencia activa ni reactiva su valor de referencia es cero. Para realizar este control se implementan compensadores PI que calculan el ciclo de trabajo basados en el error entre las corrientes deseadas y las medidas en el marco $dq\theta$.

En el modo elevador se requiere controlar la tensión que se le va a entregar a los convertidores $DC-DC$, esto se realiza agregando un lazo de tensión al anterior controlador, usa la diferencia entre el voltaje DC deseado y el medido con el cual se genera una corriente en la coordenada d . Esta referencia es entonces usada por el controlador del modo reductor para generar el ciclo de trabajo.

Las siguientes técnicas ilustran las estrategias de modulación y enfoques de control que existen en la literatura para el convertidor seleccionado y la clasificación de estas según el marco de referencia o tratamiento de las señales para realizar el control.

2.4.1. Estrategias de modulación para un convertidor trifásico de cuatro ramas. Para un convertidor de cuatro ramas de dos niveles, la adición de esta cuarta rama hace que los estados de conmutación sean $2^4 = 16$. Esto significa que los esquemas de conmutación que son aplicados en el inversor son más complejos que los esquemas convencionales implementados para los inversores de tres ramas [33].

A continuación, se presentan algunas de la estrategias de modulación más utilizadas:

2.4.1.1. Modulación por espacios vectoriales tridimensionales (3-D SVM). El concepto de modulación por espacios vectoriales tridimensionales (3-D SVM) fue inventado por Richard Zhang, con su primera publicación en 1997 [34]. Desde su invención, este esquema fue considerado como el mejor para un convertidor de tensión trifásico de cuatro ramas bajo condiciones de carga desbalanceada y no linealidad. Hay dieciséis estados de conmutación. Después de transformar los vectores de conmutación de coordenadas $a - b - c$ a $\alpha - \beta - \gamma$, estos son localizados en un espacio tridimensional como se muestra en la Figura 2.23, tomada de la investigación de [34], de ahí el nombre de 3-D.

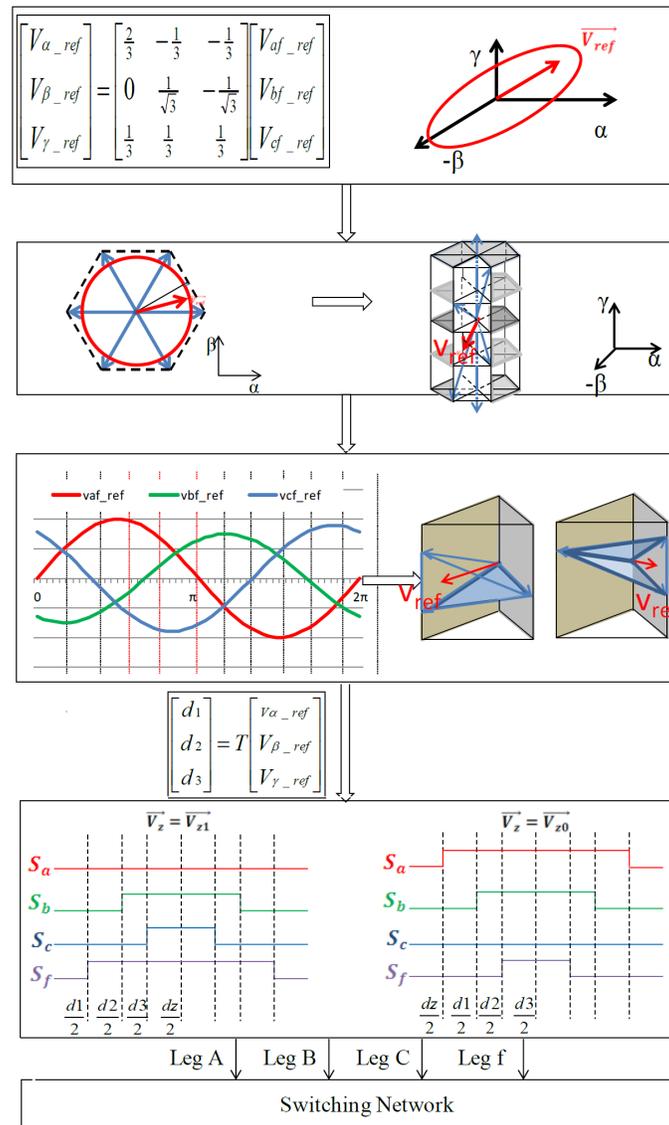


Figura 2.23: Gráfica de los dieciséis vectores de conmutación en coordenadas $\alpha - \beta - \gamma$ y sus proyecciones.

2.4.1.2. Modulación por ancho de pulso basado en la onda portadora para convertidores de tensión trifásicos de cuatro ramas. La modulación por ancho de pulso basado en la onda portadora

puede ser escalada para ser utilizada en un convertidor de cuatro ramas, y se puede probar que es equivalente a una modulación vectorial tridimensional 3-D *SVM* bajo operación en lazo abierto. Las formas de onda del índice de modulación para las tres primeras fases siguen la misma regla que una modulación para un convertidor de tres ramas. Una señal de tensión de balance es entonces calculada para la cuarta rama. En la Figura 2.24 se muestra el diagrama de bloques de una modulación basada en onda portadora por ancho de pulso (*Carrier-Based Pulse Width Modulation-CBPWM*) [35].

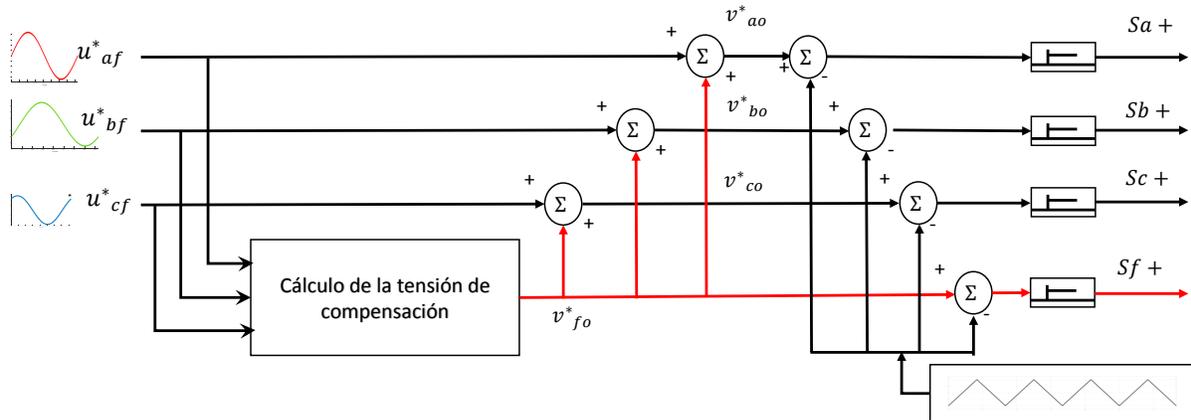


Figura 2.24: Diagrama de bloques para la modulación por ancho de pulso basado en la onda portadora para convertidores de tensión trifásicos de cuatro ramas.

2.4.2. Técnicas de control para convertidores de cuatro ramas.

2.4.2.1. Técnicas de control para convertidores de cuatro ramas en el marco natural *a-b-c*.

Un ejemplo de una de estas técnicas es el enfoque en control escalar para regular la salida de tensión en un convertidor trifásico de cuatro ramas operando bajo carga sin conexión a red (*Stand-Alone*). En este esquema, cada fase del inversor es controlada independientemente en el marco de referencia *abc*. Como muestra la Figura 2.25, el método sugerido comprende un banco de filtros resonantes en combinación con un control proporcional P, un lazo de realimentación de corriente capacitiva y un lazo de realimentación de tensión, ver [36].

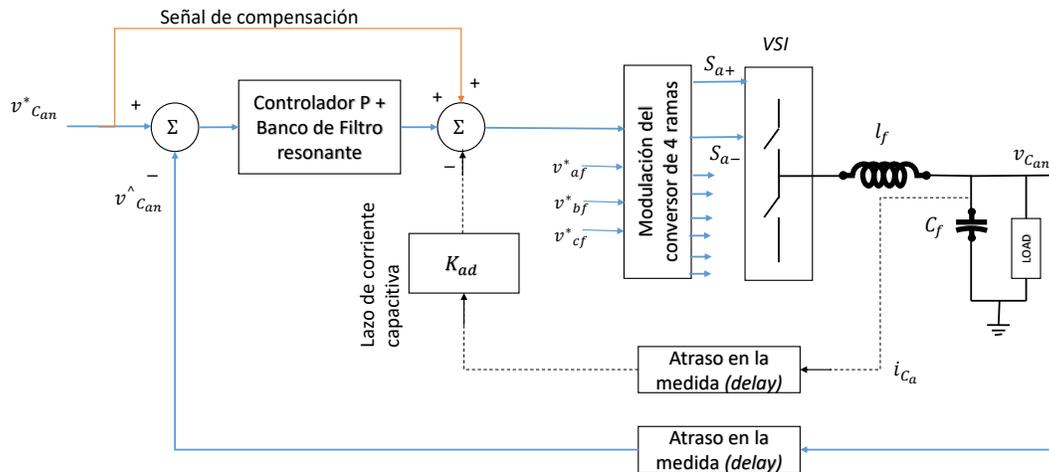


Figura 2.25: Diagrama de bloque del sistema de control por banco de filtros resonantes en combinación con un control proporcional P.

Otro enfoque en el marco de referencia abc es el control por modelamiento predictivo de estado finitos o por sus siglas en ingles $FCS-MPC$, en este enfoque el comportamiento del convertidor según los posibles 16 estados del inversor de cuatro ramas, usando el modelo discreto de tiempo, se predice 16 veces; después de eso, el próximo estado de los interruptores en el convertidor es evaluado en una función de costo. El estado de conmutación que minimiza la función de costo es seleccionado y aplicado al próximo instante de muestreo [37]. Adicionalmente, la confiabilidad de los interruptores semiconductores de la rama del neutro ha sido también mejorado reduciendo la frecuencia de conmutación, el bloque de control sugerido se encuentra en la Figura 2.26. Además de estos dos enfoques existen otros más, en los dos anteriores solo se describía el convertidor en el modo de funcionamiento aislado o bajo carga (*Stand-Alone*), el inversor funcionará en tres modos: modo elevador (*Boost*), modo reductor (*Buck*), y modo bajo carga o aislado de la red (*Stand-Alone*).

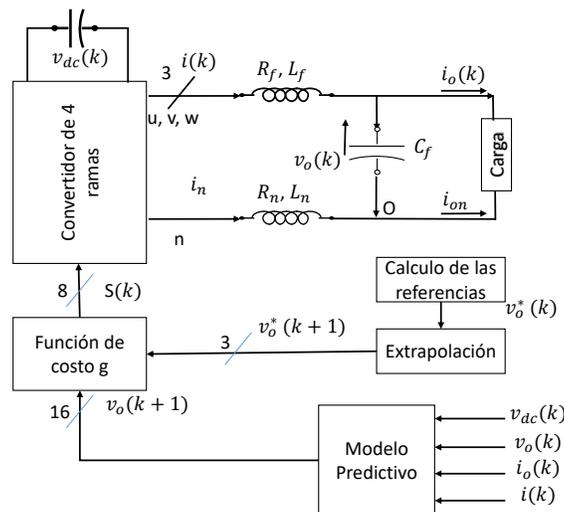


Figura 2.26: Diagrama de bloque del sistema de control por banco de filtros resonantes en combinación con un control proporcional P.

2.4.2.2. Técnicas de control para convertidores de cuatro ramas en el marco estacionario $\alpha - \beta - 0$. Como ejemplo de control basado en el marco de referencia estacionario se muestra el control propuesto por Rokrok y Hamedani [38], se presenta una estrategia de control para un inversor operando bajo carga (Stand-Alone). La estructura para este control se muestra en la Figura 2.27. Como se puede observar, el esquema de control es implementado en el marco estacionario en tres diferentes canales. Para cada dirección en el marco $\alpha - \beta - 0$, hay un controlador independiente para seguir de forma adecuada las señales de referencia. Como se puede ver, dos lazos y un camino de realimentación son usados en cada dirección de control. El lazo en cascada comprende un controlador de corriente interno y un lazo externo de tensión. También en esta estructura un limitador de corriente es utilizado en el camino de la corriente de referencia.

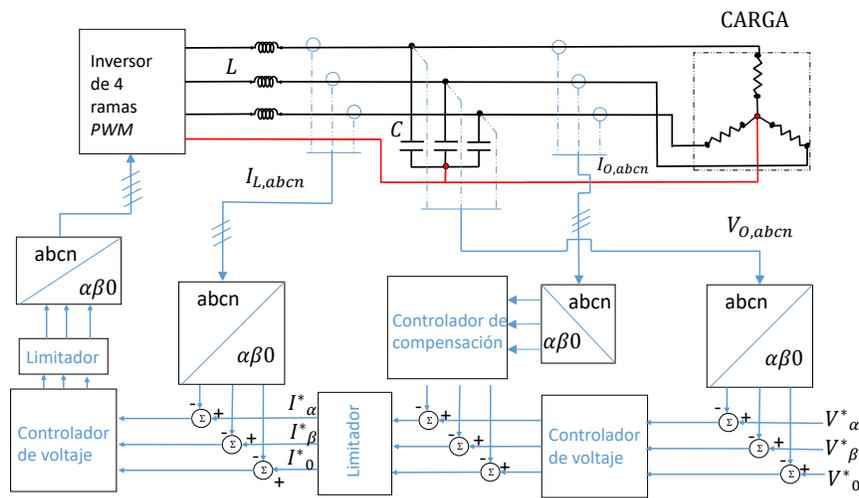


Figura 2.27: Diagrama de bloque de la estrategia de control propuesta por Rokrok y Hamedani.

2.4.2.3. Técnicas de control para convertidores de cuatro ramas en el marco estacionario $d-q-0$. Como este marco de referencia rota con la tensión de la red de forma sincronizada, esta no tiene gran variación en el tiempo. Esto es logrado aplicando la transformación $dq0$ [39]. El marco sincronizado de referencia $dq0$ facilita el diseño del controlador porque todas las cantidades AC a la frecuencia fundamental se transforman matemáticamente a cantidades DC . Típicamente, las componentes d y q de sistemas balanceados son cantidades DC y la componente 0 es cero. Sin embargo, bajo condiciones desbalanceadas las componentes d y q incluyen una componente adicional AC . Además, la componente -0 no es cero y oscila con la misma frecuencia de la salida de tensión.

La anterior estructura se encuentra clasificada entre las estrategias de control fundamentales que utilizan la transformada $dq0$, estas estrategias de control se pueden resumir en la siguiente estructura, Figura 2.28, tomada de [9].

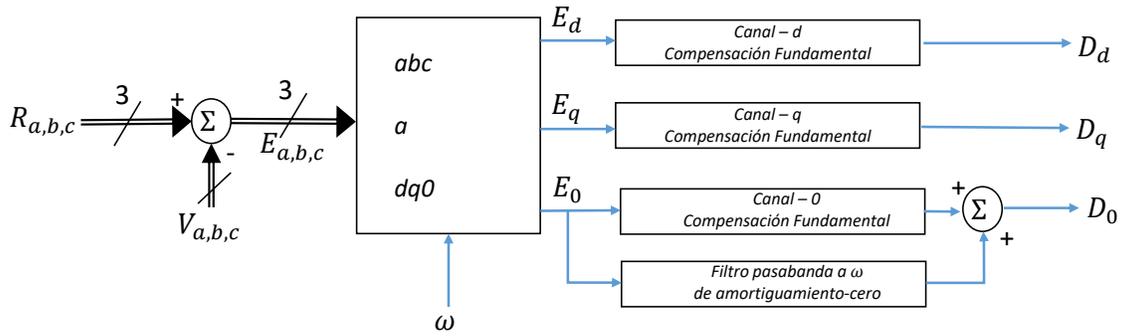


Figura 2.28: Controlador total para el inversor $3P4L$.

Además de la anterior estructura de control enfocada en la transformada $dq0$ se encuentran otras en la literatura en la cual realizan compensación de las perturbaciones de secuencia positiva y negativa como se ve en la Figura 2.29, tomada de [9], siendo este un avance de la anterior estructura descrita en [9], además de esta estructura para cargas desbalanceadas también propone otra para cargas no lineales.

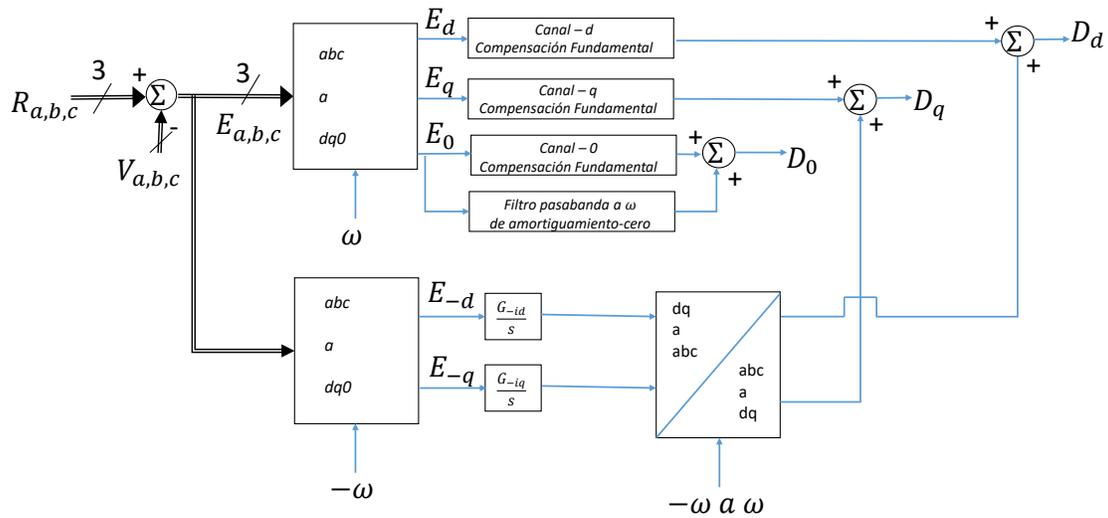


Figura 2.29: Controlador total para el inversor $3P4L$.

Capítulo 3

Estrategias de control de las etapas del transformador de estado sólido

En este capítulo se establecen las estrategias de control de cada una de las etapas de un transformador de estado sólido para el escenario de integración de una fuente de generación distribuida conectada en el lado de baja de corriente alterna. Se detallan todos los controladores necesarios para operar el transformador en los modos de operación: reductor, elevador y bajo carga (Stand-Alone). Se estudian las ecuaciones que describen el modelo dinámico de cada etapa del transformador de estado sólido y se presenta la descripción de cada controlador operando individualmente.

3.1. Consideraciones generales

A continuación se presentan los aspectos considerados para el desarrollo de las estrategias de control:

- Para desarrollar el control de cada una de las etapas del transformador de estado sólido se escogió el escenario de integración de una fuente de generación distribuida en el lado de baja de corriente alterna. En el Anexo D se muestra otros escenarios de integración en los diferentes lados del transformador como: integración de generación distribuida con convertidores *DC-DC* de multipuertos e integración de generación en el lado *DC* de baja tensión del transformador de estado sólido de tres etapas. También se encuentran los modos de operación y los objetivos de control de cada escenario.
- Para realizar las simulaciones se consideran transistores modelados como interruptores ideales.
- Se utilizan fuentes independientes de tensión para simular la conexión de las redes de media y baja tensión con el transformador de estado sólido.
- Se realiza el control de cada etapa del transformador individualmente, esto es: se realiza el estudio del control del convertidor multinivel conectándolo a una carga y no a un convertidor *DC-DC DAB*, considerando una carga de potencia nominal. Se simula el convertidor multinivel en modo inversor y modo rectificador.
- Igualmente, el control del convertidor *DC-DC DAB* se diseña conectándolo a una carga con potencia nominal. Se realiza la simulación del convertidor en modo reductor y elevador.
- Se realiza la simulación del control del convertidor trifásico de cuatro ramas en modo inversor, rectificador y bajo solo carga o *Stand-Alone*.
- En todas las estrategias de generación de los pulsos de disparo de los transistores no se tiene en cuenta el tiempo muerto entre transistores de una misma rama.
- Se considera que todas las cargas conectadas a los convertidores solo consumen potencia activa.

3.2. Transformador de estado sólido para el escenario de integración de una fuente de generación distribuida conectada en el lado de baja de corriente alterna

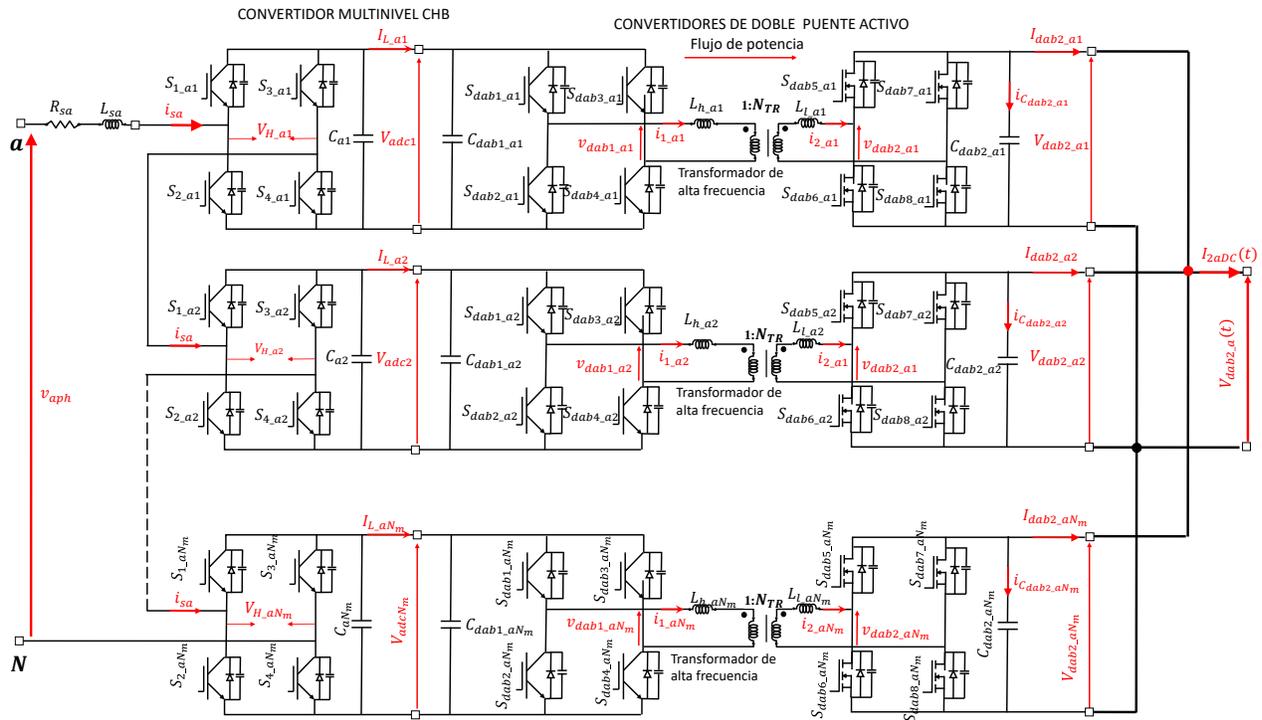
3.2.1. Parámetros nominales del transformador de estado sólido. Partiendo de la *tabla 6.1 de Capacidades de transformadores según la tensión primaria* de la norma para cálculo y diseño de sistemas de distribución de la Electrificadora de Santander S.A. E.S.P [40], se escoge un transformador de distribución que tiene los valores nominales vistos en la Tabla 3.1:

Tabla 3.1

Parámetros de diseño del *SST*.

Nominal	Representación	Valor
Potencia Nominal	P_{SST}	500 kVA
Media Tensión AC	V_{MV}	13.2 kV _{rms}
Baja Tensión AC	V_{lv}	440 V _{rms}
Frecuencia en Media Tensión AC	f_{sM}	60Hz
Frecuencia de Baja Tensión AC	f_{slv}	60Hz
Tensión Nominal de IGBTs de CHBs	$V_{nominalIGBT}$	1700V

En la Figura 3.1 se muestra un transformador monofásico de estado sólido *AC-DC*. En el lado *AC* se tiene media tensión, v_{aph} , esta tensión es recibida por N_m puentes H. A cada una de las salidas *DC* de los puentes H se le conecta un convertidor de doble puente activo, quedando en total N_m convertidores *DC-DC*. La salida de baja tensión de los convertidores *DC* se conecta en paralelo para formar un solo bus de baja *DC* entregando una tensión $V_{dab2,a}(t)$ y una corriente $I_{2aDC}(t)$.

Figura 3.1: Transformador monofásico de estado sólido *AC-DC*.

Para tener un transformador trifásico *AC-AC* se utiliza la topología del transformador monofásico *AC-DC* descrita en la Figura 3.1 para cada fase y se realiza una conexión en Y con la fuente de media tensión. A la salida de tensión $V_{dab2}(t)$ se le conecta el convertidor de cuatro ramas descrito en la Figura 2.22. En la Figura 3.2 se puede ver un esquema del transformador completo compuesto por tres transformadores monofásicos de estado sólido *AC-DC* y un convertidor de cuatro ramas.

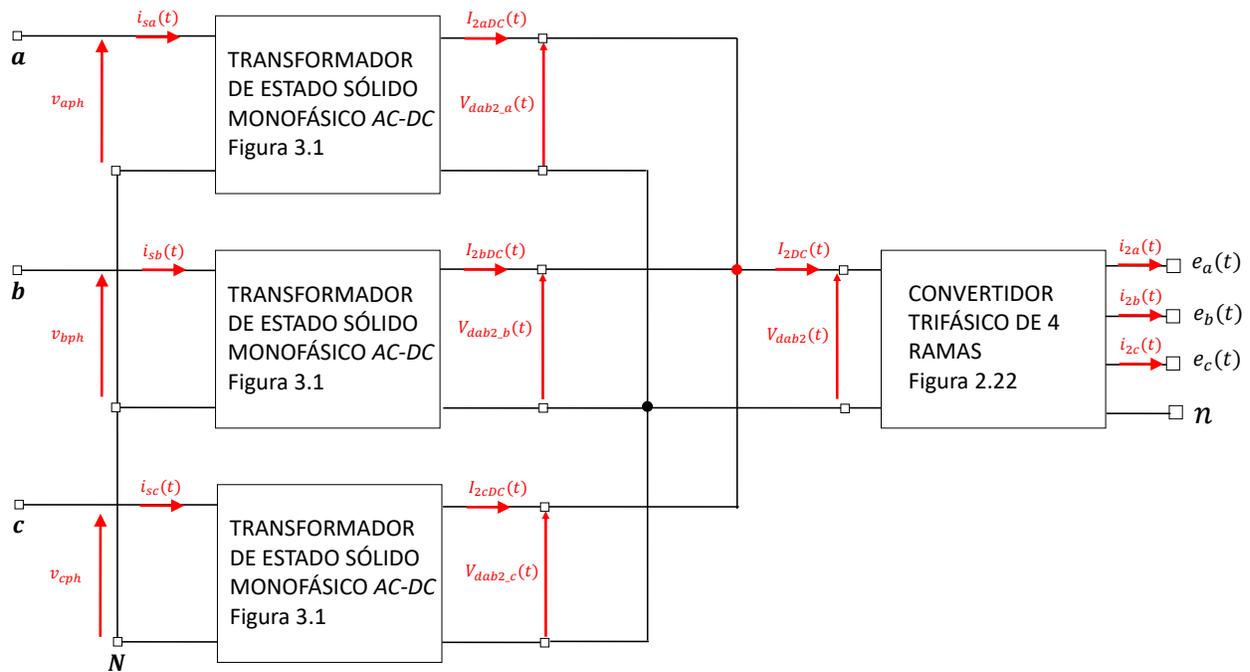


Figura 3.2: Transformador trifásico de estado sólido AC-AC.

3.2.2. Parámetros eléctricos de filtros y condensadores del transformador de estado sólido.

Para calcular los filtros para cada etapa del transformador existen múltiples estrategias y recomendaciones. En el Anexo E se obtiene una buena aproximación para hallar el filtro L y la frecuencia de conmutación de un convertidor multinivel en modo inversor. En el numeral E del anexo se encuentra un ejemplo de como se puede hacer un cálculo aproximado de los componentes de circuito y frecuencia de conmutación de las portadoras de los puentes H del convertidor multinivel. A continuación se muestra en la tabla los elementos de circuito y parámetros escogidos para el convertidor multinivel.

Tabla 3.2

Valores de los parámetros de circuito del convertidor multinivel.

Nombre del Parámetro	Símbolo	Valor	Ecuación/Tabla ó Figura
Número de puentes H	N_m	9	Ecuación E.3
Tensión del bus de continua	V_{xdc}	1280 [V]	Ecuación E.11
Capacitancia	C_{xi}	309.1368 [μF]	Ecuación E.5
Frecuencia del <i>Carrier</i>	f_{schb}	1217[Hz]	Figura E.1
Valor de inductancia	L_{sa}	50[mH]	Figura E.1

En la Tabla 3.3 se presentan los parámetros eléctricos para el convertidor DC-DC. En el Anexo E se observan las recomendaciones para hallar los condensadores de los buses DC, un algoritmo para calcular la bobina auxiliar del convertidor y la relación de transformación.

Tabla 3.3

Valores de parámetros de circuito del DAB.

Nombre del Parámetro	Símbolo	Valor	Ecuación/Tabla ó Figura
Potencia del DAB	P_{DAB}	18,518[kW]	Ecuación E.4 y sección E
Relación de transformación	N_{TR}	3/5	Sección E
Tensión de referencia bus de alta DC	$V_{xdciref}$	1280[V]	Ecuación E.11
Tensión de referencia bus de baja DC	$V_{xdab2iref}$	768[V]	Ecuación E.11
Frecuencia de conmutación	f_{DAB}	24,34[kHz]	Sección E
Inductancia serie en lado de baja	L_{dab}	123,2[μH]	Sección E y Figura E.7
Capacitancia lado de media DC	C_{dab1_xi}	23,94[μF]	Ecuación E.7
Capacitancia lado de baja DC	C_{dab2_xi}	73,27[μF]	Ecuación E.9

En la Tabla 3.4 se presentan los parámetros eléctricos para el convertidor de cuatro ramas con filtro *LCL*. En el Anexo E se observan las recomendaciones para hallar los condensadores del bus *DC*, un algoritmo para realizar un cálculo aproximado de los componentes eléctricos del convertidor. En el numeral E se detalla la modulación que se empleó para realizar el algoritmo para el cálculo aproximado de los parámetros del convertidor.

Tabla 3.4

Valores de parámetros de circuito del convertidor de cuatro ramas 3P4L.

Nombre del Parámetro	Símbolo	Valor	Ecuación/Tabla ó Figura
Tensión del bus de de DC de baja	$V_{xdab2ref}$	768[V]	Sección E.11
Capacitancia en el bus de DC de baja del 3P4L	C_{3P4L}	94,624[mF]	Ecuación E.26
Frecuencia de conmutación del convertidor	f_{s3P4L}	9736[Hz]	Figura E.11
Inductancia del filtro 3P4L	L_{f1}	51,559[μH]	Figura E.11
Inductancia del filtro 3P4L	L_{f2}	51,559[μH]	Figura E.11
Inductancia en el neutro	L_{fN}	50,65[μH]	Figura E.11
Capacitancia del filtro 3P4L	C_f	165,85[μF]	Figura E.11

Después de obtener todos los parámetros de circuitos de los elementos del transformador de estado sólido se procede a continuación a analizar los controladores de cada etapa para todos los modos de operación.

3.3. Modelo en espacio de estado y control del convertidor Multinivel *CHB* en modo inversor

3.3.1. Modelado y diseño del controlador PI para el modo inversor del *CHB*. En este modo se tiene que la tensión *AC* a la entrada del puente es $V_{H_xi} = V_{xdc}S_{xi}$, donde $S_{xi} = S_{1_xi} - S_{3_xi}$, para $x = a, b, c$ e $i = 1, 2, \dots, N_m$, son funciones de conmutación, ver Figura 2.10. Tomando en cuenta lo anterior y la corriente entrando de la red de media tensión hacia el puente H, se tiene una ecuación general para los estados de la corriente trifásica, ver Ecuación 3.1.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{sa}}{L_{sa}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{sb}}{L_{sb}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{sc}}{L_{sc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{aph} \\ v_{bph} \\ v_{cph} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{V_{adc1}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{bdc1}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{cdc1}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \\
&- \begin{bmatrix} \frac{V_{adc2}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{bdc2}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{cdc2}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} - \dots - \begin{bmatrix} \frac{V_{adcNm}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{bdcNm}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{cdcNm}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{aNm} \\ S_{bNm} \\ S_{cNm} \end{bmatrix} \quad (3.1)
\end{aligned}$$

Para cualquiera de los puentes del convertidor multinivel en el lado DC se tendrá la siguiente ecuación general para los $3N_m$ buses de DC :

$$i_{sx} S_{xi}(t) = C_{xi} \frac{dV_{xdc_i}}{dt} + I_{L_{-xi}} \quad (3.2)$$

donde,

S_{xi} , es la función de conmutación, $S_{xi} = S_{1_{-xi}} - S_{3_{-xi}}$, para las fase $x = a, b, c$, para los puentes $i = 1, 2, \dots, N_m$.

i_{sx} , corriente AC en la fase $x = a, b, c$.

C_{xi} , condensador del bus de DC ubicado en $x = a, b, c$, para los puentes $i = 1, 2, \dots, N_m$

V_{xdc_i} , tensión del bus de DC ubicado en $x = a, b, c$, para los puentes $i = 1, 2, \dots, N_m$

$I_{L_{-xi}}$, corriente de carga ubicado en $x = a, b, c$, para los puentes $i = 1, 2, \dots, N_m$

De las ecuaciones anteriores se puede derivar un modelo promedio. Las funciones de conmutación son promediadas sobre su periodo de T_s , así se pueden eliminar los componentes de alta frecuencia. Para S_{xi} se puede definir un operador matemático general de la siguiente forma [29]:

$$d_{xi} = \bar{S}_{xi}(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_{xi}(\tau) d\tau \quad (3.3)$$

donde,

T_s , es el periodo de conmutación.

$d_{xi} = \bar{S}_{xi}(t)$, es el promedio de la función de conmutación en un periodo T_s .

Aplicando este operador matemático se puede obtener la ecuación que representa la dinámica del convertidor en valores promediados de corriente, tensión y relacionados con lo que se conoce como ciclo de trabajo d_{xi} . Aplicando este operador a la ecuación 3.1, se puede definir el modelo promedio del convertidor multinivel como:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \bar{i}_{sa} \\ \frac{d}{dt} \bar{i}_{sb} \\ \frac{d}{dt} \bar{i}_{sc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{sa} \\ \bar{i}_{sb} \\ \bar{i}_{sc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} \bar{v}_{aph} \\ \bar{v}_{bph} \\ \bar{v}_{cph} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{adc1}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\bar{V}_{bdc1}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{V}_{cdc1}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} \\
&- \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{adc2}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\bar{V}_{bdc2}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{V}_{cdc2}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} - \dots - \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{adcNm}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\bar{V}_{bdcNm}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{V}_{cdcNm}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{aNm} \\ d_{bNm} \\ d_{cNm} \end{bmatrix} \quad (3.4)
\end{aligned}$$

Como ya se tiene el modelo promedio en el que se ha eliminado las componentes de alta frecuencia, se puede emplear la transformada de Park. Esta necesita como entrada, además de la información de las tres fases a, b, c , el ángulo θ . En la literatura se encuentran diferentes formas de hallar la transformada y encontrar este ángulo. Se consideró el estudio dado en [41] en el que se presenta una mejora en el lazo de seguimiento de fase *PLL Phase-Locked Loop* ante sistemas de generación. Finalmente se obtiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} \\ \frac{d}{dt} i_{s0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{dph}}{L_s} \\ \frac{v_{qph}}{L_s} \\ \frac{v_{0ph}}{L_s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{adc1}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\bar{V}_{bdc1}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{V}_{cdc1}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \\ d_{o1} \end{bmatrix} \\
&- \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{adc2}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\bar{V}_{bdc2}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{V}_{cdc2}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \\ d_{o2} \end{bmatrix} - \dots - \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_{adcNm}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\bar{V}_{bdcNm}}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{V}_{cdcNm}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{dNm} \\ d_{qNm} \\ d_{oNm} \end{bmatrix} \quad (3.5)
\end{aligned}$$

Las variables de la Ecuación 3.5 tienen una componente de continua en el marco de referencia dq y una componente de pequeña señal, este comportamiento se puede linealizar en el punto de operación (I_{sd}, I_{sq}) , (D_d, D_q) , con lo que se tiene:

$$\begin{aligned}
i_{sd} &= I_{sd} + \tilde{i}_{sd} \\
i_{sq} &= I_{sq} + \tilde{i}_{sq} \\
d_{di} &= D_{di} + \tilde{d}_{di} \\
d_{qi} &= D_{qi} + \tilde{d}_{qi}
\end{aligned} \quad (3.6)$$

De la Ecuación 3.5 se tienen términos $\bar{V}_{xdc} d_{di}$, resolviendo para este término:

$$\bar{V}_{xdc} d_{di} = (V_{xdc} + v_{x\tilde{d}})(D_{di} + \tilde{d}_{di}) = V_{xdc} D_{di} + V_{xdc} \tilde{d}_{di} + v_{x\tilde{d}} D_{di} + v_{x\tilde{d}} \tilde{d}_{di} \quad (3.7)$$

Simplificando la Ecuación 3.7, eliminando los términos DC ($V_{xdc} D_{di}$) y los de segundo orden ($v_{x\tilde{d}} \tilde{d}_{di}$), para tener una representación de pequeña señal, los términos $\bar{V}_{xdc} d_{di}$ quedan de la siguiente forma:

$$\bar{V}_{xdc} d_{di} = V_{xdc} \tilde{d}_{di} + v_{x\tilde{d}} D_{di} \quad (3.8)$$

Realizando lo mismo pero para el termino $\bar{V}_{xdc} d_{qi}$ se obtiene:

$$\bar{V}_{xdc} d_{qi} = V_{xdc} \tilde{d}_{qi} + v_{x\tilde{d}} D_{qi} \quad (3.9)$$

En el modo inversor las variables $V_{x d c i}$ son controladas externamente para seguir la referencia $V_{x d c i . r e f}$, haciendo $V_{x d c i} = V_{x d c i . r e f}$ y reemplazando las Ecuaciones 3.8 y 3.9 en la Ecuación 3.5, acercando a cero y despreciando los valores $v_{x d c i} \tilde{D}_{d i}$ y $v_{x d c i} \tilde{D}_{q i}$ se obtiene 3.10.

$$\begin{aligned} L_s \frac{d\tilde{i}_{s d}}{dt} &= -R_s \tilde{i}_{s d} + \omega L_s \tilde{i}_{s q} + v_{d p h} - \sum_{i=1}^{N_m} (V_{x d c i} \tilde{d}_{d i} + v_{x d c i} \tilde{D}_{d i}) = -R_s \tilde{i}_{s d} + \omega L_s \tilde{i}_{s q} + v_{d p h} - N_m V_{x d c i . r e f} \tilde{d}_{d i} \\ L_s \frac{d\tilde{i}_{s q}}{dt} &= -R_s \tilde{i}_{s q} - \omega L_s \tilde{i}_{s d} + v_{q p h} - \sum_{i=1}^{N_m} (V_{x d c i} \tilde{d}_{q i} + v_{x d c i} \tilde{D}_{q i}) = -R_s \tilde{i}_{s q} - \omega L_s \tilde{i}_{s d} + v_{q p h} - N_m V_{x d c i . r e f} \tilde{d}_{q i} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Para simplificar el controlador se puede pasar la expresión en por unidad teniendo como base la tensión $NE = N_m V_{x d c i . r e f}$ y la corriente base $I_{s b a s e} = \sqrt{2/3} P_{S S T} / V_{a M V}$, estas bases son en magnitud pico, quedando la Ecuación 3.11 en por unidad de las dos bases definidas ($NE, I_{s b a s e}$).

$$\begin{aligned} \frac{L_s}{NE} \frac{d\tilde{i}_{s d p u}}{dt} &= -\frac{R_s}{NE} \tilde{i}_{s d p u} + \frac{\omega L_s}{NE} \tilde{i}_{s q p u} + \frac{v_{d p h p u}}{I_{s b a s e}} - \frac{\tilde{d}_{d i}}{I_{s b a s e}} \\ \frac{L_s}{NE} \frac{d\tilde{i}_{s q p u}}{dt} &= -\frac{R_s}{NE} \tilde{i}_{s q p u} - \frac{\omega L_s}{NE} \tilde{i}_{s d p u} + \frac{v_{q p h p u}}{I_{s b a s e}} - \frac{\tilde{d}_{q i}}{I_{s b a s e}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Igualando los términos y realizando la transformada de Laplace a la Ecuación 3.11 y la siguiente sustitución de variables:

$$I_{s b a s e} d_d(s) = \frac{\omega L_s}{NE} I_{s b a s e} \tilde{I}_{s q p u}(s) + V_{d p h p u}(s) - \tilde{d}_{d i}(s) \quad (3.12)$$

$$I_{s b a s e} d_q(s) = -\frac{\omega L_s}{NE} I_{s b a s e} \tilde{I}_{s d p u}(s) + V_{q p h p u}(s) - \tilde{d}_{q i}(s)$$

Con la sustitución de la Ecuación 3.12 en la transformada de Laplace de 3.11 se puede tener una función de transferencia de Laplace entre las corrientes en el marco de referencia dq y los ciclos de trabajo del mismo marco de referencia, ver Ecuación 3.13.

$$G_{i d . d d}(s) = \frac{I_{s d p u}(s)}{I_{s b a s e} d_d(s)} = \frac{NE}{s L_s + R_s} \quad (3.13)$$

$$G_{i q . d q}(s) = \frac{I_{s q p u}(s)}{I_{s b a s e} d_q(s)} = \frac{NE}{s L_s + R_s}$$

Con las funciones de transferencia definidas se puede hallar un controlador PI por diseño de margen de fase, este se realiza asegurando que la ganancia de lazo cerrado tenga margen de fase y de ganancia positivas, antes de esto hay que tener en cuenta que para la construcción de esta ganancia se necesita la ecuación 3.13, el retraso de muestreo, $T_{S W}(s)$, en transformada de Laplace estimada por la ecuación 3.14 y la función de transferencia del controlador PI que se presenta en la forma de la ecuación 3.15. Entonces la ganancia de lazo cerrado en el eje d, $T_{i d . d d}(s)$, es igual a la ecuación 3.16.

$$T_{S W}(s) = \frac{(1 - s \cdot T_s)}{1 + s \cdot T_s} \quad (3.14)$$

$$H_{i d d q . c h b}(s) = H_{i d d q . c h b}(\infty) \left(1 + \frac{\omega L}{s}\right) \quad (3.15)$$

donde,

ω_L , es la frecuencia de retraso.

$$T_{id_dd}(s) = \frac{1}{NE} \cdot H_{iddq_chb}(s) \cdot T_{SW}(s) \cdot G_{id_dd}(s) \quad (3.16)$$

El valor de $H_{iddq_chb}(\infty)$ correspondiente a la ecuación 3.15 se puede calcular con la ecuación 3.17

$$H_{iddq_chb}(\infty) = \left| \frac{1}{\frac{1}{NE} \cdot \left(1 + \frac{\omega_L}{j\omega_{cut}}\right) T_{SW}(j\omega_{cut}) G_{id_dd}(j\omega_{cut})} \right| \quad (3.17)$$

donde,

ω_{cut} , es la frecuencia de cruce de ganancia.

Con las ecuaciones anteriores se sintoniza el controlador PI, en el caso particular de este control escogiendo $\omega_{cut} = 955,82[rad/s]$ y $\omega_L = 477,91[rad/s]$ se obtiene la ganancia de lazo abierto y lazo cerrado como se ve en la Figura 3.3.

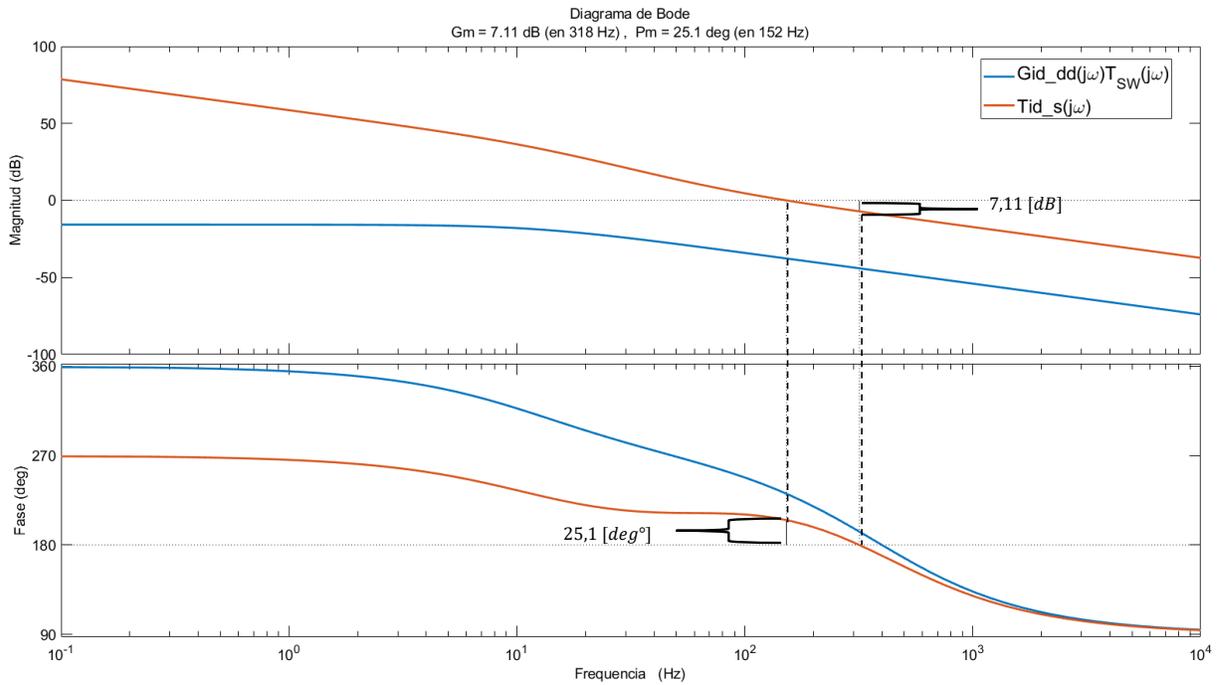


Figura 3.3: Ganancia de lazo abierto (azul), ganancia de lazo cerrado (naranja), con controlador PI del modo inversor del convertidor multinivel *CHB*.

Con todo lo anterior se implementa el diagrama de bloques de la Figura 3.4, para implementar el control PI se realiza un algoritmo digital y en su interior se limita la salida del control a $d_{dmax} = \frac{\sqrt{2/3} \cdot V_{MV}}{NE}$.

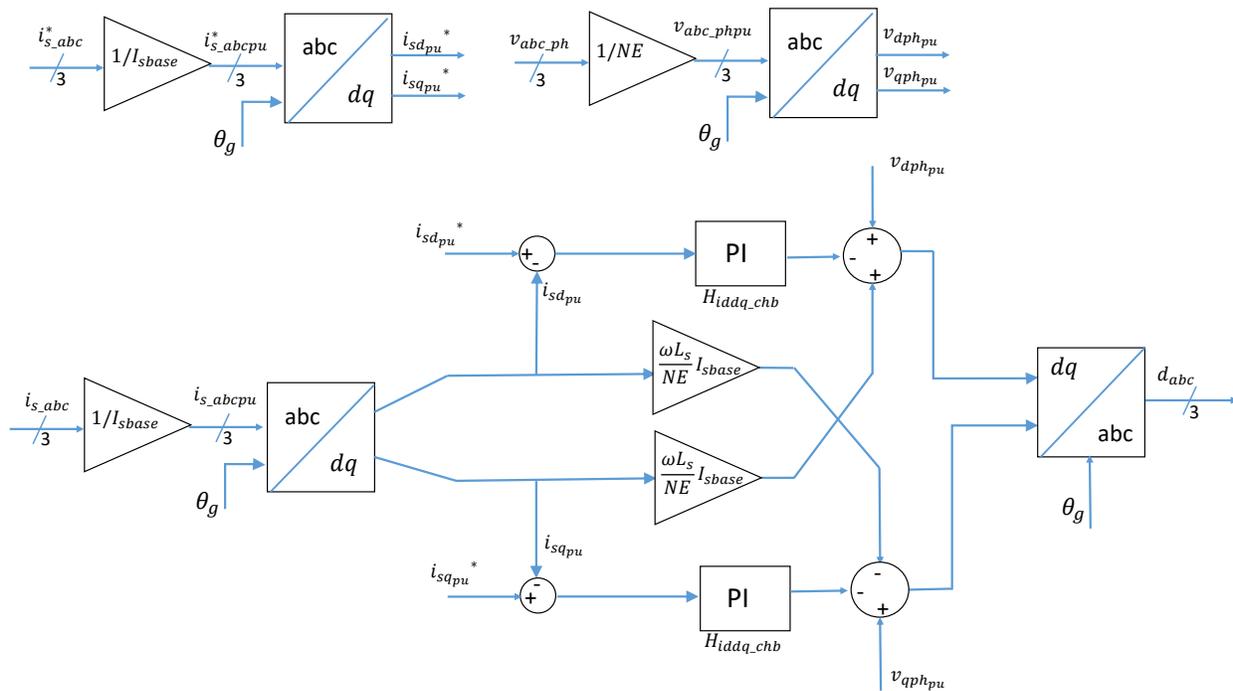


Figura 3.4: Controlador PI para el modo inversor del convertidor multinivel *CHB*.

donde,

d_{abc} , es la señal de modulación la cual es entregada a cada puente H para que sea modulada por su respectivo portadora o *Carrier*.

Para comprobar el funcionamiento, la red entregará al convertidor la corriente trifásica nominal y a los 0,5[s] suministrará la mitad de la corriente al convertidor. Los resultados de simulación se muestran en la Figura 3.5, se ve como la corriente medida sigue la de referencia descrita anteriormente.

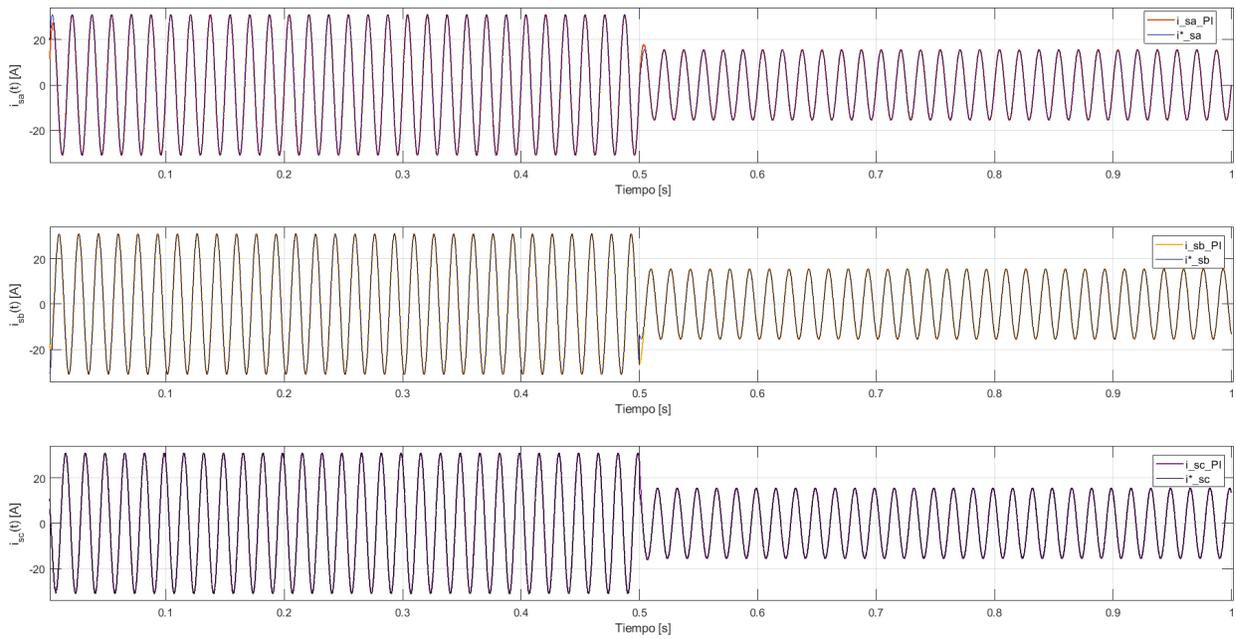


Figura 3.5: Resultados del seguimiento de la corriente utilizando el controlador PI para el modo inversor del convertidor multinivel *CHB*.

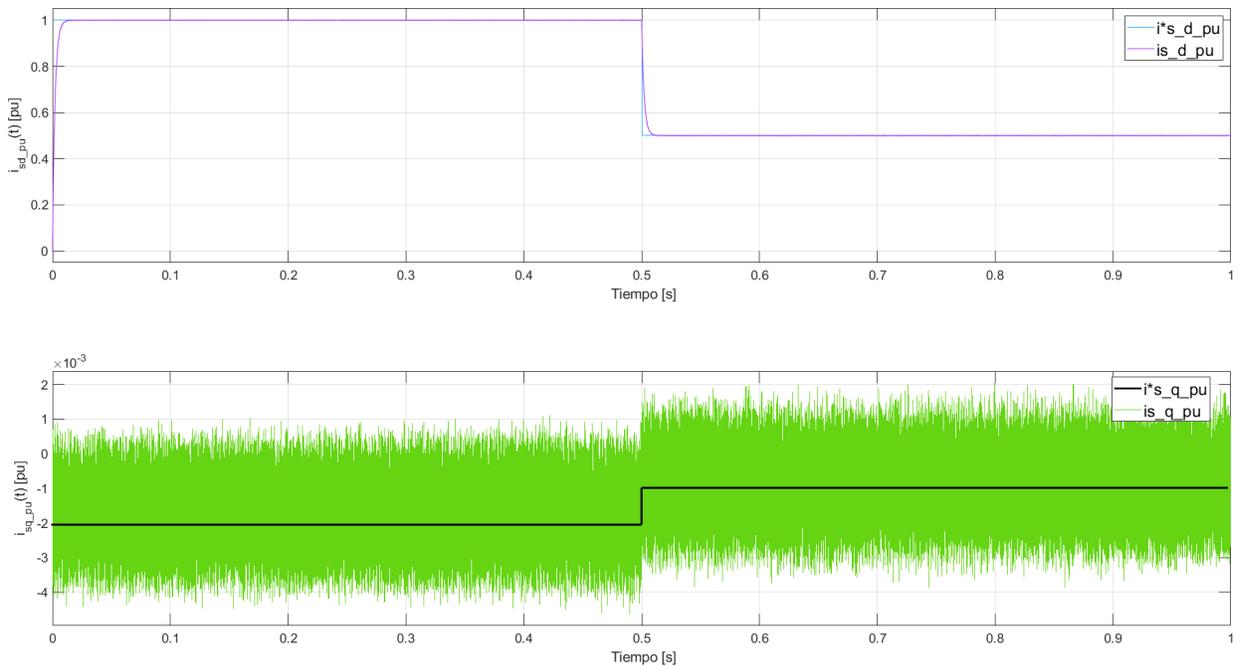


Figura 3.6: Corriente trifásica en marco *dq* en por unidad entregada por la red de media tensión al convertidor multinivel en modo inversor con controlador *PI*.

Las señales $i_{sd_{pu}}$ y $i_{sq_{pu}}$ se pueden ver en la Figura 3.6, lo que demuestra el control ante cambios de potencia tipo escalón y que la corriente en el eje q es despreciable.

3.3.2. Modelado y diseño del controlador por modelamiento predictivo de estados finitos *FC-S-MPC* para el modo inversor del *CHB*.

Para realizar el diseño de un control predictivo se debe pasar la Ecuación 3.1 a espacio de estados discretos. Para realizar esto se reúnen todas las funciones de conmutación $S_{a1}, S_{a2}, \dots, S_{aNm}, S_{b1}, S_{b2}, \dots, S_{bNm}, S_{c1}, S_{c2}, \dots, S_{cNm}$ en un solo vector columna \mathbf{u} . Reemplazándolo en la Ecuación 3.1, se obtiene la Ecuación 3.18 que representa la ecuación en espacio de estados continuo.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sa}}{L_{sa}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{sb}}{L_{sb}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{sc}}{L_{sc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{aph} \\ v_{bph} \\ v_{cph} \end{bmatrix} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (3.18)$$

donde,

$$\mathbf{B} = -\frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_{adc1} & V_{adc2} & \dots & V_{adcNm} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & V_{bdc1} & V_{bdc2} & \dots & V_{bdcNm} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & V_{cdc1} & V_{cdc2} & \dots & V_{cdcNm} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u} = \left[S_{a1} \quad S_{a2} \quad \dots \quad S_{aNm} \quad S_{b1} \quad S_{b2} \quad \dots \quad S_{bNm} \quad S_{c1} \quad S_{c2} \quad \dots \quad S_{cNm} \right]^T$$

A partir de la anterior ecuación se obtiene la ecuación de espacio de estado discreto, ver Ecuación 3.19.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(k+1) \\ i_{sb}(k+1) \\ i_{sc}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_{sa}T_s}{L_{sa}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_{sb}T_s}{L_{sb}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_{sc}T_s}{L_{sc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \end{bmatrix} + T_s \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{aph}(k) \\ v_{bph}(k) \\ v_{cph}(k) \end{bmatrix} + T_s \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (3.19)$$

donde,

T_s , es el tiempo de muestreo del algoritmo de control predictivo.

$i_{sa}(k+1), i_{sb}(k+1), i_{sc}(k+1)$, son las corrientes que se predicen para el instante $k+1$.

$i_{sa}(k), i_{sb}(k), i_{sc}(k)$, es el valor actual ó medido de las corrientes en el instante k .

La matriz \mathbf{B} no cambia en el tiempo ya que en el modo inversor los buses *DC* son controlados externamente de tal forma que entreguen la tensión de referencia $V_{xdciref}$. El vector $\mathbf{u}(k)$ sería la señal controladora, cada componente de este vector puede adquirir el valor de 0,1,-1, entonces se tiene que el vector $\mathbf{u}(k)$ tiene 2^{3N_m} estados de conmutación, esta es una cantidad que se debe limitar. Teniendo en cuenta que se debe disminuir las componentes cero, se escoge las posibilidades donde la suma de las tensiones de fase del convertidor sea cero, esto se logra encontrando todos los vectores $\mathbf{u}(k)$ que cumplan con la siguiente condición, ver Ecuación 3.20.

$$V_{xdciref}(S_{a1} + S_{a2} + \dots + S_{aNm} + S_{b1} + S_{b2} + \dots + S_{bNm} + S_{c1} + S_{c2} + \dots + S_{cNm}) = \quad (3.20)$$

$$V_{H_{a1}} + V_{H_{a2}} \dots V_{H_{aNm}} + V_{H_{b1}} + V_{H_{b2}} \dots V_{H_{bNm}} + V_{H_{c1}} + V_{H_{c2}} \dots V_{H_{cNm}} = 0$$

La tensión de fase puede adquirir $2N_m + 1$ niveles. Para $N_m = 9$ se tiene que la tensión de fase del convertidor puede adquirir valores de $V_{xdciref}[-9 -8 -7 -6 -5 -4 -3 -2 -1 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9]$, teniendo

en cuenta esto y que se debe hacer que $(S_{a1} + S_{a2} + \dots + S_{aNm} + S_{b1} + S_{b2} + \dots + S_{bNm} + S_{c1} + S_{c2} + \dots + S_{cNm}) = 0$, al combinar estas dos condiciones se tiene que encontrar la solución de la ecuación matricial combinada con la ecuación anterior, se debe resolver la Ecuación 3.21:

$$\begin{bmatrix} S_{a1} + S_{a2} + \dots + S_{aNm}; \dots; \dots; \dots \\ S_{b1} + S_{b2} + \dots + S_{bNm}; \dots; \dots; \dots \\ S_{c1} + S_{c2} + \dots + S_{cNm}; \dots; \dots; \dots \end{bmatrix}_{3 \times (3N_m^2 + 3N_m + 1)} = \begin{bmatrix} -9 & -9 & -9 & -9 & -9 & \dots & 9 \\ 0 & 1 & 2 & 4 & 5 & \dots & -1 \\ 9 & 8 & 7 & 5 & 4 & \dots & -9 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Para todos los vectores $\mathbf{u}(k)$ resulta que $(3N_m^2 + 3N_m + 1) = 271$ vectores $\mathbf{u}(k)$ cumplen la condición de la Ecuación 3.20 y 3.21, los cuales se guardan en una matriz \mathbf{U} de $(3N_m) \times (3N_m^2 + 3N_m + 1)$ donde sus componentes adquieren valores de 1,0,-1. Para que esta información sea entregada como señales de disparo a los puentes H, esta matriz \mathbf{U} está relacionada uno a uno con una matriz \mathbf{S} de dimensión $(4 \cdot 3 \cdot N_m) \times (3N_m^2 + 3N_m + 1)$, repartidas entre 4 por cada puente H, de ahí el valor de $4 \cdot 3 \cdot N_m$ (4 transistores por puente, 3 fases, 9 puentes H por fase). Un procedimiento similar para encontrar los estados finitos del vector $\mathbf{u}(k)$ se encuentra en [11].

Cada uno de los vectores de la matriz \mathbf{U} son analizados en la Ecuación 3.19, ver Ecuación 3.22

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^p(k+1) \\ i_{sb}^p(k+1) \\ i_{sc}^p(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_{sa}T_s}{L_{sa}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_{sb}T_s}{L_{sb}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_{sc}T_s}{L_{sc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \end{bmatrix} + T_s \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{aph}(k) \\ v_{bph}(k) \\ v_{cph}(k) \end{bmatrix} + T_s \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_p \quad (3.22)$$

donde,

\mathbf{U}_p es el vector de la columna p de la matriz \mathbf{U} .

$i_{sa}^p(k+1)$, es la corriente que predice el algoritmo para la fase a si se llegara a aplicar el vector \mathbf{U}_p

$i_{sb}^p(k+1)$, es la corriente que predice el algoritmo para la fase b si se llegara a aplicar el vector \mathbf{U}_p

$i_{sc}^p(k+1)$, es la corriente que predice el algoritmo para la fase c si se llegara a aplicar el vector \mathbf{U}_p

y sus resultados son evaluados en una función de costo que contiene la información de la corriente trifásica de referencia a seguir.

$$\mathbf{g}^p = |i_{sa}^*(k+1) - i_{sa}^p(k+1)| + |i_{sb}^*(k+1) - i_{sb}^p(k+1)| + |i_{sc}^*(k+1) - i_{sc}^p(k+1)| \quad (3.23)$$

donde,

\mathbf{g}^p es la función de costo para el estado de conmutación p

$i_{sa}^*(k+1) \approx i_{sa}^*(k)$ es la corriente de referencia para la fase a .

$i_{sb}^*(k+1) \approx i_{sb}^*(k)$ es la corriente de referencia para la fase b .

$i_{sc}^*(k+1) \approx i_{sc}^*(k)$ es la corriente de referencia para la fase c .

Por cada tiempo T_s se realizan las $(3N_m^2 + 3N_m + 1)$ operaciones, buscando el vector columna \mathbf{U}_p de la matriz de vectores \mathbf{U} que minimice la función de costo, ver Ecuación 3.23, siendo esta posición la óptima

$p_{opt} = p$. En la Figura 3.7 se puede ver un diagrama del algoritmo predictivo.

Para comprobar el funcionamiento del controlador se realiza el mismo cambio en la corriente de referencia como se realizó en la Figura 3.5. Los resultados con el control *FCS-MPC* se ven en la Figura 3.8. Se escoge como periodo de muestreo para el algoritmo predictivo de $T_s = T_{sMPC} = 1/(4 \cdot N_m \cdot f_{schb})$, teniendo en cuenta que si el control es aplicado cada instante T_{sMPC} , la frecuencia de conmutación resultante es menor o igual a la mitad de la de muestreo del controlador predictivo, ver [42], valor con el cual se puede realizar una comparación justa entre el control PI con estrategia de modulación con frecuencia de conmutación efectiva de $2 \cdot N_m \cdot f_{schb}[Hz]$, ver [9].

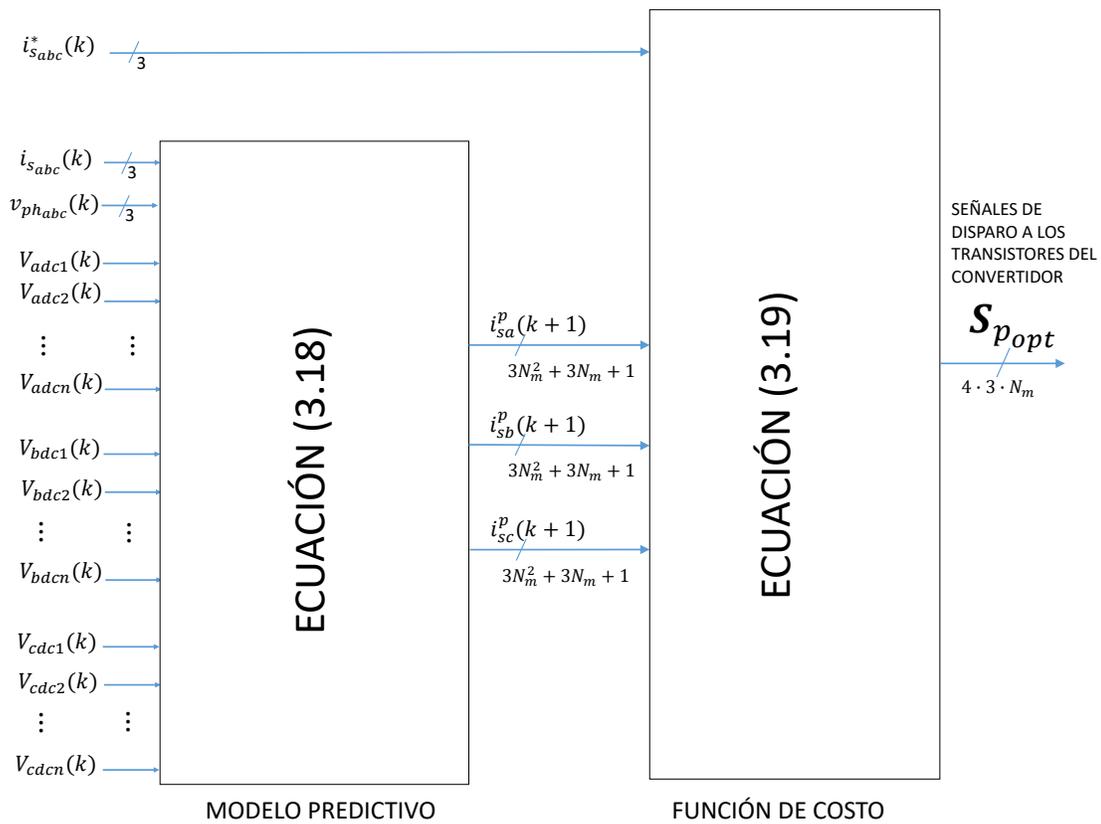


Figura 3.7: Controlador *FCS-MPC* para el modo inversor del *CHB*.

donde,

$\mathbf{S}_{p_{opt}}$: es el vector columna de la matriz \mathbf{S} , siendo el mismo valor de la posición p_{opt} del vector \mathbf{U}_p en la matriz \mathbf{U} , $\mathbf{S}_{p_{opt}}$ es el próximo estado de conmutación de todos los transistores del convertidor multinivel.

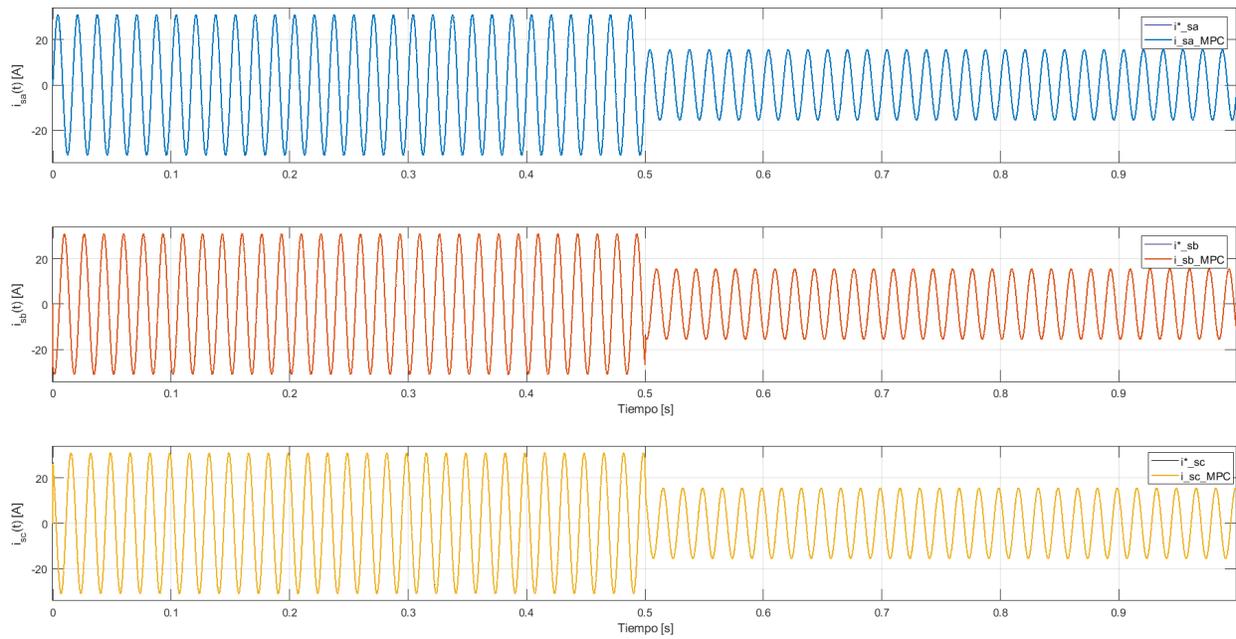


Figura 3.8: Seguimiento de la corriente en el modo inversor del *CHB* utilizando el control *FCS-MPC*.

Para poder implementar el control PI de la anterior subsección se escogió un tiempo de muestreo del controlador PI para el convertidor multinivel de $T_{spwm_CHB} = 1/(20 \cdot N_m \cdot f_{schb})$ para asegurar el funcionamiento de la estrategia de modulación. De las dos estrategias se compara la respuesta al arranque para los dos primeros periodos, ver Figura 3.9, se observa que el control predictivo *FCS-MPC* es más rápido al seguimiento de la corriente de referencia.

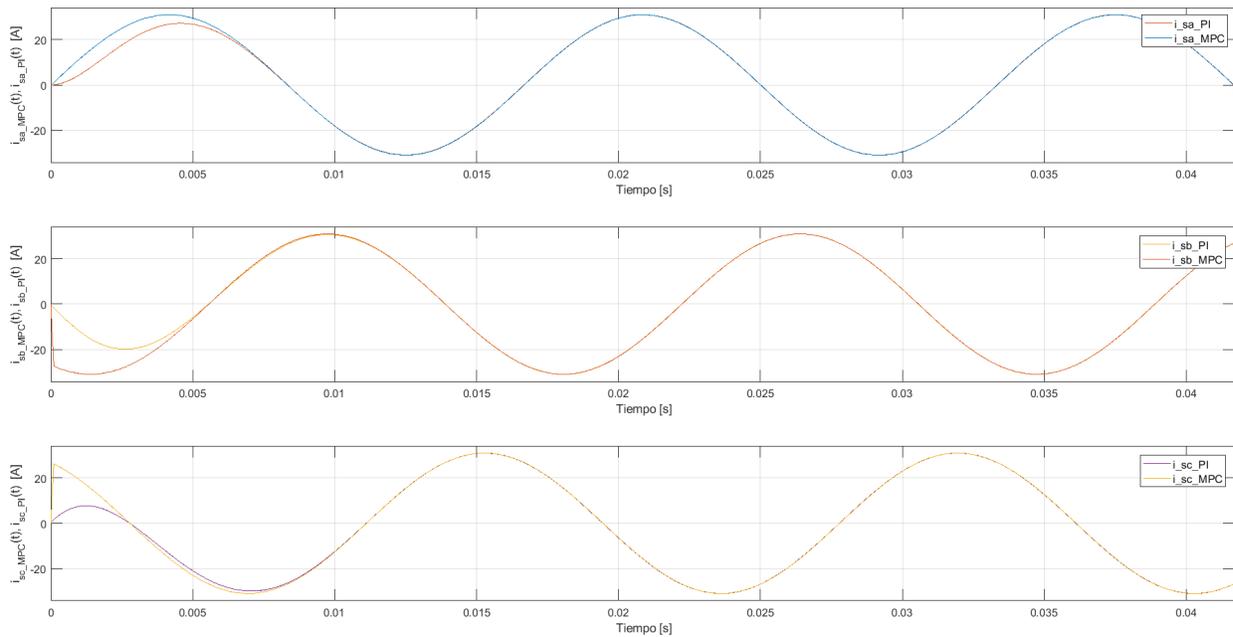
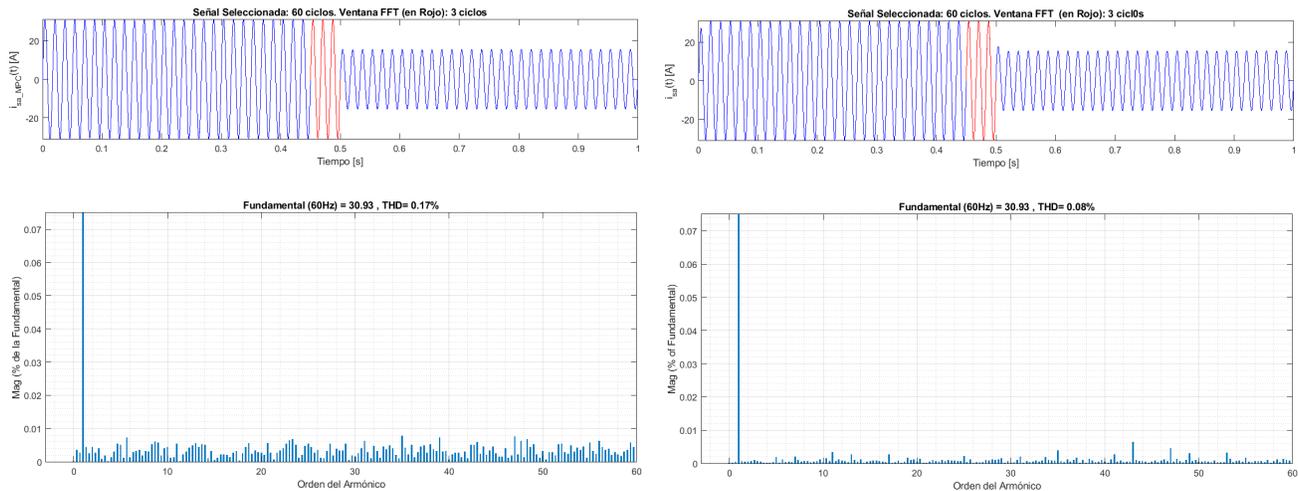


Figura 3.9: Corriente en el arranque entregada por la red al convertidor multinivel con control *PI* y *FCS-MPC* en el modo inversor.

También se puede analizar la *THD* y la transformada rápida de Fourier, ver Figura 3.10. Se observa un aumento de la *THD* con el control *FCS-MPC* comparado con la *THD* observada utilizando el control clásico, pero esta desventaja se puede despreciar ya que con el control *FCS-MPC* se obtiene una respuesta más rápida ante el seguimiento de corrientes de referencia y también se cumple con las recomendaciones de la *IEEE-519*, estando la amplitud de los armónicos mayores al orden 35 por debajo del 0,075 % de la magnitud de la fundamental.



(a) Análisis de FFT de la corriente con el controlador *FCS-MPC*

(b) Análisis de FFT de la corriente con el controlador *PI*

Figura 3.10: Análisis de FFT de la corriente en el modo inversor del *CHB*.

3.4. Modelo en espacio de estado y control del convertidor Multinivel *CHB* para el modo rectificador

3.4.1. Modelo y diseño del controlador PI para el modo Rectificador del *CHB*. En la sección 3.3 se diseñó el control de corriente del convertidor multinivel en modo inversor, para poder controlar el convertidor en modo rectificador es necesario un lazo externo de control de tensión del bus *DC*. Para calcular la señal de referencia para el lazo interno de corriente se necesita realizar un promedio de las $3N_m$ tensiones de los buses *DC* del convertidor, este cálculo sería la primera capa del control que se llamaría controlador del sistema original, ver Figura 3.11. Una estructura similar para un convertidor monofásico se presenta en [43], una segunda capa comprendería una estrategia para realizar el balance de tensión entre los buses *DC* de los puentes H.

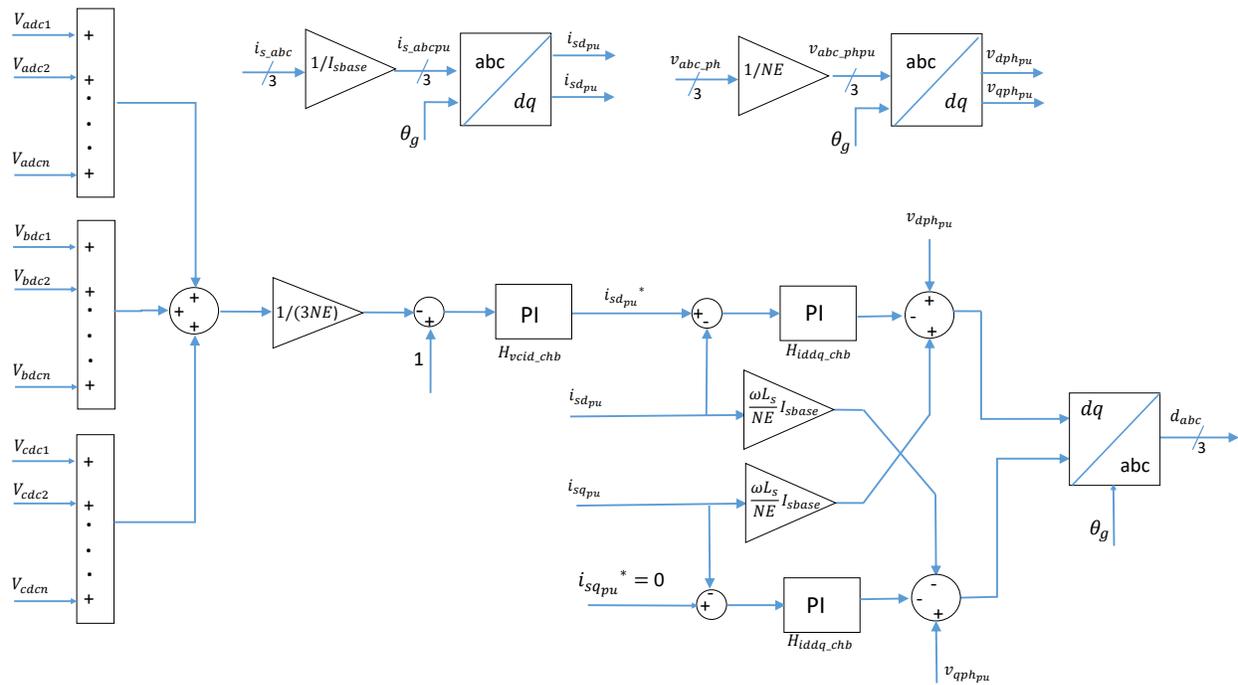


Figura 3.11: Controlador original basado en el marco de referencia dq para un convertidor multinivel CHB trifásico de N_m módulos.

Como se utiliza la estrategia de modulación $PS-PWM$, a cada puente perteneciente a la rama de la fase a se le entrega el ciclo de trabajo d_a , d_b a los puentes de la rama de la fase b , d_c a los puentes de la rama de la fase c , considerando el convertidor multinivel trifásico como tres convertidores monofásicos, se puede realizar la transformada $am-dq$; para las fases b y c se desplaza su fase en la transformada, así se tendría la transformada $am-dq$, $bm-dq$, $cm-dq$, ver Ecuación 3.24.

$$T_{am-dq} = \begin{bmatrix} \sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & \sin\theta \end{bmatrix}$$

$$T_{bm-dq} = \begin{bmatrix} \sin(\theta - 2\pi/3) & -\cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$T_{cm-dq} = \begin{bmatrix} \sin(\theta + 2\pi/3) & -\cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Aplicando estas transformadas a cada ciclo de trabajo d_{abc} , se puede definir los ciclos de trabajo d_{da}, d_{qa} : activo y reactivo para la fase a, d_{db}, d_{qb} , activo y reactivo para la fase b, d_{dc}, d_{qc} , activo y reactivo para la fase c, respectivamente. En forma general se tendría que la ecuación dinámica para cada fase sería:

$$L_{sx} \frac{di_{sdx}}{dt} = -R_{sx}i_{sdx} + \omega L_{sx}i_{sqx} + v_{dphx} - \sum_{i=1}^{N_m} V_{xdci}d_{dxi} \quad (3.25)$$

$$L_{sx} \frac{di_{sqx}}{dt} = -R_{sx}i_{sqx} - \omega L_{sx}i_{sdx} + v_{qphx} - \sum_{i=1}^{N_m} V_{xdci}d_{qxi}$$

donde,

i_{sdx} , corriente por unidad activa de la fase x .

i_{sqx} , corriente por unidad reactiva de la fase x .

d_{dxi} , ciclo de trabajo activo para el puente H $i = 1, 2, \dots, N_m$ en la fase x .

d_{qxi} , ciclo de trabajo reactivo para el puente H $i = 1, 2, \dots, N_m$ en la fase x .

Reescribiendo la Ecuación 3.25 de la siguiente forma:

$$L_{sx} \frac{di_{sdx}}{dt} = -R_{sx}i_{sdx} + \omega L_{sx}i_{sqx} + v_{dphx} - N_m V_{xdci.ref}d_{dx} + (N_m V_{xdci.ref}d_{dx} - \sum_{i=1}^{N_m} V_{xdci}d_{dxi})$$

$$L_{sx} \frac{di_{sqx}}{dt} = -R_{sx}i_{sqx} - \omega L_{sx}i_{sdx} + v_{qphx} - N_m V_{xdci.ref}d_{qx} + (N_m V_{xdci.ref}d_{qx} - \sum_{i=1}^{N_m} V_{xdci}d_{qxi}) \quad (3.26)$$

Para lograr el balance entre los buses DC se debe encontrar una forma de eliminar el término adicional $N_m V_{xdci.ref}d_{dx} - \sum_{i=1}^{N_m} V_{xdci}d_{dxi}$ de la Ecuación 3.26 de tal forma que el controlador de balance de tensión no afecte el original, ver [43]. Para lograr esto se define un índice de acoplamiento igual a:

$$J_{1x} = (N_m V_{xdci.ref}d_{dx} - \sum_{i=1}^{N_m} V_{xdci}d_{dxi})^2 = (N_m V_{xdci.ref}d_{dx} - \sum_{i=1}^{N_m} (V_{xdci.ref} - \Delta V_{xdci})(d_{dx} + \Delta d_{dxi}))^2 \quad (3.27)$$

donde,

J_{1x} es el índice de acoplamiento para la fase $x = a, b, c$ entre los controladores

Δd_{dxi} es la modificación de ciclo de trabajo activo para el puente para la fase $x = a, b, c$ del puente H $i = 1, 2, \dots, N_m$.

ΔV_{xdci} es el error entre la referencia y la tensión medida en el bus DC de la fase del puente H $x = a, b, c$ $i = 1, 2, \dots, N_m$.

Para minimizar J_{1x} se debe cumplir la siguiente ecuación:

$$\sum_{i=1}^{N_m} V_{x d c i} \Delta d_{d x i} = \sum_{i=1}^{N_m} \Delta V_{x d c i} \Delta d_{d x} \quad (3.28)$$

Para cumplir con la Ecuación 3.28 la modificación de los ciclos de trabajo activo para los primeros $N_m - 1$ puentes son generados por controladores PI y para el puente N_m de la fase $x = a, b, c$ se le entrega la modificación del ciclo de trabajo que cumpla con la Ecuación 3.29

$$\Delta d_{d x N_m} = \frac{\sum_{i=1}^{N_m} \Delta V_{x d c i} \Delta d_{d x} - \sum_{i=1}^{N_m-1} V_{x d c i} \Delta d_{d x i}}{V_{x d c N_m}} \quad (3.29)$$

En la Figura 3.12 se puede ver el diagrama del controlador para la fase $x = a$ y las transformaciones $xm - dq$ descritas en la Ecuación 3.24. Para las $x = b, c$ el controlador es similar, sino que recoge sus respectivas señales por fase que apliquen.

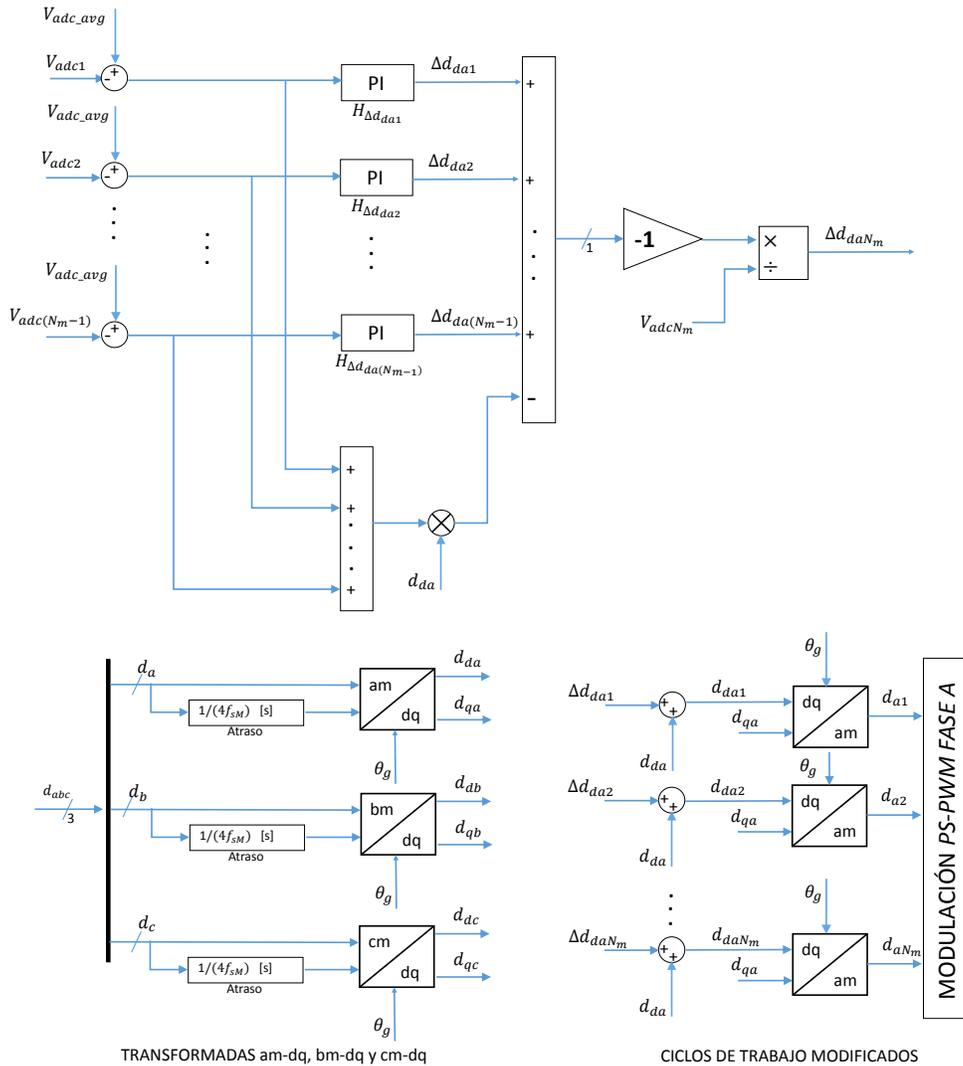


Figura 3.12: Controlador de balance de tensión para la fase $x = a$ para el convertidor multinivel CHB .

En la Figura 3.13 se muestra el resultado de tensión en los $3N_m$ buses DC , con una carga nominal conectada por $500[ms]$ y se cambia a la mitad los siguientes $500[ms]$ para comprobar el controlador ante el arranque a plena carga y la perturbación de cambio de carga. En la Figura 3.14 se muestra la corriente a la entrada del convertidor, se logra que esta corriente sea sinusoidal y en fase con la fuente de media tensión.

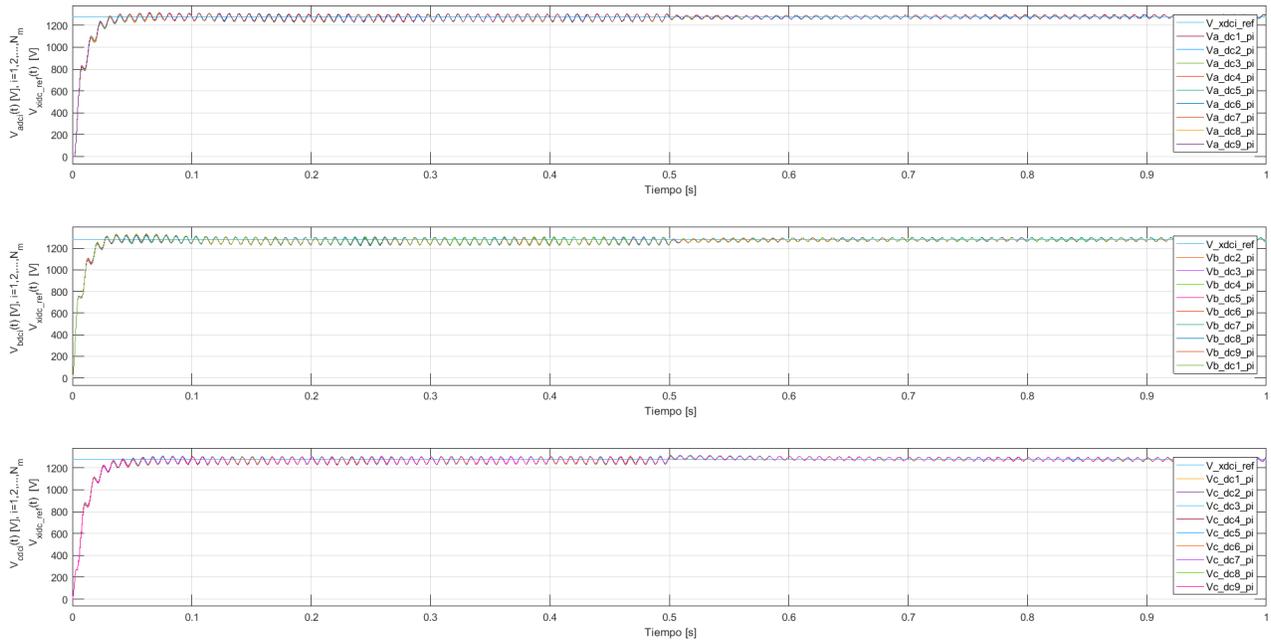


Figura 3.13: Resultados de tensión, con control PI , en los buses de DC con el controlador de balance de tensión.

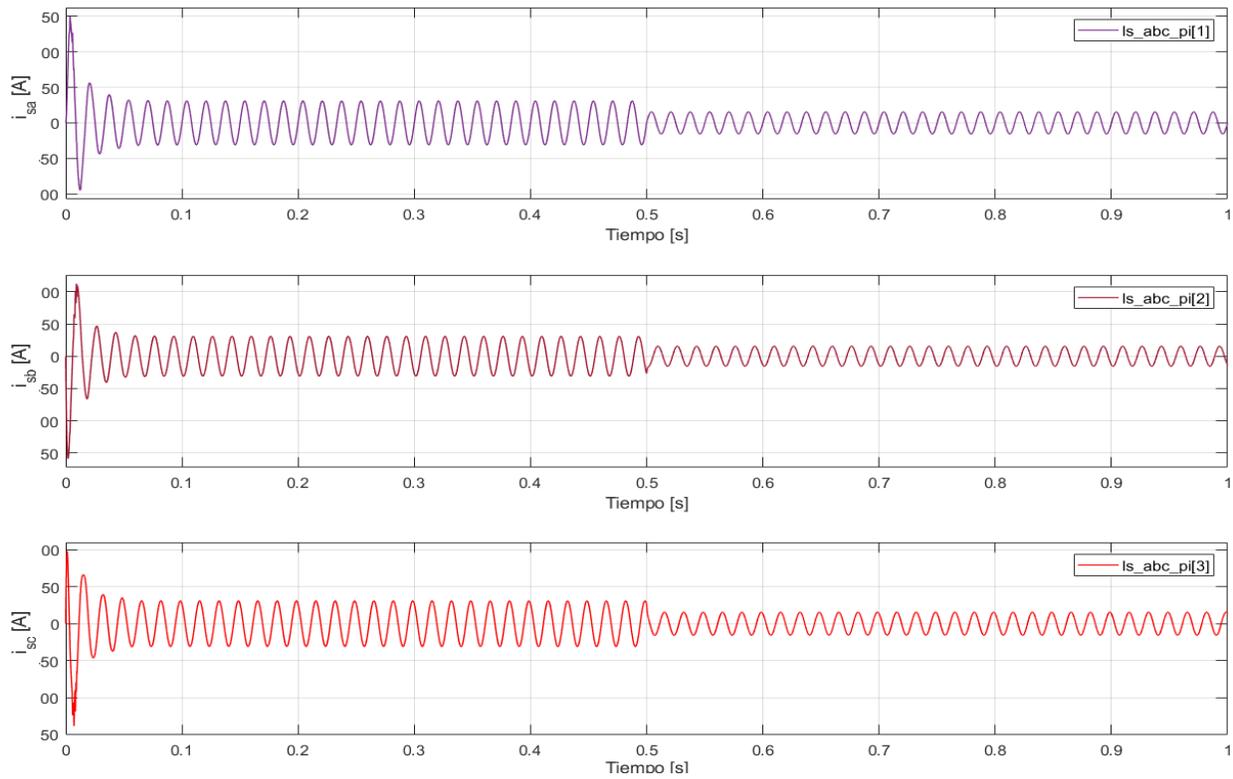


Figura 3.14: Corriente en la entrada, con control PI , del convertidor multinivel CHB en el modo rectificador.

3.4.2. Modelo y diseño del controlador $FCS-MPC$ para el modo Rectificador del CHB . En el control $FCS-MPC$ en el modo inversor del convertidor multinivel solo se tenían en cuenta los estados de las corrientes en las bobinas conectadas entre el convertidor y la red de media tensión, en el modo rectificador además de estos tres estados hay que tener en cuenta los $3N_m$ estados que conforman las tensiones de los buses DC del convertidor. El vector de estados $\mathbf{x}(k)$ está descrito en las ecuaciones 3.30.

$$\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \\ V_{adc1}(k) \\ V_{adc2}(k) \\ \vdots \\ V_{adcN_m}(k) \\ V_{bdc1}(k) \\ V_{bdc2}(k) \\ \vdots \\ V_{bdcN_m}(k) \\ V_{cdc1}(k) \\ V_{cdc2}(k) \\ \vdots \\ V_{cdcN_m}(k) \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} S_{a1}(k) \\ S_{a2}(k) \\ \dots \\ S_{aN_m}(k) \\ S_{b1}(k) \\ S_{b2}(k) \\ \dots \\ S_{bN_m}(k) \\ S_{c1}(k) \\ S_{c2}(k) \\ \dots \\ S_{cN_m}(k) \end{bmatrix} \quad \mathbf{w}(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} v_{aph}(k) \\ v_{bph}(k) \\ v_{cph}(k) \\ I_{L-a1}(k) \\ I_{L-a2}(k) \\ \vdots \\ I_{L-aN_m}(k) \\ I_{L-b1}(k) \\ I_{L-b2}(k) \\ \vdots \\ I_{L-bN_m}(k) \\ I_{L-c1}(k) \\ I_{L-c2}(k) \\ \vdots \\ I_{L-cN_m}(k) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

El sistema dinámico tendrá un vector de entrada $\mathbf{u}(\mathbf{k})$, las cuales son entregadas por el convertidor y comprenden las funciones de conmutación de cada puente H del convertidor multinivel, ver en Ecuación 3.30.

También se define el vector $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ de perturbaciones que comprende: las tensiones de fase de la red de media tensión y las corrientes de carga a la salida de los puentes H, ver en Ecuación 3.30, con lo cual se puede describir el comportamiento de los estados discretos del convertidor en una sola ecuación de la forma:

$$\mathbf{x}(\mathbf{k} + 1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(\mathbf{k}) + T_s \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(\mathbf{k}) + T_s \mathbf{C} \cdot \mathbf{w}(\mathbf{k}) \quad (3.31)$$

donde,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{O}_{3 \times N_m} & \mathbf{O}_{3 \times N_m} & \mathbf{O}_{3 \times N_m} \\ \mathbf{O}_{N_m \times 3} & \mathbf{I}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} \\ \mathbf{O}_{N_m \times 3} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{I}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} \\ \mathbf{O}_{N_m \times 3} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{I}_{N_m \times N_m} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

siendo,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_{sa}T_s}{L_{sa}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_{sb}T_s}{L_{sb}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_{sc}T_s}{L_{sc}} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

y la matriz de entrada \mathbf{B} , que cambia por cada instante k es igual a:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{lsadc} & \mathbf{O}_{1 \times N_m} & \mathbf{O}_{1 \times N_m} \\ \mathbf{O}_{1 \times N_m} & \mathbf{v}_{lsbdc} & \mathbf{O}_{1 \times N_m} \\ \mathbf{O}_{1 \times N_m} & \mathbf{O}_{1 \times N_m} & \mathbf{v}_{lscdc} \\ \mathbf{Ias_ca} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} \\ \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{Ibs_cb} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} \\ \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{Ics_cc} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

donde, los vectores fila \mathbf{v}_{lsadc} , \mathbf{v}_{lsbdc} y \mathbf{v}_{lscdc} cambian según los valores presentes en el instante k de las tensiones de los $3N_m$ buses, estos vectores son iguales a:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{lsadc} &= \left[-\frac{V_{adc1}(k)}{L_{sa}} \quad -\frac{V_{adc2}(k)}{L_{sa}} \quad \dots \quad -\frac{V_{adcN_m}(k)}{L_{sa}} \right] \\ \mathbf{v}_{lsbdc} &= \left[-\frac{V_{bdc1}(k)}{L_{sb}} \quad -\frac{V_{bdc2}(k)}{L_{sb}} \quad \dots \quad -\frac{V_{bdcN_m}(k)}{L_{sb}} \right] \\ \mathbf{v}_{lscdc} &= \left[-\frac{V_{cdc1}(k)}{L_{sc}} \quad -\frac{V_{cdc2}(k)}{L_{sc}} \quad \dots \quad -\frac{V_{cdcN_m}(k)}{L_{sc}} \right] \end{aligned} \quad (3.35)$$

y las matrices $\mathbf{Ias_ca}$, $\mathbf{Ibs_cb}$ y $\mathbf{Ics_cc}$ cambian en el tiempo dependiendo de los valores medidos en el instante k de las corrientes entregadas por la red de media tensión. Estas matrices son iguales a:

$$\begin{aligned} \mathbf{Ias_ca} &= \begin{bmatrix} \frac{i_{as}(k)}{C_{a1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{i_{as}(k)}{C_{a2}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & \frac{i_{as}(k)}{C_{aN_m}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{Ibs_cb} &= \begin{bmatrix} \frac{i_{bs}(k)}{C_{b1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{i_{bs}(k)}{C_{b2}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & \frac{i_{bs}(k)}{C_{bN_m}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{Ics_cc} &= \begin{bmatrix} \frac{i_{cs}(k)}{C_{c1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{i_{cs}(k)}{C_{c2}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & \frac{i_{cs}(k)}{C_{cN_m}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.36)$$

La matriz \mathbf{C} es igual a:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{Ls}^{-1} & \mathbf{O}_{3 \times N_m} & \mathbf{O}_{3 \times N_m} & \mathbf{O}_{3 \times N_m} \\ \mathbf{O}_{3 \times N_m} & \mathbf{Ca}^{-1} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} \\ \mathbf{O}_{3 \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{Cb}^{-1} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} \\ \mathbf{O}_{3 \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{O}_{N_m \times N_m} & \mathbf{Cc}^{-1} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

donde,

$$\mathbf{Ls}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sa}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sb}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{sc}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Ca}^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{a1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{a2}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & \cdots & -\frac{1}{C_{aN_m}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Cb}^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{b1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{b2}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & \cdots & -\frac{1}{C_{bN_m}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Cc}^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{c1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{c2}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & \cdots & -\frac{1}{C_{cN_m}} \end{bmatrix}$$

Los términos $\mathbf{O}_{3 \times N_m}$, $\mathbf{O}_{N_m \times 3}$, $\mathbf{O}_{1 \times N_m}$, $\mathbf{O}_{N_m \times N_m}$, representan matrices o vectores llenos de ceros según el tamaño que aplique.

El termino $\mathbf{I}_{N_m \times N_m}$ representa la matriz identidad de tamaño $N_m \times N_m$

De esta forma se construye el modelo predictivo representado por la Ecuación 3.31, esta ecuación cambia por cada periodo de muestreo $T_s = T_{sMPC}$ del algoritmo predictivo. La Ecuación 3.31 se reescribe de la siguiente forma para ser el modelo predictor:

$$\mathbf{x}^p(\mathbf{k} + 1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(\mathbf{k}) + T_s \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_p + T_s \mathbf{C} \cdot \mathbf{w}(\mathbf{k}) \quad (3.38)$$

donde,

\mathbf{U}_p es el vector columna de estado de conmutación de cada puente H, es un vector columna de $3N_m$ filas que

toma valores de $-1, 0, 1$.

Para analizar la función de costo se necesita construir la referencia, esta se construye analizando el promedio de las tensiones medidas de los buses DC y entregando este promedio como realimentación de un controlador PI que entrega la referencia de corriente que debe seguir el controlador $FCS-MPC$. El control recibirá un vector de referencia con componentes como se ve en la Ecuación 3.39:

$$\mathbf{x}^*(k) = \begin{bmatrix} i_{sa}^* & i_{sb}^* & i_{sc}^* & V_{xhci.ref} & \cdots & V_{xhci.ref} \end{bmatrix}_{1 \times (3+3N_m)}^T \quad (3.39)$$

En el algoritmo las tensiones $V_{xhci.ref}$ y V_{xhci} son multiplicadas por un factor de peso para ajustar el esfuerzo de control al seguimiento de la referencia de tensión. El anterior vector es comparado en una función de costo para encontrar el estado de conmutación para el momento $(k+1)$ que minimizará la diferencia entre el vector de referencia y los estados.

$$\mathbf{g}^p = |\mathbf{Q}\mathbf{x}^*(k) - \mathbf{Q}\mathbf{x}^p(k+1)| \quad (3.40)$$

donde,

$\mathbf{Q} = \text{diag}(1, 1, 1, \lambda_{V_{xhci}}, \lambda_{V_{xhci}}, \dots, \lambda_{V_{xhci}})_{(3+3N_m) \times (3+3N_m)}$, es una matriz diagonal.

El diagrama del controlador se encuentra en la Figura 3.15, en donde se puede apreciar la construcción de las corrientes de referencia i_{sa}^* , i_{sb}^* y i_{sc}^* , el balance de los buses DC entregando como tensión de referencia $V_{xhci.ref}$ para todos los buses DC .

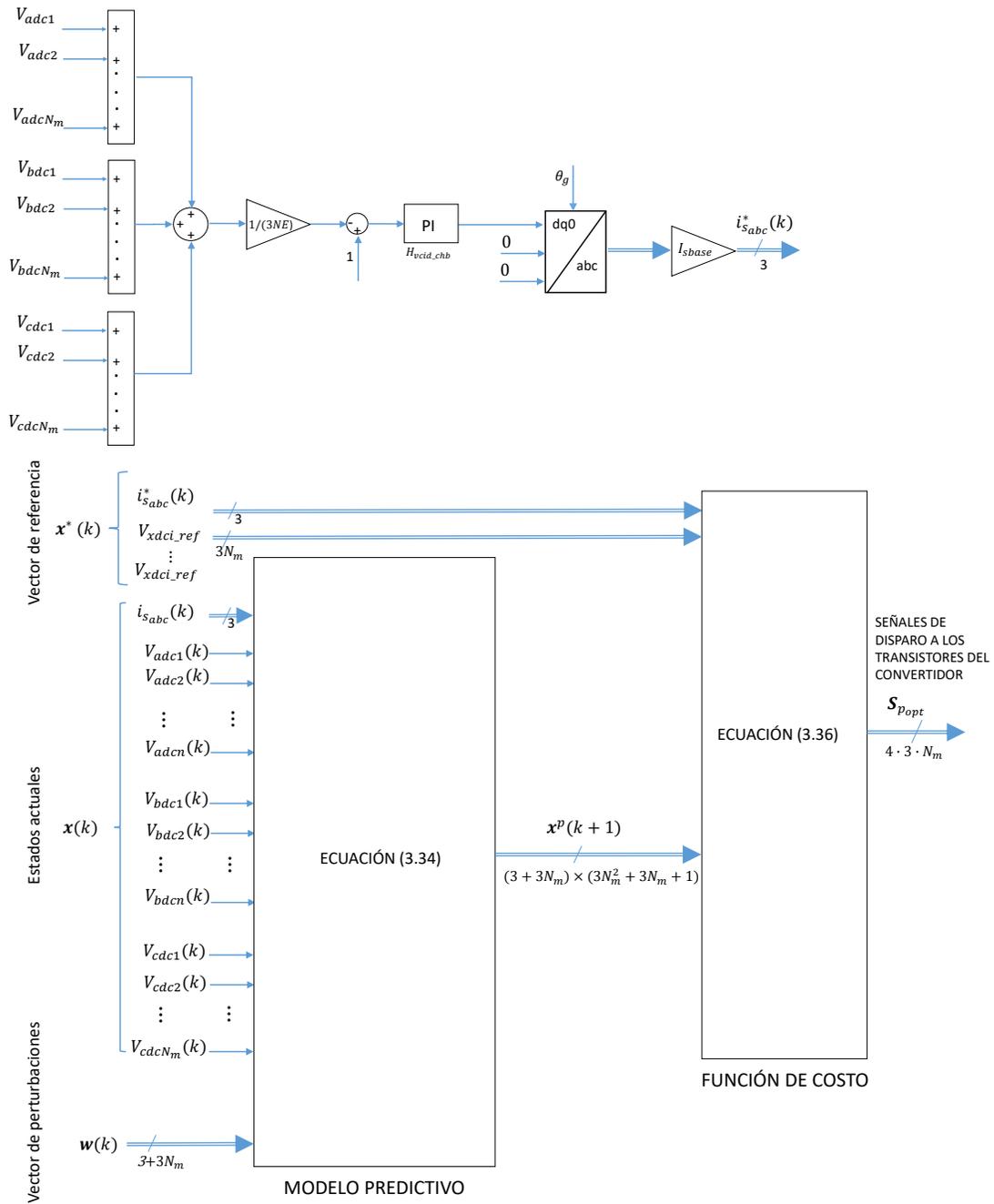


Figura 3.15: Control *FCS-MPC* para el modo rectificador del *CHB*.

Los resultados de las tensiones para los $3N_m$ buses se ven en la Figura 3.16, en la cual se observa el control total al arranque y a la perturbación de carga la cual es observada a los $0,5[s]$ en la Figura 3.17. En las simulaciones del controlador tanto *PI* y *FCS-MPC* para el modo rectificador se conservaron los mismos tiempos de muestreo para los algoritmos de control que se utilizaron para comparar el convertidor en modo inversor.

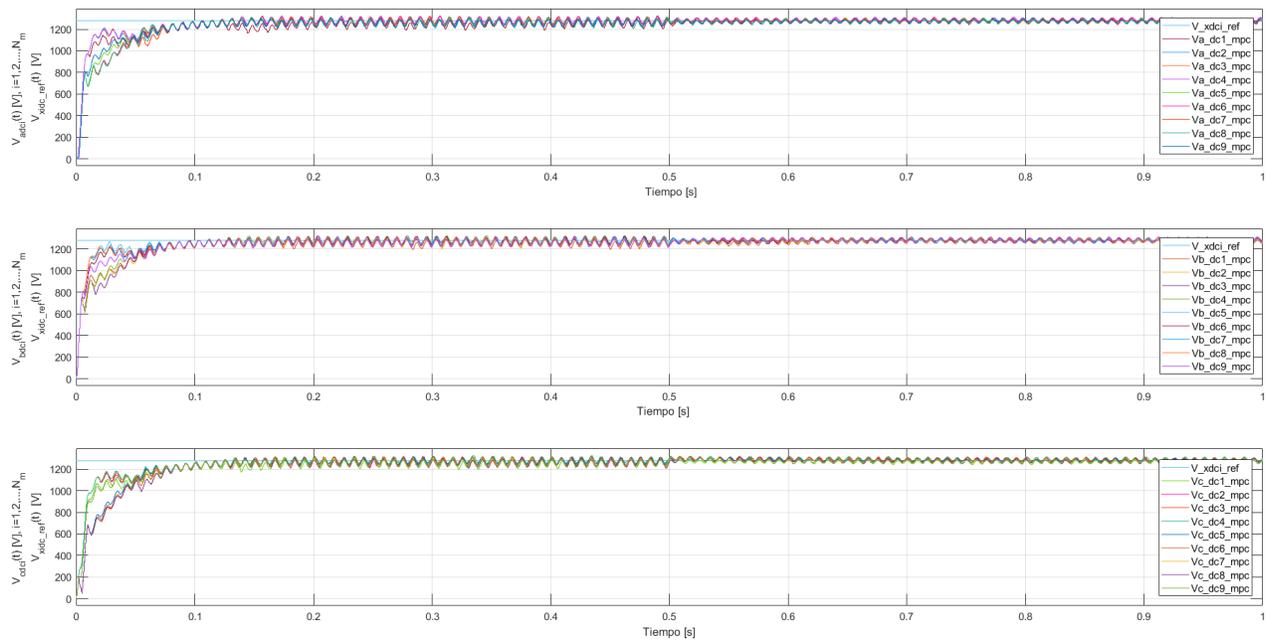


Figura 3.16: Resultados de tensión en los buses de DC con el controlador de balance de tensión con control *FCS-MPC*.

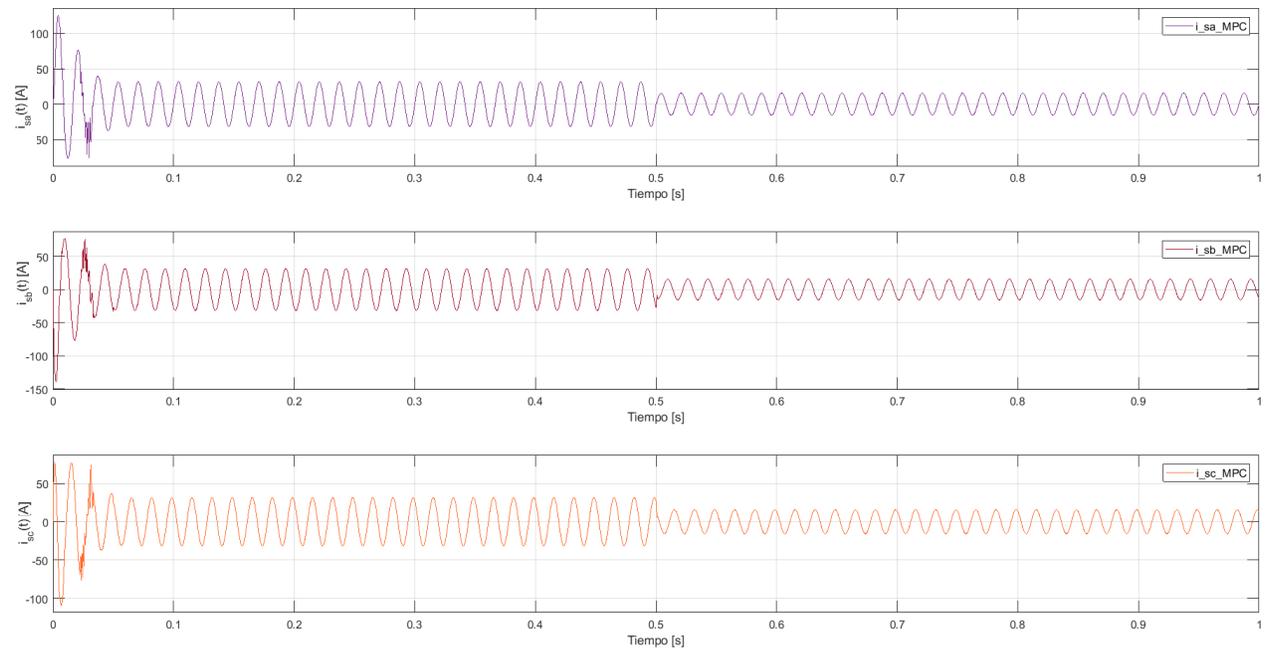


Figura 3.17: Corrientes con el controlador de balance de tensión con control *FCS-MPC* en el modo rectificador.

Se analiza en la Figura 3.18 los dos primeros periodos en el momento del arranque del convertidor a plena carga, se observa que con el control por *FCS-MPC* se logra bajar la corriente en el arranque.

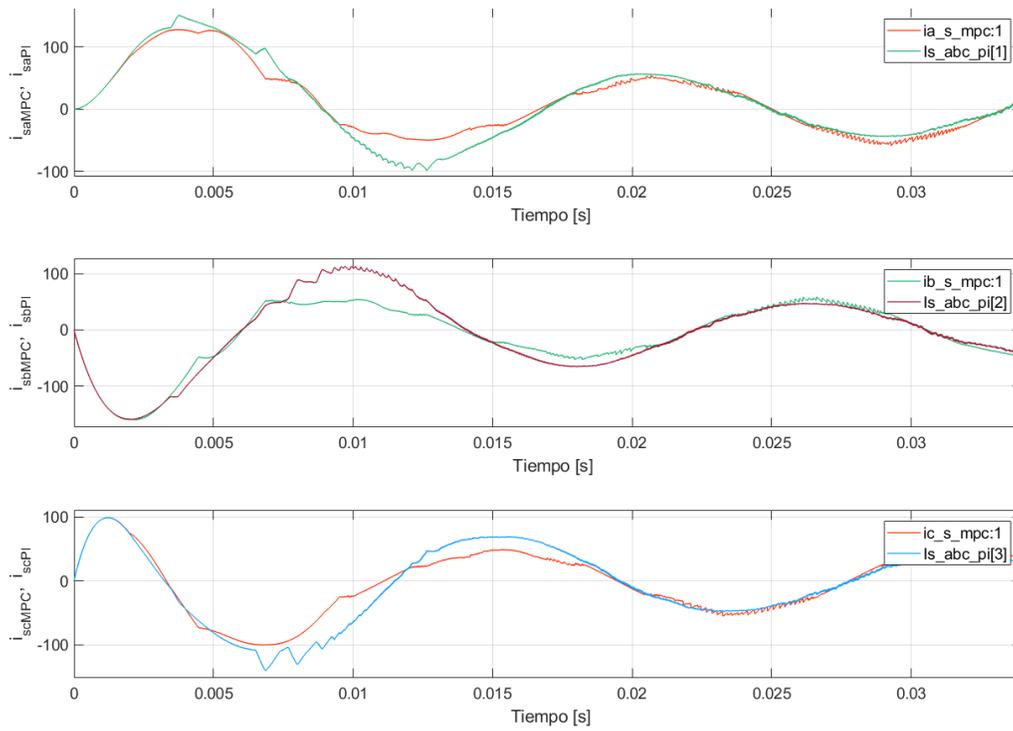
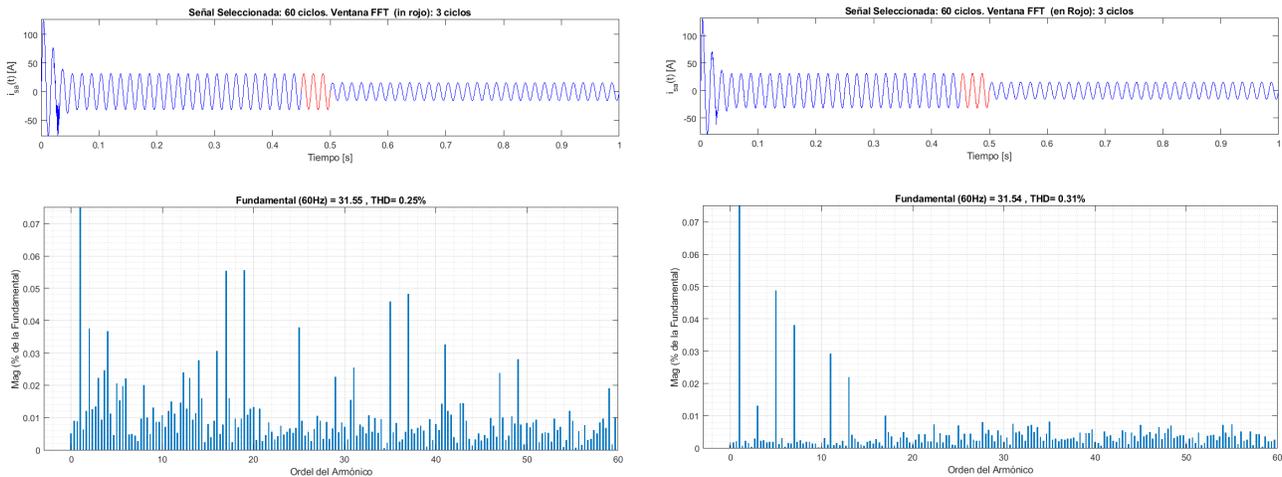


Figura 3.18: Corriente en el arranque entregada por la red al convertidor multinivel modo rectificador con control *FCS-MPC* en [A].



(a) Análisis de FFT de la corriente con el controlador *FCS-MPC*

(b) Análisis de FFT de la corriente con el controlador *PI*

Figura 3.19: Análisis de FFT de la corriente en el modo inversor del *CHB*

Con el control por modelamiento predictivo se logra una menor distorsión total armónica, ver Figura 3.19 y también se cumple con la condición de que la magnitud de las armónicas pares mayores al orden 35 sean menor al 0,075 % de la fundamental.

3.5. Modelo en espacio de estado y control del convertidor *DC-DC* de doble puente activo *DAB*

3.5.1. Modelado y diseño del controlador PI para el convertidor *DC-DC* de doble puente activo *DAB*. Este tipo de convertidor tiene una característica no lineal, ya que la conmutación de sus dos puentes provoca que el sistema tenga dos espacios de estado, porque se forman dos circuitos equivalentes distintos. Aplicando la modulación de potencia de desplazamiento de fase o *Phase-Shift* se puede observar que para tiempos menores al desplazamiento de fase el convertidor está funcionando de la forma como se muestra en la Figura 3.20, revisando el circuito se tienen las siguientes ecuaciones para el puente de baja tensión:

$$-v_{dab1_xi} \cdot N_{rt} + L_{dab} \frac{d}{dt} i_{2_xi} + R_{dab} i_{2_xi} - V_{dab2_xi} = 0 \quad (3.41)$$

$$C_{dab2_xi} \frac{d}{dt} V_{dab2_xi} + I_{dab2_xi} + i_{2_xi} = 0 \quad (3.42)$$

De las anteriores ecuaciones se obtiene una expresión en espacio de estados de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{2_xi} \\ \frac{d}{dt} V_{dab2_xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dab}}{L_{dab}} & \frac{1}{L_{dab}} \\ -\frac{1}{C_{dab2_xi}} & -\frac{1}{R_o C_{dab2_xi}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2_xi} \\ V_{dab2_xi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_{rt}}{L_{dab}} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dab1_xi} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

donde,

R_o , es la carga nominal en ohmios conectada al bus *DC* de baja, $I_{dab2_xi} = V_{dab2_xi}/R_o$.

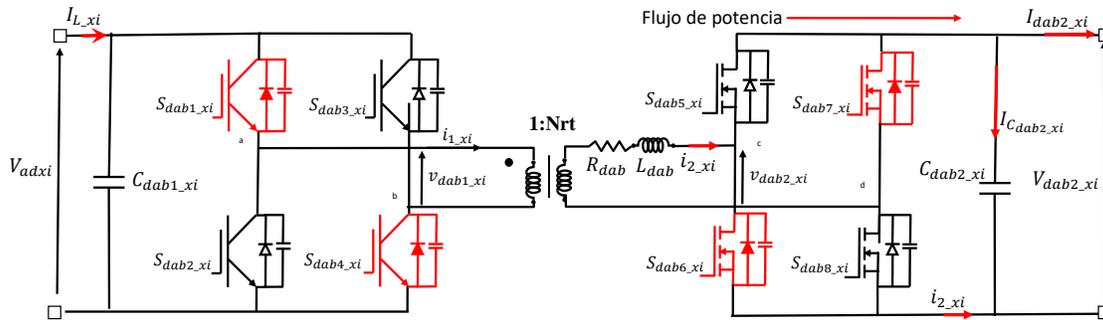


Figura 3.20: Circuito del convertidor para tiempos menores al desplazamiento de fase del *DAB*.

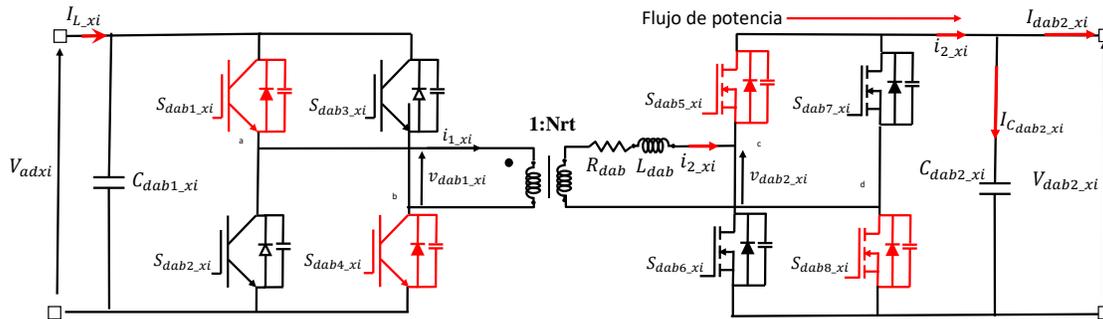


Figura 3.21: Circuito del convertidor para tiempos mayores al desplazamiento de fase del *DAB*.

Para el instante de tiempo entre el desplazamiento de fase y la mitad del periodo, el circuito del convertidor se comporta como se ve en la Figura 3.21, de la misma forma como en el circuito anterior se tiene un nuevo espacio de estados ya que la conmutación de los transistores cambia su circuito equivalente durante este tiempo, el comportamiento del circuito se puede modelar como se ve en la Ecuación 3.44.

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{2_xi} \\ \frac{d}{dt} V_{dab2_xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dab}}{L_{dab}} & -\frac{1}{L_{dab}} \\ \frac{1}{C_{dab2_xi}} & -\frac{1}{R_o C_{dab2_xi}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2_xi} \\ V_{dab2_xi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_{rt}}{L_{dab}} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dab1_xi} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Para tener una sola representación en espacio de estado de este convertidor se puede utilizar la técnica de promedio de espacio de estado (*State-Space Averaging*) descrita en [29], realizando esto y aplicando la transformada de Laplace se tiene la siguiente representación de la dinámica del convertidor, ver Ecuación 3.45.

$$s \begin{bmatrix} \widehat{i}_{2_xi}(s) \\ \widehat{V}_{dab2_xi}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dab}}{L_{dab}} & -\frac{1}{L_{dab}} \\ \frac{1}{C_{dab2_xi}} & -\frac{1}{R_o C_{dab2_xi}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{2_xi}(s) \\ \widehat{V}_{dab2_xi}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_{rt}}{L_{dab}} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{v}_{dab1_xi}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2V_{dab2_xiref}}{L_{dab}} \\ \frac{2I_{dab2_xiref}}{C_{dab2}} \end{bmatrix} \widehat{d}_{DAB} \quad (3.45)$$

Con la Ecuación 3.45 se puede hallar las funciones de transferencia de corriente $\widehat{i}_{2_xi}(s)$ contra desplazamiento de fase \widehat{d}_{DAB} , ver Ecuación 3.46 y la función de transferencia de tensión $\widehat{V}_{dab2_xi}(s)$ contra corriente $\widehat{i}_{2_xi}(s)$, ver Ecuación 3.47.

$$G_{id_buck_DAB} \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right| \begin{array}{l} \widehat{V}_{dab2_xi} = 0 \\ \widehat{v}_{dab1_xi} = 0 \end{array} = \frac{\widehat{i}_{2_xi}(s)}{\widehat{d}_{DAB}(s)} = \frac{2V_{dab2_xiref}}{sL_{dab} + R_{dab}} \quad (3.46)$$

$$G_{vi_buck_DAB} \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right| \begin{array}{l} \widehat{d}_{DAB} = 0 \\ \widehat{v}_{dab1_xi} = 0 \end{array} = \frac{\widehat{V}_{dab2_xi}(s)}{\widehat{i}_{2_xi}(s)} = \frac{R_o(1 - 2D_{DAB})}{sR_o C_{dab2_xi} + 1} \quad (3.47)$$

Para implementar el control del convertidor se realiza la estrategia como se ve en la Figura 3.22, el controlador H_{vi_DAB} entrega la corriente de referencia $i_{2_xiref}(t)$, el controlador H_{id_DAB} entrega el desplazamiento entre las ondas de los bobinados del transformador de alta frecuencia. Como ejemplo de un lazo parecido en el Anexo F se puede ver la implementación de un lazo de control de tensión para un convertidor *DC-DC* de un puente activo utilizando un controlador *FPGA* Reconfigurable y un procesador en tiempo real.

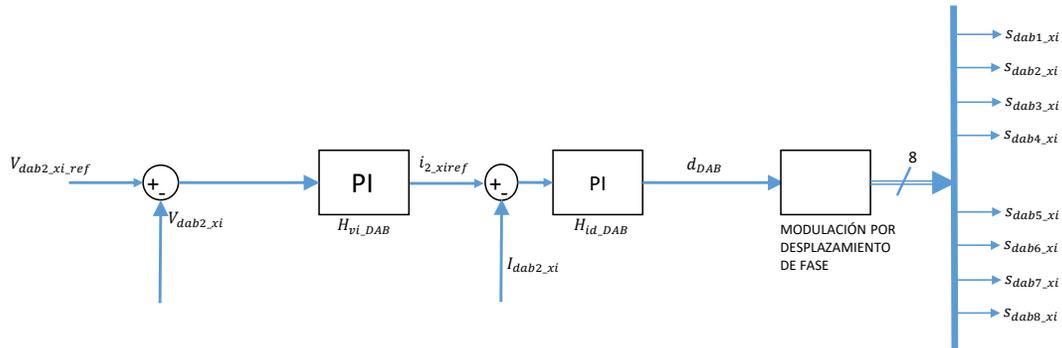


Figura 3.22: Estrategia de control PI del convertidor DC-DC dual de puentes activos.

Ya que este convertidor es bidireccional, de una manera similar se realiza el control para el modo elevador de este.

A continuación en la Figura 3.23 se muestra la respuesta de seguimiento a una tensión de referencia en el lado de baja DC . Desde el arranque se le conecta la carga nominal que debe soportar el convertidor y a los 500[ms] se le baja a la mitad de la carga para comprobar el control ante el cambio de cargas tipo escalón. Se puede apreciar que a pesar de esta perturbación la tensión en el bus de DC sigue la tensión de referencia $V_{dab2_xiref} = 768[V]$.

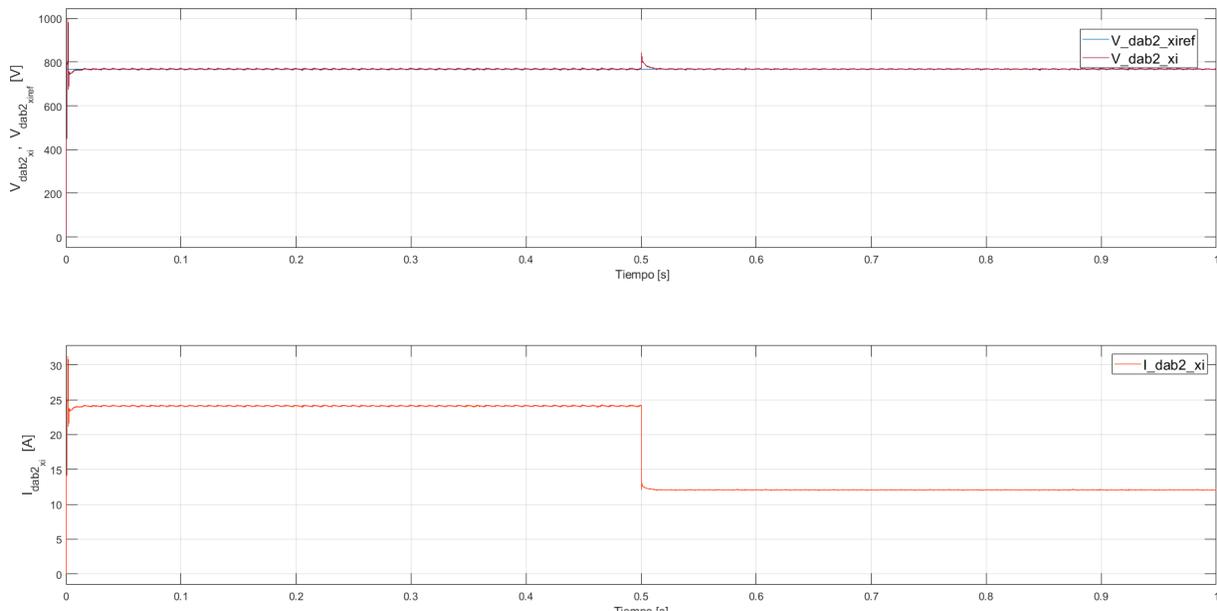


Figura 3.23: Tensión de salida del convertidor $DC-DC$ (Figura Superior), Corriente en la carga (Figura Inferior) para el modo reductor con control PI .

De manera similar se obtiene la respuesta del convertidor en el modo de operación elevador, conectando por el lado de media tensión DC su respectiva carga nominal y entregando la tensión de referencia $V_{xhci.ref} = 1280[V]$. Como se ve en la Figura 3.24 el controlador responde a perturbaciones de la carga.

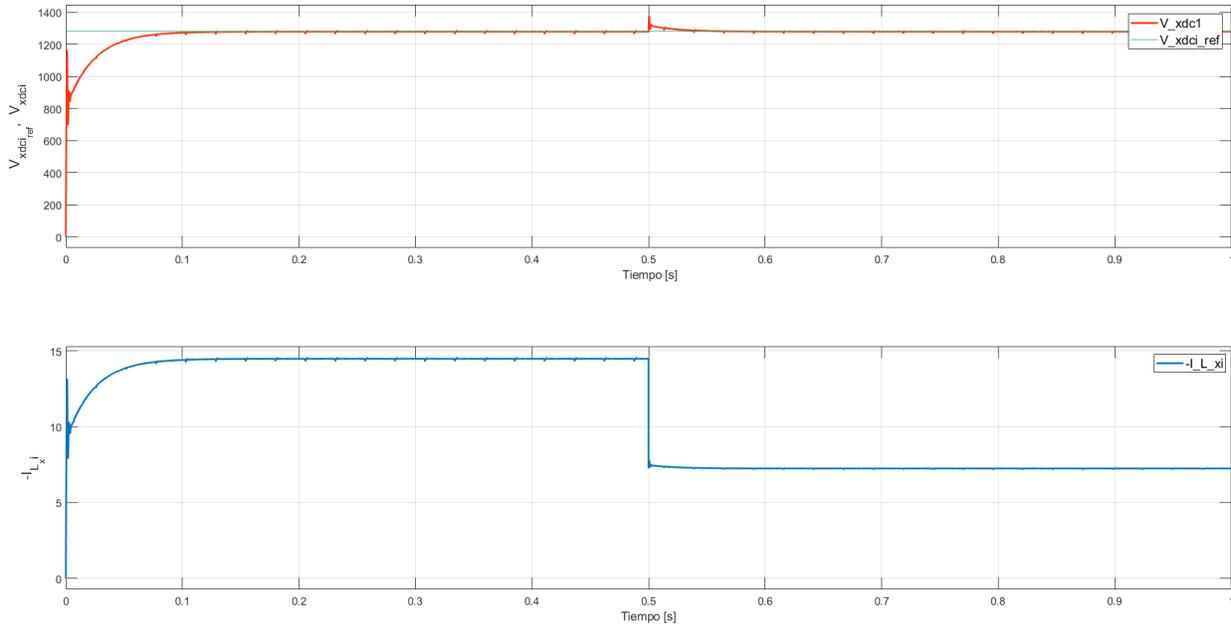


Figura 3.24: Tensión de salida del convertidor DC-DC (Figura Superior), Corriente en la carga (Figura Inferior) para el modo elevador con control PI .

3.5.2. Modelado y diseño del controlador $FCS-MPC$ para el convertidor $DC-DC$ de doble puente activo DAB . Para conservar la frecuencia de conmutación y realizar una comparación justa entre la estrategia de control clásico y el control por modelamiento predictivo de estado finitos, se decide escoger como estados finitos tres diferentes estrategias de modulación las cuales funcionarán a la misma frecuencia de conmutación, se encargarán de modular la potencia que transfiere el convertidor $DC-DC$; una estrategia similar se puede encontrar en [28]. Del anterior artículo se implementó la modulación por desplazamiento de fase y la triangular, para el caso de modulación de fase extendida se implementó en simulación la propuesta de [26] pero reduciendo en uno de dos sus parámetros de modulación. El algoritmo de control por modelamiento predictivo de estado finitos decide cual estrategia de modulación sigue una potencia de referencia, la cual es calculada por un lazo de control de tensión. Se debe estudiar la potencia en función de los parámetros de modulación y también la corriente efectiva en la bobina auxiliar del convertidor para aprovechar que estos valores sean ingresados en la función de costo del control predictivo para minimizarlos.

En la Figura 2.16, se puede ver como se modula la señal $d_{DAB}(t)$ para la estrategia de desplazamiento de fase, la cual asegura una transferencia de potencia igual a $p_{DAB}(t)$ desde el lado de media tensión DC al lado de baja DC . La Ecuación para hallar el valor de $d_{DAB}(t)$ en función de $p_{DAB}(t)$ se puede ver en la Ecuación 3.48, con este valor se calcula la corriente efectiva de la bobina, la cual es función de $d_{DAB}(t)$, ver

Ecuación 3.49, y la potencia se predice con la Ecuación 3.50, siendo estas ecuaciones el modelo predictivo cuando se está en el estado de modulación por desplazamiento de fase. En el anexo G se puede ver en mayor detalle la implementación de la estrategia de modulación por desplazamiento de fase en un prototipo real de un convertidor de doble puente activo.

$$d_{DAB}(t) = \frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot p_{DAB}(t) \cdot N_{rt} \cdot L_{dabh} \cdot f_{DAB}}{V_{adxi}(t) \cdot V_{dab2_xi}(t)}} \right) \quad (3.48)$$

$$i_{2_xirms_PS}^p(t) = \frac{1}{12 \cdot f_{DAB} L_{dabh}} \sqrt{i_{1Ldab_RMS}^2(t) - i_{1Ldab_RMS}^2(t) + i_{3Ldab_RMS}^2(t)} \quad (3.49)$$

donde,

$$i_{1Ldab_RMS}(t) = \sqrt{\frac{36}{N_{rt}^2} \left(\frac{d_{DAB}(t)}{\pi} \right)^2 V_{adxi}(t) \cdot V_{dab2_xi}(t)}$$

$$i_{2Ldab_RMS}(t) = \sqrt{\frac{24}{N_{rt}^2} \left(\frac{d_{DAB}(t)}{\pi} \right)^3 V_{adxi}(t) \cdot V_{dab2_xi}(t)}$$

$$i_{3Ldab_RMS}(t) = \sqrt{3V_{adxi}^2(t) - \frac{6}{N_{rt}} V_{adxi}(t) \cdot V_{dab2_xi}(t) + \frac{3}{N_{rt}^2} V_{dab2_xi}^2(t)}$$

$$p_{DAB_PS}^p(t) = \frac{V_{adxi}(t) \cdot V_{dab2_xi}}{2 \cdot \pi \cdot N_{rt} \cdot f_{DAB} \cdot L_{dabh}} d_{DAB}(t) \left(1 - \frac{|d_{DAB}(t)|}{\pi} \right) \quad (3.50)$$

En la Figura 2.17, se observa la implementación de la estrategia de modulación triangular. Para calcular $d_1(t)$ y $d_2(t)$ en función de la potencia de referencia $p_{DAB}(t)$ se utiliza la Ecuación 3.51 y 3.52. La corriente efectiva en la bobina y la potencia de salida del convertidor se pueden predecir con la Ecuación 3.53 y 3.54 respectivamente.

$$d_1(t) = \frac{\sqrt{p_{DAB}(t) \cdot L_{dabh} \cdot f_{DAB}}}{V_{adxi}(t)} \quad (3.51)$$

$$d_2(t) = \frac{d_1(t) \cdot N_{rt} \cdot V_{adxi}(t)}{V_{dab2_xi}(t)} \quad (3.52)$$

$$i_{2_xirms_TRM}^p(t) = \frac{V_{adxi}(t)}{f_{DAB} \cdot L_{dabh}} d_1(t) \sqrt{\frac{2}{3} (d_1(t) + d_2(t))} \quad (3.53)$$

$$p_{DAB_TRM}^p(t) = \frac{V_{adxi}^2(t) \cdot d_1^2(t)}{f_{DAB} \cdot L_{dabh}} \quad (3.54)$$

En la Figura 2.18 se ve la implementación de la modulación de fase extendida la cual se realiza con un solo parámetro de modulación que se llamara $d_3(t)$, el cual se calcula en función de la misma potencia de referencia $p_{DAB}(t)$ requerida, con este parámetro se estima la corriente efectiva de la bobina $i_{2_xirms_EPS}^p(t)$ y la potencia del modelo predictivo $p_{DAB_EPS}^p(t)$ con la Ecuación 3.56.

$$d_3(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{16 \cdot p_{DAB}(t) \cdot N_{rt} \cdot f_{DAB} \cdot L_{dabh}}{V_{adxi}(t) \cdot V_{dab2_xi}(t)}} \right) \quad (3.55)$$

$$p_{DAB_EPS}^p(t) = \frac{V_{xhci}(t) \cdot V_{dab2_xi}(t)}{4 \cdot N_{rt} \cdot f_{DAB} \cdot L_{dabh}} d_3(t) (1 - d_3(t)) \quad (3.56)$$

La estrategia de control consiste en realizar en línea el cálculo de $i_{2_xirms_PS}^p(t)$ y $p_{DAB_PS}^p(t)$, $i_{2_xirms_TRM}^p(t)$ y $p_{DAB_TRM}^p(t)$, $i_{2_xirms_EPS}^p(t)$ y $p_{DAB_EPS}^p(t)$.

Definiendo el vector de estados finitos $\mathbf{i}_{2_xirms}^p(p, t)$ de la corriente efectiva y el vector de potencia $\mathbf{p}_{DAB}^p(p, t)$, se puede implementar la función de costo 3.59, encontrando la posición que ocupa el menor valor del vector g^p se encuentra el p_{opt} el cual dice que estrategia de modulación emplear, cuando el $p_{opt} = 1$ la estrategia de desplazamiento de fase *PS*, para $p_{opt} = 2$ la de modulación triangular *TRM* y para $p_{opt} = 3$ la de desplazamiento de fase extendida modificada *EPS*.

$$\mathbf{i}_{2_xirms}^p(p, t) = \begin{bmatrix} i_{2_xirms_PS}^p(t) \\ i_{2_xirms_TRM}^p(t) \\ i_{2_xirms_EPS}^p(t) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$\mathbf{p}_{DAB}^p(p, t) = \begin{bmatrix} p_{DAB_PS}^p(t) \\ p_{DAB_TRM}^p(t) \\ p_{DAB_EPS}^p(t) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$g^p = |\mathbf{i}_{2_xirms}^p(p, t)| + k_P |\mathbf{p}_{DAB}^p(p, t) - \mathbf{I}_{3,3} \cdot p_{DAB}(t)| \quad (3.59)$$

donde,

k_P , representa el peso para el seguimiento de la potencia de referencia $p_{DAB}(t)$.

$\mathbf{I}_{3,3}$, representa la matriz identidad de dimensión 3x3.

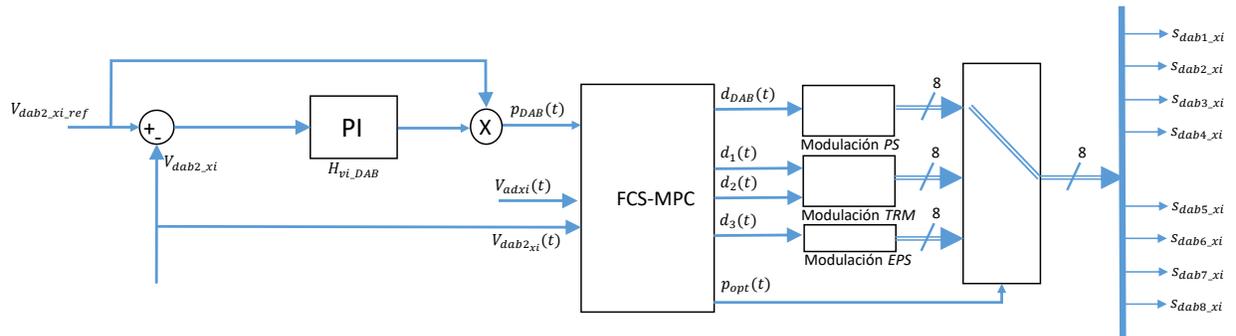


Figura 3.25: Control *FCS-MPC* del convertidor *DC-DC* de doble puente activo

En la Figura 3.25 se puede ver el diagrama de bloques del control por modelamiento predictivo de estados finitos.

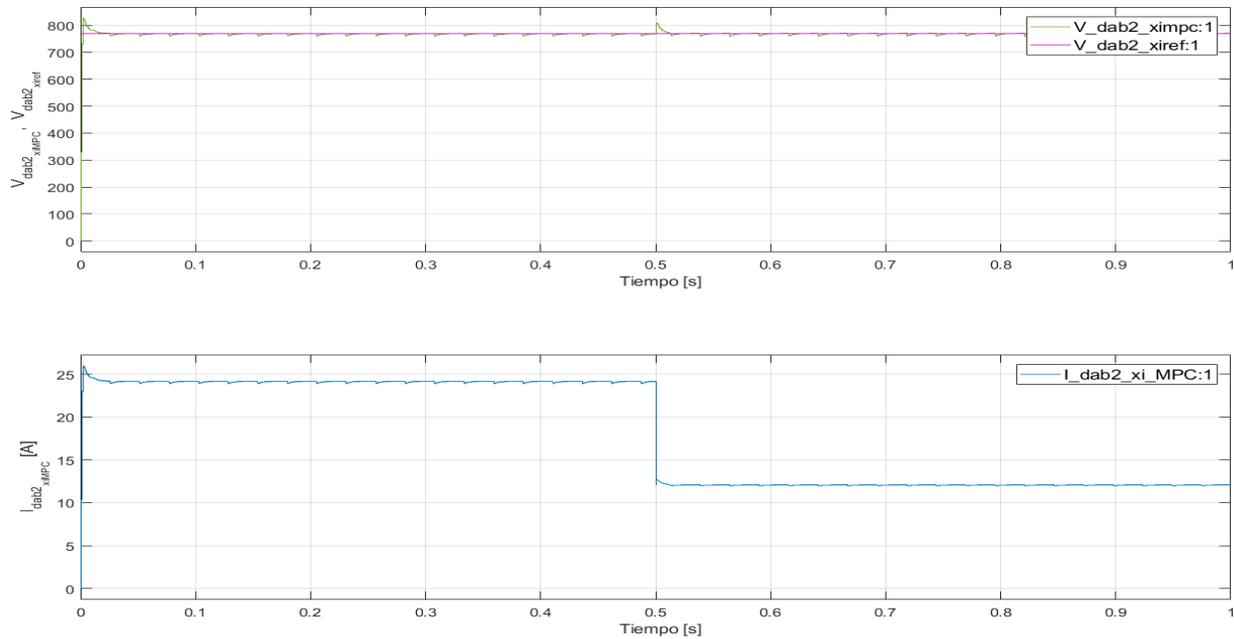


Figura 3.26: Tensión de salida con control *FCS-MPC* del convertidor *DC-DC* de doble puente activo en modo reductor .

El resultado de la tensión de salida y la respuesta ante la perturbación de la carga se presenta en la Figura 3.26. Se puede ver como al arranque y con plena carga el control responde con una sobretensión menor comparada con la estrategia de control clásica, ver Figura 3.23, esto es porque durante el arranque utiliza la estrategia de modulación que minimiza la corriente efectiva en la bobina y el seguimiento de la potencia de referencia construida por el lazo de control externo. Esta estrategia de control también elimina la necesidad de medir la corriente en la carga, lo que en la práctica es deseable para reducir el ruido inyectado a cualquier estrategia de control.

Para visualizar el cambio de estrategias de modulación se muestra los primeros 100 periodos de conmutación, ver Figura 3.27, como el algoritmo de control ordena diferentes estrategias de modulación en el tiempo, siendo el valor $p_{opt} = 1$ representando la estrategia de desplazamiento de fase, $p_{opt} = 2$ la de modulación triangular y $p_{opt} = 3$ la de desplazamiento de fase extendida.

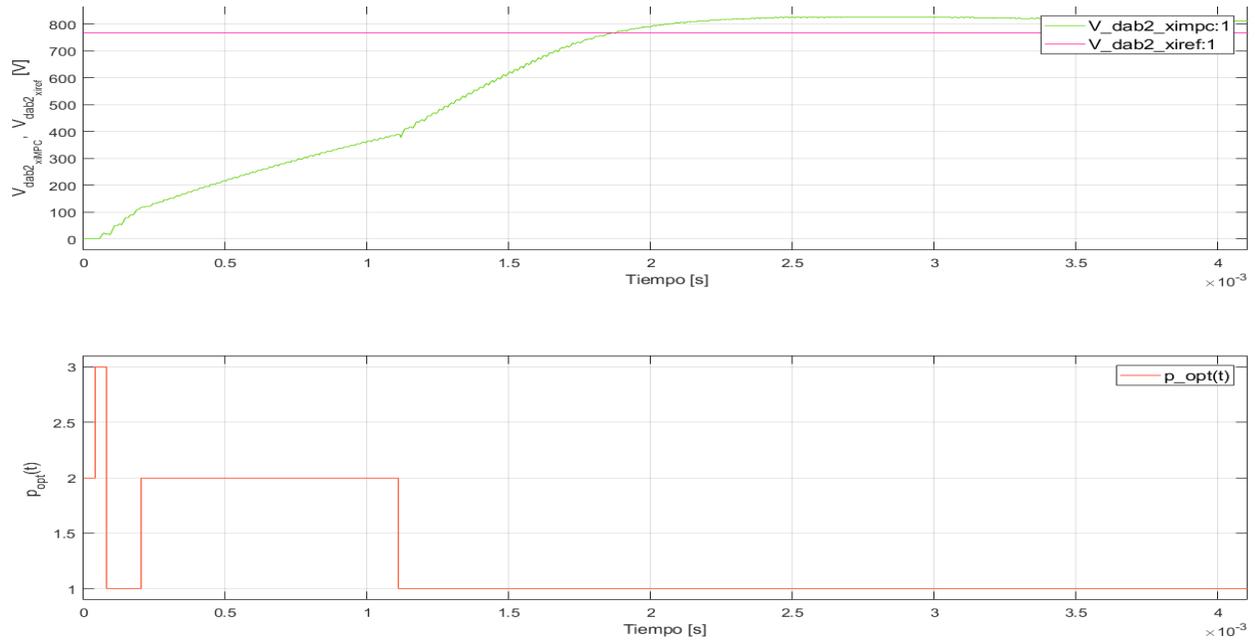


Figura 3.27: Tensión de salida con control *FCS-MPC* del convertidor *DC-DC* de doble puente activo y estrategia de modulación óptima $p_{opt}(t)$, primeros 100 periodos en modo reductor .

De manera similar se obtiene la respuesta del convertidor en el modo de operación elevador, conectando por el lado de media tensión *DC* su respectiva carga nominal y entregando la tensión de referencia $V_{xhci.ref} = 1280[V]$, como se ve en la Figura 3.28 el controlador responde a perturbaciones de la carga y entrega una respuesta más suave que la vista con el control clásico PI, ver Figura 3.24.

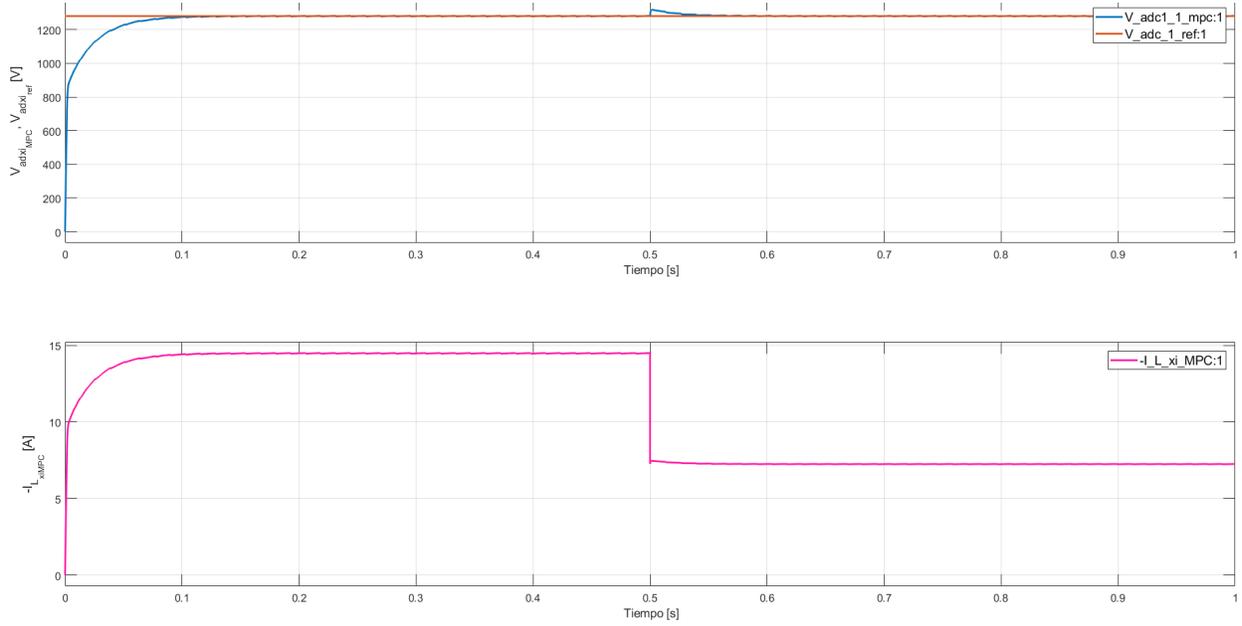


Figura 3.28: Tensión de salida con control *FCS-MPC* del convertidor *DC-DC* de doble puente activo en modo elevador.

3.6. Modelo en espacio de estado y control del convertidor *DC-AC* trifásico de cuatro ramas en el modo de operación inversor conectado a red (*On-Grid*)

3.6.1. Modelado y diseño del controlador PI para el convertidor *DC-AC* trifásico de cuatro ramas *3P4L* en el modo inversor. Como se ve en el circuito de la Figura 2.22, se tiene que la corriente *DC* que entra al convertidor deber ser igual a:

$$I_{2DC}(t) = S_{a_3p4l}(t) \cdot i_{1a}(t) + S_{b_3p4l}(t) \cdot i_{1b}(t) + S_{c_3p4l}(t) \cdot i_{1c}(t) + S_{N_3p4l}(t) \cdot i_N(t) \quad (3.60)$$

donde,

$S_{a_3p4l}(t)$, es la función de conmutación de la fase *a*.

$S_{b_3p4l}(t)$, es la función de conmutación de la fase *b*.

$S_{c_3p4l}(t)$, es la función de conmutación de la fase *c*.

$S_{N_3p4l}(t)$, es la función de conmutación de la rama *N*.

En la Ecuación 3.61 se presentan las expresiones de las tensiones de salida por cada rama del convertidor, las Ecuaciones 3.60 y 3.61 se pueden promediar aplicando algo similar a lo realizado en [29], por facilidad de notación se escriben las mismas variables sin el símbolo promedio, quedando como resultado las Ecuaciones 3.62 y 3.63, con lo anterior se puede construir el modelo de pequeña señal que representa la dinámica del

convertidor de la Figura 2.22.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= S_{a_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t) \\
 u_b(t) &= S_{b_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t) \\
 u_c(t) &= S_{c_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t) \\
 u_N(t) &= S_{N_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t)
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

$$I_{2aDC}(t) = d_{a_3p4l}(t) \cdot i_{1a}(t) + d_{b_3p4l}(t) \cdot i_{1b}(t) + d_{c_3p4l}(t) \cdot i_{1c}(t) + d_{N_3p4l}(t) \cdot i_N(t) \tag{3.62}$$

donde,

$d_{a_3p4l}(t)$, es el ciclo de trabajo de la rama para la fase a .

$d_{b_3p4l}(t)$, es el ciclo de trabajo de la rama para la fase b .

$d_{c_3p4l}(t)$, es el ciclo de trabajo de la rama para la fase c .

$d_{N_3p4l}(t)$, es el ciclo de trabajo de la rama N .

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= d_{a_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t) \\
 u_b(t) &= d_{b_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t) \\
 u_c(t) &= d_{c_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t) \\
 u_N(t) &= d_{N_3p4l}(t) \cdot V_{dab2}(t)
 \end{aligned} \tag{3.63}$$

Al anterior modelo se le realizan dos simplificaciones: la primera consiste en generar los cuatro ciclos de trabajo con la estrategia de modulación descrita en la subsección E, la segunda simplificación consiste en no tener en cuenta los condensadores del filtro LCL en la dinámica del sistema, ver [44]. Realizando esto se tiene un ciclo de trabajo trifásico como se ve en la Ecuación 3.64, también sacando la resistencia y bobina series equivalentes como se ve en la Figura 3.29. Aplicando análisis de circuito se encuentra la Ecuación 3.65 en el marco de referencia natural.

$$\begin{aligned}
 d_{aN_3p4l}(t) &= d_{a_3p4l}(t) - d_{N_3p4l}(t) \\
 d_{bN_3p4l}(t) &= d_{b_3p4l}(t) - d_{N_3p4l}(t) \\
 d_{cN_3p4l}(t) &= d_{c_3p4l}(t) - d_{N_3p4l}(t)
 \end{aligned} \tag{3.64}$$

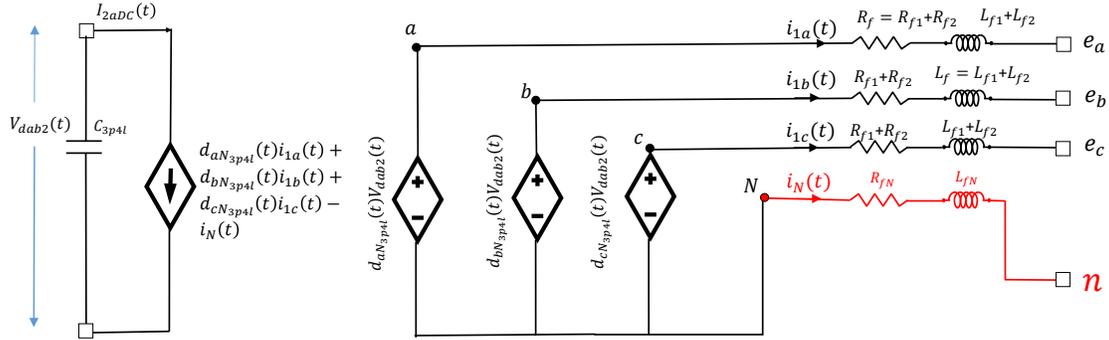


Figura 3.29: Modelado simplificado del convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red.

$$-V_{dab2}(t) \begin{bmatrix} d_{aN_{3p4l}}(t) \\ d_{bN_{3p4l}}(t) \\ d_{cN_{3p4l}}(t) \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{1a}(t) \\ i_{1b}(t) \\ i_{1c}(t) \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a}(t) \\ i_{1b}(t) \\ i_{1c}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(t) \\ e_b(t) \\ e_c(t) \end{bmatrix} - L_{fN} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_N(t) \\ i_N(t) \\ i_N(t) \end{bmatrix} - R_{fN} \begin{bmatrix} i_N(t) \\ i_N(t) \\ i_N(t) \end{bmatrix} = 0 \quad (3.65)$$

Aplicando la transformada de Park a la Ecuación 3.65 resulta la expresión de la Ecuación 3.66. Despejando la primera derivada de las corrientes en el marco $dq0$ se obtiene las Ecuaciones 3.67, 3.68 y 3.69.

$$0 = -V_{dab2}(t) \begin{bmatrix} d_{d_{3p4l}}(t) \\ d_{q_{3p4l}}(t) \\ d_{z_{3p4l}}(t) \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{d_{3p4l}}(t) \\ i_{q_{3p4l}}(t) \\ i_{z_{3p4l}}(t) \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d_{3p4l}}(t) \\ i_{q_{3p4l}}(t) \\ i_{z_{3p4l}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{slv} L_f & 0 \\ \omega_{slv} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{3p4l}}(t) \\ i_{q_{3p4l}}(t) \\ i_{z_{3p4l}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \\ e_z(t) \end{bmatrix} - L_{fN} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3i_{z_{3p4l}}(t) \end{bmatrix} - R_{fN} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3i_{z_{3p4l}}(t) \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

De esta forma se tiene el modelo en pequeña señal de convertidor.

$$L_f \frac{d}{dt} \hat{i}_{d_{3p4l}}(t) = -R_f \hat{i}_{d_{3p4l}}(t) + \omega_{slv} \cdot L_f \cdot \hat{i}_{q_{3p4l}}(t) - \hat{e}_d(t) + V_{dab2_xiref} \cdot \hat{d}_{d_{3p4l}}(t) + \hat{v}_{dab2}(t) \cdot D_{d_{3p4l}} \quad (3.67)$$

$$L_f \frac{d}{dt} \hat{i}_{q_{3p4l}}(t) = -R_f \hat{i}_{q_{3p4l}}(t) - \omega_{slv} \cdot L_f \cdot \hat{i}_{d_{3p4l}}(t) - \hat{e}_q(t) + V_{dab2_xiref} \cdot \hat{d}_{q_{3p4l}}(t) + \hat{v}_{dab2}(t) \cdot D_{q_{3p4l}}(t) \quad (3.68)$$

$$(3L_{fN} - L_f) \frac{d}{dt} \hat{i}_{z_{3p4l}}(t) = (R_f - 3R_{fN}) \hat{i}_{z_{3p4l}}(t) + \hat{e}_z(t) - V_{dab2_xiref} \hat{d}_{z_{3p4l}}(t) - \hat{v}_{dab2}(t) D_{z_{3p4l}} \quad (3.69)$$

Aplicando la transformada de Laplace se encuentran las funciones de transferencia de corriente contra los respectivos ciclos del trabajo en el marco $dq0$ e igualando a cero los términos que no contribuyen a la función de transferencia se obtienen las Ecuaciones 3.70, 3.71 y 3.72.

$$G_{id_d3p4l}(s) = \frac{\hat{i}_{d_3p4l}(s)}{V_{dab2_xiref} \hat{d}_{d_3p4l}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (3.70)$$

$$G_{id_q3p4l}(s) = \frac{\hat{i}_{q_3p4l}(s)}{V_{dab2_xiref} \hat{d}_{q_3p4l}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (3.71)$$

$$G_{id_z3p4l}(s) = \frac{\hat{i}_{z_3p4l}(s)}{V_{dab2_xiref} \hat{d}_{z_3p4l}(s)} = \frac{1}{s(L_f - 3L_{fN}) + (R_f - 3R_{fN})} \quad (3.72)$$

Con las Ecuaciones 3.70, 3.71 y 3.72 se puede sintonizar los controladores *PI* con la técnica de margen de fase, el controlador tendrá tres lazos, el del eje *d*, eje *q* y eje *z*, como se ve en la Figura 3.30. Las señales de control u_{an}^* , u_{bn}^* y u_{cn}^* son moduladas con la estrategia establecida en la subsección E.

Para demostrar el funcionamiento se considera una corriente de referencia de plena carga desde el arranque y se reduce a la mitad después de 500[ms], en la Figura 3.31 se puede ver el resultado de corriente entregada por el convertidor.

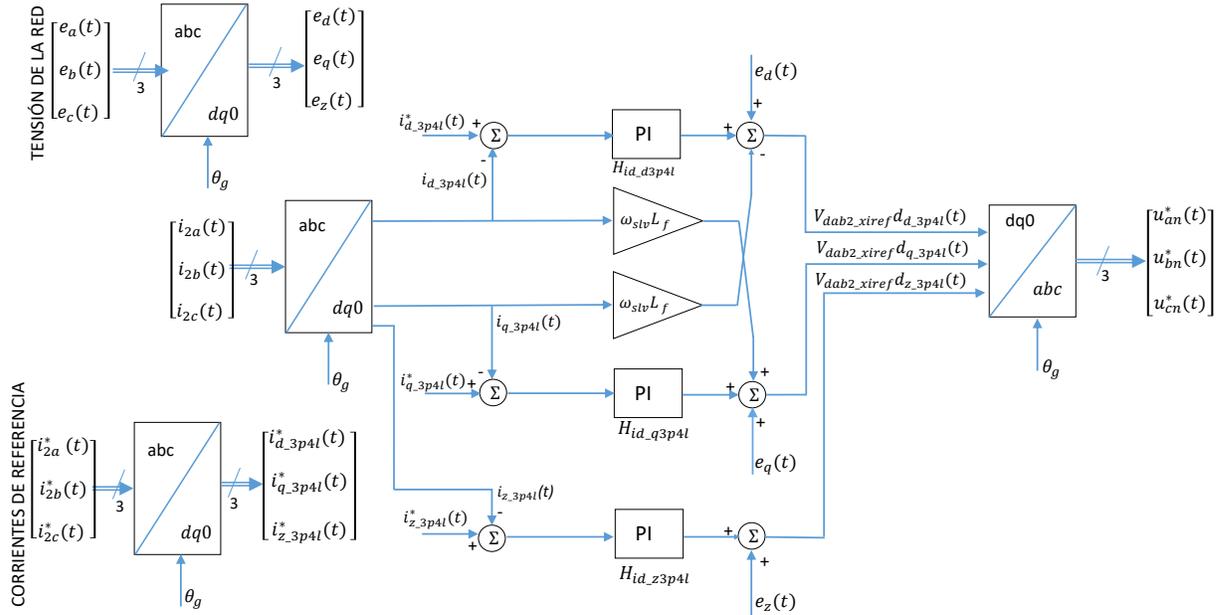


Figura 3.30: Controlador de corriente del convertidor *DC-AC* trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control *PI*.

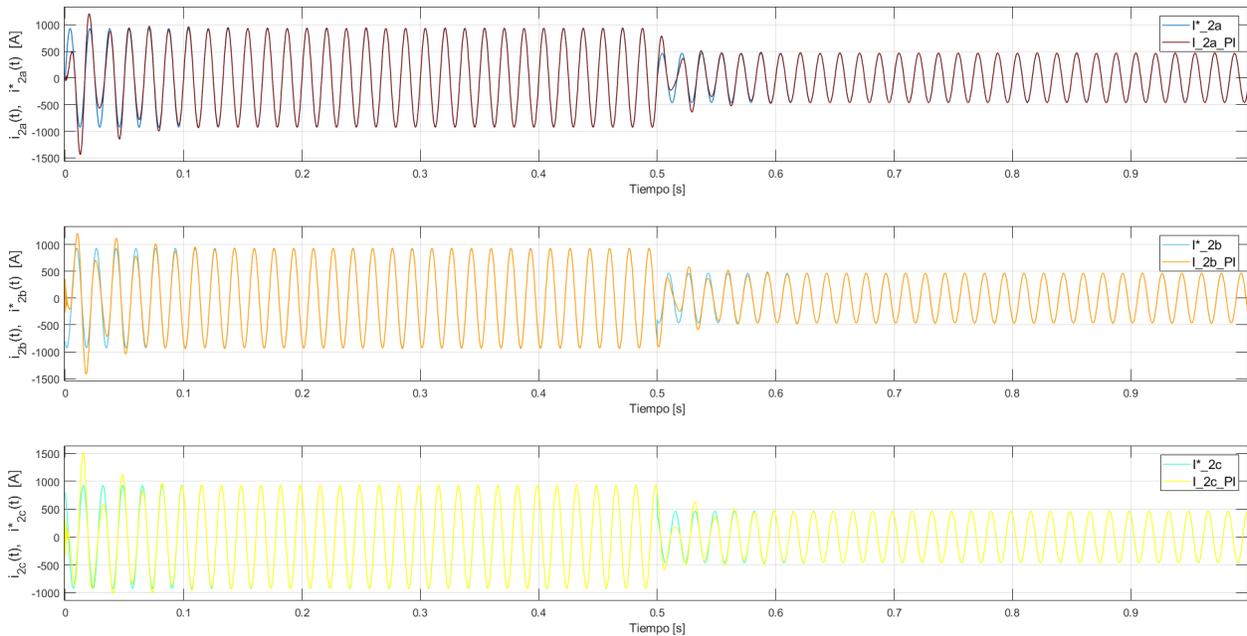


Figura 3.31: Respuesta de corriente del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control PI .

En la Figura 3.32 se aprecia el tiempo de establecimiento entre los $200[ms]$. Se ve cómo responde a los cambios tipo escalón de potencia entregando $500[kW]$ y una potencia reactiva que tiende a $0[VAr]$. Se observa como al arranque requiere potencia reactiva, pero esta vuelve a seguir los $0[VAr]$ en el eje q . La respuesta de control de la corriente de secuencia 0 con respecto a la referencia del eje d es adecuada tendiendo esta corriente a $0[A]$.

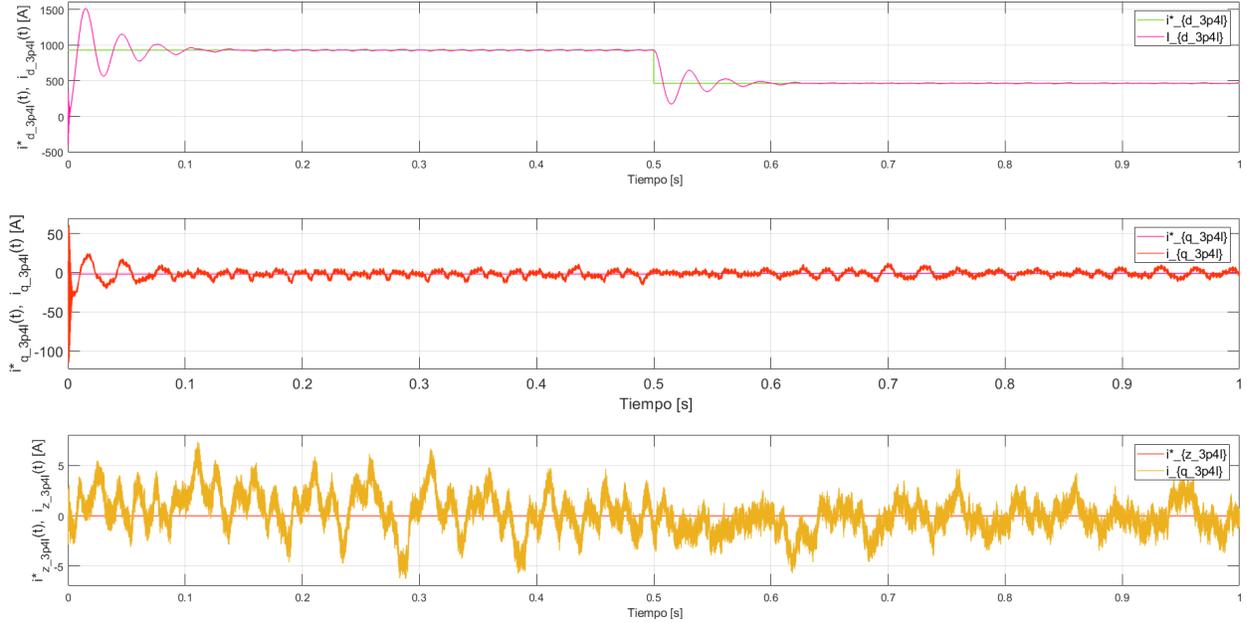


Figura 3.32: Respuesta de corriente en el marco $dq0$ del convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control PI .

3.6.2. Modelado y diseño del controlador $FCS-MPC$ para el convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor. En [45] se encuentra un método para modelar el convertidor con filtros LCL , pero este no tiene en cuenta las resistencia serie de las bobinas y tampoco el efecto de agregar una resistencia de amortiguamiento en serie con los condensadores del filtro LCL , la cuales se tuvieron en cuenta para modelar el convertidor en pequeña señal para obtener el controlador PI . Entonces se debe partir del mismo modelo para tener una comparación justa entre ambos tipos de controles. En la Figura 2.22 se ve el modelo completo de este convertidor tanto para llevarlo a representación de pequeña señal o a una de espacio de estados discretos. Para construir el modelo y simplificar el análisis se recurre a la representación en vectores de tensión y corriente en el marco natural abc , estos vectores son tipo columna, Ecuación 3.73.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_c &= \begin{bmatrix} u_{ca}(t) & u_{cb}(t) & u_{cc}(t) \end{bmatrix}^T \\
 \mathbf{v} &= \begin{bmatrix} u_{aN}(t) & u_{bN}(t) & u_{cN}(t) \end{bmatrix}^T \\
 \mathbf{e}_g &= \begin{bmatrix} e_a(t) & e_b(t) & e_c(t) \end{bmatrix}^T \\
 \mathbf{i}_1 &= \begin{bmatrix} i_{1a}(t) & i_{1b}(t) & i_{1c}(t) \end{bmatrix}^T \\
 \mathbf{i}_2 &= \begin{bmatrix} i_{2a}(t) & i_{2b}(t) & i_{2c}(t) \end{bmatrix}^T
 \end{aligned} \tag{3.73}$$

donde,

$u_{ca}, u_{cb}(t), u_{cc}(t)$ son las tensiones de los condensadores del filtro LCL .

$u_{aN}(t), u_{bN}(t), u_{cN}(t)$ son las tensiones de la rama a b y c con respecto a la rama N.

$e_a(t), e_b(t), e_c(t)$ son las tensiones de fase de la red de baja tensión.

$i_{1a}(t), i_{1b}(t), i_{1c}(t)$ son las corrientes de las bobinas L_{f1} que conectan el filtro a las ramas del convertidor.

$i_{2a}(t), i_{2b}(t), i_{2c}(t)$ son las corrientes de las bobinas L_{f2} que se inyectan a la red de baja tensión.

Teniendo en cuenta las leyes de Kirchhoff de tensión y corriente se puede describir un modelo matemático del circuito, Ecuación 3.74, 3.75 y 3.76.

$$\mathbf{L}_e \frac{d}{dt} \mathbf{i}_1 + \mathbf{R}_e \mathbf{i}_1 + R_{fC} C_f \frac{d}{dt} \mathbf{v}_c = \mathbf{v} - \mathbf{v}_c \quad (3.74)$$

donde,

$$\mathbf{L}_e = \begin{bmatrix} L_{f1} + L_{fN} & L_{fN} & L_{fN} \\ L_{fN} & L_{f1} + L_{fN} & L_{fN} \\ L_{fN} & L_{fN} & L_{f1} + L_{fN} \end{bmatrix} \text{ es la matriz de inductancias del filtro } LCL.$$

$$\mathbf{R}_e = \begin{bmatrix} R_{f1} + R_{fN} & R_{fN} & R_{fN} \\ R_{fN} & R_{f1} + R_{fN} & R_{fN} \\ R_{fN} & R_{fN} & R_{f1} + R_{fN} \end{bmatrix} \text{ matriz de resistencia series de las inductancias del filtro } LCL.$$

$$C_f \frac{d}{dt} \mathbf{v}_c = \mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_2 \quad (3.75)$$

$$R_{fC} C_f \frac{d}{dt} \mathbf{v}_c - L_{f2} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2 - R_{f2} \mathbf{i}_2 = \mathbf{e}_g - \mathbf{v}_c \quad (3.76)$$

$$\overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{L}_e & R_{fC} C_f \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & C_f \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & R_{fC} C_f \mathbf{I}_{3 \times 3} & -L_{f2} \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}^K \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_1 \\ \frac{d}{dt} \mathbf{v}_c \\ \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -\mathbf{R}_e & -\mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} & -\mathbf{I}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & -\mathbf{I}_{3 \times 3} & R_{f2} \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}^{A'} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{v}_c \\ \mathbf{i}_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}^{B'} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{e}_g \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{i}_2 = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}^C \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{v}_c \\ \mathbf{i}_2 \end{bmatrix}$$

(3.77)

La Ecuación 3.77 representa la dinámica completa del convertidor en el espacio de estados. El número de estados se puede disminuir si se realizan las siguientes aproximaciones: $\mathbf{i}_2(t) \cong \mathbf{i}_2^*(t)$, donde $\mathbf{i}_2^*(t)$ es la corriente de referencia inyectada a la red.

La Ecuación 3.76 también se puede aproximar a $\mathbf{v}_c \cong \mathbf{e}_g + L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2^*(t) + R_{f2} \mathbf{i}_2^*(t)$, con esta aproximación la Ecuación 3.74 se simplifica de la siguiente forma, Ecuación 3.78 :

$$\mathbf{L}_e \frac{d}{dt} \mathbf{i}_1 + \mathbf{R}_e \mathbf{i}_1 = \mathbf{v} - \mathbf{e}_g - L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2^*(t) - R_{f2} \mathbf{i}_2^*(t) \quad (3.78)$$

Conservando la Ecuación 3.75 se puede realizar una nueva representación aproximada en espacio de estados, Ecuación 3.79:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{L}_e & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & C_f \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_1} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_1 \\ \frac{d}{dt} \mathbf{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\mathbf{R}_e & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & -\mathbf{I}_{3 \times 3} & -L_{f2} \mathbf{I}_{3 \times 3} & -R_{f2} \mathbf{I}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} & -\mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{e}_g \\ \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2^* \\ \mathbf{i}_2^* \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{v}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{v}_c \end{bmatrix}$$

Para lograr el seguimiento de la referencia de corriente $\mathbf{i}_2^*(t)$, los estados \mathbf{i}_1 y \mathbf{v}_c deben seguir las siguientes referencias, respectivamente:

$$\mathbf{i}_1^*(t) = \mathbf{i}_2^*(t) + R_{f2} C_f \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2^*(t) + C_f L_{f2} \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_2^*(t) + C_f \frac{d}{dt} \mathbf{e}_g \quad (3.80)$$

$$\mathbf{v}_c^*(t) = \mathbf{e}_g(t) + L_{f2} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2^*(t) + R_{f2} \mathbf{i}_2^*(t) - R_{fC} C_f \frac{d}{dt} \mathbf{v}_c^*(t)$$

Reescribiendo la ecuación de estado con el vector de estado $\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 & \mathbf{v}_c \end{bmatrix}^T$ y el de entradas o perturbaciones del sistema $\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{v} & \mathbf{e}_g & \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2^* & \mathbf{i}_2^* \end{bmatrix}^T$, se tiene la siguiente representación canónica en espacio de estados de tiempo continuo,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \quad (3.81)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t)$$

Un modelo de espacio de estado discreto puede ser determinado cuando un retenedor de orden cero es aplicado al sistema de tiempo continuo descrito en la forma de espacio de estado por la ecuación 3.81. Considerando un tiempo de muestreo para el algoritmo predictivo de $T_{s,3P4L-MPC}$, el sistema en tiempo discreto se representa como en la Ecuación 3.82, la cual se utiliza para predecir los valores de tensión y corriente para las variables de estado $\mathbf{i}_1(k+1)$ y $\mathbf{v}_c(k+1)$.

$$\mathbf{x}^p(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}\mathbf{u}^p(k) \quad (3.82)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}(k)$$

En este caso en la Ecuación 3.82 se evalúan los 16 estados de conmutación del convertidor de 4 ramas, estas 16 respuestas se ingresan en forma iterativa en la función de costo en la cual se calcula la distancia a las referencias calculadas en la Ecuación 3.80. Finalmente, se encuentra el estado de conmutación que minimice la función de costo, Ecuación 3.83:

$$g^p = \|\mathbf{i}_1^*(k) - \mathbf{i}_1^p(k+1)\| + \lambda_{vc} \|\mathbf{v}_c^*(k) - \mathbf{v}_c^p(k+1)\| \quad (3.83)$$

donde,

λ_{vc} , es un factor de peso para ajustar el esfuerzo de control al seguimiento de la referencia de tensión.

$$\mathbf{i}_1^*(k) \cong \mathbf{i}_1^*(k+1).$$

$$\mathbf{v}_c^*(k) \cong \mathbf{v}_c^*(k+1).$$

Por último el estado que minimiza la función de costo es aplicado al convertidor, como se ve en la Figura 3.33.

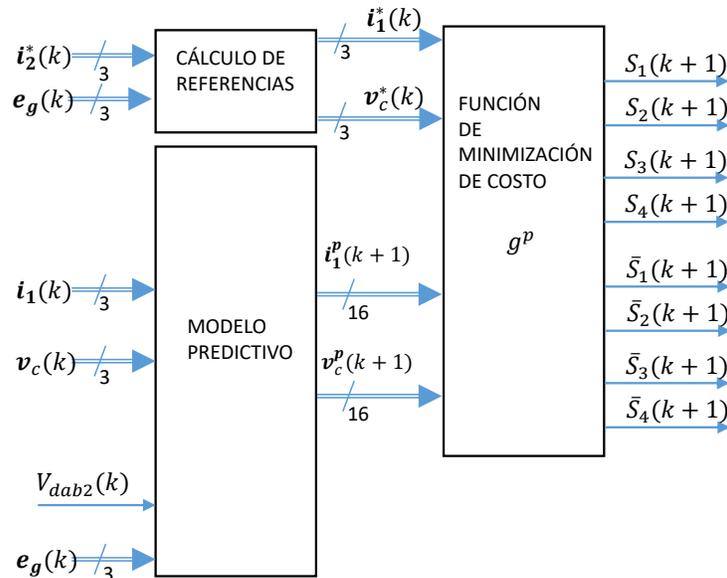


Figura 3.33: Controlador de corriente del convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control $FCS-MPC$.

En la Figura 3.34 se puede ver la respuesta del control al seguimiento de la corriente de referencia $i_2^*(t)$. Con el controlador *FCS-MPC* la respuesta de la corriente se mejora durante el arranque comparada con la respuesta del controlador *PI*, como se ve en la Figura 3.35 el control *FCS-MPC* en menos de un ciclo de 60 [Hz] sigue la corriente de referencia.

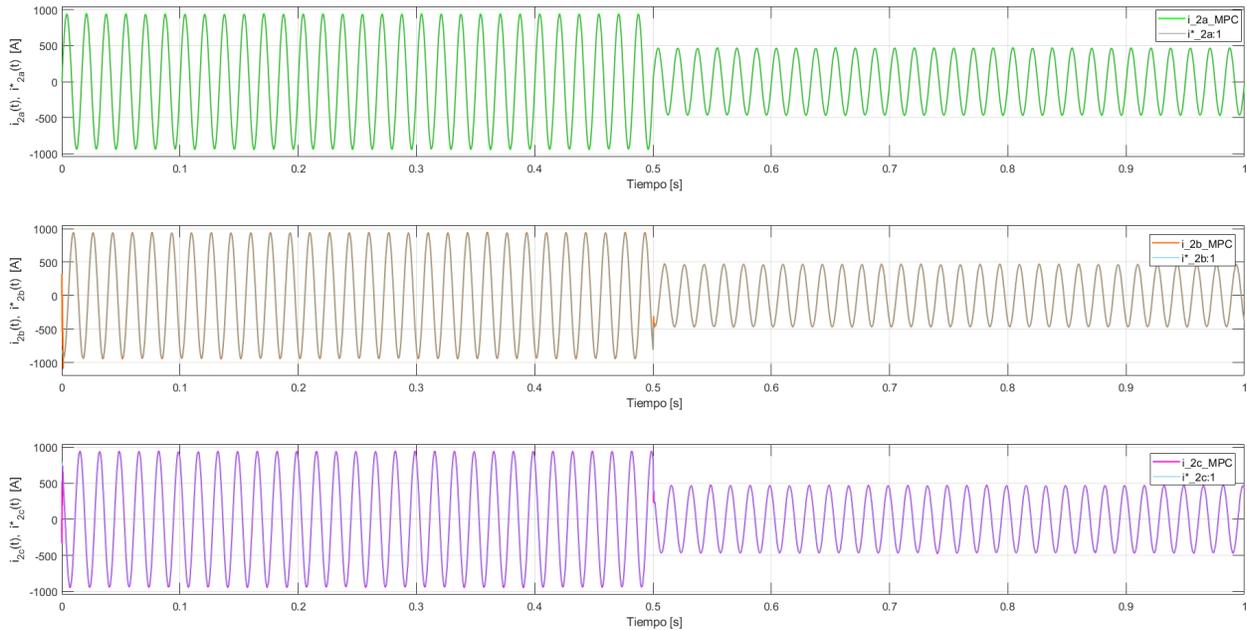


Figura 3.34: Respuesta de corriente del convertidor *DC-AC* trifasico de cuatro ramas *3P4L* en el modo inversor conectado a la red con control *FCS-MPC*.

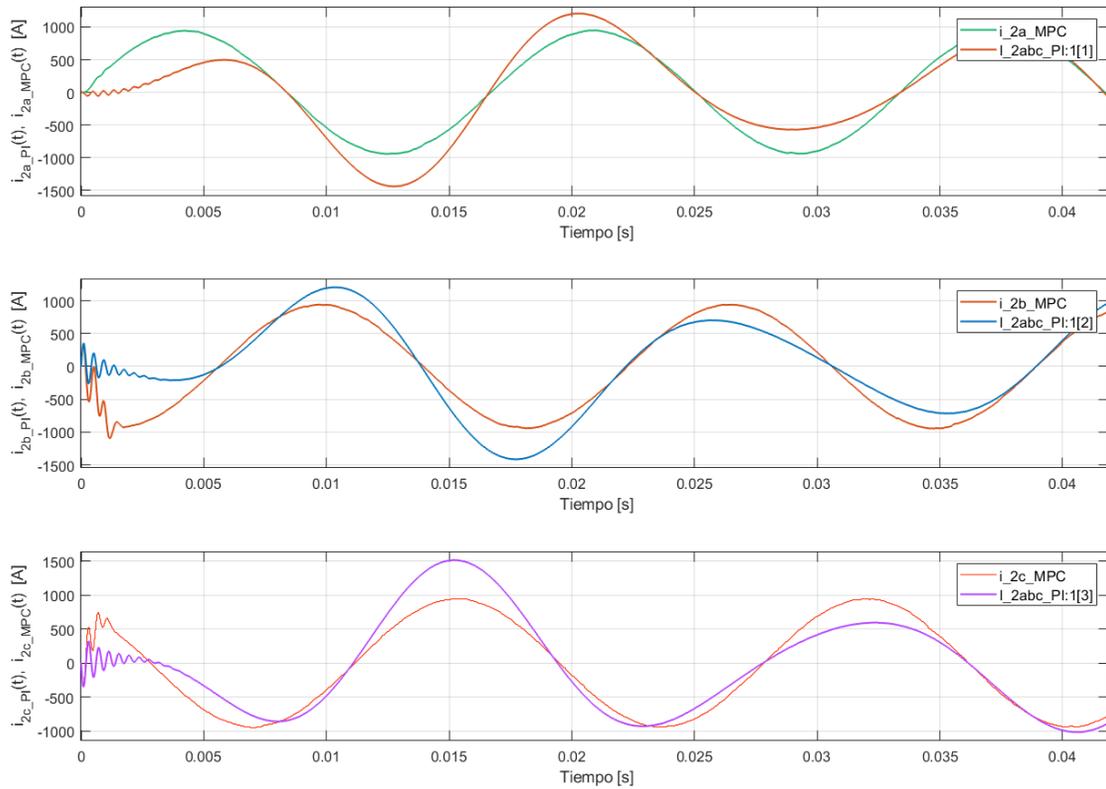


Figura 3.35: Corriente en el arranque entregada a la red por el convertidor de cuatro ramas con control PI y $FCS-MPC$ en el modo inversor.

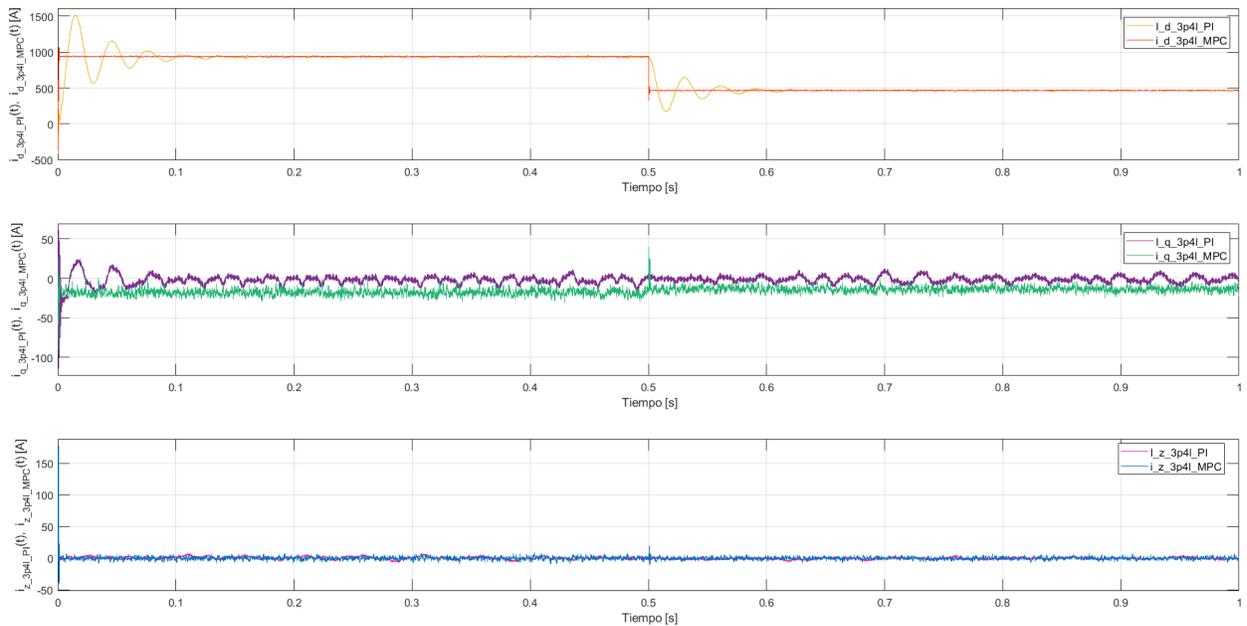
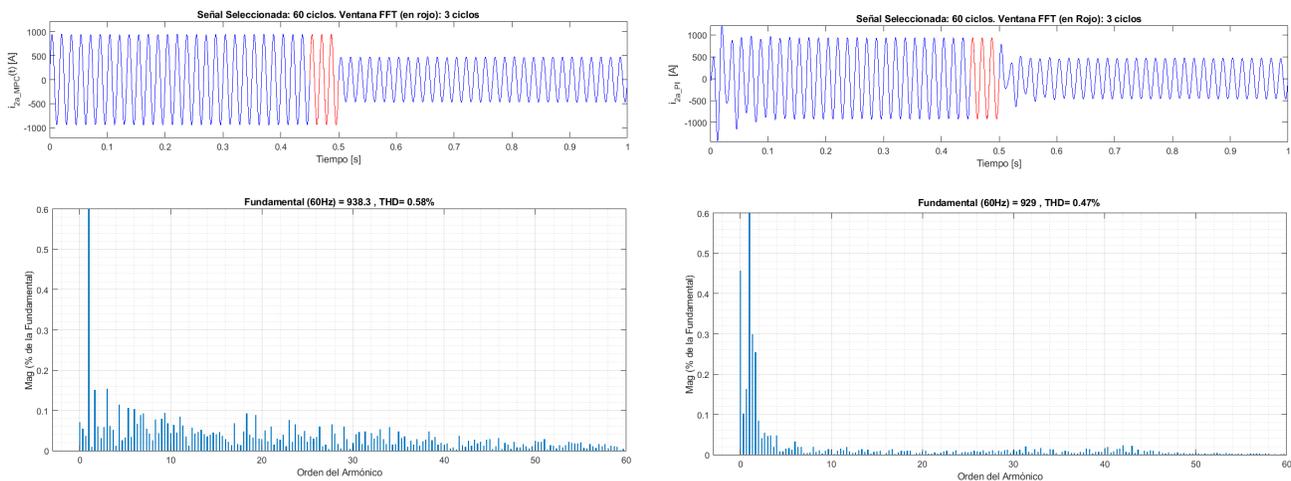


Figura 3.36: Respuesta de corriente en el marco $dq0$ del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor conectado a la red con control PI y $FCS-MPC$.

Comparando las corrientes en el marco $dq\theta$, Figura 3.36, se ve que el control por modelamiento predictivo responde mejor a los cambios de potencia tipo escalón. Durante el arranque se consume cierta cantidad de corriente en la coordenada del eje q muy mínima, se puede observar que para el manejo de carga activa el convertidor controlado por la estrategia *FCS-MPC* mantiene la corriente en eje q más cerca de la referencia cero que las vistas en el control clásico, pero con el control *FCS-MPC* en el momento del arranque se tiene un pico alto en el eje θ . Dependiendo de la aplicación se debe estudiar en un trabajo posterior si los componentes eléctricos pueden soportar estos comportamientos.

Al realizar la transformada rápida de Fourier *FFT* se encuentra una mayor cantidad de armónicos en la corriente al utilizar el controlador por modelamiento predictivo, pero estos son de un nivel aceptable, por debajo del 0,6% de la distorsión armónica individual, que es lo que recomienda la IEEE 519-1992 [46]. Cabe resaltar que al utilizar el control clásico, los armónicos de baja frecuencia (armónicos cercanos a la componente fundamental) son mayores en amplitud que los generados al emplear el control predictivo.



(a) Análisis de FFT de la corriente del $3P4L$ con el controlador *FCS-MPC* (b) Análisis de FFT de la corriente del $3P4L$ con el controlador *PI*

Figura 3.37: Análisis de FFT de la corriente del $3P4L$ en el modo inversor

3.7. Modelo en espacio de estado y control del convertidor *DC-AC* trifásico de cuatro ramas en el modo de operación rectificador conectado a red (*On-Grid*)

3.7.1. Modelado y diseño del controlador *PI* para el convertidor *DC-AC* trifásico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo rectificador. A partir del modelo presentado en la Figura 3.29 se puede aplicar la ley de Kirchhoff de corriente, ver Ecuación 3.84. Aplicando la transformada de Park se encuentra la Ecuación 3.85, de esta última se deriva el modelo de pequeña señal, Ecuación 3.86. Aplicando transformada de Laplace y aplicando las funciones de transferencia, Ecuaciones 3.70, 3.71, 3.72, se encuentra la función de

transferencia de tensión en el bus contra corriente en el eje d , Ecuación 3.87. La tensión del bus de DC no depende de las corriente de los ejes q y θ , así que se puede realizar un control de doble lazo, el externo es de tensión cuyo controlador entrega una corriente en el d (eje activo) de referencia, los lazos internos son de corriente en los ejes $dq\theta$, la referencia en los ejes q y θ es de $0[A]$, como se ve en la Figura 3.38.

$$-C_{3p4l} \frac{d}{dt} V_{dab2}(t) = d_{aN_{3p4l}}(t) \cdot i_{1a}(t) + d_{bN_{3p4l}}(t) \cdot i_{1b}(t) + d_{cN_{3p4l}}(t) \cdot i_{1c}(t) - i_N(t) \quad (3.84)$$

$$-C_{3p4l} \frac{d}{dt} V_{dab2}(t) = d_{d_{3p4l}}(t) \cdot i_{d_{3p4l}}(t) + d_{q_{3p4l}}(t) \cdot i_{q_{3p4l}}(t) + d_{z_{3p4l}}(t) \cdot i_{z_{3p4l}}(t) - 3i_{z_{3p4l}}(t) \quad (3.85)$$

$$\begin{aligned} -C_{3p4l} \frac{d}{dt} \hat{v}_{dab2}(t) &= \hat{d}_{d_{3p4l}}(t) \cdot i_{d_{3p4l}}(t) + \hat{d}_{q_{3p4l}}(t) \cdot i_{q_{3p4l}}(t) + \hat{d}_{z_{3p4l}}(t) \cdot i_{z_{3p4l}}(t) + \\ &D_{d_{3p4l}} \cdot \hat{i}_{d_{3p4l}}(t) + D_{q_{3p4l}} \cdot \hat{i}_{q_{3p4l}}(t) + D_{z_{3p4l}}(t) \cdot \hat{i}_{z_{3p4l}}(t) - 3\hat{i}_{z_{3p4l}}(t) \end{aligned} \quad (3.86)$$

$$G_{vi_{d3p4l}} = \frac{\hat{v}_{dab2}(s)}{\hat{i}_{d_{3p4l}}(s)} = \frac{\omega_{slv} L_f D_{q_{3p4l}} - D_{d_{3p4l}} (sL_f + R_f)}{sC_{3p4l} (sL_f + R_f) + D_{q_{3p4l}}^2} \quad (3.87)$$

El convertidor de cuatro ramas tiene un condensador de tamaño considerable, lo que provoca en el momento del arranque una sobretensión, Figura 3.39 superior. Se debe arrancar el condensador conectándolo a la red de baja tensión para cargarlo a través de los diodos anti-paralelo del convertidor de 4 ramas. Con esta estrategia de arranque y limitando la corriente con una resistencia en serie con el condensador C_{3p4l} la cual se puede dimensionar como lo sugiere la Figura 3.39 inferior, siendo $5R_{sarr}C_{3p4l} = 2,45[ms]$, esto para tratar de seguir el tiempo de arranque natural del condensador C_{3p4l} . Con este pre-arranque del condensador se logra seguir la tensión de referencia $V_{dab2_{xiref}}$ como se ve en la primera gráfica en 3.40.

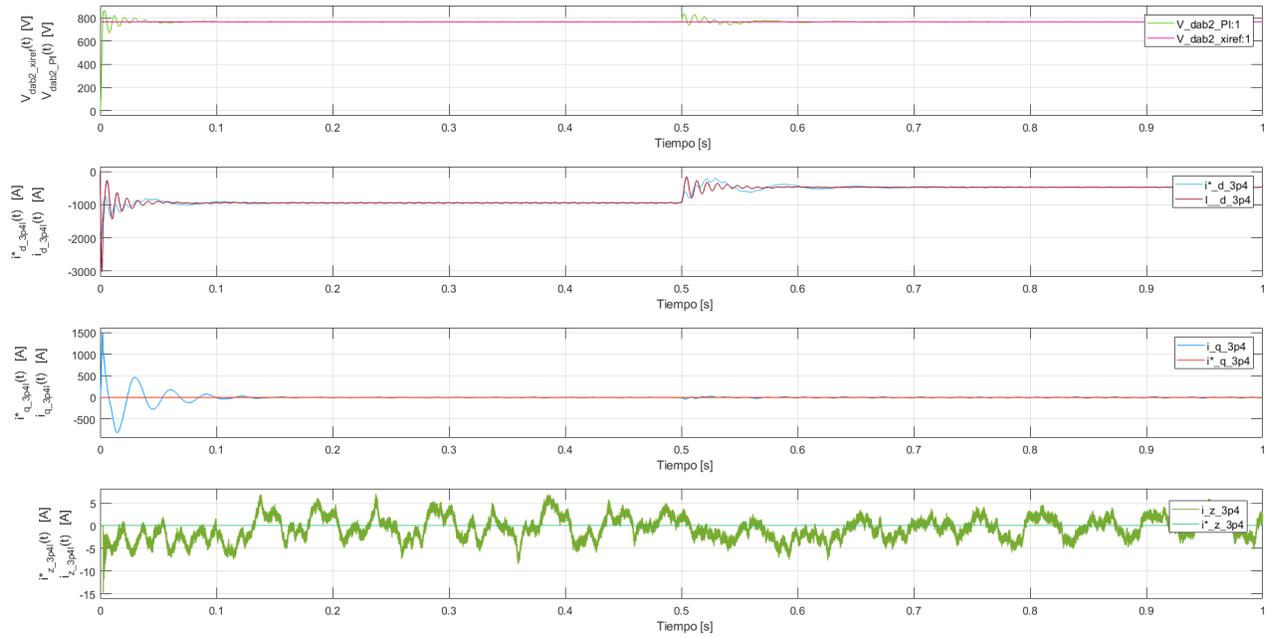


Figura 3.40: Tensión V_{dab2} en el bus de baja tensión DC ante el seguimiento de la tensión de referencia en el modo rectificador del $3P4L$

En la Figura 3.40 se puede ver como el lazo interno del controlador sigue las corrientes de referencia en los ejes $dq0$. El lazo externo de control de tensión sigue la referencia a plena carga y después de la perturbación a los $0,5[s]$ en la carga.

3.7.2. Modelado y diseño del controlador $FCS-MPC$ para el convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo rectificador. Para controlar el modo rectificador se recurre al controlador de corriente $FCS-MPC$ como lazo interno y se calcula la referencia de corriente $i_{d-3p4l}^*(t)$ con el controlador de tensión PI , las referencias $i_{q-3p4l}^*(t)$ y $i_{z-3p4l}^*(t)$ se igualan a 0. A las anteriores referencias se les aplica la transformada inversa de $Park$ para obtener el vector $i_2^*(t)$ requerido por el control $FCS-MPC$. El diagrama de control se puede observar en la Figura 3.41.

En comportamiento el control logra su objetivo, es menos subamortiguado, en comparación con el control PI , en el momento de las perturbaciones de carga, tanto en el seguimiento de tensión como de corrientes. Se observa al arranque un pico de corriente en el eje 0 justo después que se desconecta la resistencia de pre arranque serie del condensador C_{3p4l} , este no tiene una gran duración.

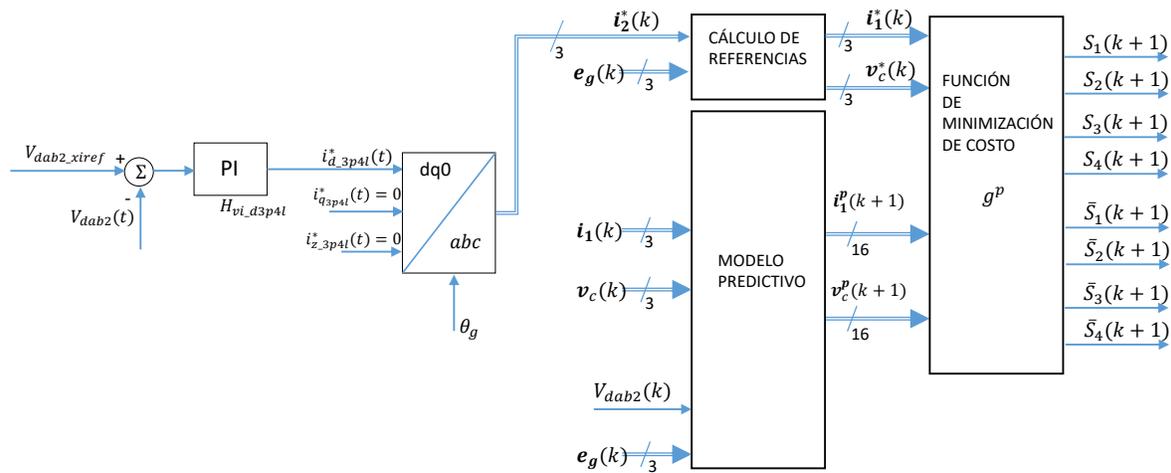


Figura 3.41: Controlador de tensión del convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo rectificador conectado a la red con control $FCS-MPC$.

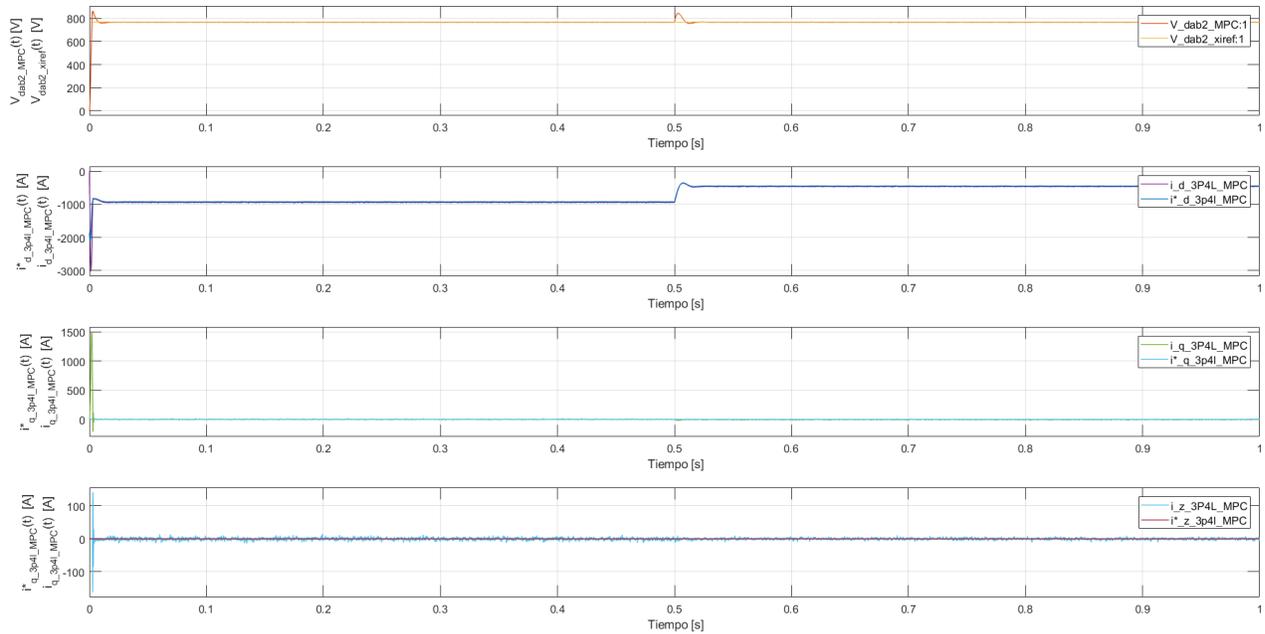


Figura 3.42: Tensión V_{dab2} en el bus de baja tensión DC ante el seguimiento de la tensión de referencia en el modo rectificador del $3P4L$ con control $FCS-MPC$.

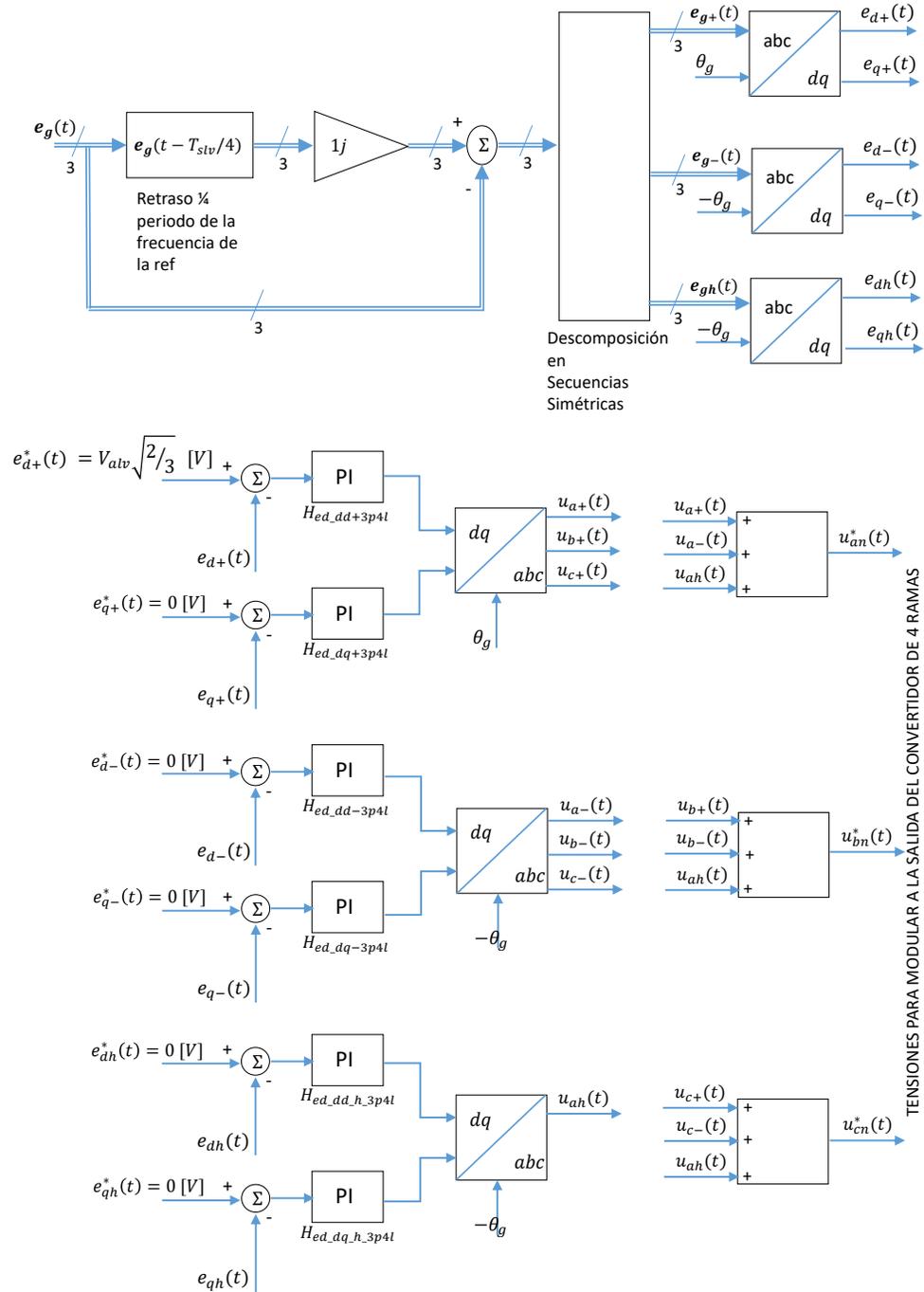


Figura 3.44: Controlador del convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ para el modo *Stand-Alone*.

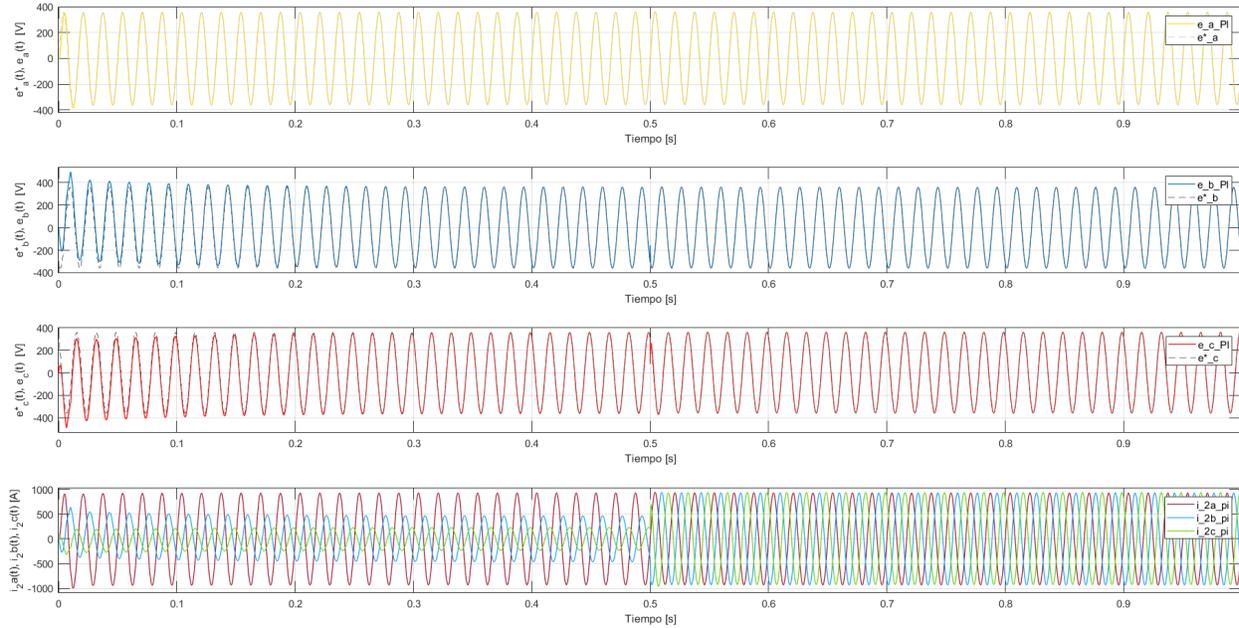


Figura 3.45: Tensión e_g ante el seguimiento de la tensión AC de referencia en el modo *Stand-Alone* del $3P4L$.

En la Figura 3.45 se puede ver como las tensiones en el lado AC de baja mantienen su valor efectivo y forma de onda sinusoidal ante carga desbalanceada en el arranque o ante carga balanceada después de $0,5[s]$, demostrando con esto su funcionamiento en este modo de operación.

3.8.2. Modelado y diseño del controlador $FCS-MPC$ para el convertidor $DC-AC$ trifásico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo conectado a carga o *Stand-Alone*. Para formular el controlador por modelamiento predictivo de estados finitos se debe incluir la ecuación que describa dinámicamente el comportamiento de las tensiones del lado de baja AC , $e_g(t)$, esta se debe convertir en una de las variables de estado y la corriente vectorial $i_2(t)$ se considera como una entrada al sistema en esta nueva representación en espacio de estado. Realizando análisis de circuito en la Figura 3.46 se obtienen las ecuaciones en vectores de tensiones y corriente, ver Ecuación 3.91 y 3.92. En la Ecuación 3.74 se puede observar un vector de tensión en el condensador de filtro LCL , lo que llevaría a tener un segundo estado de tensión, llamado $v_c(t)$. Haciendo uso de la Ecuación 3.91 y aproximando el término $R_{fC}C_f \frac{d}{dt} v_c(t) = 0$, se puede tener el estado en función de $e_g(t)$ e $i_2(t)$, ver Ecuación 3.92. Esto se puede realizar ya que $R_{fC}C_f \frac{d}{dt} v_c(t)$ representa la corriente en el condensador del filtro LCL , la cual es muy inferior en comparación al resto de corrientes del sistema.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \mathbf{L}_e & R_{fC}C_f\mathbf{I}_{3x3} \\ \mathbf{O}_{3x3} & C_f\mathbf{I}_{3x3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}\mathbf{i}_1 \\ \frac{d}{dt}\mathbf{e}_g \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{R}_e & -\mathbf{I}_{3x3} \\ \mathbf{I}_{3x3} & \mathbf{O}_{3x3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{e}_g \end{bmatrix} + \\
\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3x3} & -R_{f2}\mathbf{I}_{3x3} & (-R_{fC}C_f - L_{f2})\mathbf{I}_{3x3} & -R_{fC}C_fL_{f2}\mathbf{I}_{3x3} \\ \mathbf{O}_{3x3} & -\mathbf{I}_{3x3} & -R_{f2}C_f\mathbf{I}_{3x3} & -L_{f2}C_f\mathbf{I}_{3x3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{i}_2 \\ \frac{d}{dt}\mathbf{i}_2 \\ \frac{d^2}{dt^2}\mathbf{i}_2 \end{bmatrix} & \quad (3.95) \\
\begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{e}_g \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3x3} & \mathbf{O}_{3x3} \\ \mathbf{O}_{3x3} & \mathbf{I}_{3x3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{e}_g \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Reescribiendo la Ecuación con el vector de estado $\mathbf{x}(t) = [\mathbf{i}_1 \quad \mathbf{e}_g]^T$ y el de entradas o perturbaciones del sistema $\mathbf{u}(t) = [\mathbf{v} \quad \mathbf{i}_2 \quad \frac{d}{dt}\mathbf{i}_2 \quad \frac{d^2}{dt^2}\mathbf{i}_2]^T$, se tiene la siguiente representación canónica en espacio de estados de tiempo continuo, Ecuación 3.96.

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}(t) = \mathbf{K}_{sa}^{-1}\mathbf{A}_{sa}\mathbf{x}(t) + \mathbf{K}_{sa}^{-1}\mathbf{B}_{sa}\mathbf{u}(t) \quad (3.96)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_{sa}\mathbf{x}(t)$$

Considerando un tiempo de muestreo para el algoritmo predictivo de $T_{s,3P4L_MPC}$, el sistema en tiempo discreto se representa mediante la Ecuación 3.97, la cual se utiliza para predecir los valores de tensión y corriente para las variables de estado $\mathbf{i}_1(k+1)$ y $\mathbf{e}_g(k+1)$.

$$\mathbf{x}^p(k+1) = \mathbf{G}_{sa}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}_{sa}\mathbf{u}^p(k) \quad (3.97)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_{sa}\mathbf{x}(k)$$

Para implementar el control se necesita hallar la referencia que seguirá el estado \mathbf{i}_1 , esta se puede estimar a partir de la Ecuación 3.94 aplicando la referencia de tensión \mathbf{e}_g^* en esta y despejando \mathbf{i}_1^* , la referencia \mathbf{i}_1^* se calcula con la Ecuación 3.98.

$$\mathbf{i}_1^*(t) = C_f \frac{d}{dt} \mathbf{e}_g^*(t) + \mathbf{i}_2(t) + R_{f2} C_f \frac{d}{dt} \mathbf{i}_2(t) + L_{f2} C_f \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_2(t) \quad (3.98)$$

Con las anteriores ecuaciones se puede definir la función de costo, Ecuación 3.99, con la cual se encuentra el estado de conmutación que la minimiza. El diagrama de control se encuentra en la Figura 3.47.

$$g_{sa}^p = \|\mathbf{i}_1^*(k) - \mathbf{i}_1^p(k+1)\| + \lambda_{eg} \|\mathbf{e}_g^*(k) - \mathbf{e}_g^p(k+1)\| \quad (3.99)$$

donde,

λ_{eg} , es un factor de peso para ajustar el esfuerzo de control al seguimiento de la referencia de tensión.

$$\mathbf{e}_g^*(k) \cong \mathbf{e}_g^*(k+1)$$

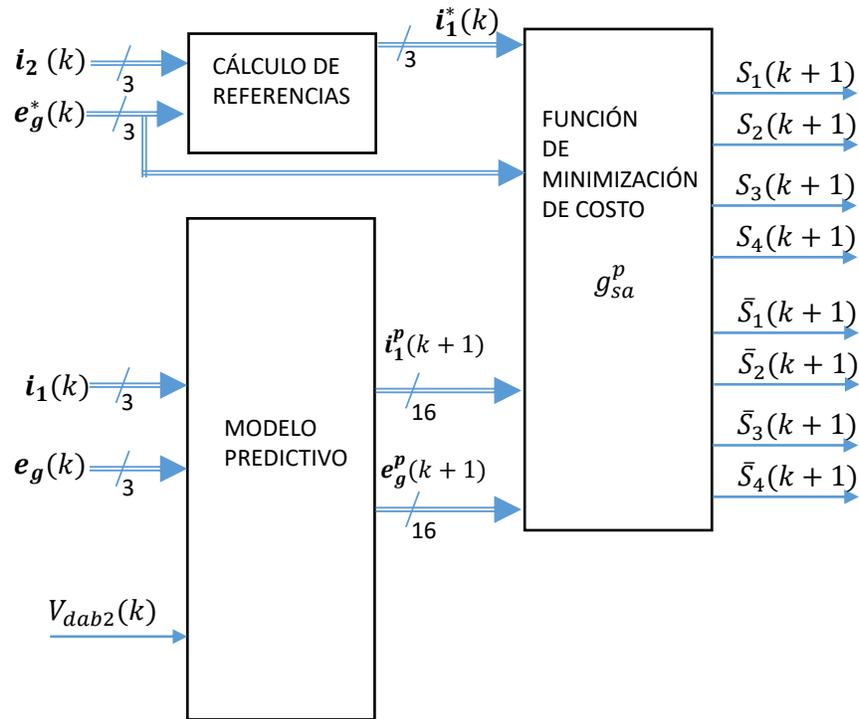


Figura 3.47: Controlador *FCS-MPC* del convertidor *DC-AC* trifásico de cuatro ramas *3P4L* para el modo *Stand-Alone*.

Los resultados de la estrategia de control para el seguimiento de tensión *AC* en la carga se presentan en la Figura 3.48. En el momento del arranque se conecta el convertidor a una carga fuertemente desbalanceada conectada en *Y*, en la fase *a* se tiene una carga a $500/3[kW]$, en la fase *b* se tiene una carga a $500/6[kW]$, en la fase *c* se tiene una carga a $500/12[kW]$. Esta se mantiene conectada los primeros $500[ms]$. A los $500[ms]$ se conecta una carga balanceada, consumiendo una potencia trifásica de $500[kW]$, con esto se comprueba el funcionamiento del modo *Stand-Alone* con cargas balanceadas y desbalanceadas resistivas.

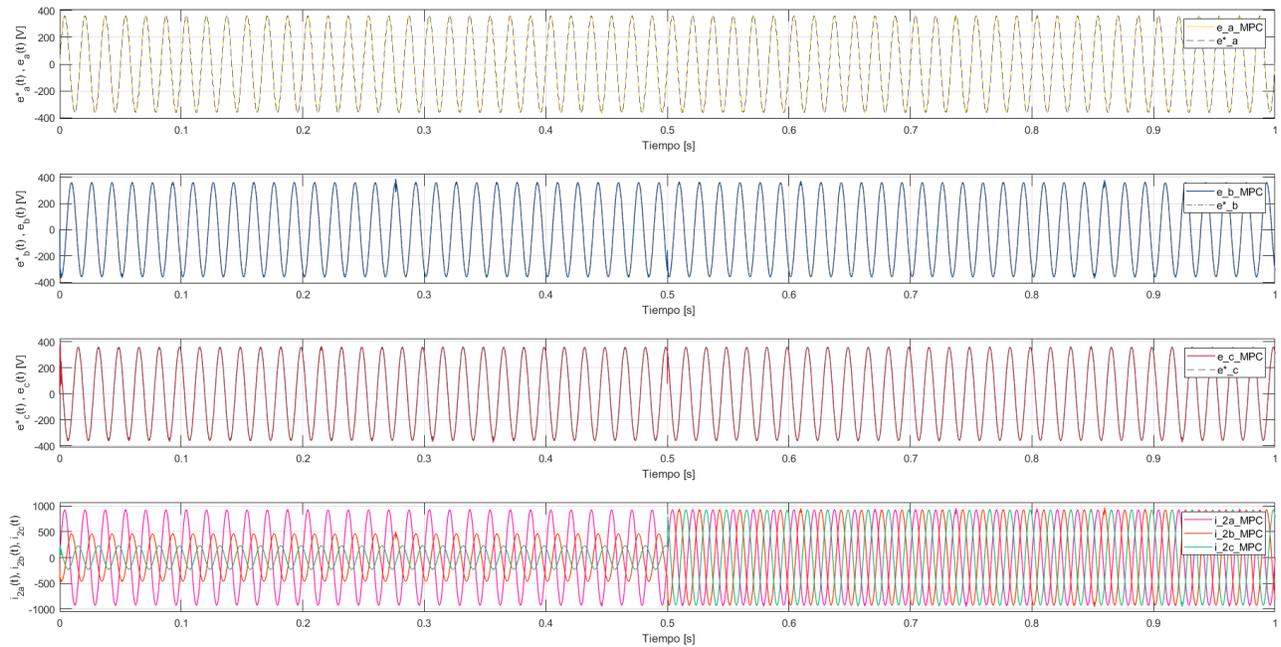


Figura 3.48: Tensión e_g ante el seguimiento de la tensión AC de referencia en el modo *Stand-Alone* del $3P4L$ con control *FCS-MPC*.

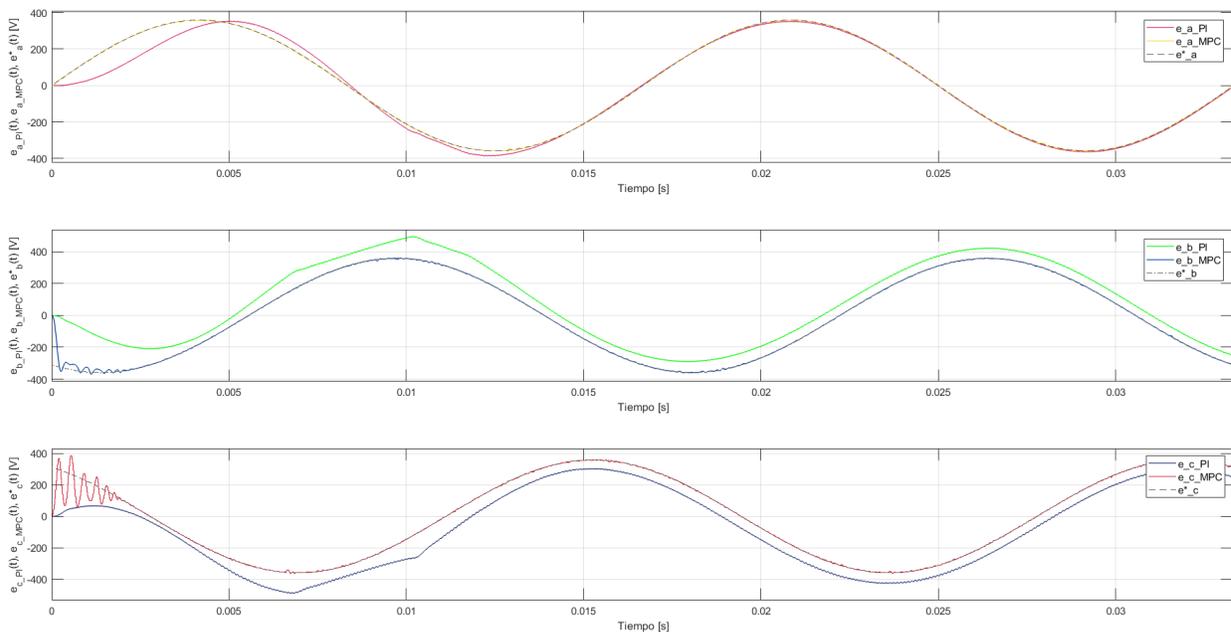
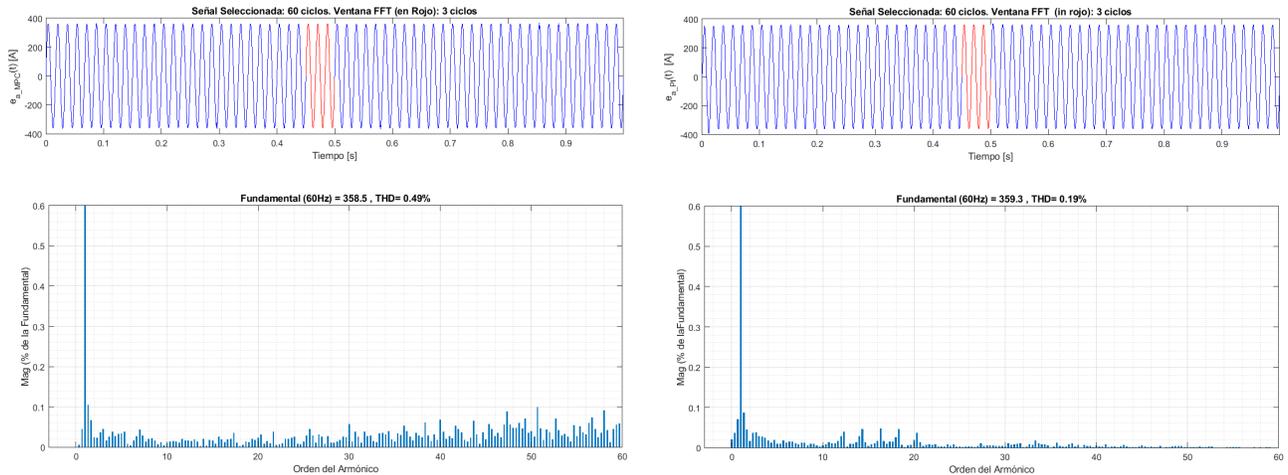


Figura 3.49: Tensión $e_g(t)$ en el arranque entregada al convertidor de cuatro ramas con control *PI* y *FCS-MPC* en el modo *Stand-Alone*.

En el momento del arranque se puede realizar una comparación entre el control clásico y el *FCS-MPC*, en la Figura 3.49 se observa como el control *FCS-MPC* realiza el seguimiento de la tensión de referencia en

menos de un periodo de la onda de $60[Hz]$, el control clásico demora varios ciclos para seguir la referencia, con esto se puede ver la ventaja del control propuesto para este modo de operación.



(a) Análisis de FFT de la tensión en la carga del $3P4L$ con el controlador $FCS-MPC$ (b) Análisis de FFT de la tensión en la carga del $3P4L$ con el controlador PI

Figura 3.50: Análisis de la FFT de la tensión en la carga del $3P4L$ en el modo $Stand-Alone$.

En la Figura 3.50 se puede analizar la transformada rápida de Fourier para la respuesta en tensión con el controlador $FCS-MPC$ en la que se observa una mayor cantidad de armónicos y una mayor THD que la respuesta del control PI . La distorsión total armónica en ambas es menor a 3% cumpliendo con la recomendación de la IEEE 519. El porcentaje de distorsión individual es menor del 0,3% siendo ambas respuestas aceptables.

Capítulo 4

Control del transformador de estado sólido ante la integración de una fuente de generación distribuida en el lado de baja tensión

En este capítulo se muestran los resultados de simulación del transformador de estado sólido con todas sus etapas conectadas, cada una con sus respectivos controladores. Se muestran los resultados de corriente en tensión al arranque, en el estado estable y en el momento de cambio de potencia para el modo de operación reductor BUCK y el modo de operación Stand-Alone. Se presentan los resultados cuando se utiliza control clásico y control por modelamiento predictivo de estados finitos aplicados en el transformador.

4.1. Consideraciones generales

En la Figura 3.2 se presentó un diagrama de conexiones entre los convertidores que conforman el transformador de estado sólido a tratar. A continuación se presentan los aspectos considerados para la simulación del transformador de estado sólido con todas sus etapas constructivas conectadas:

- Para realizar las simulaciones se utilizarán transistores ideales.
- Se utilizará fuentes independientes de tensión para simular la conexión de las redes de media y baja tensión con el transformador de estado sólido.
- En la simulación la corriente de referencia entregará la máxima potencia del transformador de estado sólido y a los 500[ms] se reducirá a la mitad la corriente de referencia.
- En todas las estrategias de creación de los disparos hacia los transistores no se tendrá en cuenta el tiempo muerto entre transistores de una misma rama, ya que la investigación se centra en estudiar la viabilidad de la implementación de un transformador de estado sólido.
- Todas las cargas que se conectarán a los convertidores serán de potencia activa.
- Se realizará la comparación de las respuestas estudiando su respuesta al arranque, en el estado estable, a la perturbación de cambio de carga.

4.2. Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación reductor o *BUCK* con control clásico *PI*

Para el funcionamiento en modo reductor se debe tener claro los objetivos de control, estos se resumen en la Tabla 4.1:

Tabla 4.1

Objetivos de control por etapas del transformador de estado sólido en modo de operación reductor.

CONVERTIDOR	<i>CHB</i>	<i>DAB DC-DC</i>	<i>3P4L</i>
Flujo de Energía	$v_{aph}, v_{bph}, v_{cph} \implies V_{xhci}$	$V_{xhci} \implies V_{dab2_xi}$	$V_{dab2} \implies e_a, e_b, e_c$
Variable a controlar	$V_{xhci}(t)$	$V_{dab2_xi}(t)$	$i_{2a}(t), i_{2b}(t), i_{2c}(t)$
Variable externamente controlada	$v_{aph}(t), v_{bph}(t), v_{cph}(t)$	$V_{xhci}(t)$	$V_{dab2}(t)$

donde,

V_{xhci} , tensión del bus de DC ubicado en $x = a, b, c$, de los puente H $i = 1, 2, \dots, N_m$

V_{dab2} , tensión del bus de *DC* del convertidor de 4 ramas *3P4L*.

Para cumplir con los objetivos de control de la primera columna de la Tabla 4.1 se utiliza el controlador *PI* para el modo Rectificador del *CHB* descrito en la Subsección 3.4.1. El convertidor *DC-DC* de doble puente activo se controla en su modo *BUCK* o reductor con el controlador *PI* de la Subsección 3.5.1. Se hace uso del

controlador PI para el convertidor $DC-AC$ trifasico de cuatro ramas $3P4L$ en el modo inversor, Subsección 3.6.1, para cumplir con los objetivos de control de la última columna de la Tabla 4.1.

El convertidor $DC-DC$ de doble puente activo adquiere la señal de corriente del lado DC de baja tensión para realizar el control del lazo interno, cuando se conecta este convertidor a una carga electrónica como lo es el convertidor de cuatro ramas, esta corriente ya no es totalmente de naturaleza continua. Se debe crear una corriente virtual DC , se realiza un procesamiento con las corrientes entregadas por el convertidor de cuatro ramas a la red de baja tensión y de esta forma se puede adquirir información de la carga activa conectada al convertidor $DC-DC$, como se ve en la Figura 4.1.

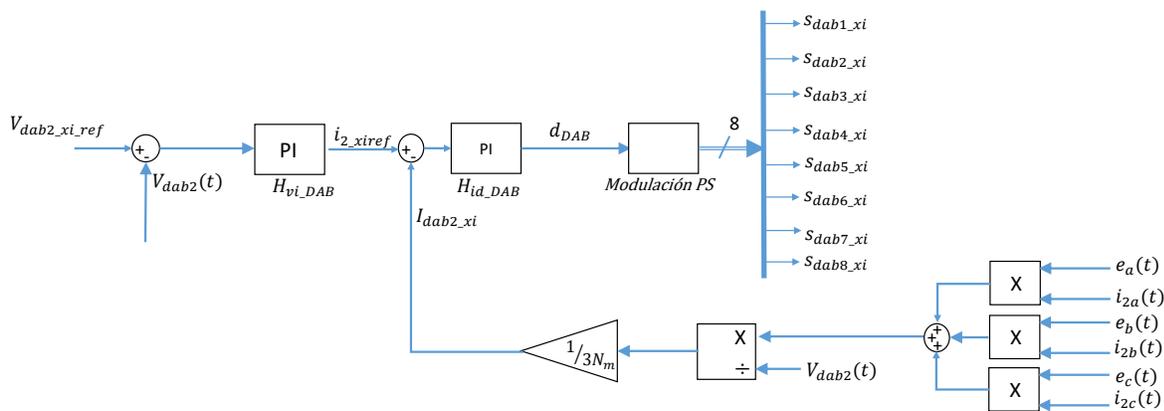


Figura 4.1: Procesamiento de la corriente, I_{dab2_xi} , del lazo interno del controlador del $DAB DC-DC$

Se realiza la conexión como se ve en la Figura 3.2 con sus respectivos $3N_m$ buses DC de media tensión. Por otra parte, todos los buses DC de baja se conectan en paralelo y estos a sus vez están conectados a un bus DC de baja tensión general, debido a que todos están en paralelo todos tienen una misma tensión que se denominara $V_{dab2}(t)$. Al igual que los convertidores sus respectivos controladores individuales se ingresan en el modelo de simulación, a excepción del control convertidor $DC-DC$ de doble puente activo, al cual se le hizo un cambio en el lazo interno de corriente, ver Figura 4.1. Los controladores actúan en forma sincronizada, todos empiezan a actuar en el tiempo $t = 0$.

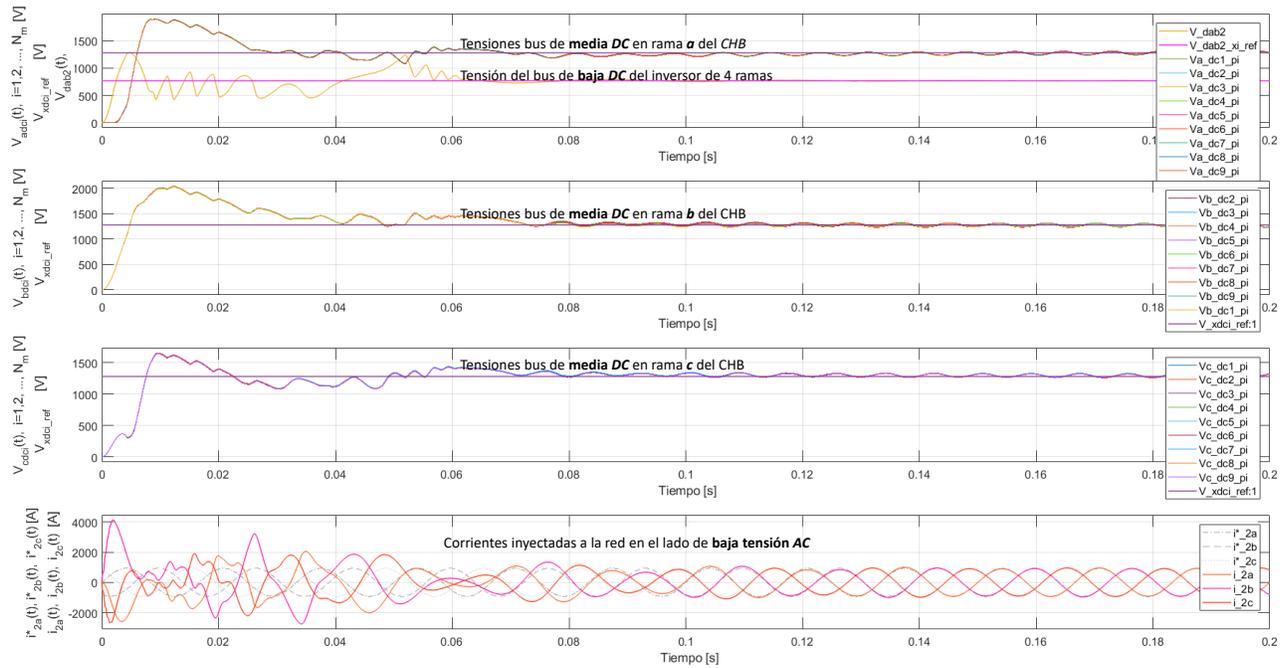


Figura 4.2: Resultados al arranque, primeros 200[ms], con control PI , del transformador de estado solido en modo de operación reductor conectado a la red

En la Figura 4.2 se puede ver las respuesta del sistema completo durante los primeros 200[ms]. El objetivo final de control es seguir la corriente de referencia $i_2^*(t)$, esta es la corriente que se le inyecta a la red de baja tensión para el modo operación descrito en la Tabla 4.1. Se observan las tensiones en la rama a del CHB en los los buses de DC de media tensión, estas siguen la referencia $V_{xdci.ref}$ y se establecen con una pequeña tensión de rizado a los 150[ms], también se muestra la tensión en el bus $V_{dab2}(t)$, esta se establece a los 80[ms].

Las tensiones en la rama b del CHB en los los buses de DC de media tensión siguen la referencia $V_{xdci.ref}$. Las tensiones en la rama c del CHB en los buses de DC de media tensión siguen la referencia $V_{xdci.ref}$.

En la ultima gráfica de la Figura 4.2 se muestra corrientes $i_{2a}(t)$, $i_{2b}(t)$, $i_{2c}(t)$ y su comparación con las referencia en color gris, el convertidor de cuatro ramas logra a partir del reposo seguir la referencia de corriente nominal después de 140 [ms].

Justo a los 100[ms] cuando el bus de baja DC empieza a estabilizarse el convertidor de cuatro ramas adquiere en su bus de DC la tensión de referencia. A los 140[ms] las corrientes inyectadas a la red siguen en forma estable su referencia $i_{2a}^*(t)$, $i_{2b}^*(t)$, $i_{2c}^*(t)$ y la tensión en el bus DC de baja se estabiliza completamente, ver gráfica inferior de la Figura 4.2.

Para mostrar el estado estable y la respuesta al cambio de carga en el transformador se gráfica 1[s] de funcionamiento. En el tiempo $t = 0$ todos sus elementos de circuito están descargados, sus transistores están

apagados. Durante los primeros 500[ms] sus referencias de corriente son nominales y luego se desconecta a la mitad de la carga para mostrar la estabilidad de los controladores de tensión de las etapas del transformador de estado sólido y la respuesta del control de corriente del convertidor de cuatro ramas. Se ve como el transformador parte de energía cero hasta transmitir la potencia nominal desde media tensión AC a baja tensión AC y después de 500[ms] se inyecta la mitad de la potencia a la red de baja tensión como se ve en la Figura 4.3.

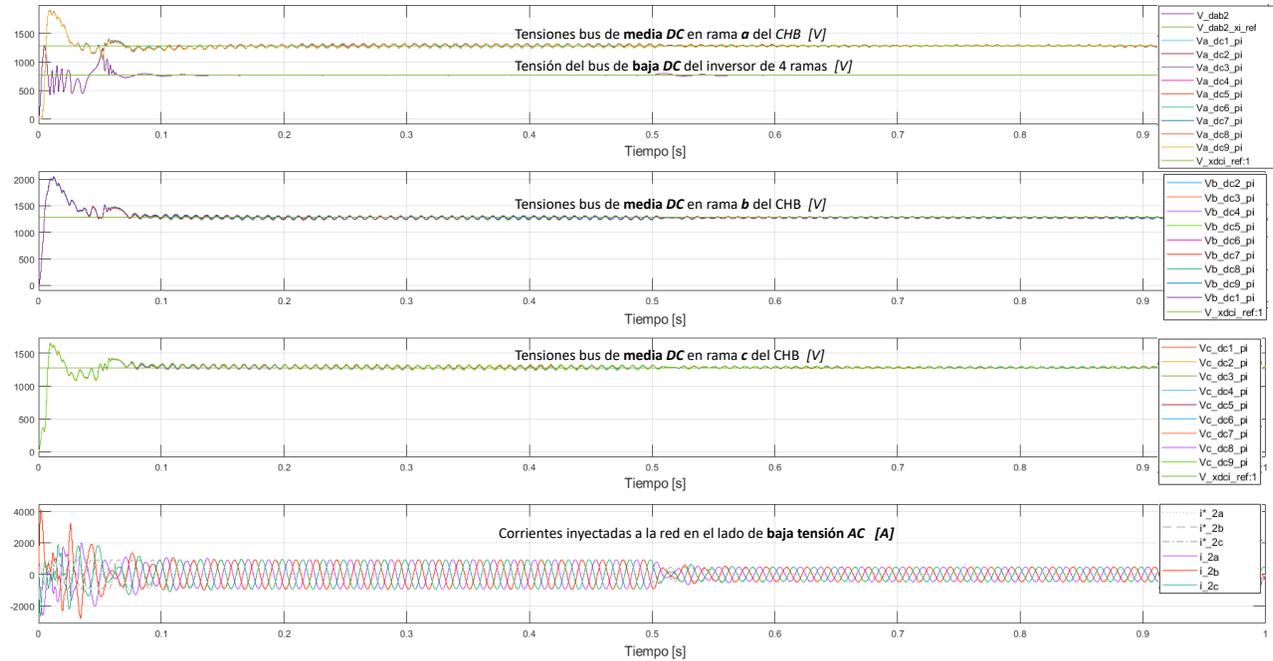


Figura 4.3: Resultados , con control PI , del transformador de estado solido en modo de operación reductor conectado a la red, 1[s].

La respuesta ante el cambio abrupto de inyección de corriente de la nominal a la mitad se puede ver en la Figura 4.4, a los 500[ms] se cambia la referencia de corriente, el transformador entrega 500[kW] y después se cambia su corriente de referencia para que entregue 250[kW] a la red de baja tensión. En la figura se observa el transitorio a los 500[ms], las tensiones de los buses de media de cada puente H del convertidor multinivel permanecen estables al seguimiento de la referencia de tensión, el rizo consecuentemente disminuye cuando cambian a una menor amplitud las corrientes que entrega la red de media tensión. El bus de baja DC general se estabiliza a los 600[ms], después del abrupto cambio de carga, al igual que las corrientes $i_{2a}(t)$, $i_{2b}(t)$, $i_{2c}(t)$ que se le entregan a la red de baja tensión. Demostrando el correcto funcionamiento de los controles para las tres etapas del transformador de estado sólido.

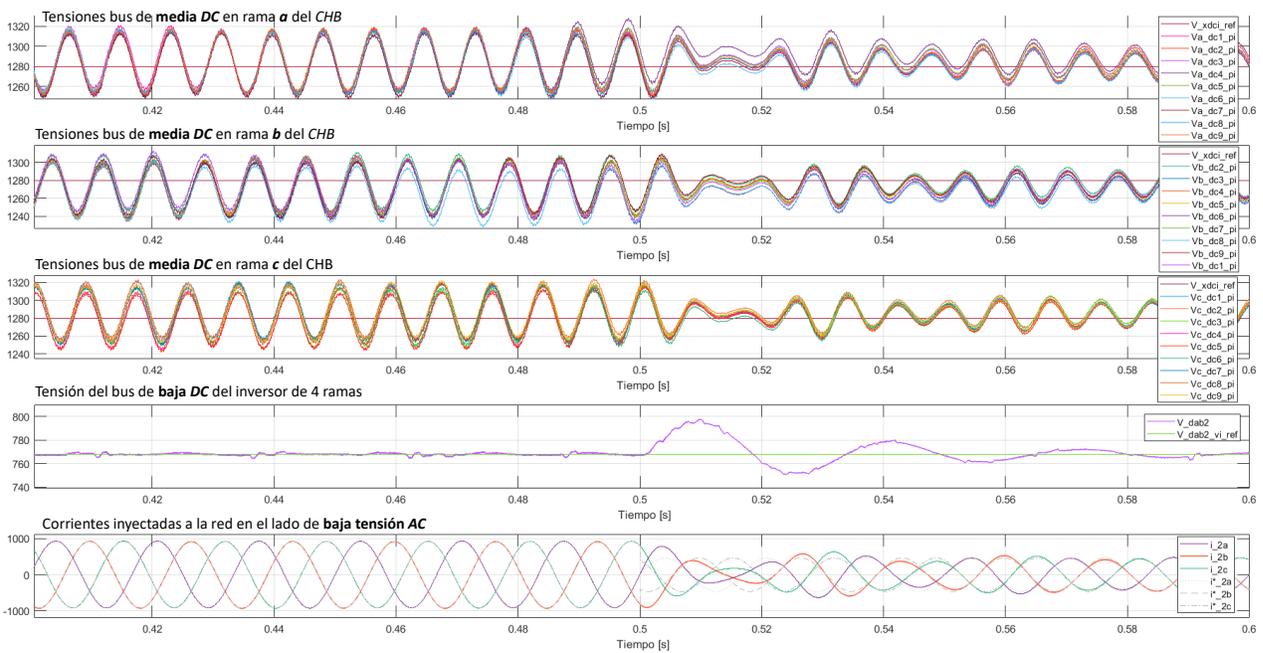


Figura 4.4: Resultados, con control PI , en modo de operación reductor conectado a la red ante el cambio de corriente de referencia $0,4 < t < 0,6[s]$

En la Figura 4.5 se observa en la primera gráfica las corrientes trifásicas en el lado de media tensión, en la segunda gráfica se ve las corrientes trifásicas inyectada a la red de baja tensión por parte del SST , en la tercera gráfica se ve la potencia instantánea a la entrada del SST y la potencia de salida del SST la cual es inyectada a la red de baja tensión. En la cuarta gráfica de la Figura 4.5 se estudia la eficiencia del transformador en porcentaje con respecto a la potencia de entrada: a potencia nominal la eficiencia llega al 94% y a la mitad de potencia llega al 97%. En la quinta gráfica se ve la relación de transformación en corriente: a potencia nominal entre el 28% y la mitad de la potencia del 29%, el valor ideal es de $13200/440[V/V] = 30$, los valores anteriores son aceptables, con esto se demuestra que se conserva la relación nominal de transformación en tensión y corrientes al variar la potencia inyectada a la red de baja tensión.

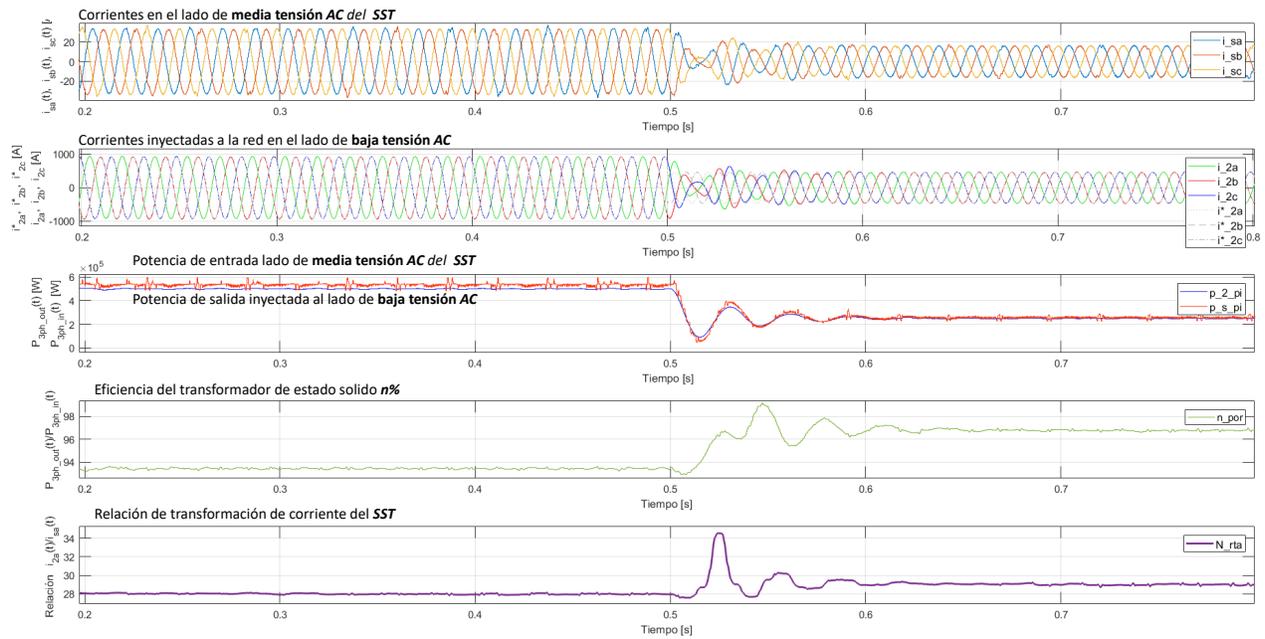


Figura 4.5: Corriente y potencia del SST, con control PI, en modo de operación reductor.

4.3. Transformador de estado solido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación reductor o *BUCK* con control *FCS-MPC*

Para implementar los controladores se tuvo en cuenta la Tabla 4.1. Para cumplir con los objetivos de control de la primera columna de la tabla se utiliza el controlador por modelamiento predictivo de estado finitos *FCS-MPC* descrito en la Subsección 3.4.2 para el convertidor multinivel *CHB*, este convertidor actúa como rectificador llevando a cada puente *H* a entregar una tensión de media tensión *DC*.

Luego se conectan los convertidores *DC-DC* a la salida de los puentes *H* para controlar la tensión $V_{dab2}(t)$. Como las salidas de tensión de baja *DC* de todos los convertidores *DC-DC* esta en paralelo se utiliza un solo controlador para llevar el bus del convertidor de cuatro ramas a la tensión de referencia. Se implementan los cambios que se ven en la Figura 4.6 para lograr esto.

El objetivo de control de la tercera columna de la Tabla 4.1 se logra con el controlador descrito en la Subsección 3.6.2, sin ninguna modificación se logra controlar la corriente inyectada a la red de baja tensión.

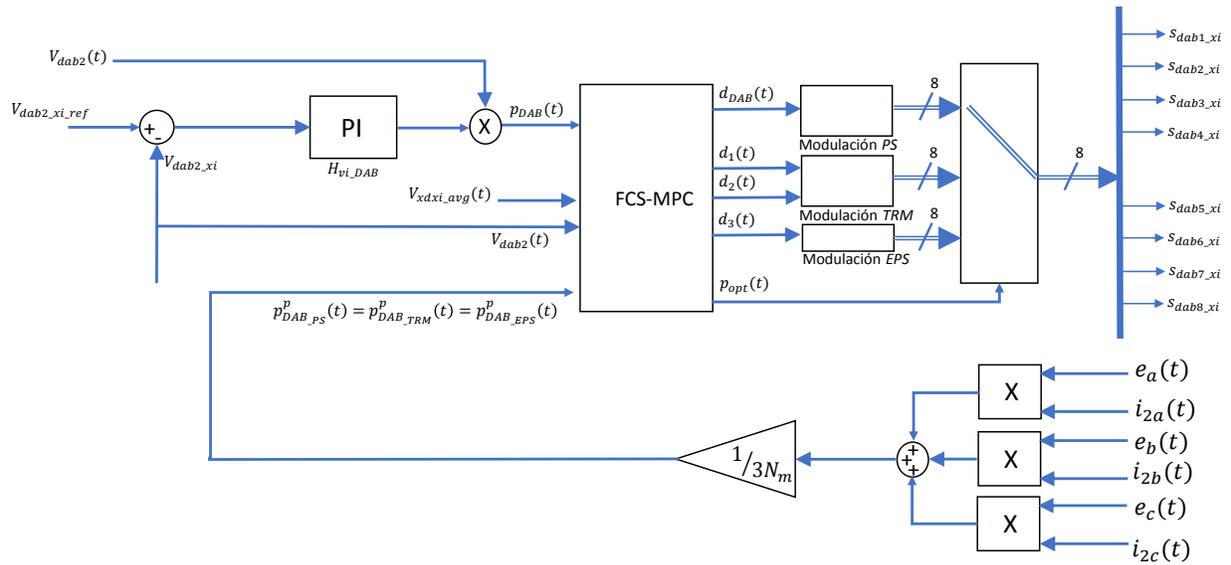


Figura 4.6: Cálculo de la potencia $p_{DAB}^p(p, t)$, del controlador *DAB DC-DC*.

Se encuentra que el transformador con controladores *FCS-MPC* necesita estrategia de arranque para sus elementos almacenadores en especial los condensadores, se agrega una resistencia durante solo un ciclo de $60[Hz]$, esta estará en serie durante este tiempo con los filtros L_{sa}, L_{sb}, L_{sc} , la cual conmutará después para conectar de forma definitiva los filtros directamente al convertidor multinivel. Los controladores actúan desde el tiempo $t = 0$, se logra el control ya que el control predictivo es inmune en cierto punto al cambio de parámetros de su modelo de circuito, la inclusión de esta resistencia durante solo ese periodo no afecta el funcionamiento del control.

Durante el arranque $t = 0$ todas las bobinas y condensadores están descargados, su energía es cero; después de $100[ms]$ las tensiones de los buses de media *DC* logran seguir la referencia $V_{xdci.ref} = 1280[V]$ con un rizado estable de menos del 10% de la tensión nominal del bus de media, con este control se disminuyeron las tensiones de los buses de media *DC* a menos de $1500[V]$, en cambio con el anterior control *PI* se obtuvieron valores por encima de los $2000[V]$.

Por el lado de baja *DC* la tensión $V_{dab2}(t)$ empieza a seguir su referencia $V_{dab2_xi.ref} = 768[V]$ llegando a un estado estable a los $60[ms]$, el control predictivo fue más rápido con respecto a los resultados de tensión del control clásico, además se disminuyó la sobretensión que se presentaba en el bus de baja *DC*, ver gráfica superior de la Figura 4.7.

En el primer semiciclo de la corriente $i_{2b}(t)$ se obtuvo el doble de la corriente que se presentó en el arranque con el control clásico, pero después de $8[ms]$ el convertidor de cuatro ramas ya está entregando su corriente de referencia a diferencia del control clásico que logra seguir la corriente de referencia después de $150[ms]$, esto

es porque el control de corriente clásico tuvo que esperar que el bus de baja DC se estabilizara en su tensión de referencia para que funcionara de manera apropiada. El control predictivo evalúa el modelo completo del sistema para entregar sus señales controladoras.

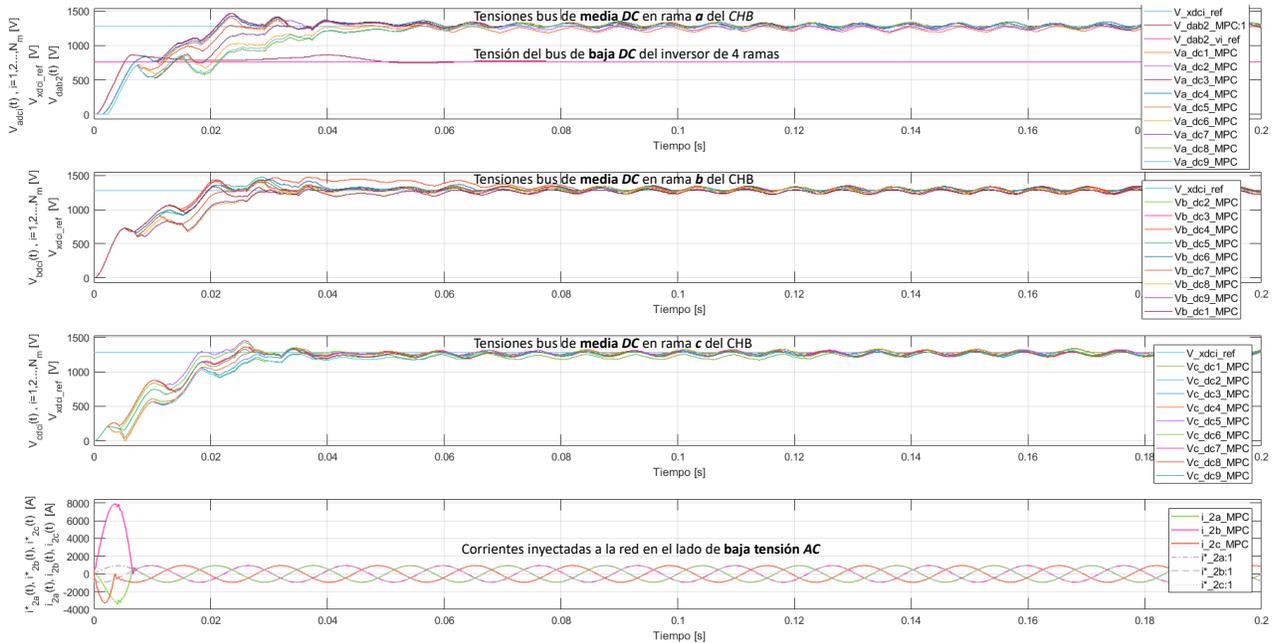


Figura 4.7: Resultados al arranque, primeros 200[ms], del transformador de estado solido en modo de operación reductor conectado a la red con control $FCS-MPC$.

Para mostrar el estado estable y la respuesta al cambio de carga en el transformador se gráfica 1[s] de funcionamiento con los controladores predictivos. En el tiempo $t = 0$ todos sus elementos de circuito están descargados, durante un ciclo $1/60$ [s] se conecta en serie una resistencia a cada filtro L del convertidor multinivel y también todos los controladores actúan desde el tiempo $t = 0$. Esta estrategia es posible ya que el control predictivo tiene la ventaja de aceptar cambios en los parámetros eléctricos y sigue controlando a pesar de tener un modelo predictivo, durante el arranque, diferente al inicial. Los resultados se observan en la Figura 4.8.

Durante los primeros 500[ms] sus referencias de corriente son nominales y luego se reduce a la mitad para mostrar la estabilidad de los controladores de tensión de las etapas del transformador de estado sólido y la respuesta del control de corriente del convertidor de cuatro ramas. Se ve como el transformador parte de energía cero hasta transmitir la potencia nominal desde media tensión AC a baja tensión AC y después de 500[ms] se inyecta la mitad de la potencia a la red de baja tensión como se ve en la Figura 4.8.

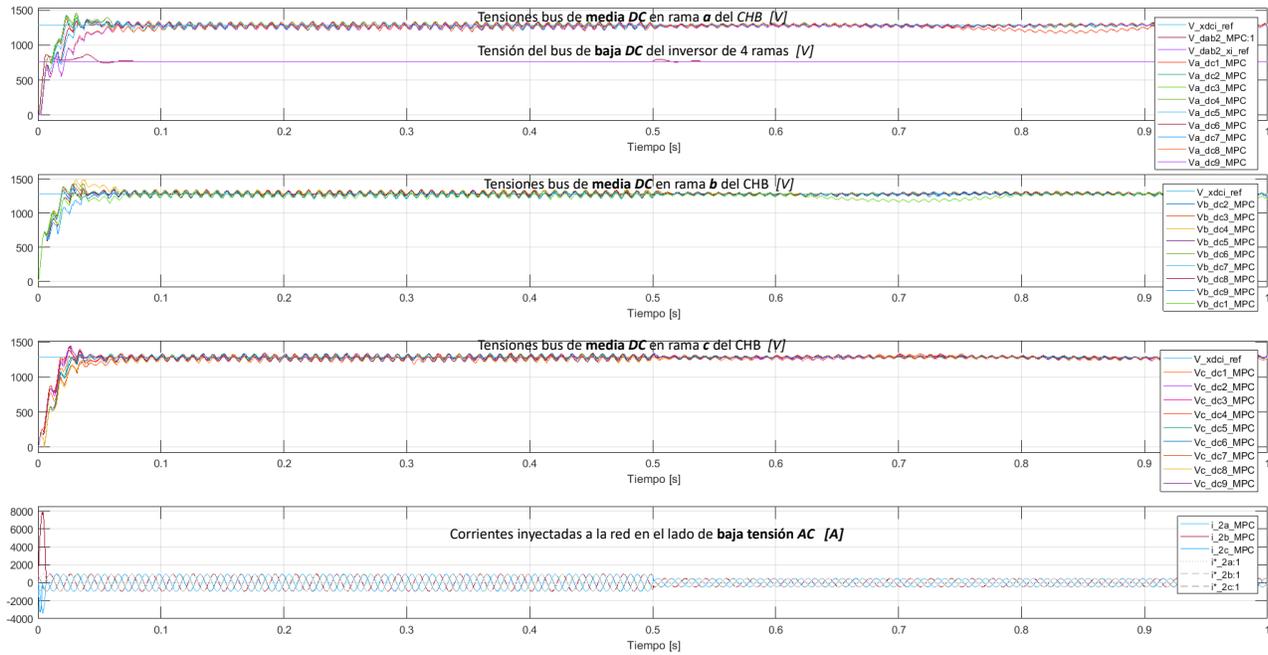


Figura 4.8: Resultados, con control *FCS-MPC*, del transformador de estado sólido en modo de operación reductor conectado a la red, 1[s].

La respuesta ante el cambio abrupto de inyección de corriente partiendo de la nominal a la mitad se puede ver en la Figura 4.9. A los 500[ms] se cambia la referencia de corriente, el transformador entrega 500[kW] y después se cambia su corriente de referencia para que entregue 250[kW] a la red de baja tensión. En la figura se observa el transitorio en el tiempo $t = 500[ms]$, las tensiones de los buses de media *DC* de cada convertidor permanecen estables al seguimiento de la referencia de tensión, el rizo consecuentemente disminuye al ser menor la amplitud de la corriente que viene de la red de media tensión que consume el convertidor multinivel.

El bus de baja *DC* general se estabiliza antes de los 600[ms] con menor subarmotiguamiento que el control *PI*, las corrientes $i_{2a}(t)$, $i_{2b}(t)$, $i_{2c}(t)$ siguen su corriente de referencia en casi forma instantánea a diferencia de los resultados del control *PI* el cual se demora más de 100[ms] para seguir su corriente de referencia. Demostrando el correcto funcionamiento de los controles para las tres etapas del transformador de estado sólido.

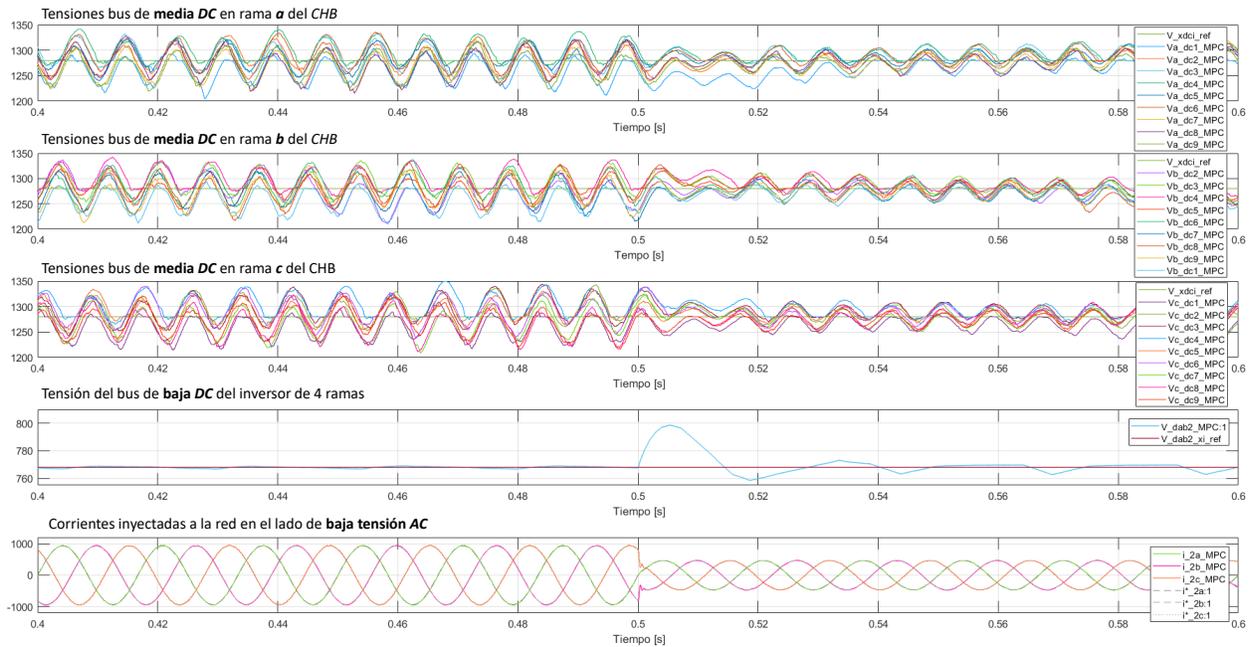


Figura 4.9: Resultados, con control *FCS-MPC*, en modo de operación reductor conectado a la red ante el cambio de corriente de referencia $0,4 < t < 0,6[s]$

En la Figura 4.10 se observa en la primera gráfica las corrientes trifásicas en el lado de media tensión *AC*, en la segunda gráfica se ve las corrientes trifásicas inyectadas a la red de baja tensión por parte del *SST*, en la tercera gráfica se ve la potencia instantánea a la entrada del *SST* y la de salida del *SST* la cual es inyectada a la red de baja tensión, se ve cómo el cambio de potencia sigue la forma de onda de un escalón y es casi instantáneo lo que conlleva a menor gasto de energía al cambio de la potencia en el momento del cambio de la corriente de referencia.

En la cuarta gráfica de la Figura 4.10 se estudia la eficiencia del transformador en porcentaje de su potencia de entrada: a potencia nominal la eficiencia llega al 94 % y a la mitad de potencia varía la eficiencia entre el 95 y 98 %. En la quinta gráfica se ve la relación de transformación en corriente: a potencia nominal entre el 28 y a la mitad de la potencia del 29, el valor ideal es de $13200/440[V/V] = 30$, los valores anteriores son aceptables, con esto se demuestra que se conserva la relación nominal de transformación en tensión y corrientes al variar la potencia inyectada a la red de baja tensión.

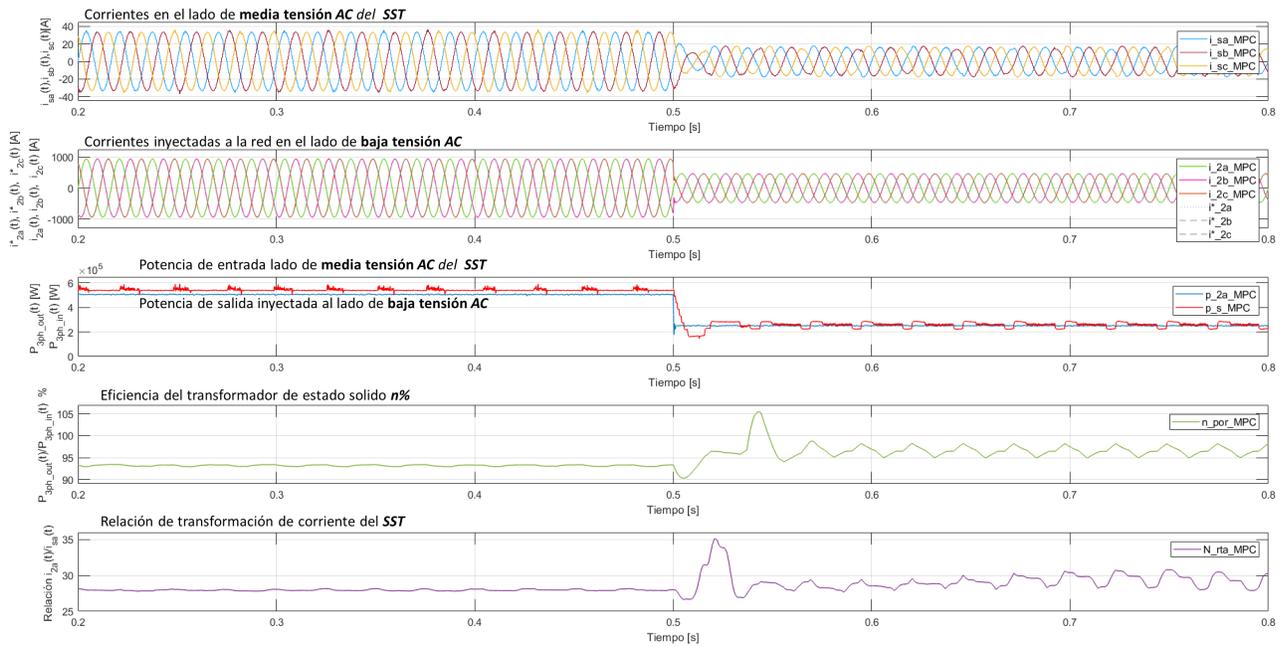


Figura 4.10: Corriente y potencia del SST, con control FCS-MPC, en modo de operación reductor.

4.4. Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación bajo solo carga o Stand-Alone con control clásico PI

La operación del convertidor multinivel para este modo de operación es igual que en el modo anterior, al igual que los objetivos de control de los convertidores DC-DC. La diferencia para el modo Stand-Alone es que el transformador ya no está conectado a su fuente de generación distribuida por el lado de baja tensión AC y que se conecta una carga totalmente resistiva, lo anterior ocurre al tener la posibilidad de que la fuente AC se desconecte del transformador y se requiera seguir alimentado la carga conectado en el lado de baja tensión.

Para este modo de operación uno de los objetivos más importantes de control es mantener una tensión trifásica balanceada en los terminales de cualquier clase de carga en este caso resistiva desbalanceada o balanceada. Para lograr esto se implementaron los objetivos de control descritos en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2

Objetivos de control por etapas del transformador de estado sólido en modo de operación bajo solo carga.

CONVERTIDOR	CHB	DAB DC-DC	3P4L
Flujo de Energía	$v_{aph}, v_{bph}, v_{cph} \Rightarrow V_{x dci}$	$V_{x dci} \Rightarrow V_{dab2_xi}$	$V_{dab2} \Rightarrow e_a, e_b, e_c$
Variable a controlar	$V_{x dci}(t)$	$V_{dab2_xi}(t)$	$e_a(t), e_b(t), e_c(t)$
Variable externamente controlada	$v_{aph}(t), v_{bph}(t), v_{cph}(t)$	$V_{x dci}(t)$	$V_{dab2}(t)$

donde,

$V_{x dci}$, tensión del bus de DC ubicado en $x = a, b, c$, para los puente H $i = 1, 2, \dots, N_m$

V_{dab2} , tensión del bus de DC del convertidor de 4 ramas 3P4L.

$e_a(t), e_b(t), e_c(t)$, tensión en los terminales de la carga.

Para la simulación de este modo de operación se utiliza la misma carga con la que se demostró el control individual, esta es una carga altamente desbalanceada durante los primeros 500[ms] de simulación y entra carga balanceada durante los siguientes 500[ms] consumiendo la nominal del transformador a la salida del convertidor de cuatro ramas, como se ve en la gráfica inferior de la Figura 3.48. Utilizando la misma técnica de llevar la información de la potencia activa del convertidor de cuatro ramas al controlador del convertidor *DC-DC* se logra el control de este modo de operación.

La configuración de controladores para este modo de operación es igual al modo de operación reductor, salvo que se utiliza el controlador *PI* del modo de operación *Stand-Alone* descrito en la Subsección 3.8.2.

Para procesar la potencia activa a partir de los valores de tensión y corriente que consume la carga se realiza la medida de estas seis señales y se procesan con la técnica de la teoría de la potencia instantánea [49]. Como el convertidor *DC-DC* se encarga de procesar la potencia activa se adquiere la promedio con un filtro pasa bajas y a esta se le suma la potencia de secuencia cero como se ve en la Figura 4.11.

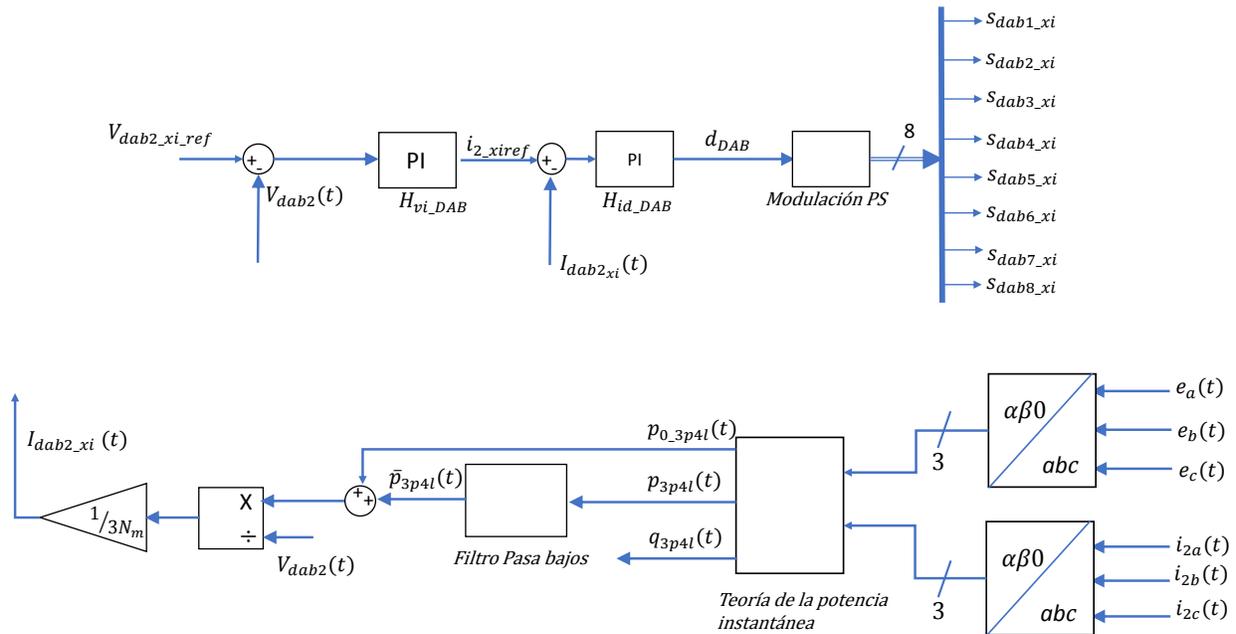


Figura 4.11: Procesamiento de la corriente, I_{dab2_xi} , del lazo interno del controlador del *DAB DC-DC* para el modo *Stand-Alone*, para el controlador *PI*.

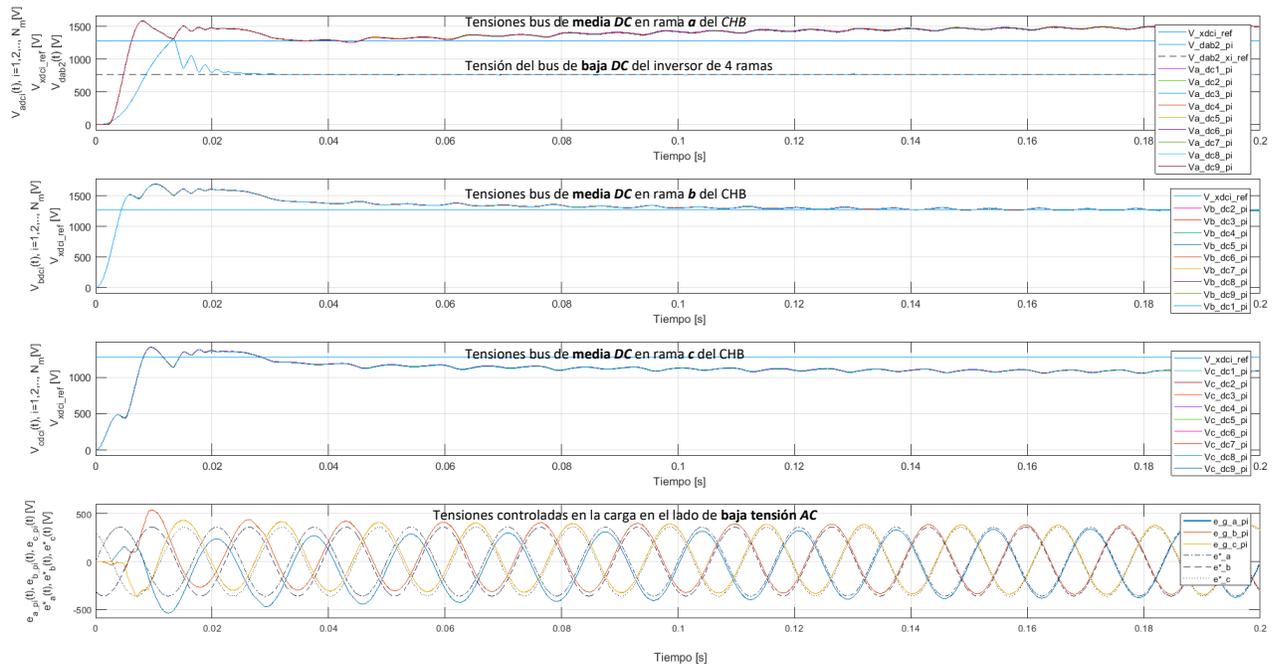


Figura 4.12: Resultados al arranque, primeros 200[ms], del transformador de estado solido en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga, con control *PI*.

En la Figura 4.12 se puede apreciar los primero 200[ms] desde el arranque del transformador. Las tensiones de los N_m buses *DC* de rama de la fase *a* del convertidor multinivel permanecen balanceadas y estables. La tensión de los N_m buses *DC* de rama de la fase *b* permanecen balanceadas y a la tensión de referencia. La tensión de los N_m buses *DC* de rama de la fase *c* permanece balanceadas pero por debajo de la tensión de referencia. Después de que la tensión $V_{dab2}(t)$ sigue la referencia el convertidor de cuatro ramas actúa de una mejor forma y sigue las tensiones de referencia $e_a^*(t)$, $e_b^*(t)$, $e_c^*(t)$.

En la Figura 4.13 se observa 1[s] de comportamiento del transformador, los primero 500[ms] estuvo alimentando una carga desbalanceada y desconectado de la red de baja tensión *AC*, los 500[ms] siguientes alimenta una carga nominal balanceada. En general, de esta figura se aprecia como las tensiones de media tensión *DC* de la rama *a* del convertidor multinivel se estabilizan a los 1500[V] durante los primeros 500[ms], las de la rama *b* se estabilizan en un valor debajo de su tensión de referencia. Durante los siguientes 500[ms] todas las tensiones de media tensión *DC* siguen la tensión de referencia al tener una carga balanceada. Durante el segundo de simulación se observa que la tensión $V_{dab2}(t)$ no sufre mayor cambio a la entrada de la carga balanceada. Las tensiones *AC* controladas $e_a(t)$, $e_b(t)$, $e_c(t)$ se mantienen trifásicas balanceadas y con valor de amplitud constante a pesar del cambio de carga que ocurre a los 500[ms]. En la Figura 4.14 se ve con mayor detalle las tensiones entre los 400 a 600[ms] de simulación.

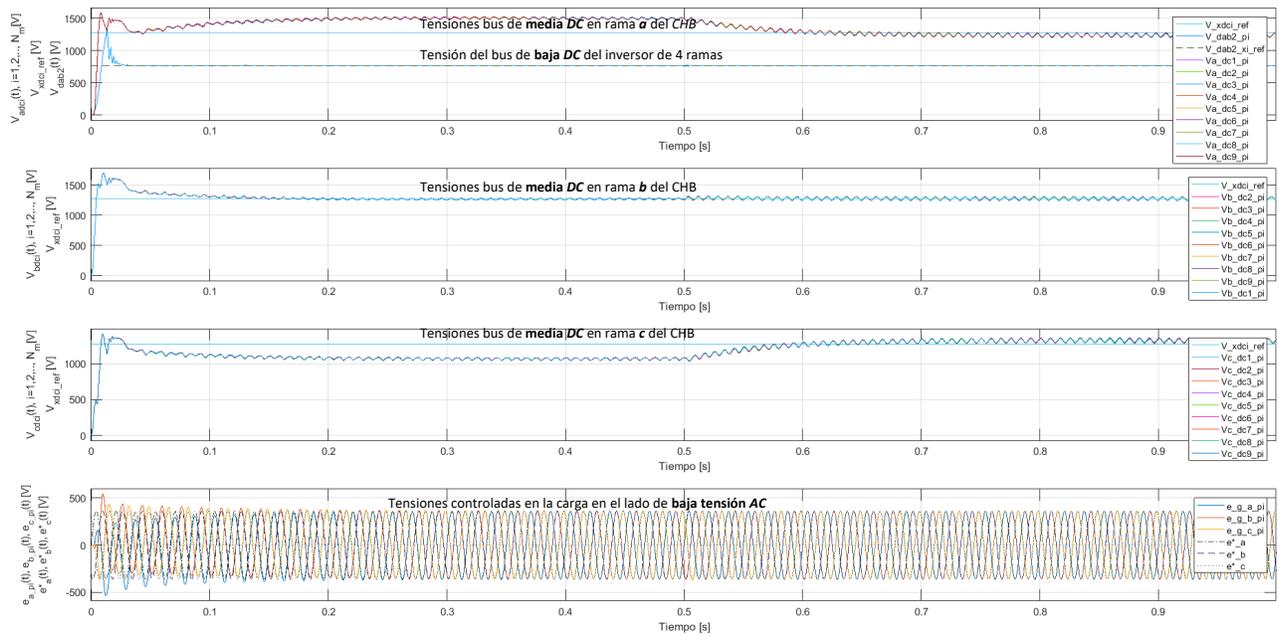


Figura 4.13: Resultados, con control PI , del transformador de estado solido en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga 1[s].

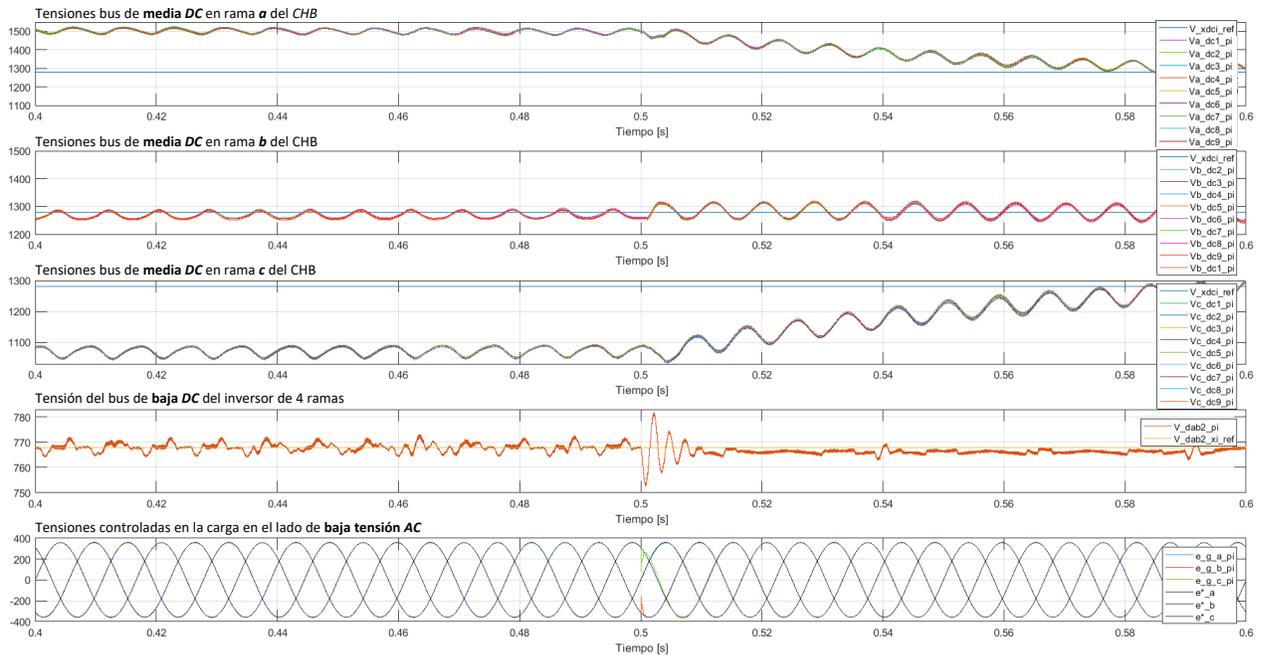


Figura 4.14: Resultados, con control PI , en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga, $0,4 < t < 0,6$ [s]

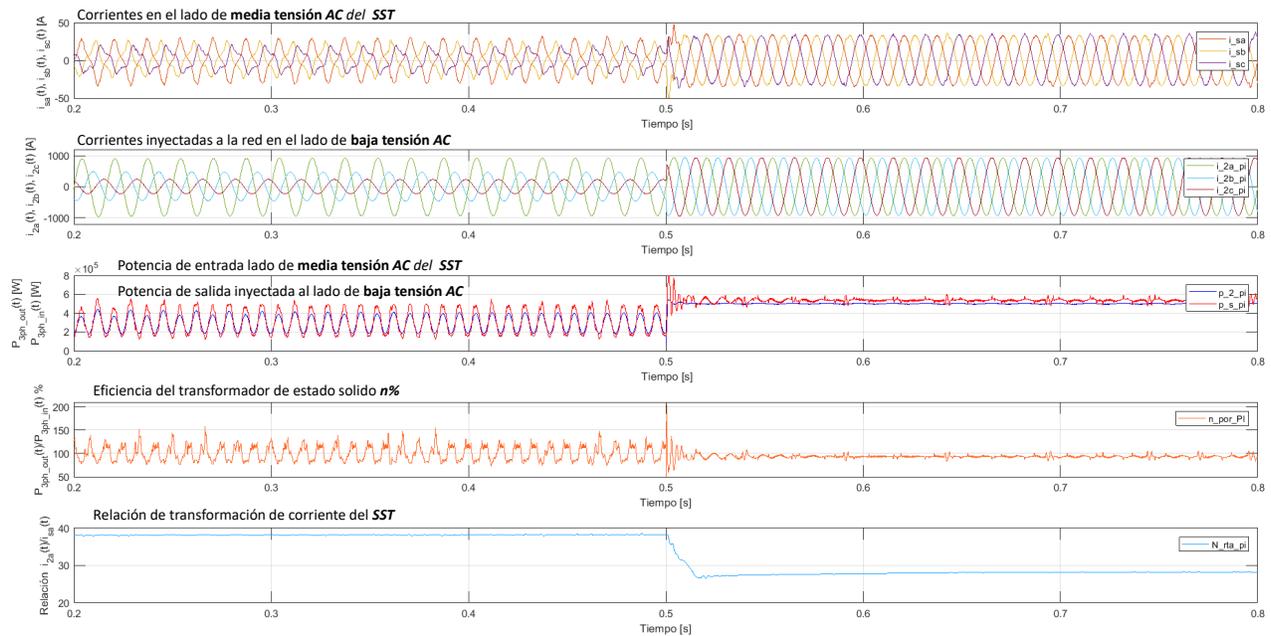


Figura 4.15: Corriente y potencia del SST, con control PI, en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga.

En la Figura 4.15 se puede ver la corriente requerida por el transformador por el lado de media tensión AC, se ve la corriente consumida por la carga al lado de baja tensión, se observa la potencia de entrada y salida del transformador, y la relación de transformación de corriente de la fase a.

4.5. Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión en modo de operación bajo solo carga o *Stand-Alone* con control *FCS-MPC*

Al igual que en la subsección anterior también se debe adquirir la potencia activa que debiera entregar el conjunto de convertidores *DC-DC*, se utiliza la teoría de la potencia instantánea para calcular la potencia activa promedio, como se ve en la Figura 4.16.

Los controladores por modelamiento predictivo para el convertidor multinivel y para el convertidor de cuatro ramas no sufren ninguna modificación. En la Figura 4.17 se puede observar los resultados de las tensiones en los buses *DC* desde el arranque no siguieron la tensión de referencia, esto debido a la carga fuertemente desbalanceada, pero después de los 500[ms] cuando entra la carga trifásica balanceada nominal se ve que las tensiones siguen su referencia en todos los puentes H del convertidor multinivel. A pesar de lo anterior se puede ver que los convertidores *DC-DC* lograron controlar el bus de baja tensión *DC* manteniéndose en su referencia con un cierto rizo de tensión, después de los 500[ms] se estabiliza en su tensión de referencia $V_{dab2_xi.ref} = 768[V]$.

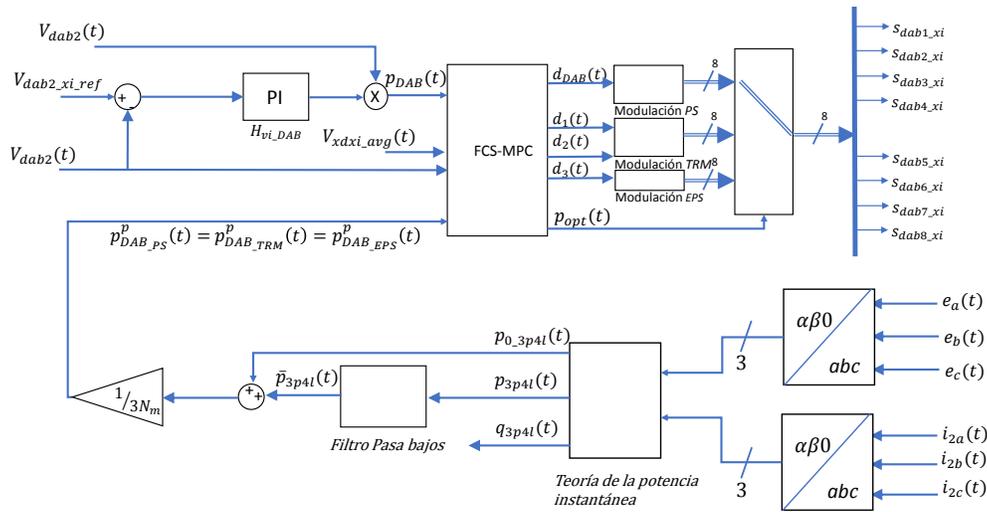


Figura 4.16: Cálculo de la potencia $p_{DAB}^p(p, t)$, del controlador *DAB DC-DC*.

En la Figura 4.17 también se observa como a pesar del desbalance de las tensiones en los buses de media tensión *DC*, el inversor de cuatro ramas logra seguir la tensión de referencia perfectamente con carga desbalanceada al arranque y también con carga balanceada.

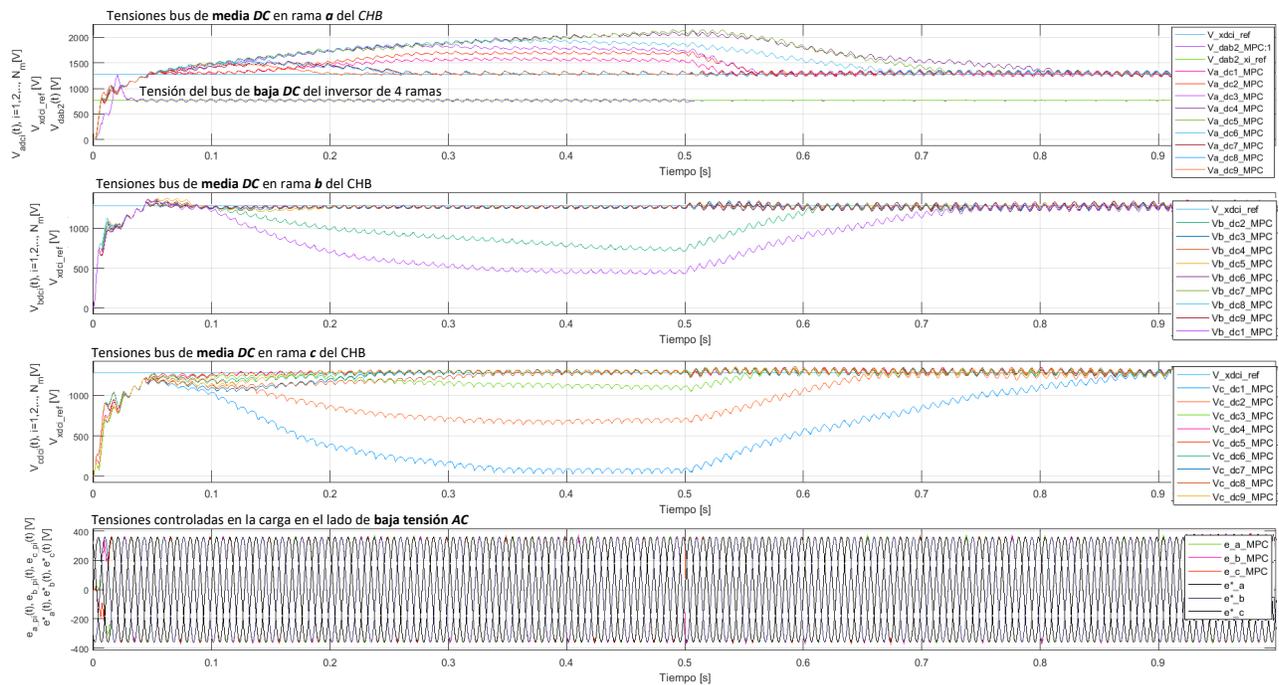


Figura 4.17: Resultados, con control *FCS-MPC*, del transformador de estado sólido en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga 1[s].

En la Figura 4.18 se muestra, de 200[ms] a 800[ms], la corriente en el lado de media tensión del transformador de estado sólido, la corriente que consume la carga, se ve la potencia de entrada y salida del

transformador, la eficiencia y la relación de transformación con respecto a la fase a . Las corrientes de lado de media tensión son prácticamente iguales a las que obtuvieron con el controlador PI , la corriente consumida por la carga no tiene mayor diferencia con el anterior control. Con respecto a la eficiencia se encuentra una variación entre el 67% y el 100% durante los primeros 500[ms], durante los siguientes 500[ms] se presenta valores de eficiencia entre los 76% y el 94%.

Dado los resultados anteriores se observa que el convertidor multinivel controlado por modelamiento predictivo de estados finitos fue inestable ante cargas desbalanceadas conectadas en el lado de baja tensión cuando se arranca con carga desbalanceada. Por lo tanto, se procede a cambiar el control del convertidor multinivel por el control PI , visto en la Subsección 3.4.1, el cual fue estable ante cargas desbalanceadas conectadas en el lado de baja tensión AC . Se conservan los controladores $FCS-MPC$ para el convertidor $DC-DC$ de doble puente activo y el del convertidor de cuatro ramas para el modo *Stand-Alone* ya que estos dos últimos presentan mejor comportamiento que los controladores PI .

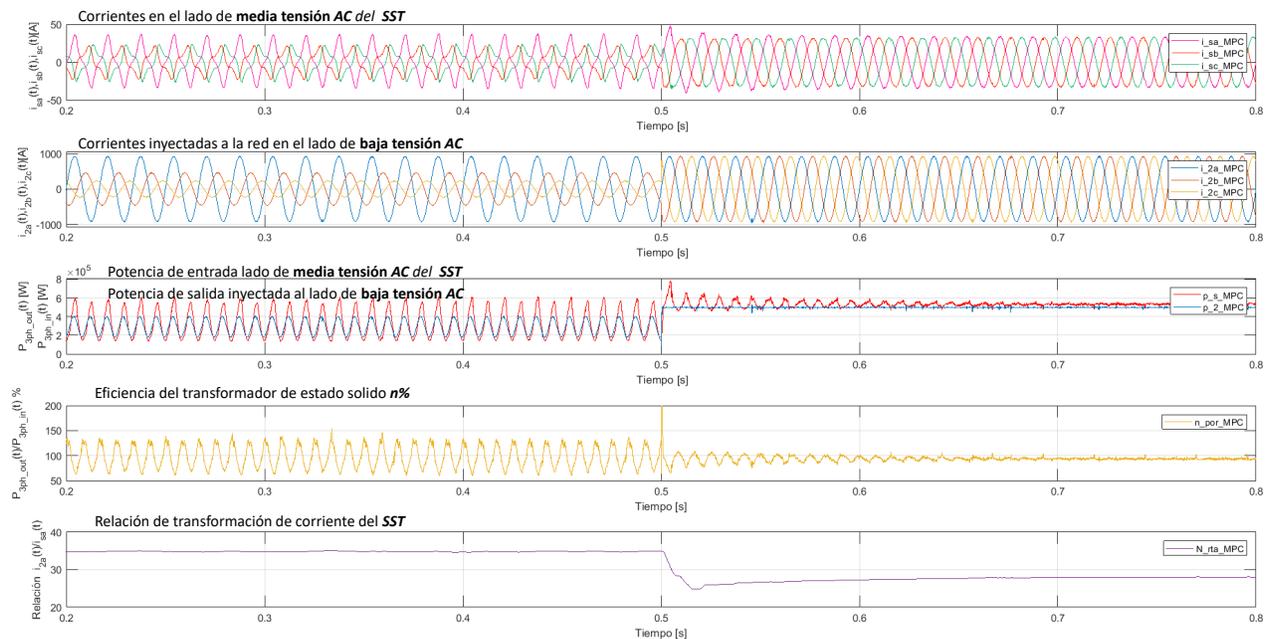


Figura 4.18: Corriente y potencia del SST , con control $FCS-MPC$, en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga.

En la Figura 4.19 se aprecia los primeros 200[ms] desde el arranque del transformador, las tensiones de los N_m buses DC de la rama de la fase a del convertidor multinivel permanecen balanceadas y se establecen entre los 1466[V], la tensión del bus de baja DC logra seguir su referencia en menos de 30[ms], las tensiones de los N_m buses DC de rama de la fase b permanece balanceadas entre los 1200[V], las tensiones de los N_m buses DC de rama de la fase c permanece balanceadas entre los 1150[V]. Las tensiones $e_a(t), e_b(t), e_c(t)$ siguen su respectiva referencia en menos de 16,7[ms].

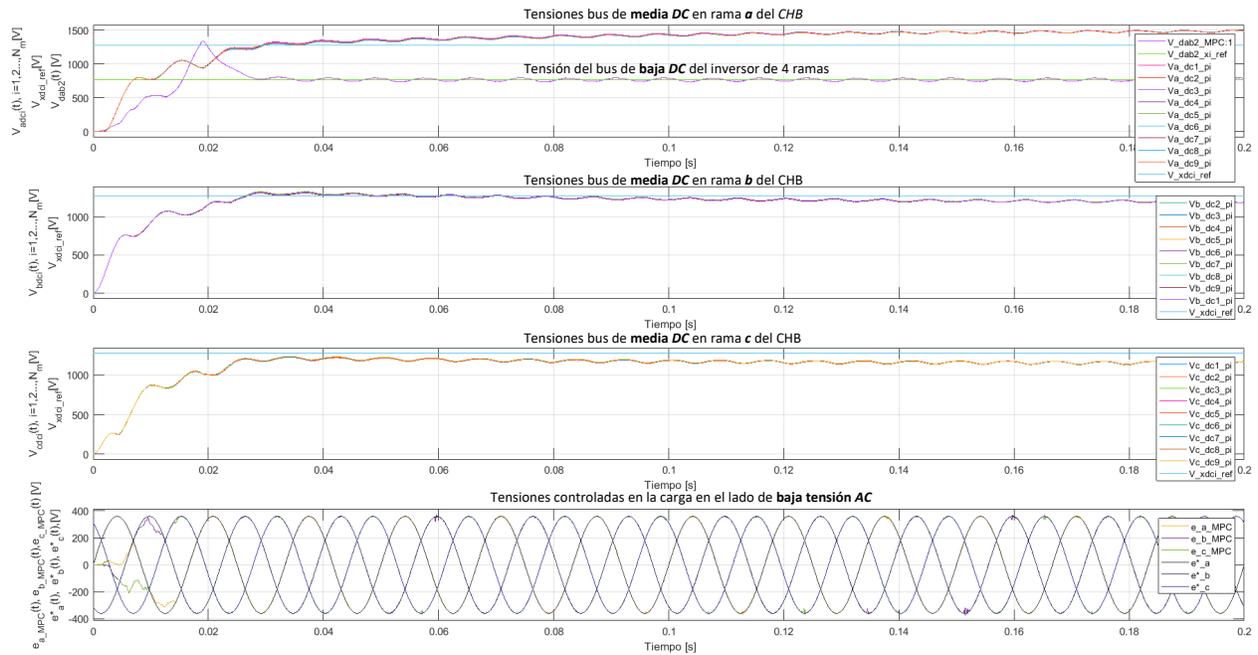


Figura 4.19: Resultados al arranque, primeros 200[ms], del transformador de estado solido en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga , con control *FCS-MPC* y control *PI* en el *CHB*.

En la Figura 4.20 se observa 1[s] de comportamiento del transformador, los primero 500[ms] se estuvo alimentando una carga desbalanceada y desconectada de la red de baja tensión *AC*, los 500[ms] siguientes se alimenta una carga nominal balanceada.

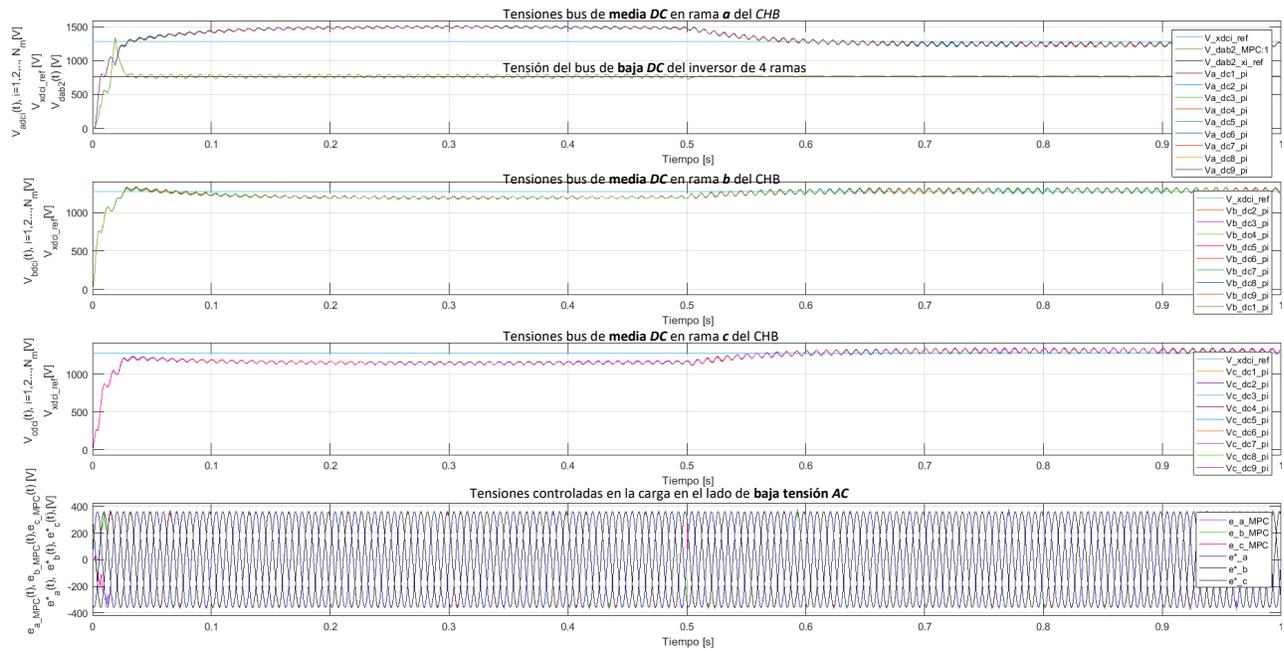


Figura 4.20: Resultados, con control *FCS-MPC* y control *PI* en el *CHB*, del transformador de estado solido en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga 1[s].

Durante el segundo de simulación se observa que la tensión $V_{dab2}(t)$ no sufre mayor cambio a la entrada de la carga balanceada. Las tensiones *AC* controladas $e_a(t)$, $e_b(t)$, $e_c(t)$ se mantienen trifásicas balanceadas y con la amplitud a pesar del cambio de carga que ocurre a los 500[ms].

En la Figura 4.21 se ve con mayor detalle las tensiones entre los 400 a 600[ms] de simulación. Utilizando control *PI* para el convertidor multinivel y control *FCS-MPC* para las otras dos etapas del transformador se logra un control más efectivo del transformador de estado sólido en conjunto. El objetivo de control final el cual es mantener una tensión trifásica balanceada en la carga se cumple utilizando menos tiempo para seguir su referencia a pesar del cambio de carga desbalanceada a balanceada nominal. Mientras la carga fue desbalanceada las tensiones de los buses *DC* mantuvieron un valor estable, en intervalo de tiempo entre los 400 a 600[ms] los buses *DC* de la rama *a* del convertidor multinivel pasaron de 1466[V] a los 1280[V] o sea logro la tensión de referencia cuando la carga se volvió balanceada, los buses *DC* de la rama *b* del convertidor multinivel pasaron de 1200[V] a los 1280[V] y los buses *DC* de la rama *c* del convertidor multinivel pasaron de 1150[V] a los 1280[V]. El bus de *DC* de baja tensión *DC* vario entre 730[V] y 790[V] mientras estuvo la carga desbalanceada en funcionamiento, durante el tiempo en que estuvo la carga balanceada el control logro seguir la tensión de referencia con poco rizado.

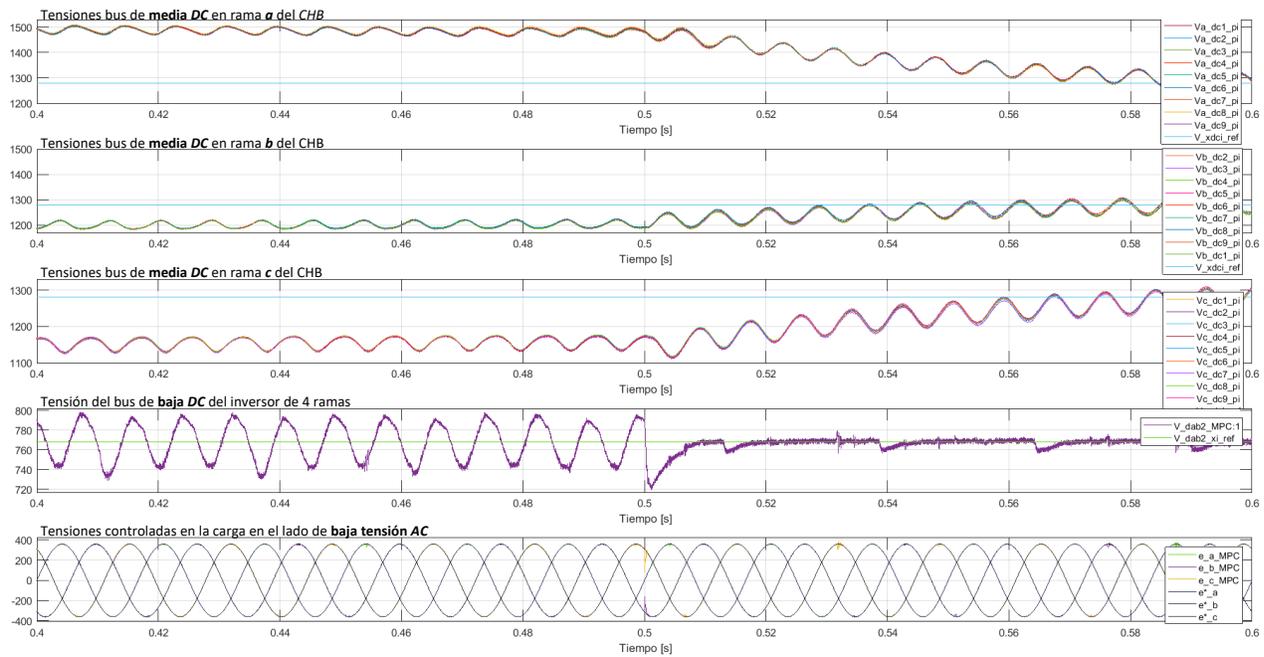


Figura 4.21: Resultados, con control *FCS-MPC* y control *PI* en el *CHB*, en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga, $0,4 < t < 0,6[s]$.

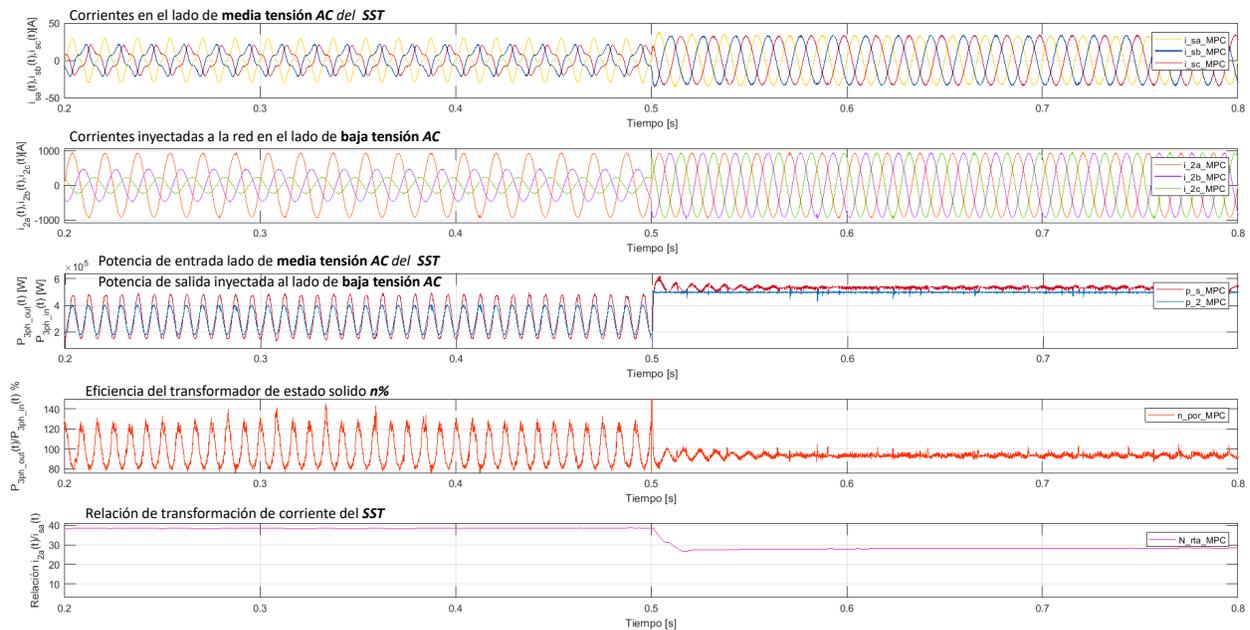


Figura 4.22: Corriente y potencia del *SST*, con control *PI* en el *CHB* y control *FCS-MPC* en el resto de etapas, en modo de operación *Stand-Alone* o bajo solo carga.

En la Figura 4.22 se puede ver la corriente requerida por el transformador por el lado de media tensión *AC*, se ve la corriente consumida por la carga al lado de baja tensión, se observa la potencia de entrada y

salida del transformador, la eficiencia del transformador y la relación de transformación de corriente de la fase a. Con respecto a la eficiencia se encuentra una variación entre el 80 % y el 100 %, durante los primeros 500[ms], en los siguientes 500[ms] se presenta valores de eficiencia entre los 80 % y el 94 %. Utilizando control *PI* para el convertidor multinivel y control *FCS-MPC* en el resto de etapas se lograron mejores respuestas ante el seguimiento de las referencias.

Capítulo 5

Conclusiones y futuros desarrollos

En este capítulo se presentan las principales conclusiones y observaciones de esta tesis de maestría, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan los proyectos de investigación, los proyectos co-dirigidos, la publicación y estancia de investigación realizadas durante la ejecución de esta trabajo de investigación.

5.1. Conclusiones y observaciones

La inclusión de funcionalidades avanzadas del transformador de estado sólido es actualmente un área de especial interés para las investigaciones en el campo de la electrónica de potencia, evidenciado por las diversas publicaciones en congresos y revistas especializadas en lo referente tanto a la incorporación de funciones para el mejoramiento de la calidad de la energía en las redes de distribución, como en el desarrollo de estrategias enfocadas en la operación del sistema bajo condiciones de falla y/o posibles perturbaciones en las tensiones de la red. El presente trabajo justamente está centrado en decidir entre la cantidad de técnicas encontradas en la literatura de control para este transformador, entre estas se encontraron: el control clásico por compensación con lazos PI y un control un poco más reciente el cual es el control por modelamiento predictivo de estados finitos o por sus siglas en inglés $FCS-MPC$.

Entre las conclusiones y aportaciones que se han realizado a lo largo de la ejecución de esta tesis de maestría, se destacan las siguientes:

- Se realizó un estudio de las posibles formas de conexión del transformador de estado sólido, dependiendo de esta, se pueden establecer diferentes medios de integración de generación distribuida. Para limitar el estudio se revisó la conexión de fuentes fotovoltaicas al transformador, se adaptaron investigaciones posteriores al caso particular de esta investigación, encontrando que para integrar energía fotovoltaica y respaldo de un sistema de almacenamiento se debe contar con 10 modos de operación. Cada modo de operación necesita un controlador o posible interacción entre controladores. Se definieron los modos de operación del transformador de estado ante los siguientes escenarios:
 - Integración de fuentes de generación distribuida con convertidores $DC-DC$ multipuertos o *Quad Active Bridge QAB*: en este escenario se propuso una topología, encontrada en [50], utilizada originalmente para convertidores $DC-DC$ de varios puertos y planteada en esta tesis para ser utilizada en transformadores de estado sólido, se estudian los modos de operación y los objetivos de control que deben cumplir los convertidores asociados a esta topología.
 - Integración de fuentes de generación distribuida con convertidores en lado de baja DC del transformador de estado sólido: se expone la topología descrita en [12] y se adapta a la topología del transformador de estado sólido de tres etapas basado en convertidores de cuatro ramas de esta tesis, se describen los modos de operación de esta topología.
 - Integración de fuentes de generación distribuida con convertidores en lado de baja AC del transformador de estado sólido: se realizó un estudio completo de la implementación de este escenario de integración, se definieron los modos de operación y los objetivos de control de cada modo de operación.
- La investigación del transformador de estado sólido para la integración de fuentes de generación distribuida en el lado DC o por arrollamiento en el transformador de alta frecuencia de sus convertidores

DC-DC requiere una mayor trabajo, ya que esta integración depende de varios factores y se tendrá una solución diferente ante diferentes formas de integración. Se realizó el estudio de los modos de operación con todos los flujos de potencia en dirección al lado de baja tensión, si se piensa en un transformador de estado sólido bidireccional se duplicarían los modos de operación.

- En este trabajo se entrega un paso a paso y algoritmos de cálculo para construir el transformador de estado sólido, se definen las etapas y los algoritmos de cálculo de la bobina auxiliar del convertidor *DC-DC*. Se propuso utilizar Los filtros *L* y *LCL* para cumplir con la construcción total del transformador de estado sólido. Para el cálculo del filtro *LCL* y *L* se muestra un algoritmo supervisado en el cual a través de la observación de las gráficas se escoge un punto aproximado en frecuencia de conmutación y valores del filtro que cumpla con la máxima distorsión individual, total y la regulación de tensión en el caso de los filtros *LCL*. Cabe recalcar que la etapa de cálculo de los filtros y condensadores es muy importante para cumplir con los requerimientos en distorsión armónica como también para tener un transformador de estado sólido dinámicamente estable y lo que se realizó en el Anexo E fue una aproximación del valor de estos filtros.
- Si se requiere demostrar los transformadores de estado sólido en simulación se necesita que cada una de las frecuencia de conmutación de sus etapas tengan un valor con un mínimo común múltiplo para mejorar la velocidad de simulación, esto es: para el convertidor multinivel el carrier utilizó $1217[Hz]$, para el convertidor *DC-DC* la frecuencia de conmutación fue $20 * 1217 = 24340[Hz]$ y para el convertidor de cuatro ramas $8 * 1217 = 9736[Hz]$. Esto es importante en las simulaciones, ya que cuando se trabaja con convertidores multinivel el número de transistores es considerable, en el caso de este trabajo de investigación se utilizaron 332 transistores con sus respectivos diodos anti-paralelo para implementar el transformador completo.
- Para el convertidor multinivel de puentes H en cascada se obtuvieron dos modos de operación: el convertidor en modo rectificador y en modo inversor. El modo rectificador requiere un mayor número de lazos de control *PI* porque se debe tener un lazo de tensión para cada uno de los buses *DC*. Mientras que con el control por modelamiento predictivo todas las señales de las tensiones de los buses *DC* son procesadas en un solo algoritmo predictivo, al igual que las señales de corriente del lado de media tensión *AC*. Con el control *FCS-MPC* se obtuvo menor distorsión total armónica de la corriente entregada por la red al transformador de estado sólido, siendo esta una ventaja con respecto a la calidad de la potencia, pero en general con ambas estrategias se puede obtener ondas sinusoidales balanceadas y no distorsionadas que cumple con las recomendaciones de la IEEE 519 [46]. Para el modo inversor los resultados con el control por modelamiento predictivo fueron mejores que los encontrados con el control clásico, se mejoraron las respuestas al momento de arranque en estado estable y ante cambios de la referencia de corriente, ambas estrategias de control muestran valores excelentes en la distorsión total armónica y también en la distorsión individual.
- Con el control por modelamiento predictivo de estados finitos se puede elegir entre varias estrategias de

modulación para mejorar la respuesta al seguimiento de una tensión de referencia en un convertidor *DC-DC* de doble puente activo, no solo el control *FCS-MPC* es apto para entregar estados de conmutación de los transistores, este control puede entregar otros tipos de señales de control como en este caso el tipo de modulación que es tratada como un estado finito.

- Todos los controladores se diseñaron individualmente y controlando carga activa. Los controladores se adecuaron, durante la integración de todas las etapas, al cambio de condiciones en sus terminales de carga. El único controlador que no se adaptó a las nuevas condiciones fue el convertidor *DC-DC*. Lo anterior se corrigió obteniendo la señal de potencia activa entregada por el convertidor de cuatro ramas y alimentándola al lazo interno de controlador del convertidor *DC-DC*, con esta técnica se obtuvo excelentes respuestas como se ve en el último capítulo del trabajo de investigación.
- Los controladores clásicos para los modos de operación: reductor, elevador y bajo carga *Stand-Alone* del convertidor de cuatro ramas fueron tomadas de la literatura del estado del arte. Todos los controladores por modelamiento predictivo de estados finitos fueron obtenidos en esta tesis por el autor, lo que indica la facilidad de diseño de este tipo de control, además de que es un poco más intuitivo una vez que se entiende la filosofía de este tipo de controladores.

5.2. Futuros trabajos

A continuación, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación:

- Una línea futura de investigación sería estudiar los filtros de armónicos utilizados en los transformadores de estado sólido, considerar todos los modos de operación de los convertidores para seleccionar el parámetro de circuito más adecuado para cada convertidor en conjunto.
- Estudio y desarrollo de algoritmos de control para la incorporación de capacidades avanzadas en los transformadores de estado sólido, como, por ejemplo: detección de fallas, servicios de soporte a la red ante huecos de tensión (inyección de potencia reactiva), entre otros.
- Estudio y desarrollo de algoritmos de control para la incorporación de funciones de compensación de perturbaciones relacionadas con las tensiones de la red de distribución.
- Estudiar de una manera más extensa la aplicación del transformador de estado sólido para el modo *Stand-Alone* porque en este modo debe soportar diferentes clases de carga y perturbaciones de la red de baja tensión. Se podría estudiar el modelo predictivo con variables de estado de secuencia positiva, negativa y cero.
- Estudio con modelos de fuentes *AC* más reales como grupos electrógenos, lo cual llevaría a realizar estudios de lazos de seguimiento de fase *PLL* más avanzados que soporten armónicos en la fuente a sincronizar, tensiones desbalanceadas, variación de la frecuencia de funcionamiento del generador eléctrico,

entre otras perturbaciones relacionadas con las fuentes AC de generación distribuida e integración del transformador de estado sólido en una microrred.

- Estudiar otras topologías propuestas para el transformador de estado sólido, entre ellas se encuentran topologías que buscan minimizar el uso de transistores. Investigar el uso de convertidores de topología simple en la etapa de media tensión basados en transistores de media tensión, implementando esta topología con modelos ampliados de estos transistores entre ellos los de tecnología de silicio al carbono SiC .
- Estudiar otras estrategias de control como control predictivo por modelamiento no lineal para integrar fuentes de energía renovable. Estudiar el control predictivo en las variable de procesos de las fuentes de generación distribuida.
- Implementación de un prototipo experimental de transformador de estado sólido con control PI , considerando la utilización de la topología de inversor trifásico de cuatro ramas y convertidores multinivel.
- Implementación de un prototipo experimental de transformador de estado sólido con control $FCS-MPC$, considerando la utilización de la topología de convertidor trifásico de cuatro ramas y convertidores multinivel. Comparar las ventajas o desventajas que tiene la implementación de un prototipo real con controladores clásicos y predictivos.

5.3. Proyectos de investigación y proyectos dirigidos o co-dirigidos

Durante la ejecución de esta tesis de maestría, se llevaron a cabo y se dirigieron los siguientes proyectos:

- J. Ferreira, M. Cobos. “Simulación de un convertidor $DC-DC$ en topología de puentes activos aplicado a transformadores de estado sólido”. Universidad Industrial de Santander. 2018.
- S. Nitola, S. Vega. “Simulación de un transformador trifásico de estado sólido de flujo unidireccional de tres etapas de 13.2 [kV] a 220[V]”. Universidad Industrial de Santander. 2018.
- C. Navarro, D. Rincón. “Transformadores de estado sólido: Control de convertidores DC/DC de tres puentes activos aplicados como bloque de construcción”. Universidad Industrial de Santander. En desarrollo.

5.4. Publicaciones realizadas

5.4.0.1. Publicaciones en congresos

- K. Sanabria, M. Mantilla, J. Petit. “Análisis comparativo entre técnicas de control predictivo para convertidores matriciales $AC-AC$ ”. Simposio Internacional sobre la Calidad de la Energía Eléctrica, Bucaramanga, Colombia, 2017.

5.5. Pasantía de Investigación

- Durante la ejecución de tesis, se realizó una estancia de investigación en el *Laboratorio de Control Reconfigurable A.C. LiCORE A.C.*, Santiago de Querétaro, Estados Unidos Mexicanos, bajo la dirección del MSc. Fortino Mendoza Mondragón. La pasantía tuvo una duración de dos meses y medio.
- Durante la estancia de investigación se realizó una corta visita en la *Universidad Autónoma de San Luis Potosí*, San Luis Potosí, Estados Unidos Mexicanos, bajo la dirección del Dr. Víctor Cárdenas Galindo. La visita tuvo duración de 8 días.

Referencias Bibliográficas

- [1] T. Zhao, L. Yang, J. Wang, y A. Q. Huang, “270 kVA solid state transformer based on 10 kV SiC power devices,” *IEEE Electric Ship Technologies Symposium, ESTS 2007*, pp. 145–149, 2007.
- [2] J. L. Brooks, “Solid State Transformer Concept Development,” *Civil Engineering Laboratory - Naval Construction Battalion Center*, no. 1, pp. 1–5, 1980. [Online]. Available: <http://www.dtic.mil/get-tr-doc/pdf?Location=U2{&}doc=GetTRDoc.pdf{&}AD=ADA089299>
- [3] Y. Xu, J. Zhang, W. Wang, A. Juneja, y S. Bhattacharya, “Energy router: Architectures and functionalities toward energy internet,” *2011 IEEE International Conference on Smart Grid Communications, SmartGridComm 2011*, pp. 31–36, 2011.
- [4] K. B. Block, F. Smart, y G. Systems, “Intelligent Solid State Transformers (SSTs) A Key Building Block of Future Smart Grid Systems The MEGA Cube Project,” *ETH Swiss Federal Institute of Technology Zurich*, pp. 1–63, 2011. [Online]. Available: http://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx{_-}ethpublications/CPSSC{_-}2011{_-}China{_-}MEGACube{_-}as{_-}presented.pdf
- [5] A. Q. Huang, “Medium-Voltage Solid-State Transformer: Technology for a Smarter and Resilient Grid,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 3, pp. 29–42, 2016.
- [6] S. Falcones, X. Mao, y R. Ayyanar, “Topology comparison for solid state transformer implementation,” *IEEE PES General Meeting, PES 2010*, pp. 1–8, 2010.
- [7] M. Kang, P. N. Enjeti, y I. J. Pitel, “Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 6, pp. 1133–1141, Nov 1999.
- [8] S. G. Bansode y P. M. Joshi, “Solid state transformers: new approach and new opportunity,” *Proceedings of 11th IRF International Conference, 15th June-2014, Pune.-India*, pp. 15–21, 2014.
- [9] A. Shri, *A Solid-State Transformer for Interconnection between the Medium- and the Low-Voltage Grid*, N. Delft University of Technology, Ed. Delft University of Technology, Netherlands, 2013. [Online]. Available: <http://repository.tudelft.nl/view/ir/uuid:3bb366d5-6f87-4636-a4a3-0245269125f5/>
- [10] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, y M. A. Perez, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, 2009.

- [11] W. R. Sultana, S. K. Sahoo, K. S. Saikiran, G. R. Reddy, y P. H. Reddy, "A computationally efficient finite state model predictive control for cascaded multilevel inverter," *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 7, no. 2, pp. 567 – 578, 2016. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2090447916000034>
- [12] X. She, *Control and design of a high voltage solid state transformer and its integration with renewable energy resources and Microgrid system*. North Carolina State University, 2013.
- [13] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, y M. A. Perez, "A survey on cascaded multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2197–2206, 2010.
- [14] G. S. Shehu, A. B. Kunya, I. H. Shanono, y T. Yalcinoz, "A Review of Multilevel Inverter Topology and Control Techniques," *Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Menoufia university, Egypt, 19-21 December 2017*, vol. 4, no. 3, pp. 233–241, 2016.
- [15] E. Clarke, *Circuit analysis of AC power systems*, Wiley, Ed. General Electric Series Vol I, 2013.
- [16] M. Prats, L. Franquelo, R. Portillo, J. Leon, E. Galvan, y J. Carrasco, "A 3-d space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 1, no. 4, pp. 110–114, Dec 2003.
- [17] R. Gupta, A. Ghosh, y A. Joshi, "Switching characterization of cascaded multilevel-inverter-controlled systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1047–1058, 2008.
- [18] I. Ouerdani, E. Manar, A. B. Ben, U. De, T. E. Manar, C. U. Nord, E. Manar, y I. Tecnològica, "Phase Opposition Disposition PWM Strategy and Capacitor Voltage Control for Modular Multilevel Converters," *Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Electrical Systems, Tunisia*, vol. 1, no. 208, pp. 208–213, 2016.
- [19] C. O. A. Statcom, "Simulation of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter using PD,POD,APOD techniques," *Electrical & Computer Engineering: An International Journal (ECIJ)*, vol. 4, no. 3, pp. 27–41, 2015.
- [20] A. Dell'Aquila, M. Liserre, V. G. Monopoli, y P. Rotondo, "Overview of PI-based solutions for the control of DC buses of a single-phase H-bridge multilevel active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 857–866, 2008.
- [21] J. Han, C. Li, T. Yang, y J. Han, "Simplified Finite Set Model Predictive Control Strategy of Grid-Connected Cascade H-Bridge Converter," *Journal of Control Science and Engineering*, vol. 2016, 2016.
- [22] J. A. G. Moreno, *Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia*. Universitat Politècnica de València, 2016.

- [23] P. Akter, M. Uddin, S. Mekhilef, N. M. L. Tan, y H. Akagi, "Model predictive control of bidirectional isolated DCDC converter for energy conversion system," *International Journal of Electronics*, vol. 102, no. 8, pp. 1407–1427, 2015. [Online]. Available: <http://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/00207217.2015.1028479>
- [24] N. M. Tan, T. Abe, y H. Akagi, "Topology and application of bidirectional isolated dc-dc converters," *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: "Green World with Power Electronics", ICPE 2011-ECCE Asia*, pp. 1039–1046, 2011.
- [25] H. Zhou y A. M. Khambadkone, "Hybrid modulation for dual-active-bridge bidirectional converter with extended power range for ultracapacitor application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1434–1442, 2009.
- [26] B. Zhao, Q. Yu, y W. Sun, "Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc-dc converter for power distribution in microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680, Nov 2012.
- [27] R. Kheraluwala, M.H. DeDoncker, "Power conversion apparatus for DC/DC conversion using dual active bridges," pp. 2–6, 1991. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US5027264>
- [28] O. Yade, J.-y. Gauthier, X. Lin-shi, M. Gendrin, y A. Zaoui, "Modulation Strategy for a Dual Active Bridge Converter Using Model Predictive Control," *Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, no. 2015 IEEE International Symposium on. IEEE, pp. 15–20, 2015.
- [29] D. Erickson, Robert W and Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2da ed. New York, Boston,,: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [30] H. Qin, "Dual active bridge converters in solid state transformers," *PHD Thesis*, 2012. [Online]. Available: <https://mospace.umsystem.edu/xmlui/handle/10355/25147>
- [31] D.-D. Nguyen, D.-H. Nguyen, T. Funabashi, y G. Fujita, "Sensorless Control of Dual-Active-Bridge Converter with Reduced-Order Proportional-Integral Observer," *Energies*, pp. 1–18, 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.3390/en11040931>
- [32] D. D. Nguyen, G. Fujita, Q. Bui-Dang, y M. C. Ta, "Reduced-Order Observer-Based Control System for Dual-Active-Bridge DC/DC Converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3426–3439, 2018.
- [33] O. Ojo y P. M. Kshirsagar, "Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 46–53, 2004.
- [34] R. Zhang, D. Boroyevich, V. H. Prasad, H. Mao, F. C. Lee, S. Dubovsky, y A. L. Unbalance, "A Three-phase Inverter with A Neutral Leg with Space Vector Modulation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, no. 1, pp. 857–863, 1997.

- [35] M. Zhang, *Investigation of Switching Schemes for Three-phase Four-Leg Voltage Source Inverters*, Newcastle University, Ed. Newcastle University, 2013.
- [36] Miveh, “Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, pp. 1592–1610, 2016.
- [37] M. R. Miveh, M. F. Rahmat, A. A. Ghadimi, y M. W. Mustafa, “Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, pp. 1592–1610, 2016. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115011582>
- [38] E. Rokrok y M. E. H. Golshan, “Comprehensive Control Scheme for an Inverter-Based Distributed Generation Unit,” *Iranian Journal of Science & Technology, Transaction B: Engineering, Vol. 33, No. B6*, vol. 33, pp. 477–490, 2009.
- [39] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.
- [40] ESSA, *Norma Para el Cálculo y Diseño de Sistemas de Distribución - ESSA*. ESSA, 2004.
- [41] Y. Liu, W. Xu, L. Ke, y F. Blaabjerg, “An improved synchronous reference frame phase-locked loop for stand-alone variable speed constant frequency power generation systems,” *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2017*, pp. 1–5, 2017.
- [42] M. Tomlinson, T. Mouton, R. Kennel, y P. Stolze, “Model predictive control with a fixed switching frequency for a 5-level flying capacitor converter,” in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, June 2013, pp. 1208–1214.
- [43] X. She, A. Q. Huang, G. Wang, T. Zhao, F. Wang, y W. Yao, “A new voltage-balancing controller in cascaded multilevel converters,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings*, pp. 177–184, 2011.
- [44] J. H. Kim y S. K. Sul, “A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 66–75, 2004.
- [45] Q. Chen, X. Luo, L. Zhang, y S. Quan, “Model Predictive Control for Three-Phase Four-Leg Grid-Tied Inverters,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 2834–2841, 2017.
- [46] D. Committee, I. Power, y E. Society, *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems IEEE Power and Energy Society*. IEEE, 2014, vol. 2014.
- [47] A. Shri, J. Popovic, J. A. Ferreira, y M. B. Gerber, “Design and control of a three-phase four-leg inverter for solid-state transformer applications,” *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2013*, 2013.

- [48] I. Vechiu, O. Curea, y H. Camblong, “Transient operation of a four-leg inverter for autonomous applications with unbalanced load,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 399–407, Feb 2010.
- [49] H. Akagi, Y. Kanazawa, y A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [50] M. Qiang, X. Zhen-lin, y W. Wei-Yang, “A novel multi-port DC-DC converter for hybrid renewable energy distributed generation systems connected to power grid,” *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1–5, 2008.
- [51] F. Z. Lai, Jih-Sheng and Peng, “Multilevel converters-a new breed of power converters,” *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS'95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 3, pp. 2348–2356, 2003.
- [52] R. W. De Doncker, D. M. Divan, y M. H. Kheraluwala, “A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [53] K. Wang, C. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. Lee, y J. Lai, “Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems,” *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*, pp. 47–51, 1998.
- [54] F. Krismer, J. Biela, y J. W. Kolar, “A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range,” *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, vol. 1, no. c, pp. 599–606 Vol. 1, 2005.
- [55] B. Axelrod, Y. Berkovich, y A. Ioinovici, “Increasing Voltage Utilization in Split-Link ,,” *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03.*, vol. 3, no. 6, pp. 1562–1569, 2003.
- [56] U. Borup, P. N. Enjeti, y F. Blaabjerg, “A new space-vector-based control method for UPS systems powering nonlinear and unbalanced loads,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1864–1870, 2001.
- [57] P. A. Lessing, “A hybrid photovoltaic-wind power system for the National Data Buoy Center’s Coastal Marine Automated Network,” *OCEANS 2003. Proceedings*, vol. 4, pp. 1997–2001, 2003.
- [58] V. Svoboda, H. Wenzl, R. Kaiser, A. Jossen, I. Baring-Gould, J. Manwell, P. Lundsager, H. Bindner, T. Cronin, , A. Ruddell, A. Perujo, K. Douglas, C. Rodrigues, A. Joyce, S. Tselepis, N. van der Borg, F. Nieuwenhout, N. Wilmot, F. Mattera, y D. U. Sauer, “Operating conditions of batteries in off-grid renewable energy systems,” *Solar Energy*, vol. 81, no. 11, pp. 1409 – 1425, 2007. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X07000291>

-
- [59] H. Akagi y R. Kitada, "Control and design of a modular multilevel cascade btb system using bidirectional isolated dc/dc converters," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2457–2464, 2011.
- [60] J. Shi, W. Gou, H. Yuan, T. Zhao, y A. Q. Huang, "Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1154–1166, 2011.
- [61] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, y E. D. Baumann, "Performance Characterization," *Ieee Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, 1992.
- [62] C. Mi, H. Bai, C. Wang, y S. Gargies, "Operation, design and control of dual h-bridge-based isolated bidirectional dc–dc converter," *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 507–517, 2008.
- [63] N. Chudoung y S. Sangwongwanich, "A simple carrier-based PWM method for three-phase four-leg inverters considering all four pole voltages simultaneously," *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1020–1027, 2007.
- [64] IEEE, *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, S. C. Committee y F. Cells", Eds. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2003, no. July.
- [65] S. Pettersson, M. Salo, y H. Tuusa, "Applying an lcl-filter to a four-wire active power filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE*. IEEE, 2006, pp. 1–7.

Apéndice A

Etapa de conversión *AC-DC*: Convertidor Multinivel

Con respecto a la primera etapa del transformador de estado sólido a contemplar en este trabajo, para que pueda ser alimentado en el lado primario es necesario que la configuración del convertidor de potencia soporte niveles de media tensión. En esta aplicación se contemplará el uso de nuevas topologías que involucran un mayor número de dispositivos semiconductores, conocidas como convertidores multinivel, [10].

Los convertidores multinivel más conocidos son: de diodos anclados al neutro, de condensadores flotantes y convertidor multinivel de puentes H en cascada, a continuación se muestra una breve descripción de estas topologías.

Convertidor multinivel con diodos anclados al neutro

El convertidor multinivel con diodos anclados al neutro (*Neutral Point Clamped-NPC*) consiste de varios convertidores de tensión de dos niveles tradicionales, con algunas pequeñas modificaciones [10]. En la Figura A.1 se muestra un convertidor de cinco niveles monofásico. Aunque la topología *NPC* se puede expandir a cualquier número de niveles, en la práctica este número se limita a cinco. A niveles altos se presentan problemas de balance de tensión entre condensadores. Otro problema es que los diodos anclados deben soportar niveles altos de tensión de operación, esto requiere varios diodos conectados en serie como se ve en la Figura A.1, lo que resulta en altas pérdidas de conducción.

Las principales ventajas de la topología *NPC* son: todas las fases comparten el mismo bus *DC* lo que reduce los requerimientos en condensadores, los condensadores pueden ser precargados en grupo, se puede controlar el flujo de reactiva. Las principales desventajas son: el flujo de potencia activo es difícil de controlar por cada convertidor individual (grupo de dos transistores), porque los niveles intermedios de *DC* pueden llevar a la carga y descarga de condensadores si no se tiene monitoreo y control de esta carga, el número de diodos anclados incrementa con el cuadrado del número de niveles, lo cual no es práctico para los sistemas con alto número de niveles.

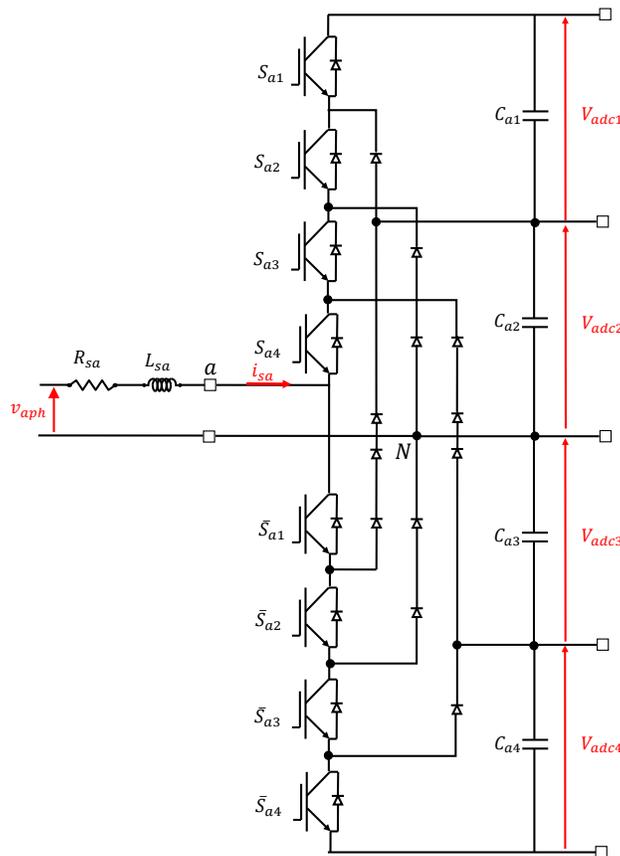


Figura A.1: Convertidor multinivel monofásico con diodos anclados al neutro NPC de 5 niveles.

Convertidor multinivel con condensadores flotantes

EL convertidor multinivel monofásico con condensadores flotantes (*Flying Capacitor-FC*) es muy similar al NPC, con la principal diferencia que los diodos anclados se reemplazan por condensadores flotantes. En la Figura A.2 se muestra un convertidor de cinco niveles monofásico. En la topología FC la carga no puede ser conectada directamente al neutro. Otra diferencia importante con la topología NPC es que la FC tiene una estructura modular y se puede extender de una forma más fácil para lograr varios niveles y altas potencia nominales. Las principales desventajas del FC son: que a altos niveles se requiere una gran cantidad de condensadores, los sistemas con altos niveles son más grandes que los demás, más caros y difíciles de transportar, se requieren altas frecuencias para mantener a los condensadores balanceados, la precarga de los condensadores del mismo nivel de tensión es compleja, la utilización de los transistores y la eficiencia son muy pobres en la transmisión de potencia activa [51].

Las principales ventajas de la topología FC son: el número grande de condensadores permite mantenerse en funcionamiento ante huecos de tensión y cortes de electricidad, la potencia activa y la reactiva pueden ser

controladas, proporciona la facilidad de utilizar más estados de conmutación para realizar balance de tensión entre sus condensadores.

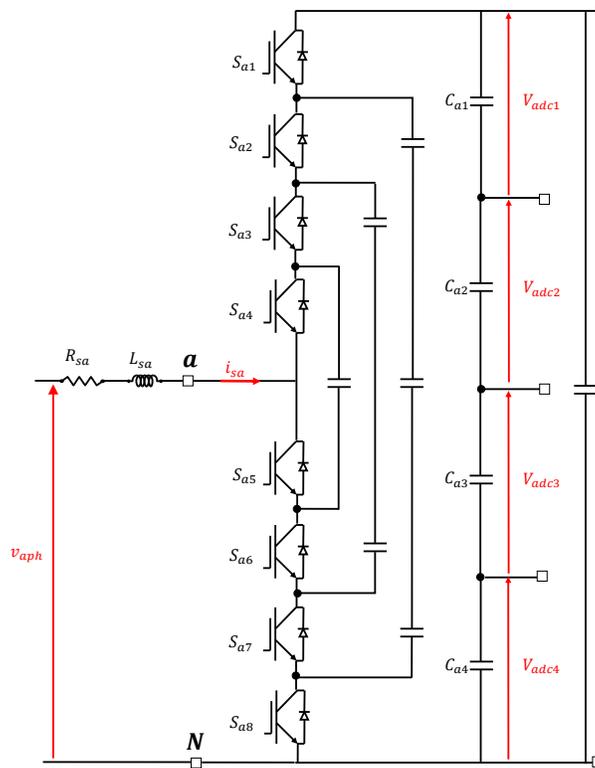


Figura A.2: Convertidor multinivel monofásico con condensadores flotantes *FC* de 5 niveles.

Convertidor multinivel de puentes H en cascada

EL convertidor multinivel monofásico con puentes H en cascada (*Cascaded H Bridge-CHB*) evita el uso de diodos extras o condensadores para balance de tensión. Este convertidor necesita fuentes separadas de tensión para conversión de potencia activa, (*AC* a *DC*, *DC* a *AC*). Los terminales *AC* de cada puente H van conectados en serie. En la Figura A.3 se muestra un convertidor de cinco niveles monofásico. La estructura de fuentes *DC* es muy apropiada para varias fuentes de energía renovable como: celdas de combustible, fotovoltaica, etcétera. La principal desventaja de esta topología es la necesidad de fuentes separadas de tensión *DC* para conversiones de potencia activa [51].

Las principales ventajas de la topología *CHB* son: requiere menos componentes eléctricos comparada al resto de convertidores multinivel para lograr el mismo número de niveles de tensión, se puede lograr un montaje de circuito modularizado y empaquetado gracias a que no se tiene diodos anclados extras ni condensadores extras, se puede obtener un conmutación en los transistores más bajas que en las otras topologías.

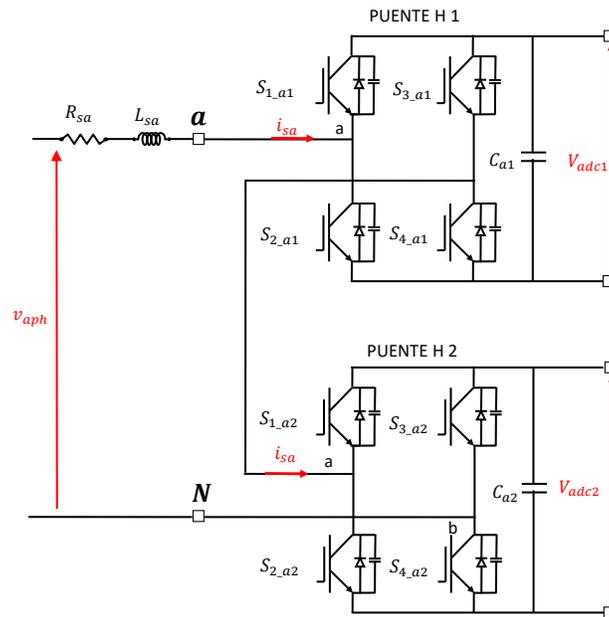


Figura A.3: Convertidor multinivel monofásico de puentes H en cascada *FC* de 5 niveles.

Topologías con más funcionalidades aplicadas a transformadores de estado sólido

Un estudio realizado, en el cual se observan las capacidades funcionales de las diferentes topologías de configuración de tres etapas, muestra que las más posicionadas para una implementación son las que en su primera etapa tienen configuración con diodos anclados (*Neutral Point Clamp-NPC*) o la de puentes en H (*Cascaded H Bridge-CHB*) [6]. La razón de esto es que ambas configuraciones, tienen entre otras, las siguientes funcionalidades: potencia bidireccional, tensión *DC* de bajo voltaje para (*Distributed Energy Storage-DES*) y (*Distributed Energy Resources-DER*), administración de *DES*, soporte de potencia reactiva, regulación de los buses *DC* de media tensión, regulación de los buses *DC* de baja tensión, regulación de la tensión de salida, regulación de la tensión de entrada, control ante huecos de tensión, limitación de corriente de entrada, limitación de corriente de salida, protección contra subtensiones en el lado *DC* de media tensión y en el lado *DC* de baja tensión.

No obstante a pesar de que ambas configuraciones tienen las mismas funcionalidades en esta tesis se opta por la topología de puentes en H, ya que esta clase de convertidores evita el uso de diodos de anclaje extras.

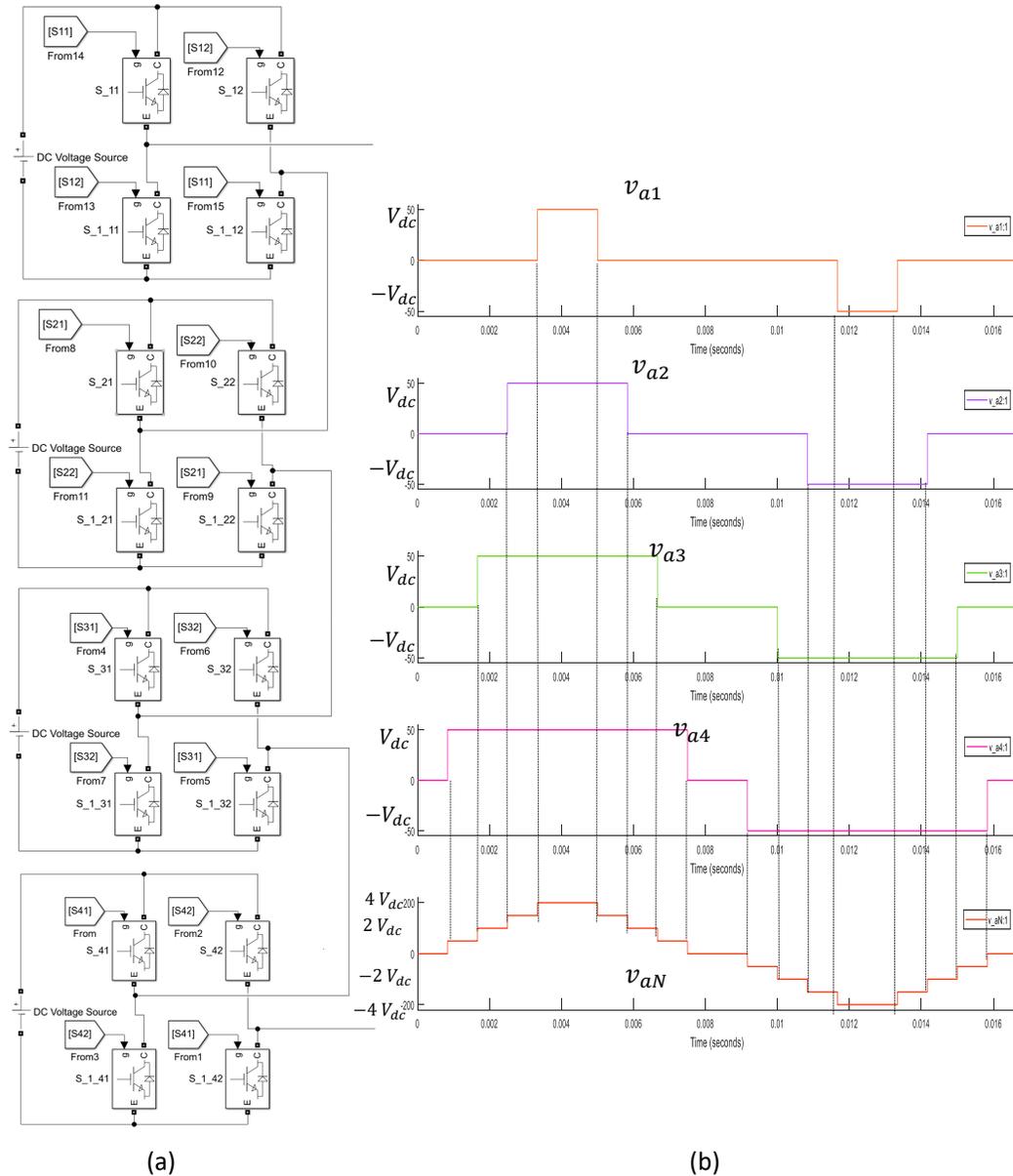


Figura A.4: Inversor de nueve niveles: (a) Circuito de potencia y (b) síntesis de tensión de salida (de fase).

A manera de ejemplo, en la Figura A.4(a) se muestra un convertidor multinivel monofásico de cuatro (4) puentes en H y en la Figura A.4(b) se ilustran los niveles resultantes de la onda de la tensión de fase para una modulación en particular [10]. Se puede observar que cada puente genera una tensión de tres niveles ($+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$) y a su vez los cuatro puentes en cascada generan una tensión de nueve niveles ($-4V_{dc}$, $-3V_{dc}$, $-2V_{dc}$, $-V_{dc}$, 0 , V_{dc} , $2V_{dc}$, $3V_{dc}$, $4V_{dc}$), confirmando así que el número de niveles en un convertidor en cascada cumple la siguiente ecuación:

$$n_p = 2N_m + 1 \quad (\text{A.1})$$

n_p = Número de niveles para la tensión de fase a la salida del convertidor multinivel monofásico.

N_m = Número de puentes H

Considerando un sistema trifásico, los niveles de una fase son combinados con otras fases generando más niveles en las tensiones de línea, este número de niveles cumple la siguiente ecuación:

$$n_{ll} = 2n_p + 1 \quad (\text{A.2})$$

n_{ll} = número de niveles para tensión de línea.

La anterior característica conlleva a concentrar el estudio de la aplicación de los convertidores multinivel de puentes H en cascada en el trabajo de investigación.

Apéndice B

Etapa de conversión *DC-DC*: Convertidor *DC-DC* con transformador de alta frecuencia

La segunda etapa del transformador de estado solido consta de convertidores *DC-DC* con aislamiento galvánico a través de transformadores de alta frecuencia. Los convertidores aislados mejoran la seguridad del sistema, la confiabilidad y flexibilidad aunque son más costosos y complicados que los convertidores no aislados. Típicamente, la topología de puente completo es la preferida para aplicaciones de alta potencia por sus esfuerzos mínimos de tensión y corriente, transformadores de alta frecuencia con voltamperios mínimos y bajas corrientes de rizado en los filtros de salida [24]. A continuación se resume algunos convertidores bidireccionales *DC-DC* con aislamiento galvánico.

Convertidores *DC-DC* con aislamiento galvánico bidireccional de doble puente activo trifásico

En la Figura B.1 se muestra el circuito esquemático del convertidor *DC-DC* de doble puente activo trifásico de conmutación suave. El convertidor consiste de dos etapas de convertidores trifásicos, cada uno operando en el modo de seis pasos de tensión con un desplazamiento de fase controlado entre las ondas v_{ap} y v_{as} , v_{bp} y v_{bs} , v_{cp} y v_{cs} . Usando dos puentes activos no solo permite el flujo de potencia bidireccional, también permite el control de los transistores a una frecuencia fija. La conexión *AC* del transformador es *Y-Y* y es un transformador trifásico simétrico con las inductancias de fuga utilizadas como elementos de transferencia de potencia. Esta topología permite corrientes efectivas en los condensadores más bajas y valores nominales en sus componentes comparado con el convertidor de doble puente en H [52]. Una desventaja de esta topología es el número de semiconductores necesarios: esta requiere doce transistores. Otra desventaja son las altas pérdidas por conducción y conmutación cuando se opera a un ancho rango de potencia y rangos de tensión.

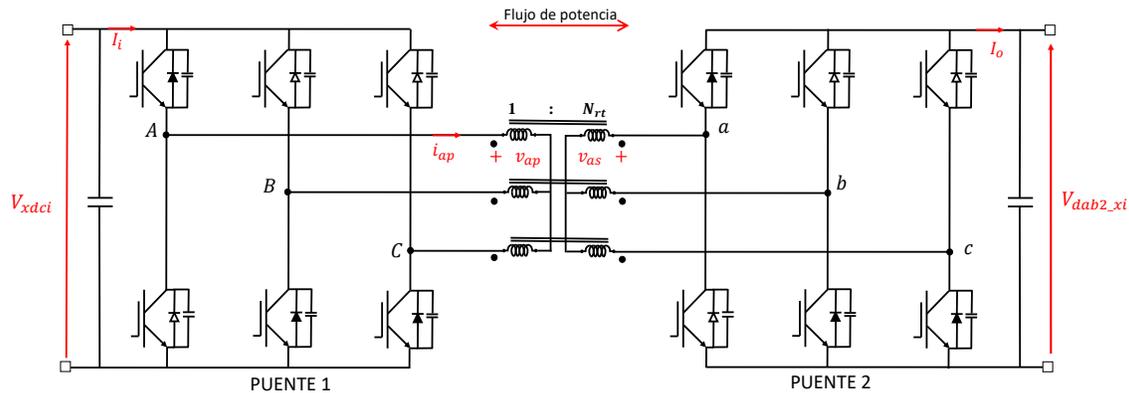


Figura B.1: Convertidor *DC-DC* de doble puente activo trifásico.

Convertidores *DC-DC* con aislamiento galvánico bidireccionales de puentes completos combinando convertidores de corriente y tensión

En la Figura B.2(a) y B.2(b) se muestran dos convertidores de fuente de corriente de puente H con un *Snubber* o amortiguador activo o pasivo para cumplir con alta potencia, altas corrientes y conversiones de tensión en sistemas que lo requieran. Originalmente se ubicó una bobina en el lado de baja *DC* para minimizar el rizado de corriente. Sin embargo, el convertidor en este tipo de sistemas debe soportar transitorios altos de tensión, por esta razón en la topología se utiliza amortiguador activo o pasivo [53]. Una de las desventajas de la topología es el requerimiento de altos condensadores de *Snubber* que soporten corrientes altas a altas frecuencias.

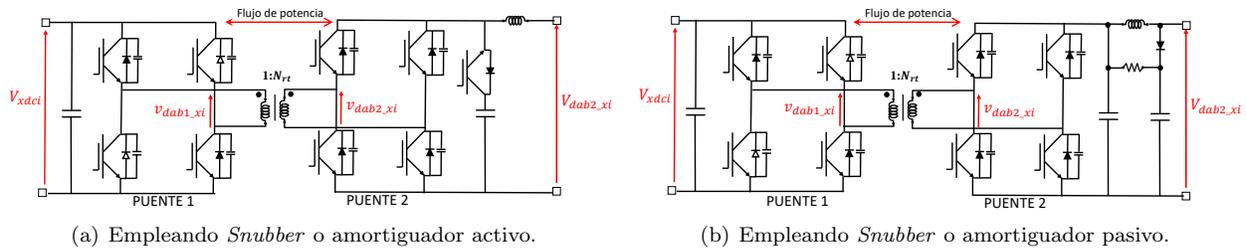


Figura B.2: Convertidores *DC-DC* con aislamiento galvánico con un convertidor de fuente de tensión en el lado de media *DC* y convertidor de fuente de corriente en el lado de baja *DC*.

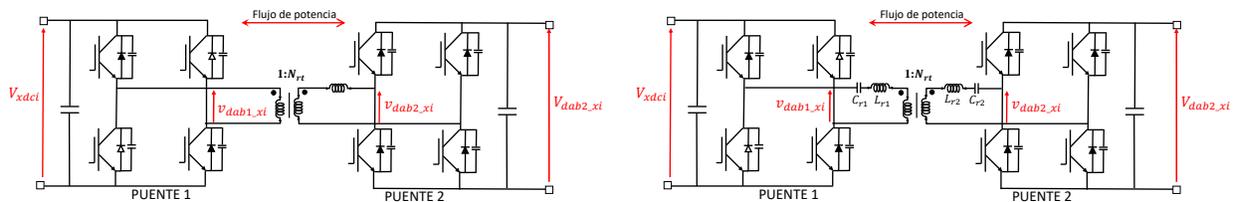
Convertidores *DC-DC* con aislamiento galvánico bidireccionales de puentes completos con dos convertidores de fuente de tensión

En la Figura B.3(a) y B.3(b) se muestra dos convertidores de tensión de puente completo con un transformador de alta frecuencia [52]. El convertidor *DC-DC* puede lograr fácilmente conmutación a cero tensión (*ZVS*) gracias a un condensador *Snubber* o amortiguador externo o las capacitancias parásitas de los tran-

sistores, para minimizar las pérdidas. El convertidor tiene un punto óptimo de operación en el cual la razón entre la tensión del lado de media tensión AC y el de baja AC es igual a la razón de vueltas del transformador de alta frecuencia. Es capaz de transferir alta potencia cuando se utiliza con métodos simples de conmutación como el desplazamiento de fase utilizados tanto en el convertidor de la Figura B.3(a) como en la Figura B.3(b).

Uno de los inconvenientes de esta clase de convertidores es que a baja transferencia de potencia tiene baja eficiencia. La eficiencia del convertidor a varios niveles de transferencia de potencia depende de la clase de conmutación.

En la Figura B.3 (b) se presenta un convertidor $DC-DC$ con aislamiento galvánico basado en convertidores resonantes. Se ha considerado como una interface entre buses de DC de $12 - 16[V]$ a buses de mayor tensión de $220 - 447[V]$ [54]. El inconveniente de este convertidor es que el condensador serie tienen que afrontar la corriente nominal de la carga, incrementando el volumen del convertidor y el costo.



(a) Convertidor $DC-DC$ con aislamiento galvánico, puentes H, (b) Convertidor $DC-DC$ con aislamiento galvánico basado en convertidores resonantes.

Figura B.3: Convertidores $DC-DC$ con aislamiento galvánico basados en puente completo con dos convertidores de fuente de tensión.

En este trabajo de investigación se utilizará la topología descrita en la Figura B.3(a), ya que esta utiliza la menor cantidad de componentes pasivos y tiene alta eficiencia a potencia nominal, el estudio de esta topología se ampliará en el trabajo de investigación para aplicaciones de transformador de estado sólido.

Apéndice C

Etapa de conversión *DC-AC*: Convertidor *DC-AC* de fuente de tensión trifásica tetrafilar

Debido a que este transformador tiene que actuar ante diferentes situaciones de la red se propone utilizar un convertidor trifásico tetrafilar de fuente de tensión ya que se necesita el neutro. La salida de este convertidor será llamado lado de baja de corriente alterna en este documento. Hay muchas topologías para este tipo de convertidor entre las principales se tienen:

Convertidor de tensión de tres ramas con condensador repartido.

Un enfoque simple para conectar el conductor neutro de la carga conectada en estrella es la conexión a un punto medio de unos condensadores en el bus de continua (enlace *DC*) como muestra en la Figura C.1, ver [35], una desventaja de esta topología es que se necesitan condensadores muy grandes para tratar las corrientes de rizo causadas por las corrientes de secuencia negativa y de secuencia cero [55]. Como resultado esta topología puede incrementar el costo del sistema dramáticamente, especialmente para aplicaciones de alta potencia.

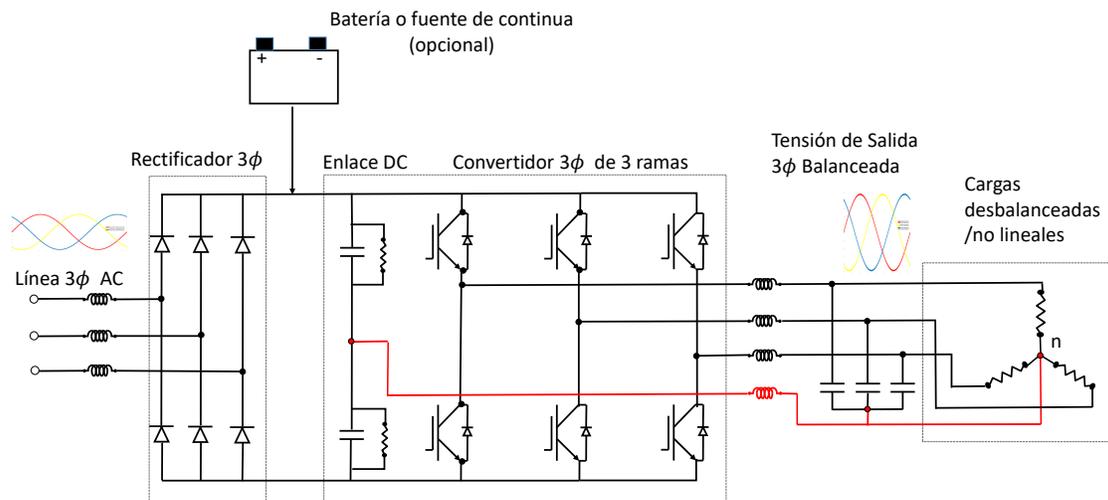


Figura C.1: Convertidor de tensión de tres ramas con condensador repartido.

Convertidor de tensión trifásico de cuatro hilos con transformador delta/Y.

Un enfoque alternativo es conectar el punto neutro de la carga al neutro del secundario de un transformador delta/y. Como se ve en la Figura C.2, debido al fuerte efecto de acoplamiento y manteniendo los inductores en el lado primario del transformador, la corriente de secuencia cero solo fluye en los arrollamientos del lado primario. Esto previene que la corriente de secuencia cero retornen al bus de continua (enlace *DC*) [56]. Sin embargo, esta topología no resuelve las condiciones desbalanceadas de la carga causada por la corriente de secuencia negativa. Otra desventaja es el tamaño del transformador lo que hace que el sistema completo sea pesado y costoso.

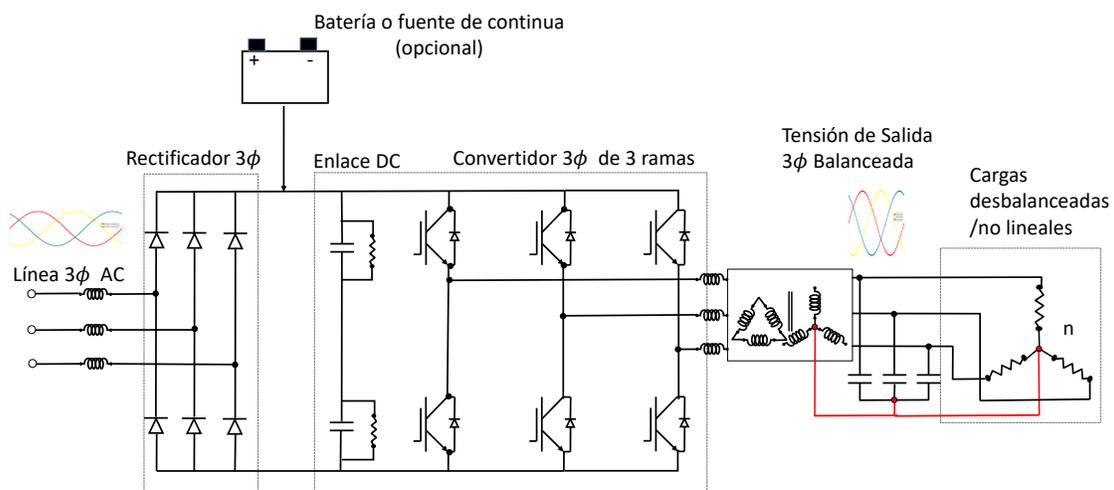


Figura C.2: Convertidor de tensión trifásico de cuatro hilos con transformador delta/Y.

Convertidor de tensión trifásico de cuatro ramas:

El convertidor trifásico de cuatro ramas fue introducido para tratar con la corriente de neutro causada por condiciones de cargas desbalanceadas y no lineales, como se muestra en la Figura C.3, el punto neutro de la carga está conectado al punto medio de una cuarta rama en el convertidor, haciendo esto, el punto del neutro es ahora controlable a través de la cuarta rama. Por esto, este tipo de convertidor es aplicable para ser utilizado en una red de baja tensión.

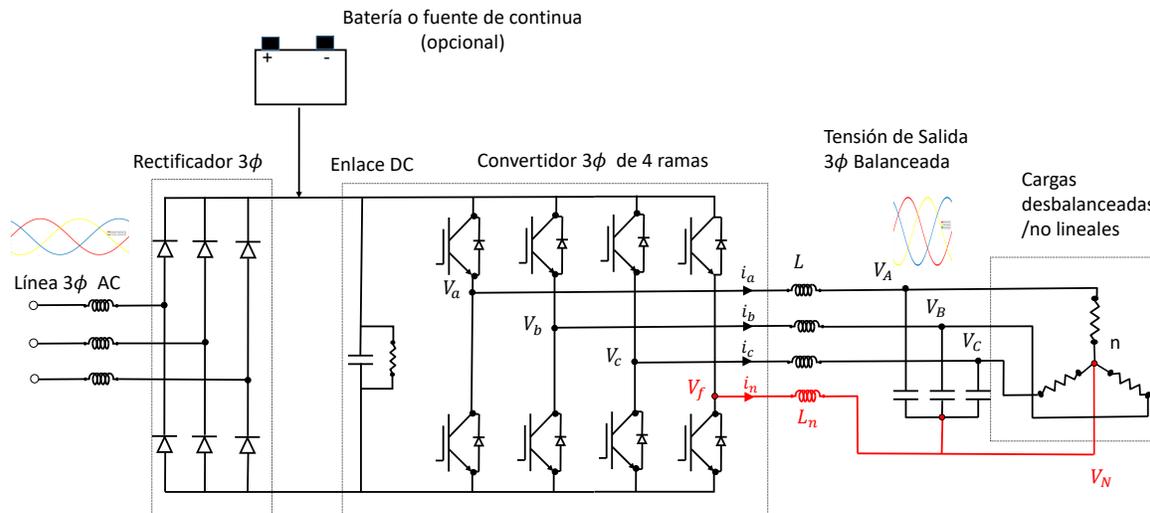


Figura C.3: Convertidor de tensión trifásico de cuatro ramas.

Apéndice D

Integración de fuentes de generación distribuida en un transformador de estado sólido

Integración de fuentes de generación distribuida con convertidores *DC-DC* multipuertos ó *Quad Active Bridge QAB*

Esta forma de integración requiere un convertidor multi-direccional en potencia para poder realizar una integración de un sistema híbrido en generación distribuida. Cuando se está aprovechando la energía fotovoltaica se requiere tener un banco de baterías para proporcionar potencia confiable a la carga y obtener máxima potencia de los paneles fotovoltaicos [57]. Para ilustrar esta aplicación se puede utilizar un convertidor de potencia de cuatro direcciones [50].

En la Figura D.1 se muestra una adaptación de la publicación [50] para aplicar los mismos conceptos de esta en la construcción de un transformador de estado sólido de tres etapas. En la Figura D.1 se observa al convertidor recibiendo una tensión controlada V_{CHBn} la cual viene del convertidor multinivel que hace parte del transformador de estado sólido y está conectada al PUERTO 1, el PUERTO 2 está conectado a través de un convertidor, el cual tiene un control para el seguimiento del punto de máxima potencia, al arreglo de paneles fotovoltaicos. En el PUERTO 3 se tiene un banco de baterías el cual está conectado directamente al puente completo, PUENTE 3, del PUERTO 3. En el PUERTO 4 se tiene una salida DC controlada V_{DC4} entregada por el PUENTE 4. En la Figura D.1 solo se presenta el convertidor *DC-DC QAB* en el modo cero, en la Tabla D.1 se presentan los modos de operación posibles para este.

Tabla D.1

Modos de operación de un convertidor *DC-DC* de 4 puertos en *QAB*.

Modo de Operación	Fuentes de Energía				Flujo de potencia
	Puente Completo CHB (HB)	Fotovoltaica (P)	Batería (S)	Carga (L)	
Modo 0	1	1	1	1	
Modo 1	1	1	0	1	
Modo 2	0	1	1	1	
Modo 3	1	0	1	1	
Modo 4	0	0	1	1	
Modo 5	0	1	0	1	
Modo 6	1	0	0	1	
Modo 7	1	1	0	0	
Modo 8	0	1	0	0	
Modo 9	1	0	0	0	

donde,

(*HB*) representa un puente H del convertidor multinivel.

(*L*) es el lado de la carga (*Load*).

(*P*) Representa el lado de energía fotovoltaica (*Photovoltaic*).

(*S*) Representa el lado de almacenamiento por baterías (*Storage*).

Integración de fuentes de generación distribuida con convertidores en lado de baja DC del transformador de estado sólido

Una forma similar para integrar fuentes de almacenamiento y generación distribuida es conectar estas fuentes en el lado de baja DC del SST, para realizar esta configuración se requiere un *Boost-Converter* como interface entre los paneles solares y el bus de baja DC, y un *Buck-Boost Converter* bidireccional que sirva de cargador de las baterías [12], en la Figura D.2 se ilustra la topología, en la que se conectan los dos convertidores auxiliares en el lado de baja DC de los DABs, siendo este un bloque constructivo para conectar al convertidor multinivel.

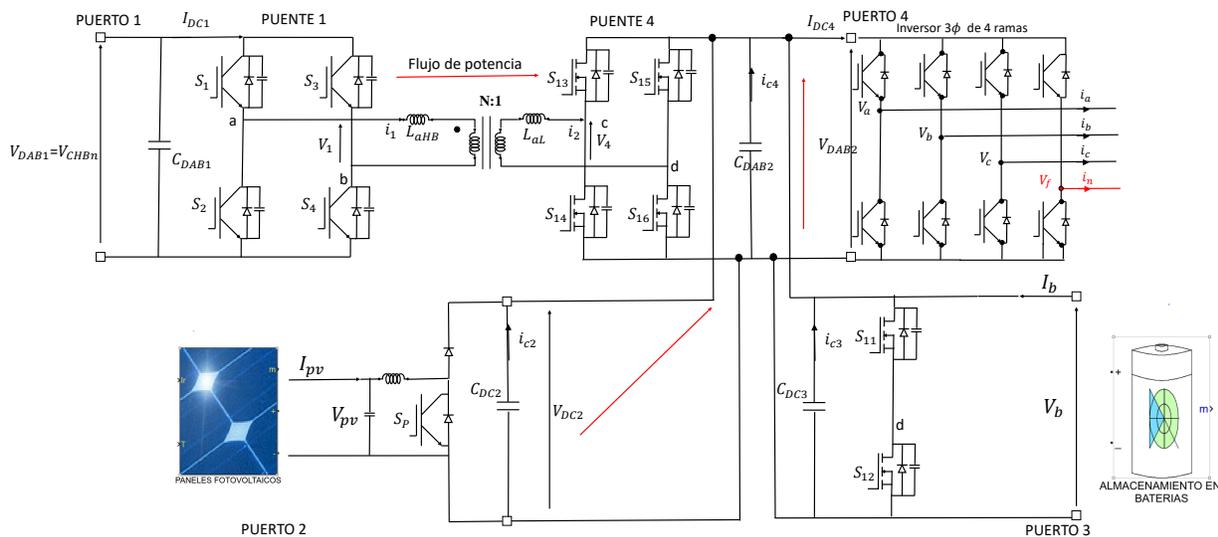


Figura D.2: Integración de generación distribuida (Paneles Solares y Almacenamiento) en el lado de baja DC.

Control del transformador de estado sólido SST. Antes de continuar con el análisis, se debe conocer los modos de operación de los convertidores por aparte. El convertidor multinivel según su necesidad puede funcionar como: reductor cuando se está entregando energía desde el lado de media tensión AC del transformador al de baja AC, o como inversor cuando se está entregando energía desde el lado de baja al lado de media tensión, esto se puede resumir en la Tabla D.2, en el modo rectificador la conmutación de cada uno de los puentes H del convertidor controla las tensiones de sus buses DC, en el modo inversor los buses DC son controlados externamente para que pueda ser controlada la corriente en el lado AC de media tensión.

Tabla D.2

Modos de operación de un convertidor CHB.

MODO	Reductor (Rectificador)	Elevador (Inversor)
Flujo de Energía	$v_{MV} \Rightarrow V_{DBA1}$	$V_{DBA1} \Rightarrow v_{MV}$
Parámetros a controlar	$V_{x dci}$	i_{MV}
Variable externamente controlada	v_{MV}	$V_{x dci}$

donde,

v_{MV} , Lado de media tensión AC .

$V_{x dci}$, Lado de media tensión DC , $V_{x dci}$, tensión del bus de DC ubicado en $x = a, b, c$, para los módulos $i = 1, 2, \dots, N_m$.

i_{MV} , corriente AC en el lado de media tensión AC .

Después de controlar el convertidor multinivel se debe controlar los convertidores $DC-DC$, estos funcionarían según el modo de operación requerido, ver Tabla D.3. Generalmente el transformador SST controlara la tensión V_{DBA2} , pero puede ser que sea externamente controlado por el sistema de generación-almacenamiento DC (Panel-baterías).

Tabla D.3

Modos de operación de un convertidor DAB .

MODO	Reductor (Rectificador)	Elevador (Inversor)
Flujo de Energía	$V_{DBA1} \Rightarrow V_{DBA2}$	$V_{DBA2} \Rightarrow V_{DBA1}$
Parámetros a controlar	$V_{x dab2i}$	$V_{x dci}$
Variable externamente controlada	$V_{x dci}$	$V_{x dab2i}$

donde,

$V_{x dab2i}$, Lado de baja tensión DC .

$V_{x dab2i}$, tensión del bus de DC ubicado en $x = a, b, c$, para los módulos $i = 1, 2, \dots, N_m$

Por ultimo se tiene el inversor de cuatro ramas conectado a los buses DC, los objetivos de control y modos de operación fueron descritos en la Tabla 2.3.

Control del *Boost-Converter* conectado a los paneles fotovoltaicos. Este convertidor puede tener dos operaciones, ver [12], el primero es operar el *Boost-Converter* en el punto de seguimiento de máxima potencia *MPPT*, este algoritmo entrega la tensión de referencia $V_{pv.ref}$ que debería seguir el panel para obtener el punto de máxima potencia, el cual es el caso normal cuando se está conectado a la red y en algunas condiciones en el modo aislado de red. El otro caso es operar los paneles fotovoltaicos en el modo de seguimiento de una referencia de potencia la cual es calculada por un control externo cuando opera en el modo aislado de la red. En la Tabla D.4 se ve un resumen de estos modos de control.

Tabla D.4

Modos de operación del *Boost-Converter* conectado a los paneles fotovoltaicos.

MODO	<i>MPPT</i>	Elevador (Inversor)
Flujo de Energía	$V_{pv} \Rightarrow V_{DBA2}$	$V_{pv} \Rightarrow V_{DBA2}$
Variables a controlar	V_{pv}	$P_{pv.ref}$
Variable externamente controlada	$V_{x dab2i}$	$V_{x dab2i}$

donde,

V_{pv} , tensión en los terminales del panel.

i_{pv} , corriente que fluye fuera del panel.

Control del *Buck-Boost-converter* conectado a las baterías. La operación de la batería esta limitada por el estado de carga *SOC* [58]. Si no se cumple con el estado de carga preestablecido, la batería debería de dejar de funcionar. Por esta razón el funcionamiento de la batería con el convertidor tiene dos operaciones: el modo de seguimiento de potencia, en donde el sistema completo esta conectado a la red, en este modo se tiene un lazo externo de potencia en el que se controla que la batería entregue una potencia $P_{b.ref}$ y un lazo interno de corriente; el otro modo se tiene cuando el sistema de distribución ya no puede mantener la tensión V_{xdab2i} y la batería tiene que regular esta tensión del bus de baja *DC*, entonces se implementa un lazo de control de tensión con un lazo de control interno de corriente $I_{b.ref}$.

Tabla D.5

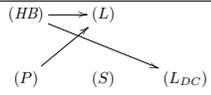
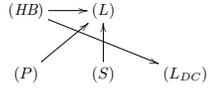
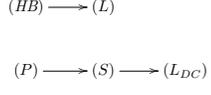
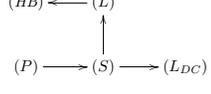
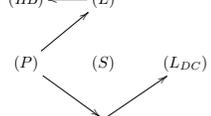
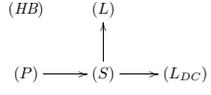
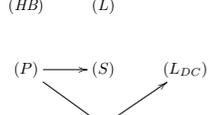
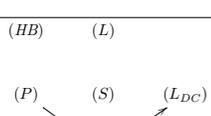
Modos de operación del *buck-boost-converter* a las baterías.

MODO	Seguimiento de potencia	Modo seguimiento de tensión
Flujo de Energía	$V_b \implies V_{DBA2}$	$V_b \implies V_{DBA2}$
Variables a controlar	P_b	V_{xdab2i}
Variable externamente controlada	$P_{b.ref}$	$V_{xdab2i.ref}$

Modos y objetivos de control del transformador de estado solido con generación distribuida integrada. Se pueden presentar 10 modos de operación cuando el transformador de estado solido se le integra generación distribuida, energía fotovoltaica y almacenamiento de energía por baterías a través de convertidores, que se resumen en la Tabla D.6, donde L_{DC} es carga en *DC*.

Tabla D.6

Modos de operación de un *SST* integrado con almacenamiento y energía fotovoltaica.

Modo de Operación	Fuentes de Energía				Flujo de potencia
	<i>SST</i> (HB)- V_{DAB2}	Fotovoltaica (P)	Batería (S)	Carga (L)	
Modo 1	<i>BUCK</i>	<i>MPPT</i>	No Trabaja	1	
Modo 2	<i>BUCK</i>	<i>MPPT</i>	Seguimiento de potencia descargando	1	
Modo 3	<i>BUCK</i>	<i>MPPT</i>	Seguimiento de potencia	1	
Modo 4	<i>BOOST</i>	<i>MPPT</i>	Seguimiento de potencia descargando	1	
Modo 5	<i>BOOST</i>	<i>MPPT</i>	No trabaja	1	
Modo 6	Puede operar en Modo 8 ó 9	Puede operar en Modo 8 ó 9	Puede operar en Modo 8 ó 9	Puede operar en Modo 8 ó 9	Puede operar en Modo 8 ó 9
Modo 7	Puede operar en Modo 8,9,10	Puede operar en Modo 8, 9, 10	Puede operar en Modo 8, 9, 10	Puede operar en Modo 8, 9, 10	Puede operar en Modo 8, 9, 10
Modo 8	No trabaja	<i>MPPT</i>	Seguimiento de Tensión	0	
Modo 9	No trabaja	Elevador (Inversor)	Seguimiento de Tensión	0	
Modo 10	No trabaja	Elevador (Inversor)	Seguimiento de Tensión	0	

Apéndice E

Parámetros eléctricos de filtros y condensadores en las etapas de un Transformador de estado sólido conectado a una fuente de baja tensión

En este capítulo se aplica las distintas estrategias y recomendaciones encontradas en el estado del arte de las etapas de un transformador de estado sólido para el escenario de integración de una fuente de generación distribuida conectada en el lado de baja de corriente alterna. Se presentan la topología a utilizar para cada etapa del transformador de estado sólido, se muestran los algoritmos para calcular las inductancias, las frecuencias de conmutación y también las ecuaciones para calcular las capacitancias de los buses *DC*.

Consideraciones generales

Para estimar los parámetros eléctricos de los filtros y condensadores de los convertidores de potencia que componen el transformador se tienen en cuenta las siguientes suposiciones:

- Se considera una fuente trifásica de media tensión de 13200 voltios de línea efectivos de 60 Hz.
- Para conectar las tres fases de media tensión se utiliza un filtro *L* que no varía en sus parámetros, conectado a un convertidor trifásico multinivel de puentes H en cascada *CHB*, cada puente tendrá conectado un condensador ideal en el bus *DC*.
- Para cada etapa de conversión *DC-DC* se utilizará convertidores *DC-DC* de doble puente activo, sus respectivos transformadores de alta frecuencia serán modelados como ideales y la bobina auxiliar será repartida entre ambos lados de este, cada bobina vendrá acompañada de su resistencia, tanto la entrada como la salida del convertidor *DC-DC* serán conectadas con un condensador ideal.
- Para la tercera etapa se utilizará un convertidor *DC-AC* trifásico de cuatro ramas, en el bus de *DC* se conectará un condensador ideal y el convertidor será conectado a la carga o red a través de un filtro *LCL*, cada elemento del filtro tendrá también su respectiva resistencia.

Convertidor trifásico multinivel de puentes H en cascada *CHB*

En este trabajo se analiza la topología descrita en la Sección 3.2, gracias a que este convertidor recrea con los buses *DC* una onda de tensión más sinusoidal, se puede utilizar un filtro *L* para conectar el convertidor con la red de media tensión, para poder calcular esta inductancia y la frecuencia de muestreo se debe encontrar cual combinación de estos dos parámetros entrega la menor distorsión armónica, para eso se puede seguir las recomendaciones para niveles de distorsión de corriente definidas en el estándar IEEE 519 [46].

Número de niveles del convertidor de puentes H en cascada *CHB*. El número de niveles que se debe utilizar en un convertidor multinivel depende de los valores nominales del transformador que se desee diseñar, por eso en la Tabla 3.1 se describe los parámetros nominales.

Para definir el número de niveles se debe tener en cuenta el límite más bajo de tensión que va a manejar el bus *DC* y el límite de funcionamiento más alto de tensión al que llegará, el cual se configura según la tensión nominal de los transistores a utilizar, estas tensiones se encuentran según las recomendaciones de [9].

$$V_{x\text{dci}_{\text{max}}} = \frac{80}{105} \cdot V_{\text{nominal}_{IGBT}} \quad (\text{E.1})$$

donde,

$V_{x\text{dci}_{\text{max}}}$, La máxima tensión del bus de media *DC*.

$V_{\text{nominal}_{IGBT}}$, Tensión nominal del transistor escogido.

$$V_{x\text{dci}_{\text{min}}} = \frac{100}{95} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\text{phaMV}}}{N_m} \quad (\text{E.2})$$

donde,

$V_{x\text{dci}_{\text{min}}}$, Mínima tensión del bus de media *DC*.

V_{phaMV} , Tensión efectiva de fase en el lado *AC* de media tensión .

N_m , Numero de módulos del convertidor multinivel

De la anterior Ecuación E.2 se puede despejar el número de niveles, se aplica la función techo:

$$N_m = \left\lceil \frac{100 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\text{phaMV}}}{95 \cdot V_{x\text{dci}_{\text{max}}}} \right\rceil \quad (\text{E.3})$$

Para hallar la mejor capacitancia o filtro para el bus *DC* de media tensión se utiliza la siguiente ecuación, asumiendo que la potencia será repartida entre los puentes de igual forma, esto es

$$P_{CHB-DAB} = \frac{P_{SST}}{3 \cdot N_m} \quad (\text{E.4})$$

donde,

$P_{CHB-DAB}$, es la potencia que entregara un modulo del convertidor multinivel a cada convertidor *DC-DC DAB*.

Dejando en el bus de media DC un rizado del 10 %, se tiene la siguiente ecuación para hallar el condensador del puente H.

$$C_{xi} = \frac{P_{CHB-DAB}}{2\pi \cdot f_{sM} \cdot 0,1 \cdot V_{x\text{dci}_{min}} \cdot V_{x\text{dci}_{min}}} \quad (\text{E.5})$$

donde,

C_{xi} , condensador en el bus de DC ubicado en $x = a, b, c$, para los puentes H $i = 1, 2, \dots, N_m$

Frecuencia de conmutación e inductancia del filtro L_{sa} para el CHB . Para encontrar estos dos valores se realizará la modulación de la tensión del convertidor multinivel con la estrategia de modulación de ancho de pulso de fases desplazadas o *Phase-Shifted PWM (PS-PWM)*, después de construir el convertidor de N_m módulos, se procede a implementar en simulación esta estrategia, el convertidor para estos cálculos funcionará en modo inversor, al que se le conectan N_m fuentes DC por fase. En el lado AC del convertidor se conecta su filtro y una carga resistiva que lleve al convertidor a suministrar la corriente nominal. El modulador deberá entregar una onda de tensión con la amplitud del índice de modulación igual a la Ecuación E.6, esta se fija para el convertidor y será igual a:

$$m_{xi} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{phaMV}}{N_m * V_{x\text{dci}_{max}}} \quad (\text{E.6})$$

donde,

m_{xi} , índice de modulación de cada puente H, esta sera la amplitud de la señal a 60 Hz en por unidad a modular.

$V_{x\text{dci}_{max}}$, es la tensión aplicada en los buses DC .

Se procede a simular el convertidor a lazo abierto todas las veces que sea necesario, en la Figura E.1 se encuentra el algoritmo para calcular la inductancia y la frecuencia de conmutación.

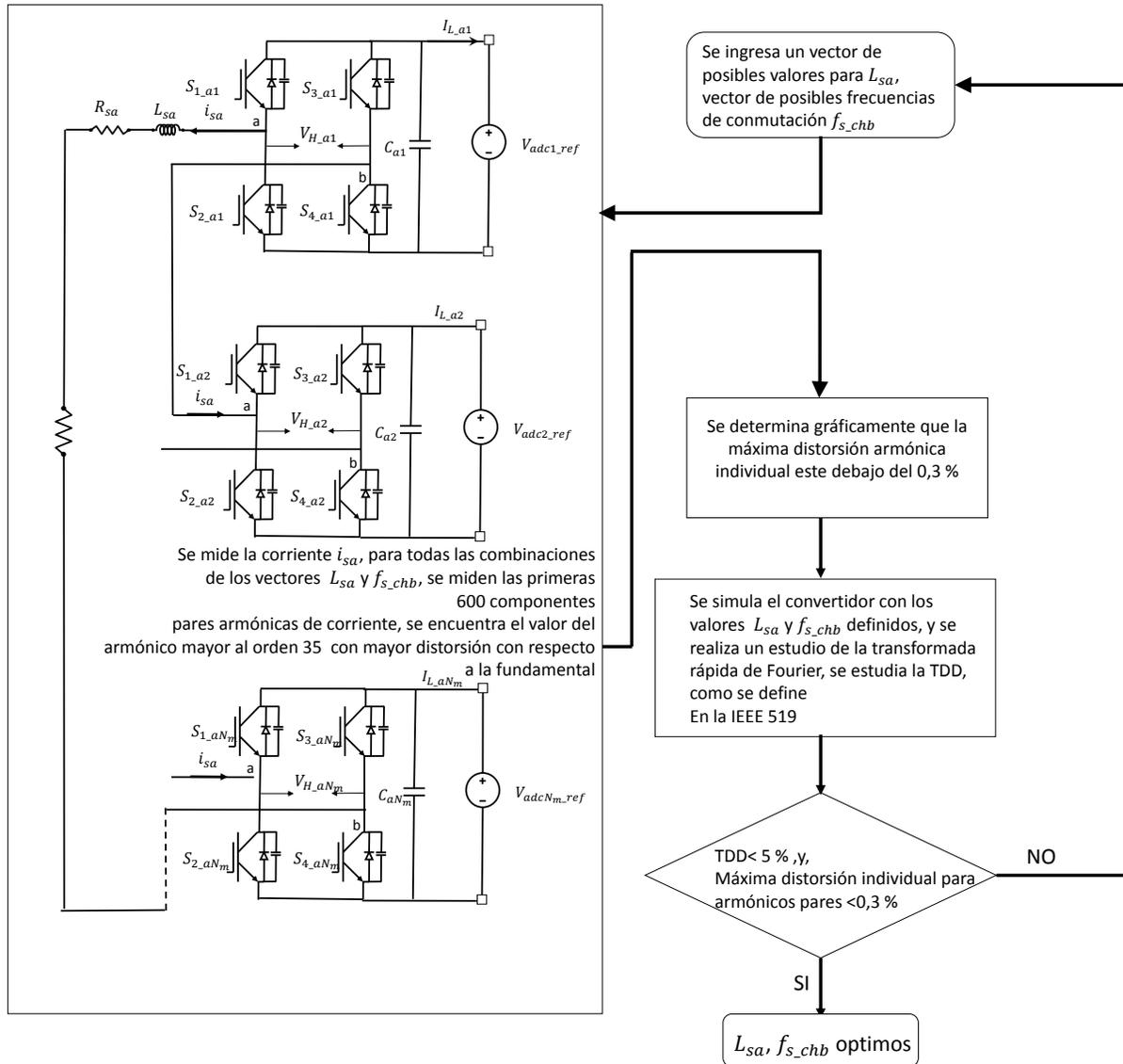


Figura E.1: Algoritmo para la selección de la Frecuencia de conmutación y inductancia del filtro L para el CHB.

Los resultados del algoritmo se encuentran en la Figura E.2 y E.3,

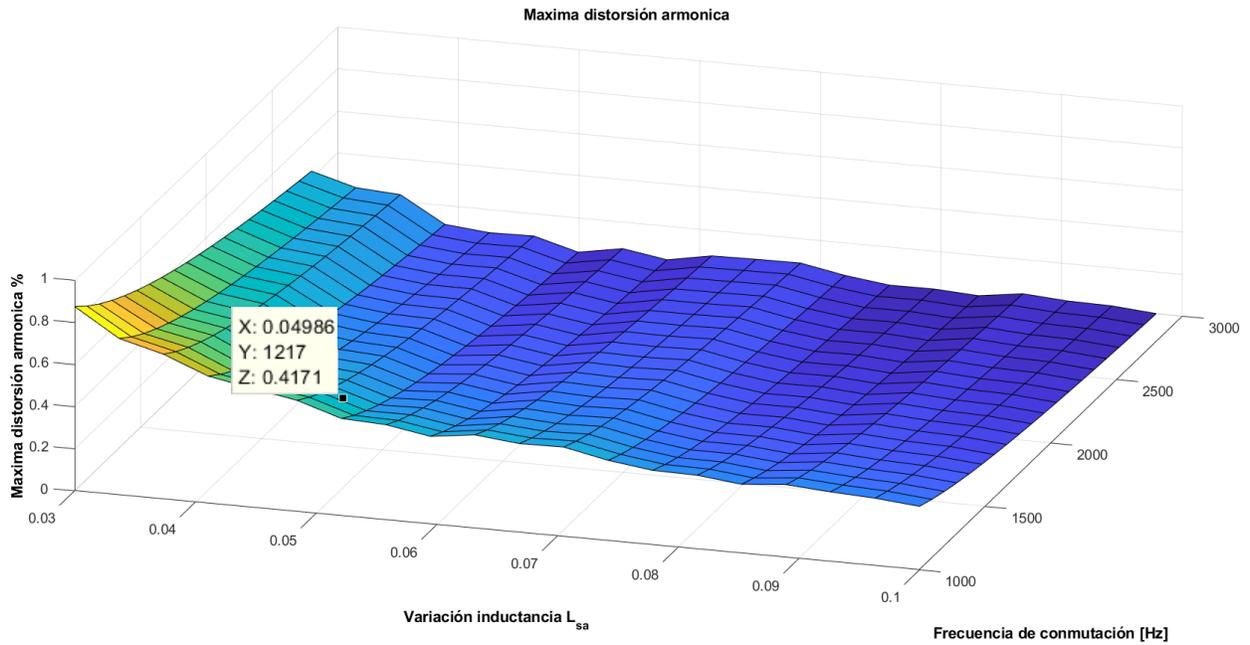


Figura E.2: Máxima distorsión armónica total a corriente nominal.

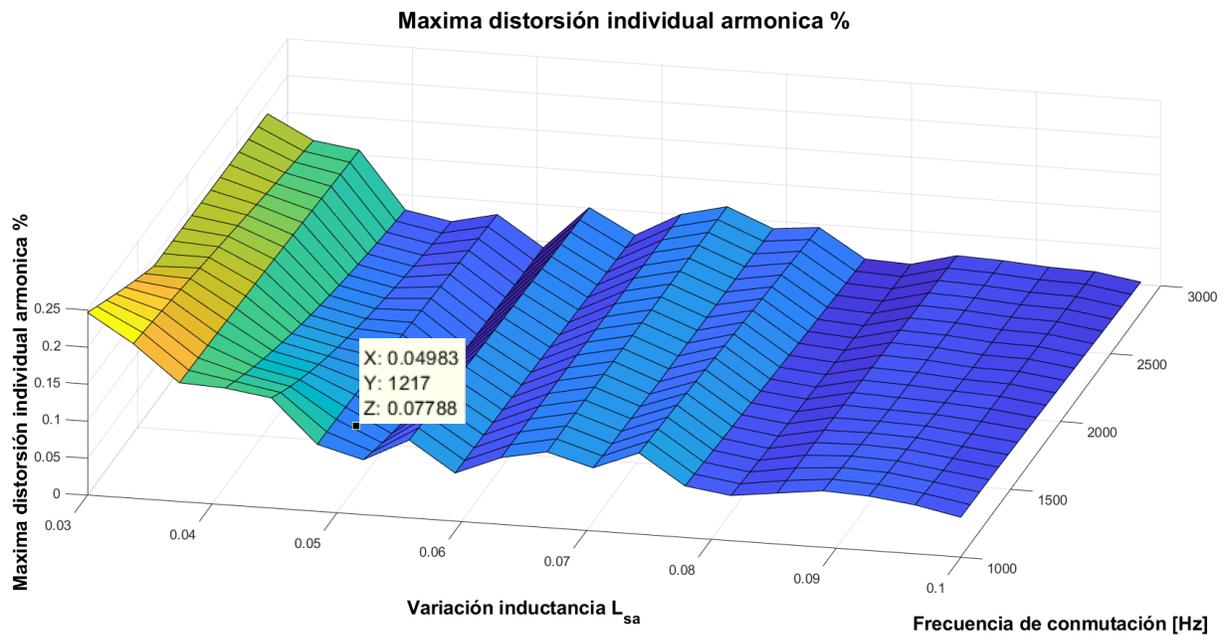


Figura E.3: Máxima distorsión individual armónica a corriente nominal.

En la Figura E.4 se puede ver la onda de la corriente nominal y su respectivo análisis de armónicos. La amplitud de las componentes armónicas de orden par, mayores al armónico 35, están por debajo del 0,3% de la fundamental. Cumpliendo con la recomendación de la IEEE-519.

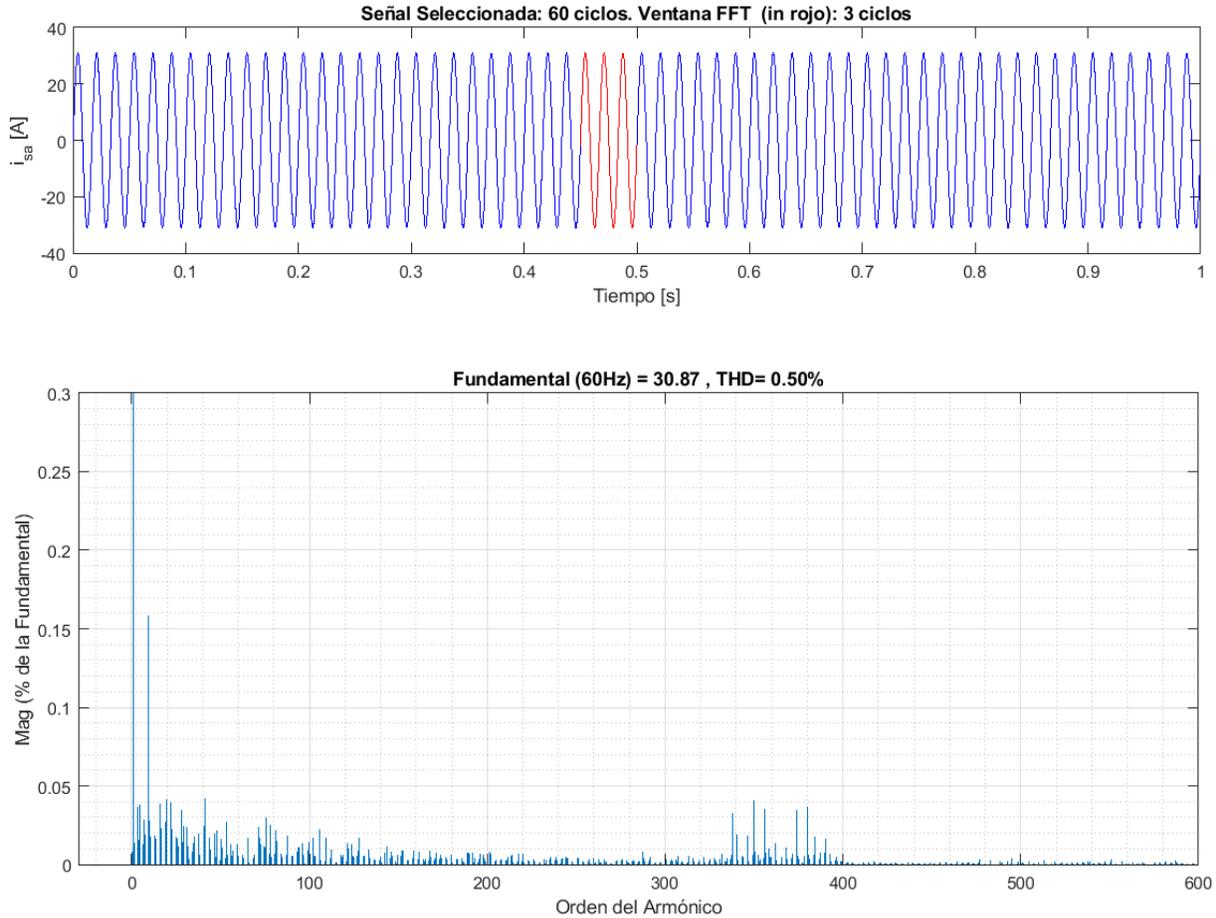


Figura E.4: Transformada rápida de Fourier de la corriente nominal en el lado de media AC del convertidor multinivel.

Convertidor $DC-DC$ de doble puente activo DAB

Por facilidad para la simulación se escogió una frecuencia de conmutación para este convertidor de 20 veces la frecuencia de conmutación del *carrier* del convertidor multinivel, esta frecuencia es suficiente para prevenir el ruido acústico de los transformadores de alta frecuencia y sus bobinas auxiliares [59], esto se realiza para poder simular el sistema completo en tiempo discreto, para optimizar la simulación.

Condensadores del convertidor $DC-DC$ de doble puente activo DAB . Para hallar estos condensadores se puede utilizar la mínima tensión de diseño de los buses DC , así se obtiene un condensador apto para funcionar a la tensión de referencia. Se debe utilizar dos condensadores en paralelo, ya que el condensador C_{xi} debe ser apropiado para suavizar el rizado causado por la conmutación del puente H perteneciente al convertidor multinivel y el capacitor $C_{dab1-xi}$ debe ser idóneo para suavizar la acción de conmutación del

convertidor *DAB* [60].

$$C_{dab1_xi} = \frac{50 \cdot P_{CHB-DAB}}{V_{xhci_min}^2 \cdot f_{DAB}} \quad (E.7)$$

donde,

C_{dab1_xi} , condensador de alta frecuencia en el bus de *DC* para los convertidores *DAB* ubicados en $x = a, b, c$,

, $i = 1, 2, \dots, N_m$

f_{DAB} , Frecuencia de conmutación del convertidor *DC-DC*

Al igual que con el condensador de lado de alta *DC*, este se debe calcular con la siguiente ecuación, como se recomienda en [60], la ecuación para calcular la tensión mínima en el lado de baja *DC* es:

$$V_{DAB2_min} = \sqrt{6} \cdot \frac{110\% \cdot V_{phalv}}{95\%} \quad (E.8)$$

donde,

V_{DAB2_min} , Tensión mínima en el bus de *DC* de baja ubicado en $x = a, b, c$, para los módulos $i = 1, 2, \dots, N_m$

V_{phalv} , Tensión efectiva de fase del lado de baja *AC*

Con la Ecuación E.8 se calcula la tensión que debe ser ingresada en la Ecuación E.9 para hallar el condensador requerido en el lado de baja *DC* para los convertidores *DAB*:

$$C_{dab2_xi} = \frac{50 \cdot P_{CHB-DAB}}{V_{DAB2_min}^2 \cdot f_{DAB}} \quad (E.9)$$

donde,

C_{dab2_xi} , condensador de alta frecuencia en el bus de baja de *DC* ubicado en $x = a, b, c$, para los módulos

$i = 1, 2, \dots, N_m$

Relación de transformación del convertidor *DC-DC* de doble puente activo *DAB* Para conocer la relación de transformación se debe tener el rango de funcionamiento de los buses *DC*, en la Tabla E.1 se resumen.

Tabla E.1

Rango de funcionamiento de los buses *DC* en el *DAB*.

Ubicación	Parámetro	Valor mínimo	Valor máximo
Lado de alta DC	V_{xhci}	1260,55[V]	1295,23[V]
Lado de baja DC	V_{dab2_xi}	720,5[V]	792,55[V]

Al tener esta información se tiene todas las posibles combinaciones de relación de transformación que hacen que el numerador y el denominador sean mínimos [9]. Se debe formar las combinaciones de los siguiente vectores, Ecuación E.10

$$\mathbf{v}_{xhci} = [1260 \ 1261 \ 1262 \ \dots \ 1294 \ 1295]_{1 \times k}, \quad \mathbf{v}_{xhci} = [720 \ 721 \ 722 \ \dots \ 792 \ 793]_{1 \times m} \quad (E.10)$$

Se realiza un doble lazo *for* evaluando la Ecuación E.11:

$$\mathbf{G}_p(k, m) = \frac{\mathbf{v}_{\mathbf{x}dci}(k)}{MCD(\mathbf{v}_{\mathbf{x}dci}(k), \mathbf{v}_{\mathbf{x}dab2i}(m))} \cdot \frac{\mathbf{v}_{\mathbf{x}dab2i}(m)}{MCD(\mathbf{v}_{\mathbf{x}dci}(k), \mathbf{v}_{\mathbf{x}dab2i}(m))} \quad (\text{E.11})$$

Al encontrar el mínimo de \mathbf{G}_p , se encuentra el valor de $V_{x dci.ref}$ y $V_{dab2i.xi.ref}$, la relación de estas dos tensiones debe ser la relación del transformador de alta frecuencia por recomendación de [61].

Inductancia auxiliar del convertidor *DC-DC* de doble puente activo *DAB*. Teniendo en cuenta el circuito equivalente de la Figura E.5, la inductancia auxiliar total en el secundario del transformador de alta frecuencia es, ver Ecuación E.12.

$$L_{dab} = L_{l_{xi}} + N_{TR}^2 \cdot L_{h_{xi}} \quad (\text{E.12})$$

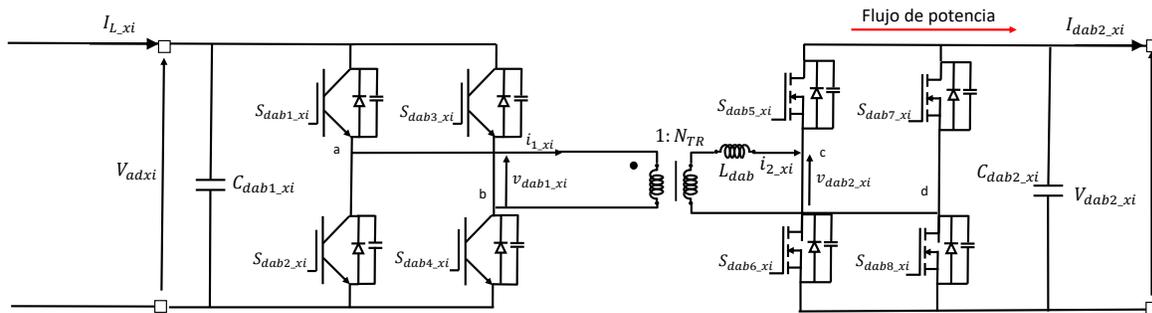


Figura E.5: Circuito equivalente del convertidor *DAB*

Existen diferentes formas de modulación para el *DAB*, se adopta la modulación por desplazamiento de fase, esta es estudiada en [62], en esta modulación los transistores construyen una onda cuadrada a la salida de cada puente a partir de las tensiones V_{adxi} y $V_{dab2.xi}$. En el estado cuasi-estable se puede ver las siguientes gráficas típicas de tensiones y corriente en el convertidor, ver Figura E.6

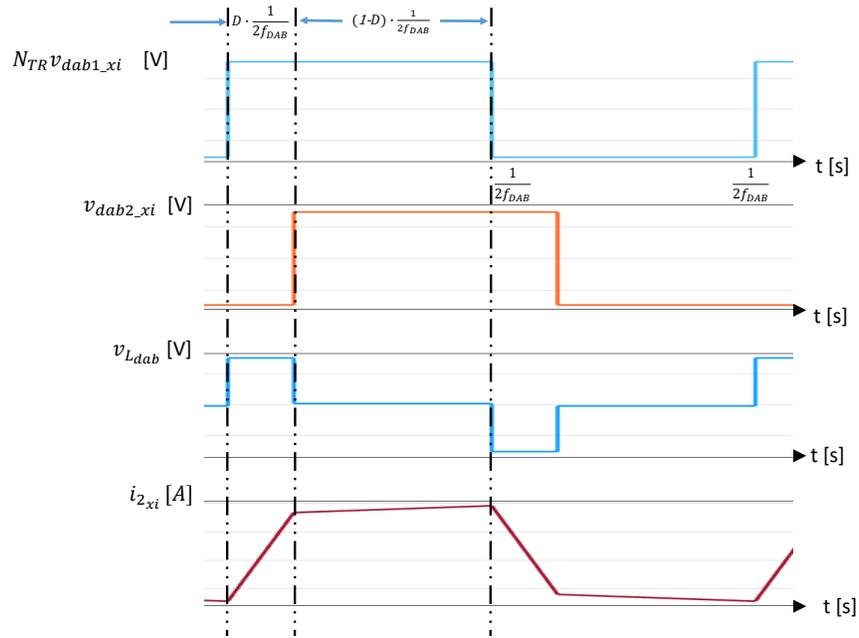


Figura E.6: Curvas típicas del convertidor $DC-DC$ de doble puente activo.

Cuando el convertidor esta funcionando como se ve en la anterior figura, el flujo de potencia es igual a

$$P_{CHB-DAB} = \frac{N_{TR} \cdot V_{adxi} \cdot V_{dab2_xi}}{2 \cdot f_{DAB} \cdot L_{dab}} \cdot D(1 - D) \quad (E.13)$$

donde,

L_{dab} Inductancia resultante del transformador vista desde el lado de baja tensión DC .

Con esta ecuación se puede determinar la inductancia auxiliar máxima que puede tener el transformador de alta frecuencia del convertidor DAB , la cual se puede calcular despejando la inductancia L_{dab} y dejando el valor $D = 0,25$. Para encontrar la inductancia, se debe ingresar en un proceso iterativo, un vector de posibles inductancias, y se escoge la inductancia con la que el convertidor pueda entregar la potencia $P_{CHB-DAB}$ nominal. Para cada posible inductancia se debe calcular la corriente inicial de la inductancia L_{dab} , ver Ecuación E.14, con la cual se puede analizar el circuito desde el estado cuasi-estable, para calcular la potencia.

$$i_{2_xi}(0_+) = \frac{1}{4f_{DAB}L_{dab}} [(1 - 2D)V_{dab2_xi} - N_{TR} \cdot V_{adxi}] \quad (E.14)$$

Para que el convertidor DAB pueda responder ante los arranques se calcula la inductancia a un desplazamiento de fase de $D = 0,25$, el proceso iterativo arroja la Figura E.7.

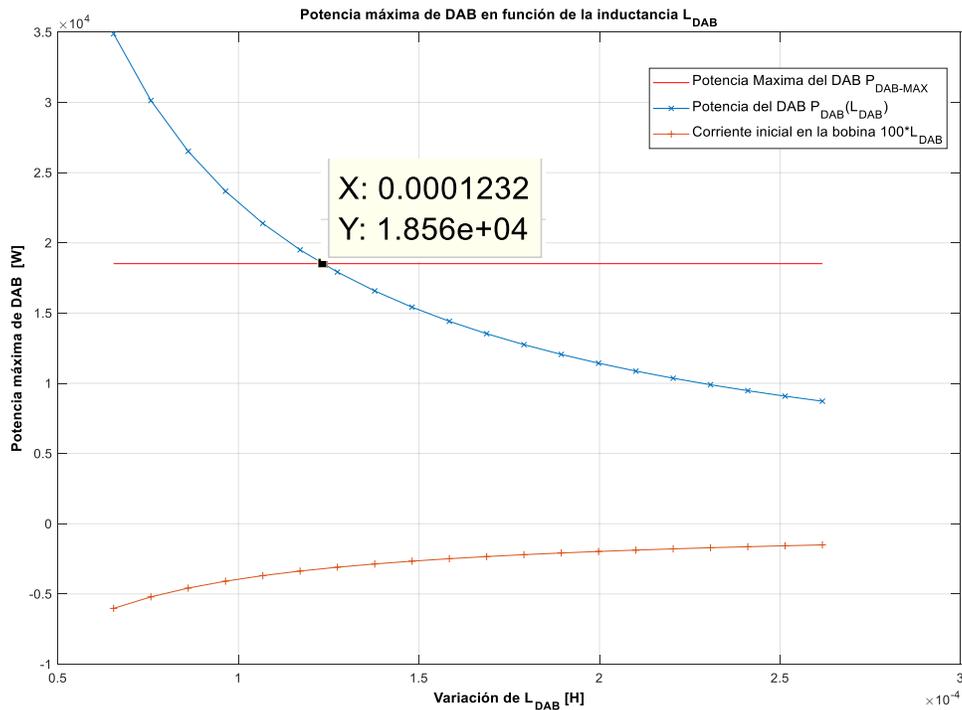


Figura E.7: Curvas típicas en estado cuasi-estable *DAB*.

Convertidor trifásico *DC-AC* de cuatro ramas *3P4L*

Modulación por simple portadora para el convertidor trifásico *DC-AC* de cuatro ramas *3P4L*.

Un convertidor de cuatro ramas puede producir tres salidas de tensión independientes con un ramo adicional a los convertidores tradicionales. La estrategia de conmutación puede ser implementada con una sola onda portadora con un concepto que se llama tensión de offset o *offset voltage* [63], en la Figura E.8 se puede ver que primero se parte de una referencia virtual 0, la cual se crea imaginando que el condensador del bus *DC* está dividido en dos. Con la utilización del filtro L_{fN} conectado al neutro f del convertidor se puede ver que la tensión u_{fn} no todas las veces es cero, por lo que la estrategia consiste en tratar a la rama f como una fase, entonces las cuatro tensiones $(u_{an}^*, u_{bn}^*, u_{cn}^*, u_{fn}^*)$ serán moduladas por el convertidor.

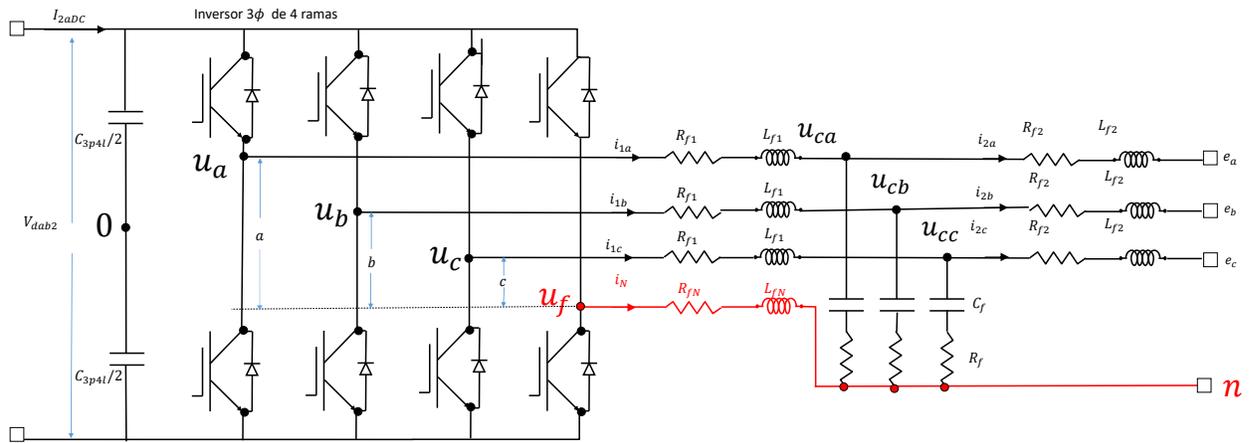


Figura E.8: Tensiones importantes en la modulación por simple portadora de un $3P4L$.

Las señales $(u_{a0}^*, u_{b0}^*, u_{c0}^*, u_{f0}^*)$ se construyen como se puede ver en la Figura E.9, los límites de la señal de comando u_{f0}^* son:

$$-\frac{V_{xdab2.ref}}{2} - V_{min} \leq u_{f0}^* \leq \frac{V_{xdab2.ref}}{2} - V_{max} \quad (E.15)$$

donde,

$$V_{max} = \max(u_{an}^*, u_{bn}^*, u_{cn}^*, u_{fn}^*)$$

$$V_{min} = \min(u_{an}^*, u_{bn}^*, u_{cn}^*, u_{fn}^*)$$

El valor de u_{f0}^* es fundamental en la técnica de modulación y se implementa con la siguiente Ecuación E.16.

$$u_{f0}^* = -\frac{V_{max} + V_{min}}{2} \quad (E.16)$$

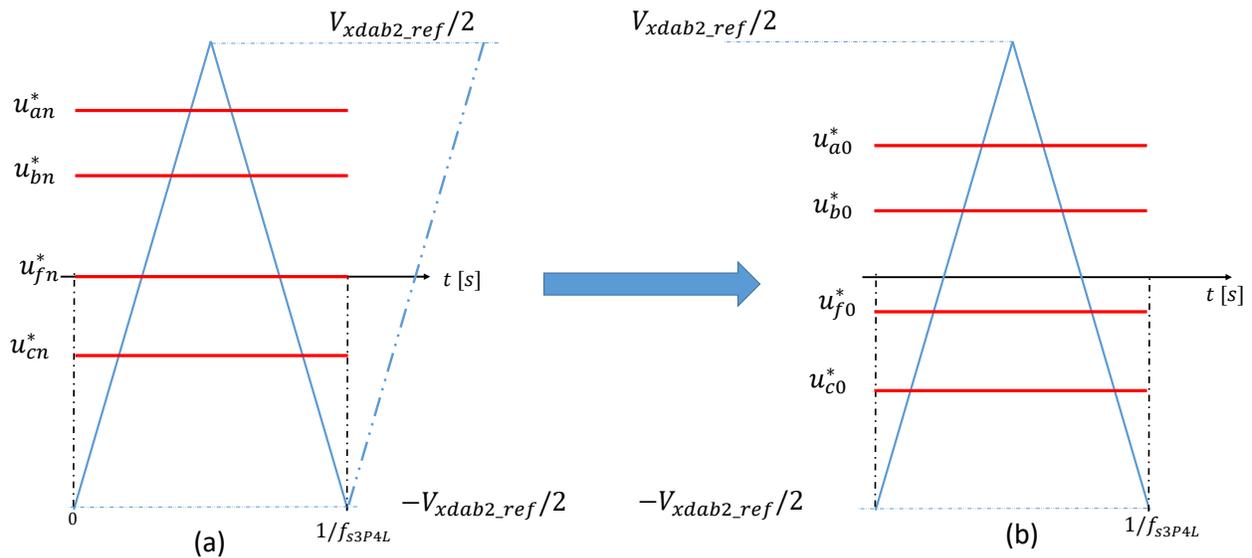


Figura E.9: Tensiones de referencia considerando la tensión de las cuatro ramas (a) Tensiones de fase requeridas y (b) Señales de tensión entregadas al *PWM*.

En la Figura E.10 se puede ver la implementación de la modulación de las tensiones (u_{an}^* , u_{bn}^* , u_{fn}^* , u_{cn}^*)

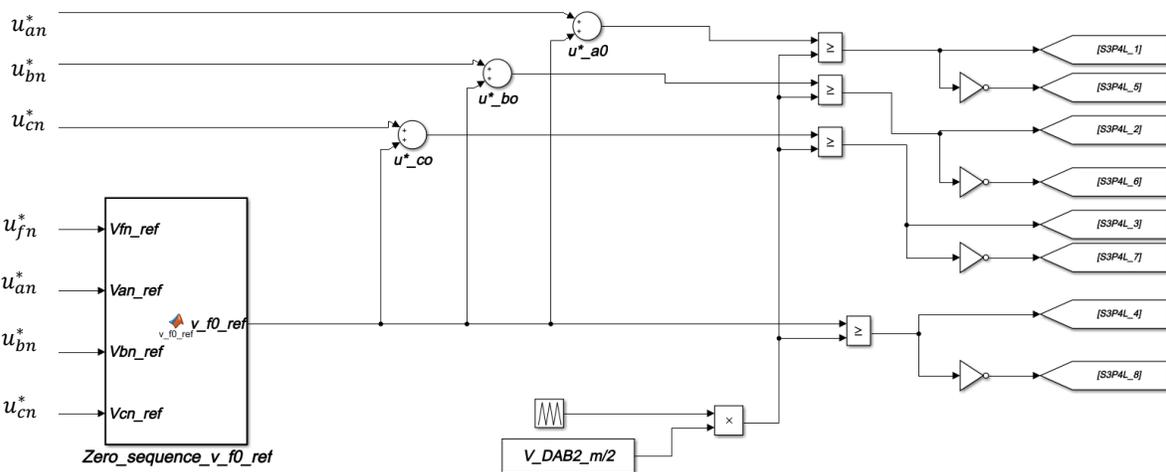


Figura E.10: Esquema de la técnica de modulación para el convertidor $3P4L$.

Frecuencia de conmutación y filtro LCL de red del convertidor trifásico $DC-AC$ de cuatro ramas $3P4L$. En la Figura E.8 se observa la configuración del filtro LCL , este filtro debe pasar los siguientes criterios, ver [47]:

- La distorsión total armónica de corriente debe cumplir con la recomendación de [64].

- Para mantener el condensador C_f en un tamaño aceptable, su valor debe ser de menos del 5% de la impedancia base.
- La caída de tensión sobre el filtro debe ser de menos del 10% de la tensión de la red.
- Las frecuencias de resonancia deben ser 10 veces mayores a la frecuencia de red f_{slv} y la mitad de la frecuencia de conmutación f_{s3P4L} .

Es deseable que la frecuencia de resonancia en el marco de referencia $\alpha\beta$ y en el eje 0 sean menores o iguales a 1/4 de la frecuencia de conmutación para tener suficiente ancho de banda para la ubicación de controladores PI en el sistema, ver [65], las frecuencias de resonancia en función de los parámetros del filtro LCL son:

$$f_{res\alpha\beta} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{f1} + L_{f2}}{L_{f1} \cdot L_{f2} \cdot C_f}} \quad (E.17)$$

$$f_{res0} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{f1} + L_{f2} + 3L_{fN}}{L_{f1} \cdot L_{f2} \cdot C_f + 3L_{f1} \cdot L_{f2} \cdot C_f}} \quad (E.18)$$

Para disminuir el número de variables, L_{f1} se iguala con L_{f2} en el algoritmo y se expresa la inductancia y la capacitancia en términos de la impedancia base:

$$L_{f1} = L_{f2} = y \cdot \left(\frac{Z_{base}}{2\pi f_{slv}} \right) \quad (E.19)$$

donde,

Z_{base} , es igual a V_{alv}^2 / P_{SST} .

y , es la inductancia por unidad con respecto a la inductancia base $\frac{Z_{base}}{2\pi f_{slv}}$.

La capacitancia en términos de la impedancia base es:

$$C_f = x \left(\frac{1}{2\pi f_{slv} Z_{base}} \right) \quad (E.20)$$

donde,

x , es la capacitancia por unidad con respecto a la capacitancia base $\frac{1}{2\pi f_{slv} Z_{base}}$

Sustituyendo las ecuaciones E.17, E.19, E.20 se obtiene:

$$f_{res\alpha\beta} = f_{slv} \sqrt{\frac{2}{xy}} \quad (E.21)$$

Para iniciar con el algoritmo se escoge como frecuencia de conmutación mínima $f_{s3P4L_{min}} = 10 \cdot f_{slv} \cdot 4$, para cumplir con unos de los item del principio de esta sección, ver subsección E, y un máximo de al menos $f_{s3P4L_{max}} = 50 \cdot f_{slv} \cdot 4$. Se forma un vector igualmente espaciado, con frecuencia de resonancia iguales a 1/4 del vector $[f_{s3P4L_{min}} \dots f_{s3P4L_{max}}]$:

$$\mathbf{f}_{s3P4L} = [f_{s3P4L_{min}} \dots f_{s3P4L_{max}}], \quad \mathbf{f}_{res\alpha\beta} = \frac{1}{4} \cdot \mathbf{f}_{s34PL} \quad (E.22)$$

Para cumplir con el segundo item se forma un vector \mathbf{x} de la misma dimensión que \mathbf{f}_{s3P4L} , el cual tendrá valores $[0,001 \dots 0,05]$, esto es para que la impedancia capacitiva sea de menos del 5 % de la impedancia base Z_{base} .

Para disminuir el número de variables se forma un vector \mathbf{y} en función del vector \mathbf{x} despejando la Ecuación E.21, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\mathbf{y} = \frac{2}{\mathbf{x} \circ \left(\frac{\mathbf{f}_{res\alpha\beta}}{f_{slv}} \right)} \quad (\text{E.23})$$

donde,

$\mathbf{x} \circ \mathbf{f}_{res\alpha\beta}$, es el producto Hadamard entre los dos vectores: es la multiplicación elemento por elemento de los vectores $(\mathbf{a} \circ \mathbf{b})_{i,j} = (\mathbf{a})_{i,j}(\mathbf{b})_{i,j}$.

La frecuencia de resonancia f_{res0} se puede expresar como un factor de $f_{res\alpha\beta}$, con lo que se forma el vector de posibles frecuencia de resonancia, ver E.24.

$$\mathbf{f}_{res0} = \mathbf{w} \circ \mathbf{f}_{res\alpha\beta} \quad (\text{E.24})$$

Despejando la Ecuación E.18, se encuentran el vector de posibles valores para la inductancia L_{fN} :

$$\mathbf{L}_{fN} = \frac{2 \cdot L_{f1} - (2\pi \cdot \mathbf{f}_{res\alpha\beta})^{\circ 2} \circ \mathbf{L}_{f1}^2 \cdot C_{f3P4L}}{3 \cdot (2\pi \cdot \mathbf{f}_{res\alpha\beta})^{\circ 2} \circ \mathbf{L}_{f1} \cdot C_{f3P4L} - 3} \quad (\text{E.25})$$

donde,

$(\mathbf{f}_{res\alpha\beta})^{\circ 2}$, es la potencia al cuadrado de Hadamard del vector resultante: $\mathbf{b} = \mathbf{a}^{\circ 2}$; $(\mathbf{b})_{i,j} = (\mathbf{a}^2)_{i,j}$

Para hallar los valores de los parámetros del filtro LCL , se implementa el siguiente algoritmo, ver Figura E.11:

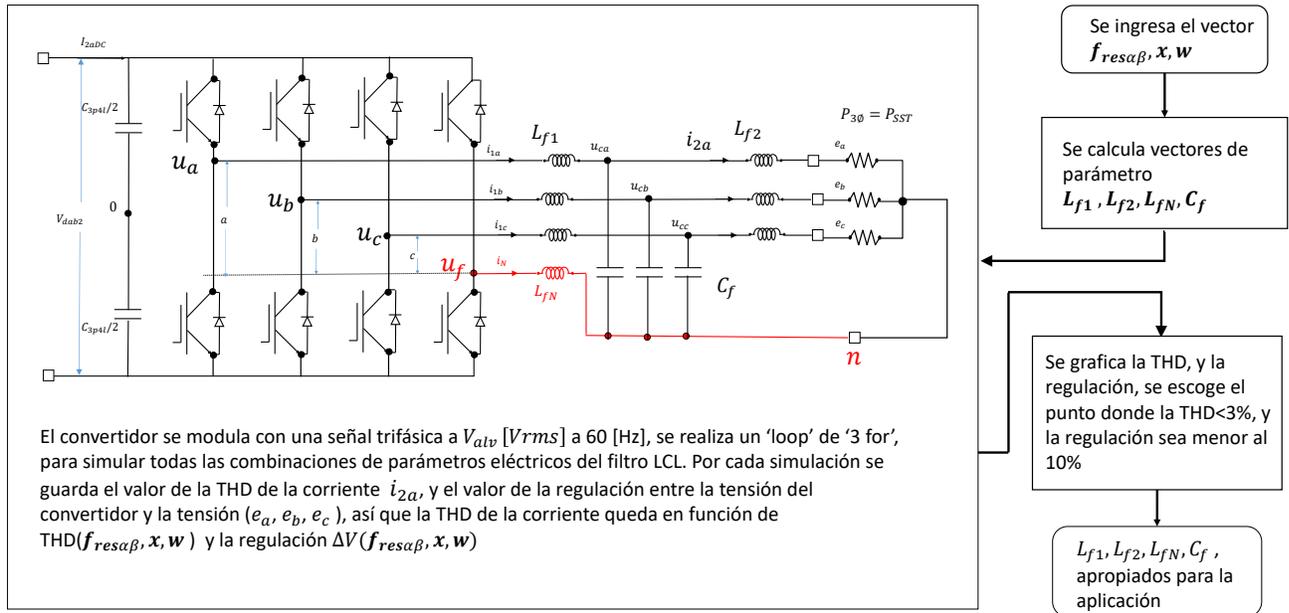


Figura E.11: Algoritmo para el calculo de el filtro LCL en un convertidor 3P4L.

El resultado de la THD para $w=0.7, 0.7153, 0.7458, 0.7916, 0.8221$ se encuentra en la Figura E.12. En la Figura E.13 se puede ver la regulación de tensión para los diferentes valores de w .

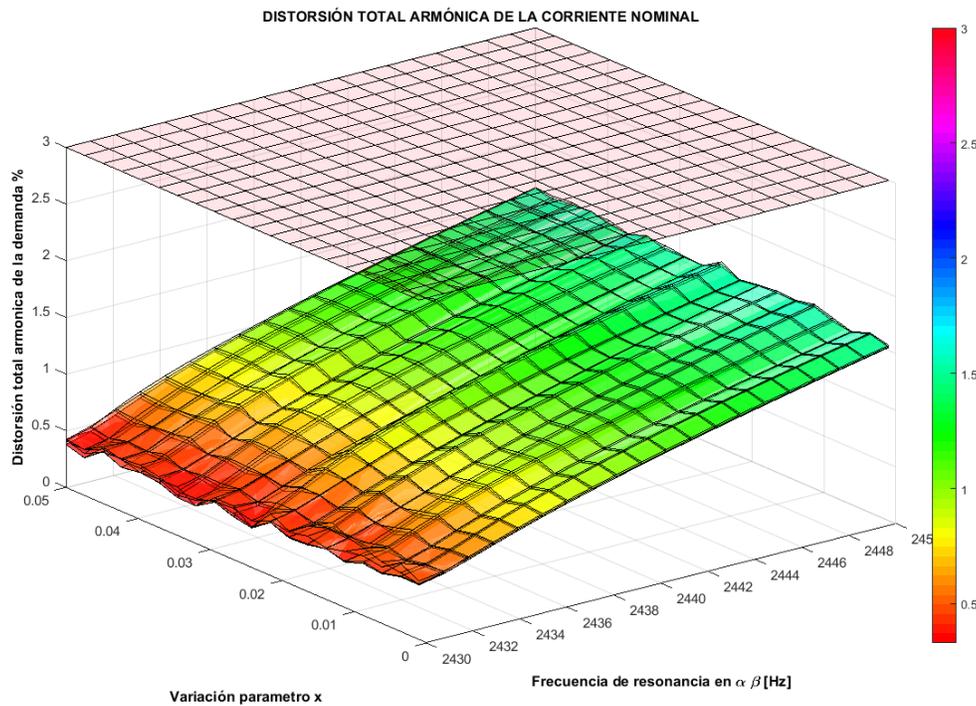


Figura E.12: Gráfica de la THD del algoritmo de cálculo del filtro LCL .

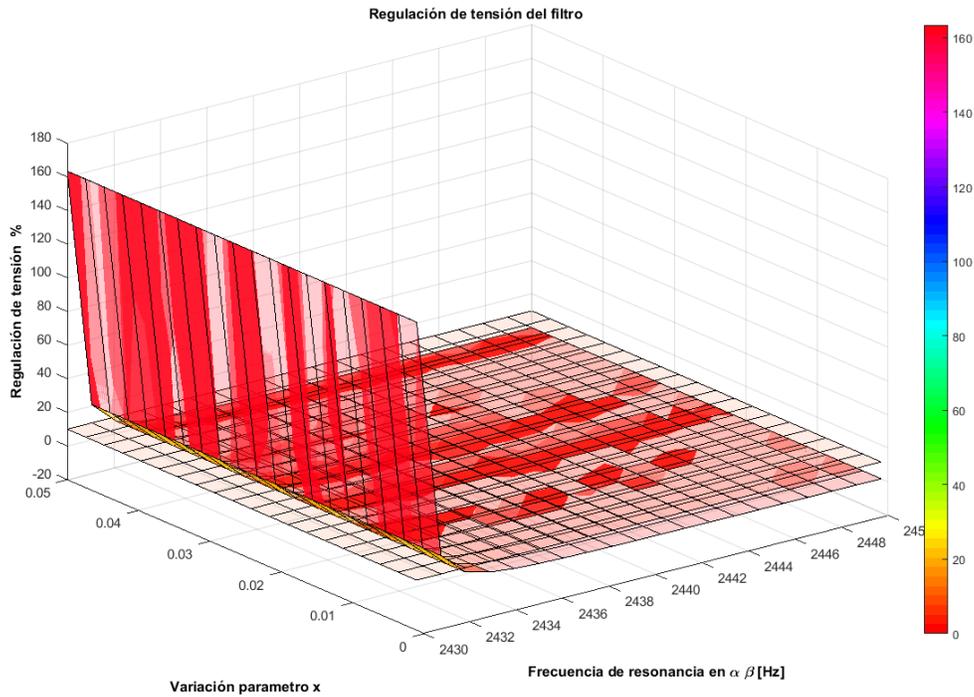
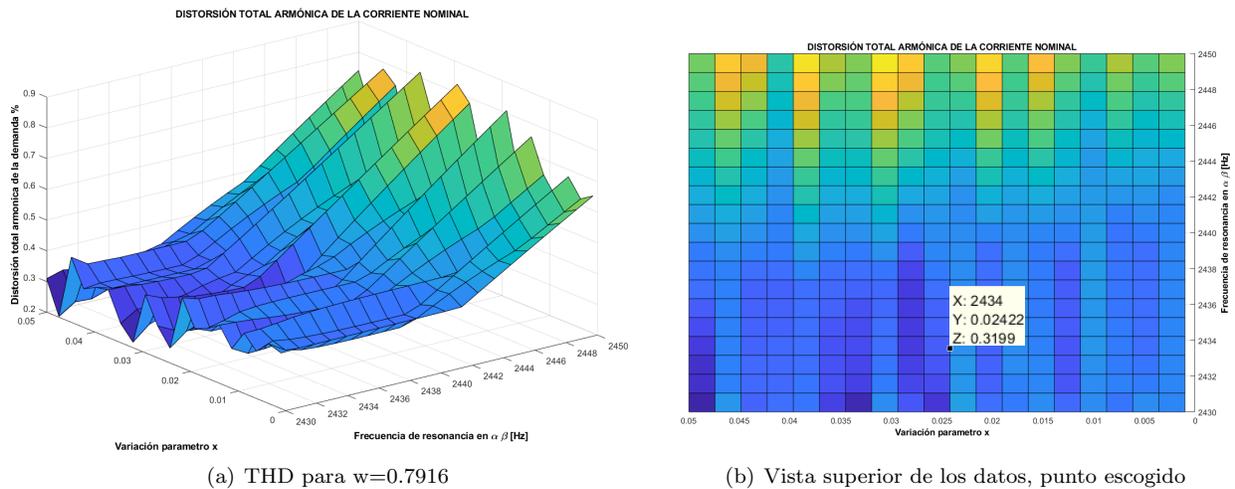


Figura E.13: Gráfica de la regulación con el algoritmo de calculo del filtro *LCL*.



(a) THD para $w=0.7916$

(b) Vista superior de los datos, punto escogido

Figura E.14: THD de la corriente nominal, punto escogido.

En la Figura E.14(b) se puede ver una vista superior de los datos para la THD, y se ve el punto escogido con una $THD = 0,3199\%$, el parámetro $x = 0,02422$ y con una frecuencia de resonancia del eje $\alpha\beta$ de $f_{res\alpha\beta} = 2434[Hz]$, en la Figura E.15(b) se puede ver que el filtro tiene una regulación del $\Delta V = 2,514\%$.

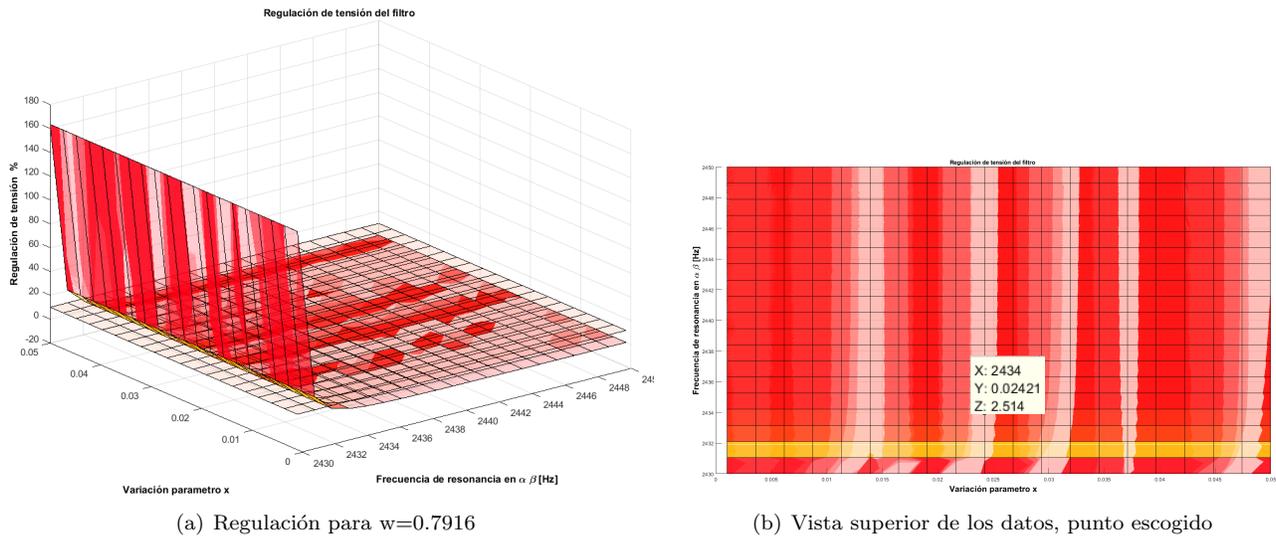


Figura E.15: Regulación de tensión a corriente nominal, punto escogido.

Se ingresan los datos de la Tabla 3.4 al modelo del convertidor de cuatro ramas, filtro *LCL* y carga nominal, para validar visualmente y con la herramienta de la transformada rápida de Fourier. Se analiza la distorsión total armónica y la distorsión individual de las componentes de orden n de la corriente de la carga, el resultado se puede ver en la Figura E.16.

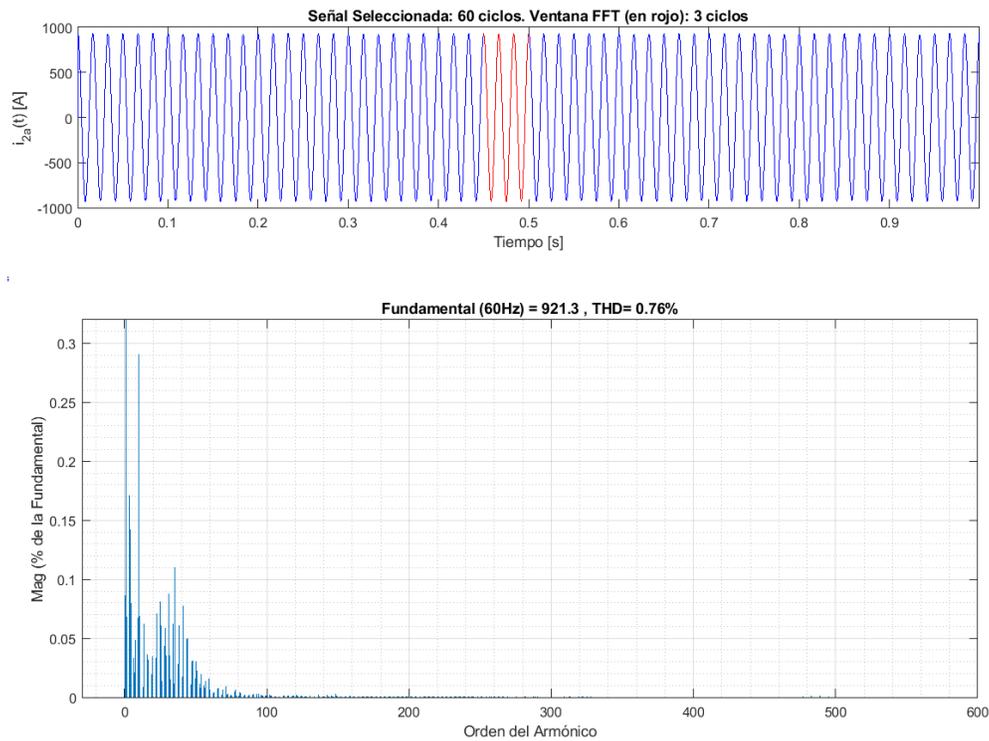


Figura E.16: Análisis de la transformada rápida de Fourier de la corriente en la carga del convertidor $3P4L$.

Para validar la regulación se analiza el valor RMS de la tensión en la carga y la de fase del convertidor, observando los resultados en la Figura E.17.

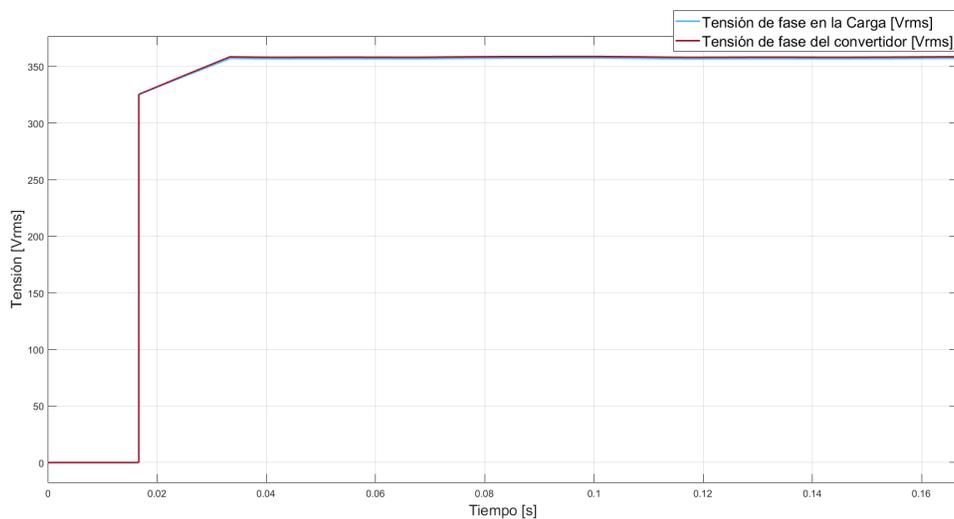


Figura E.17: Caída de tensión en el filtro LCL del $3P4L$.

Condensador del bus de DC del convertidor trifásico $DC-AC$ de cuatro ramas $3P4L$. Este bus de DC tiene que entregar la potencia nominal de transformador, así que la ecuación para hallar este

condensador considerando un rizado del 10 % es:

$$C_{3P4L} = \frac{P_{SST}}{2 \cdot \pi \cdot f_{stv} \cdot 0,1 \cdot V_{xdab2ref}^2} \quad (\text{E.26})$$

Apéndice F

Control con *FPGA* reconfigurable del convertidor *DC-DC* de un puente activo

Para realizar el control de este convertidor se estudió los últimos archivos sobre la información de este, encontrando la topología descrita por el diagrama de circuito, Figura F.1. La Figura F.2 muestra las conexiones externas de la tarjeta que se implementó.

En la Figura F.3 se pueden ver los principales puntos de medición directa de las tensiones más representativas de la tarjeta, estas van asociadas con el circuito que se muestra en la Figura F.1.

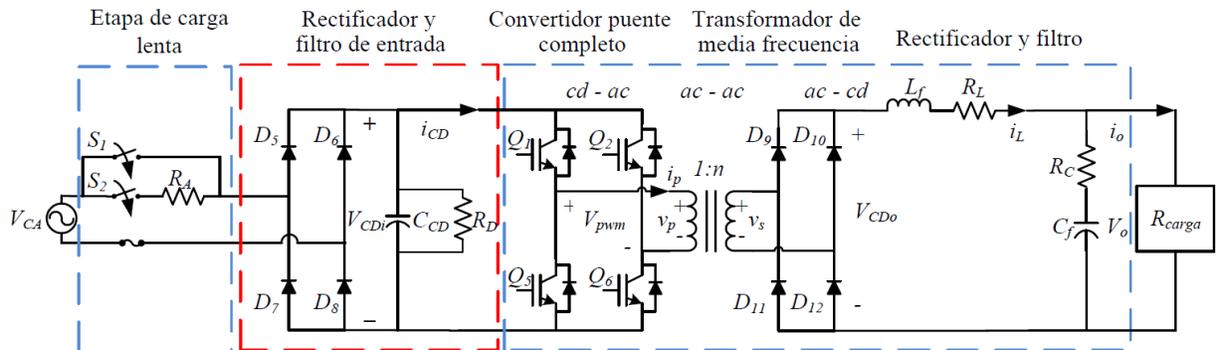


Figura F.1: Diagrama esquemático del convertidor *DC-DC*.

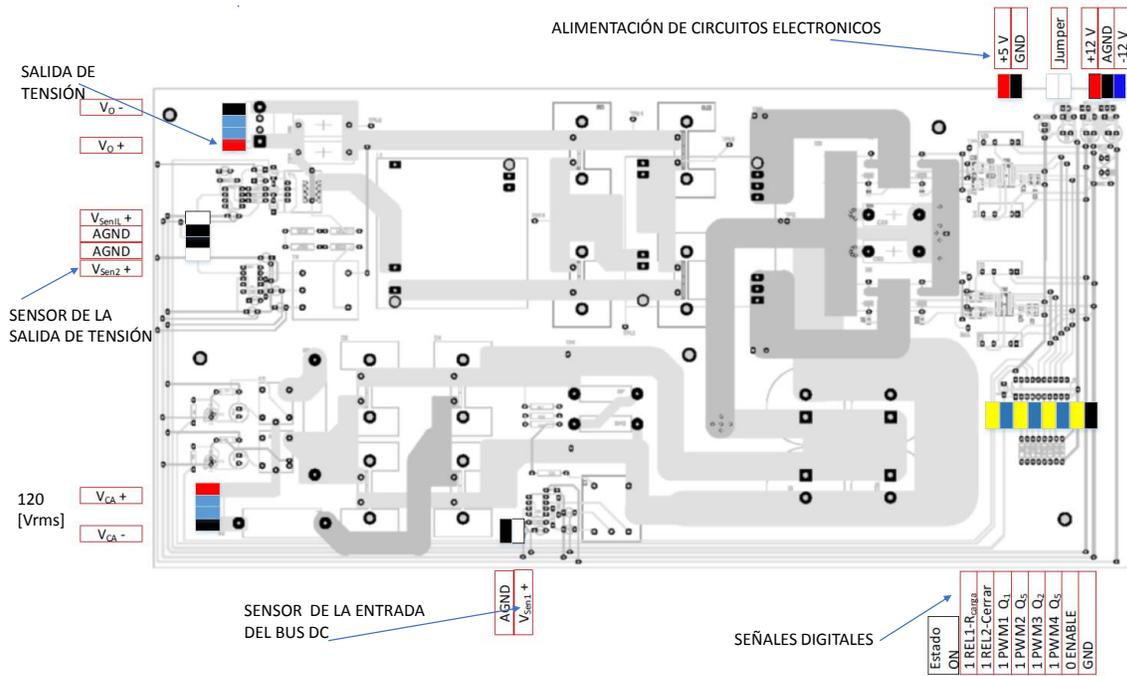


Figura F.2: Principales conexiones externas de la tarjeta del convertidor.

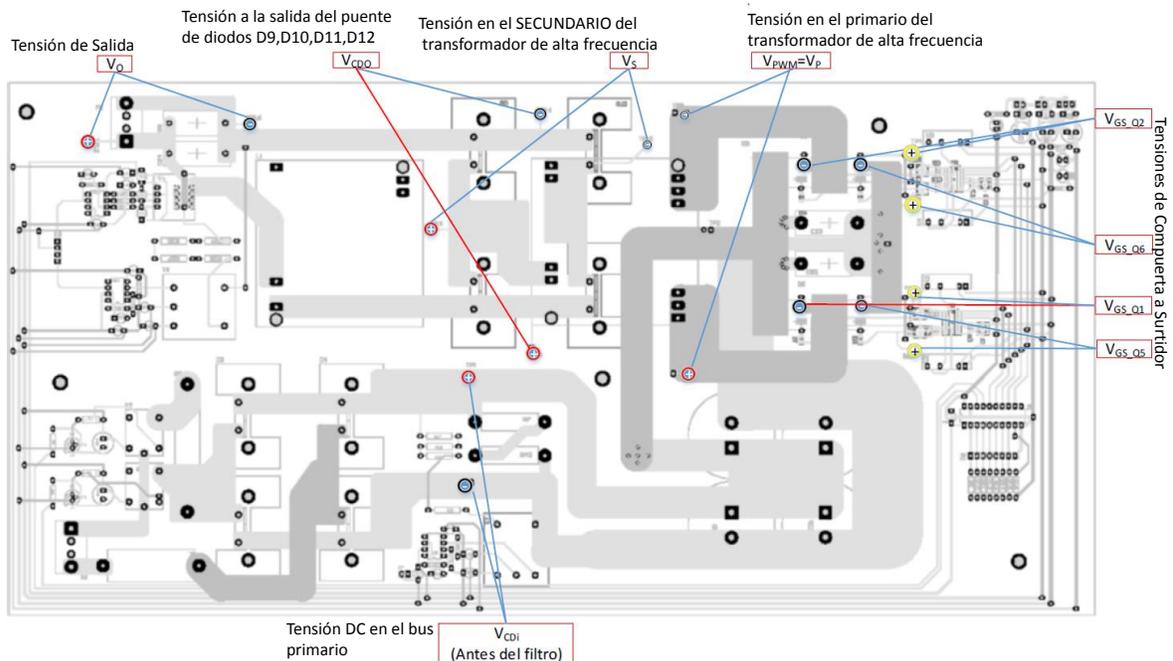
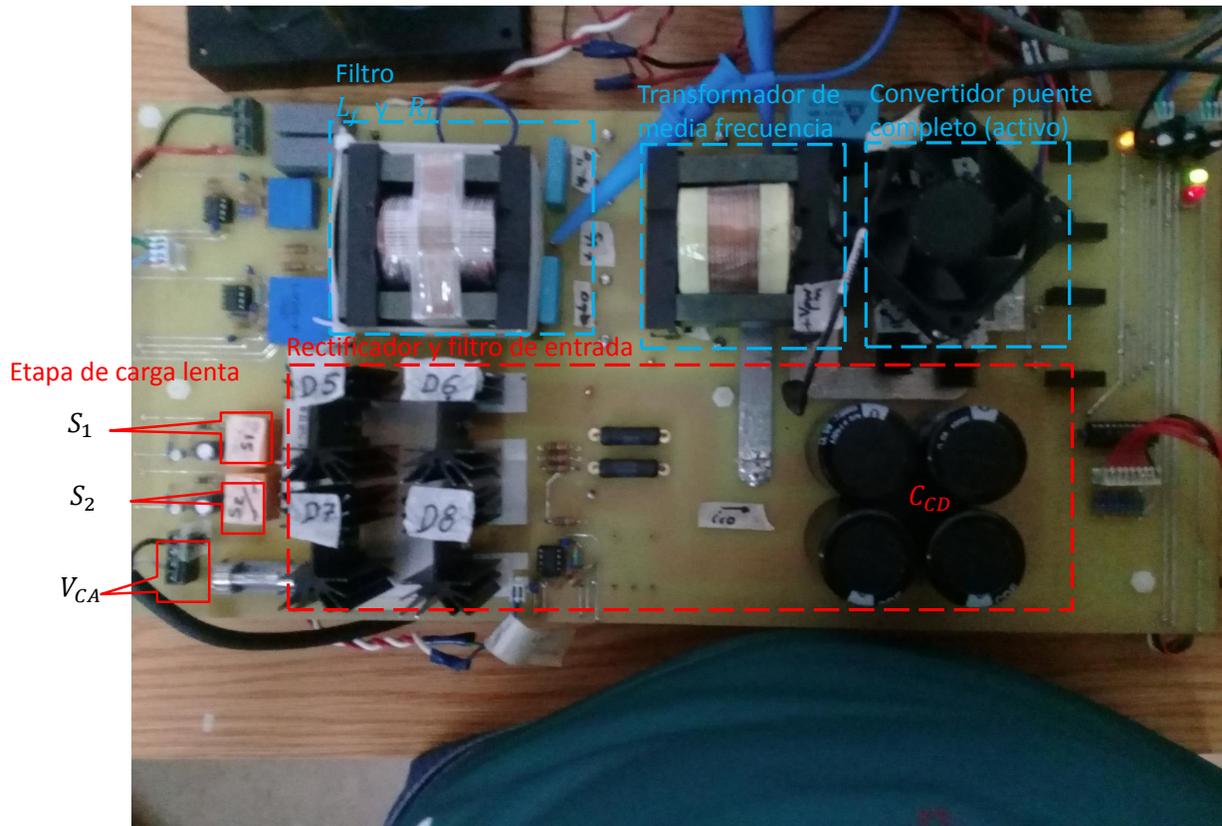


Figura F.3: Principales puntos de medición en la tarjeta del convertidor *DC-DC*.

Se inspeccionaron las partes de estas tarjetas físicamente y se realizó su respectivo reconocimiento como se ve en la Figura F.4

Figura F.4: Revisión física del convertidor *DC-DC*.

Simulación con parámetros reales de la modulación y el controlador para el convertidor *DC-DC*

Se realiza la simulación para conocer la dinámica del sistema y la estrategia de modulación a implementar. Se ingresan los parámetros de circuito encontrados en los reportes, estos son los mencionados en la Tabla F.1 y Tabla F.2. Se prueba por simulación la estrategia de modulación que se presenta en la Figura F.5 en combinación con un lazo *PI* de control de tensión, con la combinación del control y la modulación se logra seguir la tensión de referencia de $V_o^* = 150[V]$ del bus de salida del convertidor como se ve en la Figura F.6, se simuló la primera carga a $R_o = 52,2[\Omega]$ que se encontró en el laboratorio, después se disminuye a $R_o = 26,1[\Omega]$ y por último $R_o = 17,4$. Dado lo anterior se procede a implementar este control.

Tabla F.1

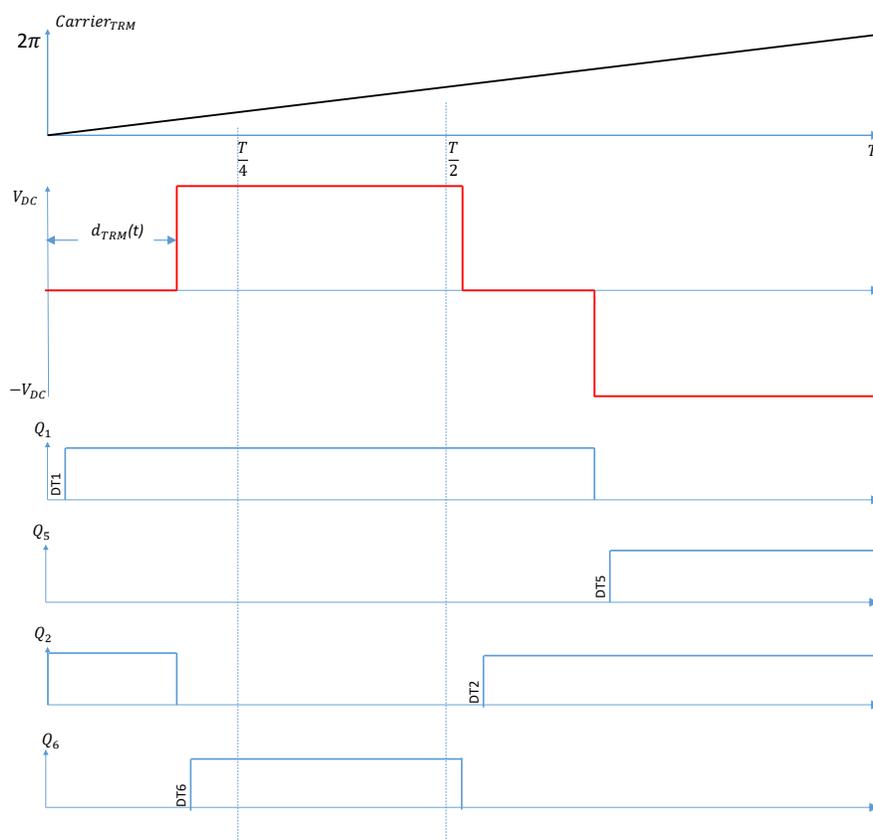
Parámetros del filtro *LC* conectado a la carga.

Parámetros del inductor	Símbolo	Valor
Inductancia de filtro	L_f	1,72[mH]
Resistencia serie parásita en el inductor	R_f	150[m Ω]
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	20[kHz]
Parámetros del capacitor		
Capacitancia resultante	C_f	2 [μ F]
Resistencia serie parásita en el capacitor	R_c	6 [m Ω]

Tabla F.2

Parámetros del transformador de alta frecuencia.

Parámetros del Transformado	Símbolo	Valor
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	20[kHz]
Relación de transformación	n	1,68
Inductancia de magnetización	L_m	1,8[mH]
Resistencia de pérdidas en el núcleo	R_m	14,17[kΩ]
Inductancia de dispersión en devanados	L_{eqP}	1,77[μH]
Resistencia en devanados	R_{eqP}	39,3[mΩ]

Figura F.5: Estrategia de modulación, para modular la señal controladora $d_{TRM}(t)$.

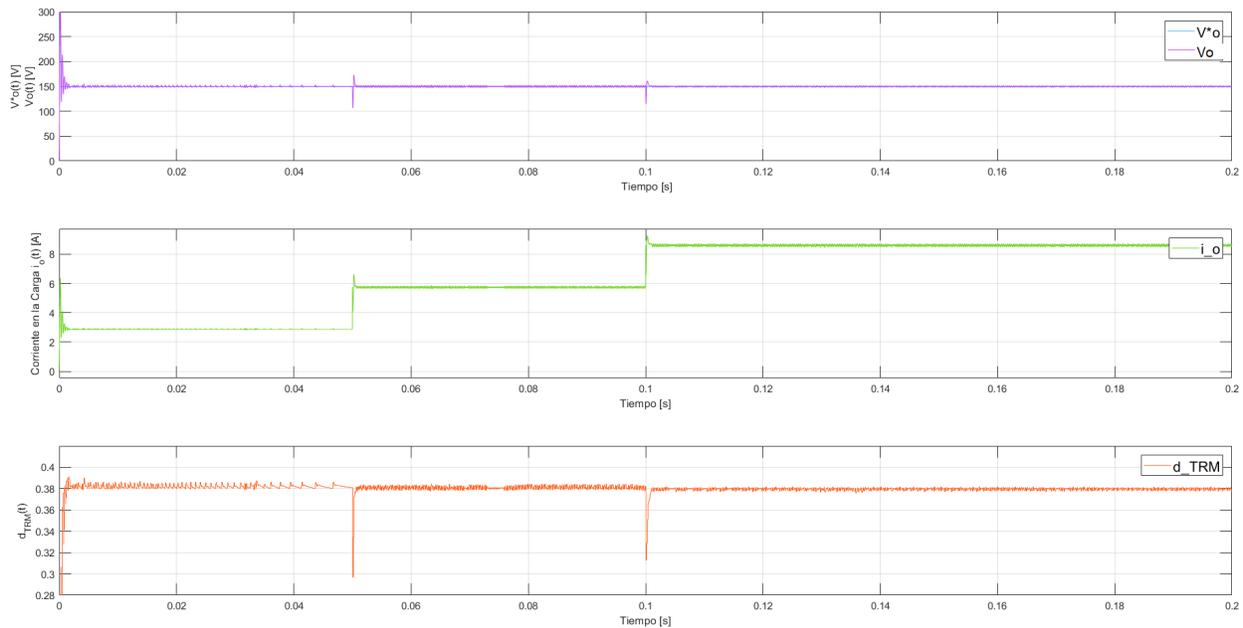


Figura F.6: Resultados de simulación, Tensión a la salida del controlador, Corriente en la carga, Señal Moduladora $d_{TRM}(t)$.

Implementación de Convertidor *DC-DC* de un puente activo con *FPGA* Reconfigurable y *RT Target*

Como la frecuencia de modulación es $20[kHz]$ y además, como los ciclos de trabajo de las ondas Q_1 , Q_5 , Q_2 , Q_6 cambian en el tiempo se requiere utilizar una tarjeta con *FPGA* Reconfigurable, la señal $Carrier_{TRM}(t)$ de $20[kHz]$ se construye de forma digital entregando muestras a $f_s = 1[MHz]$ para poder construir esta señal portadora triangular. En la tarjeta *FPGA* Reconfigurable se programa la estrategia de modulación descrita por la Figura F.5.

El control *PI* se implemento en la *FPGA* Reconfigurable, la adquisición de la señal *AO* de tensión de salida del convertidor V_o se adquirió a la misma frecuencia de conmutación, $f_{sw} = 20000[Hz]$. Al inicio del algoritmo de control primero se adquirió la señal de salida, después el control *PI* procesa estas señales y luego se modula la señal controladora $d_{TRM}(t)$. La tarjeta además de entregar las salidas digitales *DO* de los transistores también controla la precarga de los condensadores del bus de entrada del convertidor.

La tarjeta *RT Target* se utilizó para ingresar la frecuencia de muestreo de algoritmo, la frecuencia de conmutación, las constantes del controlador, la tensión de referencia deseada y transferir los datos de tensión para poder visualizar la respuesta en el computador de usuario, *Host Computer*. Adicionalmente, desde el *Host Computer* se tiene la opción de elegir el control por lazo abierto del convertidor o lazo cerrado.

La respuesta ante el control se puede ver en la Figura F.7, en ella se pueden ver las variables más importantes a medir del convertidor, se hizo a carga de $R_o = 52,2[\Omega]$. La respuesta en corriente de $i_o(t) \cong 2,8[A]$ confirma los resultados de simulación que se observa en la Figura F.6 para $R_o = 52,2[\Omega]$.

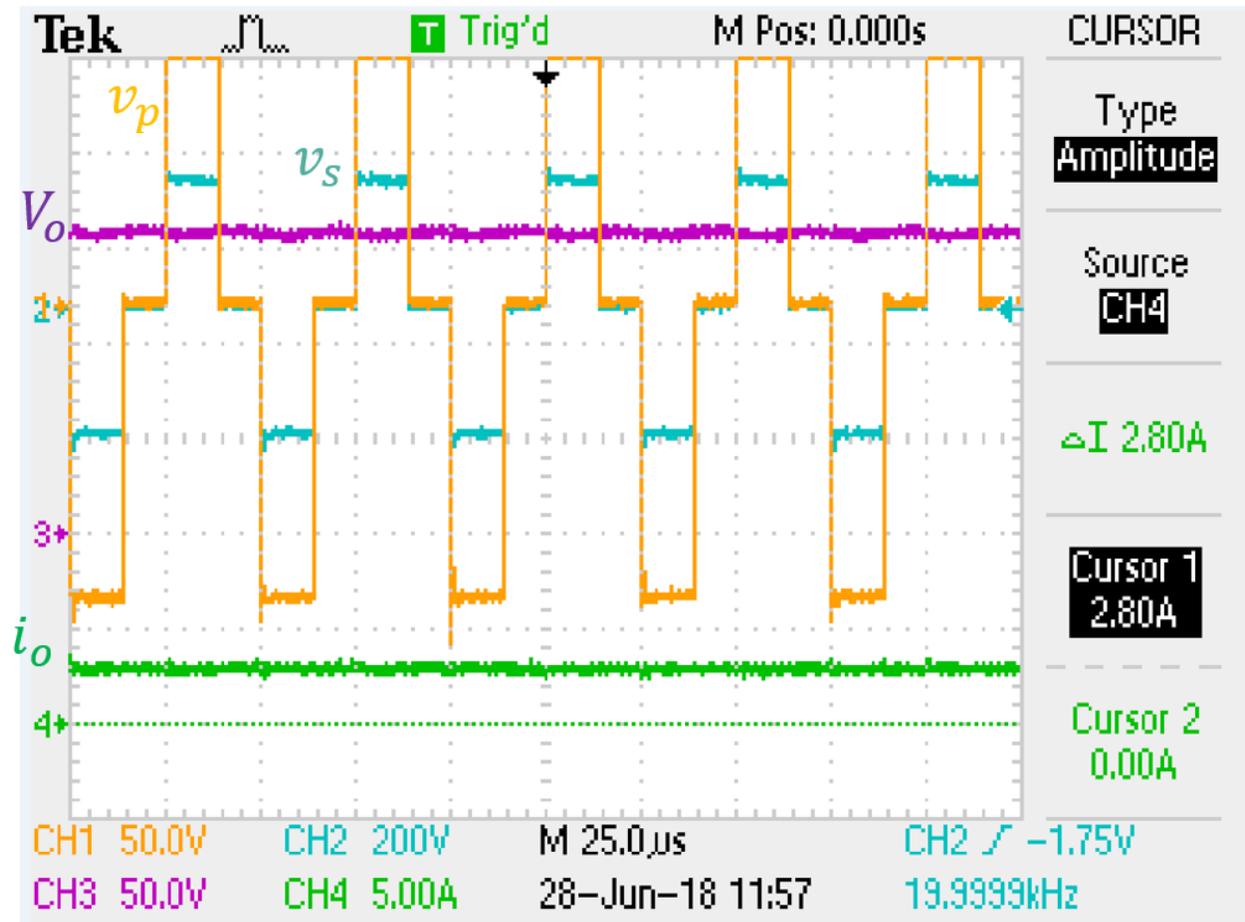


Figura F.7: Figuras de inferior a superior: $i_o(t)$ corriente en la carga, $V_o(t)$ tensión a la salida del convertidor, $v_o(t)$ tensión en el secundario del transformador, $v_p(t)$ tensión en el primario del transformador.

En la Figura F.7 se observa que la tensión a la salida del puente activo, $v_p(t)$, tiene una frecuencia de $20[kHz]$ al igual que la salida del secundario del transformador de alta frecuencia, $v_s(t)$. Con lo anterior se confirma la implementación de la estrategia de modulación descrita en la Figura F.5.

Por último se observa la salida del convertidor *DC-DC* siguiendo la referencia de tensión de $V_o^* = 150[V]$.

Apéndice G

Control con *FPGA* reconfigurable del convertidor *DC-DC* de doble puente activo

Implementación del convertidor *DC-DC* de doble puente activo

En el Laboratorio de Calidad de la Energía Eléctrica y Control de Motores, Lab-CEECM de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, UASLP y con la colaboración del Laboratorio de Control Reconfigurable LiCORE A.C. se realizó la implementación del convertidor de doble puente activo, se implementó la topología y los parámetros de circuito que se ven en la Figura G.1.

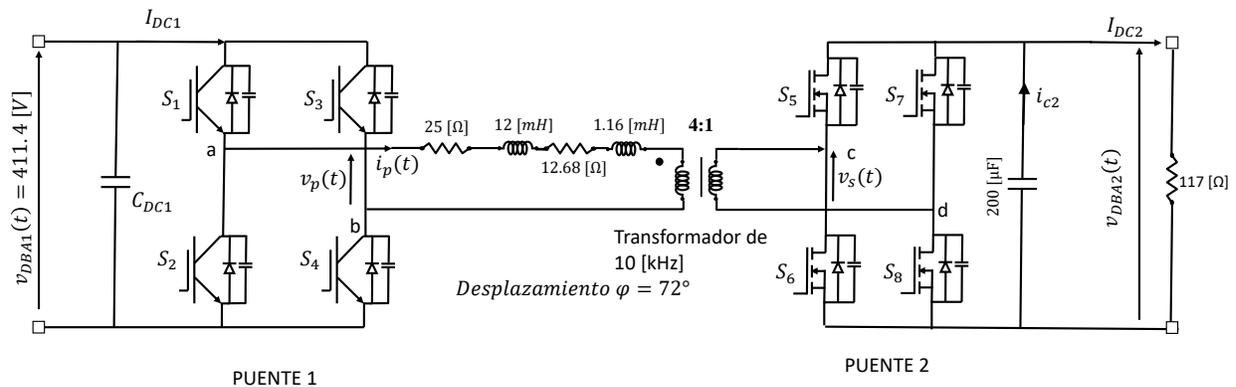


Figura G.1: Topología y parámetros de circuito de convertidor *DC-DC* de doble puente activo.

El PUENTE 1 fue un prototipo de puente H realizado por la UASLP, este es un prototipo con transistores *IGBT* de referencia *IXBL60N360*, 3600[V], 36[A]. El convertidor y su tarjeta fue diseñado para una tensión de 1280[V], pero las pruebas en cuestión se realizaron a 500[V] dado que el prototipo está en etapa de perfeccionamiento. El PUENTE 1 se puede apreciar en la Figura G.2.

Para la construcción del transformador de alta frecuencia se utilizó un núcleo AMMC-400, el transformador tiene una relación de transformación de 4 : 1 para una frecuencia de conmutación de 10 [kHz].

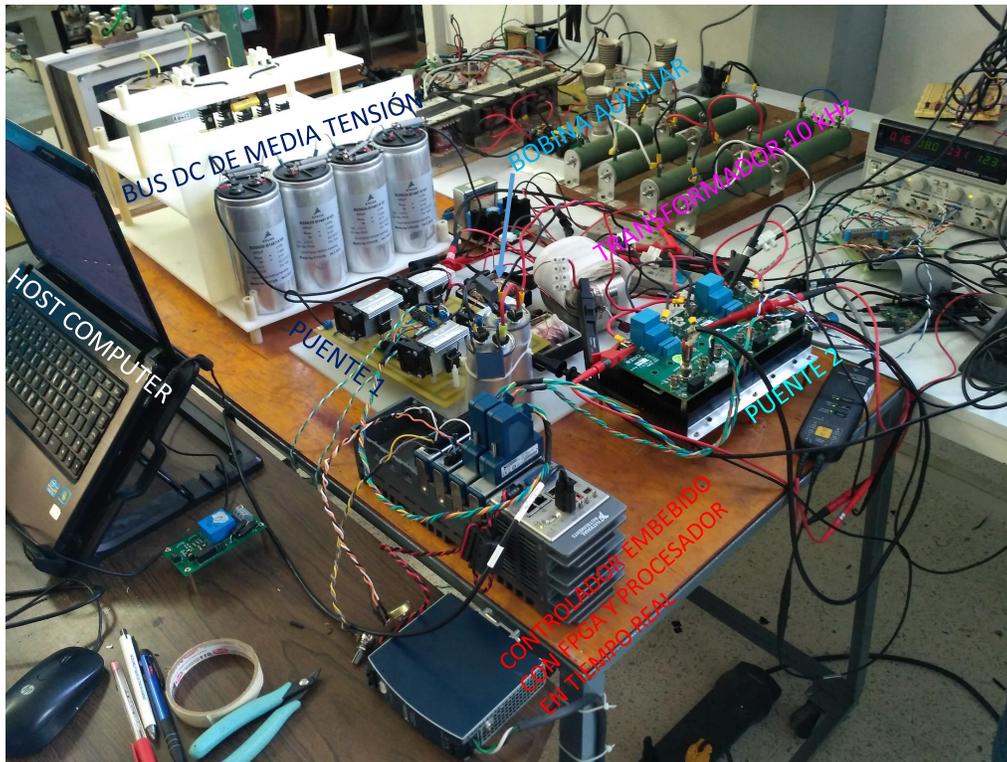


Figura G.2: Banco de pruebas del convertidor *DC-DC* de doble puente activo.

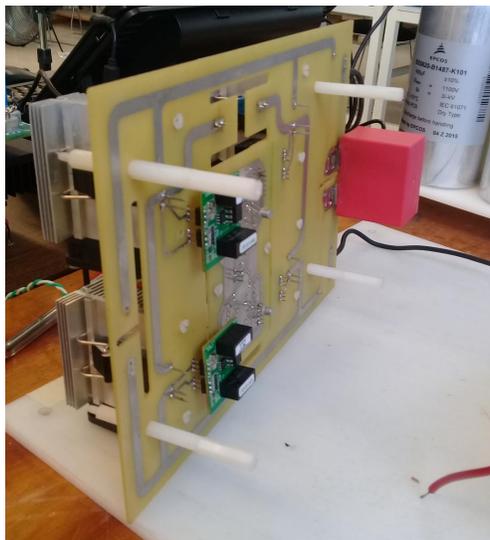


Figura G.3: Rutas de potencia de la placa del PUENTE 1 del convertidor *DC-DC* de doble puente activo.

En la Figura G.3 se puede ver en detalle las formas de las rutas de potencia, estas no deben terminar en punta, se deben conservar las curvas en todas las esquinas para evitar altos campos eléctricos, también se debe aumentar la separación dieléctrica entre las rutas perforando agujeros para mejorar el aislamiento

eléctrico entre las rutas.

Para el PUENTE 2 se utilizaron dos placas de evaluación CREE, MOSFET SiC, 1,2[kV], KIT8020-CRD-8FF1217P-1, ver Figura G.4, cada una tiene dos transistores MOSFET con sus respectivos diodos anti-paralelo de carburo de silicio, *SiC Schottky diodes (SBD)*. En la placa viene incluido el controlador (*driver*) para los disparos de los transistores, además de la alimentación de las etapas de acondicionamiento de señal de la placa de evaluación. Con las anteriores placas se implemento el puente 2 del convertidor *DC-DC*, Figura G.2.

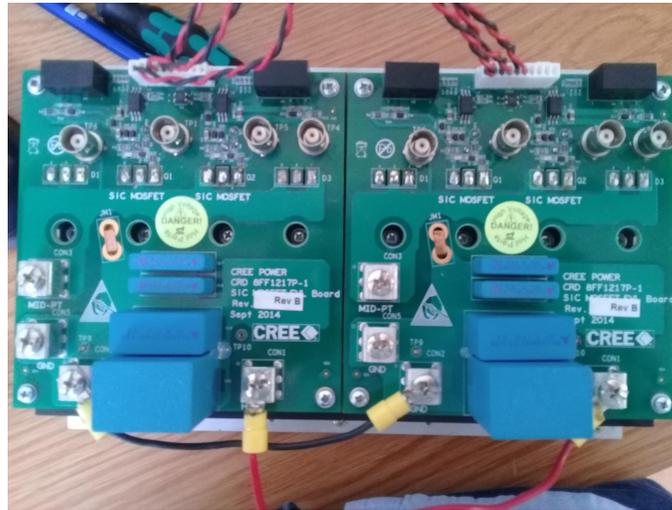


Figura G.4: Rutas de potencia de la placa del PUENTE 2 del convertidor *DC-DC* de doble puente activo.

Modulación por desplazamiento de fase del convertidor *DC-DC* de doble puente activo

Antes de realizar la modulación por desplazamiento de fase se debe cargar el condensador del lado de *DC* del PUENTE 2, esto se logra modificando el ciclo de trabajo del PUENTE 1 desde un ciclo mínimo hasta llegar al del 50%, que es el ciclo nominal al que va a funcionar el puente. Lo anterior se realiza controlando $0 < d_{start}(t) < 0,5$ en la modulación de arranque que se observa en la Figura G.5, variara desde 0 hasta 0.5 para llevar al PUENTE 1 a ciclo de trabajo 0% al 50% y cargar el condensador del puente 2, durante este procedimiento de arranque los transistores del PUENTE 2 deben estar apagados.

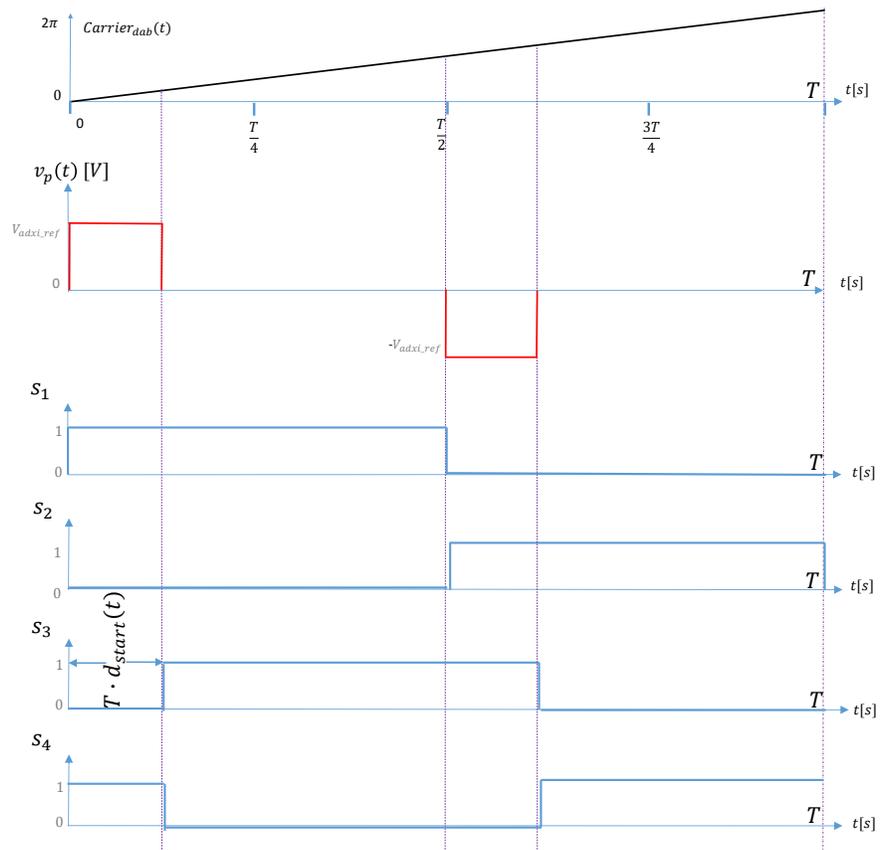


Figura G.5: Estrategia de arranque del PUENTE 1 del convertidor *DC-DC* de doble puente activo.

Realizando todo lo anterior se puede aplicar toda la tensión deseada en el bus de DC y el sistema empezara en un estado de energía mínima, como se ve en la Figura G.6, el canal 1 es la tensión en el lado AC del PUENTE 1, el canal 2 tensión en el secundario del transformador de media frecuencia MP y el canal 3 es la corriente en el primario del transformador MF.

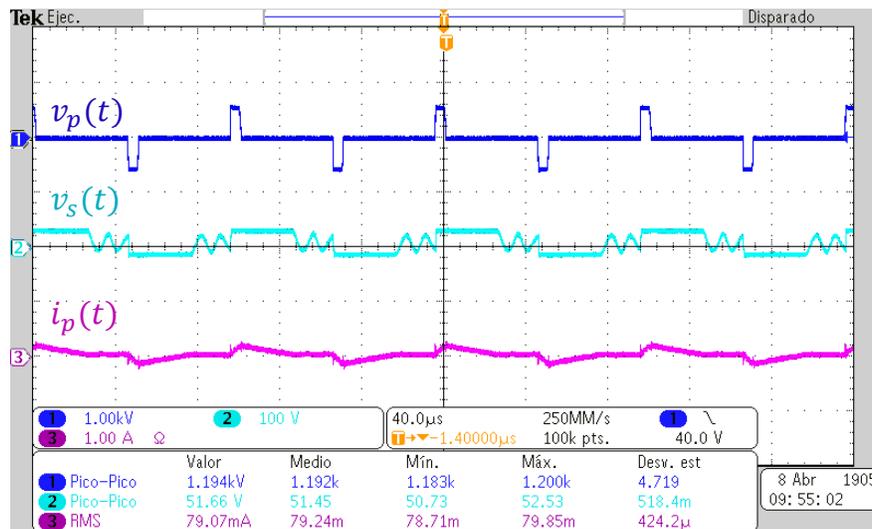


Figura G.6: Tensiones en el transformador de media frecuencia con ciclo $d_{start}(t)$ de trabajo mínimo.

El método de arranque consiste en llevar la señal $d_{start}(t)$ de 0 hasta 0.5, con lo cual el PUENTE 1 queda funcionando a ciclo de trabajo del 50 %, como se ve en la Figura G.7. En la Figura se puede ver la tensión resultante en el lado DC del PUENTE 1 la cual baja a 468[V] sufre una caída de tensión porque la carga ya empieza a consumir potencia, el condensador en el PUENTE 2 se carga a 91,31[V], como se ve en la Figura G.8.

Después de cargar el condensador de baja se activan los disparos del PUENTE 2 y se activa la modulación por desplazamiento de fase, la técnica de modulación fue descrita en la Figura 2.16. Para cumplir con el tiempo muerto entre los puentes de una misma rama debe existir un valor mínimo para el desplazamiento de fase $d_{DAB}(t)$ diferente de cero es por esto que en la practica el desplazamiento de las ondas de los dos puentes empezara en un mínimo valor, como se ve en la Figura G.9.

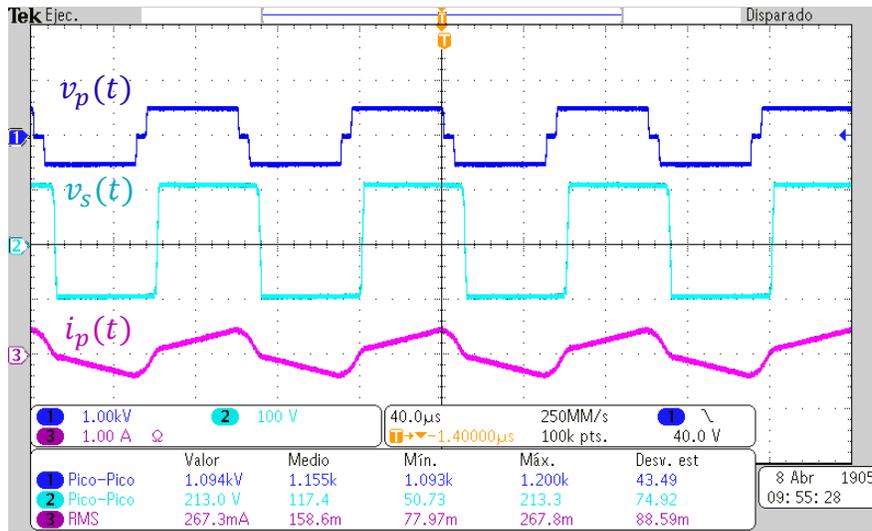


Figura G.7: Tensiones en el transformador de media frecuencia con ciclo $d_{start}(t)$ de trabajo del 50%.

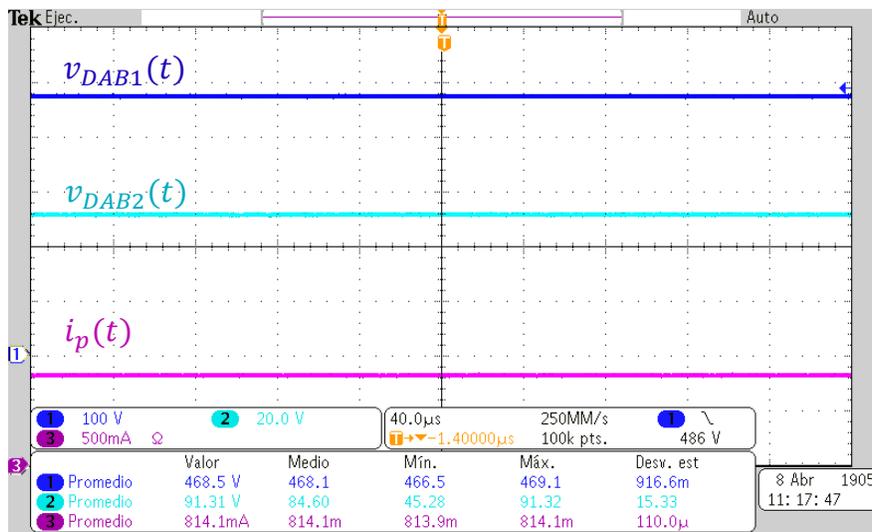


Figura G.8: Tensiones en los buses *DC* con ciclo $d_{start}(t)$ de trabajo del 50%.

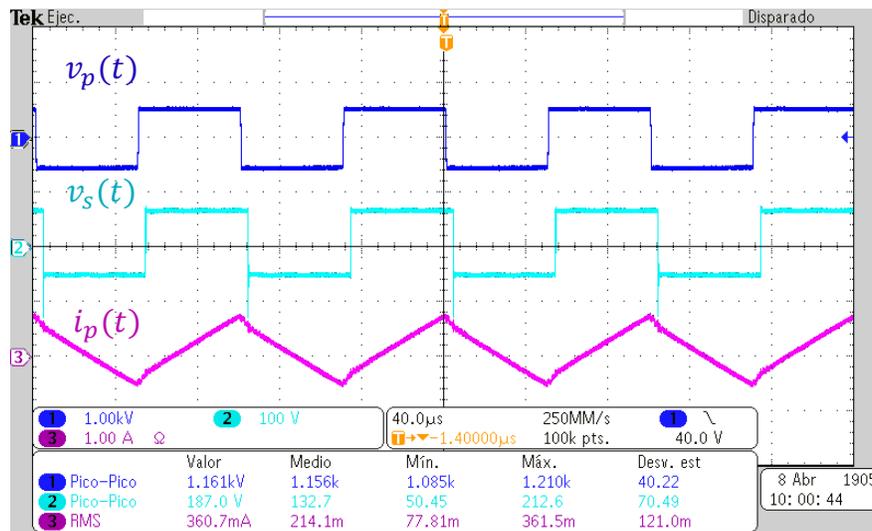


Figura G.9: Tensiones en el transformador de media frecuencia con el mínimo de desplazamiento de fase $d_{DAB}(t)$.

Aumentado el desplazamiento al máximo $d_{DAB}(t) = \pi/2[\text{rad}]$ de la onda de $10[\text{kHz}]$ se tiene las curvas de la Figura G.10. Pero, en el caso de la presente instalación en la que se requirió para el PUNTE 1 un tiempo muerto entre los disparos de una misma rama de $5[\mu\text{s}]$ que equivalen a 18° grados eléctricos, se tiene que el máximo desplazamiento en este caso es de 72° , al aumentar el ciclo de trabajo se disminuye el valor pico de las tensiones en el transformador debido a que el convertidor no está conectado a un fuente *DC* ideal. En la Figura G.11 se puede ver la respuesta del lado *DC* de los dos puentes H.

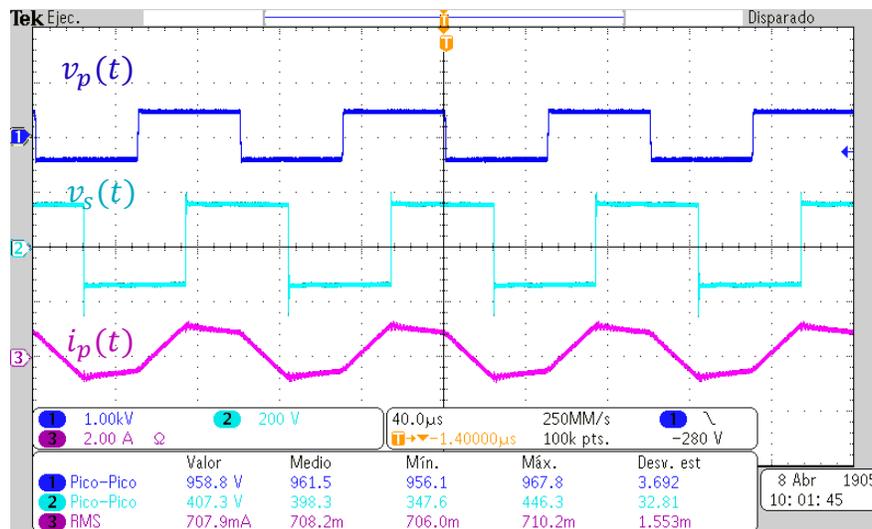


Figura G.10: Tensiones en el transformador de media frecuencia con el máximo de desplazamiento de fase $d_{DAB}(t)$.

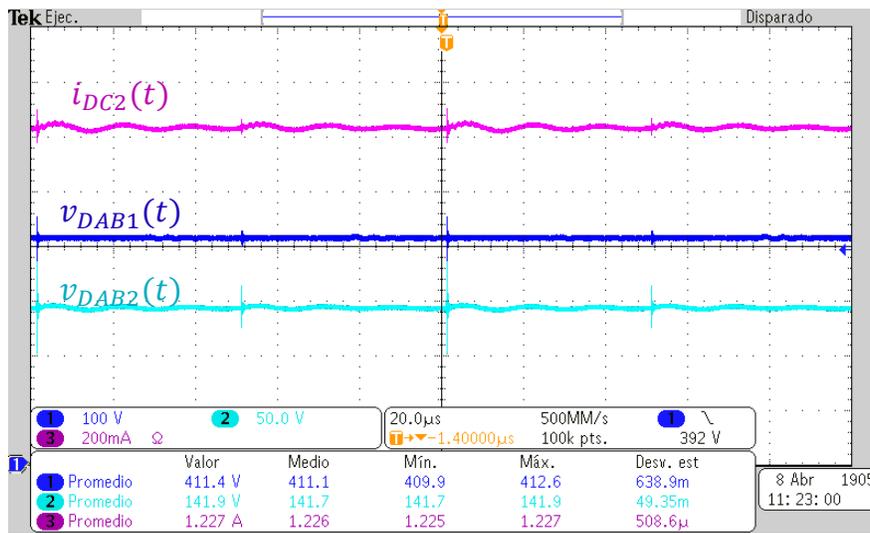


Figura G.11: Tensiones en los buses *DC* con el máximo de desplazamiento de fase $d_{DAB}(t)$.