



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE  
ESCUELA DE INGENIERIA

# **NUEVAS TOPOLOGÍAS DE CONVERSORES MULTINIVEL EN CASCADA**

**JAVIER EDUARDO PEREDA TORRES**

Tesis para optar al grado de  
Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Profesor Supervisor:  
**JUAN W. DIXON ROJAS**

Santiago de Chile, Marzo, 2013

© 2013, Javier Pereda



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE  
ESCUELA DE INGENIERIA

# **NUEVAS TOPOLOGÍAS DE CONVERSORES MULTINIVEL EN CASCADA**

**JAVIER EDUARDO PEREDA TORRES**

Tesis presentada a la Comisión integrada por los profesores:

**JUAN DIXON ROJAS**

**ALDO CIPRIANO ZAMORANO**

**MICAH ORTÚZAR DWORSKY**

**MAURICIO ROTELLA MACCHIAVELLO**

**FEDERICO BARRERO GARCÍA**

**CRISTIAN VIAL EDWARDS**

Para completar las exigencias del grado de  
Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Santiago de Chile, Marzo, 2013

A mi Familia, en especial a Angélica  
y a mi hija Trinidad, quienes son mi  
inspiración en la vida.

## AGRADECIMIENTOS

Deseo agradecer en primer lugar a mi profesor guía, Juan Dixon, por ser un guía tanto en mi desarrollo académico como personal, por su gran calidad humana, invaluable ayuda y amistad. Durante estos años me enseñó, escuchó y aconsejó, motivándome a continuar por el apasionante camino de la docencia y la investigación. También agradezco a su señora Cecilia por recibirme como uno más en su familia.

Agradezco profundamente a mi familia, especialmente a mi Madre por creer siempre en mí y entregarme la confianza, a mi Padre por escucharme y ayudarme en todo ámbito de la vida, a mis hermanos por su compañía y alegría, a mi abuela por sus sabios consejos, y a Margarita por su cariño.

Mis amigos de toda la vida fueron una grata compañía, gracias a ellos el camino fue menos inclinado y el tiempo pasó rápido. Gracias por creer en mí, un abrazo para todos ellos. También deseo agradecer a mis amigos y compañeros de labor en el laboratorio; Patricio Flores, Alexander Varschavsky, Carlos Castillo, Sebastián Bosch, Maximiliano Mura, Hernaldo Saldías, Lorenzo Urrutia y en especial a Cristián Garcés y Eduardo Cea, quienes me ayudaron con sus consejos y estuvieron en los momentos difíciles y alegres. Agradezco a la Señora Virginia por sacarme de aprietos cuando se me quedaron las llaves en casa y por preparar el café para mis evaluadores en cada instancia que lo ameritaba.

Quiero agradecer sinceramente a Mauricio Rotella por todo su apoyo desde la Industria, su ayuda, aporte y confianza fueron fundamentales en el proyecto. También a Fernanda Kattan y a las secretarias de la Dirección de Postgrado, Danisa y Debbie, por todo su apoyo logístico y buena disposición.

Estoy muy agradecido de la Comisión Nacional de Investigación Científica y Tecnológica (Conicyt) quien me apoyo durante todos estos años con una beca doctoral y con otras becas para presentar mi trabajo en conferencias internacionales. También al Núcleo de Electrónica Industrial y Mecatrónica Milenio (NEIM) de la Iniciativa Científica Milenio (ICM) por apoyar todo el proyecto de tesis.

Una mención especial merece María Angélica, por su compañía incondicional todos estos años, por entregarme el cariño y ser el apoyo e inspiración en mi vida junto a nuestra hija Trinidad.

## INDICE GENERAL

	Pág.
DEDICATORIA .....	ii
AGRADECIMIENTOS .....	iii
INDICE DE TABLAS .....	vii
INDICE DE FIGURAS .....	viii
RESUMEN .....	viii
ABSTRACT .....	x
1. INTRODUCCIÓN .....	1
1.1 Convertidores Multinivel .....	3
1.1.1 Topologías .....	5
1.1.2 Modulación .....	6
1.2 Control de Frecuencia Variable .....	8
1.3 Estado del Arte .....	14
1.4 Contribución de la Tesis .....	17
1.4.1 Objetivo .....	18
1.4.2 Hipotesis .....	19
1.4.3 Metodología .....	21
1.4.4 Organización de la Tesis .....	22
2. CONVERTIDORES MULTINIVEL EN CASCADA (CM) .....	23
2.1 Clasificación de los Convertidores CM .....	25
2.2 Asimetrías de Voltaje .....	28
2.3 Modulación .....	29
2.4 Conclusión del Capítulo .....	43

3.	DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA EN CONVERTORES CM .....	44
3.1	Distribución de Potencia Nominal.....	45
3.2	Distribución de Potencia en función del Índice de Modulación .....	50
3.3	Conclusión del Capítulo .....	55
4.	FUENTES DE VOLTAJE AISLADAS.....	56
4.1	Capacitores Fotantes (FC).....	59
4.1.1	Control de Voltaje I: PWM ( $FC_{PWM}$ ).....	61
4.1.2	Control de Voltaje II: Índice de modulación ( $FC_{m^*}$ ) .....	65
4.1.3	Balance de Voltajes: Control Predictivo.....	70
4.2	Transformador de Alta frecuencia (HFL) .....	73
4.3	Conclusión del Capítulo .....	79
5.	OPTIMIZACIÓN DE LAS ASIMETRÍAS DE VOLTAJE .....	80
5.1	Optimización Convencional .....	83
5.2	Optimización Extendida y Sobre-extendidas .....	84
5.3	Análisis de la Asimetría Extendida y Sobre-extendidas .....	87
5.4	Conclusión del Capítulo .....	91
6.	CONTROL DE FRECUENCIA VARIABLE.....	92
6.1	Control Directo de Torque Multinivel (DTC).....	93
6.2	Control de Campo Orientado Multinivel (FOC) .....	99
6.3	Conclusión del Capítulo .....	103
7.	IMPLEMENTACIÓN EN UN BANCO DE PRUEBAS (M.I) .....	104
7.1	Banco de Pruebas.....	104
7.2	Resultados Experimentales .....	106
7.2.1	HFL con modulación fija $m^*$ : ACHB de 27-niveles .....	106
7.2.2	HFL, $FC_{PWM}$ y DTC con $m$ variable: ACHB de 27-niveles.....	114
7.2.3	Nuevas asimetrías, capacitores flotantes y HFL.....	118

8.	IMPLEMENTACIÓN EN UN VEHÍCULO ELÉCTRICO (M.S)	125
7.1	Convertor Multinivel Implementado	128
7.2	Resultados Experimentales	130
9.	CONCLUSIONES	134
	BIBLIOGRAFIA	139
	A N E X O S	150
	Anexo A : Publicaciones ISI y Conferencias	151
	Anexo B : Nomenclatura, Símbolos y Abreviaciones	152
	Anexo C : Formulación Matemática de las Hipótesis	155
	Anexo D : Controlador Industrial AC800PEC ABB	164
	Anexo E : Diseño de la FPGA del Controlador AC800PEC ABB	167
	Anexo F : Motores de Inducción Utilizados (M.I)	173
	Anexo G : Motor Sincrono de Imanes Permanente (PMSM)	177
	Anexo H : Acoplamiento del Motor (PMSM) al Vehículo	181
	Anexo I : Modulos IGBTs	183
	Anexo J : Instrumentación	187
	Anexo K : Otros circuitos impresos	188
	Anexo L : Banco de Pruebas	193
	Anexo M : Vehículo Eléctrico	195
	Anexo N : Baterías de Litio, Cargador y Ecuilizador	199

## INDICE DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1-1: Características de Semiconductores de Potencia más utilizados.....	2
Tabla 1-2: Aplicaciones de los Convertidores Multinivel en Cascada.....	14
Tabla 1-3: Convertidores Multinivel comerciales.....	15
Tabla 1-4: Aplicaciones recientes de alto requerimiento mediante Convertidores Multinivel (Número de publicaciones) .....	16
Tabla 2-1: Aplicaciones recientes de alto requerimiento con Convertidores Multinivel .....	30
Tabla 3-1: Distribución de Potencia en un Convertidor ACHB de $N$ auxiliares .....	49
Tabla 3-2: Índices de Modulación estratégicos* en un ACHB de 27-niveles.....	52
Tabla 4-1: Características del transformador HFL en un ACHB de 27-niveles.....	78
Tabla 5-1: Parámetros y Variables del Convertidor en Cascada y sus Inversores.....	81
Tabla 5-2: Ejemplos de las asimetrías convencionales y las propuestas en esta tesis .....	89

## INDICE DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1-1: Características de los semiconductores de potencia .....	2
Figura 1-2: Clasificación resumida de los Convertidores de Potencia.....	3
Figura 1-3: Clasificación de los VSI ( <i>Voltage Source Inverters</i> ) según n° de niveles .....	4
Figura 1-4: Principales topologías de convertidores multinivel utilizados en la Industria.....	5
Figura 1-5: Métodos de modulación convencional.....	7
Figura 1-6: Métodos de modulación multinivel .....	8
Figura 1-7: Métodos de control de frecuencia variable .....	9
Figura 1-8: Esquema de control FOC y DTC.....	13
Figura 1-9: Principio del control FOC y DTC.....	13
Figura 2-1: Topologías de Convertidores Multinivel en Cascada (configuraciones).....	23
Figura 2-2: CM utilizado en la Industria (CHB) y el más investigado (ACHB).....	24
Figura 2-3: Ejemplo de dos Convertidores CM de distintas clasificaciones .....	25
Figura 2-4: Ejemplo de Asimetrías en convertidores multinivel (vectores y voltaje).....	28
Figura 2-5: Modulación PS-PWM en un inversor CHB simétrico de 7-niveles .....	31
Figura 2-6: Modulación LS-PWM con disposición en fase (PD-PWM) en un CHB .....	31
Figura 2-7: Modulación SHE o <i>Staircase</i> en un inversor CHB simétrico de 7-niveles.....	32
Figura 2-8: NLC en un convertor ACHB de 27-niveles.....	35
Figura 2-9: NLC aplicado por redondeo y tabla de disparos en un ACHB de 27-niveles...35	
Figura 2-10: NLC aplicado por comparadores de 3 estados en un ACHB de 27-niveles....35	
Figura 2-11: Modulación Híbrida (HM) en un ACHB de 19-niveles.....	36
Figura 2-12: Nueva modulación híbrida (NLC-PWM) en un ACHB de 27-niveles .....	37
Figura 2-13: Vectores de voltaje generados por un inversor de 2-niveles y de 3-niveles ...	40

Figura 2-14: Vectores de voltaje generados por un convertor asimétrico de 27-niveles.....	40
Figura 2-15: Selección de los vectores más cercanos para SVC (NVC) y SVM.....	42
Figura 3-1: Voltaje fase-neutro $v_{aN}$ de un convertor ACHB con “modulación” NLC .....	45
Figura 3-2: Voltajes nominales en la fase de un convertor ACHB de 27-niveles y NLC...	46
Figura 3-3: Voltajes de salida del convertor ACHB de 27-niveles para diferentes índices de modulación.....	50
Figura 3-4: Potencia promedio de cada inversor en un ACHB de 27-niveles.....	52
Figura 3-5: Distribución de Potencia en función del índice de modulación .....	53
Figura 4-1: Resumen de las soluciones propuestas en este capítulo y formas de aplicarlas	57
Figura 4-2: Resumen de las soluciones propuestas en este capítulo y sus características ...	57
Figura 4-3: Configuraciones generales de Capacitores Flotantes (FC) .....	61
Figura 4-4: Control de los capacitores flotantes del auxiliar-N por PWM ( $FC_{PWM}$ ).....	63
Figura 4-5: Voltaje de un convertor ACHB de 27-niveles con control $FC_{PWM}$ .....	63
Figura 4-6: Voltaje de un ACHB de 27-niveles con control $FC_{PWM}$ a diferentes $m$ .....	63
Figura 4-7: Control de los capacitores flotantes del auxiliar-j por $m^*$ ( $FC_{m^*}$ ) .....	66
Figura 4-8: Índices de modulación estratégicos $m^*$ para el auxiliar de un convertor ACHB de 9-niveles con control $FC_{PWM}$ y la posterior aplicación del SVC (NLC) .....	69
Figura 4-9: Voltaje de un ACHB de 27-niveles con control $FC_{PWM}$ a diferentes amplitudes de voltaje (índice de modulación siempre en torno a $m^*=0.783$ ).....	69
Figura 4-10: Zona de vectores redundantes de un convertor ACHB de 9-niveles y vectores redundantes propios del inversor auxiliar .....	71
Figura 4-11: High Frequency Link (HFL) propuesto .....	74
Figura 4-12: ACHB de 27-niveles con motor abierto y aislado: (a) Estado del arte con transformadores (b) Implementación del HFL propuesto.....	74

Figura 4-13: (a)Flujo magnético y voltaje en el transformador (b) Campo magnético .....	77
Figura 4-14: Transformador toroidal de ferrita para un convertor de 100kW .....	78
Figura 5-1: Convertidores CM equivalentes y sus vectores de voltaje para diferentes asimetrías de voltaje.....	82
Figura 5-2: Resumen de las asimetrías propuestas en esta tesis y su enfoque .....	82
Figura 5-3: Perspectiva geométrica espacio-vectorial de los métodos de optimización.....	85
Figura 5-4: Intersección de los sub-hexágonos de una optimización extendida en un convertor CM compuesto por 4 inversores de 3-niveles (1:4:16:64).....	86
Figura 5-5: Trayectorias estratégicas para un convertor CM de dos inversores de 3-niveles en serie con asimetrías sobre-extendidas (1:5).....	88
Figura 5-6: Métodos de optimización propuestos para un convertor CM compuesto por tres inversores de 3, 2 y 2-niveles (extendido=1:4:8 ó sobre-extendido=1:4:13)....	89
Figura 5-7: Vectores de voltaje para algunos convertidores CM con asimetrías convencionales, extendidas y sobre-extendidas (Tabla 5-2).....	90
Figura 6-1: Principio del DTC y espacio vectorial de un convertor de 9-niveles.....	93
Figura 6-2: Principio del control DTC clásico y del control DTC multinivel .....	96
Figura 6-3: Diagrama de bloques del Control DTC <i>sensorless</i> multinivel.....	97
Figura 6-4: Observador de la velocidad MRAS ( <i>Model Reference Adaptive System</i> ) .....	98
Figura 6-5: Principio de operación del control FOC y referencias de corriente ideales según el tipo de motor síncrono.....	100
Figura 6-6: Diagrama de bloques del nuevo control FOC multinivel propuesto .....	101
Figura 6-7: Diagrama de bloques del nuevo control FOC multinivel propuesto y modificado para su aplicación en un Vehículo Eléctrico.....	103
Figura 7-1: Banco de Pruebas Implementado en el Laboratorio .....	105
Figura 7-2: Topología ACHB de 27-niveles implementada. ....	106

Figura 7-3: Voltajes primario y secundarios (Aux-1 y 2) en el transformador HFL.....	107
Figura 7-4: Voltajes en cada fase del motor operando con $m^*=1$ (27-niveles) y una modulación NLC-PWM. (a) Simulación. (b) Experimentos.....	108
Figura 7-5: Voltaje en cada fase y su THD% operando con $m^*=1$ y modulación NLC ...	108
Figura 7-6: Voltaje y corriente de una fase. (a) Transición de modo motor a regeneración (sólo con el inversor principal). (b) Operación modo motor con falla en el HFL completo (operación con 3-niveles).....	108
Figura 7-7: Distorsión del voltaje (THD%) en función del número de niveles .....	109
Figura 7-8: Voltaje de salida a distintas amplitudes de voltaje con $m^*=1$ (27-niveles) ....	109
Figura 7-9: Voltajes obtenidos para diferentes amplitudes con un ACHB de 27-niveles convencional y con el ACHB propuesto (Chopper principal, HFL en auxiliares y $m^*=1$ ).....	110
Figura 7-10: (a) Voltaje experimental del motor con $m^*=0.783$ (b) Simulación del voltaje y corriente con un índice de modulación híbrido ( $m^*=0.783$ y $0.796$ ) .....	112
Figura 7-11: Voltaje y corriente en una fase del motor ante un escalón en el voltaje de alimentación principal ( $V_{dc}$ ). (a) Simulación (b) Resultado experimental.....	112
Figura 7-12: Corrientes de salida, del Auxiliar-1 y del Auxiliar-2, y voltaje en cada fase del sistema con $m^*=0.783$ (a) Simulación. (b) Resultado experimental.....	113
Figura 7-13: Resultado experimental de la potencia transferida al motor con $m^*=0.783$ . (a) Con el Auxiliar-1. (b) Con el Auxiliar-1 inhabilitado .....	113
Figura 7-14: Topología ACHB de 27-niveles implementada .....	114
Figura 7-15: Voltaje en cada fase (27-niveles). (a) Voltajes trifásicos (b) Señales de disparo de la pierna izquierda ( $S_l$ ) del inversor principal y del auxiliar-2.....	115
Figura 7-16: Voltaje en cada fase operando con frecuencia de conmutación constante (10 kHz). (a) Voltaje de 9-niveles y 93 Hz. (b) Voltaje de 11-niveles y 55 Hz....	115

Figura 7-17: Simulación del voltaje (a) y la corriente (b) del motor durante una inversión de giro del motor mediante el control DTC .....	116
Figura 7-18: Simulación del control DTC. Control de la (a) Velocidad y (b) Torque .....	117
Figura 7-19: Esquema del control y fuentes de voltaje implementadas.....	118
Figura 7-20: Topologías probadas y radios de voltaje (asimetrías) optimizados .....	119
Figura 7-21: Voltajes en cada fase del motor con asimetría 1:4 y 1:5.....	120
Figura 7-22: Voltaje y corriente del capacitor flotante en una fase con 22 y 2.2 mF.....	121
Figura 7-23: (a) Voltaje de los tres capacitores flotantes y del motor. (b) Voltaje de una fase del motor, del inversor principal y del inversor auxiliar.....	121
Figura 7-24: Topologías probadas y radios de voltaje (asimetrías) optimizados. ....	122
Figura 7-25: Voltajes en cada fase del motor con asimetría 1:4 y 1:5.....	122
Figura 7-26: Topologías probadas y radios de voltaje (asimetrías) optimizados. ....	123
Figura 7-27: Voltajes en cada fase del motor con asimetría 1:4 y 1:5.....	124
Figura 7-28: Voltaje fase-fase, en el conversor y en el motor con asimetría 1:4 y 1:5 .....	124
Figura 8-1: Vehículo Suzuki Maruti convertido a Eléctrico. ....	125
Figura 8-2: Componentes del Vehículo Eléctrico diseñado, construido e implementado .	126
Figura 8-3: Baterías, ecualizadores, montaje del motor eléctrico, sensores y electrónica.	127
Figura 8-4: (a) Motor PMSM con su soporte y acoplamiento. (b) Conversor Multinivel.	127
Figura 8-5: Esquema del control y conversor multinivel implementado .....	128
Figura 8-6: Topología y asimetría sobre-extendida del conversor Multinivel.....	128
Figura 8-7: Flujo de la energía en los sistemas implementados en el vehículo .....	129
Figura 8-8: Voltajes fase-neutro del motor, corriente de la fase $a$ y corriente entregada por el conversor $dc-dc$ (chopper buck-boost).....	130
Figura 8-9: Voltaje fase-fase (a-b) y las corrientes trifásicas del motor. ....	131

Figura 8-10: Voltaje fase-neutro del motor durante una partida rápida del motor.....	131
Figura 8-11: Voltajes fase-neutro del motor y corriente de una fase durante el frenado...	132
Figura 8-12: Voltaje en cada capacitor flotante, corriente directa y en cuadratura, y velocidad del motor en régimen permanente (resultados experimentales).....	132
Figura 8-13: Voltaje en cada capacitor flotante, corriente directa y en cuadratura, y velocidad del motor durante una partida rápida (resultados experimentales).	133
Figura 9-1: Resumen de todas las soluciones propuestas en esta tesis y su enfoque.....	135

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE  
ESCUELA DE INGENIERIA

## NUEVAS TOPOLOGÍAS DE CONVERTORES MULTINIVEL EN CASCADA

Tesis enviada a la Dirección de Investigación y Postgrado en cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de Doctor en Ciencias de la Ingeniería.

JAVIER EDUARDO PEREDA TORRES

### RESUMEN

Los convertidores estáticos de potencia juegan un rol fundamental en la actualidad, ya que son utilizados en la generación, distribución y aplicación de la energía eléctrica. Sin embargo, estos convertidores introducen contaminación en los sistemas eléctricos donde intervienen. Este problema va en aumento debido a su masificación, ya que son utilizados en el control de motores (responsables de gran parte del consumo mundial) y en la generación de energías renovables no convencionales, las que están incrementando su participación día a día. Por lo tanto, se ha vuelto primordial el desarrollo de tecnologías que aumenten la calidad de energía entregada por estos sistemas. Una solución a estos problemas son los convertidores multinivel, los que han aparecido en las últimas décadas.

Esta tesis presenta un trabajo de investigación en convertidores de potencia multinivel, especialmente los convertidores multinivel en cascada, donde primero se presenta una revisión y análisis profundo de sus aplicaciones, topologías, formas de conexión, asimetrías de voltaje, distribución de potencia, ventajas y desventajas. De este análisis se concluye que las principales desventajas de estos convertidores son el uso de una gran cantidad de semiconductores y fuentes de voltaje aisladas, las cuales utilizan complejos, costosos, pesados y voluminosos transformadores, además de rectificadores trifásicos bidireccionales que requieren de un control adecuado. Otra barrera de entrada de esta tecnología es la falta de madurez, ya que aún cuando su implementación en la industria lleva más de dos décadas, todavía no se han solucionado los problemas inherentes

de estos convertidores ni se han desarrollado sistemas de modulación y control generales. Sin embargo, su participación en el mercado va en aumento debido a que son ideales para cubrir la necesidad mundial de incrementar la producción a escalas gigantescas de forma eficiente, lo que requiere una conversión de grandes cantidades de energía.

Basado en la revisión y análisis realizada, esta tesis propone nuevas soluciones para potenciar las ventajas y eliminar las desventajas de estos convertidores en tres direcciones: la eliminación o implementación de nuevas fuentes de voltaje para alimentar los inversores del convertidor sin el uso de grandes y complejos transformadores; el uso de dos nuevos métodos de optimización para obtener asimetrías que incrementen el número de niveles de voltaje generados en el motor (aumento en la calidad de energía entregada); y la adaptación o rediseño de los dos controles de frecuencia variable más utilizados y de mayor rendimiento (Control Directo de Torque DTC y Control de Campo Orientado FOC) para ser utilizados en conjunto con los convertidores multinivel propuestos.

Finalmente se implementan todas las propuestas de la tesis en un motor de inducción mediante un banco de pruebas, y en un motor síncrono de imanes permanentes instalado en un vehículo eléctrico de última tecnología, el cual fue especialmente transformado para probar las tecnologías propuestas en esta tesis.

Palabras Claves: Convertidores Estáticos de Potencia, Convertidores Multinivel, Control Vectorial, Control Directo de Torque (DTC), Control de Campo Orientado (FOC), Modulación de Inversores, Motor de Inducción, Motor Síncrono, Transformador de alta frecuencia, Vehículo Eléctrico.

#### **Miembros de la Comisión de Tesis Doctoral**

JUAN DIXON ROJAS  
ALDO CIPRIANO ZAMORANO  
MICAHA ORTÚZAR DWORSKY  
MAURICIO ROTELLA MACCHIAVELLO  
FEDERICO BARRERO GARCÍA  
CRISTIAN VIAL EDWARDS  
Santiago, Marzo, 2013

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE  
ESCUELA DE INGENIERIA

NEW CASCADED MULTILEVEL CONVERTER TOPOLOGIES  
Thesis submitted to the Office of Research and Graduate Studies in partial fulfillment of  
the requirements for the Degree of Doctor in Engineering Sciences by

JAVIER PEREDA

### ABSTRACT

Static Power Converters have a very important role today because they are used in generation, distribution and application of electrical energy. However, these converters introduce harmonic contamination in the electrical system where they are applied. This problem is increasing due to huge implementation of this technology in electric motor control (the electric motor is one of the main consumers of world energy), and in the generation of non-conventional renewable energies, which are increasing daily. Therefore, it has become essential to develop new technologies that improve the power quality delivery by these systems. A solution to this big problem is the multilevel power converter, which has emerged in the last two decades.

This doctoral thesis presents research in multilevel power converters, specifically in cascaded multilevel converters. First of all, this work presents a thorough review and analysis of their applications, topologies, connecting configuration, voltage asymmetry, power distribution, advantages and disadvantages. From this comprehensive analysis it is concluded that the main disadvantages of these multilevel converters are the use of a large number of components, semiconductors and insulated voltage sources, which use complex, expensive, heavy and bulky transformers. Moreover, these voltage sources are composed by bidirectional rectifiers, which require an adequate control. Other barriers to entry of this technology is the lack of maturity because, even though its implementation in the industry has more than two decades, its inherent problems and disadvantages have not been solved yet, and a general modulation and control technique has not been developed either.

However, its market share is slowly growing because they are the best solution to cover the global need to increase production to huge scales in an efficient way, which requires large amounts of energy conversion.

According to the previous review and analysis, this thesis proposes new solutions to enhance the advantages and to eliminate the disadvantages of these multilevel converters in three main directions: elimination or introduction of new isolated voltage sources to energize the inverters used by the multilevel converter without the use of complex and huge transformers; the use of new optimization methods for voltage asymmetries to increase the voltage level number that are generated in the motor phase (increase the power quality delivered); and the adaptation or redesign of the two variable frequency controls most used and with best performance (Direct Torque Control DTC and Field Oriented Control FOC) to be used with the proposed multilevel converters.

Finally, all the technologies and proposed solutions are implemented in an induction motor on a test bench, and in a permanent magnet synchronous motor (PMSM) on an electric vehicle with the state of the art technology. This electric vehicle was especially converted to test the technologies proposed in this thesis.

Keywords: Static Power Converters, Multilevel Converters, Vector Control, Direct Torque Control (DTC), Field Oriented Control (FOC), Inverter Modulation, Induction Motor, Synchronous Motor, High Frequency Transformer, Electric Vehicle.

**Members of the Doctoral Thesis Committee:**

JUAN DIXON  
ALDO CIPRIANO  
MICAHA ORTÚZAR  
MAURICIO ROTELLA  
FEDERICO BARRERO  
CRISTIAN VIAL  
Santiago, March, 2013

## 1. INTRODUCCIÓN

El grado de desarrollo de una cultura tiene una correlación estrecha con las formas y cantidad de energía disponibles (Cook, 1976), ya que energía es la capacidad de generar trabajo. Hoy se ha vuelto primordial transformar y utilizar la energía de forma eficiente y eficaz debido a los acotados recursos energéticos convencionales y los altos costos de las energías renovables no convencionales (ERNC). Las proyecciones de la Agencia Internacional de Energía son poco alentadoras, ya que las energías renovables no se proyectan como una alternativa relevante en el mediano plazo y se ve un aumento en el uso de energías no renovables (AIE, 2008). La energía eléctrica es la forma de energía preferida debido a su fácil, eficiente e instantánea generación, transporte y distribución. Además, es compatible con las ERNC y alimenta a los motores industriales, responsables de consumir la mitad de la energía mundial (Mattick et al., 2009; Siemens, 2010).

La Electrónica de Potencia permite adaptar y transformar la energía eléctrica mediante convertidores estáticos de potencia para múltiples propósitos como generar y transmitir energía de forma óptima, alimentar y controlar motores o actuadores y filtrar armónicos entre otros. Los convertidores de potencia han experimentado un crecimiento superlativo gracias al desarrollo de los semiconductores de potencia e impulsados por sus altas eficiencias (90-98%) y la dinámica mundial por incrementar la producción y bajar los costos (Rashid, 2007). Esto ha creado la necesidad de convertidores de alta potencia que entreguen una gran calidad de energía y control, lo que se ha logrado con el desarrollo de Convertidores Multinivel (Abu-Rub et al., 2010; Franquelo et al., 2008).

Los Convertidores Multinivel pueden operar sistemas de alto desempeño y potencia utilizando semiconductores estándar y tienden a ser tolerantes a fallas en algunos casos. Además, entregan una mayor calidad de energía en comparación con los convertidores convencionales, tanto en la carga como en la fuente (red), generando una reducción de armónicos, ruido, torque pulsante, pérdidas por conmutación, voltaje de modo común, perturbaciones, cambios abruptos del voltaje, daño en aislaciones y rodamientos, y filtros adicionales (Kouro et al., 2010; Rodríguez et al., 2007). Estas ventajas han incrementado la participación de estos convertidores en el mercado, pero aún presentan desventajas inherentes y desafíos por resolver, lo que ha impedido su masificación a gran escala.

El convertor a utilizar está determinado por la aplicación y el semiconductor que permita operar en el rango requerido. La elección del semiconductor depende del voltaje, potencia, frecuencia, temperatura, disparo, factibilidad de conexiones serie o paralelo, y de factores económicos de corto y largo plazo (costo del componente, eficiencia, tiempo de vida, tasa de falla, etc.). Los convertidores multinivel utilizan IGBTs e IGCTs que tienen un alto voltaje, potencia, confiabilidad y frecuencia de conmutación (Majumdar, 2004; Shen y Omura, 2007). Además, estos se pueden disponer en serie o paralelo si se desea alcanzar rangos mayores de potencia (Hermann et al., 2008; Nagel et al., 2000). Los IGCTs son preferidos en aplicaciones de mayor potencia ya que presentan las ventajas del IGBT (alta frecuencia) y del GTO (bajas pérdidas y alta potencia). Para potencias mayores (30-100 MW) se utilizan cicloconvertidores o LCI (*Load Commutated Inverter*) con SCRs o GTOs. Sin embargo, los desarrollos en IGBTs e IGCTs hacen predecir una masificación de convertidores multinivel (Bernet, 2000; Gutiérrez et al., 1999; Shutian et al., 2008).

Tabla 1-1: Características de Semiconductores de Potencia más utilizados.

Nombre	Año	Voltaje [V]	I [A]	Pot. [MVA]	f <sub>máx.</sub> [kHz]	f <sub>nom.</sub> [kHz]	Nombre Completo
SCR	1958	12'000	6'000	28.0	0.5	0.1	Silicon Controlled Rectifier/Thyristor
GTO	1980	6'500	6'000	36.0	1	0.5	Gate Turn Off Thyristor
IGCT	1996	6'500	4'000	18.0	10	1	Integrated Gate Commutated Thyristor
IGBT	1985	6'500	2'400	5.4	25	10	Insulated Gate Bipolar Transistor
BJT	1975	1'500	1'000	1.5	25	10	Bipolar Power Transistor
MOSFET	1975	1'500	1'000	0.5	150	100	Metal oxide semiconductor field effect transistor

(ABB, 2009; Alstom, 2009; Bernet, 2000; Bose, 2006; Majumdar, 2004; Mitsubishi, 2009; Rashid, 2007; Shen y Omura, 2007; Siemens, 2009).

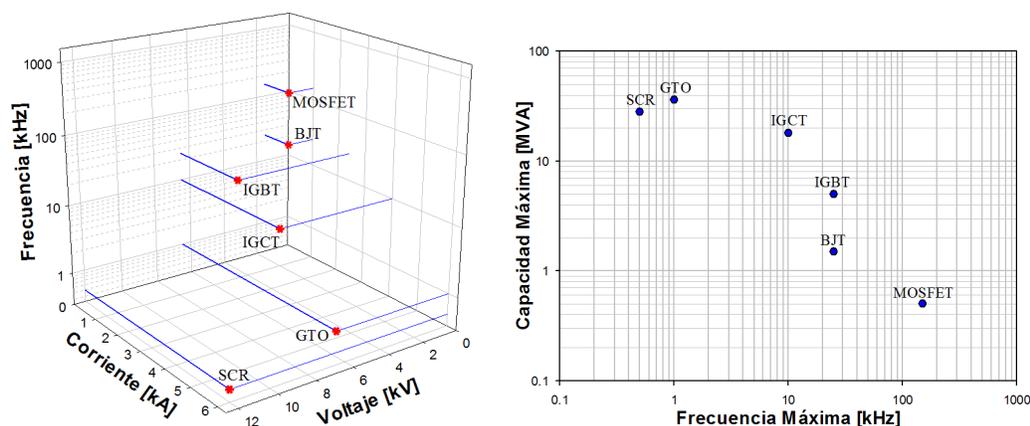


Figura 1-1: Características de semiconductores de potencia.

## 1.1 Conversores Multinivel

Los conversores de potencia se clasifican en cuatro grupos según la forma de energía convertida (Figura 1-2). Los Conversores Multinivel son inversores que trabajan como fuentes de voltaje (VSI) y están enfocados en aplicaciones de alta potencia (1-50 MW) y media tensión (2.3-6.6 kV), donde el inversor convencional de dos niveles está limitado. Por lo tanto, sus principales competidores son el Cicloconversor y el LCI (*Load Commutated Inverter*), los cuales son utilizados en conjunto con filtros para obtener voltajes sinusoidales en aplicaciones de alta potencia (30-100 MW), alto torque y bajas velocidades (Rashid, 2007).

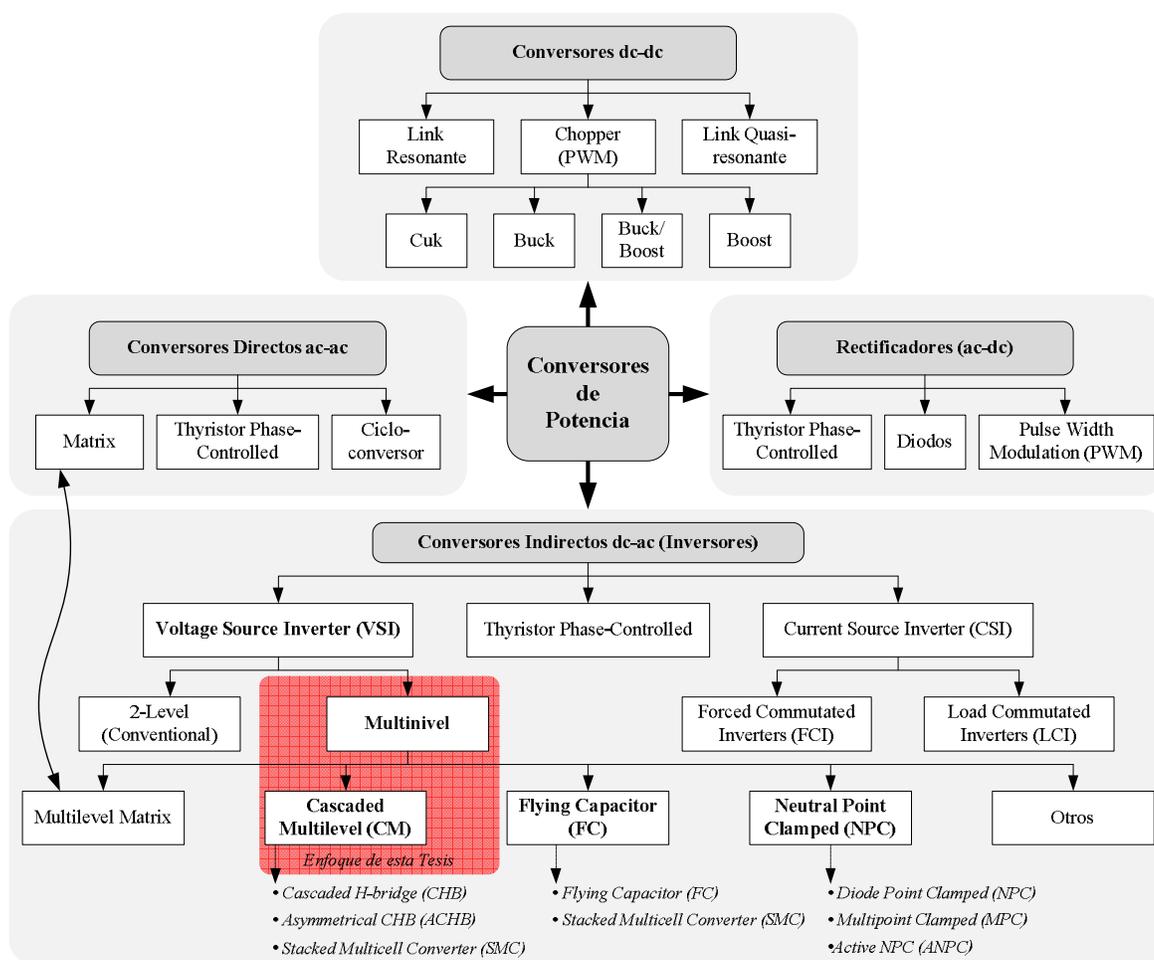


Figura 1-2: Clasificación simplificada de Conversores de Potencia.

Un conversor multinivel es un inversor que genera más de dos niveles de voltaje (voltaje en una fase del conversor) como ilustra la Figura 1-3. También se puede ver desde la perspectiva espacio-vectorial, la cual es más completa (incluye todas las fases) y donde se representan los vectores de voltaje que se pueden generar. Mientras más niveles (vectores) de voltaje genere un inversor, mayor será la calidad en la forma de onda del voltaje y corriente. Sin embargo, para generar un mayor número de niveles se requieren más semiconductores, lo que generalmente aumenta la complejidad de la topología y del control, además de incrementar la tasa de fallas. Estas desventajas deben ser analizadas caso a caso, ya que hay conversores donde un aumento de componentes puede significar una disminución de fallas y menos mantenciones periódicas debido a que los semiconductores trabajan menos forzados, no hay filtros y el motor recibe un mejor trato (Fazel et al., 2005; Krug et al., 2003; Manjrekar et al., 2000).

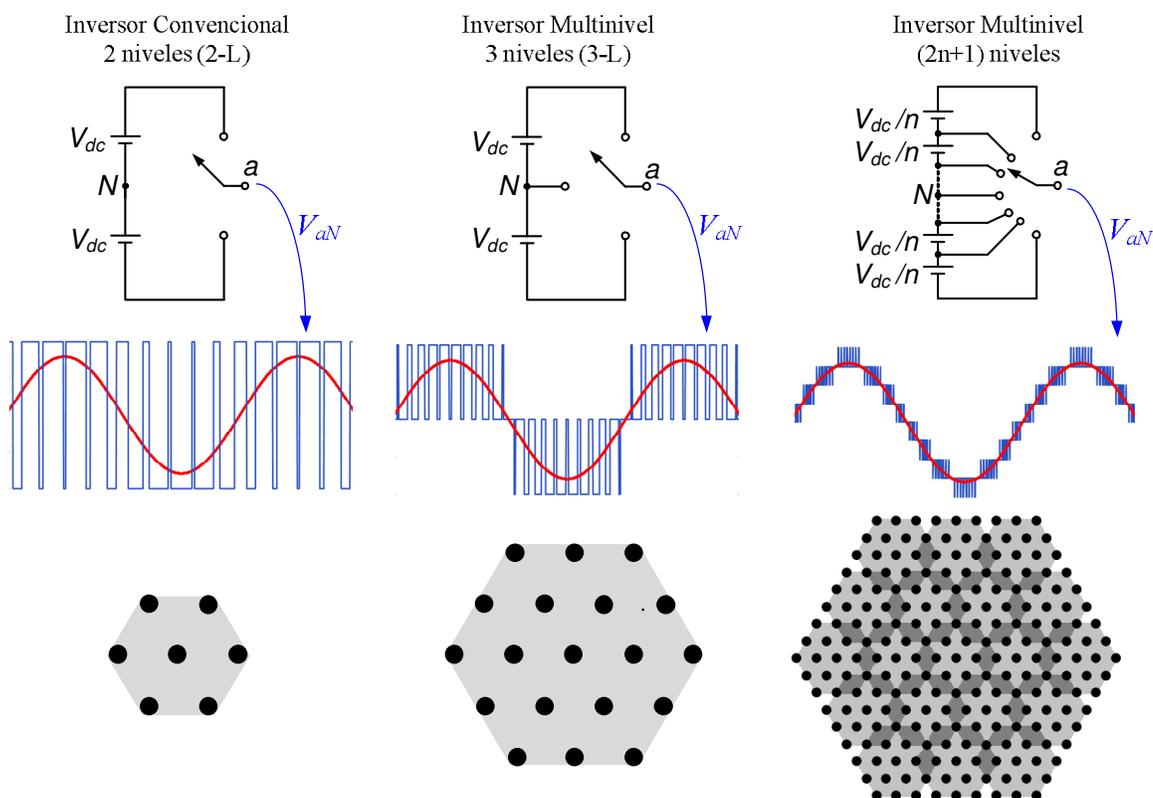


Figura 1-3: Clasificación de VSI (*Voltage Source Inverters*) según el número de niveles.

### 1.1.1 Topologías

Existen numerosas topologías de convertidores multinivel y se pueden clasificar en 5 grupos como ilustra la Figura 1.2, pero en la literatura sólo se clasifican en las tres topologías más utilizadas listadas a continuación (Figura 1-4):

- NPC (*Neutral Point Clamped*).
- FC (*Flying Capacitor*).
- CM (*Cascaded Multilevel*) con su exponente CHB (*Cascaded H-bridge*).

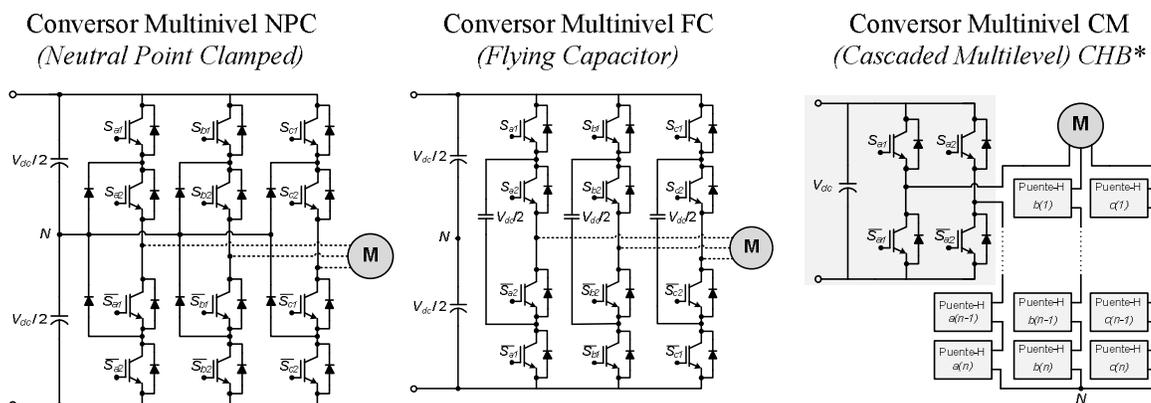


Figura 1-4: Principales topologías de convertidores multinivel utilizados en la Industria.

El convertor NPC es el más adoptado por la industria y fue introducido en 1981 (Nabae et al., 1981). Recientemente se han introducido variaciones a esta topología como el ANPC (*Active Neutral Point Clamped*) (Bruckner et al., 2005; Floricau et al., 2009; Thomas y Steffen, 2005) que soluciona la distribución desigual de las pérdidas (temperatura de la juntura) en los transistores del NPC al agregar semiconductores activos en anti-paralelo con los diodos, permitiendo una mayor corriente y potencia nominal. El MPC (*Multi-Point Clamped*) permite aumentar los niveles de voltaje utilizando condensadores asimétricos, lo que genera una pérdida de modularidad (Damiano et al., 1997).

El convertor FC es el menos popular y fue introducido en 1991 (Maynard y Foch, 1998). Una variación del FC es el SMC (*Stacked Multicell Converter*) (Gateau

et al., 2001), el cual permite un aumento en la calidad y magnitud del voltaje, y una reducción del volumen en los condensadores.

El convertor CM fue concebido con puentes-H conectados en serie, lo que se conoce como convertor CHB (*Cascaded H-Bridges*) y fue adoptado en la industria a fines de los 80's (Marchesoni et al., 1988). El CHB tiene la ventaja de ser muy modular pero requiere un gran número de fuentes aisladas. Su versión más nueva es el ACHB (*Asymmetric Cascaded H-Bridge*) que consiste en utilizar fuentes asimétricas de voltaje *dc* en cada puente-H para aumentar los niveles de voltaje generados manteniendo el número de semiconductores. Además, el puente-H que opera a mayor voltaje conmuta a la frecuencia fundamental del voltaje de salida, lo que reduce las pérdidas de conmutación. La asimetría óptima para obtener el máximo número de niveles está dada por la distribución en potencia de tres, ya que cada puentes-H genera tres niveles, lo que representa un sistema trinario (Dixon y Morán, 2002, 2006). Sin embargo, las asimetrías generan pérdida de modularidad y en determinados índices de modulación hay regeneración en algunos puentes-H.

### **1.1.2 Modulación**

El desarrollo de los Convertidores Multinivel está ligado a la necesidad de adaptar o desarrollar nuevos métodos de modulación y control con tres objetivos: i) extender los beneficios y madurez de los métodos tradicionales a los convertidores multinivel; ii) controlar el mayor número de semiconductores y la nueva topología; y iii) aprovechar los grados de libertad adicionales y ventajas inherentes de los convertidores multinivel.

Los métodos tradicionales de modulación están centrados principalmente en la modulación por ancho de pulso (PWM), donde se pueden encontrar los algoritmos basados en control de corriente ó de voltaje (Figura 1-5). Cada algoritmo de modulación tiene sus ventajas y desventajas, por lo que deben ser evaluados para cada caso particular. Además, su elección también dependerá del tipo de control que se desea o requiere en la aplicación. Como los convertidores multinivel son inversores fuente de voltaje (VSI), la modulación inherente a

utilizar es la basada en control de voltaje, pero también pueden ser usados algoritmos basados en control de corriente, ya que utilizan controladores de corriente que utilizan el voltaje como variable manipulada.

Los métodos de modulación multinivel se ilustran en la Figura 1-6 y se pueden separar en dos ramas, los basados en el dominio espacio-vectorial de voltaje o los basados en el dominio del tiempo (nivel de voltaje), donde el primero toma en cuenta el vector que incluye todas las fases del sistema, mientras que el segundo modula cada fase de forma independiente. Los métodos SVC (*Space Vector Control*), NLC (*Nearest Level Control*) y SHE (*Selective Harmonic Elimination*) conmutan a frecuencias bajas, por lo que son preferidas en aplicaciones de altas potencias para reducir las pérdidas por conmutación. En cambio, los métodos SVM (*Space Vector Modulation*) y PWM multiportador conmutan a altas frecuencias, por lo que son preferidos en aplicaciones de menor potencia y altos requerimientos. Finalmente, la modulación híbrida, genera una frecuencia de conmutación mixta porque se aplica en topologías asimétricas, donde los semiconductores que operan a mayor potencia conmutan a baja frecuencia y los que operan a baja potencia conmutan a alta frecuencia, generando una alta calidad de potencia y bajas pérdidas de conmutación.

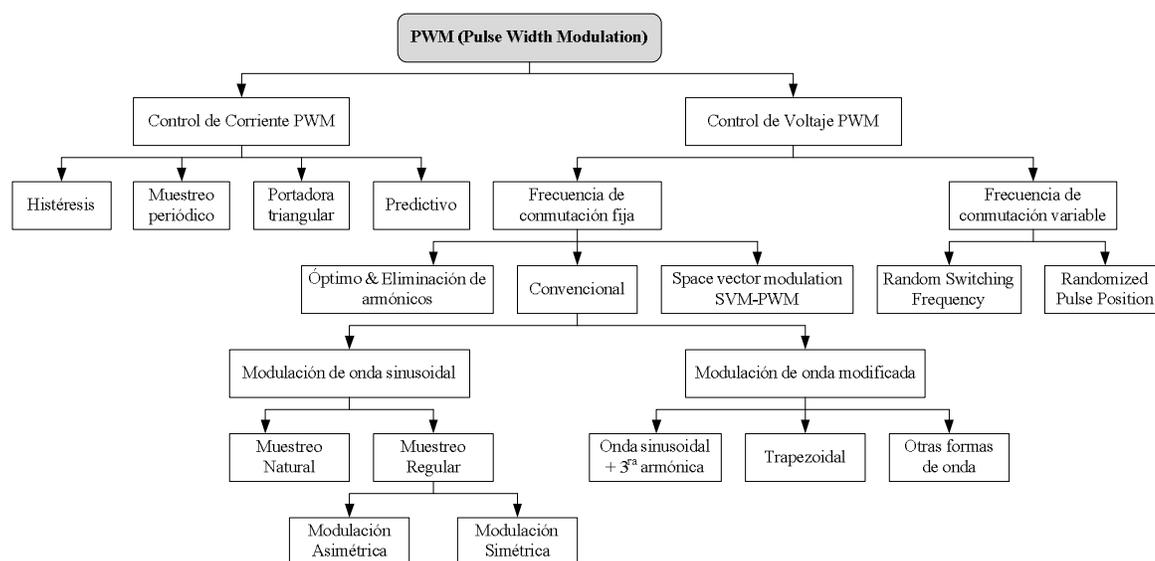


Figura 1-5: Métodos de modulación convencional.

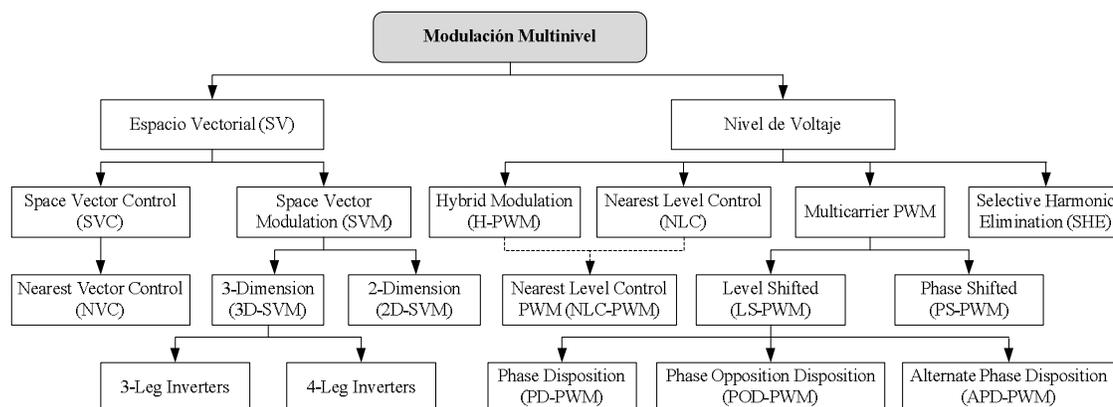


Figura 1-6: Métodos de modulación multinivel.

## 1.2 Control de Frecuencia Variable

Los convertidores multinivel son utilizados en aplicaciones no lineales, cambiantes, multi-variables, que presentan acoplamiento y complejidad dinámica de alto orden. Por lo tanto, se requieren métodos de control, modulación y estimación (Boldea, 2008; Bose, 2009; Chong y Klug, 2004). Los métodos de control convencionales generalmente están enfocados a motores ac, principalmente motores de inducción y síncronos, donde se requiere un control de frecuencia variable.

Los métodos de control de frecuencia variable se ilustran en la Figura 1-7 y pueden clasificarse en control Escalar y Vectorial (Buja y Kazmierkowski, 2004). El primero se basa en el comportamiento en régimen estacionario, controlando la magnitud y frecuencia del voltaje, corriente y flujo, logrando un bajo rendimiento durante los transitorios pero mayor robustez en sistemas de lazo abierto (*Sensorless*) a bajas velocidades (Reljić et al., 2006). Por el contrario, el control vectorial controla la magnitud, frecuencia y posición angular instantánea de los vectores de voltaje, corriente o flujo, corrigiendo la orientación de éstos durante la operación en régimen permanente o transitorio. El control vectorial fue concebido para lograr un control desacoplado similar al motor de corriente continua (*dc*) de excitación separada. Sin embargo, es mucho más complejo y requiere un modelo del sistema, lo que puede ser un problema debido a la necesidad de parámetros que cambian en el tiempo.

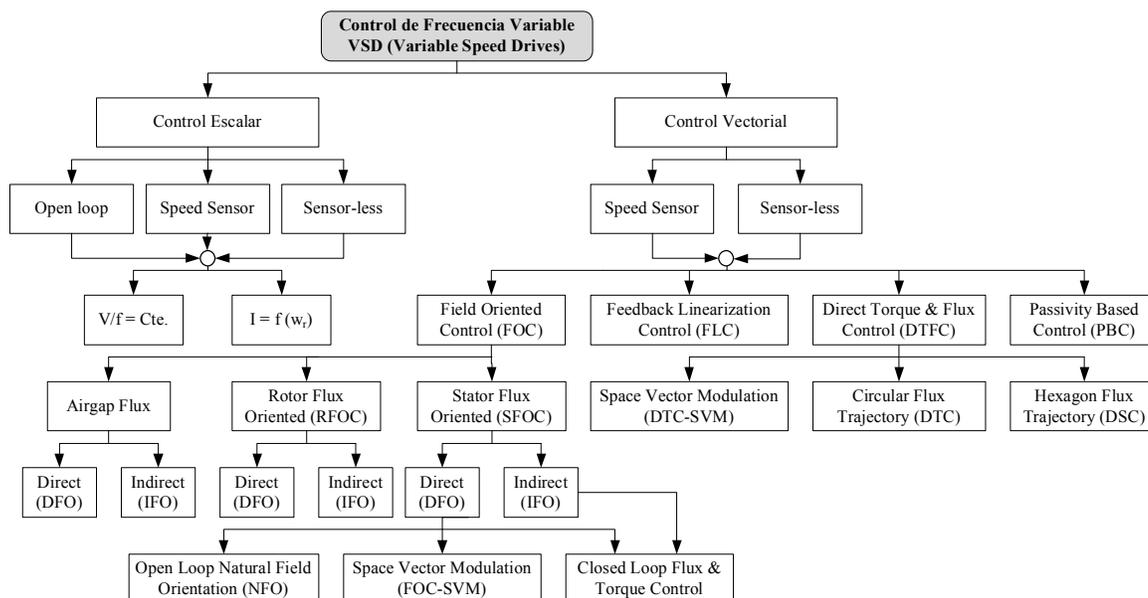


Figura 1-7: Métodos de control de frecuencia variable.

Los controles de frecuencia variable convencionales pueden ser aplicados en convertidores multinivel reemplazando la etapa de modulación por uno multinivel, a excepción del DTC (*Direct Torque Control*) que requiere modificaciones. El resto de los controles utilizan la corriente como variable controlada, por lo tanto requieren de una modulación por control de corriente para obtener el voltaje (variable manipulada) a aplicar por el inversor. Por otro lado, el control DTC no requiere controladores de corriente ni sensor de posición, ya que utiliza el vector de voltaje como variable manipulada de forma directa para corregir el vector de flujo  $\Psi_s$ , con el cual se obtiene un control preciso y rápido del torque.

Los controles vectoriales más utilizados para motores de corriente alterna (ac) son el de campo orientado FOC (*Field Oriented Control*), el cual fue uno de los primeros en desarrollarse y el más utilizado actualmente, seguido del DTFC (*Direct Torque & Flux Control*) (Depenbrock, 1988; Takahashi y Noguchi, 1986), más conocido como control directo de torque DTC (*Direct Torque Control*), de última generación y considerado como el de mayor rendimiento (Buja y Kazmierkowski, 2004). Estos controles están diseñados principalmente para motores de inducción y síncronos, donde este último recibe modulación por corriente PWM (Jahns, 1994).

a) FOC (*Field Oriented Control*)

El método FOC opera en un sistema de referencia solidario al flujo del rotor (eje directo y en cuadratura  $d-q$ ), por lo que se requiere una transformación de coordenadas (Figura 1-8 y 1-9). El control de campo orientado (FOC) consiste en un control independiente de la magnitud de flujo y torque mediante la corriente directa ( $I_d$ ) y en cuadratura ( $I_q$ ) al flujo del rotor ( $\Psi_r$ ), respectivamente. La ecuación (1.1) muestra como se puede controlar el torque electromagnético en un motor de inducción mediante el ángulo entre la corriente y el flujo magnético del rotor. La corriente es controlada generalmente por un controlador PI (ecuación (1.2)) y luego requiere de una modulación PWM.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot p \cdot \overline{\Psi}_r \times \overline{I}_s \Big|^{dq} \quad (1.1) \quad \overline{V}_s^* = K_p \cdot \Delta \overline{I}_s + K_i \int_0^{T_s} \Delta \overline{I}_s \partial \tau \Big|^{dq} \quad (1.2)$$

El FOC se puede clasificar según el flujo utilizado ( $\Psi_r$ ,  $\Psi_s$  o  $\Psi_g$ ) y como “directo” o “indirecto” si obtiene el flujo desde sensores inductivos o de un observador respectivamente. El control por flujo rotórico  $\Psi_r$  muestra un desacoplamiento mayor, permitiendo una respuesta dinámica superior. Por el contrario, el control por flujo estatórico  $\Psi_s$  requiere de una compensación por acoplamiento, pero posee la ventaja de utilizar la resistencia del estator como único parámetro relevante. El NFO (*Natural Field Orientation*) utiliza el  $\Psi_s$  suponiendo error nulo y obteniendo su ángulo del voltaje (Mirzaeva y Betz, 2007).

b) DTC (*Direct Torque Control*)

El método DTC opera en el sistema estacionario y sólo utiliza variables del estator, por consiguiente es inherentemente *sensorless* (Figura 1-8). El DTC controla desacoplada y directamente el torque y flujo  $\Psi_s$  mediante el vector de voltaje  $V_s$ , por lo tanto no requiere de modulación adicional (alta respuesta dinámica). Además, es muy intuitivo y utiliza únicamente las ecuaciones (1.3) y (1.4) que sólo dependen de  $R_s$ . El principio del DTC se basa en que el torque es proporcional al ángulo  $\delta$  entre  $\Psi_r$  y  $\Psi_s$ , donde el vector  $\Psi_s$  es controlado (corregido) a través del vector de voltaje  $V_s$ , aprovechando que la variación de  $\Psi_r$  es mucho más lenta que la de  $\Psi_s$ . El control

DTC convencional se realiza mediante dos controladores por banda de histéresis, una para el error de torque y otra para el de flujo. Luego se utiliza una tabla que selecciona el vector de voltaje a aplicar por el inversor dependiendo del sector en que el flujo  $\Psi_s$  se encuentre. Sin embargo, este método es inaplicable en convertidores con un gran número de niveles y por lo tanto requiere de modificaciones.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{p}{\sigma \cdot L_s} \cdot \overline{\Psi}_s \times \overline{\Psi}_r \Big|^{a\beta} \quad (1.3) \quad \overline{V}_s^* = R_s \cdot \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Psi}_s}{dt} \Big|^{a\beta} \quad (1.4)$$

Tanto el FOC como el DTC pueden controlar el flujo del estator, el primero de forma indirecta y el segundo de forma independiente y directa. Esto permite programar el flujo en función de la velocidad para operar en la zona de debilitamiento de campo a altas velocidades (*Field-weakening*) (Krishnan, 1996) para obtener una eficiencia óptima en baja carga (*Light-load*) (Cui et al., 2004; Lorenz y Yang, 1992) o como flujo de frenado (*Flux Braking*) para disipar energía desde la carga en forma de calor dentro del motor. Sin embargo, el DTC aventaja al FOC cuando es usado en motores de inducción (Singh et al., 2006; Trounce et al., 2001), ya que no requiere parámetros del rotor, no hay control en lazo cerrado de la corriente, no se requiere una modulación adicional del inversor y se utiliza un sistema de referencia estacionario en vez de síncrono, lo que lo hace más robusto e inherente para sistemas *sensorless* (Hoang, 1999; Kazmierkowski y Buja, 2003). Sin embargo, el control DTC presenta limitaciones y desventajas, principalmente porque genera una frecuencia de conmutación variable debido a los controladores por banda de histéresis, los que son robustos y rápidos pero generan un ruido molesto y torque pulsante, además de un funcionamiento degradado a bajas velocidades y problemas por variación de parámetros, específicamente de la resistencia del estator que es producida por cambios de temperatura y efecto *skin*, produciendo menor rendimiento a bajas velocidades. Estas desventajas hacen que el método FOC sea preferido en ciertas aplicaciones, sobre todo cuando se cuenta con sensor de posición (Bazzi et al., 2009).

Las desventajas que presentan los controles (DTC, FOC y otros) pueden ser solucionadas mediante el uso de convertidores multinivel, control predictivo e

inteligencia artificial (Lógica Difusa y Redes Neuronales). La aplicación de convertidores multinivel con control FOC y DTC aumenta la respuesta dinámica, reduce el torque y flujo pulsante, el contenido armónico, las pérdidas por conmutación y pueden fijar la frecuencia de conmutación (Bouzidi et al., 2009; Damiano et al., 2001; Escalante et al., 2002; Martins et al., 2002; Zhuohui et al., 2001). Ambos controles se puede aplicar con convertidores multinivel mediante diferentes sistemas de modulación como el SVM y PWM (Habetler et al., 1992; Tripathi et al., 2005) (Jana et al., 2006; Yi et al., 2006). Recientemente se están desarrollando controles Predictivos DTC para reducir la frecuencia de conmutación, el torque pulsante u otra función de costo (Cortés et al., 2010; Geyer et al., 2009; Papafotiou et al., 2009). También se han desarrollando controles DTC con inteligencia artificial (Lógica Difusa y Redes Neuronales) que reducen el torque pulsante, pero son difíciles de implementar (Affanni et al., 2003; Bose, 2007; Cirstea, 2002; Moreno et al., 2006; Ortúzar et al., 2007). Otras técnicas con DTC-SVM son controladores predictivos *deadbeat* (Habetler et al., 1992) para reducir el torque pulsante, o de frecuencia impuesta (Idris et al., 2001; Martins et al., 2002; Rodríguez, Pontt, Kouro et al., 2004), de rotación coordinada (Yen-Shin y Jian-Ho, 2001), de banda-contraída (Ambrozic et al., 2004), y de ángulo de carga controlado (Rodríguez, Pontt, Silva et al., 2004).

Si el convertidor de potencia es conectado a la red en vez de a un motor (e.g. rectificador, filtro activo, HVDC, FACTS, etc.), se utilizan controles análogos al control vectorial FOC y DTC. Estos controles están basados en el voltaje y son llamados VOC (*Voltage Oriented Control*) y DPC (*Direct Power Control*). Con posterioridad se desarrollaron controles basados en un flujo virtual de la red con el fin de mejorar la adopción del control FOC y DTC a sistemas conectados a la red, los que son llamados VFOC (*Virtual Flux Oriented Control*) y VF-DPC (*Virtual Flux based Direct Power Control*). (Cichowlas et al., 2003; Eloy-García et al., 2007; Malinowski et al., 2001; Malinowski et al., 2003; Malinowski et al., 2009; Serpa et al., 2008).

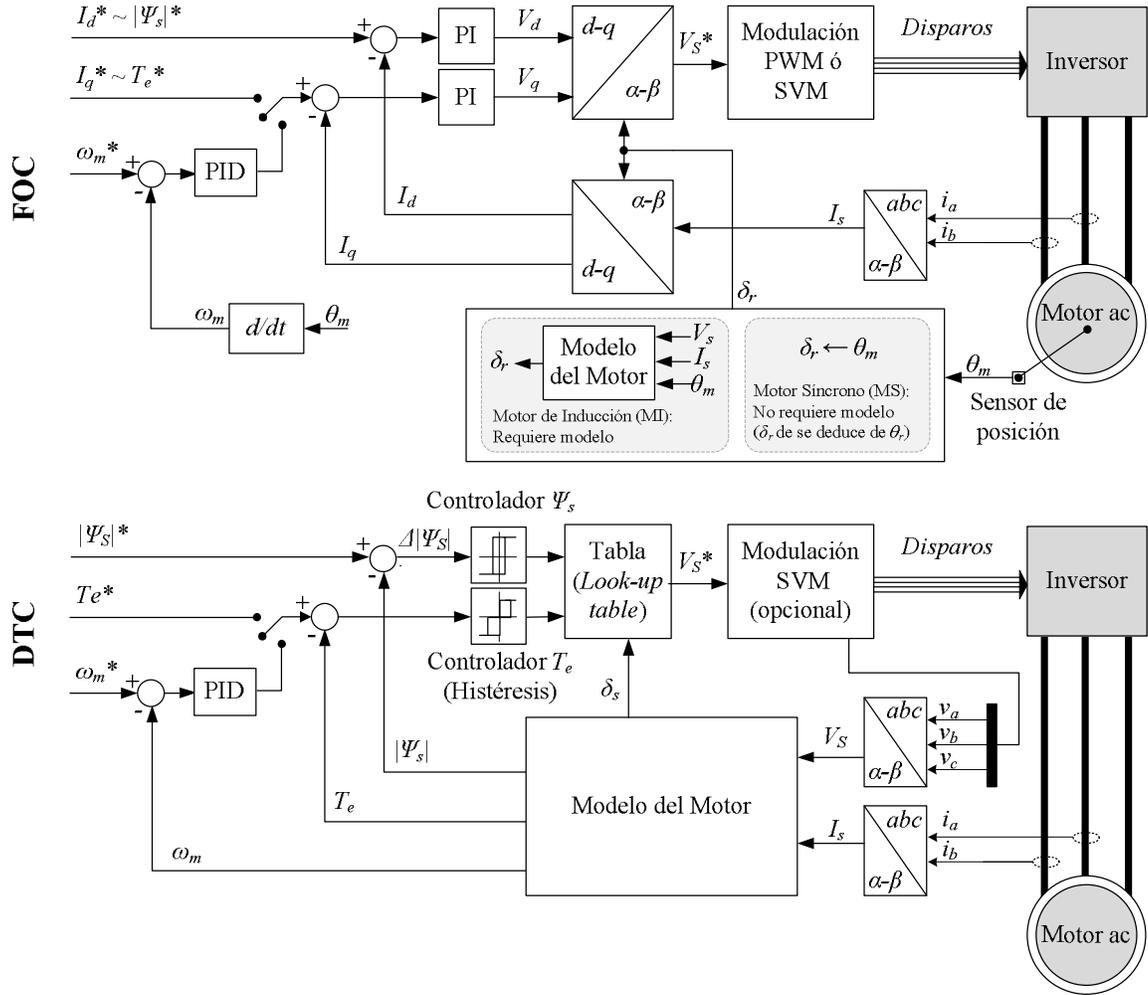


Figura 1-8: Esquema de control FOC y DTC.

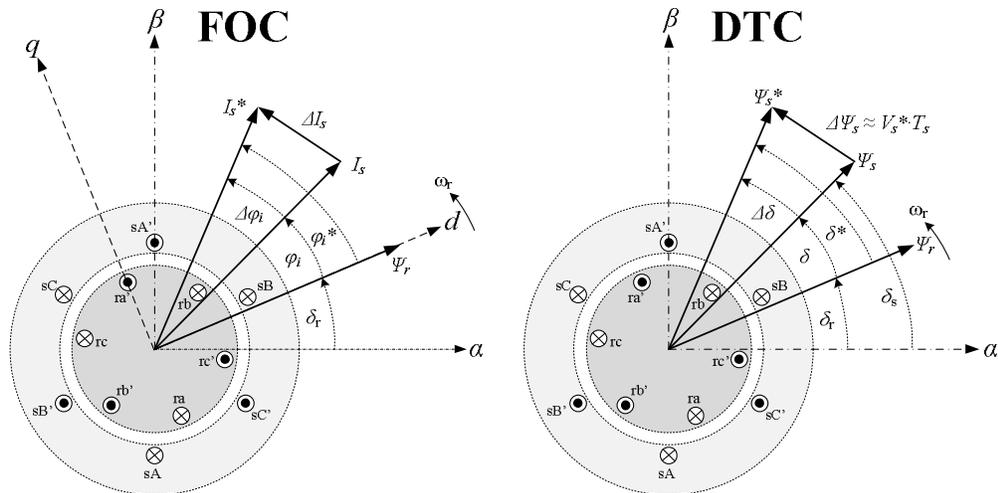


Figura 1-9: Principio de control FOC y DTC.

### 1.3 Estado del Arte: Industria y últimos avances

El Conversor Multinivel fue concebido a fines de los 60's y lleva más de tres décadas en desarrollo a nivel industrial, tomando relevancia en el mercado en los 90's. Estos convertidores aún son el estado del arte en conversión de energía de alto desempeño y una solución para múltiples aplicaciones como ilustra la Tabla 1-2. La gran mayoría de los convertidores de la industria son de 2-niveles (convencionales) en aplicaciones de baja potencia y desempeño. Para alta potencia, se utilizan preferentemente cicloconvertidores y LCI (*Load Commutated Inverter*). Sin embargo, los convertidores multinivel están incrementando su entrada al mercado, principalmente con la topología NPC de 3 niveles, seguida por los convertidores CM a través de la topología *Cascaded H-bridge* (CHB) (ACS5000, 2009; Robicon-Perfect-Harmony, 2008; TMDrive-MGV, 2009).

Tabla 1-2: Aplicaciones de los Convertidores Multinivel en Cascada

Sector	Aplicación
Cemento	Ventiladores de filtros, pre-calentadores y molinos (de materia prima y carbón); hornos rotatorios; molinos; bombas y compresores
Minería y Minerales	Correas transportadoras de materia prima, molinos, bombas y motores de tracción eléctrica
Química, Petróleo y Gas	Bombas de petróleo, compresores de gas, extrusores y ventiladores
Metales	Ventiladores de agua y gas, de la caldera de oxígeno (BOF), de tiro inducido (ID) y de los recolectores de polvo; sopladores de alto horno; y bombas
Pulpa y Papel	Ventiladores y bombas
Generación/Energía	Partidor turbina a gas, ventiladores de tiro inducido (ID) y forzado (FD), ventiladores de aire primarios y secundarios, bombas de agua de la caldera, bombas extractoras del condensador
Agua y Residuos	Bombas
Tracción	Motores <i>ac</i> de Tracción (barcos, trenes, buses, etc.) / (e.g. Tren Transrapid Maglev)
Servicios	Sistemas de transmisión (HVDC), FACTS, STATCOMS, UNIFLEX-PM, etc.
Otros	Bancos de prueba, túneles de viento, etc.

Se puede concluir que el mercado de media potencia está comenzando a ser liderado por convertidores multinivel, mercado que antes era encabezado por los cicloconvertidores y CSI, los que fueron desplazados a aplicaciones de muy alta potencia y baja velocidad (propulsión marina, almacenamiento hidráulico por bombeo, grandes ventiladores, molinos, etc.). Los cicloconvertidores y CSI aún tienen grandes ventajas como operación sin transformadores, cambios suaves de voltaje, baja frecuencia de conmutación, semiconductores de alta potencia y eficiencia, y una buena protección de cortocircuito. En aplicaciones de baja potencia, los convertidores multinivel están desplazando al convertidor convencional en aquellas aplicaciones donde es requerido un alto rendimiento o calidad de energía. Un ejemplo de esto último, es el aumento en la generación de energías renovables, donde se requiere inyectar cada vez más potencia, siendo cada día más necesario aumentar la calidad de energía entregada para cumplir con las normas. Los convertidores industriales que se encuentran en el mercado son diseñados, fabricados y comercializados por un grupo de varias empresas y sus características están resumidas en la tabla 1-3.

Tabla 1-3: Convertidores Multinivel comerciales

Características	3L-NPC	CHB	4L-FC
Potencia [MW]	3.7-44	5.6-120	2.24
Voltaje salida [kV]	2.3-6.6	2.3-13.8	2.3-4.16
Frecuencia salida [Hz]	82.5-300	50-330	120
Rectificar (diodos) [pulsos]	12/18/24/36	18/24/30/36/42/48	18/24/36 SCR
Rectificado de frente activo	3L-NPC	VSI trifásico/celda	4L-FC
Semiconductores	IGCT/HV-IGBT/IEGT	LV-IGBT	MV-IGBT
Refrigeración	Aire/Agua	Aire/Agua	Aire
Modulación	PWM/SHE/SVM	PS-PWM	PS-PWM
Control	DTC/FOC/DPC/VOC/v/f	FOC/(v/f)	FOC/(v/f)
Niveles de voltaje [#]	3	7/9/11/13/15/17/19	4
Celdas [#]	1	3/4/5/6/7/8/9	3
Requerimientos	Diodos	Fuentes <i>dc</i> aisladas	Capacitores
Modularidad	Baja	Alta	Alta
Complejidad	Baja	Alta	Media
Control adicional	Balance de voltaje	Balance de potencia	Voltaje
Tolerancia a Fallas	Baja	Alta	Alta

(ABB ; Alstom; Ansaldo-Sistemi-Industriali; Arrowspeed; BL&HET; Convertteam; Eaton; Ingeteam; LS-Industrial-Systems; RXPE; Shneider-Electric; Siemens; TMEIC-GE; WEG; Yaskawa, 2012).

Recientemente han aparecido muchas aplicaciones nuevas para los convertidores multinivel debido a la masificación y nuevas tecnologías en semiconductores, topologías, control, semiconductores, etc. En general estos convertidores multinivel están a nivel de laboratorio o prototipo, pero sin duda se ve un futuro alentador. La tabla 1-4 muestra ejemplos de aplicaciones de alto requerimiento con convertidores multinivel publicados recientemente (Franquelo et al., 2008; Kouro et al., 2010).

Tabla 1-4: Aplicaciones recientes de alto requerimiento mediante Convertidores Multinivel (Número de publicaciones).

Aplicación	NPC	CM	FC
Generación Fotovoltaica	6	9	1
Generación Eólica	6	1	-
Propulsión Marina	4	2	1
Trenes y afines	7	8	2
Vehículos Eléctricos/Híbridos	1	3	4
Robótica	-	1	-
Imagen por Resonancia Magnética	-	1	-
Correas transportadora regenerativa	2	-	-
Amplificadores Clase-D	-	3	-
Almacenamiento hidráulico por bombeo	1	-	-
FACTS y Generación Distribuida	1	4	1
STATCOM	3	8	-
Filtros Activos	5	3	2
UPFC, UPQC y DVR	3	3	1
Transmisión HVDC	1	3	-

\*(Franquelo et al., 2008; Kouro et al., 2010).

## 1.4 Contribución de la Tesis

La contribución de esta tesis está centrada en Convertidores Multinivel en Cascada (CM) desde una perspectiva general, incluyendo desde una revisión, clasificación y análisis profundo (capítulo 2 y 3), hasta el desarrollo de topologías nuevas o adaptadas, fuentes de voltaje aisladas, asimetrías de voltaje, métodos de modulación y control con el objetivo de resolver los desafíos, problemas y desventajas que presenta la conversión de energía.

Como la perspectiva de la propuesta trata de ser lo más general posible, se proponen soluciones para cualquier topología MC y aplicación (Tabla 1-3 y 1-4), lo cual es posible en la formulación teórica (ecuaciones y casos generales). Aún más, las propuestas de esta tesis pueden ser ampliadas a convertidores multinivel en general, como a topologías NPC y FC entre otras. Sin embargo, debido al enorme número de topologías y aplicaciones posibles, para la etapa experimental se seleccionó un grupo representativo de topologías MC aplicadas a motores de corriente alterna (*ac*). Por lo tanto, la implementación experimental de la tesis se centra en dos aplicaciones específicas:

- Motor de inducción jaula de ardilla en un banco de pruebas, ya que es el dispositivo de conversión electromecánica más usado y reconocido como la máquina industrial por excelencia. Además, en el banco de pruebas se pueden probar múltiples topologías ajustándose al tiempo y presupuesto del proyecto.
- Motor síncrono de imanes permanentes implementado en un vehículo eléctrico con tecnología de punta, ya que es el segundo motor más utilizado y el vehículo eléctrico es una aplicación de altos requerimientos donde se necesitan avances tecnológicos del tipo propuesto en esta tesis. Además, el sistema puede ser probado en el campo real, donde no hay control sobre determinadas variables y perturbaciones como es el caso de una simulación o el mismo banco de pruebas.

### 1.4.1 Objetivos

Los objetivos se refieren a cualquier convertidor multinivel en cascada (MC) trifásico. Sin embargo, en algunos casos pueden ser extendidos a sistemas polifásicos y convertidores multinivel en general.

#### a) Objetivo General

Realizar un análisis acabado de los Convertidores Multinivel en Cascada (MC) y luego proponer, diseñar e implementar mejoras sustanciales en aplicaciones generales. Las mejoras principales son: una reducción o simplificación de componentes (fuentes de voltaje y semiconductores por nivel generado); incremento en el número de niveles de voltaje generados y mantención de estos niveles (calidad de potencia) en todo punto de operación; e implementación de controles de frecuencia variable de alto desempeño en los convertidores CM propuestos en esta tesis.

#### b) Objetivos Específicos

- i. Implementar convertidores MC en vehículos eléctricos.
- ii. Implementar un control avanzado de motores *ac* apto para convertidores MC.
- iii. Mejorar el sistema de alimentación de un convertidor MC:
  - a. Eliminar las fuentes de voltaje auxiliar.
  - b. Simplificar las fuentes de voltaje auxiliar.
  - c. Obtener fuentes de voltaje auxiliares variables, simples y eficientes para mantener la calidad de voltaje óptima (número de niveles nominal) de un convertidor MC en cualquier punto de operación (frecuencia y amplitud de voltaje).
- iv. Aumentar los niveles de voltaje generados en un convertidor MC sin modificar su topología (incrementando las combinaciones de niveles mediante nuevas asimetrías de voltaje).
- v. Obtener una fórmula general para optimizar las asimetrías de voltajes en convertidores multinivel.

### 1.4.2 Hipótesis

La formulación de las hipótesis está enfocada a convertidores MC asimétricos y trifásico. Sin embargo, en algunos casos éstas pueden ser extendidas a convertidores multinivel en general. La formulación matemática general y las respuestas a las hipótesis se pueden encontrar en el Anexo C.

Hipótesis Generales:

$H_1$  *Los convertidores multinivel polifásicos no aislados con asimetrías de voltaje optimizadas convencionalmente no maximizan el número de niveles generados en la carga.*

$H_2$  *La eliminación de fuentes auxiliares en un convertidor multinivel en cascada no genera una disminución en el número de niveles de voltaje generados (suponiendo un control adecuado).*

$H_3$  *Un transformador de alta frecuencia con múltiples devanados reemplaza, simplifica (no requiere control y usa una fuente única) y mejora (funciona como fuente múltiple variable de voltaje) las fuentes auxiliares de un convertidor multinivel en cascada.*

Para demostrar o refutar las hipótesis generales  $H_1$  y  $H_2$  se formularon hipótesis específicas que apuntan en tres directrices:

1.  $H_1 \rightarrow$  Nuevas optimizaciones de asimetrías ( $h_{1.1}$ ,  $h_{1.2}$  y  $h_{1.3}$ )
2.  $H_2 \rightarrow$  Reducción o simplificación de fuentes ( $h_{2.1}$ ,  $h_{2.2}$  y  $h_{2.3}$ )
3. Compatibilidad entre la simplificación de fuentes y nuevas asimetrías optimizadas ( $h_{3.1}$  y  $h_{3.2}$ ).

Hipótesis específicas:

$h_{1.1}$  La optimización convencional de asimetrías en convertidores multinivel se puede generalizar para cualquier tipo de convertidor mediante una fórmula general.

$h_{1.2}$  Un convertidor asimétrico polifásico no aislado puede generar más niveles de voltaje en la carga que los generados por la optimización convencional si se

utiliza una nueva optimización (extendida) de las asimetrías (nuevos radios de voltaje  $r_j$ ).

- $h_{1.3}$  Un convertor asimétrico polifásico no aislado puede generar aún más niveles de voltaje en la carga que los generados por la nueva optimización propuesta anteriormente (extendida) si el número de niveles del inversor mayor es igual o menor al número de fases del sistema (3 en el caso trifásico) y si se utiliza un radio de voltaje sobre-extendido en el inversor más grande ( $r_N$ ).
- $h_{2.1}$  Los convertidores MC tienen un índice de modulación  $m$  donde la potencia efectiva de cada uno de los inversores auxiliares es cero.
- $h_{2.2}$  En convertidores MC, las fuentes de voltaje de al menos un auxiliar (un auxiliar trifásico o uno por fase) pueden ser eliminadas (sustituidas por condensadores flotantes) utilizando sólo la simple elección de estados redundantes (suponiendo que se opera el convertor en índices de modulación que aseguren la aplicación de estos estados redundantes).
- $h_{2.3}$  En convertidores MC, las fuentes de voltaje de al menos un auxiliar (un auxiliar trifásico o uno por fase) pueden ser eliminadas (sustituidas por condensadores flotantes) mediante un control específico sin generar una disminución del número de niveles de voltaje en el punto de operación nominal.
- $h_{3.1}$  En convertidores MC con asimetrías de voltajes óptimamente sobre-extendidas, el índice de modulación de operación ( $m^*$ ) coincide con el índice de modulación  $m^\circ$  en el cual la potencia promedio del auxiliar mayor es nula (la propuesta de aplicar asimetrías sobre-extendidas es compatible con la propuesta de usar condensadores flotantes controlados por índice de modulación).
- $h_{3.2}$  En el índice de modulación sobre-extendido ( $m^*$ ) y en el índice de modulación  $m^\circ$  en el cual la potencia promedio del auxiliar mayor es nula, se pueden balancear las potencias de los inversores auxiliares.
- $h_4$  La distorsión armónica del voltaje ( $\text{THD}_V$ ) está relacionada inversamente con el número de niveles uniformemente generados.
- $h_5$  En un convertor CM polifásico no aislado, la modulación SVM (*Space Vector Modulation*) genera una distorsión de voltaje ( $\text{THD}_V$ ) menor en cada fase de la carga que la modulación NLC (*Nearest Level Control*).

### 1.4.3 Metodología

Para comprobar el cumplimiento de los objetivos y demostrar o refutar las hipótesis, primero se desarrolla un análisis teórico de los sistemas propuestos en esta tesis, luego se simulan diferentes topologías y finalmente se procede a la implementación en el banco de pruebas y el vehículo eléctrico. La metodología y variables de evaluación fueron escogidas para resolver las hipótesis causales y correlacionales, demostrar experimentalmente las hipótesis descriptivas, y medir el éxito en el cumplimiento de los objetivos de forma cuantitativa.

#### a) Metodología de Evaluación

Se compara una misma topología con asimetrías optimizadas convencionales y luego con las asimetrías propuestas en esta tesis (optimización extendida y sobre-extendida) bajo las siguientes pruebas:

- Operación en estado estacionario (punto nominal y sub-nominal).
- Operación en estado no estacionario (rampa ascendente y descendente).
- Operación bajo regeneración.

#### b) Variables de Evaluación

En cada prueba se realiza un análisis y comparación de las siguientes variables:

- Número de niveles de voltaje generados en la fase del motor en todos los puntos de operación (amplitud y frecuencia).
- Distorsión armónica del voltaje en cada fase del motor ( $THD_V$ ) en todos los puntos de operación (amplitud y frecuencia).
- Número de semiconductores utilizados.
- Número de fuentes aisladas utilizadas.
- Número y tipo de sensores y hardware eliminado o requerido.
- Frecuencia de conmutación de cada inversor.
- Modularidad de los inversores en serie.
- Complejidad y desempeño del sistema (convertor y control).

#### 1.4.4 Organización de la Tesis

En el **Capítulo 2** se presenta una clasificación de los Convertidores Multinivel en Cascada (MC) según su topología, voltaje de alimentación y conexión. Además, se resumen las asimetrías convencionales y luego se analizan los posibles métodos de modulación en profundidad.

En el **Capítulo 3** se realiza un análisis de la distribución de potencia en cada inversor que forma parte del convertidor CM cuando se tienen asimetrías optimizadas de voltaje para una operación nominal y luego según el índice de modulación.

En el **Capítulo 4** se proponen dos nuevas formas de reducir y simplificar las fuentes de voltaje aisladas que requiere cada inversor que compone el convertidor CM. La primera propuesta consiste en reemplazar las fuentes de voltaje auxiliares por condensadores flotantes. La segunda propuesta es un transformador de alta frecuencia llamado HFL (*High Frequency Link*) que reemplaza todas las fuentes auxiliares por un pequeño transformador alimentado por un puente-H de baja potencia que no requiere control. Además, ambas propuestas permiten una transferencia de potencia unidireccional o bidireccional para obtener regeneración.

En el **Capítulo 5** se describen las asimetrías de voltaje optimizadas según el actual estado del arte, luego se proponen nuevas optimizaciones (asimetría extendida y sobre-extendida) mediante formulas generales.

En el **Capítulo 6** se presentan los controles variables de frecuencia implementados en las dos aplicaciones experimentales. Se modificó un control directo de torque (DTC) para ser usado en el motor de inducción mediante convertidores multinivel. Luego se desarrolló un control especialmente diseñado para la implementación de un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) mediante convertidores CM, el cual está basado en el control de campo orientado (FOC).

Los **Capítulos 7 y 8** presentan los resultados experimentales obtenidos en un motor de inducción (banco de pruebas) y en un motor síncrono PMSM (vehículo eléctrico) donde se implementaron las propuestas de esta tesis (nuevas asimetrías, fuentes de voltaje y control). Las conclusiones son presentadas en el **Capítulo 9**. Los **Anexos** presentan los detalles de la implementación, simbología, nomenclatura, etc.

## 2. CONVERSORES MULTINIVEL EN CASCADA (CM)

Los Conversores Multinivel en Cascada (CM) están basados en una conexión en serie de inversores que en conjunto generan múltiples niveles de voltaje con frecuencia, fase y amplitud controlada. Los inversores utilizados en serie pueden tener cualquier topología, monofásica o trifásica y conectarse de diversas formas (Figura 2-1). Tienen las ventajas de todo convertidor multinivel, destacándose la posibilidad de operar a muy alta potencia con semiconductores e inversores estándar, una alta modularidad, flexibilidad, tolerancia a fallas y confiabilidad (Lezana et al., 2010; Malinowski et al., 2010). Sin embargo, también poseen las desventajas propias de cualquier convertidor multinivel, como la gran cantidad de semiconductores y la disminución en la cantidad de niveles de voltaje generados (calidad de potencia) al reducir el índice de modulación  $m$  (amplitud). Además, cuentan con desventajas propias de la topología, como la gran cantidad de fuentes de voltaje aisladas (una por inductor utilizado) y regeneración indeseada en estas fuentes a determinados índices de modulación.

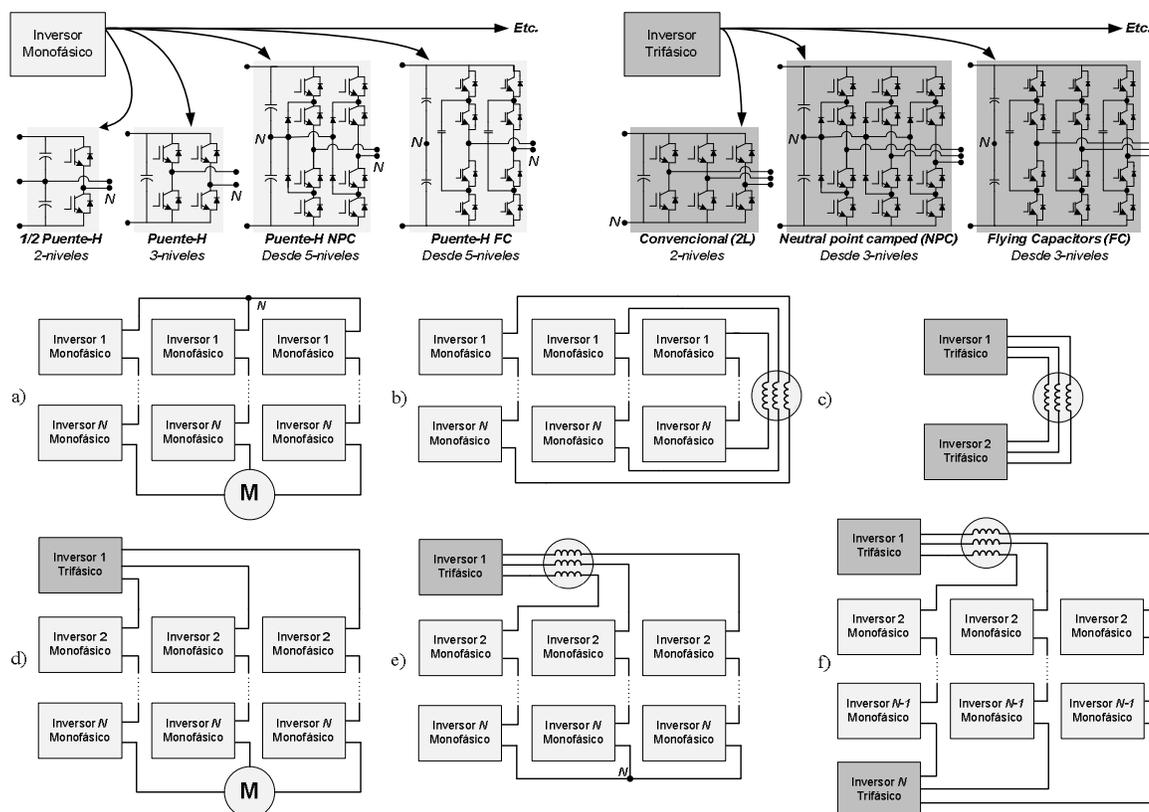


Figura 2-1: Topologías de Conversores Multinivel en Cascada (posibles configuraciones).

La figura 2-2 ilustra la enorme cantidad de componentes que utilizan estas topologías, no sólo para la conversión a corriente alterna en la salida, sino que también en la conversión a corriente continúa, donde se requieren múltiples transformadores y rectificadores que generalmente son unidireccionales (diodos), pero en aplicaciones regenerativas deben ser bidireccionales (más complejos). Por esto, el conversor CM más utilizado en la industria es el CHB (*Cascaded H-Bridge*), ya que de todos los conversores multinivel, es el más modular y de mayor potencia (tabla 1-3). Como se puede ver en la Figura 2-2, estos conversores CHB son diseñados para ser tolerantes a fallas y en extremo modulares (puentes-H, rectificadores y transformadores modulares). Sin embargo, las investigaciones actuales están fuertemente centradas en CM asimétricos, sobre todo en el ACHB (*Asymmetric Cascaded H-Bridge*), ya que aún cuando pierden modularidad, presentan ventajas sustantivas respecto al prototipo simétrico CHB. El avance tecnológico en semiconductores y control, sumado a la madurez que está alcanzando la topología asimétrica, hacen prever su ingreso al mercado en el mediano plazo.

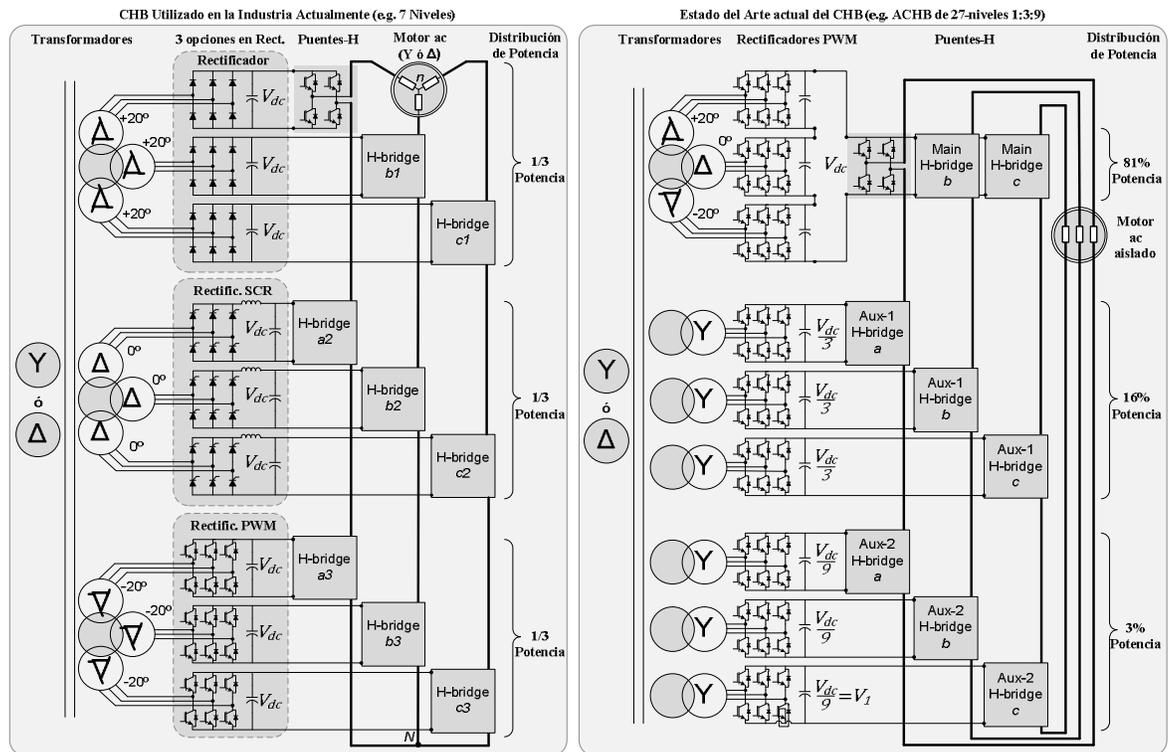


Figura 2-2: Ejemplo del CM utilizado en la Industria (CHB) y el más investigado (ACHB).

## 2.1 Clasificación de los Convertidores CM

El convertidor CM se puede clasificar según las topologías de los inversores utilizados, las fuentes de voltaje que alimentan cada inversor y el tipo de conexión. Los inversores en serie pueden tener la misma (modular) o diferentes topologías (híbrido) y pueden generar niveles de voltaje de igual amplitud (simétrico) o diferentes (asimétricos) dependiendo del voltaje de la fuente de alimentación (voltaje *dc-link*). A continuación se describe la clasificación de convertidores CM y se analizan las ventajas y desventajas de éstos según su topología, asimetría y conexión.

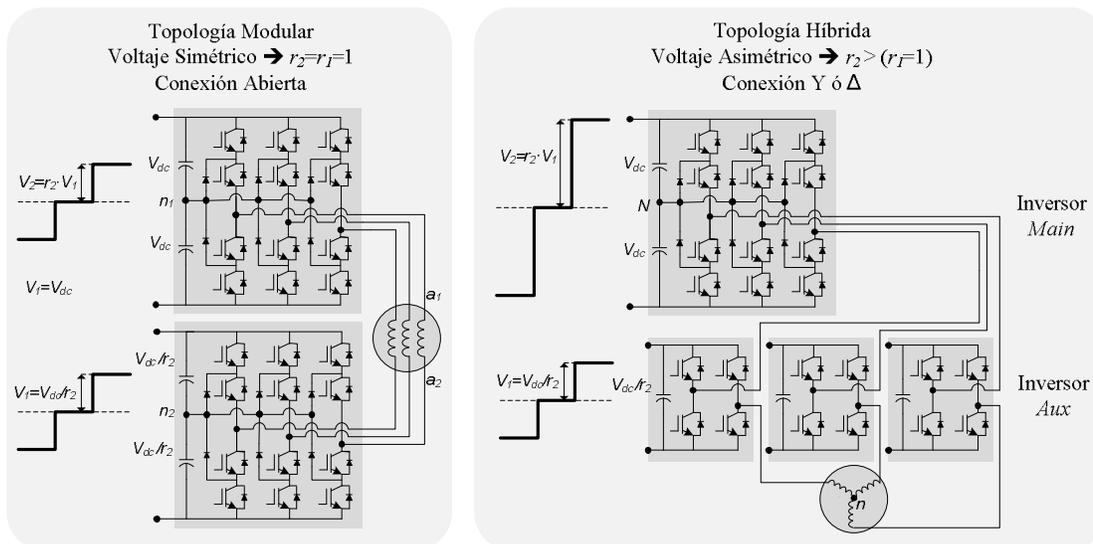


Figura 2-3: Ejemplo de dos Convertidores CM de distintas clasificaciones.

### a) Clasificación según Topología (*Modular o Híbrida*)

Si todos los inversores conectados en serie que componen el convertidor CM tienen la misma topología, el convertidor es modular. En caso contrario, el convertidor es híbrido. La Figura 2-1 mostró todos los tipos de topología del convertidor CM, donde se puede conectar un número ilimitado de inversores monofásicos y un máximo de dos inversores trifásicos, ya que los inversores trifásicos generan el neutro del convertidor. La Figura 2-3 muestra un convertidor modular a la izquierda y

uno híbrido a la derecha. El convertor híbrido pierde modularidad pero permite combinar las ventajas de diferentes topologías, incluso puede crear ventajas potenciales que cada topología no presenta por separado.

b) Clasificación según Voltaje (*Simétrico o Asimétrico*)

Si cada inversor conectado en serie genera la misma amplitud de voltaje por nivel de voltaje, independiente del número de niveles que genere, el convertor es simétrico. En caso contrario el convertor es asimétrico.

Los convertidores CM simétricos tienden a ser más modulares y generan más niveles y vectores de voltaje redundantes que los asimétricos, por lo tanto, son más tolerantes a fallas. Sin embargo, el uso de voltajes asimétricos reduce la redundancia de vectores y niveles de voltaje, por lo tanto incrementa la calidad de potencia generada para el mismo número de semiconductores utilizados. Además, los convertidores asimétricos reducen considerablemente las pérdidas por conmutación debido a que el convertor de mayor potencia (el que genera niveles de mayor amplitud) conmuta a menor frecuencia, pudiendo llegar a conmutar a la frecuencia fundamental de salida cuando la asimetría es optimizada. La gran desventaja que introduce la asimetría, además de la pérdida de modularidad, es la regeneración indeseada en los inversores auxiliares en determinados índices de modulación del convertor, lo que obliga a utilizar fuentes bidireccionales en cada inversor.

Cuando se utilizan voltajes asimétricos, el inversor que genera niveles de mayor voltaje es llamado Principal (*Main*) y el resto Auxiliares (*Aux*), enumerándose en orden de voltaje (potencia) de menor a mayor (Figura 2-2 y 2-3). La relación entre las amplitudes de voltaje por nivel generado entre un inversor “*j*” cualquiera ( $V_j$ ) y el inversor más pequeño ( $V_1$ ) se denomina radio de voltaje ( $r_j = V_j/V_1$ ). Por convención un convertor asimétrico define sus asimetrías de voltaje con los radios de voltaje enumerados en orden ascendente ( $r_1: r_2: \dots : r_N$ ), donde  $r_1$  siempre es 1. En la siguiente sección se describe la optimización convencional de las asimetrías de voltaje que maximizan el número de niveles en la fase del convertor. En el capítulo 5 se realiza un análisis profundo de las asimetrías convencionales y las propuestas.

c) Clasificación según Conexión del motor (*Estrella, Delta o Abierto*)

El convertidor CM puede conectar la salida trifásica (motor) de tres formas; en estrella (Y), delta ( $\Delta$ ) o con las bobinas abiertas. Como ilustra la Figura 2-1, cuando se utilizan dos inversores trifásicos, el motor sólo puede conectarse con sus bobinas abiertas, conexión que es opcional al utilizar inversores monofásicos. Esta conexión abierta genera dos neutros no diferenciables en el sistema (convertidor y motor). Sin embargo, el resultado obtenido en el motor (bobina) es exactamente el mismo que con la conexión en estrella porque se crea un neutro a través del convertidor, excepto cuando las bobinas están aisladas como en la Figura 2-1 (b). Por ejemplo, los convertidores de la Figura 2-3 generaran exactamente el mismo resultado en el motor si tienen la misma asimetría. Cuando la bobina está abierta pero no aislada, se puede calcular el voltaje fase neutro del convertidor ( $v_{fN}$ ), el fase neutro del motor ( $v_{fn}$ ) y el fase-fase del sistema ( $v_{ff}$ ) con las ecuaciones (2.1)-(2.3). Estos voltajes son virtuales (voltajes equivalentes que no se pueden obtener mediante medición directa) pero son útiles porque de ellos se puede calcular el voltaje en las bobina del motor, el cual es igual al de la conexión Y ( $v_{fn}$ ) con la modulación adecuada.

$$v_{aN} = \begin{cases} v_{aN} & \text{Conexión en Y o } \Delta \\ v_{a1n1} - v_{a2n2} & \text{Conexión Abierta} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$v_{ab} = \begin{cases} (v_{aN} - v_{bN}) & \text{Conexión en Y o } \Delta \\ (v_{a1} - v_{b1}) - (v_{a2} - v_{b2}) & \text{Conexión Abierta} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$v_{an} = \begin{cases} \frac{v_{ab} - v_{ca}}{3} & \text{Conexión en estrella (Y)} \\ (v_{a1} - v_{a2}) & \text{Conexión Abierta} \end{cases} \quad (2.3)$$

Si el motor está conectado con sus bobinas aisladas como en la Figura 2-1 (b) (posible sólo utilizando inversores monofásicos), se obtiene un sistema multinivel trifásico aislado, es decir, cada fase funciona independiente e aisladamente, existiendo únicamente un acoplamiento electromagnético en el motor. Como cada fase se encuentra aislada, se puede utilizar una única fuente de voltaje para alimentar un inversor por fase (Figura 2-2 (b)), lo que puede ser visto como una ventaja

(reducción de fuentes de voltaje aisladas), pero hay que tomar en cuenta que el número de niveles (calidad de potencia) en el motor será menor.

Suponiendo un mismo convertor, la conexión en estrella y la conexión abierta no aislada generan el mayor número de niveles en las bobinas del motor debido al neutro flotante que se genera. En cambio, la conexión en delta genera menos número de niveles en las bobinas del motor, pero la amplitud del voltaje alcanzado en la bobina es el mayor por ser el voltaje fase-fase. Finalmente, la conexión abierta aislada genera el menor número de niveles en la bobina del motor porque este no tiene neutro flotante.

## 2.2 Asimetrías de Voltaje

La optimización convencional de asimetrías maximiza el número de niveles de voltaje que se puede generar en la fase del convertor mediante el uso de voltajes en potencia del número de niveles de cada inversor (Dixon y Morán, 2006). La figura 2-4 muestra un convertor CHB donde la asimetría optimizada es 1:3 (voltajes en potencia de 3) porque los inversores usados son puentes-H (3-niveles). Se puede ver que al ir aumentando la asimetría, se generan más vectores y niveles de voltaje, aumentando la calidad de potencia y reduciendo los niveles (vectores) redundantes, los cuales están demarcados en gris oscuro. El capítulo 5 presenta un análisis matemático generalizado de la optimización convencional y la que se propone.

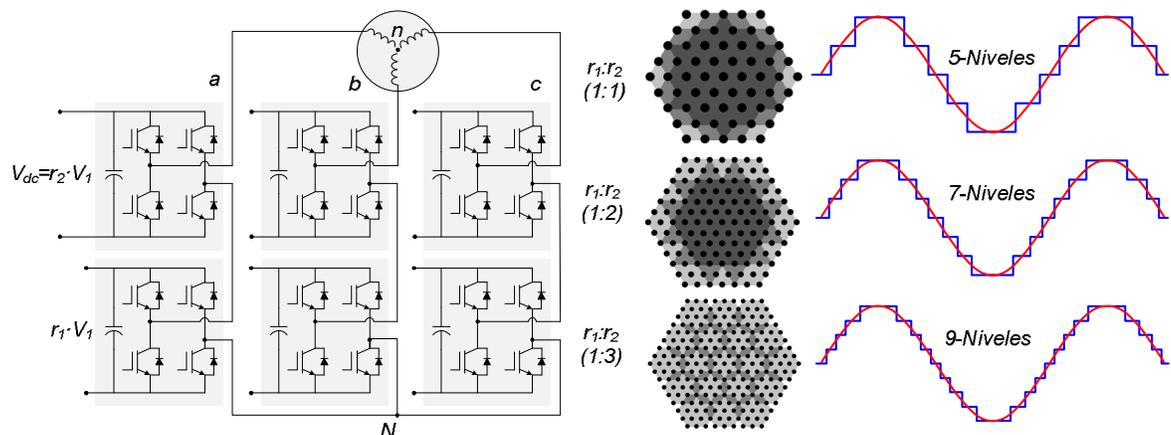


Figura 2-4: Ejemplo de Asimetrías en convertidores multinivel (vectores y voltaje).

### 2.3 Modulación

Una de las ventajas del convertidor CM respecto a otros convertidores multinivel es que pueden utilizar cualquier modulación multinivel ilustrada en la Figura 1-6. La modulación vectorial se basa en el vector de voltaje (dominio del espacio), por lo tanto toma en cuenta todas las fases del sistema, característica que le da mejor respuesta pero requiere de mayor cómputo. Por el otro lado, la modulación de nivel de voltaje trabaja en el dominio del tiempo y es más simple, pero modula cada fase por separado, lo que genera resultados inferiores a la modulación vectorial cuando las fases no están aisladas (conexión en estrella, delta o abierta no aislada). La modulación vectorial y por nivel de voltaje tienen métodos de modulación de alta y baja frecuencia de conmutación.

#### a) *Phase Shifted PWM (PS-PWM)*

La modulación PS-PWM es un método multi-portadora PWM enfocado a convertidores multinivel simétricos FC y CM (no es aplicable en NPC). Como es una modulación en el dominio del tiempo (por nivel de voltaje), el PS-PWM es aplicado en cada fase de forma independiente y sólo requiere de comparadores y portadoras desfasadas.

Como ilustra la figura 2-5, un convertidor de  $L$  niveles requiere  $(L-1)$  portadoras triangulares de igual frecuencia y amplitud pero desfasadas entre ellas por un ángulo constante ( $\theta=360^\circ/(L-1)$ ) y comparadas por una señal de referencia que generalmente es una senoide. La frecuencia de conmutación de todos los semiconductores es la misma y es igual a la frecuencia de la portadora triangular (alta frecuencia), por lo tanto, este método tiene una distribución de potencia pareja para cada semiconductor y una frecuencia de conmutación fija, lo que es valorado en las aplicaciones industriales.

La PS-PWM es una modulación unipolar, por lo tanto requiere de una portadora triangular  $V_T$  para la pierna derecha izquierda del puente-h y el negativo de la misma portadora ( $-V_T$ ) para la pierna derecha ( $-V_T$  es igual a  $V_T$  desfasada en  $180^\circ$ ). Esta modulación unipolar también se puede generar utilizando el negativo de la señal modulada en vez de portadoras desfasadas en  $180^\circ$ .

b) *Level Shifted PWM (LS-PWM)*

La modulación LS-PWM también es un método multi-portadora PWM que modula cada fase de forma independiente y está enfocado a convertidores simétricos, principalmente para el convertidor NPC de 3-niveles. Tiene similitudes con la modulación PS-PWM, ya que también utiliza ( $L-I$ ) portadoras triangulares de igual frecuencia y amplitud. Sin embargo, en esta modulación LS-PWM, las portadoras se disponen de forma vertical y su frecuencia debe ser mucho más alta para obtener resultados similares al PS-PWM como se ilustra en la figura 2-6 (esto no significa que la frecuencia de conmutación sea más alta). La modulación LS-PWM se puede clasificar en tres sub-categorías según como se dispongan las portadoras triangulares:

- Portadoras en fase (PD-PWM: *Phase Disposition PWM*)
- Portadoras en contra-fase (POD-PWM: *Phase Opposite Disposition PWM*)
- Portadoras con fases alternadas (APD-PWM: *Alternate Phase Disposition PWM*)

La modulación LS-PWM en fase (PD-PWM) es la que entrega el mejor resultado armónico, inclusive mejor que utilizando PS-PWM, ya que sus portadoras están en fase. Sin embargo, la modulación LS-PWM no es ideal para convertidores CM ni FC porque genera una distribución de potencia y frecuencia de conmutación desigual en cada inversor, lo que se puede ver en la figura 2-6, donde el inversor 3 conduce por más tiempo que el resto. Además, la frecuencia de conmutación de cada semiconductor no es fija como en el caso PS-PWM. Una solución para distribuir las pérdidas de conducción y conmutación de igual forma en todos los inversores, es rotar las portadoras triangulares de forma periódica (control más complejo). La Tabla 2-1 realiza una comparación de los dos métodos multi-portadora PWM.

Tabla 2-1: Aplicaciones recientes de alto requerimiento con Convertidores Multinivel.

Parametro	Phase-Shifted PWM (PS-PWM)	Level-Shifted PWM (PS-PWM)
Frecuencia de conmutación	Fija e igual (alta)	Variable y diferente (alta)
Periodo de conducción	Igual en todo inversor	Diferente para cada inversor
Rotación de modulación	No requiere	Requerido (distribuir pérdidas)
Distorsión de voltaje	Buena	Mejor (portadoras en fase)

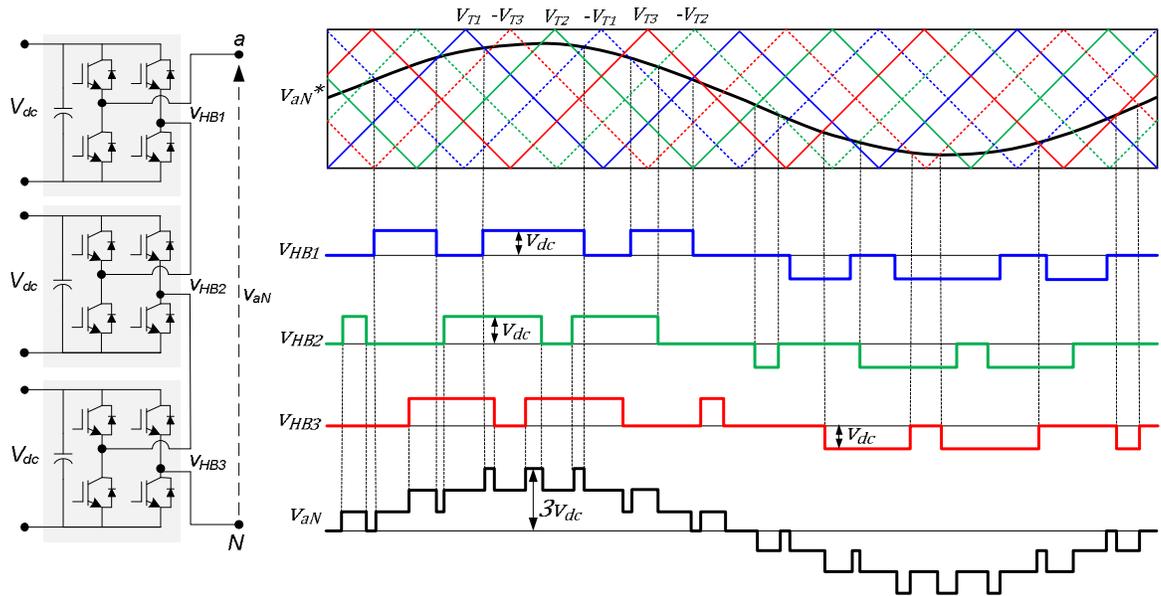


Figura 2-5: Modulación PS-PWM en un inversor CHB simétrico de 7-niveles.

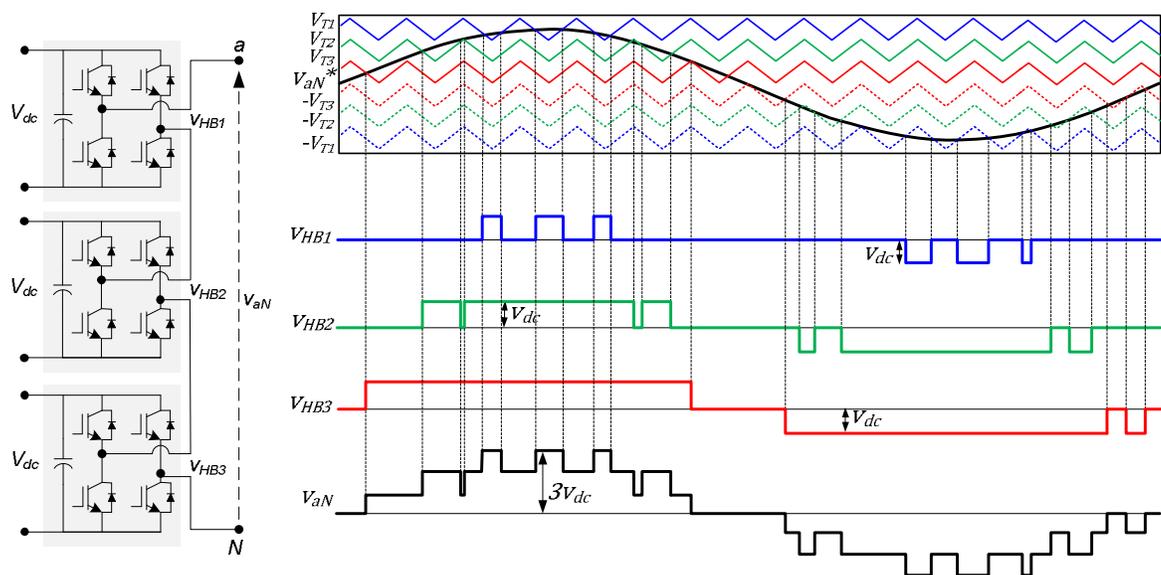


Figura 2-6: Modulación LS-PWM con disposición en fase (PD-PWM) en un inversor CHB simétrico de 7-niveles.

c) *Selective Harmonic Elimination (SHE) ó Staircase*

Este tipo de modulación es utilizado en convertidores convencionales y multinivel de alta potencia donde es primordial operar con una baja frecuencia de conmutación. Las modulaciones PWM en baja frecuencia no son recomendables porque introducen armónicos de bajo orden significativos. En cambio, la modulación SHE entrega baja frecuencia de conmutación y elimina los armónicos de bajo orden mediante el cálculo exacto del ángulo donde se debe realizar la conmutación. Sin embargo, el cálculo de estos ángulos se debe realizar mediante un análisis de Fourier que requiere de gran capacidad de procesamiento para ser procesado en línea, por lo tanto se debe realizar el análisis fuera de línea y para todos los índices de modulación del convertidor para luego implementar los ángulos mediante una tabla (*look-up table*). Esto significa que la modulación SHE es utilizada para aplicaciones de bajos requerimientos dinámicos y pocos niveles de voltaje (usualmente hasta 7-niveles). Esta modulación también es conocida como *Staircase* cuando es utilizada en convertidores multinivel debido a la forma en escalera del voltaje de salida como se ilustra en la figura 2-7. Generalmente el SHE se utiliza en convertidores simétricos pero también se puede usar en asimétricos, lo que es poco común porque el cálculo se complica y el aporte es menor debido a la baja distorsión inherente de éstos.

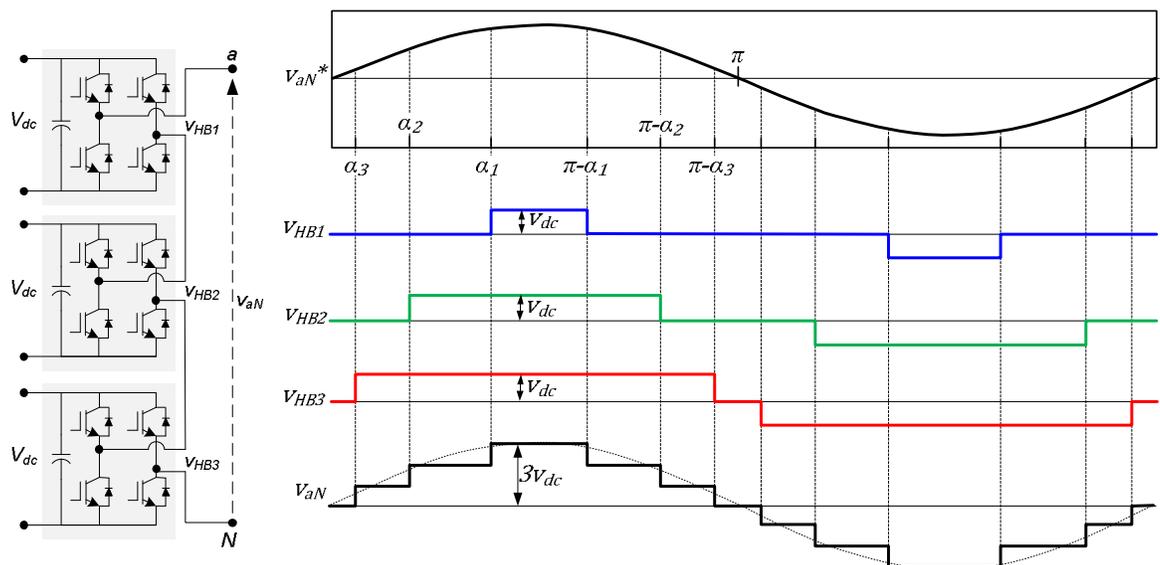


Figura 2-7: Modulación SHE o *Staircase* en un inversor CHB simétrico de 7-niveles.

La metodología de la modulación SHE predefine una secuencia de conmutaciones (forma de onda *staircase* en el caso multinivel) que se aplicaran y define los ángulos de estas conmutaciones como variables desconocidas. Luego se realiza un análisis de Fourier con la forma de onda predefinida y se definen los coeficientes o componentes armónicos iguales a cero, mientras que la componente fundamental se define igual a la amplitud de referencia. Finalmente se resuelve fuera de línea el sistema de ecuaciones no lineales mediante métodos numéricos (e.g. Newton-Raphson) y se obtienen los ángulos, repitiendo el proceso para varios índices de modulación. La ecuación (2.4) muestra la amplitud de la armónica  $n$  donde  $m_\alpha$  es el número de ángulos, el cual está dado por  $(L-1)/2$  para convertidores multinivel modulados por *Staircase* ( $L$  es el número de niveles). La cantidad de armónicas que se pueden eliminar está limitada por las ecuaciones del sistema a resolver a  $m_\alpha-1$ .

$$h_n = \frac{4 \cdot V_{DC}}{n\pi} \sum_{k=1}^{m_\alpha} \cos n\alpha_k \quad (2.4)$$

La eliminación de armónicas de bajo orden mediante este método puede generar que las armónicas de mayor orden aumenten su amplitud, pero generalmente se busca eliminar las armónicas 5ª y 7ª. En aplicaciones donde se requiere una menor distorsión armónica, se pueden agregar filtros o más ángulos de conmutación, pero esto incrementara la frecuencia de conmutación y pérdidas. En este último caso se puede utilizar una variante del SHE llamado SHM (*Selective Harmonic Mitigation*) para reducir la distorsión armónica total y así prescindir de costosos filtros.

Como ilustra la Figura 2-7, la modulación SHE produce una frecuencia de conmutación fija y muy baja, pero tiene el mismo problema que la modulación LS-PWM, una distribución desigual de potencia en cada inversor (el puente-h 3 conduce por más tiempo que el resto), por lo tanto también es necesario agregar un control de rotación especial.

d) *Nearest Level Control (NLC)*

Este método está basado en el dominio del tiempo y se aplica a cada fase de forma independiente. Se destaca por ser uno de los métodos más fáciles de implementar y por lo mismo se utiliza en convertidores con muchos niveles, sobre todo en los asimétricos. Sin embargo, no es buena opción para convertidores de pocos niveles debido a que genera alta distorsión porque no tiene modulación alguna (genera altos armónicos). Es más, en estricto rigor no es un método de modulación porque no hay seguimiento de una referencia mediante un ciclo de trabajo entre distintos puntos de operación.

El NLC consiste simplemente en aplicar el nivel de voltaje más cercano a la referencia (Figura 2-8), lo que se puede aplicar mediante dos formas; un redondeo (*round*) de la referencia seguida de una tabla de disparos que genere el nivel redondeado (Figura 2-9); o mediante una serie de comparadores con  $L_j$  estados en cascada (Figura 2-10), donde  $L_j$  es el número de niveles que genera el inversor  $j$ . Estos comparadores de varios estados remplazan la tabla y funcionan de igual forma que una función de redondeo (*round*). Se puede ver que el error máximo de este método está dado por  $V_l/2$  (medio nivel de voltaje) y que el cambio de voltaje ( $dv/dt$ ) siempre es igual a un nivel de voltaje ( $V_l$ ) cuando la referencia es una señal continua. Además de su fácil implementación, su principal ventaja es la alta eficiencia obtenida en el convertidor debido a que la frecuencia de conmutación del inversor más grande (el de mayor voltaje y potencia) es fija y muy baja.

Es importante notar que este método NLC entrega un voltaje muy similar al SHE *Staircase* pero no elimina ningún armónico, por lo tanto el NLC debe utilizarse sólo en convertidores con un gran número de niveles y que tengan puntos de operación nominal en índices de modulación altos. Sin embargo, el NLC puede ser aplicado directamente en el control DTC sin la necesidad de adaptación alguna, ya que este control no requiere una modulación del convertidor (NLC no es un método de modulación), por lo tanto la combinación de ambos puede entregar resultados dinámicos más satisfactorios que utilizando el control DTC con un método de modulación anexo.

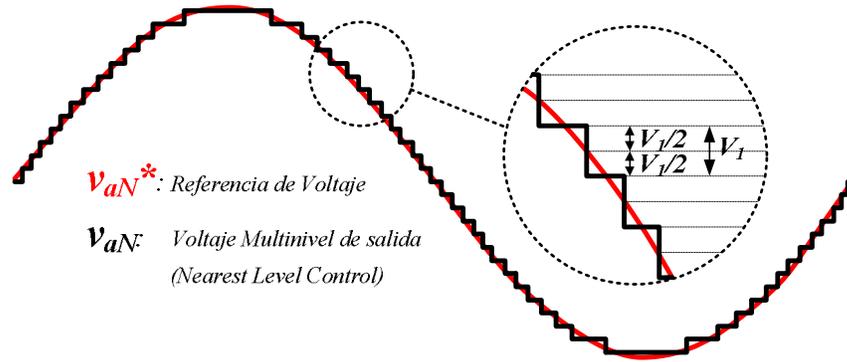


Figura 2-8: NLC en un conversor ACHB de 27 niveles.

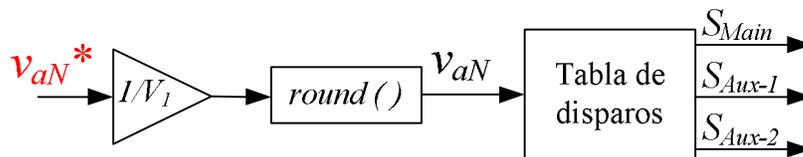


Figura 2-9: NLC aplicado por redondeo y tabla de disparos en un ACHB de 27-niveles.

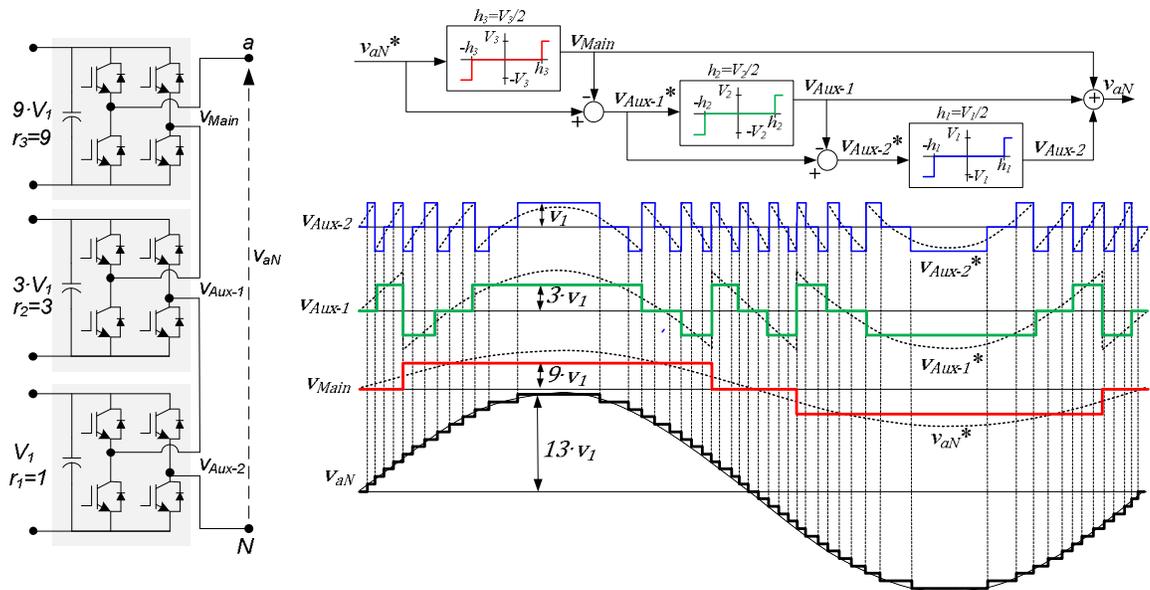


Figura 2-10: NLC aplicado por comparadores de tres estados en un ACHB de 27-niveles.

e) *Híbrida Modulation (HM-PWM)*

La modulación híbrida está concebida a convertidores multinivel asimétricos y es llamada así por ser una extensión de la modulación NLC en conjunto con la modulación multi-portadora PWM (PS-PWM ó LS-PWM), donde esta última sólo se aplica al inversor más pequeño (Figura 2-11). Sus ventajas están justamente en la baja frecuencia de conmutación del inversor más grande (bajas pérdidas por conmutación), lo que proviene del NVC, sumado a la baja distorsión debido al uso de portadoras triangulares de alta frecuencia en el inversor más pequeño.

Lamentablemente la modulación híbrida no es compatible con las asimetrías óptimas debido a que se requiere de determinados niveles redundantes para no generar sobre-modulación PWM en la celda más pequeña. Si se utilizan asimetrías óptimas se obtendrán algunos niveles sobre-modulados (sin PWM). Para evitar la sobre-modulación, el radio de voltaje del inversor  $j$  ( $r_j$ ) debe ser menor al número de niveles generado por el conjunto de inversores inferiores ( $L_{(j)}$ ). Por ejemplo, el ACHB de la figura 2-11 debe tener una asimetría máxima 1:2:6, ya que el radio de voltaje del segundo inversor debe ser menor al número de niveles del primer puente-h ( $r_2 < 3$ ) y el radio de voltaje del tercer inversor debe ser menor al número de niveles generado por el convertidor compuesto por los primeros dos puentes-h ( $r_3 < 7$ ).

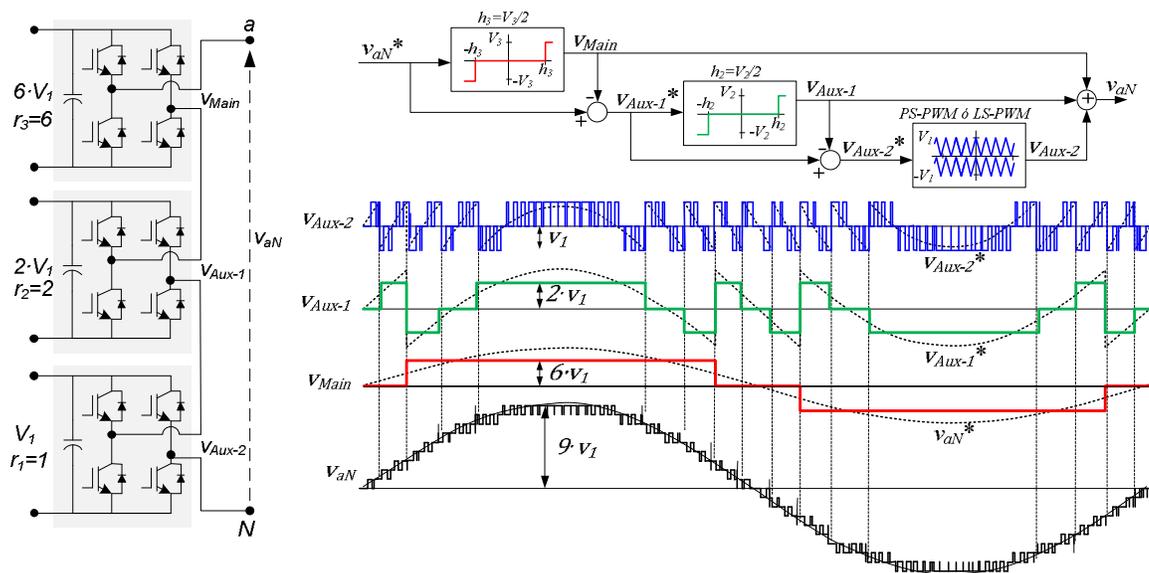


Figura 2-11: Modulación Híbrida (HM) en un ACHB de 19-niveles.

f) Nueva Modulación NLC-PWM

Esta modulación fue recientemente introducida (aún no tiene un nombre definido) y es una modulación híbrida (H-PWM) con la capacidad de utilizar asimetrías optimizadas convencionalmente como ilustra la figura 2-12. Consiste en generar una modulación PWM unipolar en cada nivel mediante una secuencia de procedimientos: primero se genera un voltaje discreto de referencia mediante una función *floor* (genera un voltaje base para la señal PWM), luego se suma este voltaje discreto a una portadora triangular unipolar de magnitud igual a un nivel de voltaje. De esta suma se obtiene una señal portadora multinivel que es comparada con el voltaje de referencia para generar la señal PWM. Finalmente se suma la señal PWM al voltaje discreto que funciona como base para obtener la señal de salida del convertor (voltaje PWM multinivel), señal que es ingresada a una tabla idéntica a la utilizada en el NLC para generar las señales de disparos requeridas. La desventaja del NLC-PWM en comparación con la modulación híbrida es un leve aumento en la frecuencia de conmutación de los inversores más grandes, pero los armónicos obtenidos son menores debido al gran número de niveles (asimetrías óptimas) y modulación PWM.

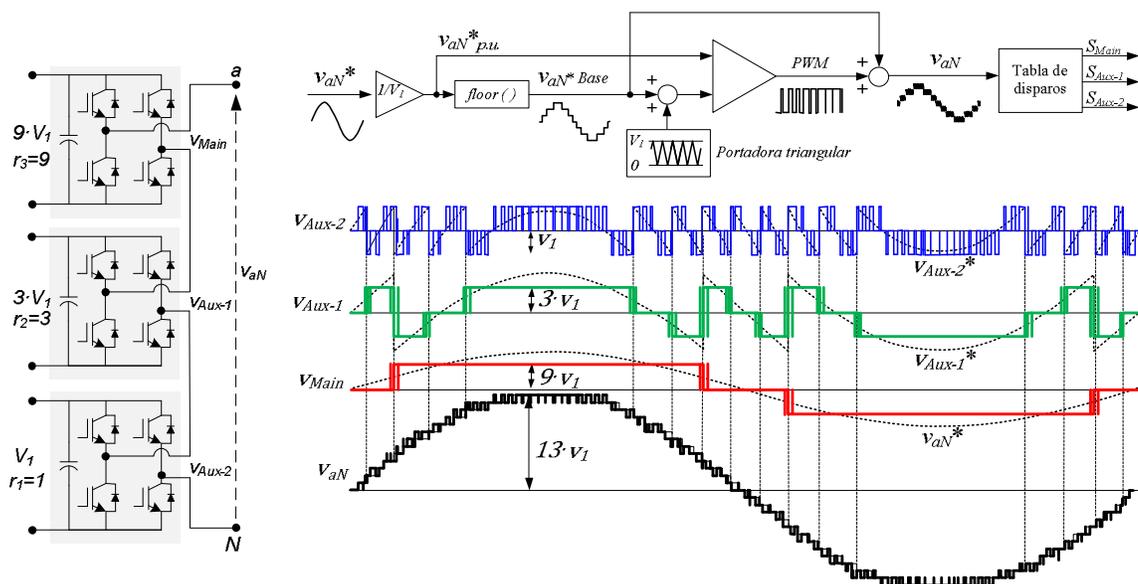


Figura 2-12: Nueva modulación híbrida (NLC-PWM) en un ACHB de 27-niveles.

El método NLC-PWM de la figura 2-12 fue concebido en esta tesis. Sin embargo, una variante de este tipo de modulación NLC-PWM fue utilizada en un trabajo anterior donde el autor contribuyó (Rotella et al., 2009), trabajo que fue agregado a esta tesis en el siguiente capítulo (4. Fuentes de Voltaje) debido a que presenta un complemento a las posibles soluciones propuestas en esta tesis.

g) *Introducción al dominio del Espacio Vectorial*

Estos algoritmos se basan en el control de variables vectoriales de interés (corriente y flujo) mediante la modulación o control del vector de voltaje. Modular o controlar el voltaje como vector es más complejo que hacerlo en el dominio del tiempo porque se requiere de una transformación de coordenadas espaciales. Sin embargo, la modulación vectorial es muy aplicable con los actuales microprocesadores y DSP (*Digital Signal Processor*) porque han alcanzado un alto nivel de procesamiento y recientemente incluyen funciones complejas que facilitan la aplicación de modulación y control vectorial. Además, el control o modulación vectorial tiene la ventaja de representar, modular y controlar las variables trifásicas en vez de realizarlo por fase, lo que se refleja en un mejor resultado cuando las fases no están aisladas (conexión estrella, delta o abierta no aislada), ya que el sistema presenta acoplamientos entre las variables monofásicas, cosa que el espacio-vectorial toma en cuenta y el dominio del tiempo no. Esto permite optimizar secuencias de disparo (conmutación), una inyección natural de la secuencia de tercera armónica para un mejor uso de los rectificadores (voltaje del enlace *dc*) y un mejor control de los estados redundantes que permite un mejor balance del voltaje *dc*, una reducción en la frecuencia de conmutación y en el voltaje de modo común.

El vector de voltaje está representado en la ecuación (2-5), donde se puede ver que se toman en cuenta los voltajes instantáneos de las tres fases y se trabaja en el plano complejo  $\alpha$ - $\beta$  (estacionario) al utilizar el vector complejo unitario  $a$ . Para otras variables como la corriente se realiza lo mismo.

$$V_s(t) = \frac{2}{3} [v_a(t) + a \cdot v_b(t) + a^2 \cdot v_c(t)] \quad (2.5)$$

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Como los convertidores son sistemas discretos (funcionan con semiconductores en la zona de corte y saturación) se pueden remplazar los voltaje trifásicos ( $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$ ,  $v_c(t)$ ) de la ecuación (2.5) por todas las posibles combinaciones de estados del convertidor para obtener el espacio vectorial de estados como muestra la ecuación (2.6), donde un posible estado o vector  $k$  se genera con una combinación específica de los disparos de cada fase ( $S_a(k)$ ,  $S_b(k)$ ,  $S_c(k)$ ). El número de vectores de voltaje  $n_v$  de un inversor está dado por la ecuación (2.7) y sólo depende del número de fases  $F$  y de los niveles por fase ( $L$ ). Para convertidores multinivel en cascada, el número de vectores está dado por la multiplicatoria del número de vectores de cada inversor que lo compone, ya que la conexión en serie funciona como una combinatoria de estados, lo que genera un aumento exponencial de vectores con cada inversor en serie que se agrega, pero muchos de estos vectores son redundantes. El número de vectores no redundantes de un convertidor está dado por la ecuación (2.8) y depende el número de niveles por fase ( $L$ ). La optimización convencional de asimetrías incrementa el número de niveles no redundantes indirectamente como una consecuencia de su función objetivo: maximizar el número de niveles  $L$ .

$$V_s(k) = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot [S_a(k) + a \cdot S_b(k) + a^2 \cdot S_c(k)] \quad (2.6)$$

$$n_v = \begin{cases} L^F & \text{Inversor de } L \text{ niveles y } F \text{ fases} \\ \prod_{j=1}^N (L_j)^F & \text{Convertidor CM con } N \text{ inversores} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$n_v^{no-redundante} = 1 + F \cdot L \cdot (L - 1) \quad (2.8)$$

La figura 2-13 ilustra un ejemplo del espacio vectorial que genera un inversor trifásico de 2-niveles y 3-niveles. El inversor de dos niveles genera 8 ( $2^3$ ) vectores de voltaje, de los cuales hay 7 ( $1+3 \cdot 2$ ) vectores no redundantes y un vector duplicado en el origen, ya que este estado se puede obtener con todos los semiconductores superiores de cada pierna encendidos (+,+,+) o todos apagados (0,0,0). En cambio, el inversor de 3-niveles genera 27 ( $3^3$ ) vectores de voltaje, de los cuales hay 19 ( $1+3 \cdot 3 \cdot 2$ ) vectores no redundantes y un vector duplicado en cada estado cercano al origen, el cual ahora tiene tres posibles vectores.

La figura 2-14 muestra los vectores de voltaje generados en un convertor asimétrico en cascada compuesto por tres inversores de 3-niveles con un radio de voltaje convencionalmente optimizado (1:3:9), por lo tanto genera 27-niveles de voltaje en cada fase y 19.683 ( $3^3 \cdot 3^3 \cdot 3^3$ ) vectores de voltaje, donde 2.107 ( $1+3 \cdot 27 \cdot 26$ ) son no redundantes. En la figura 2-14 se muestran áreas más oscuras donde hay más vectores redundantes generados por la combinación en cascada. La gran cantidad de vectores dificulta la modulación vectorial en convertidores con muchos niveles.

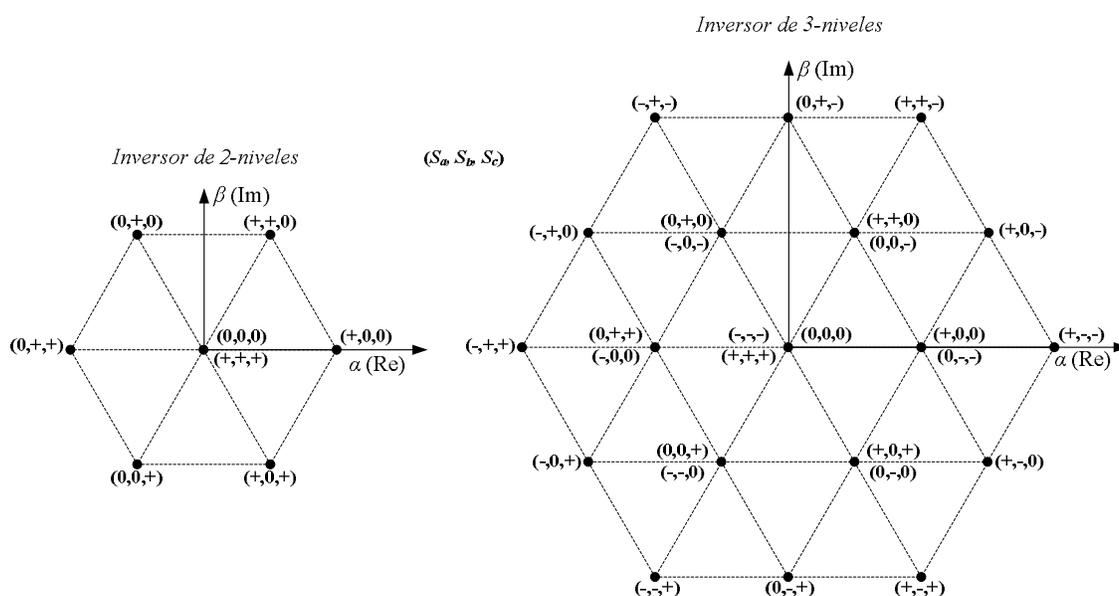


Figura 2-13: Vectores de voltaje generados por un inversor de 2-niveles y de 3-niveles.

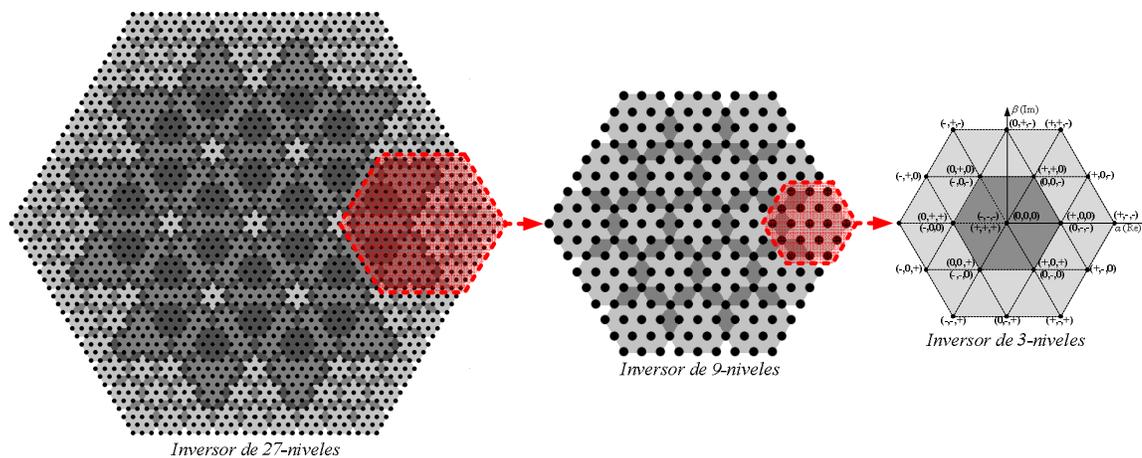


Figura 2-14: Vectores de voltaje generados por un convertor asimétrico CM de 27-niveles.

*h) Nearest or Space Vector Control (NVC ó SVC)*

Este método es análogo al NLC en el dominio espacio-vectorial, ya que simplemente selecciona el vector más cercano al vector de referencia. El SVC tiene las ventajas propias de la modulación vectorial que se describieron anteriormente, junto con las ventajas del NLC (baja frecuencia de conmutación y el algoritmo más simple de implementar en el respectivo dominio). El SVC es ideal para convertidores de muchos niveles por su simplicidad, pero no es recomendable en convertidores con menos de 7-niveles debido a que en estricto rigor no genera ninguna modulación y, al igual que su análogo NLC, no hay una eliminación de los armónicos de bajo orden, al igual que su análogo NLC, generando una alta distorsión cuando el convertidor tiene reducidos niveles de voltaje o trabaja con un índice de modulación bajo.

La figura 2-15 ilustra un ejemplo del SVC aplicado en un inversor de 9 niveles, donde simplemente se selecciona el vector más cercano a la referencia, la que generalmente sigue una trayectoria circular (tres sinusoides desfasadas en  $120^\circ$  si se ve desde el dominio del tiempo). Además, la referencia es continua pero los vectores que puede aplicar el convertidor son discretos, lo que genera un error máximo proporcional a la magnitud de cada nivel y que se produce en la unión de tres hexágonos, los que representan el área espacial más cercana al vector concéntrico correspondiente. Los algoritmos para calcular el vector más cercano son ampliamente conocidos y requieren de un procesamiento a considerar.

*i) Space Vector Modulation (SVM)*

Esta modulación vectorial es un algoritmo basado en PWM pero adaptado al dominio espacio-vectorial con las ventajas y desventajas que significan trabajar en este dominio. Generalmente el SVM se implementa en las coordenadas de dos dimensiones  $\alpha\text{-}\beta$  (SVM-2D) como en el caso del SVC, pero también se pueden realizar modulaciones en tres dimensiones  $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$  (SVM-3D) para agregar información adicional como la componente de secuencia cero del voltaje y de la corriente (método muy usado en cargas desbalanceadas e inversores de 4 piernas).

La modulación vectorial (SVM) consiste básicamente en realizar una modulación entre dos o más vectores, generalmente tres, para reducir la distorsión armónica, el voltaje de modo común, balancear los voltajes  $dc$  u otra función objetivo. Así como la modulación PWM aplica un determinado periodo de trabajo entre dos niveles de voltaje para lograr representar a la referencia en un determinado periodo, el SVM aplica un periodo de trabajo determinado a cada vector de voltaje para lograr representar al vector de referencia en un periodo determinado  $T_s$ . Por lo tanto, el SVM debe seleccionar los vectores a aplicar y el tiempo que cada uno será aplicado como muestra la ecuación (2.9), donde se utilizan los tres vectores de voltaje más cercanos a la referencia y son aplicados por tiempos determinados y acotados ( $T_s = T_1 + T_2 + T_3$ ).

$$V_s^* = \frac{1}{T_s} [T_1 \cdot V_s(k_1) + T_2 \cdot V_s(k_2) + T_3 \cdot V_s(k_3)] \quad (2.9)$$

La figura 2-15 ilustra un ejemplo de la modulación vectorial SVC donde se puede ver que el número de vectores aplicados es mucho mayor que en el caso del SVC (NLC), lo que genera una mayor frecuencia de conmutación pero la distorsión armónica es menor debido a la modulación. Es importante notar que la modulación vectorial consigue menor distorsión en el voltaje del motor que la modulación en el dominio del tiempo (modulación por fase).

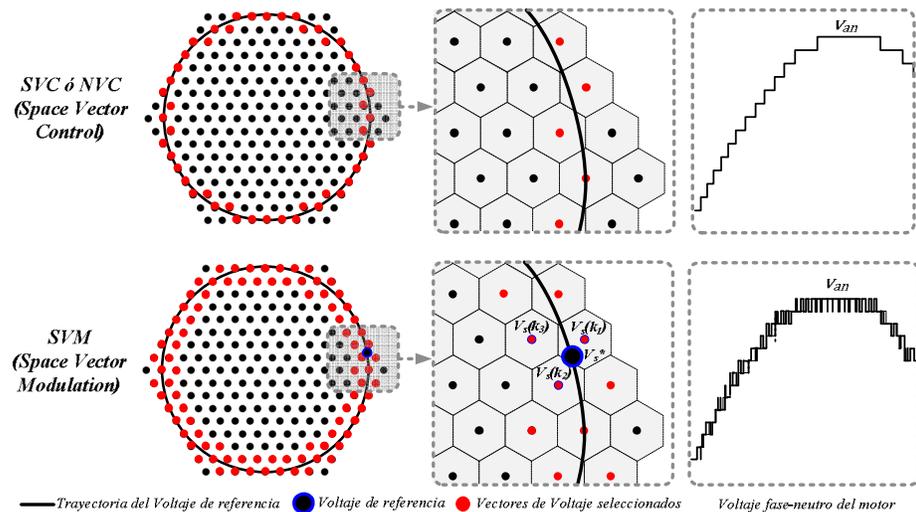


Figura 2-15: Selección de los vectores más cercanos para SVC (NVC) y SVM.

## 2.4 Conclusión del Capítulo

Los convertidores multinivel en cascada (CM) tienen una enorme cantidad de topologías y formas de conexión que entregan oportunidades para utilizar múltiples inversores, motores, semiconductores y métodos de modulación en conjunto. Su aplicación ha sido posible mediante la adaptación de tecnologías actuales o a través del desarrollo de nuevas técnicas enfocadas exclusivamente en estos convertidores. Sus principales ventajas son la modularidad, flexibilidad, tolerancia a fallas y alta potencia de operación con el uso de semiconductores de bajo costo, generando una alta calidad de potencia con la simple interconexión de tecnología estándar. Sin embargo, los convertidores CM requieren de múltiples fuentes de voltaje aisladas mediante complejos y costosos transformadores. El uso de voltajes asimétricos aumenta sustancialmente la calidad de potencia generada, pero reduce la modularidad, la tolerancia a fallas y la flexibilidad, además de producir regeneración en los inversores auxiliares en determinados índices de modulación.

Muchos de los métodos de modulación convencionales han podido ser adaptados a convertidores CM. La mayoría de las modulaciones en el dominio del tiempo se pueden aplicar mediante sencillas adaptaciones y prácticamente todos los métodos vectoriales son aplicables sin adaptación alguna. Además, se han desarrollado técnicas de modulación específicas para éstos convertidores, como el NLC (*Nearest Level Control*), H-PWM (*Híbrida PWM*) y NLC-PWM, además del *Space Vector Control* SVC (NVC) por el lado del dominio espacio-vectorial.

Los convertidores CM han tenido entrada en la industria mediante la topología CHB debido a su alta modularidad en cada etapa de conversión (transformadores, rectificadores e inversores). Sin duda, el convertidor CM es una de las solución más idóneas para aplicaciones de alto rendimiento, voltaje y potencia. El continuo desarrollo en la industria requiere cada día más de estos convertidores, pero aún falta un mayor avance y maduración en la tecnología para solucionar pequeñas barreras de entrada al mercado.

### 3. DISTRIBUCIÓN DE POTENCIAS EN CONVERSORES CM

En este capítulo se realiza un análisis matemático de la distribución de potencia en cada inversor que compone un conversor multinivel en cascada asimétrico, análisis fundamental para las propuestas que se realizarán en el siguiente capítulo (4. Fuentes de Voltaje). Los conversores en cascada utilizan inversores conectados en serie, los cuales pueden entregar el mismo voltaje y potencia cuando la topología es simétrica y modular. Sin embargo, cuando la topología es asimétrica, cada inversor aporta un voltaje y potencia diferente, la cual varía con el índice de modulación de forma drástica, ya que hay puntos de operación donde la potencia de un inversor es nula o inclusive negativa. Además, si sumamos al análisis la redundancia de los vectores de voltaje, obtendremos una enorme cantidad de combinaciones para un mismo vector aplicado, donde cada combinación puede entregar diferentes distribuciones de potencia entre inversores de distintas fases (lo que puede utilizarse para balancear las fuentes aisladas) y entre inversores de una misma fase. Por todo esto, es de gran interés analizar el comportamiento de la potencia en cada inversor para todos los puntos de operación de un conversor multinivel asimétrico, ya que es una poderosa herramienta para solucionar problemas inherentes y sacar provecho de las ventajas propias de estos conversores como:

- Balancear las potencias y voltajes entre las fases.
- Operar un conversor CM ante una falla sin perder calidad de potencia ni balance entre fases (corrigiendo el índice de modulación y utilizando los vectores redundantes).
- Reducir o eliminar fuentes aisladas requeridas para alimentar los inversores auxiliares.

Como se vio en el Capítulo 2, existe una gran cantidad de topologías y métodos de modulación para el conversor multinivel en cascada. Por consiguiente, realizar un análisis de potencia para cada topología y modulación es poco práctico, por lo que se escogió una topología ACHB general con asimetrías optimizadas convencionalmente (representativa y la más utilizada). En cuanto a la modulación, se determinó que el control NLC (*Nearest Level Control*) es la mejor opción por dos razones; i) no realiza ninguna modulación, por lo tanto es más general y no introduce efectos secundarios en el análisis; y ii) trabaja en el dominio del tiempo, por lo tanto no hay un control de los vectores redundantes, lo que

permite un análisis de la potencia sólo en función del índice de modulación y número de inversores conectados en serie. El control de la distribución de potencia por redundancia de vectores se reserva para el Capítulo 4, donde se analiza para fines específicos como el balance de voltajes en las fuentes aisladas de cada fase.

### 3.1 Distribución de Potencia Nominal

En esta sección se estudia la distribución de potencia en cada inversor conectado en serie que compone el convertor multinivel en cascada, suponiendo una operación nominal, es decir, con el convertor CM operando a su máximo voltaje (números de niveles). Se supone que el sistema polifásico es equilibrado, por lo tanto, el análisis se reducirá a una fase del sistema. Como ilustra la Figura 3-1, se supondrá que se tiene un ACHB compuesto por inversores de 3-niveles monofásicos conectados en serie y con una asimetría de voltaje optimizada convencionalmente (radios de voltaje en potencia de 3). Para generalizar el convertor, se tienen  $N$  inversores auxiliares, donde  $N$  puede ir desde cero hasta infinito. La modulación NLC forma un onda tipo escalera (*Staircase*) donde cada escalón tiene la amplitud determinada por el número de inversores auxiliares utilizados ( $V_l = V_{dc}/3^N$ ). La referencia de voltaje es una senoide pura, por lo tanto sólo está compuesta por su componente fundamental.

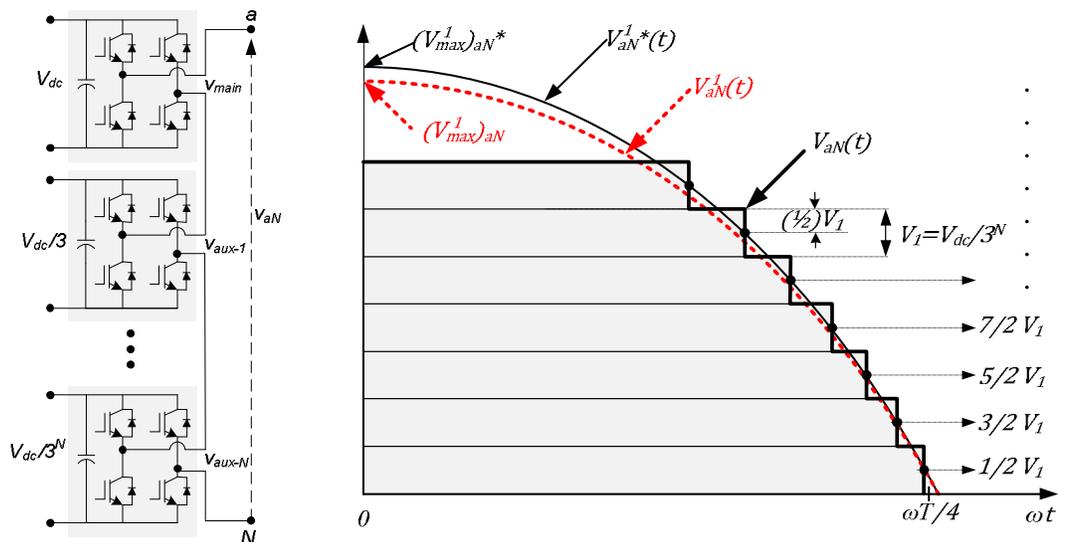


Figura 3-1: Voltaje fase-neutro  $v_{aN}$  (load) de un convertor ACHB con “modulación” NLC.

Para el análisis sólo se utiliza un cuarto del periodo del voltaje y como ilustra el ejemplo de la Figura 2-3, las componentes fundamentales de cada inversor están en fase. La potencia total por fase ( $P_{load}$ ) que entrega un convertor multinivel en cascada se define en la ecuación (3.1), donde  $V_{rms}^l$ ,  $I_{rms}^l$  y  $\cos\phi$  son los valores fundamentales del voltaje, la corriente y el factor de potencia. Además, como todos los inversores están conectados en serie, la corriente es la misma en todos y el voltaje de salida es la suma del voltaje de cada inversor (ecuación (3.2), (3.3) y (3.4)).

$$P_{load} = \sum_{j=0}^N (V_{rms}^j \cdot I_{rms}^j \cdot \cos\phi)_j \quad j = \begin{cases} 0 = main \\ 1 = aux - 1 \\ \vdots \\ N = aux - N \end{cases} \quad (3.1)$$

$$(I_{rms}^1)_{load} = (I_{rms}^1)_{main} = (I_{rms}^1)_{aux-1} \dots = (I_{rms}^1)_{aux-N} \quad (3.2)$$

$$V_{load}(t) = V_{aN}(t) = V_{main}(t) + V_{aux-1}(t) + \dots + V_{aux-N}(t) \quad (3.3)$$

$$(V_{max})_{load} = (V_{max})_{main} + (V_{max})_{aux-1} + \dots + (V_{max})_{aux-N} \quad (3.4)$$

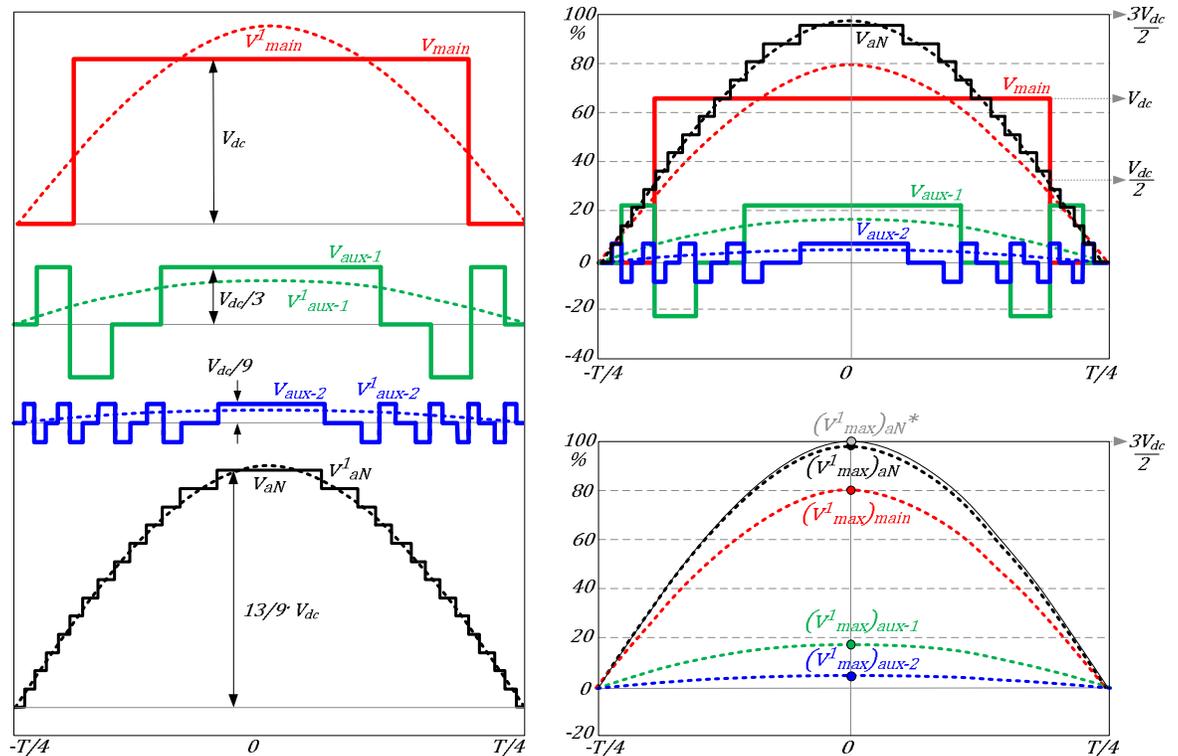


Figura 3-2: Voltajes nominales en la fase de un convertor ACHB de 27-niveles con NLC.

Como los voltajes fundamentales de cada inversor  $(V_{rms}^j)_j$  están en fase como muestra la Figura 2-3, el factor de potencia es el mismo para todos los inversores, por lo tanto, el porcentaje de potencia que aporta cada inversor es igual al voltaje efectivo de cada uno. De lo anterior y utilizando la ecuación (3.1) y (3.2) se pueden obtener las ecuaciones (3.5) y (3.6).

$$(V_{rms}^1)_{load} = (V_{rms}^1)_{main} + (V_{rms}^1)_{aux-1} + \dots + (V_{rms}^1)_{aux-N} \quad (3.5)$$

$$(V_{max}^1)_{load} = (V_{max}^1)_{main} + (V_{max}^1)_{aux-1} + \dots + (V_{max}^1)_{aux-N} \quad (3.6)$$

Luego, utilizando descomposición en series de Fourier, se puede evaluar el voltaje efectivo máximo del convertidor mediante la integración paso a paso de cada rectángulo (escalón) que se genera con los niveles de voltaje (Figura 3-1).

$$(V_{max}^1)_{load} = \frac{8}{\omega T} \cdot \frac{V_{dc}}{3^N} \cdot \left( \begin{array}{l} \int_0^{\cos^{-1}\left(\frac{1}{3^{N+1}}\right)} \cos(\omega t) d\omega t \\ + \int_0^{\cos^{-1}\left(\frac{3}{3^{N+1}}\right)} \cos(\omega t) d\omega t \\ + \int_0^{\cos^{-1}\left(\frac{5}{3^{N+1}}\right)} \cos(\omega t) d\omega t \\ + \dots \end{array} \right)$$

$$(V_{max}^1)_{load} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{3^N} \cdot \sum_{j=0}^{\frac{3^{N+1}-1}{2}} \left( \int_0^{\cos^{-1}\left(\frac{2j+1}{3^{N+1}}\right)} \cos(\omega t) d\omega t \right) \quad (3.7)$$

La ecuación (3.7) permite obtener los valores de voltaje efectivos máximos en función del voltaje  $V_{dc}$  (voltaje del inversor principal) para cualquier número de inversores auxiliares, desde un convertidor multinivel de 3-niveles (sin inversores auxiliares  $N=0$ ), hasta un convertidor ideal teórico de infinitos niveles. Vale la pena destacar que un inversor de infinitos niveles es ideal porque generaría una senoide pura, ya que la amplitud de cada nivel tiende a cero.

Utilizando la ecuación (3.7) podemos evaluar los siguientes casos:

$$(V_{max}^1)_{load} = \begin{cases} 1.20 \cdot V_{dc} & \text{si } N = 0 \text{ (3 - niveles)} \\ 1.44 \cdot V_{dc} & \text{si } N = 1 \text{ (9 - niveles)} \\ 1.49 \cdot V_{dc} & \text{si } N = 2 \text{ (27 - niveles)} \\ \vdots & \\ 1.50 \cdot V_{dc} & \text{si } N = \infty \text{ (\infty - niveles)} \end{cases} \quad (3.8)$$

Luego, el valor del voltaje efectivo de un inversor auxiliar se puede obtener de la diferencia entre el voltaje efectivo total y el voltaje efectivo total antes de agregar dicho inversor auxiliar, como muestra la ecuación (3.9). Esto es posible porque el análisis fue planteado para un voltaje del inversor principal ( $V_{dc}$ ) constante y un voltaje de referencia máximo igual a  $3/2 \cdot V_{dc}$  para cualquier  $N$ . Por lo tanto, a medida que se agregan inversores auxiliares se va incrementado el número de niveles a los ya existentes (sin que los inversores anteriores modifiquen sus voltajes). La amplitud de cada escalón se reduce a  $V_{dc}/3^N$  al agregar el auxiliar  $N$  y el voltaje máximo de salida se va acercando al voltaje máximo de referencia como muestra la Figura 3.2.

$$(V_{max}^1)_{aux-N} = (V_{max}^1)_{load}|^N - (V_{max}^1)_{load}|^{N-1} \quad (3.9)$$

$$(V_{max}^1)_{aux-N} = \begin{cases} 0.24 \cdot V_{dc} & \text{si } N = 1 \\ 0.05 \cdot V_{dc} & \text{si } N = 2 \\ 0.01 \cdot V_{dc} & \text{si } N = 3 \\ \vdots & \\ 0.00 \cdot V_{dc} & \text{si } N = \infty \end{cases} \quad (3.10)$$

Ahora se puede obtener la relación porcentual de voltajes, la cual es igual a la de potencia pues las corrientes son las mismas en cada inversor. Por ejemplo, para un inversor de 27-niveles donde hay dos auxiliares como en la Figura 3-2 se tiene que:

$$\frac{(V_{max}^1)_j}{(V_{max}^1)_{load}} \Big|^{N=2} = \begin{cases} 0.81 \cdot V_{dc} & \text{si } j = 0 \text{ (main)} \\ 0.16 \cdot V_{dc} & \text{si } j = 1 \text{ (aux - 1)} \\ 0.03 \cdot V_{dc} & \text{si } j = 2 \text{ (aux - 2)} \end{cases} \quad (3.11)$$

De la ecuación anterior se desprende que para un inversor de 27-niveles, el 81% de la potencia proviene de los inversores principales (*main*), un 16% de los auxiliares mayores (*aux-1*) y sólo un 3% del inversor auxiliar más pequeño (*aux-2*).

El mismo análisis se puede realizar para el caso extremo (convertor de infinitos niveles), donde la potencia entregada por el inversor auxiliar llega al límite teórico de 80% como muestra la ecuación (3.12). Por lo tanto, se puede afirmar que sin importar cuantos auxiliares tenga el convertor multinivel en cascada, el inversor principal nunca entregará menos del 80% de la potencia total, o dicho de otra forma, la potencia entregada por todos los auxiliares nunca superará el 20% de la potencia total.

$$D \frac{(V_{max}^1)_{main}}{(V_{max}^1)_{load}} \Big|^{N=\infty} = \frac{(V_{max}^1)_{load} \Big|^{N=0}}{(V_{max}^1)_{load} \Big|^{N=\infty}} = \frac{1.20 \cdot V_{dc}}{1.50 \cdot V_{dc}} = 0.8 \quad (3.12)$$

Del análisis realizado se concluye que cada inversor auxiliar anexo a un convertor multinivel asimétrico contribuye con una potencia muy baja en comparación a la potencia total. La Tabla 3-1 muestra un resumen de la distribución de potencia en un convertor multinivel asimétrico donde se puede ver que la relación de potencia tiene una distribución aproximada en potencia de 5, es decir, cada inversor contribuye con aproximadamente 1/5 de la potencia con la que contribuye el inversor inmediatamente mayor a éste.

Es importante recalcar que todo el análisis de esta sección es para el punto de operación nominal, donde el convertor entrega el máximo número de niveles.

Tabla 3-1: Distribución de Potencia en un Convertor ACHB de  $N$  auxiliares

Nº de Aux. ( $N$ )	$\frac{P_{main}}{P_{load}} \cdot 100\%$	$\frac{P_{aux-1}}{P_{load}} \cdot 100\%$	$\frac{P_{aux-2}}{P_{load}} \cdot 100\%$	$\frac{P_{aux-3}}{P_{load}} \cdot 100\%$	$\frac{P_{aux-4}}{P_{load}} \cdot 100\%$
0	100%	-	-	-	-
1	83.3%	16.7%	-	-	-
2	80.6%	16.2%	3.2%	-	-
3	80.1%	16.1%	3.1%	0.7%	-
4	80.1%	16.1%	3.1%	0.6%	0.1%
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
∞	80%	16%	3%	0.5% ...	0.1%

### 3.2 Distribución de Potencia en función del Índice de Modulación

El análisis de potencia de la sección anterior suponía una operación nominal del convertor multinivel, es decir, operando a voltaje máximo en la salida (máximo número de niveles). Sin embargo, los inversores multinivel generalmente utilizan fuentes de poder que entregan un voltaje fijo, por lo tanto, para variar la amplitud del voltaje a la salida del convertor, de forma de seguir una referencia menor a la nominal, deben ajustar el índice de modulación (operan en un punto de operación sub-nominal), con lo cual se genera un número de niveles proporcional al voltaje de salida y la distribución de potencias varía drásticamente. Un análisis de este comportamiento se presenta en esta sección.

La Figura 3-3 muestra un ejemplo de un convertor ACHB de 27 niveles operando para diferentes amplitudes de voltaje de referencia. La amplitud del voltaje de un convertor multinivel en cascada se controla con el índice de modulación  $m$  ( $0 \leq m \leq 1$ ), el cual genera sobre-modulación si es mayor a uno, produciendo distorsión. Se puede deducir de esto una de las grandes desventajas de los convertidores multinivel: a medida que se reduce el índice de modulación, el número de niveles se reduce, generando una alta distorsión armónica (e.g. cuando el ACHB de 27-niveles entrega un 25% de su voltaje nominal, sólo genera 7-niveles de voltaje).

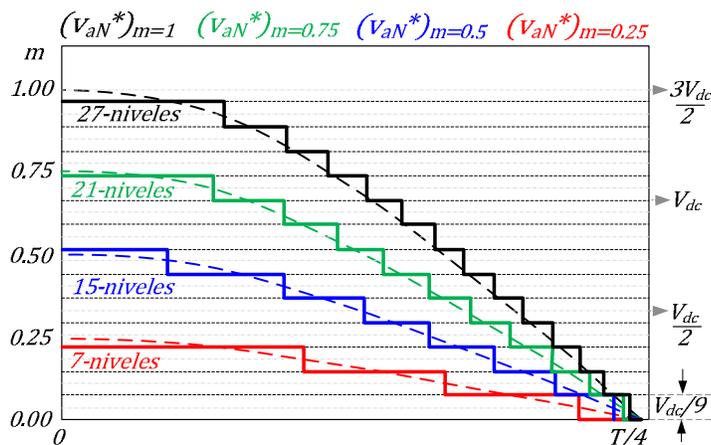


Figura 3-3: Voltajes de salida del convertor ACHB de 27-niveles para diferentes índices de modulación.

Generalizando la ecuación (3.7) para cualquier índice de modulación:

$$(V_{max}^1)_{load}[m] = \frac{4 V_{dc}}{\pi 3^N} \cdot \sum_{j=0}^{\frac{3^{N+1}-1}{2}} \left( \int_0^{\cos^{-1}\left(\frac{2j+1}{m \cdot 3^{N+1}}\right)} \cos(\omega t) d\omega t \right) \quad (3.13)$$

Utilizando la ecuación (3.13) se puede obtener la distribución de potencias para cualquier índice de modulación  $m$  y  $N$  siguiendo el mismo procedimiento de la sección anterior. Por ejemplo, para el primer auxiliar (*aux-1*) tenemos:

$$(V_{max}^1)_{aux-1}[m] = (V_{max}^1)_{load}[m]^{N=1} - (V_{max}^1)_{load}[m]^{N=0} \quad (3.14)$$

$$(V_{max}^1)_{aux-1}[m] = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \left( \frac{1}{3} \sum_{j=0}^4 \int_0^{\cos^{-1}\left(\frac{2j+1}{9 \cdot m}\right)} \cos(\omega t) d\omega t - \sum_{j=0}^1 \int_0^{\cos^{-1}\left(\frac{2j+1}{3 \cdot m}\right)} \cos(\omega t) d\omega t \right)$$

Realizando esto para el auxiliar más pequeño (*aux-2*) obtendremos todas las ecuaciones para ver la distribución de potencia de cada inversor en función del índice de modulación. La Figura 3-4 muestra las potencias promedio de cada inversor que compone el ACHB de 27 niveles, donde las potencias de los auxiliares son negativas en determinados índices de modulación, lo que puede significar un problema relevante si las fuentes de voltaje continuo no son bidireccionales (esto es una desventaja inherente de los convertidores multinivel asimétricos). Además, cuando el convertidor opera con índices de modulación bajos, los inversores auxiliares pueden llegar a entregar o absorber una potencia superior a la nominal, por lo tanto su potencia debe ser sobredimensionada. Se debe tener en cuenta que generalmente cuando se opera con un índice de modulación bajo (pocos niveles), se trabaja a una frecuencia baja, lo que dificulta un balance de las fuentes de voltaje entre fases.

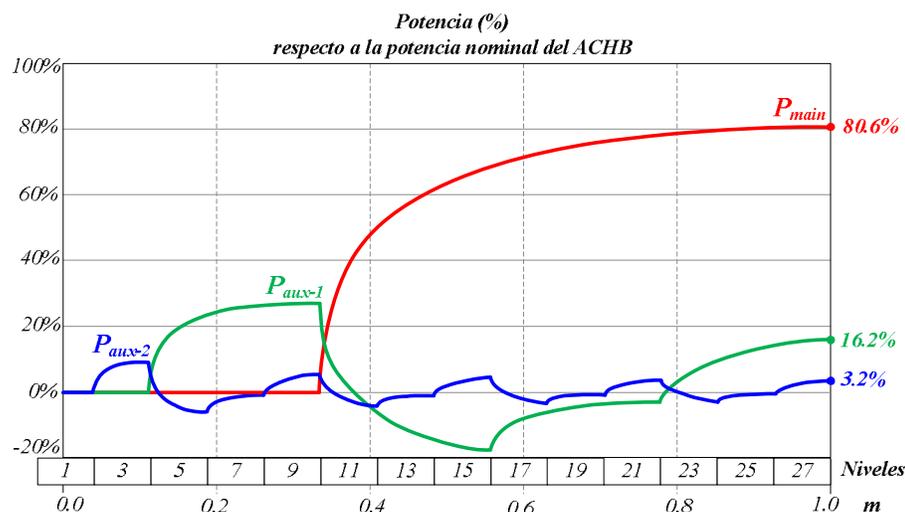


Figura 3-4: Potencia promedio de cada inversor en un ACHB de 27-niveles.

De la Figura 3-4 se pueden deducir puntos de operación (índices de modulación) estratégicos, como aquellos donde la potencia del auxiliar mayor o menor es cero, sobre todo cuando esto sucede en índices de modulación altos (cerca del índice nominal  $m=1$ ). Estos puntos estratégicos de operación se demarcarán como  $m^*$  y se estudiarán en profundidad porque permiten solucionar problemas y desventajas de los convertidores asimétricos. Estos índices de modulación serán utilizados en el siguiente capítulo (4. Fuentes de Voltaje) por los controles y sistemas propuestos para eliminar y/o reducir las fuentes auxiliares y administrar la transferencia de energía entre inversores dentro del convertidor. La tabla 3-2 y la Figura 3-5 muestran los índices de modulación estratégicos que se analizaron y en los cuales se evaluó la distribución de potencia y los potenciales usos que tienen.

Tabla 3-2: Índices de Modulación estratégicos\* en un ACHB de 27-niveles.

$m^*$	Niveles	$P_{aux-1}$	$P_{aux-2}$	$P_{aux-1}+P_{aux-2}$	Observaciones
0.772	21	- 4.4%	4.4%	0.0%	Posible transferencia de potencia entre auxiliares
0.783	23	0.0%	1.9%	1.9%	Posible eliminación de las fuentes de los aux-1
0.796	23	3.6%	0.0%	3.6%	Posible eliminación de las fuentes de los aux-2
0.930	25-27	13.4%	0.0%	13.4%	Posible eliminación de las fuentes de los aux-2
1.000	27	16.2%	3.2%	19.4%	Mínima distorsión pero potencia auxiliar máxima

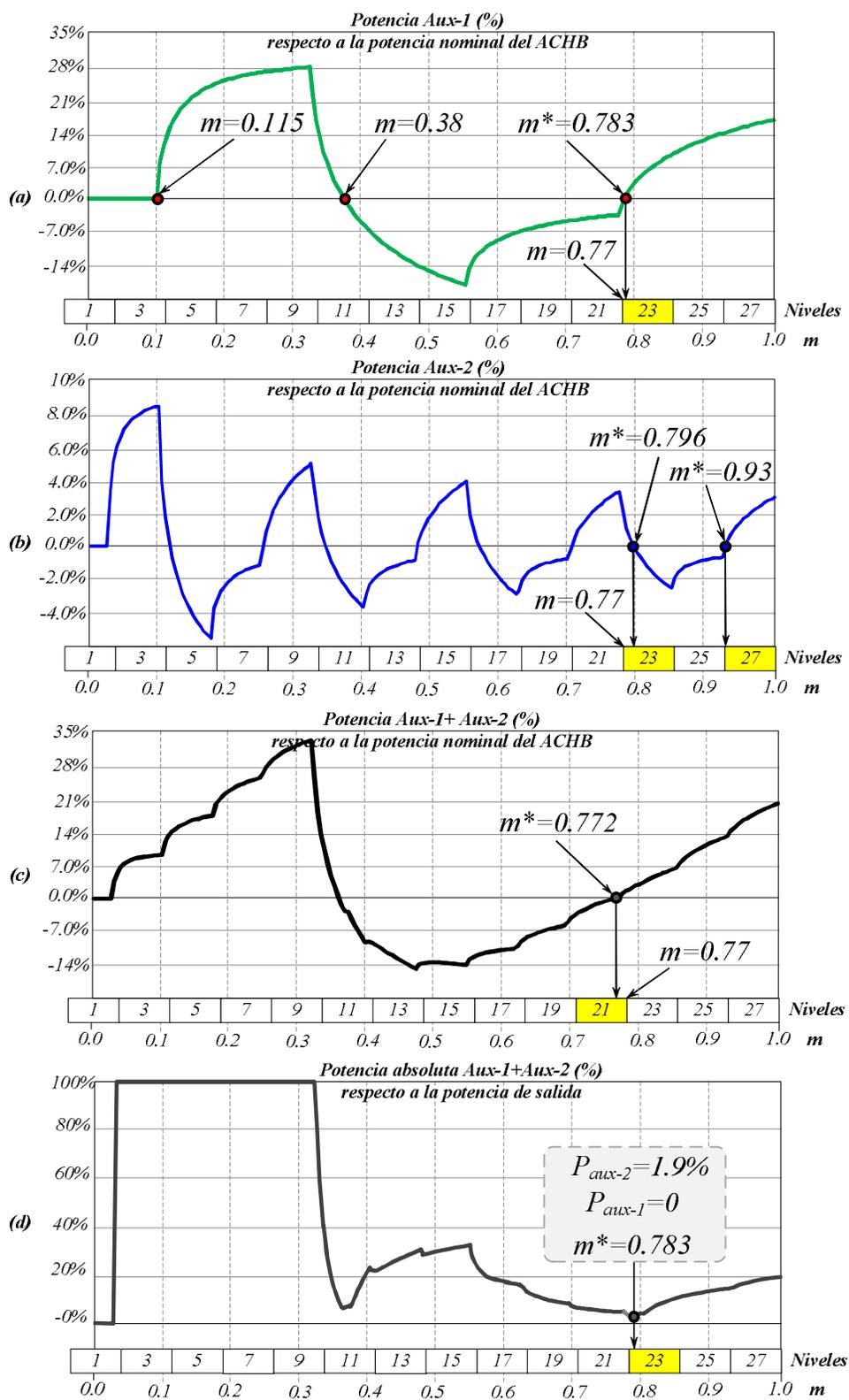


Figura 3-5: Distribución de Potencia en función del índice de modulación ( $m$  estratégicos).

El índice de modulación  $m^*=0.783$  es de gran interés porque la potencia del auxiliar mayor (*aux-2*) es cero y la del menor (*aux-1*) es sólo 1.9%, lo que es extremadamente bajo (e.g. para un convertor de 100kW, además de la fuente principal, sólo se requieren fuentes de 2kW para el auxiliar más pequeño). Además, el convertor trabaja con un índice de modulación alto (23-niveles), generando un voltaje con una distorsión armónica total (THD) de 3.5%, sólo un 0.5% más que el THD obtenido en el punto nominal (3%), como ilustra la Figura 3-6. En el siguiente capítulo (4. Fuentes de Voltaje) se propone un sistema que administra la energía de todos los puentes auxiliares mediante un transformador de alta frecuencia HFL (*High Frequency Link*). La idea es reducir al mínimo la potencia de este sistema HFL, para lo cual se analizó la potencia absoluta que se requiere para y entre los dos auxiliares como ilustra la Figura 3-5 (d), donde la potencia mínima coincide con el índice de modulación  $m^*=0.783$  (potencia del auxiliar-1 nula).

El índice de modulación  $m^*=0.93$  produce una potencia nula en el auxiliar menor (*aux-2*) y funciona muy cerca del valor nominal de operación (genera entre 25 y 27-niveles), pero la potencia del auxiliar mayor (*aux-1*) es considerable (13.4%), por lo tanto es un punto de interés si se desea reducir o eliminar las fuentes aisladas de voltaje el auxiliar-2 solamente.

El índice de modulación  $m^*=0.796$  también produce una potencia nula en el auxiliar menor (*aux-2*) y genera 23 niveles de voltaje. Aún cuando este índice genera menos niveles que el  $m^*=0.93$ , la potencia del auxiliar mayor (*aux-1*) es mucho más baja (3.6%), lo que lo hace más atractivo si lo que se busca es reducir la potencia de todos los auxiliares. Sin embargo, el índice de modulación  $m^*=0.783$  resulta ser el más atractivo para este propósito (reducir la potencia total de los auxiliares), ya que el auxiliar-1 tiene potencia nula y el auxiliar-1 aporta sólo un 1.9% de la potencia.

Finalmente se analizó el índice de modulación  $m^*=0.772$  que genera 21 niveles de voltaje y donde la suma de todas las potencias auxiliares es cero. En este punto la potencia del auxiliar-1 es negativa (-4.4%) y la del auxiliar-2 positiva y de igual magnitud (4.4%). El interés de este punto está en la posibilidad de transmitir energía desde el auxiliar-2 al auxiliar-1 mediante un sistema como el HFL sin necesidad de una conexión primaria. Sin embargo, la energía requerida por el sistema

HFL es mayor que  $m^*=0.783$ , donde el HFL sólo requiere tener un 1.9% de la potencia.

Es importante agregar que no existe ningún índice de modulación donde la potencia de ambos auxiliares sea nula, por lo tanto siempre se requiere de fuentes de voltaje auxiliares aisladas o de un sistema que transmita la energía entre los inversores auxiliares. Sin embargo, se estudió y experimentó con el uso de un índice de modulación híbrido, operando el auxiliar mayor (aux-1) con  $m=0.783$  y el menor (aux-2) con  $m=0.793$  para que ambos tengan una potencia promedio nula. Los resultados fueron satisfactorios, aumentando la distorsión sólo en un valor marginal.

### 3.3 Conclusión del Capítulo

Los convertidores multinivel en cascada tienen una distribución de potencia entre inversores que depende de la asimetría e índice de modulación utilizado. En el caso de los convertidores CM simétricos, la distribución de potencia puede ser equitativa para cualquier índice de modulación siempre y cuando se utilice una modulación adecuada. En cambio, la distribución de potencia en los convertidores CM asimétricos está directamente relacionada con los radios de voltaje utilizados. Por ejemplo, se demostró que los convertidores ACHB con asimetrías optimizadas convencionalmente (radios de voltaje en potencia de 3) generan una distribución en potencia de cinco (aproximadamente), es decir, cada inversor aporta con un quinto de la potencia con la que aporta el inversor anterior. Por lo tanto, en convertidores asimétricos y optimizados, la potencia se reduce exponencialmente en cada inversor, lo que puede ser visto como una ventaja, ya que la frecuencia de conmutación de cada inversor está directamente relacionada con el voltaje de éste, de hecho, el inversor mayor conmuta a la frecuencia fundamental y siempre maneja más del 80% de la potencia. También se analizó la distribución de potencia en función del índice de modulación, donde se pudo ver que las potencias en los auxiliares pasan de valores positivos a negativos, atravesando por puntos de potencia nula, los cuales fueron identificados como puntos de operación estratégicos ( $m^*$ ) porque su uso permite la aplicación de nuevas soluciones como se verá en los siguientes capítulos.

#### 4. FUENTES DE VOLTAJE AISLADAS

En el presente capítulo se proponen métodos para simplificar, reducir y/o eliminar las fuentes de voltaje aisladas que requiere cada inversor auxiliar que compone un convertidor multinivel asimétrico en cascada (CM). Como se ilustró en la Figura 2-2, los convertidores CM requieren una gran cantidad de fuentes aisladas, las cuales utilizan transformadores y rectificadores que deben ser bidireccionales en convertidores asimétricos y en determinadas aplicaciones. Por ello, simplificar o eliminar estas fuentes es fundamental para reducir componentes, costos, fallas, volumen y peso. Recientemente se han publicado algunas soluciones a estos problemas, como el uso de capacitores flotantes, fuentes unidireccionales con métodos especiales de modulación y conexión de fuentes serie/paralelo, pero estas soluciones son parciales y reducen la calidad de potencia del convertidor, por lo tanto es importante continuar contribuyendo en esta materia (Hinago y Koizumi, 2010; Kui et al., 2009; Rotella et al., 2009; Vázquez et al., 2009; Zhong et al., 2009). Otras soluciones utilizan transformadores para aislar la carga y utilizar una sola fuente, pero están restringidas a aplicaciones de frecuencia fija, como filtros activos (Barriuso et al., 2009; Flores et al., 2009; Varschavsky et al., 2010).

En este capítulo se proponen dos soluciones; i) eliminar las fuentes de voltaje auxiliares reemplazándolas por capacitores flotantes (FC) mediante dos tipos de control posibles, el primero por ajuste del ciclo de trabajo PWM y otro por ajuste del índice de modulación  $m^*$ ; y/o ii) sustituir todas las fuentes de voltaje auxiliares, incluyendo sus transformadores, por sólo un transformador de alta frecuencia HFL (*High Frequency Link*), el cual tiene una reducida potencia, peso y volumen. Una de las principales ventajas de las propuestas de esta tesis es que todas pueden ser utilizadas como fuentes de voltaje de amplitud variable, ya que tienen la ventaja de adaptarse al voltaje  $dc$  que alimenta el inversor principal en caso de que éste sea variable. Además, las soluciones propuestas en esta tesis pueden ser implementadas de forma independiente o en conjunto como ilustra la Figura 4-1. Por ejemplo, un ACHB de 81-niveles (3 auxiliares) podría utilizar capacitores flotantes controlados por índice de modulación en los auxiliares mayores, un HFL en los auxiliares intermedios y capacitores flotantes controlados mediante el ciclo de trabajo PWM en los auxiliares menores.

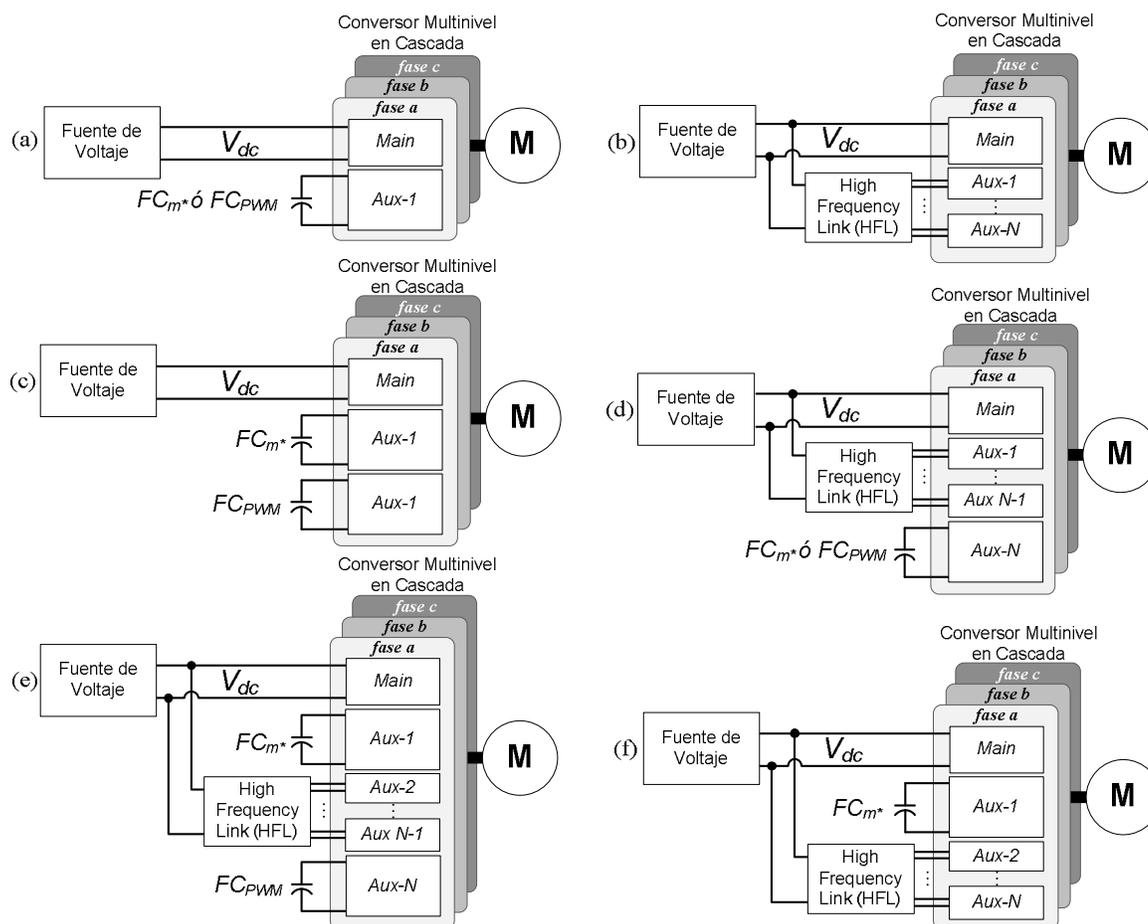


Figura 4-1: Resumen de las soluciones propuestas en este capítulo y formas de aplicarlas.

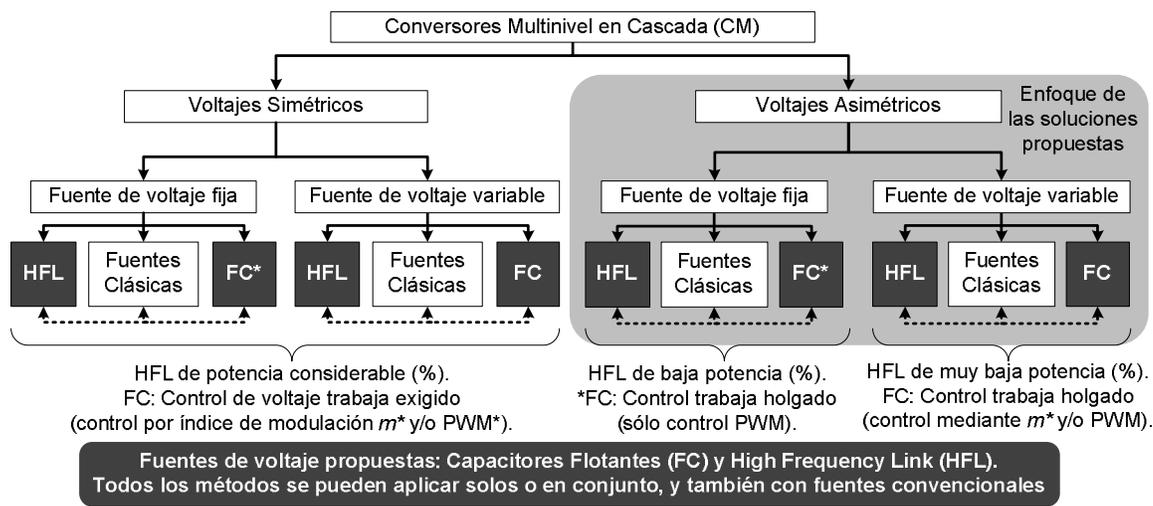


Figura 4-2: Resumen de las soluciones propuestas en este capítulo y sus características.

Las soluciones propuestas en esta tesis pueden ser implementadas en convertidores regenerativos, ya que en el caso de los capacitores flotantes, el control funciona de igual forma, y en el caso del transformador HFL, se puede optar por implementarlo con rectificadores bidireccionales o simplemente no utilizar el HFL durante la regeneración.

Es importante destacar que todas las soluciones propuestas se pueden aplicar a convertidores CM con cualquier conexión (Y,  $\Delta$  o abierta) y topología (modular o híbrida), pero enfocadas a convertidores asimétricos, ya que aún cuando éstas pueden ser utilizadas en convertidores simétricos, no es recomendable porque los sistemas y controles pueden resultar muy exigidos, obteniendo inestabilidad y requiriendo un HFL y/o capacitores de gran potencia y tamaño. La Figura 4-2 muestra un resumen de las soluciones propuestas en esta tesis destacadas en gris oscuro, donde se detallan algunas ventajas y desventajas de cada una dependiendo del tipo de fuentes que requiera el convertidor por diseño o requerimiento de la aplicación (fuentes simétricas o asimétricas, y fijas o variables).

Como se aclaró antes, si la fuente de voltaje del inversor principal es variable (e.g. rectificador tiristorizado, chopper, etc.), cualquiera de los métodos propuestos puede trabajar como fuente de voltaje variable para mantener una asimetría determinada de voltaje (ratos de voltaje constantes). Es más, en estos casos, como la asimetría se conserva para diferentes voltajes  $dc$ , se puede operar el convertidor con un índice de modulación  $m$  fijo para cualquier frecuencia y amplitud (en todos los puntos de operación). Operar un convertidor multinivel asimétrico con índice de modulación fijo tiene tres grandes ventajas; i) la regeneración indeseada en los inversores auxiliares es evitada para todo punto de operación; ii) la alta calidad de potencia (número de niveles) se mantiene todo el tiempo (para todo punto de operación); y iii) el convertidor puede ser operado en los índices de modulación estratégicos  $m^*$  que se analizaron en el capítulo 3. Además, como los capacitores flotantes pueden funcionar como fuentes de voltaje variables y están desacoplados de la fuente principal, existe la posibilidad de aplicar un control con asimetrías variables según el punto de operación y/o compensar desbalances entre fases si estos capacitores son utilizados en inversores monofásicos en cada fase (capacitores desacoplados entre fases), pero estas ideas se dejan propuestas para trabajos futuros.

#### 4.1 Capacitores Flotantes (FC)

El principio es utilizar un simple condensador flotante como fuente de voltaje de la forma que ilustran las figuras 4.1 (a) y (c)-(f), para lo cual se requiere un control que regule el voltaje del capacitor, manteniéndolo constante y conservando así el radio de voltaje respecto al voltaje principal (asimetría). Como el voltaje del capacitor está dado por la energía almacenada, el control debe mantener la potencia promedio del auxiliar intervenido en cero, ya que de esta forma el inversor funcionará como un filtro activo, es decir, no entregará ni absorberá potencia activa (energía almacenada constante), pero aumenta la calidad de la energía entregada.

La estabilidad del control está determinada por el voltaje y capacitancia del condensador flotante, además de la corriente del convertidor, ya que el control tiene la función de mantener el voltaje del capacitor en la referencia, pero como se dijo antes, este voltaje está relacionado con la energía almacenada en el capacitor ( $E = \frac{1}{2} C \cdot V^2$ ). Por lo tanto, la estabilidad es linealmente proporcional a la capacitancia, cuadráticamente proporcional al voltaje e inversamente proporcional a la corriente de línea. Sin embargo, si el voltaje de referencia es variable, la respuesta dinámica del control FC estará limitada por el tiempo de respuesta del capacitor, el cual depende de su capacitancia y voltaje, además de la corriente de línea, por lo tanto siempre tendremos una negociación (*trade-off*) entre estabilidad y respuesta dinámica ante variaciones en la referencia.

Como se vio en el Capítulo 3, la potencia entregada por los inversores auxiliares de un convertidor asimétrico es muy baja (porcentualmente), por lo tanto, se puede implementar un control de voltaje con capacitores flotantes de capacitancias estándares. Además, si el convertidor es asimétrico, los voltajes *dc* que requieren los auxiliares son mucho más pequeños que el voltaje total del convertidor, lo que es ventajoso para la propuesta porque se pueden utilizar capacitores de menor voltaje (menor costo y/o posibilidad de aumentar la capacitancia para mejorar la estabilidad).

Recientemente se han publicado soluciones que también utilizan capacitores flotantes, pero estas investigaciones utilizan modulación PS-PWM y redundancia de

estados para controlar el voltaje de los capacitores, lo que genera altos armónicos de bajo orden, limita la dinámica del sistema y sólo puede ser aplicado en determinados casos (Jingsheng et al., 2008; Shuai et al., 2010; Sivakumar et al., 2010; Vázquez et al., 2009; Zhong et al., 2009). En cambio, en este capítulo se propone un control por PWM y otro por índice de modulación  $m^*$ , donde ambos utilizan un controlador PI y pueden aplicarse en conjunto, lo que permite eliminar hasta dos fuentes de voltaje auxiliares por fase. Además, estos controles no utilizan la redundancia de estados, lo que permite reservar su uso para balancear los voltajes entre fases, operar en convertidores de alta asimetría donde hay pocos vectores redundantes, y aumentar la estabilidad de los controles principales. Como estos controles no están enfocados en reducir la distorsión mediante una modulación específica, ésta puede aumentar pero sólo marginalmente en los armónicos de alto orden. Es más, el control FC por índice de modulación puede ser implementado junto con la modulación SHE-PWM para lograr una reducción selectiva de armónicos de bajo orden.

Como las topologías de convertidores CM son múltiples, existen diversas formas de utilizar capacitores flotantes, pero el control es básicamente el mismo para todas ellas. La Figura 4-3 muestra las configuraciones generales más probables de utilizar, donde el número de capacitores flotantes dependerá de la topología del inversor auxiliar (monofásica o trifásica, y tipo de inversor). Por ejemplo, si se utilizan puentes-H se requerirán 3 capacitores flotantes (1 por fase), en cambio si se utiliza un inversor clásico de 2-niveles trifásico se requerirá sólo 1 capacitor flotante para las tres fases. En caso que se utilice un inversor NPC trifásico de 3-niveles como auxiliar, se requerirá de 2 capacitores flotantes. Por lo tanto, además del control que regula el voltaje de los capacitores, se requiere un control de balance de éstos. A continuación se presentarán los dos tipos de control para capacitores flotantes, el control I por ajuste del ciclo de trabajo PWM ( $FC_{PWM}$ ) y luego el control II por ajuste del índice de modulación  $m^*$  ( $FC_{m^*}$ ). Finalmente se presenta un control predictivo para balancear los voltajes mediante la selección del vector redundante.

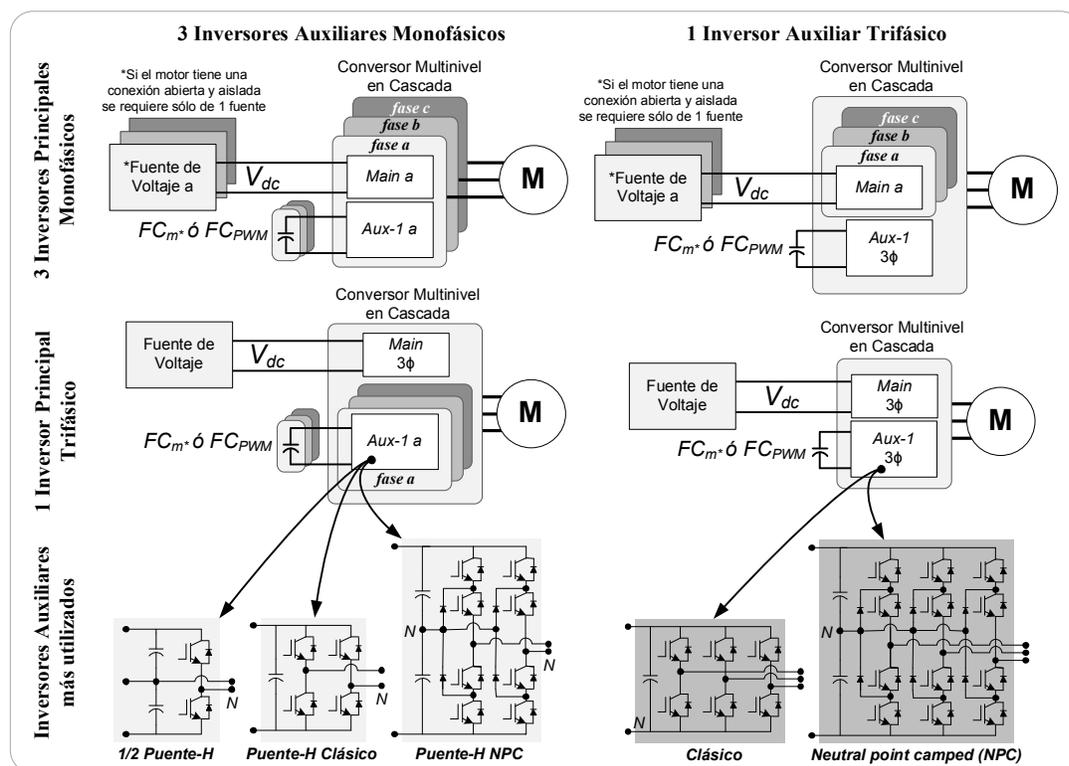


Figura 4-3: Configuraciones generales de Capacitores Flotantes (FC).

#### 4.1.1 Control de Voltaje I: PWM (FC<sub>PWM</sub>)

Este control fue presentado en un trabajo anterior, donde el autor contribuyó (Rotella et al., 2009), y se presenta en este capítulo porque es compatible con el control de voltaje II. De hecho, ambos controles pueden potenciarse si son utilizados en conjunto. El control está basado en la modulación NLC-PWM (capítulo 2.3 pág. 37), la cual trabaja en el dominio del tiempo (niveles de voltaje), por lo tanto, el control se realiza en cada fase de forma independiente y sólo puede ser aplicado al auxiliar más pequeño, ya que es éste el que genera la modulación PWM. Es importante recalcar que el concepto de modulación NLC-PWM se desarrolló especialmente para lograr este control en el trabajo nombrado anteriormente (Rotella et al., 2009), pero puede ser utilizado en cualquier convertor asimétrico para reducir los armónicos, como ya se explicó en el capítulo 2.

Como ilustra la Figura 4-4, el control simplemente modifica el ciclo de trabajo de la señal PWM utilizada en el NLC-PWM mediante la suma de una señal

de componente continua a la portadora triangular, lo que genera un *offset* de la portadora. Si el *offset* es positivo, el ciclo de trabajo PWM aumenta (mayor ancho de pulso), y si el *offset* es negativo, el ciclo de trabajo PWM disminuye (menor ancho de pulso). Por lo tanto, el control decide el signo del *offset* que debe aplicar dependiendo del signo del error (capacitor cargado o descargado) y del efecto que tiene aplicar el pulso en el nivel actual (carga=-1 / descarga o detiene la carga=1 / sin efecto=0). La magnitud del *offset* es entregada por el controlador PI (proporcional al error). Por lo tanto, si el error es cero o el pulso no genera efecto alguno en el voltaje del capacitor, la portadora triangular no es alterada. Para saber el efecto que genera un pulso determinado se utiliza una tabla (*look-up table*) que determina el efecto dependiendo del nivel de voltaje base en el cual se está operando y del signo de la corriente en el instante actual, ya que con esa información se puede deducir la conexión del capacitor (polarizado, inversamente polarizado o desconectado) en el nivel actual y en el próximo nivel que es generado al aplicar el pulso. Como supuestamente el convertor entrega un factor de potencia cercano a la unidad, se puede suponer que el signo de la corriente es igual al del voltaje (aproximación).

El control  $FC_{PWM}$  es intuitivo y fácil de aplicar gracias al desarrollo de la modulación NLC-PWM. De hecho, el voltaje del convertor utilizando el control  $FC_{PWM}$  es muy similar al NLC-PWM (Figura 4-5). Además, esta solución se puede aplicar para distintos índices de modulación del convertor, lo que es fundamental si el inversor principal funciona con una fuente de voltaje fija (Figura 4-6). Sin embargo, este control está limitado a trabajar sobre un índice de modulación mínimo, ya que no puede operar bajo el punto de operación en el cual los inversores mayores no participan porque toda la potencia del convertor viene desde el inversor auxiliar menor, el cual está trabajando como filtro activo y no puede entregar la potencia solicitada (esto sólo se produce en índices extremadamente bajos donde se generan tres o cinco niveles). Otra limitante del control es que está restringido al uso de capacitores flotantes sólo en el auxiliar menor (donde se producen los pulsos). Además, el control manipula la portadora triangular, lo que equivale a modificar la señal de referencia, generando un aumento en la distorsión. Esta distorsión puede ser significativa cuando el convertor opera con índices de modulación muy bajos.

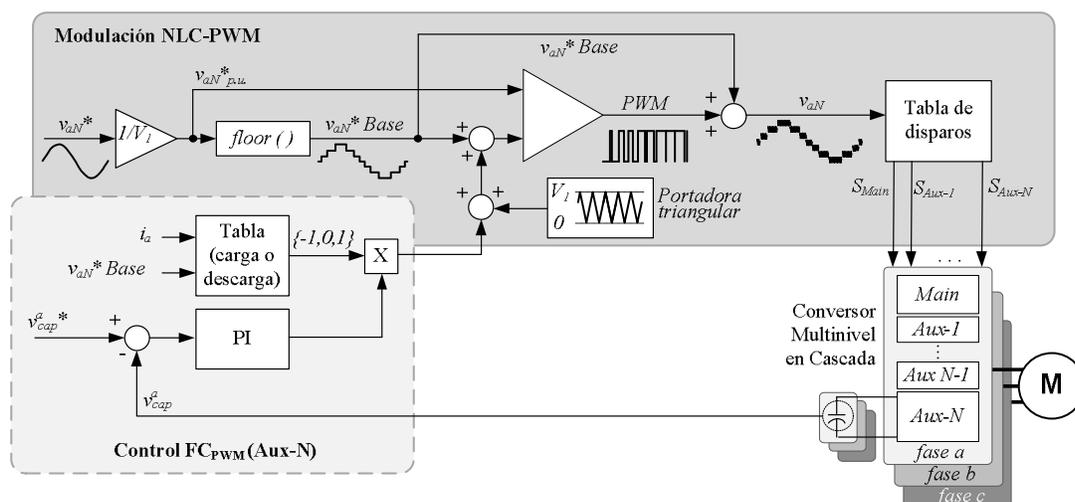


Figura 4-4: Control de los capacitores flotantes del auxiliar-N por PWM (FC<sub>PWM</sub>).

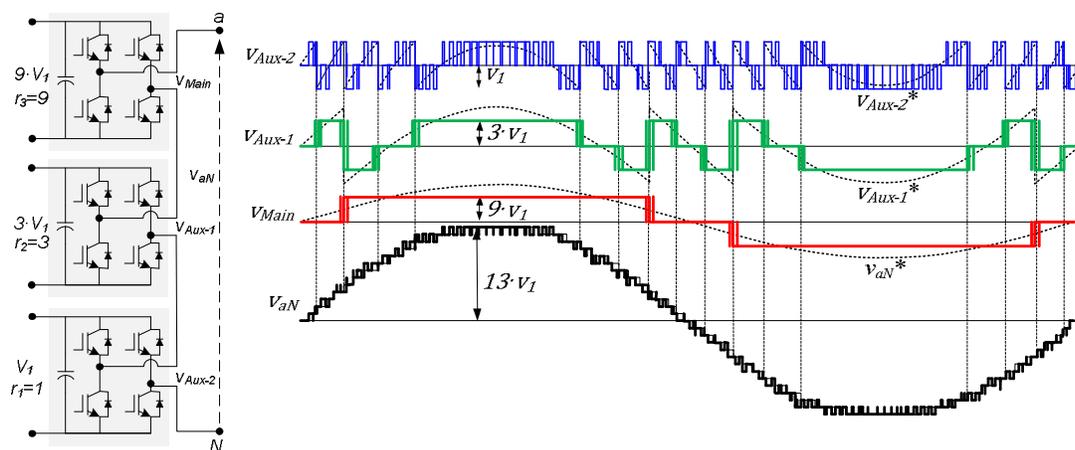


Figura 4-5: Voltaje de un convertor ACHB de 27-niveles con control FC<sub>PWM</sub>.

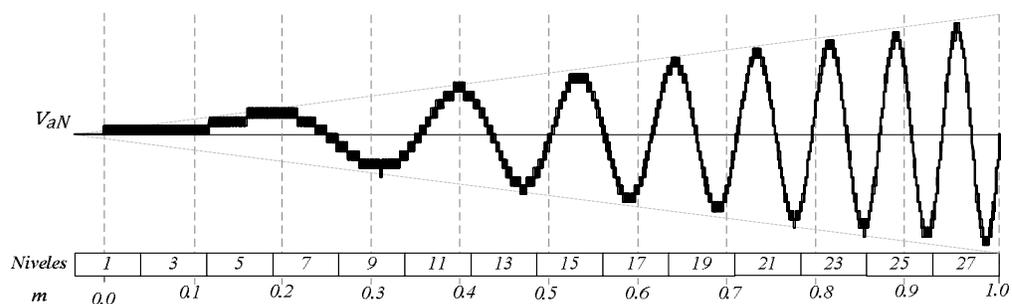


Figura 4-6: Voltaje de un ACHB de 27-niveles con control FC<sub>PWM</sub> a diferentes  $m$ .

Debido a todas estas limitantes y desventajas, es conveniente utilizar este control en convertidores asimétricos que tengan a lo menos dos auxiliares, ya que de esta forma la distorsión producida por el control será insignificante y la potencia manejada por el capacitor será porcentualmente muy baja como se vio en el capítulo 3, lo que se traduce en un control muy estable, factibilidad de operación en índices de modulación bajos y condensadores con capacitancias estándares. En conclusión, si este control se utiliza en convertidores de 2 auxiliares o más, representa un verdadero aporte a la tecnología multinivel, ya que introduce múltiples ventajas:

- Eliminación de todas las fuentes del auxiliar-N (menor).
- Generación baja de armónicos debido al uso de la modulación NLC-PWM (leve aumento en la distorsión respecto al NLC-PWM).
- Utilización de la modulación NLC-PWM con todas sus ventajas.
- Operación en un amplio rango del índice de modulación.
- Control sencillo y flexible (control directo del voltaje).
- Balance del voltaje entre fases.

Es importante recalcar que este control es sobre la modulación (control del convertidor) y no es un control de frecuencia variable para el motor. En la Figura 4-4 se puede ver que no hay ningún control sobre el motor, ya que no hay medición alguna de sus variables. Los controles del motor se proponen en el capítulo 6 y consisten en controles de lazo cerrado que miden variables del motor y entregan un voltaje de referencia al convertidor, el cual es aplicado mediante una modulación que incluye el control presentado en esta sección.

#### 4.1.2 Control de Voltaje II: Índice de Modulación ( $FC_{m^*}$ )

Este control presenta un nuevo principio de operación basado en la regulación de voltaje (potencia) mediante la aplicación de un índice de modulación estratégico  $m^*$ , por lo tanto, no genera ni utiliza ningún tipo de modulación en el convertidor multinivel. Este último punto tiene una gran ventaja, ya que al no realizar modulación alguna, el control permite el uso adicional de cualquier tipo de modulación visto en el capítulo 3, lo que es opcional. Por ejemplo, se puede usar una modulación en el dominio del tiempo como el SHE-PWM para reducir selectivamente armónicos de bajo orden, el PS-PWM o el LS-PWM. También el método NLC, H-PWM y el NLC-PWM, incluido el control de capacitores flotantes  $FC_{PWM}$  presentado en la sección anterior. Aún más, también se pueden utilizar métodos de modulación basados en el dominio espacio-vectorial como el SVC (NVC) o SVM. En esta tesis se optó por utilizar una modulación vectorial por todas las ventajas que posee, como menor distorsión en el voltaje del motor y una aplicación selectiva de vectores redundantes, la que se utilizó para el balance de voltaje que se explica en la siguiente sección (control predictivo). Dentro de las modulaciones vectoriales, se escogió el SVC (NLC: *Nearest Vector Control*) porque no introduce modulación, lo que permite realizar un análisis desacoplado de los efectos secundarios que generaría cualquier tipo de modulación.

El principio de este control ( $FC_{m^*}$ ) es intuitivo y sencillo, simplemente opera el convertidor multinivel en un índice de modulación estratégico  $m^*$  donde la potencia promedio del auxiliar intervenido es nula para que éste actúe como un filtro activo. Los índices de modulación estratégicos  $m^*$  se pueden calcular para cualquier convertidor mediante el análisis realizado en el capítulo 3.2 (pág. 50). La potencia del auxiliar intervenido tiene una operación de estabilidad neutra o negativa centrada en el índice de modulación  $m^*$ , por lo tanto se requiere de un control para mantener la potencia promedio del auxiliar en cero (no basta con operar el convertidor en  $m^*$ ). Además, durante el comportamiento dinámico del convertidor y cuando el voltaje principal varía, se debe operar levemente sobre o bajo el índice estratégico para aumentar o disminuir el voltaje del capacitor. Sin embargo, este control es muy

estable, por lo tanto se pueden utilizar condensadores de capacitancias relativamente bajas, logrando una alta respuesta dinámica del sistema. Otra ventaja de este método es que se puede aplicar a cualquier auxiliar, inclusive al más grande, lo que resulta muy atractivo porque se eliminan las fuentes auxiliares más grandes. Además, el control está diseñado para operar en un índice  $m^*$  fijo cercano al valor nominal, lo que significa evitar la regeneración indeseada en los inversores auxiliares y obtener una alta calidad de potencia (número de niveles) en todo punto de operación. Pero se debe utilizar una fuente de voltaje variable en el inversor principal.

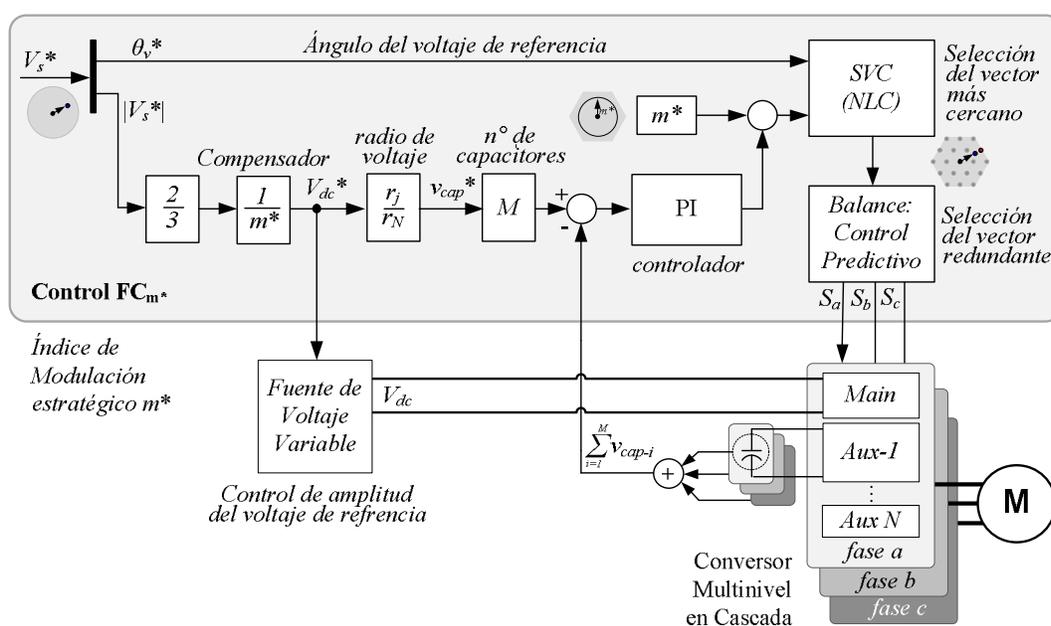


Figura 4-7: Control de los capacitores flotantes del auxiliar-j por  $m^*$  ( $FC_{m^*}$ ).

La Figura 4-7 ilustra el esquema del control propuesto, donde se define un índice de modulación  $m^*$  a priori y en el cual se operará todo el tiempo, por lo tanto la amplitud del voltaje debe ser controlada mediante la fuente principal de voltaje ( $V_{dc}$ ) a través de una señal de referencia compensada debido a que el convertidor trabaja sub-modulado ( $m^* < 1$ ). Como el voltaje principal varía y la asimetría debe mantenerse en todo momento (radios de voltaje constantes), la referencia de voltaje de los capacitores flotantes también varía proporcionalmente con el voltaje principal.

La referencia de voltaje de los capacitores es comparada con el voltaje real de éstos para generar un error e introducirlo a un controlador PI, el cual ajusta el índice de modulación (variable manipulada) para operar levemente sobre o bajo el valor de  $m^*$ . Generalmente se prefiere operar en los  $m^*$  más cercanos a 1 (mayor número de niveles), los cuales presentan una derivada positiva. Por lo tanto, si se opera con un índice de modulación levemente mayor a este  $m^*$  se descargarán los capacitores (potencia promedio positiva) y si se opera levemente bajo este índice se cargarán (potencia promedio positiva). Finalmente se introduce el índice de modulación  $m^*$  ya ajustado y el ángulo del voltaje de referencia en un SVC (*Space Vector Control*) que selecciona el vector más cercano a la referencia. Es probable que el convertidor utilice más de un capacitor flotante y como el control es vectorial (opera todas las fases de forma acoplada), se deben sumar todos los voltajes de los capacitores y compararlos con su referencia ( $v_{cap}^* \cdot M$ ), donde  $M$  es el número de capacitores. De esta forma se obtiene un control sobre el promedio del voltaje de los capacitores, por lo tanto, se debe agregar un control que balancee estos voltajes, el cual se agrega en la etapa final porque trabaja seleccionando el vector redundante que genere el mayor balance futuro. Este control de balance es presentado en la siguiente sección.

El vector de voltaje de referencia ( $V_s^*$ ) puede ser entregado desde cualquier tipo de control de frecuencia variable (lazo abierto, escalar, DTC, FOC, etc.). Sin embargo, el control  $FC_{m^*}$  propuesto en esta sección se puede aplicar junto con el control DTC de forma directa y sin modificaciones, ya que el DTC utiliza el vector de voltaje como variable manipulada directa, sin necesidad de agregar modulación alguna. Por otro lado, el control de campo orientado FOC requiere de una modulación para la corriente, por lo tanto su implementación en conjunto con el control  $FC_{m^*}$  propuesto en esta tesis requiere de algunas modificaciones.

La Figura 4-8 muestra los vectores de voltaje de un convertidor de 9-niveles como ejemplo para ilustrar los índices de modulación estratégicos  $m^*$ , donde la potencia promedio del auxiliar-1 es cero. La magnitud del vector de voltaje es proporcional al índice de modulación, por lo tanto este control trabaja con una trayectoria circular de radio constante ( $m^*$  constante). En este caso, se puede ver que partiendo desde el origen hacia afuera, los índices de modulación menores operan

con una potencia promedio positiva en el auxiliar-1 hasta llegar al índice estratégico más pequeño ( $m^*=0.39$ ), desde donde la potencia promedio es negativa hasta llegar al índice estratégico más grande ( $m^*=0.783$ ), desde donde la potencia se hace positiva, lo que se puede corroborar en el dominio del tiempo con la Figura 3-5 (a). Lo más coherente es utilizar el índice estratégico mayor porque es más cercano al índice nominal ( $m=1$ ) y genera más niveles de voltaje. Por lo tanto, suponiendo una operación en torno al índice mayor, el controlador PI incrementa levemente el índice de operación respecto a  $m^*$  cuando el error es negativo (capacitores sobrecargados) para que el convertidor opere en el área de descarga (potencia del auxiliar positiva), y si el error es positivo realiza la acción contraria, reduciendo el índice de modulación para operar el convertidor en la zona de carga.

Es importante recalcar que el control trabaja en un punto de operación tan estable, que sólo genera desplazamientos muy leves en torno al índice  $m^*$  para corregir el error. Por lo tanto, no se aprecia una alteración en el voltaje de salida (el número de niveles generado se mantiene, sólo el ancho de los niveles varía muy levemente). Sin embargo, cuando se realizan cambios muy rápidos en la amplitud del voltaje principal, los capacitores deben cargarse o descargarse de forma rápida para mantener los radios de voltaje (asimetría constante) como ilustra la Figura 4-9. En estos casos, el control puede generar desplazamientos mayores y mantenidos sobre el índice de modulación respecto a  $m^*$ , para lo cual se recomienda definir una banda que establezca el índice máximo y mínimo de operación para asegurar una operación del convertidor dentro de las zonas acotadas de carga y descarga. Esta banda límite producirá un leve retardo en la carga o descarga de los capacitores, pero aún así, la respuesta dinámica es muy satisfactoria y en el peor de los casos el resultado será mejor que el de un convertidor multinivel convencional porque sólo se producirá una leve disminución en el número de niveles y por un tiempo muy corto (e.g. 500 ms).

La Figura 4-9 ilustra un ejemplo del control propuesto en esta sección en un convertidor de 27-niveles ante una variación dinámica en la amplitud del voltaje de salida, donde el sistema trabaja en un índice levemente menor al estratégico ( $m^*=0.783$ ) durante la rampa de subida, lo que se traduce en una generación de 21-niveles en vez de 23, pero sólo hasta llegar a régimen permanente, donde se puede

ver que el número de niveles se mantiene. Sin embargo, se puede apreciar que no hay un deterioro perceptible del voltaje en la práctica.

Concluyendo, las desventajas del control propuesto son la necesidad de una fuente de voltaje variable en el inversor principal y una operación sub-modulada ( $m < 1$ ) del convertor, generando un poco menos de niveles que en su operación nominal. Sin embargo, las ventajas son múltiples y de gran relevancia: genera un alto número de niveles en todo punto de operación; evita la regeneración indeseada en los auxiliares; elimina las fuentes de cualquier auxiliar a elección; y permite el uso de cualquier método de modulación para lograr algún otro objetivo específico.

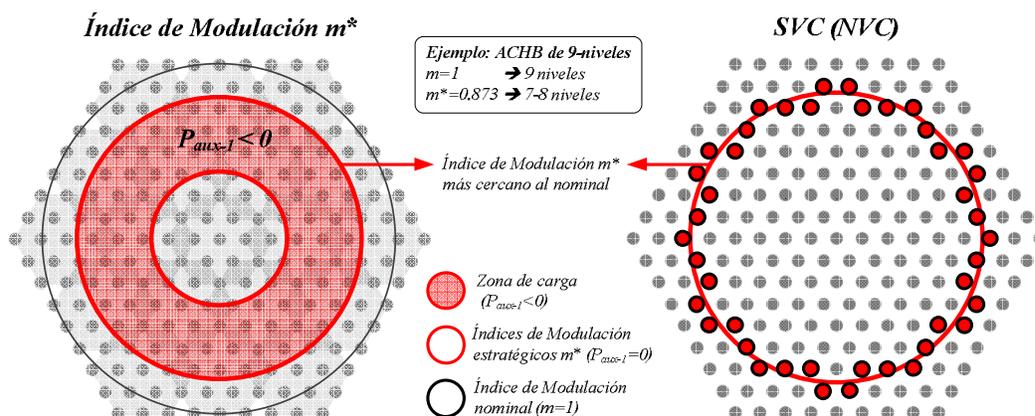


Figura 4-8: Índices de modulación estratégicos  $m^*$  para el auxiliar-1 de un convertidor ACHB de 9-niveles con control  $FC_{PWM}$  y la posterior aplicación del SVC (NLC).

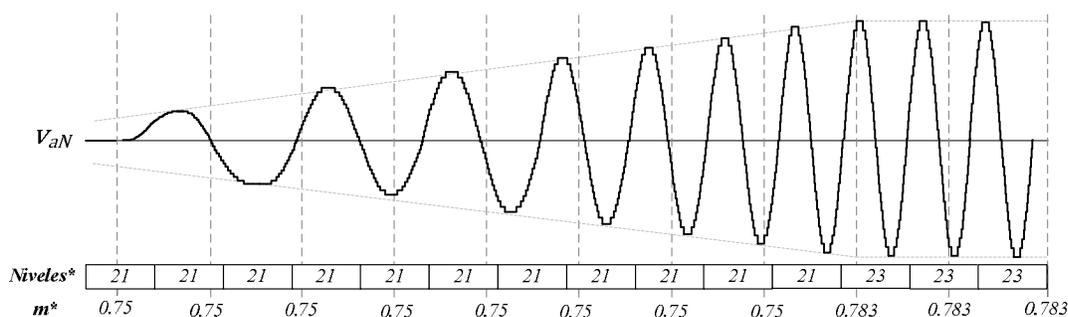


Figura 4-9: Voltaje de un ACHB de 27-niveles con control  $FC_{PWM}$  a diferentes amplitudes de voltaje (índice de modulación siempre en torno a  $m^*=0.783$ ).

### 4.1.3 Balance de Voltajes: Control Predictivo

La cantidad de capacitores flotantes utilizados en la propuesta anterior depende de la topología utilizada y generalmente es mayor a uno, por lo tanto se requiere de un control que balancee el voltaje entre todos los capacitores implementados (Figura 4-3). Este balance es imprescindible en el control de voltaje por índice de modulación  $FC_{m^*}$  porque como se ilustró en la Figura 4-7, éste realiza un control vectorial donde se regula el voltaje promedio de todos los capacitores flotantes (no hay un control de cada fase en forma independiente como en el  $FC_{PWM}$ ). El control de balance que se presenta acá es general, ya que puede ser aplicado para balancear capacitores de una misma fase, así como de distintas fases, o inclusive balancear capacitores en topologías multinivel convencionales como la NPC y FC que utilizan capacitores conectados en serie o volantes.

El principio de este control es seleccionar el vector redundante que minimice el error cuadrático futuro del voltaje de los capacitores. El control de balance sólo selecciona uno de los vectores redundantes pertenecientes al vector genérico que ya fue seleccionado por el control de frecuencia variable (DTC, FOC, etc.) y/o por el control de voltaje para capacitores flotantes  $FC_{m^*}$ . Por lo tanto, no genera ningún tipo de modulación o alteración en el sistema, ya que desde el punto de vista de la carga, no se puede detectar diferencia alguna en la aplicación de los diferentes vectores redundantes, lo que es muy ventajoso.

La Figura 4-10 muestra la zona donde hay vectores redundantes generados por el convertidor en cascada, ya que la conexión en serie de inversores genera vectores redundantes que aparecen con la conexión, a los que se suman los vectores redundantes propios de cada inversor. A medida que los radios de voltaje (asimetría) van aumentando, los vectores redundantes producidos por el convertidor en cascada van disminuyendo, pero los vectores redundantes propios de cada inversor siempre son los mismos. Si se opera el convertidor multinivel en la zona donde se aplican los vectores redundantes del inversor principal se puede controlar el voltaje de los capacitores flotantes sin necesidad de un control adicional, pero esto sólo sucede en índices de modulación bajos y se pierde la capacidad de balancear los voltajes que

tiene este control, ya que estaría dedicado a mantener la potencia del auxiliar en cero, obligando a implementar otro control de balance, el cual tendría que ser por modulación. Para índices de modulación mayores, la redundancia permite controlar a lo más dos fases con capacitores flotantes (la tercera fase debe tener una fuente de voltaje), lo cual fue comprobado experimentalmente. Esto da cuenta de la gran capacidad de control y gran número de posibilidades que entregan los vectores redundantes, los que se aplican en esta tesis para balancear los capacitores flotantes, pero también resultan ser un apoyo al control por índice de modulación propuesto en esta tesis ( $FC_{m^*}$ ) o al control por PWM ( $FC_{PWM}$ ) propuesto anteriormente (Rotella et al., 2009), consiguiendo una gran estabilidad en el sistema y una alta respuesta dinámica, además de permitir el uso de condensadores con capacitancias estándares.

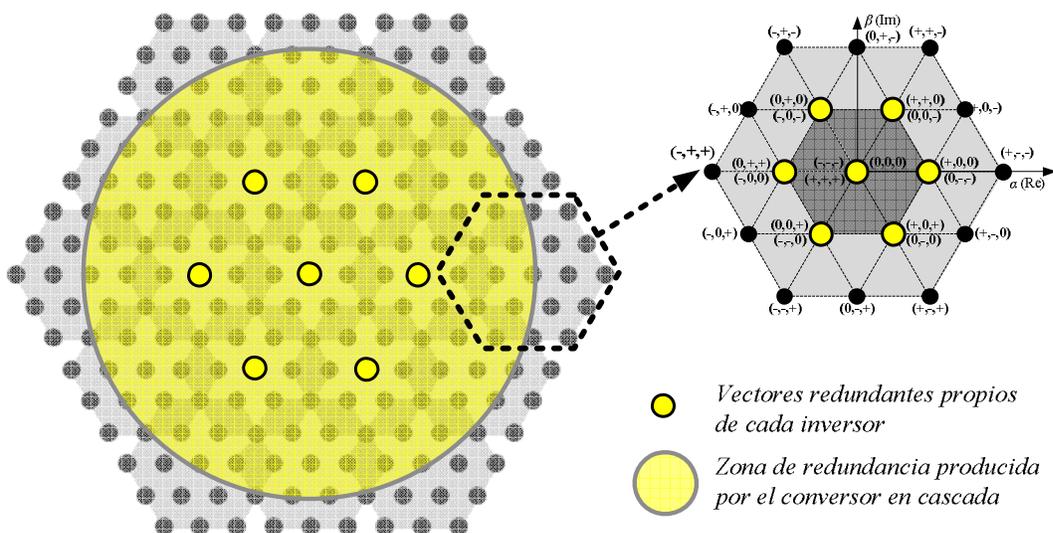


Figura 4-10: Zona de vectores redundantes de un convertidor ACHB de 9-niveles y vectores redundantes propios del inversor auxiliar.

El control de balance utiliza un control predictivo MPC (*Model Predictive Control*) que minimiza la función de costo  $J$  presentada en la ecuación (4.1), donde las variables manipuladas son los vectores redundantes ( $k$ ) del vector de voltaje que supuestamente ya fue seleccionado por el SVC (*Space Vector Control*) u otra

modulación vectorial. La función de costo cuantifica el error cuadrático futuro de cada capacitor utilizando el voltaje medido de éstos ( $v_{cap-j}$ ), el voltaje de referencia ( $v_{cap}^*$ ), las corrientes de línea ( $i_a, i_b, i_c$ ), la capacitancia  $C_j$ , el periodo de muestreo  $T_s$  y el efecto que tendrá el vector  $k$  en el capacitor  $j$  ( $S_j(k)$ ), lo que depende de la polarización con la que el capacitor es conectado. Los coeficientes de peso  $\lambda_j$  son utilizados cuando se desea dar más importancia a determinados capacitores (e.g. se utilizan condensadores de diferentes capacitancias). Las siguientes ecuaciones muestran la función de costo a minimizar, el cálculo del voltaje del capacitor futuro y la función  $S_j(k)$  que entrega el efecto que tiene el vector  $k$  sobre el capacitor  $j$ .

$$J(k) = \sum_{j=1}^M \lambda_j \cdot (v_{cap}^* - v_{cap-j}(t + T_s|k))^2 \quad (4.1)$$

$$v_{cap-j}(t + T_s|k) = \frac{T_s}{C_j} \cdot \vec{i} \cdot \vec{S}_j(k) + v_{cap-j}(t) \quad (4.2)$$

$$\vec{i} = \begin{cases} i_j \in \{i_a, i_b, i_c\} & \text{Para Inversores monofásicos} \\ [i_a \ i_b \ i_c] & \text{Para Inversores Trifásicos} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\vec{S}_j(k) = \begin{cases} S_j(k) & \text{Para Inversores monofásicos} \\ \begin{bmatrix} S_j^a(k) \\ S_j^b(k) \\ S_j^c(k) \end{bmatrix} & \text{Para Inversores trifásicos} \end{cases} \quad (4.4)$$

$$S_j(k) \text{ or } \vec{S}_j(k)_{[i]} = \begin{cases} 1 & \text{si el capacitor "j" es conectado directo} \\ 0 & \text{si el capacitor "j" es desconectado} \\ -1 & \text{si el capacitor "j" es conectado inverso} \end{cases} \quad (4.5)$$

Este control predictivo es sumamente efectivo y tiene la ventaja de no realizar modulación alguna ni afectar el voltaje de salida en lo más mínimo. También se pueden utilizar métodos clásicos de balance basados en modulación PWM o vectorial (SVM) (Anand et al., 2013; Busquets-Monge et al., 2009; Holtz y Oikonomou, 2007; Tallam et al., 2005; Vázquez et al., 2010).

## 4.2 Transformador de Alta Frecuencia HFL (*High Frequency Link*)

A diferencia de las dos propuestas anteriores (capacitores flotantes) donde se eliminan las fuentes de voltaje auxiliar y sólo se agrega un control (*software*), en esta sección se propone un transformador de alta frecuencia HFL (*hardware*) que sustituye las fuentes auxiliares y transformadores de voltaje sin la necesidad de implementar algún control. Como ilustra la Figura 4-11, el HFL es un circuito simple constituido por un inversor monofásico (puente-H) que genera un voltaje de onda cuadrada de alta frecuencia (5-20 kHz) para alimentar un pequeño transformador toroidal con múltiples secundarios, los cuales son conectados a pequeños rectificadores monofásicos para generar los voltajes auxiliares aislados requeridos.

El sistema HFL maneja una pequeña fracción de potencia del convertidor, ya que está diseñado para ser usado en convertidores asimétricos, donde la potencia de los auxiliares es mucho menor que la del inversor principal, como se demostró en el capítulo 3. Por ejemplo, si el sistema se aplica a un ACHB (Figura 4-12), la potencia que maneja el HFL siempre será menor al 20%, independiente de cuantos auxiliares se utilicen ( $N=1 \dots \infty$ ). Es más, si se utilizan los índices de modulación estratégicos que se analizaron en el capítulo 3 (e.g.  $m^*=0.783$ ), la potencia del HFL se reduce drásticamente (e.g. 1.9%), ya que en estos puntos de operación se trabaja con una potencia en los auxiliares muy cercana a cero.

Esta solución (HFL) es capaz de reducir el número de fuentes de voltaje aisladas de  $N+1$  por fase (suponiendo  $N$  auxiliares por fase) a sólo una por fase si el motor tiene una conexión Y ó  $\Delta$ , e incluso a una para todo el convertidor si cada fase se encuentra aislada como en la Figura 4-12 o si el inversor principal es trifásico. Por lo tanto, el HFL es compatible con aplicaciones donde los convertidores en cascada presentaban grandes desventajas y eran inaplicables, como en tracción eléctrica, donde generalmente se utiliza sólo una fuente de voltaje *dc* (corriente continua) y un reducido peso, volumen y número de componentes es primordial. Además, el HFL es compatible con las soluciones propuestas en las secciones anteriores (capacitores flotantes) y su uso en conjunto puede ser potenciado cuando se utilizan los índices de modulación estratégicos analizados en el capítulo 3.

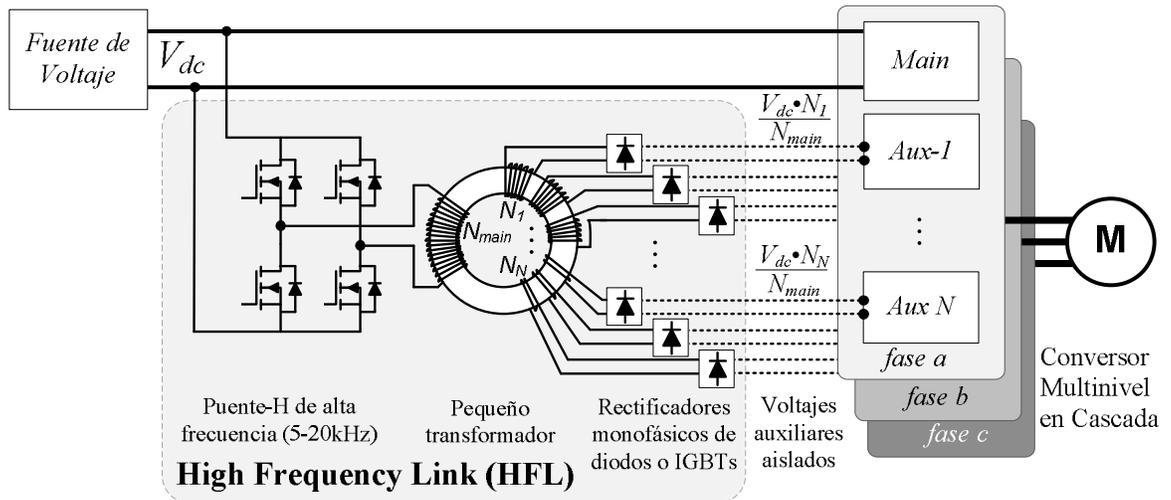


Figura 4-11: High Frequency Link (HFL) propuesto en esta tesis.

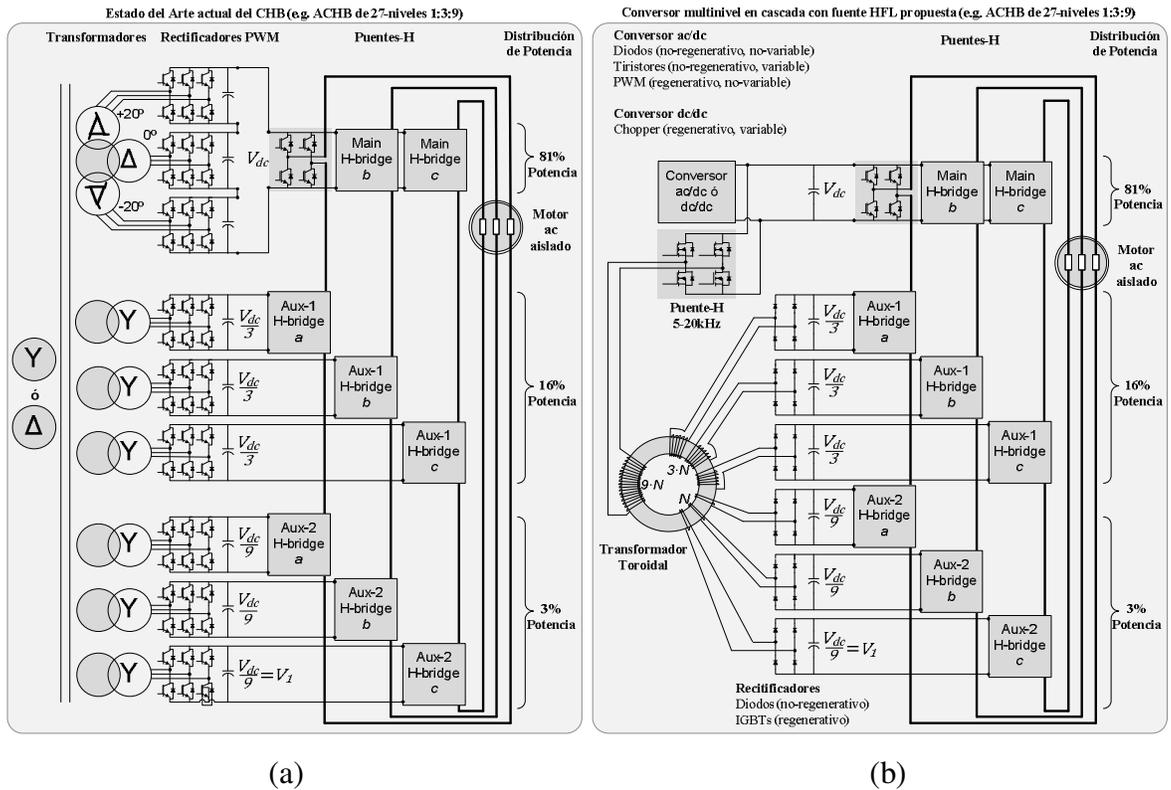


Figura 4-12: ACHB de 27-niveles con motor abierto y aislado: (a) Estado del arte en ACHB con transformadores convencionales; (b) Implementación del HFL propuesto.

a) *Eficiencia y Factibilidad*

Como el transformador maneja un bajo porcentaje de potencia y funciona a alta frecuencia, su tamaño y peso es muy reducido sin producir saturación en el núcleo, y las bobinas del primario y secundario son delgadas y están compuestas de muy pocas vueltas. Por lo tanto, el largo del cable de cada bobina es muy reducido, lo que disminuye las pérdidas en el cobre (pérdidas por conducción). Inclusive, se pueden utilizar conductores planos, laminados o multi-hilo para reducir las pérdidas por efecto pelicular. Además, actualmente se pueden encontrar en el mercado núcleos para transformadores en base a materiales ferromagnéticos de alta permeabilidad como la ferrita (hierro- $\alpha$ ), los cuales poseen una baja coercitividad que reduce las pérdidas por histéresis, y una alta resistencia que prácticamente elimina las Corrientes de Foucault. Estos núcleos de alta frecuencia pueden superar los 400 kW de potencia (Ferch, 1998), por lo tanto el HFL propuesto acá se podría implementar con un solo núcleo en convertidores ACHB de hasta 2 MW o en convertidores de 20 MW si se opera en el índice de modulación estratégico  $m^*=0.783$ . Las pérdidas por conmutación pueden ser altas en el inversor de alta frecuencia, pero no son significativas para el sistema si se toma en cuenta el bajo porcentaje de potencia que maneja. Además, el inversor principal trabaja a muy baja frecuencia y maneja más del 80% de la potencia, por lo tanto podría estar compuesto por semiconductores de alta eficiencia y baja frecuencia de conmutación (IGCT, GTO, etc.).

b) *Ventajas: Voltajes Variables, Respuesta Dinámica y Regeneración*

El HFL puede ser utilizado como fuente de voltaje variable sin agregar control alguno, ya que el primario del transformador está conectado directamente al voltaje principal y los voltajes de salida conservan el radio de voltaje (asimetría) para cualquier voltaje de entrada, dependiendo exclusivamente del número de vueltas de las bobinas. Por lo tanto, si se utiliza una fuente variable en el inversor principal, el HFL siempre mantendrá los radios de voltaje respecto a éste, lo que permite operar con el índice de modulación nominal en todo punto de operación, al igual que los capacitores flotantes. Además, la respuesta dinámica del HFL es prácticamente

inmediata porque funciona a alta frecuencia y utiliza rectificadores constituidos por diodos ultra-rápidos o semiconductores de alta frecuencia en caso de ser bidireccionales. La respuesta dinámica está limitada por el tiempo de respuesta de los capacitores a la salida de los rectificadores monofásicos, pero éstos tienen una capacitancia muy pequeña que no presenta mayor retardo en la regulación de voltaje. Por lo tanto, se pueden obtener respuestas dinámicas prácticamente instantáneas (escalón de voltaje).

El sistema HFL puede ser implementado en convertidores regenerativos mediante tres formas; i) utilizando rectificadores monofásicos activos en cada auxiliar, los que no requieren de mayor control porque sólo utilizan señales de onda cuadrada de alta frecuencia y sincronizadas con el inversor monofásico del primario; ii) utilizando rectificadores monofásicos con diodos y una pierna de frenado reostático para liberar la energía en forma de calor (menos eficiente); o iii) inhabilitando los puentes auxiliares durante la regeneración para que el convertidor funcione como un inversor convencional (sólo con el o los inversores principales), lo que reduce la calidad de energía regenerada, pero es ideal para aplicaciones donde la regeneración no es permanente o no se requiere de una alta calidad de energía regenerada. En este último caso la regeneración no puede ser a potencia nominal, pero si muy cercana a ésta (e.g. 80%).

### c) *Diseño del HFL*

Como el sistema HFL funciona con un tren de pulsos de voltaje en onda cuadrada a alta frecuencia, el transformador requiere de un diseño específico porque el flujo magnético del núcleo debe ser triangular como se ilustra en la Figura 4-13, donde la derivada del flujo define la amplitud del voltaje. Por lo tanto, el flujo magnético y el voltaje instantáneo están dados por las ecuaciones (4.6) y (4.7) respectivamente, las cuales son utilizadas para calcular el voltaje efectivo en la ecuación (4.8), donde  $f$  es la frecuencia,  $T$  es el periodo,  $N$  es el número de vueltas de la bobina,  $A$  es el área del núcleo y  $B_{max}$  es la densidad de flujo.

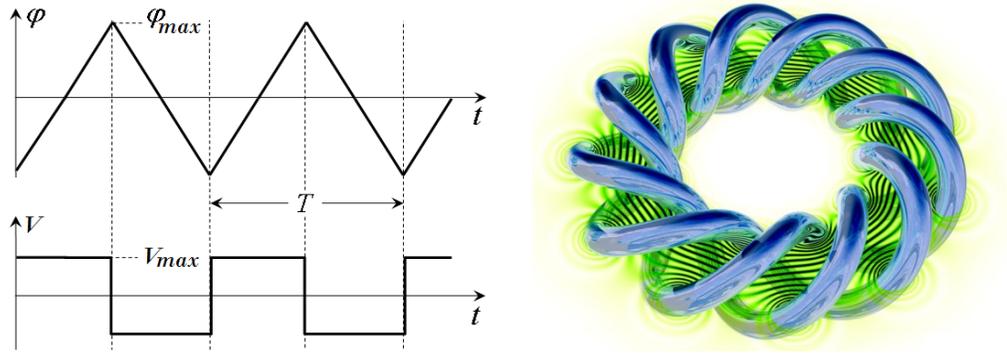


Figura 4-13: (a) Flujo magnético y voltaje en el transformador (b) Campo magnético.

$$\varphi(t) = \begin{cases} \frac{\varphi_{max}}{T/4} \cdot \left(t - \frac{T}{4}\right), & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{\varphi_{max}}{T/4} \cdot \left(t - \frac{3T}{4}\right), & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.6)$$

$$v(t) = N \cdot \frac{d\varphi}{dt} \begin{cases} N \cdot \frac{\varphi_{max}}{T/4} = V_{max}, & 0 < t < \frac{T}{2} \\ -N \cdot \frac{\varphi_{max}}{T/4} = -V_{max}, & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (4.7)$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left( \int_0^{T/2} V_{max}^2 dt - \int_{T/2}^T V_{max}^2 dt \right)} \quad (4.8)$$

$$V_{rms} = V_{max} = N \cdot \frac{\varphi_{max}}{T/4} = 4 \cdot f \cdot N \cdot \varphi_{max}$$

$$V_{rms} = 4 \cdot f \cdot N \cdot A \cdot B_{max}$$

Por ejemplo, el HFL de un convertor ACHB de 100 kW debe tener una potencia nominal menor a 20 kW (20%) para alimentar todos los auxiliares y operar con el índice de modulación nominal ( $m=1$ ). Si implementamos el HFL en el convertor ACHB de 27-niveles ilustrado en la Figura 4-12 utilizando una fuente de voltaje única de 300 Vdc, las bobinas del HFL deben tener las características ilustradas en la Tabla 4-1. Suponiendo que el HFL funciona a una frecuencia de 20 kHz y utiliza un núcleo toroidal de ferrita de 9 cm<sup>2</sup> (3·3 cm) con una densidad de flujo de 0.2 T, el número de vueltas mínimo requerido en el primario está dado por:

$$N = \frac{V_{rms}}{4 \cdot f \cdot A \cdot B_{max}} = \frac{300}{4 \cdot 20 \times 10^3 \cdot 9 \times 10^{-4} \cdot 0.2} = 21 \quad (4.9)$$

Tabla 4-1: Características del transformador HFL en un ACHB de 27-niveles.

Bobinas del HFL	Potencia [kW]	Voltaje $dc$ [V]	Corriente $dc$ [A]
Primario	19.4	300	64.7
Cada secundario Auxiliar-1	5.4	100	54.0
Cada secundario Auxiliar-2	1.1	33.3	33.0

Luego, la bobina primaria del toroide debe tener al menos 21 vueltas y el diseño debería considerar un múltiplo de 9 mayor o igual a 27 para lograr la relación entera de la asimetría óptima (1:3:9). Por lo tanto, se utilizan 27 vueltas para la bobina primaria, 9 vueltas para cada bobina auxiliar-1 y 3 vueltas para cada bobina auxiliar-2. Tomando en cuenta las corrientes de cada bobina calculadas en la Tabla 4-1, la bobina principal debe tener un cable de  $20 \text{ mm}^2$ , el auxiliar-1 de  $18 \text{ mm}^2$  y el auxiliar-2 de  $10 \text{ mm}^2$ . Asumiendo un transformador toroidal con un área interna cinco veces mayor al necesario para introducir las bobinas, es decir  $5600 \text{ mm}^2$   $((27 \cdot 20 + 27 \cdot 18 + 9 \cdot 10) \cdot 5)$ , el diámetro interno del toroide debe ser de 8 cm. La Figura 4-14 muestra el diseño y prototipo experimental del HFL para el convertor de 100 kW utilizando sólo 27 vueltas en el primario, 9 en cada auxiliar mayor ( $27 = 3 \cdot 9$ ) y 3 en cada auxiliar menor ( $9 = 3 \cdot 3$ ). Este HFL fue implementado en un banco de pruebas.



Figura 4-14: Transformador toroidal de ferrita para un convertor de 100kW.

### 4.3 Conclusión del Capítulo

Los convertidores multinivel en cascada (CM) requieren de un gran número de fuentes de voltaje aisladas compuestas por transformadores complejos, pesados y voluminosos, además de rectificadores, los cuales deben ser bidireccionales si se requiere implementar regeneración o si se utilizan voltajes asimétricos. Para solucionar esta enorme desventaja de los convertidores CM, se presentaron tres soluciones enfocadas en convertidores asimétricos, las dos primeras enfocadas en la completa eliminación de las fuentes de voltaje auxiliares, utilizando simples capacitores con voltajes regulados mediante dos posibles controles, uno por ajuste del ancho de pulso PWM y otro por ajuste del índice de modulación  $m$ . La tercera solución es reemplazar todas las fuentes auxiliares, incluyendo los transformadores, por un único transformador de alta frecuencia o HFL (*High Frequency Link*) que está compuesto por un inversor monofásico de 5-20 kHz para alimentar la bobina primaria con una onda cuadrada de voltaje, además de rectificadores monofásicos para cada inversor auxiliar. El HFL sólo maneja una potencia porcentualmente marginal del convertidor completo y es extremadamente pequeño, liviano, de bajo costo y simple construcción.

Tanto los capacitores flotantes (FC) como el transformador de alta frecuencia (HFL) están enfocados en convertidores asimétricos, ya que aún cuando pueden ser implementados en convertidores simétricos, no es recomendable debido a que el control de los capacitores flotantes trabajaría muy exigido (alta posibilidad de inestabilidad) y el HFL tendría que manejar un porcentaje elevado de potencia.

Todas las soluciones propuestas en este capítulo pueden operar en conjunto y en los índices de modulación estratégicos  $m^*$  (analizados en el capítulo 3) para conseguir altas eficiencias y lograr la factibilidad de implementar éstas propuestas en convertidores de alta potencia (varios megavatios). Además, las fuentes de voltaje aisladas propuestas en esta tesis son compatibles con las nuevas asimetrías que se propondrán en el próximo capítulo, es más, su uso en conjunto es altamente recomendado.

## 5. OPTIMIZACIÓN DE LAS ASIMETRÍAS DE VOLTAJE

Este capítulo presenta tres métodos de optimización para maximizar el número de niveles de voltaje generados en un convertidor multinivel en cascada (CM) mediante la elección de los radios de voltaje óptimos que debe tener cada inversor conectado en serie (asimetrías óptimas). Primero se presenta la optimización convencional según el estado del arte, para seguir con dos nuevos métodos de optimización propuestos en esta tesis, asimetrías extendidas y sobre-extendidas. El método convencional está enfocado en maximizar el número de niveles generado en cada fase del convertidor ( $L$ ), en cambio los métodos propuestos están enfocados en maximizar el número de niveles generados en la fase o bobina del motor ( $L_m$ ), donde realmente se desea conseguir una alta calidad de potencia. Sin embargo, todos los métodos de optimización se basan en el mismo principio: maximizar los radios de voltaje  $r_j$ , los cuales representa la relación entre la amplitud del nivel que genera el inversor  $j$  respecto al nivel básico generado por el inversor menor, como se ve en la ecuación (5.1). Sin embargo, cada método de optimización tiene un límite máximo para los radios de voltaje con el fin de cumplir determinadas condiciones.

El número de vectores de voltaje guarda directa relación con el número de niveles generado y está determinado por el número de fases ( $F$ ) y niveles por fase del inversor como ilustra la ecuación (5.2). Para convertidores en cascada, el número de vectores de voltaje está dado por el producto entre todos los vectores de los inversores que lo componen. Por lo tanto, los convertidores CM generan una enorme cantidad de vectores (crecimiento exponencial con cada inversor anexado), pero muchos de éstos son redundantes y no representan un aumento proporcional en el número de niveles generado. El método convencional de optimización incrementa el número de vectores no-redundantes de forma indirecta, como una consecuencia de maximizar el número de niveles  $L$  en la fase del convertidor, lo que queda de manifiesto en la ecuación (5.3).

$$r_j = V_j/V_1 \quad (5.1)$$

$$n_v = \begin{cases} L^F & \text{Inversor de } L \text{ niveles y } F \text{ fases} \\ \prod_{j=1}^N (L_j)^F & \text{Convertidor CM con } N \text{ inversores} \end{cases} \quad (5.2)$$

$$n_v^{\text{no-redundante}} = 1 + F \cdot L \cdot (L - 1) \quad (5.3)$$

Por el otro lado, los métodos de optimización propuestos en este capítulo están centrados en reducir el número de vectores redundantes de forma directa utilizando como condición la generación de un espacio vectorial uniforme, es decir, donde se pueda seguir una trayectoria de voltaje circular (sinusoide en el dominio del tiempo) mediante la aplicación de vectores equidistantes (uniformemente distribuidos).

Antes de presentar los algoritmos de optimización es pertinente ilustrar un ejemplo de las asimetrías que se proponen. La Figura 5-1 muestra un ejemplo para un convertidor multinivel en cascada constituido por dos inversores de 3-niveles. Se presentan tres topologías equivalentes (generan el mismo voltaje en la fase del convertidor) y con distintos radios de voltaje (asimetrías). Para este ejemplo, la optimización convencional entrega un radio de voltaje 1:3 que genera 9-niveles de voltaje en cada fase del convertidor. En cambio las optimizaciones extendida y sobre-extendida entregan radios de voltajes 1:4 y 1:5 respectivamente, lo que es equivalente a generar entre 11 a 12-niveles de voltaje en la fase del convertidor (realmente generan 9-niveles en el convertidor pero el motor ve más niveles).

La Figura 5-2 muestra las topologías de convertidores multinivel en las cuales se enfocan las asimetrías propuestas en esta tesis. La optimización extendida puede ser aplicada a cualquier convertidor asimétrico, al igual que la optimización convencional. Sin embargo, la optimización sobre-extendida sólo puede ser aplicada en convertidores con fuente de voltaje variable o con capacitores flotantes que permitan ajustar los radios de voltaje en línea.

La Tabla 5-1 describe las variables que se utilizarán para explicar matemáticamente cada método de optimización en las siguientes secciones.

Tabla 5-1: Parámetros y Variables del Convertidor en Cascada y sus Inversores.

$N$	Nº de inversores conectados en serie en el convertidor CM
$L$	Nº de niveles que genera el convertidor CM en cada fase
$L_j$	Nº de niveles que genera el inversor “ $j$ ” en cada fase
$L_{(j)}$	Nº de niveles que genera el convertidor CM parcialmente (considerando desde el 1 <sup>er</sup> inversor hasta el inversor “ $j$ ”)
$L_{ff}$	Nº de niveles que genera el convertidor CM entre fases (fase-fase)
$L_m$	Nº de niveles que se generan en cada bobina del motor
$F$	Nº de fases del sistema
$n_v$	Nº de vectores de voltaje del convertidor CM
$r_j$	Radio de voltaje del inversor “ $j$ ” respecto al 1 <sup>er</sup> inversor (menor)
$V_j$	Voltaje de cada nivel generado por el inversor “ $j$ ”

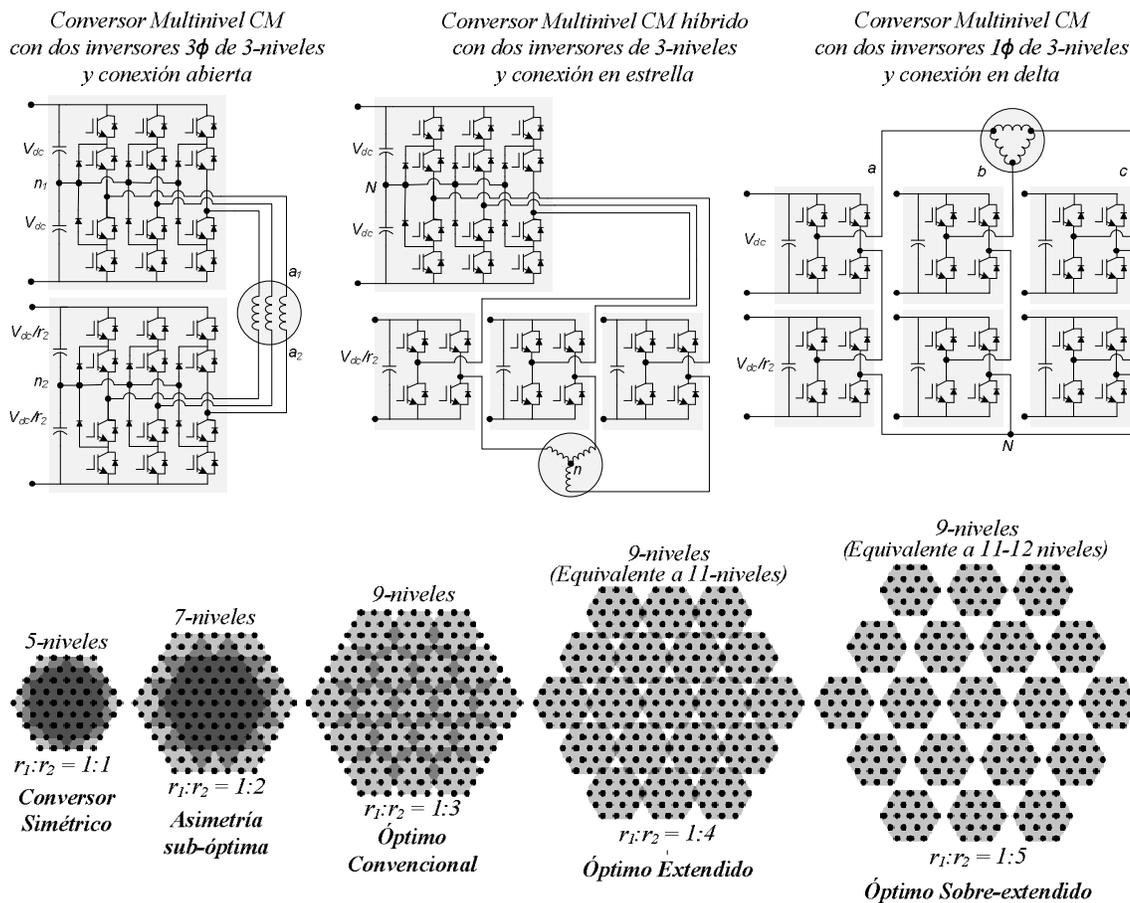


Figura 5-1: Conversores CM equivalentes y sus vectores de voltaje para diferentes asimetrías de voltaje (conversor y motor tienen un espacio-vectorial equivalente).

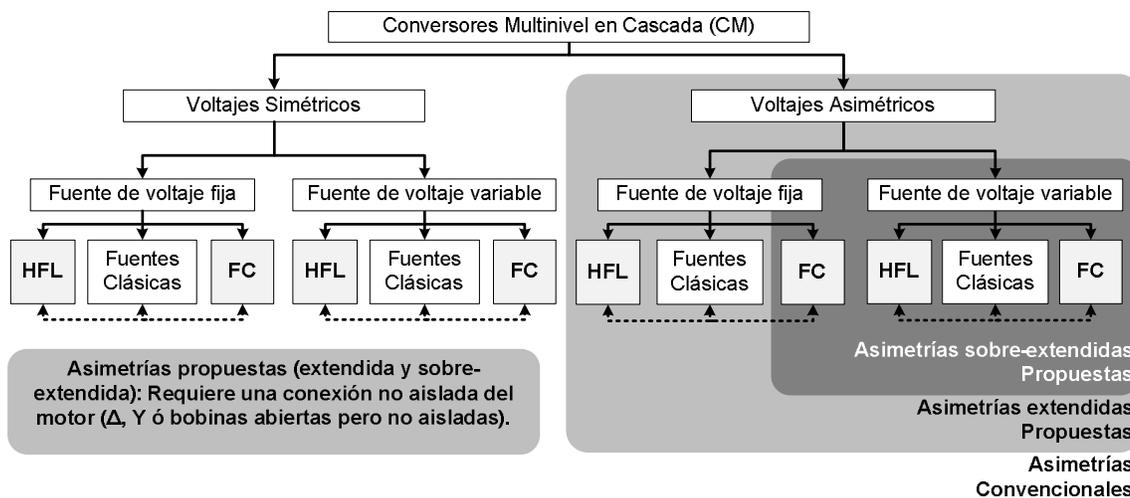


Figura 5-2: Resumen de las asimetrías propuestas en esta tesis y su enfoque.

## 5.1 Optimización Convencional de Asimetrías

El método convencional maximiza el número de niveles por fase ( $L$ ) del convertidor, lo que es equivalente a maximizar los radios de voltaje. Sin embargo, el radio de voltaje  $r_j$  está limitado por el número de niveles que genera el convertidor parcialmente compuesto por los inversores previos a “ $j$ ”, como ilustra la ecuación (5.4). De esta forma se asegura una generación equidistante de niveles en cada fase del convertidor. Además, el número de niveles  $L_{(j)}$  generado por el convertidor parcial (compuesto por los primeros  $j$  inversores) depende de los radios de voltaje  $r_i$  y niveles  $L_i$  de cada inversor, como se puede ver en la ecuación (5.5). Por consiguiente, el número de niveles  $L$  generado por el convertidor completo es obtenido cuando se toman en cuenta todos los inversores del convertidor ( $L = L_{(N)}$ ).

$$r_j \leq L_{(j-1)} \quad (5.4)$$

$$L_{(j)} = 1 + \sum_{i=1}^j r_i \cdot (L_i - 1) \quad (5.5)$$

$$L = L_{(N)} \quad (5.6)$$

Las ecuaciones (5.4)-(5.6) son generales para optimizar cualquier tipo de convertidor en cascada sin suposición alguna. Sin embargo, cuando se asume que todos los radios de voltaje están optimizados bajo la misma metodología, éstos se pueden calcular de forma directa sin utilizar las ecuaciones anteriores, ya que en este caso los radios óptimos son la multiplicación de los niveles de los inversores anteriores. Por ejemplo, si el convertidor está compuesto por cuatro inversores de 5, 3, 7 y 9-niveles conectados en cascada y en ese orden, tenemos que los radios óptimos son 1:5:15:105, lo que es equivalente a  $(1:L_1:L_1 \cdot L_2:L_1 \cdot L_2 \cdot L_3)$ . Es más, si el convertidor además tiene topología modular (utiliza inversores iguales), los radios de voltaje óptimos son simplemente las potencias del número de niveles de cada inversor. Por ejemplo, los radios óptimos de un convertidor compuesto por cuatro inversores de 3-niveles en serie son 1:3:9:27, lo que es equivalente a  $(3^0:3^1:3^2:3^3)$ . Esta metodología es la optimización utilizada en el actual estado del arte y efectivamente genera el máximo número posible de niveles de voltaje equidistantes en la fase del convertidor.

## 5.2 Optimización extendida y sobre-extendida de Asimetría

En esta sección se proponen dos nuevos métodos de optimización para maximizan el número de niveles generado en la fase o bobina del motor ( $L_m$ ), que es equivalente a maximizar los radios de voltaje o los vectores no-redundantes del convertidor. Sin embargo, maximizar los vectores no-redundantes es más fácil y general que maximizar  $L_m$ , porque el espacio-vectorial del convertidor y del motor son equivalentes para cualquier conexión o modulación, por lo tanto, optimizar los vectores de voltaje en el motor o convertidor es lo mismo. Esta equivalencia no sucede con los voltajes en el dominio del tiempo, ya que éstos dependen de la modulación y conexión. Por ejemplo, si la carga tiene una conexión en estrella o abierta, tenemos que el número de niveles en el motor es mayor al del convertidor ( $L_m > L_{ff} > L$ ), lo mismo si la conexión es en delta ( $L_m = L_{ff} > L$ ). En cambio, si la conexión es abierta y aislada, tenemos que el número de niveles es el mismo ( $L_m = L$ ) porque cada fase del convertidor se conecta a la del motor de forma aislada.

Dicho lo anterior, las metodologías de optimización propuestas en esta tesis se basan en el espacio-vectorial debido a que están basadas en la combinación de los voltajes generados en distintas fases del sistema, además de las ventajas propias de la “modulación” vectorial y la generalidad que otorga. Por lo tanto, éstos métodos pueden ser aplicados a todas las conexiones del motor posibles (Y,  $\Delta$  o abierta), a excepción de la conexión abierta y aislada, ya que en este caso el espacio-vectorial es virtual (las fases están desacopladas) y maximizar  $L_m$  equivale a utilizar la optimización convencional debido a que los niveles en la fase del convertidor y del motor son los mismos ( $L = L_m$ ).

Las asimetrías optimizadas con el método extendido y sobre-extendido propuestos en este trabajo generan voltajes distorsionados en la fase del convertidor CM porque utilizan radios de voltaje mayores a los obtenidos con la optimización convencional, lo que produce niveles de voltaje no-equidistantes en la fase del convertidor. Además, el número de niveles  $L$  generados en la fase del convertidor son los mismos que con el método convencional (no es posible generar más niveles en la fase). Sin embargo, los métodos propuestos acá generan vectores y niveles de voltaje

equidistantes entre las fases del sistema (fase-fase) y en cada fase o bobina del motor, logrando un voltaje “limpio” y con mayor número de niveles en el motor que el método convencional (maximización de  $L_m$ ). Esto se puede lograr con asimetrías mayores que las convencionales y utilizando una combinación adecuada del voltaje generado en cada fase del convertidor. Esta combinación puede ser complicada de calcular en el dominio del tiempo, pero en el espacio-vectorial es simple debido a que los vectores de voltaje son equivalentes entre convertidor y motor.

En la Figura 5-3 se ilustra un ejemplo de distintos métodos de optimización desde la perspectiva geométrica (espacio-vectorial), donde sólo se muestra la intersección de tres sub-hexágonos por simplificación. El sub-hexágono es generado por los inversores menores al actual inversor, cuyo radio se está optimizando.

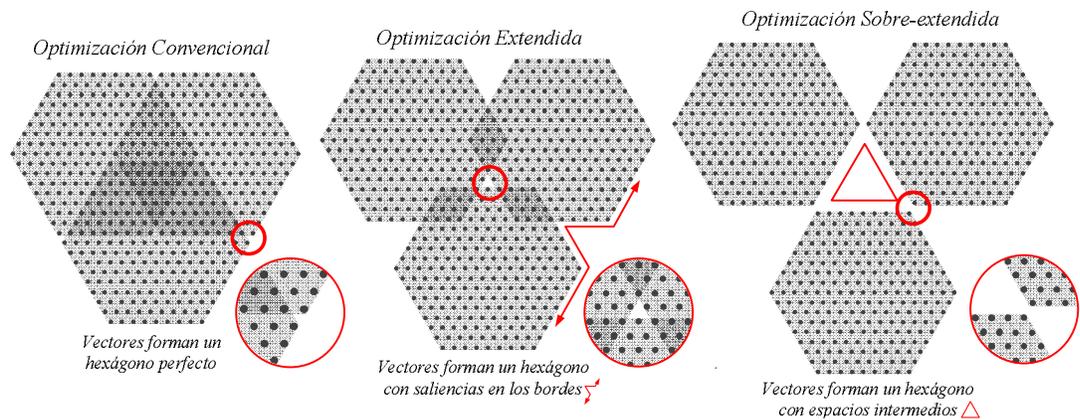


Figura 5-3: Perspectiva geométrica espacio-vectorial de los métodos de optimización.

Antes de explicar matemáticamente los métodos de optimización extendido y sobre-extendido, se concluye que éstos generan más niveles de voltaje en el motor, ya que desde el punto de vista de éste es como si el convertidor generara un número virtual de niveles por fase  $L^*$  mayor al de la optimización convencional ( $L^* < L_m$ ). Además, estas nuevas asimetrías reducen la potencia porcentual aportada por los inversores auxiliares, lo que hace ideal su uso en conjunto con los capacitores flotantes y/o el HFL propuesto en el capítulo anterior. Es más, los capacitores flotantes y HFL podrían trabajar en los índices de modulación estratégicos  $m^*$  sin que esto signifique una reducción en el número de niveles, ya que las nuevas asimetrías compensarían la operación sub-modulada ( $m^* < 1$ ) del convertidor.

a) *Optimización Extendida de Asimetrías*

Este método maximiza los radios de voltaje con la condición límite entregada por la ecuación (5.7), la cual asegura una distribución equidistante de los vectores y niveles de voltaje en el motor para cualquier índice de modulación. La función  $d_j$  es utilizada para tomar en cuenta las irregularidades que pueden tener los sub-hexágonos, y así evitar la generación de espacios vacíos (sin vectores) dentro del hexágono final. Esto es difícil de determinar intuitivamente cuando el convertidor tiene una gran cantidad de inversores, como muestra la Figura 5-4. En resumen, con este método se minimizan los vectores redundantes asegurando una generación de vectores en forma homogénea y sin espacios vacíos. Además, el motor ve un convertidor que genera un número virtual de niveles  $L^*$  dado por la ecuación (5.8).

$$r_j \leq 1 + \text{floor} \left( \frac{3}{2} (L_{(j-1)} - d_{j-1} - 1) \right) \quad (5.7)$$

$$d_j = \begin{cases} 0 & \text{Si } \{L_j \text{ impar}, d_{j-1} = 0, j < N\} \\ \text{floor} \left( \frac{L_{(j-1)} - 1}{2} - \frac{3}{2} d_{j-1} \right) & \text{Otro caso} \end{cases}$$

$$L^* = (L_{(N)} - d_N) / h \quad (5.8)$$

$$h = \begin{cases} \cos \frac{\pi}{6 \cdot (L_N - 1)} & \text{Si } \{L_N \text{ impar}, d_N \neq d_{N-1}\} \\ 1 & \text{Otro caso} \end{cases}$$

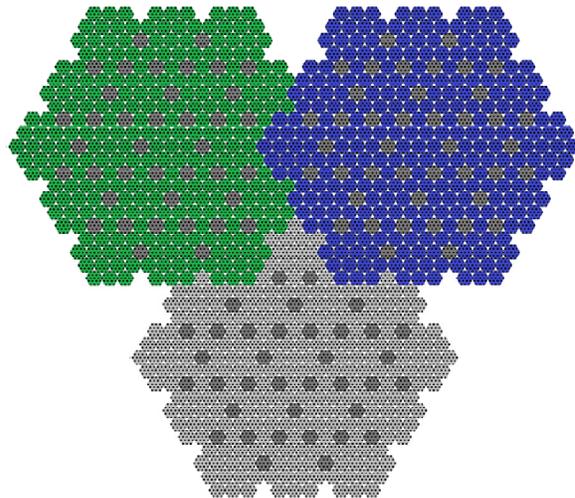


Figura 5-4: Intersección de los sub-hexágonos de una optimización extendida en un convertidor CM compuesto por 4 inversores de 3-niveles (1:4:16:64).

b) *Optimización Sobre-extendida de Asimetrías*

Este método optimiza los radios de voltajes auxiliares de la misma forma que el método anterior (extendido) y sólo implementa un nuevo límite máximo para el radio de voltaje del inversor mayor ( $r_N$ ). La idea es eliminar todo vector redundante y operar con un índice de modulación fijo  $m^*$  asociado a una trayectoria que opere con vectores equidistantes, sin atravesar las zonas vacías (sin vectores) que se producen por la sobre-extensión (Figura 5.5). Por lo tanto, la optimización sobre-extendida está enfocada a convertidores CM que cumplan con las siguientes dos condiciones:

- i. Tener un inversor principal de 3-niveles o menos ( $L_N \leq 3$ ).
- ii. Tener fuentes de voltaje variable al menos en los inversores auxiliares (e.g. FC y/o HFL) para poder operar con un índice de modulación  $m^*$  fijo y estratégico, o lograr un cambio en línea (durante la operación) en la asimetría (radios de voltaje) mediante un control específico para tal efecto.

El radio de voltaje mayor ( $r_N$ ) está limitado por la ecuación (5.9) para asegurar que separación máxima entre sub-hexágonos sea igual a la distancia entre sus vectores. En este caso, el motor ve un convertidor que genera un número virtual de niveles  $L^*$  dado por la ecuación (5.10).

$$r_N \leq 2 \cdot L_{(N-1)} - 1 \quad (5.9)$$

$$L^* = (1 + r_N \cdot (L_N - 1)) / h \quad (5.10)$$

$$h = \begin{cases} 1 & \text{Si } L_N = 2 \\ \cos(\pi/12) & \text{Si } L_N = 3 \end{cases}$$

### 5.3 Análisis de la asimetría Extendida y Sobre-extendida

El método de optimización sobre-extendido es compatible, en cualquier topología, con el uso de los índices de modulación estratégicos (capítulo 3) para obtener una potencia promedio cero en el auxiliar mayor. La Figura 5-5 ilustra este fenómeno en el convertidor CM de la Figura 5-1 (dos inversores de 3-niveles conectados en serie) que tienen dos índices de modulación  $m^*$  (0.783 y 0.38) en los cuales la potencia del auxiliar es cero. Se puede ver que ambos índices estratégicos  $m^*$  coinciden con posibles trayectorias estratégicas  $m^{**}$  para evitar las zonas vacías

(sin vectores). Esto permite que el uso de asimetrías extendidas y sobre todo sobre-extendidas, sean ideales para ser usadas con capacitores flotantes y/o HFL como fuentes de voltaje auxiliares (capítulo 4), ya que coinciden en los índices de modulación estratégicos.

La Figura 5-5 también muestra los voltajes en el dominio del tiempo cuando se utiliza la asimetría sobre-extendida (1:5). El voltaje en la fase del convertidor es distorsionado y consta de 9-niveles, al igual que la asimetría convencional (1:3). Sin embargo, los voltajes fase-neutro (cada bobina) y fase-fase del motor tienen 33 y 23-niveles respectivamente, y son de alta calidad (niveles de voltaje equidistantes).

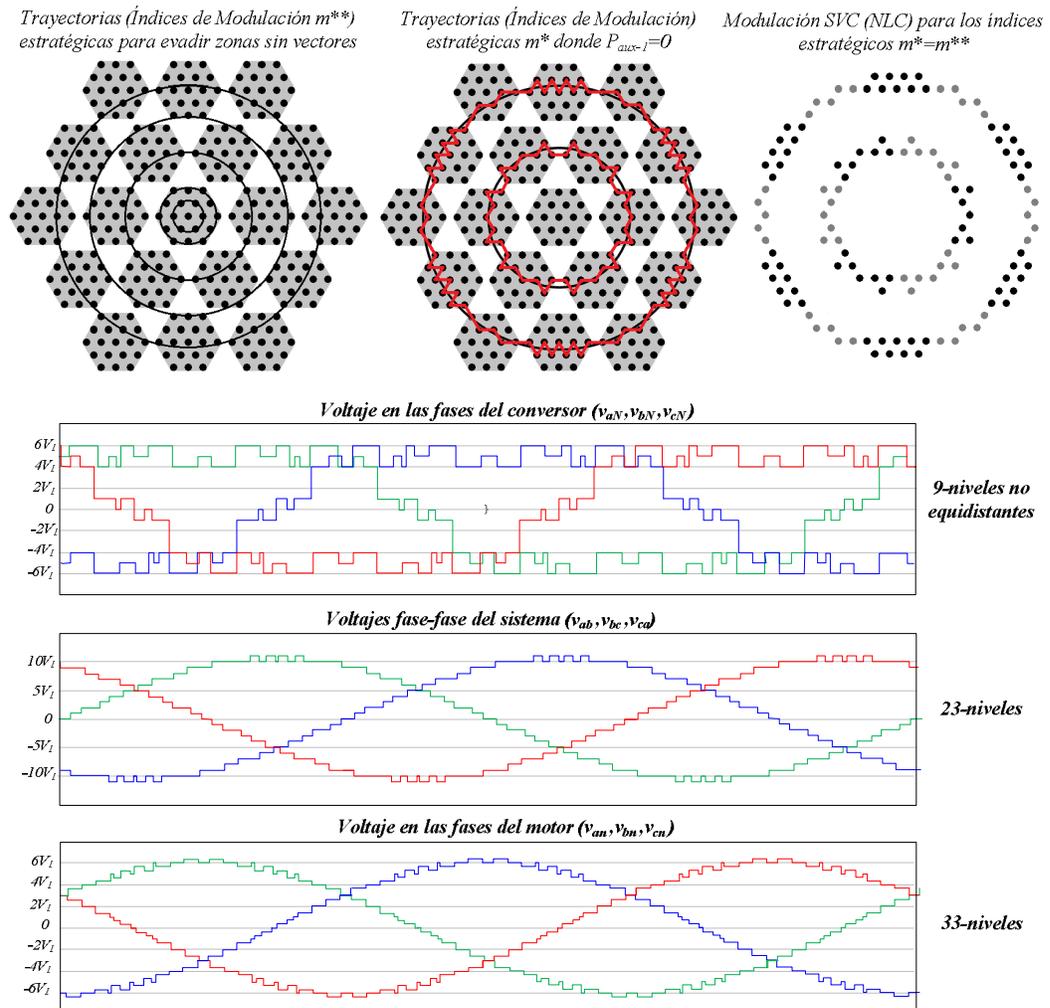


Figura 5-5: Trayectorias estratégicas (evitan zonas vacías) para un convertidor CM de dos inversores de 3-niveles en serie (Figura 5-1) con asimetrías sobre-extendidas (1:5).

Los métodos de optimización propuestos en este capítulo deben ser aplicados para cada radio de voltaje en forma ascendente, desde los inversores menores a los mayores. Se aplica el método extendido hasta el penúltimo radio, después se selecciona el método extendido o sobre-extendido (Figura 5-6).

La tabla 5-2 realiza una comparación de los métodos vistos para distintos convertidores CM. Se detallan las asimetrías obtenidas con las ecuaciones formuladas y el número de niveles generados. Se debe recordar que el método convencional optimiza el número de niveles en la fase del convertidor ( $L$ ), y los métodos propuestos en la fase o bobina del motor ( $L_m$ ). Por lo tanto, para realizar una comparación objetiva, en los métodos propuestos se debe utilizar el número de niveles virtual  $L^*$ , el cual es equivalente a  $L$  desde el punto de vista del motor.

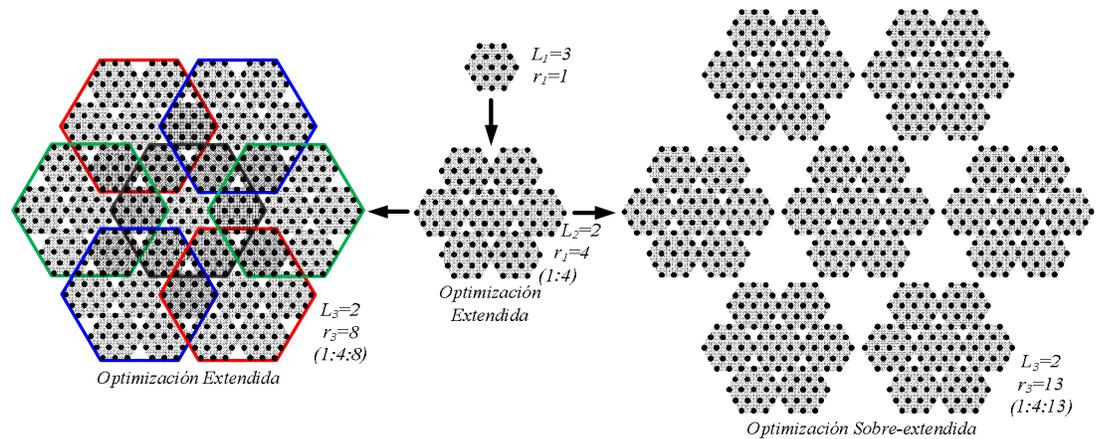


Figura 5-6: Métodos de optimización propuestos para un convertidor CM compuesto por tres inversores de 3, 2 y 2-niveles (extendido=1:4:8 ó sobre-extendido=1:4:13).

Tabla 5-2: Ejemplos de las asimetrías convencionales y las propuestas en esta tesis.

Niveles de los inversores (e.g.) $L_1:L_2:L_3$	Asimetrías óptimas convencionales		Asimetrías extendidas propuestas		Asimetrías sobre-extendidas propuestas	
	$r_1:r_2:r_3$	$L$	$r_1:r_2:r_3$	$L^*$	$r_1:r_2:r_3$	$L^*$
2-2-2	1:2:4	$8(2^3)$	1:2:5	8	1:2:7	8
3-2-2	1:3:6	$12(2^2 \cdot 3)$	1:4:8	14	1:4:13	14
2-3-2	1:2:6	$12(2^2 \cdot 3)$	1:2:8	12	1:2:11	12
3-3-2	1:3:9	$18(3^2 \cdot 2)$	1:4:16	22	1:4:21	22
2-2-3	1:2:4	$12(2^2 \cdot 3)$	1:2:5	13	1:2:7	16
3-2-3	1:3:6	$18(3^2 \cdot 2)$	1:4:8	22	1:4:13	28
2-3-3	1:2:6	$18(3^2 \cdot 2)$	1:2:8	21	1:2:11	24
3-3-3	1:3:9	$27(3^3)$	1:4:16	39	1:4:21	45

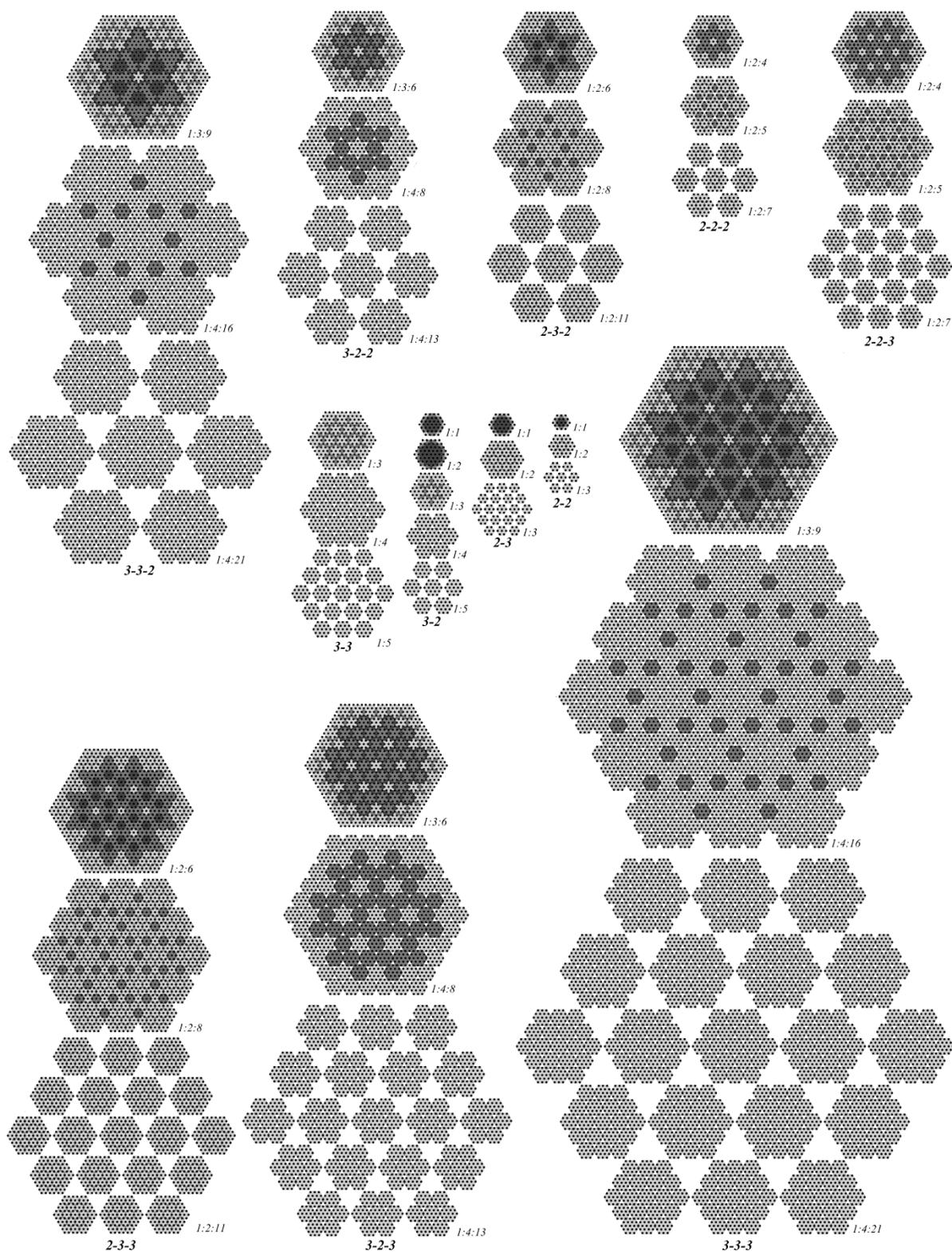


Figura 5-7: Vectores de voltaje para algunos convertidores CM con asimetrías convencionales, extendidas y sobre-extendidas (Tabla 5-2).

## 5.4 Conclusión del Capítulo

Los métodos de optimización de asimetrías vistos en este capítulo tienen como función objetivo maximizar el número de niveles de voltaje asegurando una distribución no distorsionada de éstos en el tiempo para aumentar la calidad de potencia entregada en el convertidor y utilizando el mínimo número de componentes.

El método convencional maximiza el número de niveles generado en la fase del convertidor ( $L$ ) y asegura la factibilidad de que estos niveles puedan ser aplicados en forma equidistante en el tiempo. En cambio, los métodos propuestos en esta tesis (extendido y sobre-extendido) optimizan el número de niveles generado en el motor ( $L_m$ ) y entre fases (fase-fase). Estos métodos obtienen asimetrías mayores que el convencional pero generan el mismo número de niveles en la fase del convertidor. Además, el voltaje obtenido en el convertidor es distorsionado. Sin embargo, logran un mayor número de niveles de voltaje en el motor y de forma equidistante, debido a que suponen la aplicación de un control vectorial que logre una modulación específica en cada fase del convertidor de tal forma que mediante la combinación de las fases consigan voltajes equidistantes en el motor. Por lo tanto, los métodos propuestos sólo pueden ser usados en sistemas polifásicos acoplados, que es el caso de prácticamente todas las aplicaciones. El método extendido asegura la generación de niveles de voltaje equidistantes en el motor para todo índice de modulación, lo que es equivalente a evitar que se produzcan zonas vacías (sin vectores) en el espacio- vectorial. En cambio, el método sobre-extendido asegura la generación de niveles equidistantes sólo para determinados índices de modulación, lo que es equivalente a asegurar la factibilidad de trayectorias que eviten las zonas vacías.

La optimización extendida y sobre-extendida son compatibles con las fuentes de voltaje propuestas en el capítulo anterior. Es más, su uso en conjunto es altamente recomendable, ya que las asimetrías propuestas pueden operar en los índices de modulación estratégicos  $m^*$ , compensan la operación sub-modulada de éstos ( $m^* < 1$ ) y reducen aún más la potencia de las fuentes auxiliares. Además, las asimetrías sobre-extendidas requieren de fuente de voltaje variables como son los capacitores flotantes y el HFL.

## 6. CONTROL DE FRECUENCIA VARIABLE

Las aplicaciones de alto rendimiento en frecuencia variable (*Variable Speed Drives*) utilizan motores de corriente alterna (*ac*) que requieren un control de torque, velocidad o posición de gran precisión, rapidez y rendimiento mediante el uso de convertidores de potencia de última tecnología, como los presentados en esta tesis.

En este capítulo se presenta una adaptación del Control Directo de Torque DTC (*Direct Torque Control*) y un nuevo Control de Campo Orientado FOC (*Field Oriented Control*) para implementarlos en conjunto con las otras propuestas de esta tesis (nuevas topologías de convertidores multinivel, fuentes de voltaje aisladas y asimetrías extendidas y sobre-extendidas). Se escogió el DTC y el FOC porque son los controles de frecuencia variable de mayor jerarquía, rendimiento y uso en el mercado y estado del arte.

Los controles propuestos permiten la aplicación de técnicas convencionales para operaciones específicas como es el debilitamiento de campo (*Field-weakening*) para operar los motores a velocidades superiores a la nominal (Krishnan, 1996), la operación de carga liviana (*Light-Load*) para obtener una eficiencia óptima a baja carga (Cui et al., 2004; Lorenz y Yang, 1992), o el frenado por flujo (*Flux Braking*) para disipar la energía dinámica de la carga en forma de calor al interior del motor. Sin embargo, estas técnicas no serán tratadas en este capítulo porque son de amplio conocimiento y pueden ser aplicadas en los controles propuestos sin adaptación alguna, ya que funcionan mediante la manipulación de las referencias de torque y flujo, es decir, estas técnicas sólo optimizan la referencia de flujo antes de aplicarla en el control de frecuencia variable DTC o FOC.

A continuación se presenta un control DTC multinivel para un motor de inducción sin sensor de posición (*sensorless*) donde se realiza una adaptación del DTC clásico para aplicarlos a convertidores multinivel. Luego se presenta un nuevo control FOC multinivel para un motor síncrono con sensor de posición, en el cual se debió realizar una adaptación mayor para implementar las propuestas de la tesis, ya que el control FOC utiliza una modulación de la corriente que no es compatible con los controles de capacitores flotantes propuestos. El control FOC será utilizado en los resultados experimentales, específicamente en la implementación de las soluciones propuestas a un vehículo eléctrico.

## 6.1 Control Directo de Torque Multinivel (DTC)

El DTC clásico visto en la sección 1.2 (pág. 8) utiliza controladores de torque y flujo magnético por banda de histéresis que entregan información del error a una tabla que decide el vector de voltaje que debe ser aplicado (voltaje de referencia). Este método clásico no es aplicable a convertidores que generan un elevado número de niveles en forma práctica, por lo tanto es necesario remplazar los controladores de histéresis y la tabla de selección. La solución es generar un vector de voltaje de referencia como variable continua mediante el uso de las ecuaciones del motor de inducción y los mismos principios del control DTC clásico.

### a) Principio de Operación del DTC

El principio de operación del DTC se ilustra en la Figura 6-1 donde se manipula el flujo  $\Psi_s$  mediante el vector de voltaje  $V_s$  para controlar el torque mediante el ángulo entre flujos. Sin embargo, en la misma figura se muestra el espacio-vectorial de voltaje de un convertidor multinivel de 9-niveles para ilustrar la gran cantidad de vectores de voltaje que se pueden aplicar, los cuales no se pueden seleccionar mediante bandas de histéresis y tablas de selección.

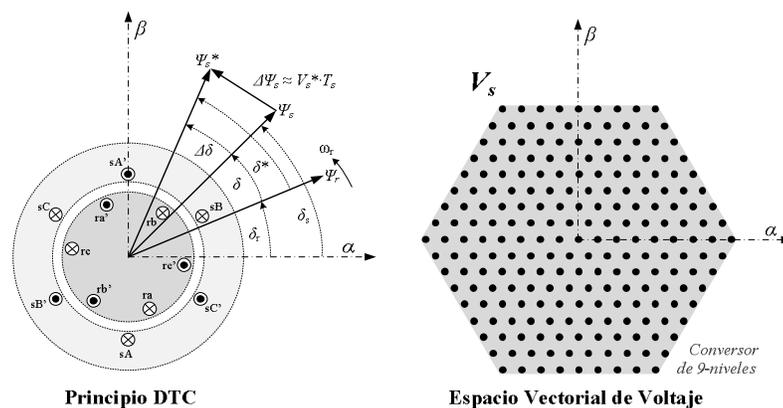


Figura 6-1: Principio del DTC y espacio vectorial de un convertidor de 9-niveles

El control DTC está basado en la ecuación (6.1) donde se ve que el torque electromagnético depende de la magnitud y ángulo entre los flujos electromagnéticos del estator y rotor. Como el flujo magnético del rotor  $\Psi_r$  varía mucho más lento que

el flujo del estator  $\Psi_s$ , se puede realizar un control de torque de forma muy rápida y directa por simple ajuste del ángulo del vector de flujo  $\Psi_s$ . Además, se puede controlar la magnitud del flujo  $\Psi_s$  de forma desacoplada y directa, ya que las variaciones en la magnitud sólo generan cambios marginales en el torque.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{p}{\sigma \cdot L_s} \cdot \overline{\Psi}_s \times \overline{\Psi}_r \Big|_{\alpha\beta} \quad (6.1)$$

Basado en la ecuación (6.1), el DTC simplemente realiza un control directo en el vector de flujo  $\Psi_s$  para controlar su magnitud y ángulo, ya que con este último tiene un control directo del torque. Sin embargo, para calcular el torque electromagnético no es recomendable utilizar la ecuación (6.1) porque ambos flujos son requeridos, los cuales no son medidos directamente y deben ser estimados, lo que puede generar un error mayor en el cálculo. Por esto, se utiliza la ecuación (6.2) que utiliza la corriente medida directamente y el flujo  $\Psi_r$  observado.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \overline{\Psi}_r \times \overline{I}_s \Big|_{\alpha\beta} \quad (6.2)$$

Sin embargo, el cálculo del flujo  $\Psi_r$  requiere de la corriente del rotor y trabajar en el sistema de referencia  $d-q$  solidario al rotor, para cual se debe utilizar la posición exacta del rotor. Esto es una gran desventaja, ya que los grandes beneficios del control DTC no serían aprovechados, como su algoritmo inherentemente *sensorless* y el uso del sistema estacionario  $\alpha-\beta$ . Por lo tanto, si el motor no tiene sensor de posición (*sensorless*) se debe utilizar la ecuación (6.3).

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \overline{\Psi}_s \times \overline{I}_s \Big|_{\alpha\beta} \quad (6.3)$$

Los flujos magnéticos del estator y del rotor se pueden obtener de las ecuaciones (6.4) y (6.5) que utiliza las corrientes medidas del motor, la inductancia del estator ( $L_s$ ), la inductancia del rotor ( $L_r$ ) y la inductancia mutua ( $L_m$ ).

$$\overline{\Psi}_s = L_s \cdot \overline{I}_s + L_m \cdot \overline{I}_r \Big|_{\alpha\beta} \quad (6.4)$$

$$\overline{\Psi}_r = L_m \cdot \overline{I}_s + L_r \cdot \overline{I}_r \Big|_{\alpha\beta} \quad (6.5)$$

Sin embargo, los parámetros del rotor y las inductancias pueden ser parámetros difíciles de obtener y ambas ecuaciones anteriores utilizan la corriente del rotor, por lo tanto se requiere de un sensor de posición y trabajar en el sistema de referencia  $d-q$ . Es por esto que, para calcular el flujo del estator, se prefiere utilizar la ecuación (6.6) que sólo utiliza el voltaje y corriente medidos del motor y la resistencia del estator  $R_s$ .

Si se desea obtener el flujo del rotor se puede utilizar la ecuación (6.7) para un motor de inducción jaula de ardilla ( $v_r = 0$ ), en la cual no se utilizan las inductancias pero se requiere de la corriente del rotor.

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \left. \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} \right|^{\alpha\beta} \quad (6.6)$$

$$0 = R_r \cdot \vec{I}_r + \left. \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} - j \cdot \omega_m \cdot \vec{\Psi}_r \right|^{\alpha\beta} \quad (6.7)$$

En resumen, para un motor de inducción sin sensor de posición, las mejores ecuaciones a utilizar en el control DTC son la (6.3) para calcular el torque y la (6.6) para calcular el flujo del estator. Utilizando estas ecuaciones sólo se requieren las corrientes y voltajes medidos, además de la resistencia del rotor (fácil de calcular).

Sin embargo, la resistencia del rotor no se comporta como un parámetro constante, ya que su valor cambia durante la operación debido a la temperatura y el efecto pelicular, produciendo un deterioro en el control DTC a bajas velocidades, pero muchas soluciones a este problema han sido extensamente desarrolladas (Faiz y Sharifian, 2001; Kojabadi et al., 2003; Pana, 1996; Umanand y Bhat, 1995; Zaky et al., 2008). Además, el uso de integradores puros para obtener el flujo del estator en la ecuación (6.6) debe ser evitado porque generan un *offset* y desvío de la estimación. Una solución es remplazar los integradores por filtros pasa-bajo como  $T/(1+s \cdot T)$ , donde  $T$  es la constante de tiempo, la cual debe ser alta. Este filtro pasa-bajo alterará la ganancia estática pero generalmente no es un problema. La estimación del flujo ha sido materia de investigación y desarrollo constante, por lo que existen múltiples métodos que pueden ser aplicados (Bertoluzzo et al., 2007; Holtz y Quan, 2002; Jia y He, 2005; Kuo-Kai et al., 2004; Myoung-Ho et al., 2000; Seyoum et al., 2003).

b) *Control DTC Multinivel*

El control DTC multinivel utiliza los mismos principios y ecuaciones del convertor DTC clásico. El modelo y los observadores del motor son exactamente los mismos. Sólo se deben adaptar los controladores y la modulación en caso de ser implementada (opcional), ya que debe ser una modulación multinivel.

La figura 6-2 muestra la aplicación del control DTC en el espacio-vectorial con un convertor clásico (2-niveles) mediante controladores por banda de histéresis y tablas de selección. Se puede apreciar la banda de histéresis del flujo  $\Psi_s$  y los posibles vectores que se pueden aplicar (sólo 8 vectores). La tabla de selección escoge los vectores según el error de las bandas de histéresis y el sector donde se ubica actualmente el flujo (sólo hay 6 sectores).

Sin embargo, este control DTC clásico puede ser inaplicable en la práctica para convertidores de varios niveles. Por lo tanto, en esos casos se puede aplicar un control DTC basado en el mismo principio pero con variables y controladores continuos. Esta idea se muestra a la derecha de la Figura 6.2, donde la gran cantidad de vectores de voltaje del convertor multinivel permite ir ajustando el vector de flujo  $\Psi_s$  de forma minuciosa. Esta gran cantidad de vectores discretos genera un espacio-vectorial de alta definición que permite ir variando el flujo en forma marginal, lo que reduce el torque pulsante y genera una trayectoria más circular del flujo magnético.

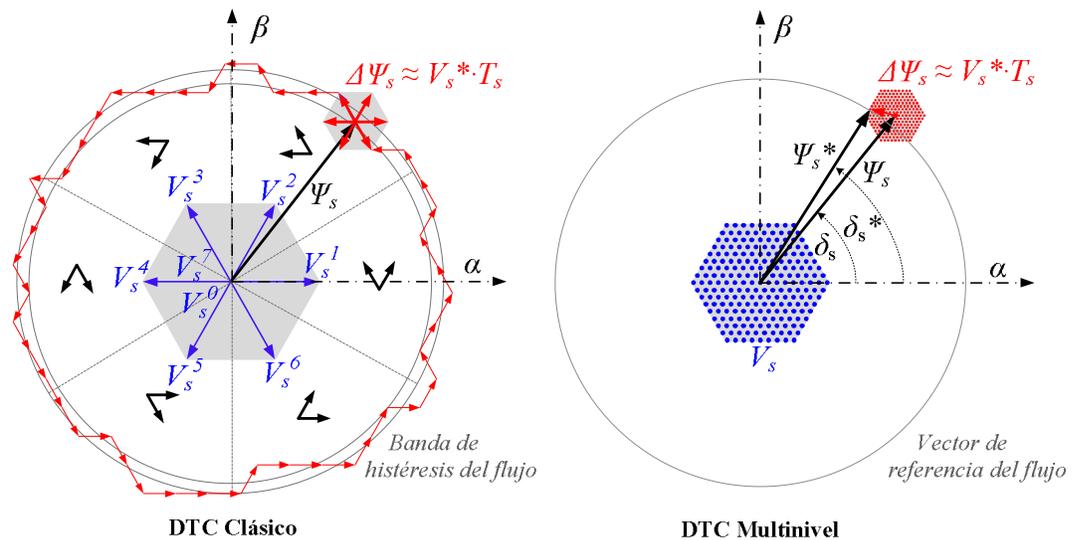


Figura 6-2: Principio del control DTC clásico y del control DTC multinivel.

El diagrama de bloques del control DTC multinivel se ilustra en la Figura 6-3, donde se puede ver la ausencia de transformadas de coordenadas debido a que siempre se trabaja en el sistema de referencia estacionario  $\alpha\text{-}\beta$ . Primero se miden las corrientes y voltajes en el estator del motor para utilizar el voltaje en el estimador de flujo basado en la ecuación (6.6). Luego se utiliza el flujo estimado y el vector de corriente en el estimador de torque basado en la ecuación (6.3). Si además se desea realizar un control de la velocidad, será necesario estimarla mediante algún observador. En este caso se utilizó un MRAS (*Model Reference Adaptive System*), el cual se detalla en la siguiente página. Ahora que se tienen todas las variables estimadas, se calcula el error del torque para obtener el ángulo de corrección en el vector de flujo  $\Psi_s$  mediante un controlador (e.g. PI). Luego se suma este ángulo de corrección al ángulo actual del flujo para obtener su ángulo de referencia. Con este ángulo y la magnitud de referencia se construye el vector de flujo de referencia  $\Psi_s^*$ , el cual es comparado con el vector actual para obtener el voltaje de referencia ( $V_s^*$ ) mediante un controlador de flujo.

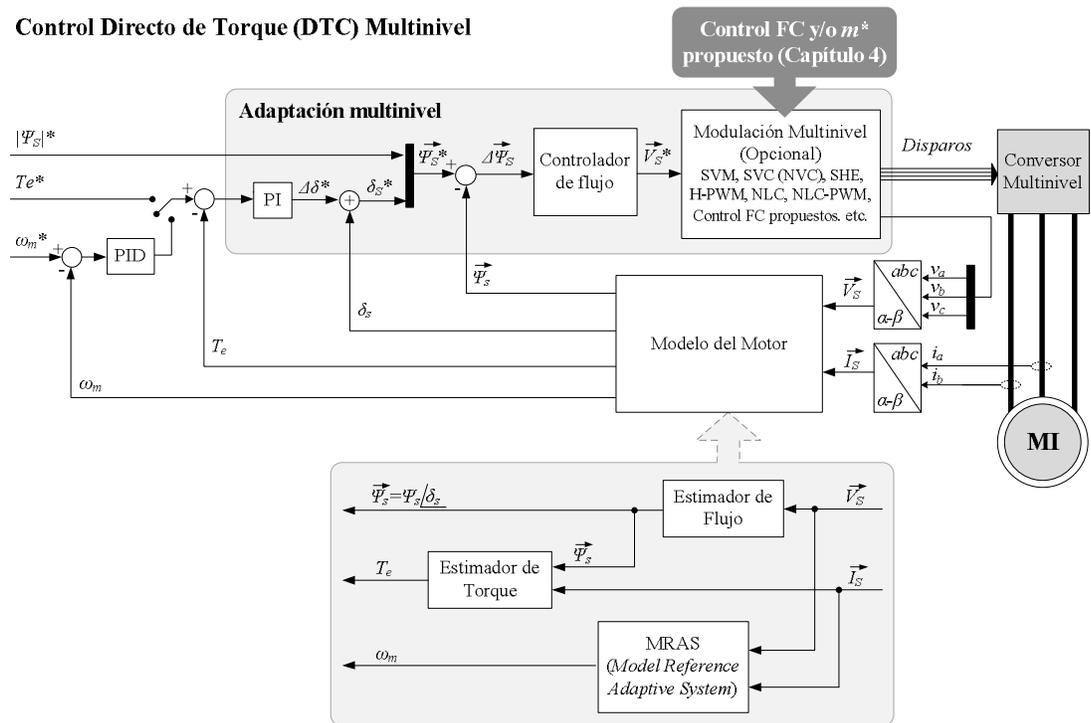


Figura 6-3: Diagrama de bloques del Control DTC *sensorless* multinivel.

En estricto rigor y basado en la ecuación (6.6), el controlador de flujo debería ser un bloque proporcional  $1/T_s$ , pero su uso en la práctica no es recomendable porque el valor de  $T_s$  puede ser bastante pequeño, lo que se traduce en una enorme ganancia, la cual puede generar inestabilidad e introducir bastante ruido al control en lazo cerrado. Por esto, es recomendable utilizar un controlador PI, el cual además puede absorber las imprecisiones del modelo del motor.

Mediante este método DTC multinivel se obtiene un vector de voltaje de referencia ( $V_s^*$ ) continuo, el cual puede ser aplicado de forma directa mediante moduladores específicos para convertidores multinivel (NLC, H-PWM, NLC-PWM ó SVC) ó mediante alguna otra modulación (SHE, SVM, etc.). Es más, en la etapa final se puede implementar los controles para capacitores flotantes (FC) y/o índices de modulación estratégicos  $m^*$  propuestos en el capítulo 3 y 4.

Se agregó un modelo de referencia adaptativo MRAS para estimar la velocidad del motor, en caso de que se desee controlarla (Figura 6-4). El sistema MRAS tiene un modelo de referencia que utiliza las dos variables medidas (corriente y voltaje) para calcular el flujo del rotor ( $\Psi_r$ ) mediante las ecuaciones (6.4)-(6.6). En paralelo tiene un modelo adaptativo que utiliza la corriente y la velocidad estimada para calcular el flujo del rotor ( $\hat{\Psi}_r$ ) mediante las ecuaciones (6.5) y (6.7). Ambos flujos son comparados en un sintonizador que simplemente calcula el producto vectorial de ambas variables para generar un error que enfatice la diferencia entre los ángulos de ambos vectores. Este error es introducido a un controlador PI que entrega la velocidad estimada del motor.

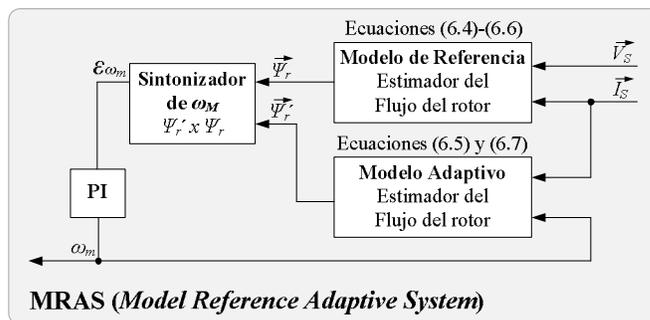


Figura 6-4: Observador de la velocidad MRAS (*Model Reference Adaptive System*).

## 6.2 Control de Campo Orientado Multinivel (FOC)

En motores de inducción, el control FOC es mucho más complejo de implementar que el DTC, ya que se requiere de un sensor de posición, se trabaja en el sistema de referencia  $d-q$  solidario al flujo del rotor y se debe utilizar un modelo del motor con variables y parámetros del rotor, lo que es difícil de obtener debido al deslizamiento y la inaccesibilidad al rotor (motor de inducción jaula de ardilla). Sin embargo, el control FOC puede ser una buena opción en motores síncronos, porque generalmente éstos utilizan sensores de posición en aplicaciones de alto rendimiento para mantener el sincronismo. Además, el sistema de referencia  $d-q$  gira exactamente en conjunto con el rotor, del cual se conoce la posición exacta mediante el sensor.

En esta sección se propone una adaptación novedosa del control FOC, ya que se implementa sin realizar modulación de corriente en el inversor como se vio en el FOC clásico analizado en la sección 1.2 (pág. 8). En estricto rigor, el FOC es un control de la corriente directa y en cuadratura, con las que controla el torque y flujo. Por lo tanto, el control FOC convencional modula el voltaje del inversor para que éste opere como una fuente de corriente. Aún cuando el control FOC ya ha sido aplicado a convertidores multinivel (NPC y CHB), sólo se ha implementado en motores de inducción y mediante modulaciones multicarrier-PWM o SVM (*Space Vector Modulation*). Pero todos los métodos de modulación para convertidores con gran número de niveles, incluyendo los métodos FC y  $m^*$  propuestos, utilizan al convertidor multinivel como fuente de voltaje. En consecuencia, es necesario modificar el control de campo orientado (FOC) para evitar la modulación de corriente en el inversor y así poder implementar el control FOC en convertidores multinivel mediante los métodos de modulación multinivel específicos y/o los controles propuestos para utilizar capacitores flotantes (FC) o índices de modulación estratégicos ( $m^*$ ).

a) *Principio de Operación del FOC*

El control de campo orientado (FOC) para motores síncronos se basa en la manipulación de la corriente del estator para ajustar el ángulo entre ésta y el flujo del rotor como ilustra la Figura 6-5. La corriente del estator se trabaja en el sistema de referencia  $d-q$  solidario al flujo de rotor para tener un control desacoplado de su componente directa ( $I_d$ ) y en cuadratura ( $I_q$ ), ya que con esta se tiene un control del torque y del flujo magnético de forma independiente. El control FOC está basado en la ecuación (6.8), donde  $L_d$  y  $L_q$  son las inductancias del estator por fase expresadas en los ejes directo y en cuadratura respectivamente.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\Psi_r \cdot I_q + I_d \cdot I_q \cdot (L_d - L_q)] \Big|^{dq} \quad (6.8)$$

Cada uno de los dos términos en la ecuación de torque tiene una interpretación física. El primer término es el torque electromagnético que es independiente de la corriente directa ( $I_d$ ) y proporcional a la corriente en cuadratura ( $I_q$ ), la cual está en fase con el voltaje de fuerza electromotriz (FEM) generado por el rotor del motor (electroimán o imanes permanentes). Por el contrario, el segundo término es el torque de reluctancia o “saliencia” que es proporcional al producto de ambas corrientes y a la diferencia entre las inductancias ( $L_d-L_q$ ).

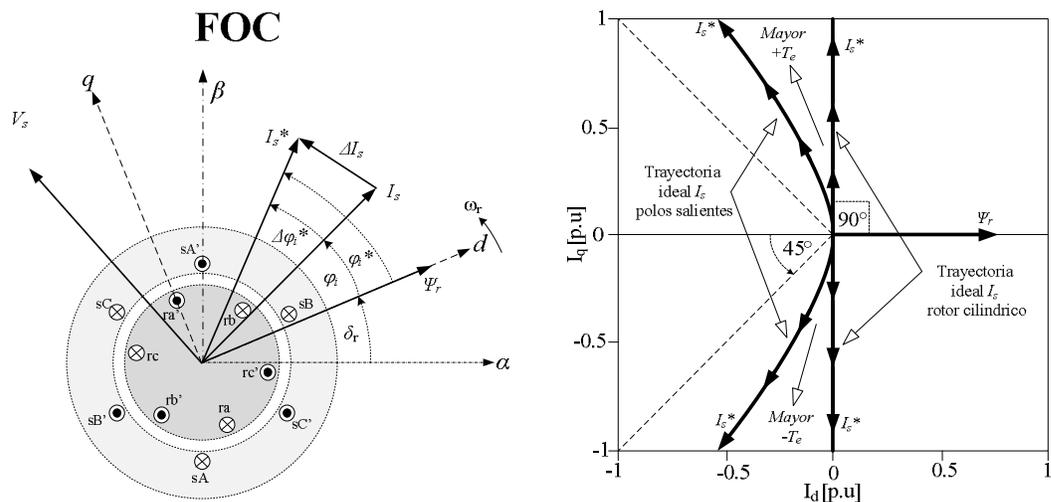


Figura 6-5: Principio de operación del control FOC y referencias de corriente ideales según el tipo de motor síncrono.

Si la máquina síncrona es de rotor cilíndrico no tendrá torque de reluctancia porque sus inductancias directa y en cuadratura serán idénticas. En este caso, el torque óptimo (Nm/A máximo) se consigue generando sólo corriente en cuadratura, es decir, una corriente del estor a  $90^\circ$  del flujo del rotor (en fase con la FEM generada), como ilustra la Figura 6-5. En cambio, si el motor tiene polos salientes, el torque óptimo se consigue con una corriente del estator en cuadratura para valores bajos de torque, pero para obtener torques mayores la corriente debe comportarse como asíntota de las curvas ilustradas en la Figura 6-5 que suponen que  $L_q > L_d$ . Estas curvas dejan de manifiesto el comportamiento híbrido de la máquina de polos salientes, la cual se comporta como máquina síncrona y de reluctancia.

b) *Nuevo Control FOC Multinivel*

El FOC propuesto en esta tesis se ilustra en la Figura 6-6, donde se encuentran varias similitudes con el control FOC convencional. Se utiliza un sensor de posición para realizar las transformaciones de coordenadas. Las variables de referencia son la corriente directa y en cuadratura para controlar el torque del motor en base a las curvas de torque ideal de la Figura 6-5. Sin embargo, todos los controladores del nuevo control FOC han sido cambiados para poder utilizar el convertor multinivel como fuente de voltaje.

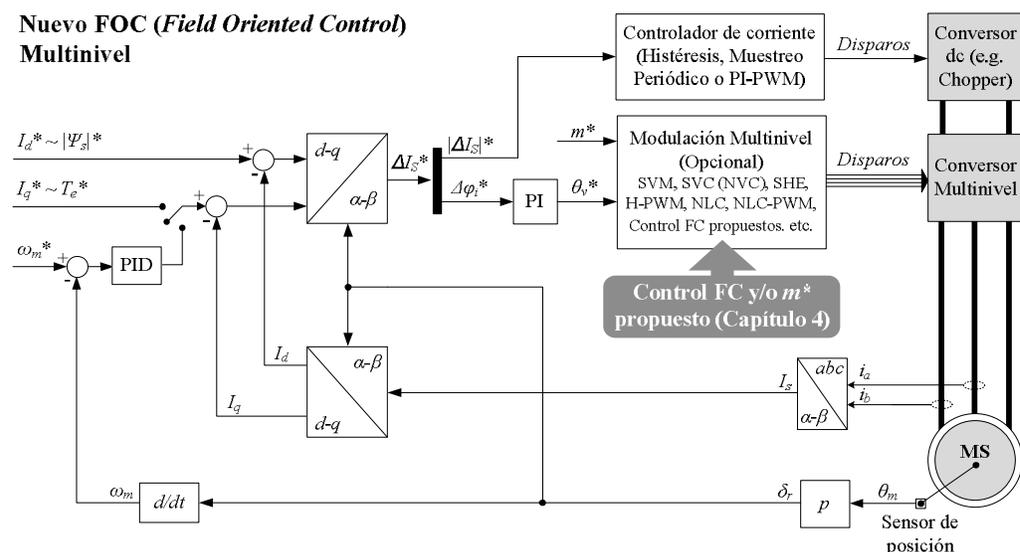


Figura 6-6: Diagrama de bloques del nuevo control FOC multinivel propuesto.

Se puede ver que no es necesario utilizar ningún modelo del motor, lo que es muy ventajoso porque no introduce deterioro al control por errores de estimación.

La magnitud de la corriente se controla mediante un conversor *dc* (corriente continua) a través de controladores de corriente que modulan el voltaje, los que pueden ser controladores de histéresis, muestreo periódico o PI-PWM. En cambio, la fase de la corriente es controlada por el conversor multinivel que puede funcionar con un índice de modulación fijo. Como se vio en los capítulos anteriores, trabajar con un índice de modulación fijo conlleva grandes ventajas, como generar el número de niveles máximo en cualquier punto de operación, evitar la regeneración en los inversores auxiliares y la posibilidad de operar con índices de modulación estratégicos  $m^*$ . El ángulo de voltaje de referencia ( $\theta_v$ ) es obtenido desde el error del ángulo de la corriente del estator ( $\Delta\varphi_i$ ) mediante un controlador PI. Finalmente, el conversor multinivel puede generar el voltaje de referencia ( $V_s^*$ ) unitario, ya que la amplitud estará dada por el conversor de corriente continua (*dc*).

#### *FOC Multinivel Adaptado*

El principio del control FOC multinivel propuesto en la Figura 6-6 se adaptó para ser implementado en un vehículo eléctrico con un motor síncrono de imanes permanentes como ilustra el diagrama de la Figura 6-7. El principio de control es el mismo que el ilustrado en la Figura 6-6, pero el control FOC multinivel adaptado utiliza un optimizador de torque que genera una corriente estatórica de referencia  $I_s^*$  para lograr un torque máximo por unidad de corriente, para lo cual se utiliza la ecuación 6.8. La magnitud de corriente estatórica de referencia es comparada con la corriente medida, luego el error es ingresado a un control de corriente para el conversor dc-dc. Paralelamente, el ángulo de la corriente estatórica de referencia es comparado con el ángulo medido, luego el error se introduce en un controlador PI para obtener el ángulo de rectificación que debe aplicarse al voltaje. Este control adaptado simplifica las transformadas de coordenadas necesarias y sólo requiere del torque de referencia en vez de la corriente directa y en cuadratura. Además, el ángulo de voltaje generado por el controlador PI es sumado al ángulo actual de voltaje, lo que permite reducir la ganancia del controlador (mayor estabilidad).



## 7. IMPLEMENTACIÓN EN BANCO DE PRUEBAS

En este capítulo se presenta la implementación de todas las propuestas de esta tesis en un motor de inducción jaula de ardilla (M.I). Se escogió este motor por ser la máquina por excelencia en la industria, minería y en algunas aplicaciones de tracción. Se realizaron simulaciones utilizando los software PSIM® y Matlab/Simulink®, los cuales entregaron un comportamiento muy similar al conseguido en los resultados experimentales. Estos últimos fueron obtenidos en un banco de pruebas para realizar una comprobación rigurosa, transparente y repetible de los métodos, teorías y tecnologías propuestas.

### 7.1 Banco de Pruebas

En la Figura 7-1 se muestra el banco de pruebas y sus principales componentes (Anexo L). Este banco cuenta con todos los sistemas necesarios para realizar una gran cantidad de pruebas en diferentes topologías mediante simples cambios en las conexiones de potencia y comunicación. El banco cuenta con fuentes de poder aisladas y reguladas, rectificadores, sensores de voltaje y corriente, capacitores y ultra-capacitores flotantes, un transformador de alta frecuencia HFL, fusibles de protección y comunicación por fibra óptica, conexión paralela, Ethernet y serial RS-232 con el controlador y un computador estacionario.

Los sensores de corriente y voltaje son aislados y fueron implementados con transductores LEM® en placas de circuitos impresos (PCB) con amplificadores de instrumentación y comunicación especialmente diseñados para el controlador AC800 PEC (Anexo J y K). Se utilizaron módulos inteligentes de IGBTs con topologías estándares (puente-H, puente trifásico y NPC) para obtener diferentes convertidores multinivel en cascada mediante la interconexión de estos módulos (Anexo I). Se utilizaron tres motores de inducción jaula de ardilla de distintas potencias y voltajes (Anexo F):

- Siemens: 0.3kW,  $\Delta/Y$ , 230/400V, 1.7/1.0A, 50Hz,  $\cos(\varphi)=0.76$ , 1400rpm.
- ABB: 3kW,  $\Delta/Y$ , 220/380V, 11.3/6.5A, 50Hz,  $\cos(\varphi)=0.81$ , 1450rpm.
- ABB: 3kW,  $\Delta/Y$ , 110/190V, 23.7/13.7A, 50Hz,  $\cos(\varphi)=0.81$ , 1430rpm.

El banco de pruebas está diseñado en base al controlador industrial AC 800PEC de la empresa ABB (Anexos D), el cual fue utilizado para medir, programar y controlar todo el sistema (Figura 7-1). Este controlador consta de un módulo principal (PP D113) que contiene una FPGA y una unidad de procesamiento (CPU). La FPGA es utilizada en el procesamiento de muy alta velocidad (25ns) mediante lenguaje VHDL para aplicar la protección y modulación de los semiconductores, además de la comunicación de alta velocidad (Anexo E). La CPU es utilizada en aplicación de alto nivel y velocidad (50us) para implementar los lazos de control, modelo del motor y estimadores de variables. La comunicación digital, como las señales de disparo de los semiconductores, se realizan mediante 36 fibras ópticas que eliminan toda posibilidad de interferencia.

Una de las grandes ventajas del controlador AC 800PEC es que permite programar la aplicación de alto nivel (CPU) mediante el *Real Time Workshop* del software Matlab/Simulink®. Por lo tanto, el control implementado en Simulink es embebido en la CPU mediante una compilación en lenguaje C. Además, el controlador AC 800PEC cuenta con un segundo módulo (Combi IO UA D149) que actúa de interfaz con el sistema mediante entradas y salidas análogas y digitales.

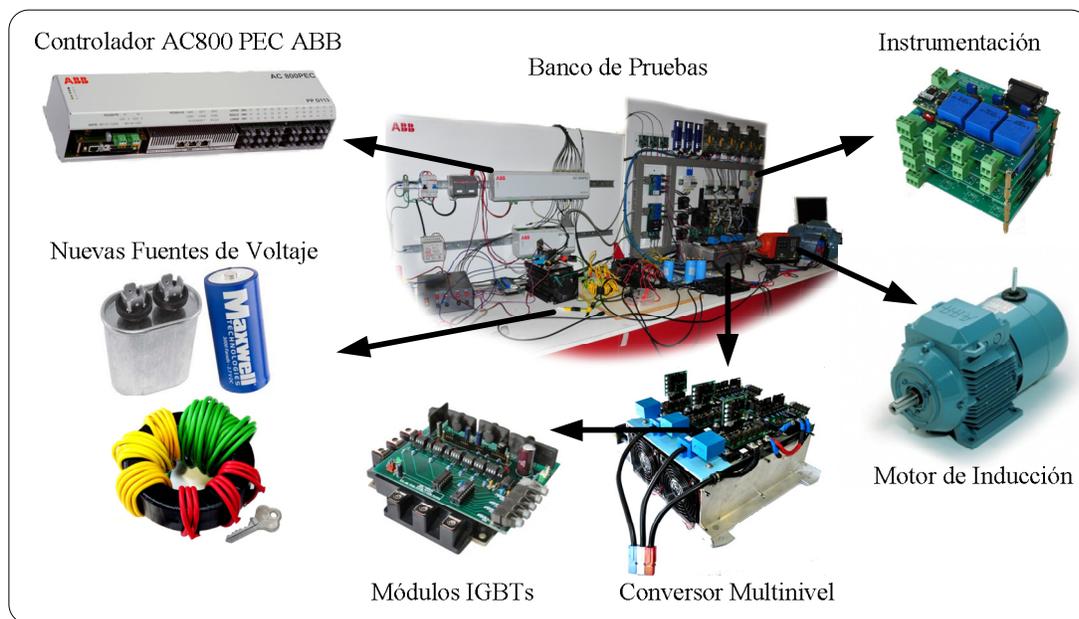


Figura 7-1: Banco de Pruebas Implementado en el Laboratorio.

## 7.2 Resultados Experimentales

A continuación se presentan los resultados experimentales observados en el banco de pruebas. En las dos primeras secciones se muestran los resultados obtenidos de un conversor ACHB de 27-niveles con asimetrías optimizadas convencionalmente (1:3:9) donde se implementó el control DTC y las fuentes de voltaje propuestas en esta tesis (HFL y los capacitores flotantes). En la tercera subsección se ilustran diferentes topologías de convertidores multinivel en cascada con capacitores flotantes, HFL y asimetrías optimizadas con los métodos propuestos en esta tesis (extendido y sobre-extendido).

### 7.2.1 HFL con modulación fija $m^*$ : Conversor ACHB de 27-niveles

El conversor, las fuentes de voltaje y el control utilizado se ilustran en la Figura 7-2. Se utilizó el HFL (*High Frequency Link*) para alimentar todos los inversores auxiliares y se trabajó con un índice de modulación fijo. Como cada fase está aislada, sólo se utilizó una fuente de voltaje principal, la cual debe ser variable para operar con un índice de modulación  $m^*$  fijo (Chopper Buck-boost). Primero se experimentó con el índice de modulación nominal ( $m^*=1$ ) que genera 27-niveles y luego con el índice estratégico para obtener un HFL de mínima potencia ( $m^*=0.783$ ), el cual genera 23-niveles y donde el HFL sólo maneja un 1.9% de la potencia total.

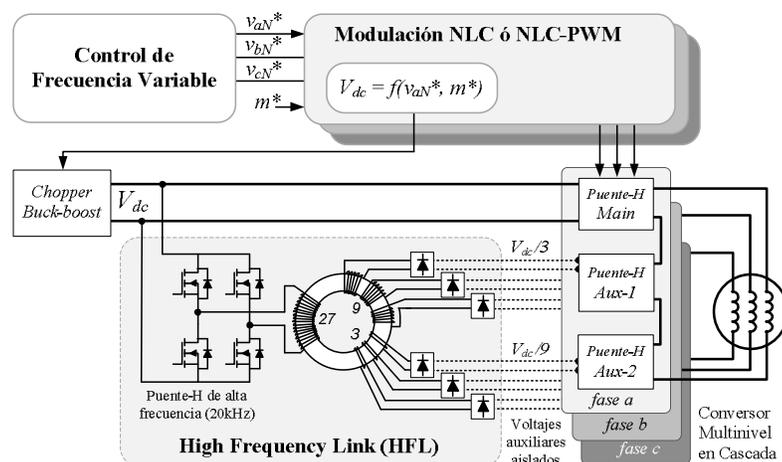


Figura 7-2: Topología ACHB de 27-niveles implementada.

La Figura 7-3 muestra el transformador toroidal utilizado, el cual fue presentado y diseñado en el capítulo 4.2. El voltaje de la bobina primaria (verde) es una onda cuadrada de 20 kHz y en cada bobina secundaria se obtiene una onda similar pero de amplitud reducida. Las bobinas del auxiliar-1 (amarillas) tienen un tercio del voltaje principal, mientras que las bobinas del auxiliar-2 (rojas) tienen un noveno del voltaje principal. Los voltajes muestran poca distorsión y luego son rectificados por un puente monofásico de diodos.

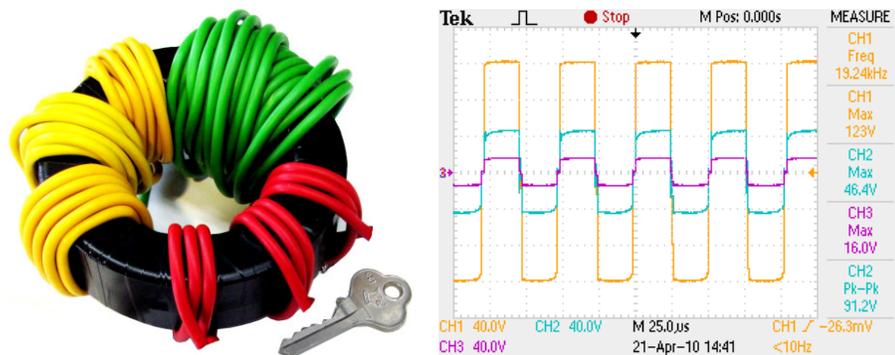


Figura 7-3: Voltajes primario y secundarios (Aux-1 y 2) en el transformador HFL.

a) *Operación permanente con índice de modulación nominal  $m^*=1$ :*

Las Figuras 7-4 y 7-5 ilustran los voltajes obtenidos en cada fase del motor. En la Figura 7-4 se utilizó una modulación NLC-PWM y se puede ver que la simulación es muy similar al resultado experimental. En la Figura 7-5 se utilizó una modulación NLC donde se ve que el voltaje tiene 27-niveles y muestra una distorsión total armónica muy baja (THD=3.13%).

La Figura 7-6 ilustra la corriente y el voltaje en una fase del motor durante una transición de operación en modo motor a modo regeneración. Al pasar a modo regenerador, todos los auxiliares se inhabilitan y sólo el puente principal trabaja, ya que se utilizaron rectificadores unidireccionales (diodos) en el HFL. Sin embargo, se pueden usar rectificadores bidireccionales para regenerar con 27-niveles, pero esto no se justifica en la mayoría de las aplicaciones (regeneración en cortos periodos y excepcionalmente). También se muestra una operación del conversor cuando todo el sistema HFL falla o se desconecta (operación con 3-niveles y PWM sinusoidal).

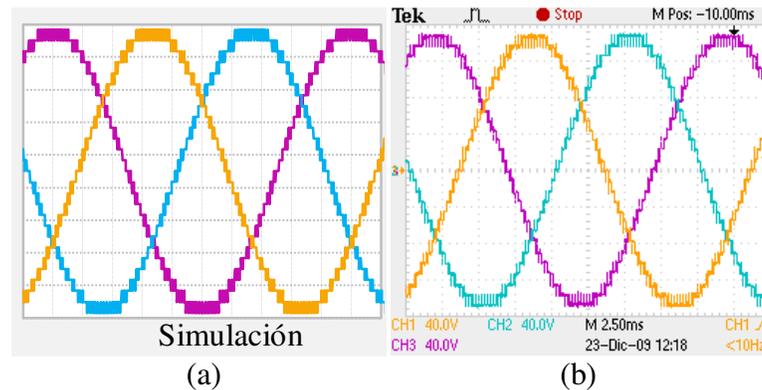


Figura 7-4: Voltajes en cada fase del motor operando con  $m^*=1$  (27-niveles) y una modulación NLC-PWM. (a) Simulación. (b) Experimentos.

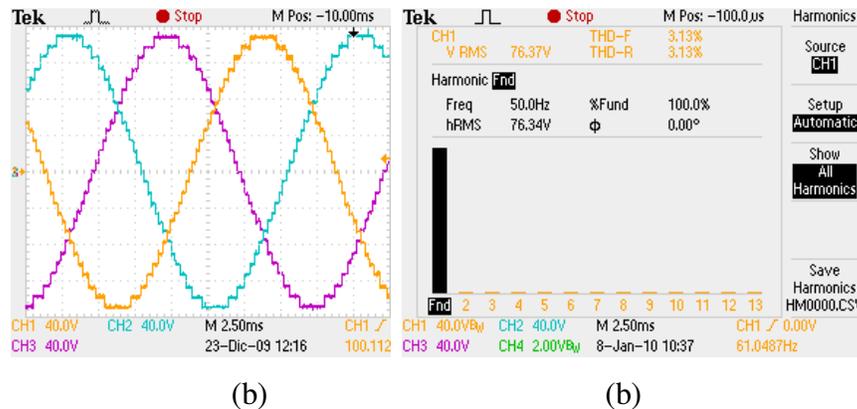


Figura 7-5: Voltaje en cada fase y su THD% operando con  $m^*=1$  y modulación NLC.

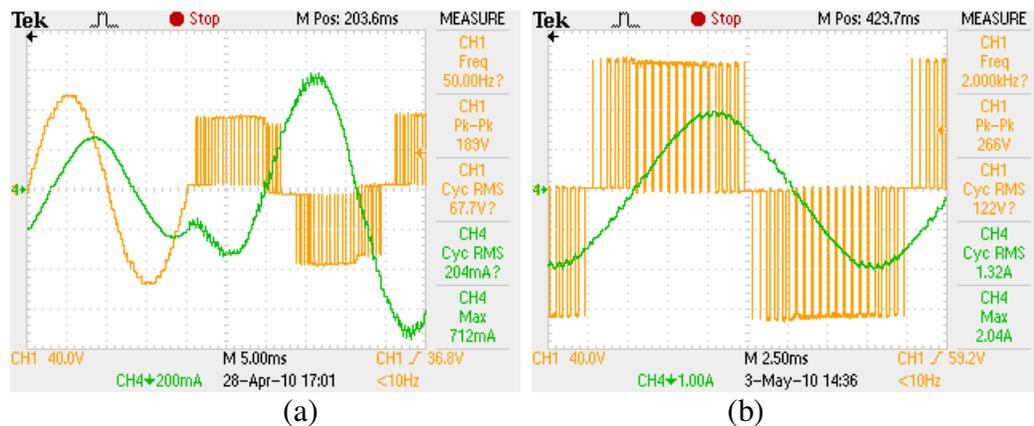


Figura 7-6: Voltaje y corriente de una fase. (a) Transición de modo motor a regeneración (sólo con el inversor principal). (b) Operación modo motor con falla en el HFL completo (operación con 3-niveles).

Como el convertor trabaja con un índice de modulación fijo  $m^*$  para cualquier punto de operación (frecuencia y amplitud del voltaje en el motor), el motor siempre recibe una alta calidad de voltaje y la regeneración en los auxiliares es evitada en todo momento, lo que en este caso es muy ventajoso porque se utilizaron rectificadores unidireccionales en el HFL. La Figura 7-7 ilustra la distorsión armónica total (THD%) del voltaje entregado por el convertor para distintos números de niveles generados (índice de modulación variable), los cuales fueron obtenidos experimentalmente. Se puede ver que el convertor opera en todo momento con una alta calidad de potencia, incluso cuando se utiliza el índice de modulación estratégico  $m^*=0.783$ . Las Figuras 7-8 y 7-9 ilustran como el índice de modulación nominal  $m^*=1$  se mantiene (27-niveles) para cualquier amplitud del voltaje de salida.

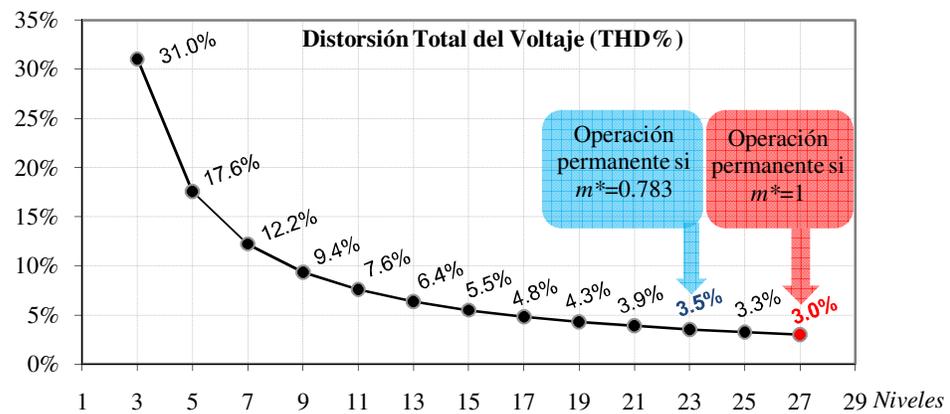


Figura 7-7: Distorsión del voltaje (THD%) en función del número de niveles.

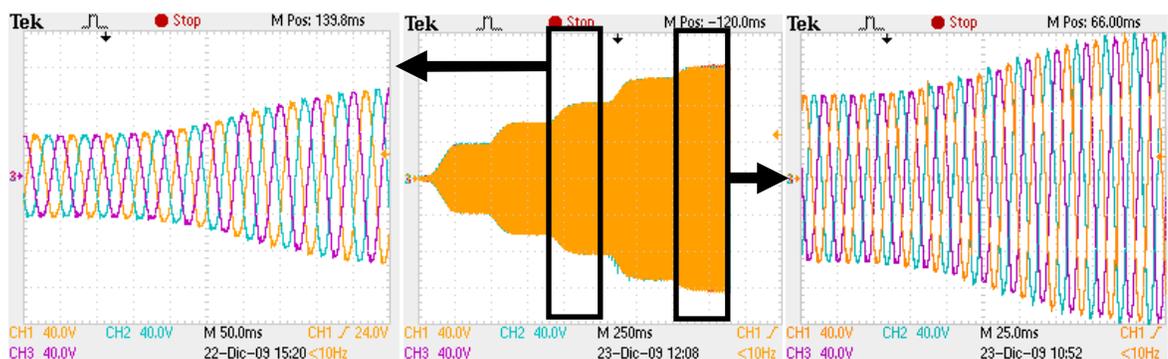


Figura 7-8: Voltaje de salida a distintas amplitudes de voltaje con  $m^*=1$  (27-niveles) y frecuencia constante.

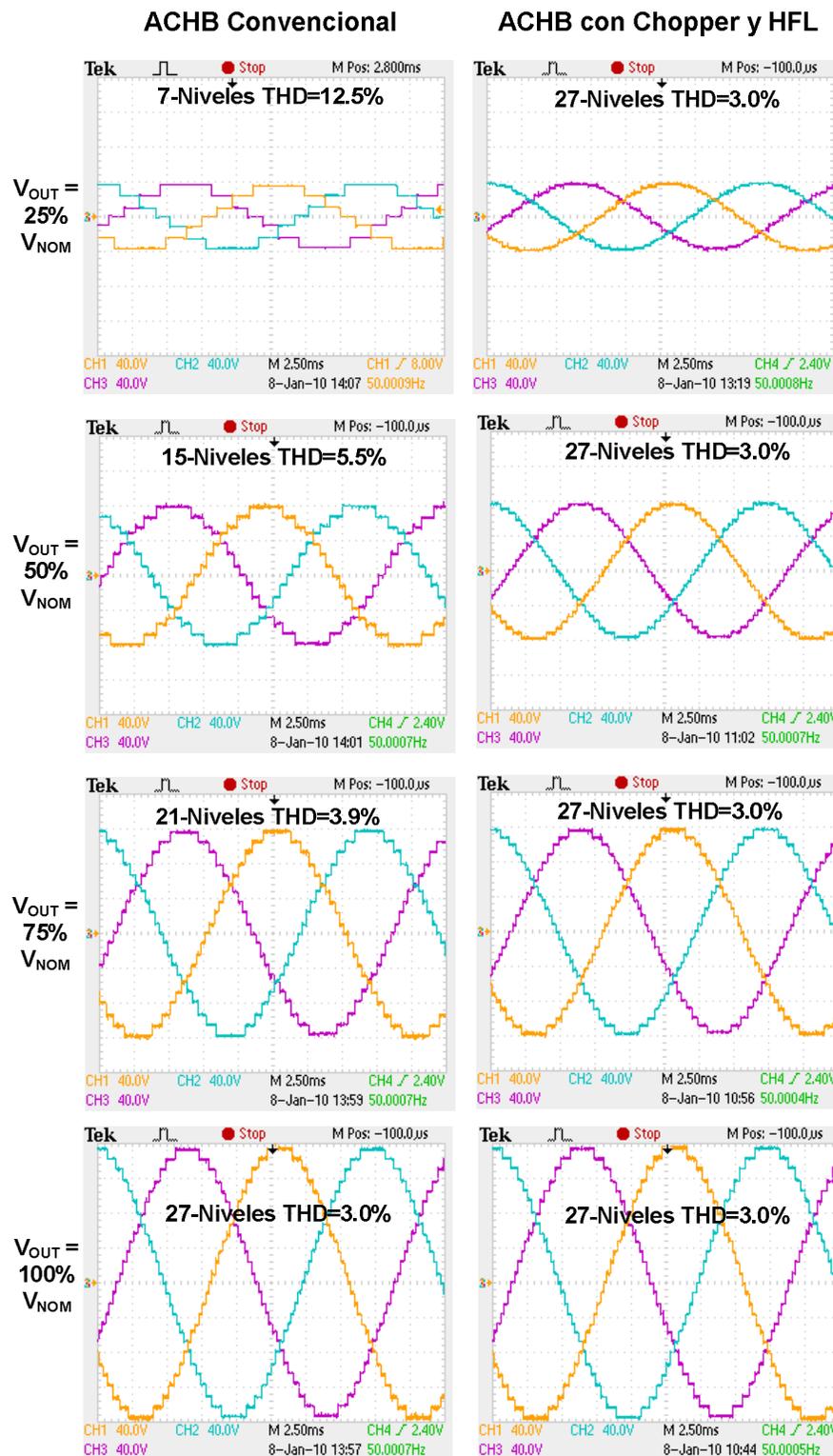


Figura 7-9: Voltajes obtenidos para diferentes amplitudes con un ACHB de 27-niveles convencional y con el ACHB propuesto (Chopper principal, HFL en auxiliares y  $m^*=1$ ).

b) *Operación permanente con índice de modulación estratégico  $m^*=0.783$ :*

En esta parte se muestran los resultados experimentales obtenidos cuando el convertor ACHB opera con el índice de modulación estratégico  $m^*=0.783$ . Si se opera en este índice, como se vio en el capítulo 3, hay un aporte nulo de potencia por parte del inversor auxiliar-1 y el HFL debe manejar la mínima potencia, la cual es sólo un 1.9% de la potencia porcentual de todo el sistema, equivalente exclusivamente a la potencia del auxiliar-2. La Figura 7-10 (a) ilustra los voltajes obtenidos experimentalmente en el motor al operar con  $m^*=0.783$ . El convertor genera 23-niveles en vez de 27-niveles debido a la operación sub-modulada ( $m^*<1$ ).

La Figura 7-10 (b) ilustra el voltaje y corriente obtenidos en una simulación cuando se trabaja con un índice de modulación híbrido, es decir, el auxiliar-1 trabaja con  $m^*=0.783$  y el auxiliar-2 con  $m^*=0.796$ . De esta forma, ambos auxiliares no entregan ni absorben potencia (funcionan como filtros activos) y toda la potencia proviene desde los inversores principales. Por lo tanto, teóricamente el HFL no maneja potencia alguna, y sólo es usado para las operaciones transitorias donde el voltaje principal cambia. Se puede ver que el voltaje muestra una distorsión debido a la generación de niveles de voltaje no-equidistantes, lo que se traduce en una distorsión leve de la corriente, la cual se puede distinguir claramente en el instante de tiempo donde se genera el voltaje máximo.

La Figura 7-11 muestra una simulación y el resultado experimental del voltaje y la corriente en una fase del motor ante un escalón de voltaje en la fuente de poder principal (chopper buck-boost). Se puede ver que la respuesta de la fuente HFL es prácticamente instantánea, es decir, los voltajes generados por el HFL para alimentar los auxiliares conservan los radios de voltaje optimizados 1:3:9 (asimetría constante), inclusive durante cambios drásticos en la referencia (escalón). La respuesta es instantánea debido a la alta frecuencia (20 kHz) del HFL y sus rectificadores con diodos ultra-rápidos. Además, esta respuesta instantánea se produce sin la necesidad de un control porque la asimetría está dada por el número de vueltas de las bobinas en el transformador toroidal. Este resultado demuestra que la respuesta dinámica del convertor y del HFL es muy alta

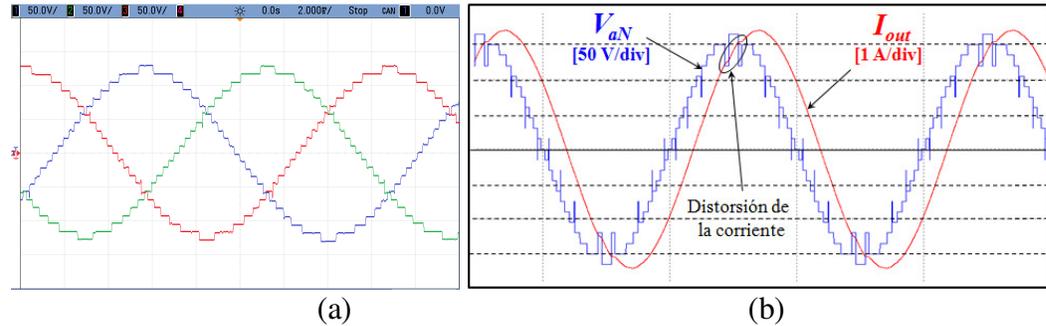


Figura 7-10: (a) Voltaje experimental del motor con  $m^*=0.783$  (b) Simulación del voltaje y corriente con un índice de modulación híbrido ( $m^*=0.783$  y  $0.796$ ).

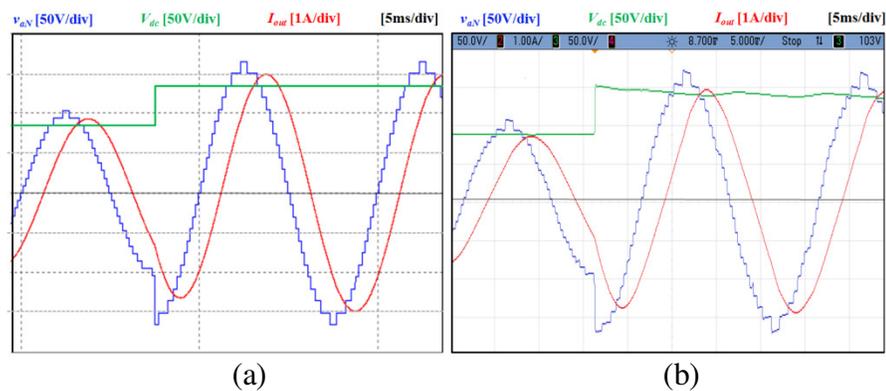


Figura 7-11: Voltaje y corriente en una fase del motor ante un escalón en el voltaje de alimentación principal ( $V_{dc}$ ). (a) Simulación (b) Resultado experimental.

La Figura 7-12 muestra una simulación y el resultado experimental de las corrientes instantáneas en la barra  $dc$  ( $dc-link$ ) del inversor auxiliar-1 y auxiliar-2, es decir, la corriente entregada por los rectificadores del HFL después del condensador de salida. Los resultados experimentales son similares a la simulación, pero lo importante es que muestran que el valor medio de la corriente entregada al auxiliar-1 es cero, lo que demuestra el nulo aporte de potencia promedio de éste (actúa como un filtro activo).

La Figura 7-13 muestra los resultados experimentales de la potencia instantánea del convertor cuando el auxiliar-1 está habilitado y luego cuando está inhabilitado. Como  $m^*=0.783$ , la potencia activa transmitida desde el convertor al motor en ambos casos es la misma. Sin embargo, la corriente y el voltaje resultan

altamente distorsionados cuando el auxiliar-1 es inhabilitado. Esto demuestra y corrobora que el auxiliar-1 sólo está actuando como un filtro activo (entrega potencia promedio nula pero disminuye la distorsión).

Los resultados de las Figuras 7-12 y 7-13 son equivalentes y validos cuando se sustituyen las fuentes de voltaje convencionales o el HFL del auxiliar-1 por capacitores flotantes controlados por índice de modulación, ya que el principio es exactamente el mismo ( $m^*=0.783$ ), pero en este último caso se requiere de un control adicional, el cual fue propuesto y descrito en el capítulo 4.1.2

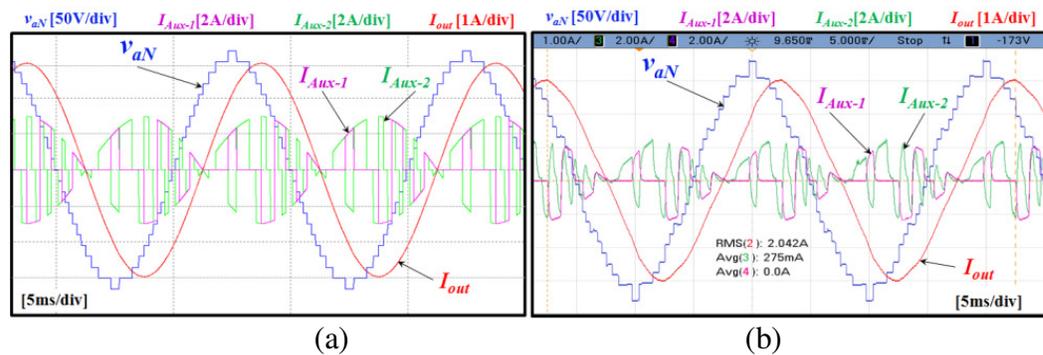


Figura 7-12: Corrientes de salida, del Auxiliar-1 y del Auxiliar-2, y voltaje en cada fase del sistema con  $m^*=0.783$  (a) Simulación. (b) Resultado experimental.

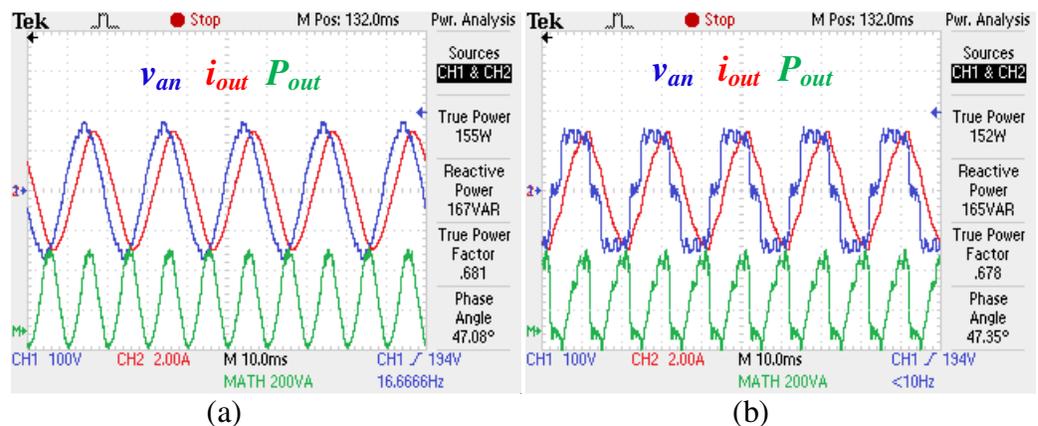


Figura 7-13: Resultado experimental de la potencia transferida al motor con  $m^*=0.783$ . (a) Con el Auxiliar-1. (b) Con el Auxiliar-1 inhabilitado.

### 7.2.2 HFL, FC<sub>PWM</sub> y DTC con $m$ variable: Conversor ACHB de 27-niveles

El sistema implementado en el banco de pruebas se ilustra en la Figura 7-14. En este caso se utilizaron capacitores flotantes como fuentes de voltaje aisladas en el auxiliar-2 mediante el control por ajuste del ciclo de trabajo PWM (FC<sub>PWM</sub>) que se presentó en el capítulo 4.1.1. Para alimentar los auxiliares-1 se utilizó el HFL propuesto, el cual ya fue probado, analizado y validado en la sección anterior, por lo tanto, no se realizará mayor comentario de éste. Los inversores principales son energizados desde un rectificador alimentado desde la red trifásica y compuesto por diodos, entregando un voltaje constante. Por lo tanto, el conversor no puede trabajar con un índice de modulación fijo, ya que éste debe ser utilizado para controlar la amplitud del voltaje de salida.

Se utilizaron ultracapacitores de 15 F como condensadores flotantes, los cuales están sobredimensionados para la potencia del motor utilizado (3 kW). Sin embargo, como el voltaje del capacitor debe ser constante en todo punto de operación, la gran capacitancia del ultracapacitor no está relacionada con la respuesta dinámica del sistema y sólo contribuye con una alta estabilidad del control PWM. Una desventaja de utilizar ultracapacitores es el largo periodo de tiempo que demora su carga inicial.

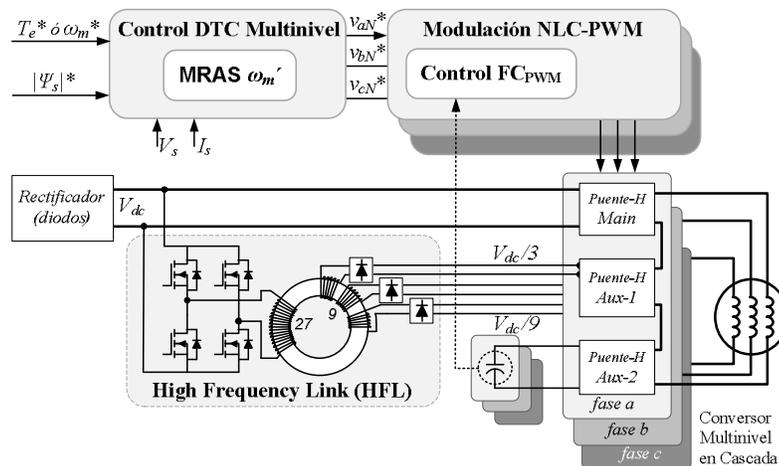


Figura 7-14: Topología ACHB de 27-niveles implementada.

La Figura 7-15 (a) muestra los voltajes de 27-niveles obtenidos en el motor, donde se ve la modulación NLC-PWM utilizada. El control de los capacitores flotantes manipula la señal PWM, lo que genera un leve aumento en la distorsión del voltaje. Sin embargo, esta distorsión es marginal y no se aprecia a simple vista. Sólo se puede apreciar una pequeña irregularidad cuando la corriente pasa de un valor negativo a uno positivo o viceversa. Esto se debe a que el control genera un cambio drástico en el ciclo de trabajo al cambiar el signo de la corriente. Sin embargo, esto sólo se puede apreciar en esta prueba en vacío (bajo factor de potencia) porque el cruce por cero de la corriente coincide con el pico de voltaje.

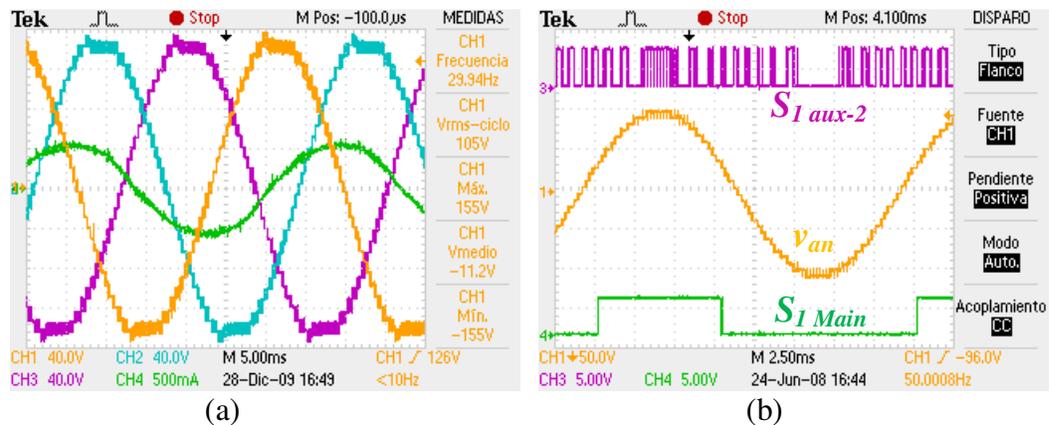


Figura 7-15: Voltaje en cada fase (27-niveles). (a) Voltajes trifásicos (b) Señales de disparo de la pierna izquierda ( $S_I$ ) del inversor principal (Main) y auxiliar-2 (aux-2).

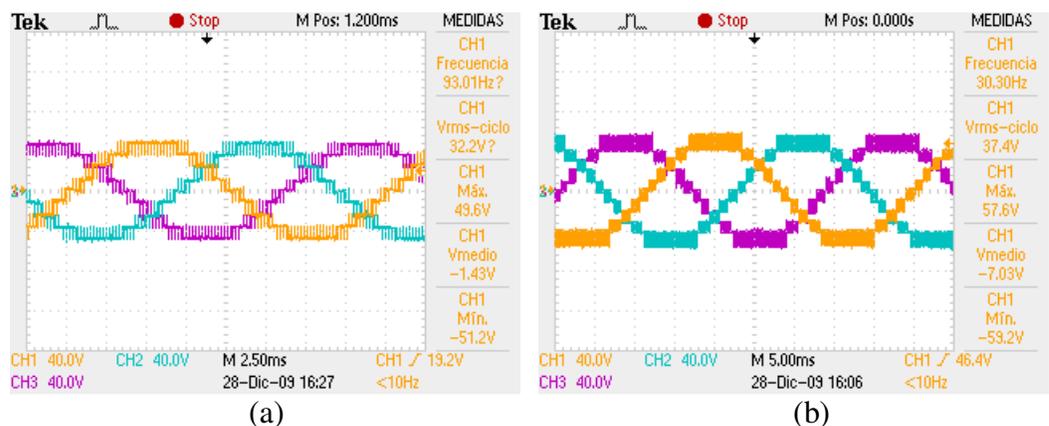


Figura 7-16: Voltaje en cada fase operando con frecuencia de conmutación constante (10 kHz). (a) Voltaje de 9-niveles y 93 Hz. (b) Voltaje de 11-niveles y 55 Hz.

La Figura 7-15 (b) ilustra el voltaje de una fase y las señales de disparo en un semiconductor del inversor principal y del auxiliar-2. Se puede apreciar la baja frecuencia de conmutación del inversor principal (frecuencia fundamental), lo que es muy ventajoso porque este inversor maneja más del 80% de la potencia del sistema. En cambio, la frecuencia de conmutación del auxiliar-2 es mucho más alta (10 kHz) pero no genera pérdidas relevantes porque maneja menos del 4% de la potencia.

La Figura 7-16 ilustra la operación del convertidor con 9 y 11-niveles para mostrar cómo se controla la amplitud del voltaje de salida con el índice de modulación. Se puede ver que el voltaje del capacitor sigue controlado con el uso del PWM, el cual tiene una frecuencia fija de 10 kHz.

El motor es controlado sin sensor de posición (*sensorless*) por el control directo de torque (DTC) multinivel presentado en el capítulo 6.1, el cual consta de un estimador MRAS (*Model Reference Adaptive System*) para observar la velocidad en caso de que se desee controlarla. La Figura 7-17 muestra el voltaje y la corriente del motor durante una inversión de giro. La Figura 7-18 ilustra el control DTC que utiliza como referencia la velocidad (a) o el torque (b). La estimación de la velocidad es muy precisa, el control de la velocidad alcanza la referencia en sólo 200 ms y el torque sigue la referencia sin error perceptible y con bajo ruido. El flujo magnético muestra un error mayor debido a la prioridad que se le da al torque, pero su exactitud no es determinante y su vector describe una circunferencia “limpia”. El voltaje de los condensadores flotantes sigue la referencia con un error mínimo en toda la operación.

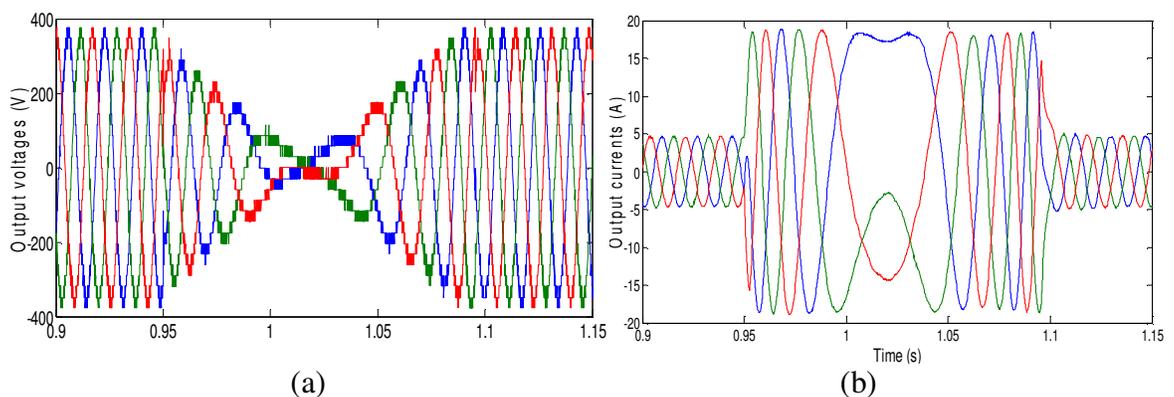


Figura 7-17: Simulación del voltaje (a) y la corriente (b) del motor durante una inversión de giro del motor mediante el control DTC.

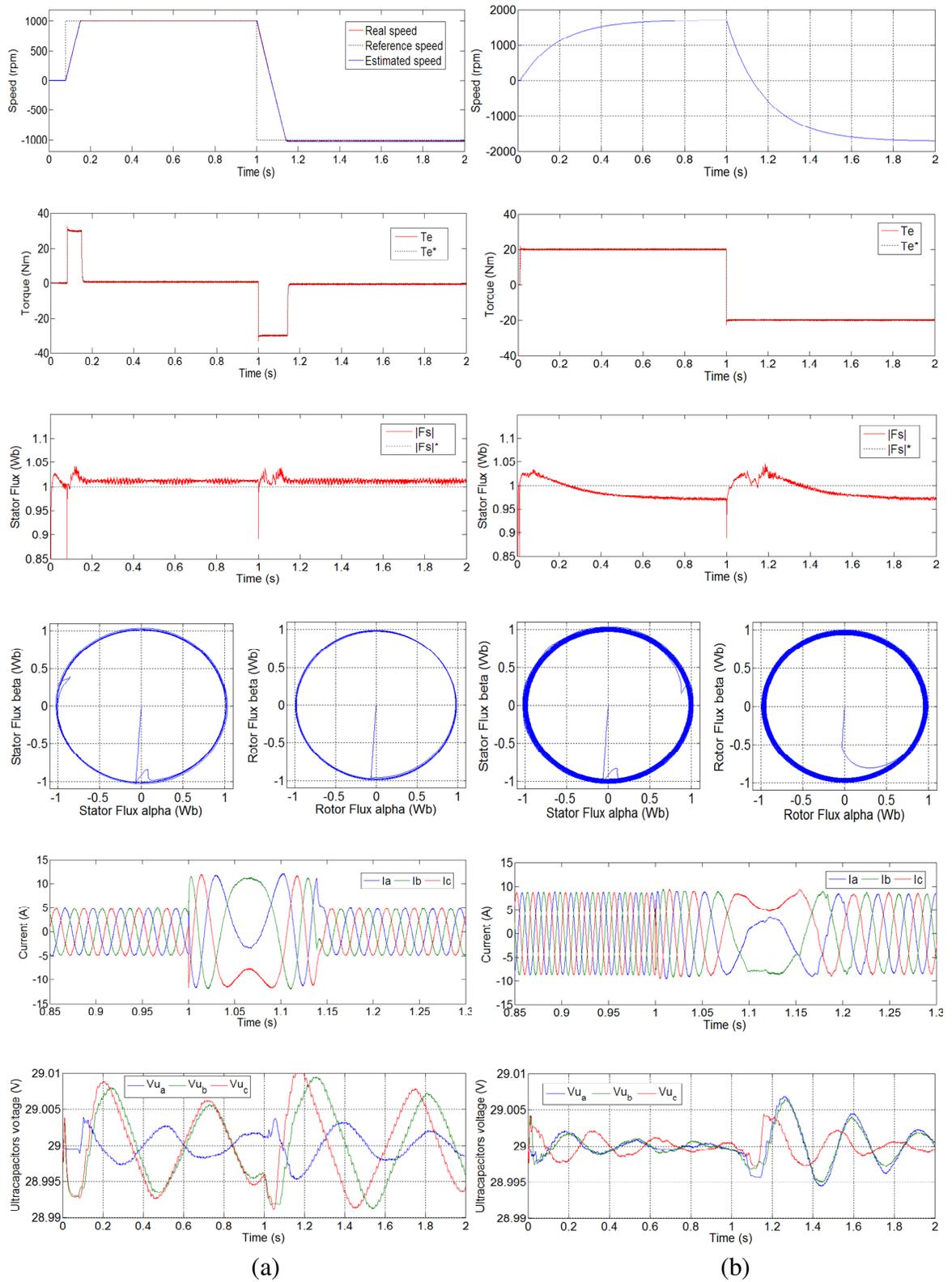


Figura 7-18: Simulación del control DTC. (a) Control de velocidad. (b) Control de Torque.

### 7.2.3 Nuevas asimetrías, capacitores flotantes y HFL

En esta sección se presentan los resultados obtenidos en tres convertidores multinivel en cascada (CM) diferentes, los cuales fueron implementados con los radios de voltaje (asimetrías) optimizados mediante los métodos propuestos en el capítulo 5 (optimización extendida y sobre-extendida). Además, junto con las nuevas asimetrías se implementaron capacitores flotantes en los auxiliares mayores mediante el control por ajuste del índice de modulación ( $FC_{m^*}$ ) propuesto en el capítulo 4.1.2. El tercer convertidor tiene dos inversores auxiliares, donde se utilizaron capacitores flotantes para alimentar el auxiliar-1 (mayor) y un HFL para alimentar el auxiliar-2 (menor) como ilustra la Figura 7-19. Los capacitores utilizados en las pruebas tienen una capacitancia estándar de 2.2 y 22 mF.

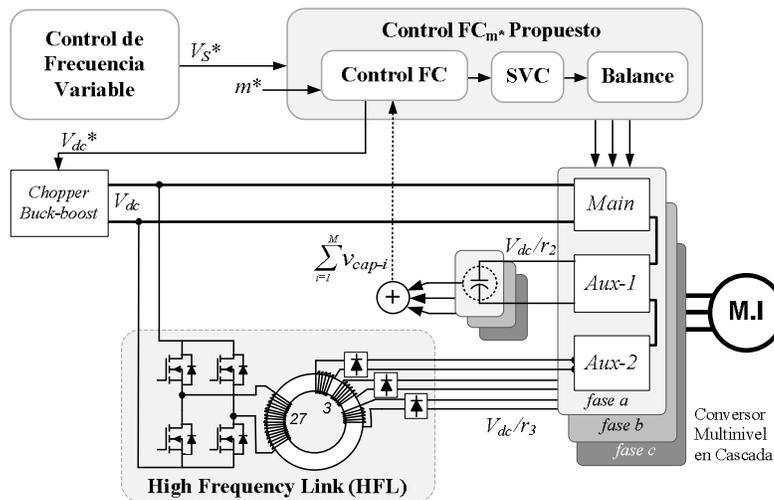


Figura 7-19: Esquema del control y fuentes de voltaje implementadas.

a) *Convertor CM 1: Inversor de 2-niveles conectado con uno de 3-niveles*

Se probaron las topologías ilustradas en la Figura 7-20, las cuales son equivalentes y entregan exactamente los mismos resultados en el motor. Se implementaron las asimetrías optimizadas con los métodos propuestos en esta tesis. Como el convertidor está formado por un inversor de 2-niveles conectado con uno de 3-niveles, la asimetría extendida es 1:4 y la sobre-extendida es 1:5.

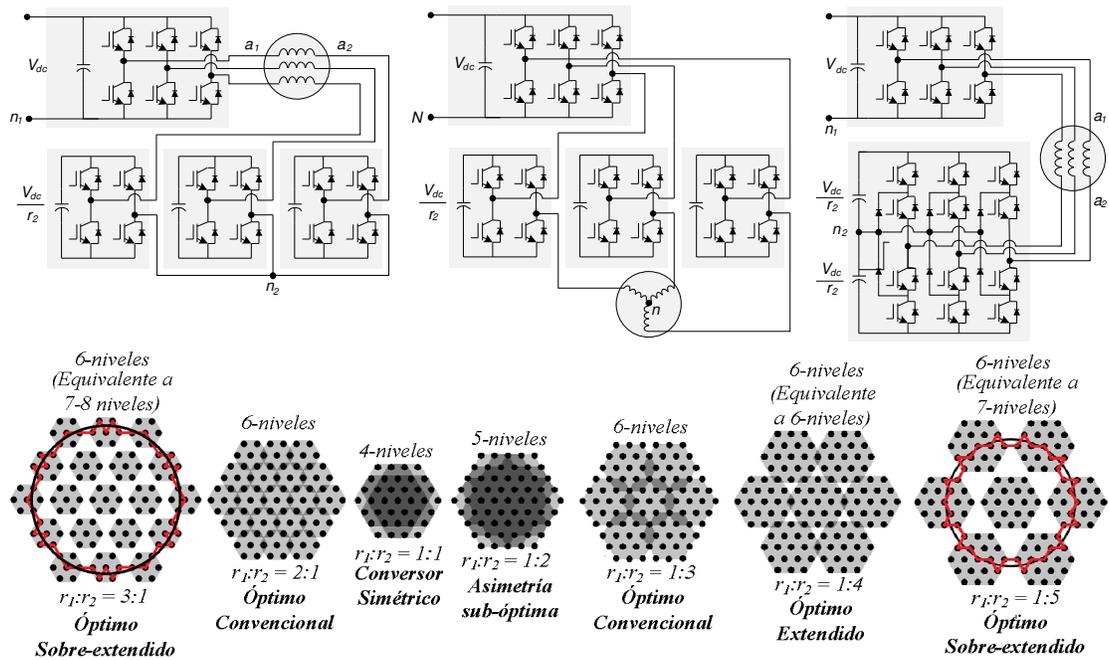


Figura 7-20: Topologías probadas y radios de voltaje (asimetrías) optimizados.

La Figura 7-21 muestra los resultados experimentales del voltaje en cada fase del motor cuando se utiliza una asimetría extendida (1:4), donde se generan 15-niveles en el motor con una distorsión (THDv) de voltaje de 5.5%. También se ilustra el voltaje obtenido en el motor con la asimetría sobre-extendida (1:5), donde se obtuvieron 18-niveles en el motor con una distorsión (THDv) de voltaje de 4.8%. Se puede ver que el control opera con un índice de modulación  $m^*$  que mantiene el voltaje de los capacitores flotantes en la referencia. Además, este índice de modulación coincide con la trayectoria que evita las zonas vacías (sin vectores) en la asimetría sobre-extendida, asegurando un voltaje con baja distorsión.

La misma Figura 7-21 muestra los voltajes y la corriente del motor durante una prueba dinámica donde el motor parte del reposo e incrementa su velocidad con una amplitud y frecuencia proporcional y en rampa. Se puede apreciar que la forma de onda del voltaje se mantiene en toda la operación, la cual se genera en un lapso de tiempo muy corto (100 ms). La corriente no muestra distorsión aparente alguna. Esta prueba comprueba la alta calidad de potencia entregada al motor en cualquier punto de operación y el correcto balance y regulación de voltaje en los capacitores.

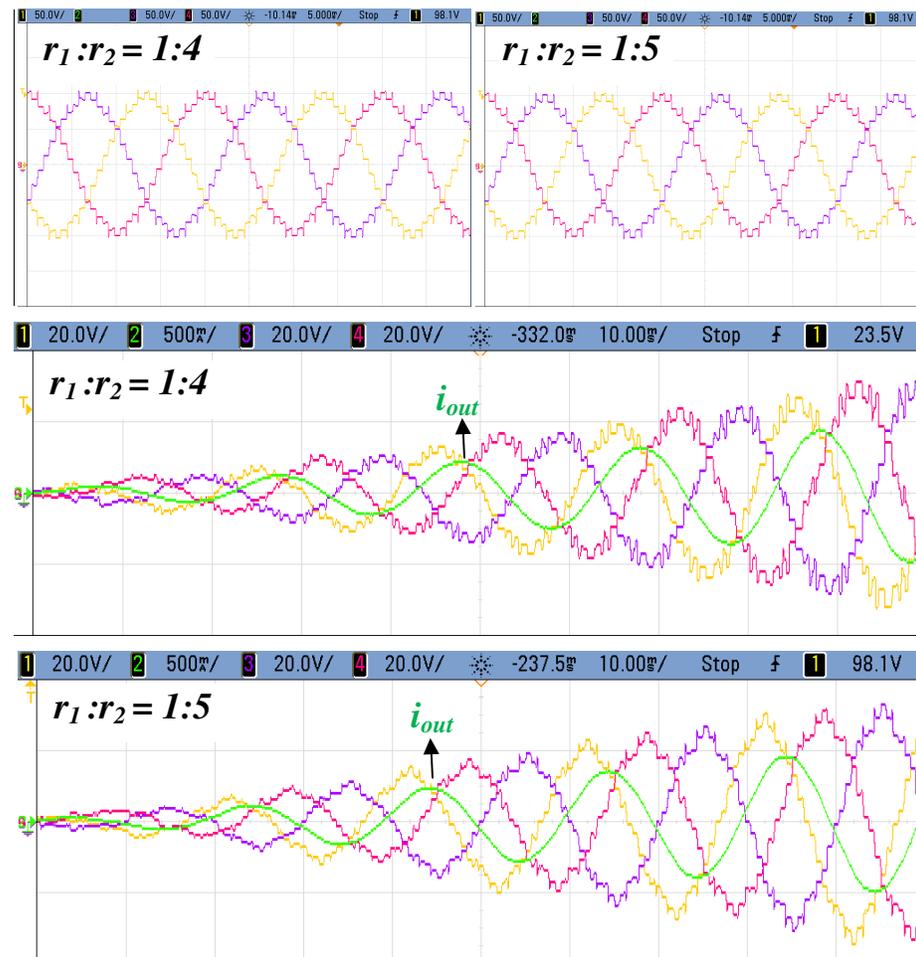


Figura 7-21: Voltajes en cada fase del motor con asimetría 1:4 y 1:5.

La Figura 7-22 muestra el voltaje y la corriente del condensador flotante correspondiente a una fase y en estado estacionario. En la figura de la izquierda (a) el condensador tiene una capacitancia de 22 mF y su voltaje presenta variaciones suaves. En cambio, en la figura de la derecha (b) el capacitor es de 2.2 mF y presenta variaciones mayores para la misma corriente. Sin embargo, en ambos casos las variaciones del voltaje en el capacitor son imperceptibles a simple vista, por lo que se debió utilizar una adquisición de datos con acoplamiento *ac*.

La Figura 7-23 (a) ilustra los voltajes de los tres capacitores flotantes durante una prueba dinámica donde se demuestra el funcionamiento del control predictivo utilizado para el balance de voltaje entre capacitores. La Figura 7-23 (b) ilustra la baja frecuencia de conmutación con que funcionan los inversores principal y auxiliar.



Figura 7-22: Voltaje y corriente del capacitor flotante en una fase con 22 y 2.2 mF.

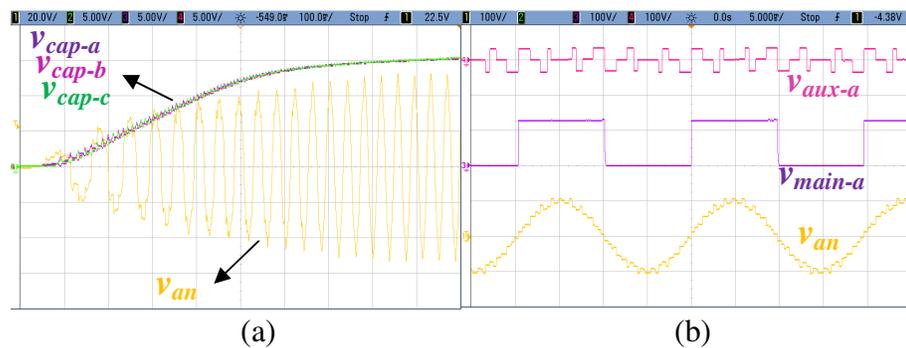


Figura 7-23: (a) Voltaje de los tres capacitores flotantes y del motor. (b) Voltaje de una fase del motor, del inversor principal y del inversor auxiliar.

b) *Convertor CM 2: Dos inversores de 3-niveles*

En esta ocasión se probaron las topologías ilustradas en la Figura 7-24, las cuales son equivalentes y entregan exactamente los mismos resultados en el motor. Se implementaron las asimetrías optimizadas con los métodos propuestos en esta tesis. Como el convertor está formado por dos inversores de 3-niveles conectados en serie, la asimetría extendida es 1:4 y la sobre-extendida es 1:5.

La Figura 7-25 muestra los resultados experimentales del voltaje en cada fase del motor cuando se utiliza una asimetría extendida (1:4), donde se generan 28-niveles en el motor con una distorsión (THDv) de voltaje de 3%. También se ilustra el voltaje obtenido en el motor con la simetría sobre-extendida (1:5), donde se obtuvieron 34-niveles en el motor con una distorsión (THDv) menor al 3%. Los resultados en régimen estacionario y transitorio son similares a los obtenidos con los convertidores vistos en la sección anterior pero con una mayor calidad de energía debido al mayor número de niveles que producen estas topologías.

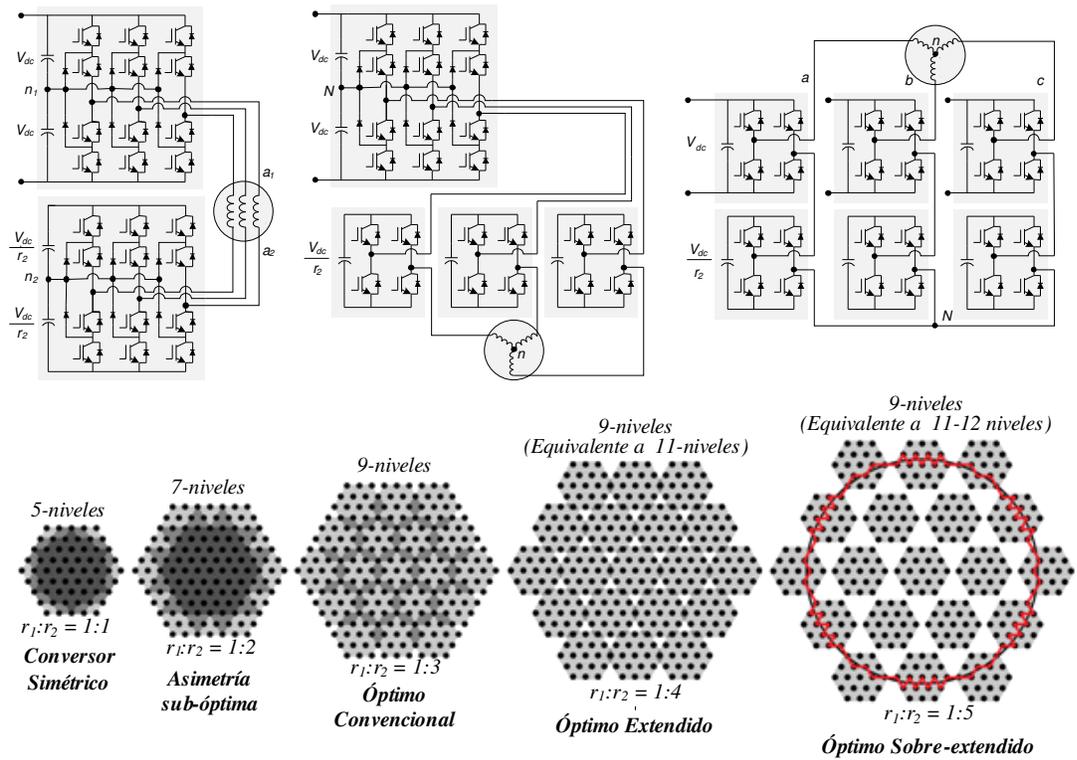


Figura 7-24: Topologías probadas y radios de voltaje (asimetrías) optimizados.

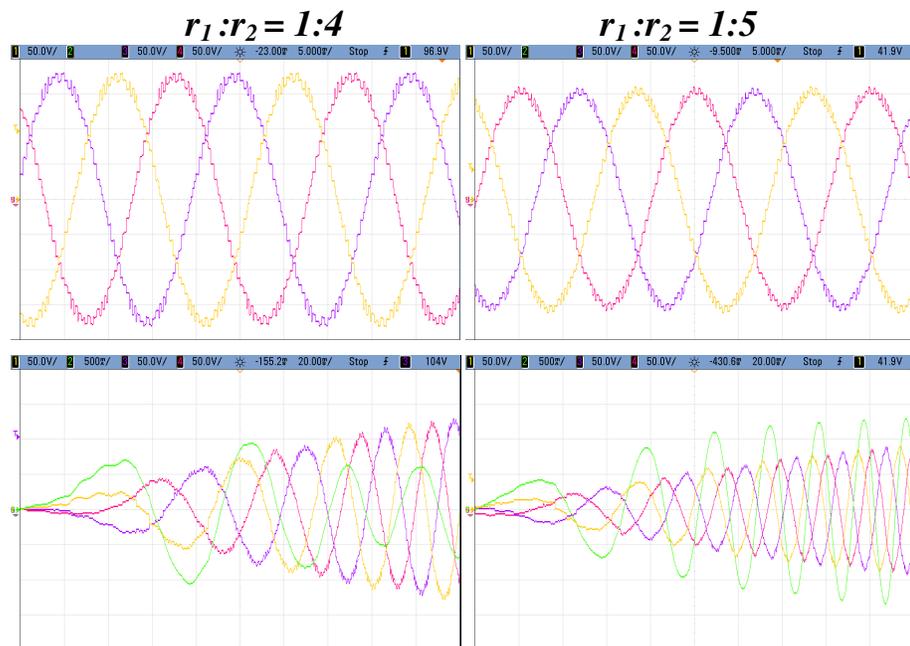


Figura 7-25: Voltajes en cada fase del motor con asimetría 1:4 y 1:5.

c) *Convertor CM 3: Tres inversores de 3-niveles*

Finalmente se probaron las topologías ilustradas en la Figura 7-26, las cuales son equivalentes y entregan exactamente los mismos resultados en el motor. Como estas topologías utilizan dos auxiliares, el auxiliar-1 (mayor) se alimenta con capacitores flotantes y el auxiliar-2 (menor) se alimenta con un HFL que sólo maneja el 1.9% de la potencia total del sistema. Como el convertor está formado por tres inversores de 3-niveles conectados en serie, la asimetría extendida es 1:4:16 y la sobre-extendida es 1:4:21.

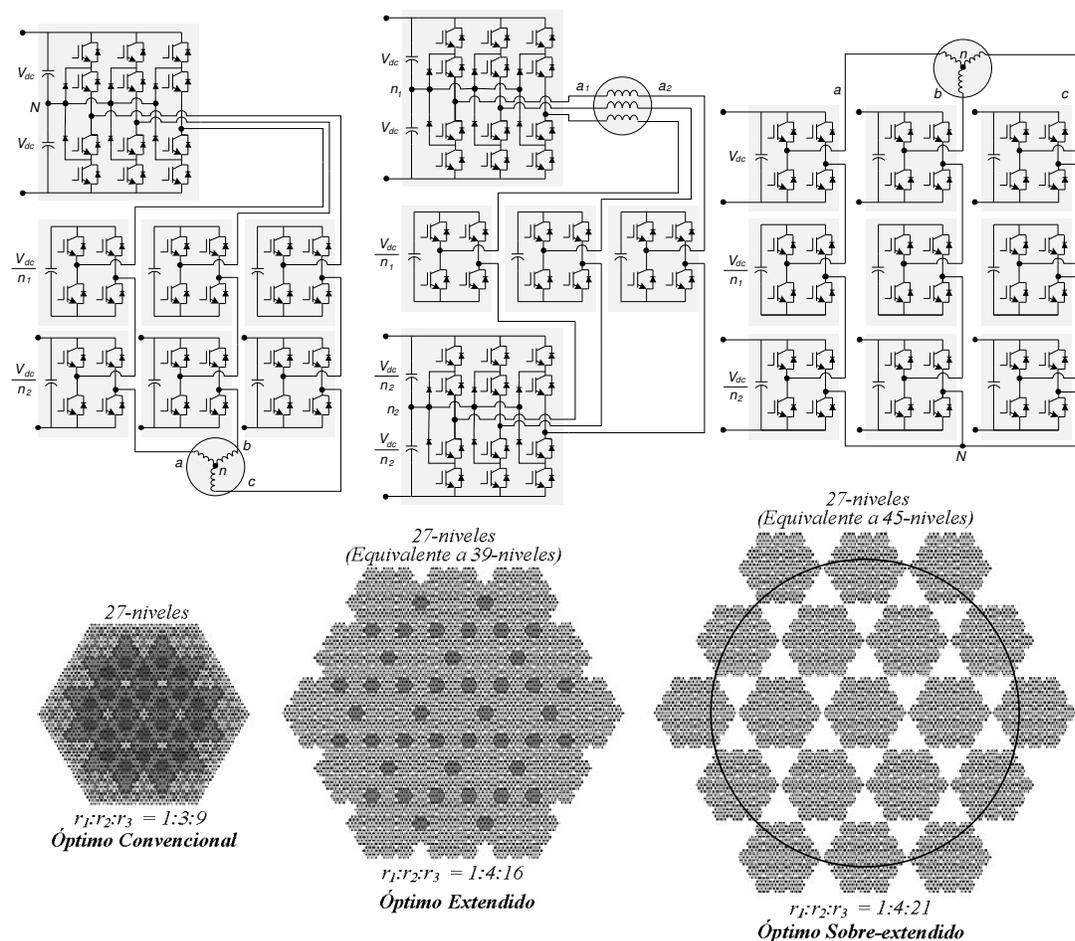


Figura 7-26: Topologías probadas y radios de voltaje (asimetrías) optimizados.

La Figura 7-27 muestra los resultados experimentales del voltaje en cada fase del motor cuando se utiliza una asimetría extendida (1:4:16), donde se generan 104-niveles en el motor. También se ilustra el voltaje obtenido con la simetría sobre-

extendida (1:4:21), donde se obtuvieron 123-niveles en el motor. En ambos casos se obtiene una distorsión prácticamente nula. Los resultados en régimen estacionario y transitorio son similares a los obtenidos con los convertidores vistos en las secciones anteriores pero con una calidad mucho mayor debido al elevadísimo número de niveles generados. Estos resultados dejan de manifiesto que el índice de modulación estratégico  $m^*$ , donde el auxiliar-1 no entrega potencia, es el mismo que genera una trayectoria circular que evita las zonas vacías (sin vectores). En la Figura 7-28 (a) se ilustra el voltaje del convertidor y del motor, donde se puede ver que el convertidor genera un voltaje distorsionado que luego es reparado en la combinación de las fases, lo que se puede ver en el voltaje fase-fase (b) que a simple vista es sinusoidal.

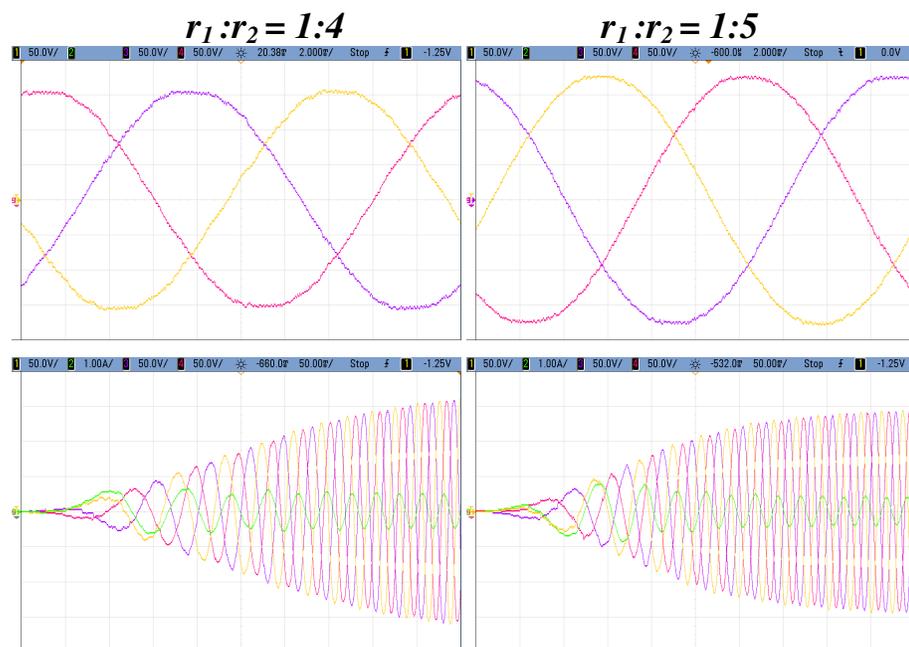


Figura 7-27: Voltajes en cada fase del motor con asimetría 1:4 y 1:5.

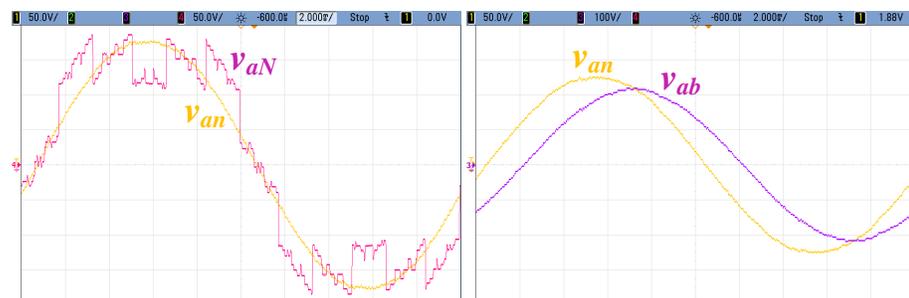


Figura 7-28: Voltaje fase-fase, en el convertidor y en el motor con asimetría 1:4 y 1:5.

## 8. IMPLEMENTACIÓN EN VEHÍCULO ELÉCTRICO

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en el diseño, construcción e implementación de un vehículo eléctrico de última tecnología alimentado por baterías de Litio-Ion. El vehículo utiliza el controlador AC 800PEC y es impulsado por un motor síncrono de imanes permanentes mediante un convertor multinivel con tecnología propuesta en esta tesis (capacitores flotantes, asimetría sobre-extendida y control FOC multinivel). El sistema de tracción eléctrica del vehículo fue concebido en su totalidad en el Laboratorio de Vehículos Eléctricos de la Pontificia Universidad Católica de Chile, es decir, todos los componentes electrónicos, sensores, semiconductores y controles fueron especialmente diseñados y construidos para esta tesis en el mismo laboratorio, incluyendo el acoplamiento mecánico y el soporte del motor eléctrico.

Se utilizó el *city-car* Suzuki Maruti de la Figura 8-1 para implementar todas las tecnologías propuestas, para lo cual fue necesario retirar el motor de combustión interna y todos sus componentes (radiador, computador, estanque de combustible, tubo de escape y catalizador). La caja de transmisión fue conservada porque tiene integrado el mecanismo diferencial y además se puede utilizar como caja reductora para conseguir mayores eficiencias a bajas velocidades. Sin embargo, el embrague fue retirado y desde el punto de vista del conductor, el vehículo funciona como si tuviese transmisión automática. Desde la perspectiva de la eficiencia, siempre es preferible retirar la caja de transmisión por sus altas pérdidas y sustituirla por una caja reductora fija, pero como esta tesis está enfocada en el sistema de conversión de energía, no es relevante utilizar la caja de transmisión e incluso ésta permite realizar futuras pruebas a diferentes marchas.



Figura 8-1: Vehículo Suzuki Maruti convertido a Eléctrico.

La Figura 8-2 muestra la disposición de los componentes principales en el vehículo eléctrico. Mayores detalles de la implementación se pueden obtener en los anexos (motor, sensores, esquemas detallados, diseños mecánicos, baterías, cargador, ecualizador, etc.). Se utilizó una batería compuesta por 48 celdas de Litio-Ion ( $\text{LiFeYPO}_4$ ) de 3.2 V y 60 Ah (Anexo N), la cual tiene menor capacidad que otras baterías de litio-ion, pero es mucho más estable ante altas temperaturas y cortocircuitos, tiene más ciclos de carga y tiempo de vida, lo que es crítico en este tipo de aplicación. Además, tiene todas las ventajas de las baterías de litio: alta potencia y energía específica, densidad de energía, baja auto-descarga (5% al mes) y no tienen efecto memoria. En resumen, el banco de baterías obtenido es de 154 V y 9 kWh. El sistema de almacenamiento de energía cuenta con un cargador lento a bordo de 1.5kW que demora entre 6 y 8 horas en cargar la batería. Además posee un sistema de monitoreo BMS (*Battery Management System*) con un ecualizador resistivo instalado sobre cada celda (Anexo N).

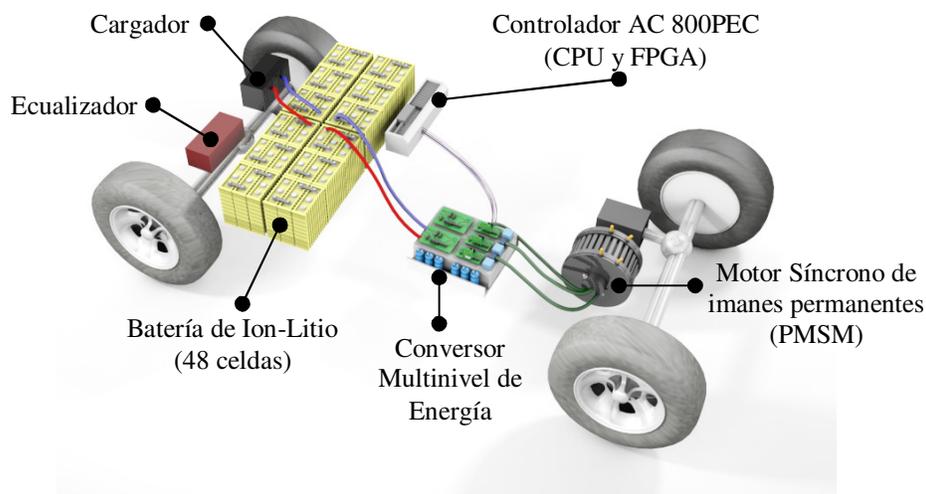


Figura 8-2: Componentes del Vehículo Eléctrico diseñado, construido e implementado.

El motor es síncrono de imanes permanentes (PMSM ó BLAC) y sus valores nominales son: 15 kW (20 HP), 121 V, 90 A, 29 Nm, 5000 rpm, 8 polos y 30 kg. Es un motor de flujo axial (tipo disco), lo que permite obtener una potencia específica mayor (Anexo G) y consta de dos estatores independientes conectados en Y. El motor es enfriado por aire y es de alta eficiencia (97%). Además viene con el sensor de posición absoluto

AM256 integrado, el cual es un *encoder* angular magnético que utiliza un pequeño imán incrustado en el eje del motor para detectar el flujo magnético de éste mediante un chip que entrega la posición de forma digital (8 bit de forma incremental, paralela o serial) o análoga (seno y coseno).

Se utilizó el mismo controlador AC 800PEC de ABB (Anexo D) que fue implementado en el banco de pruebas del capítulo anterior. El convertor multinivel y el control FOC implementado se detallan a continuación.



Figura 8-3: Baterías, ecualizadores, montaje del motor eléctrico, sensores y electrónica.



Figura 8-4: (a) Motor PMSM con su soporte y acoplamiento. (b) Convertor Multinivel.

### 8.1 Conversor Multinivel Implementado

La Figura 8-5 y 8-6 muestran el esquema de control y el conversor multinivel implementado. Se utilizó el nuevo control FOC multinivel propuesto en esta tesis (capítulo 6.2) donde se controla el torque a través de la corriente en cuadratura, la cual es obtenida como referencia desde el acelerador del vehículo. Para el frenado regenerativo se aplica una corriente en cuadratura invertida ( $-90^\circ$  en vez de  $90^\circ$  respecto al flujo magnético del rotor) en el momento en que se suelta completamente el acelerador. En cuanto a la referencia de corriente directa, ésta generalmente se mantiene en cero y sólo es utilizada en operaciones específicas como el debilitamiento de campo para alcanzar velocidades mayores a la nominal.

Un conversor *dc-dc* (chopper buck-boost) conectado al banco de baterías actúa como fuente de corriente (fuente de voltaje variable). Por lo tanto, el ángulo de la corriente es controlado por el conversor multinivel a través del ángulo del voltaje.

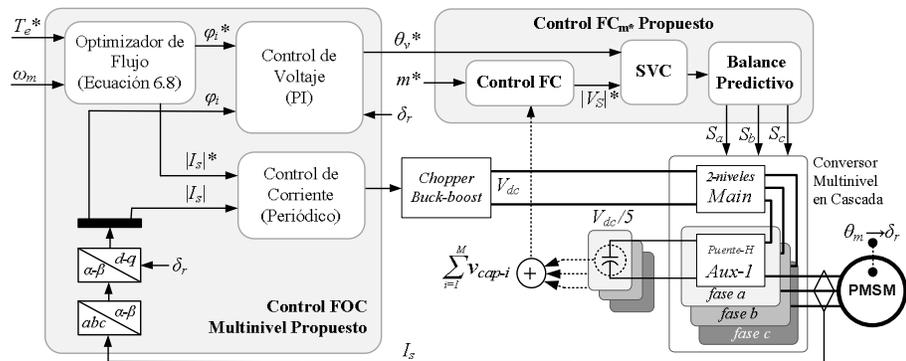


Figura 8-5: Esquema del control y conversor multinivel implementado.

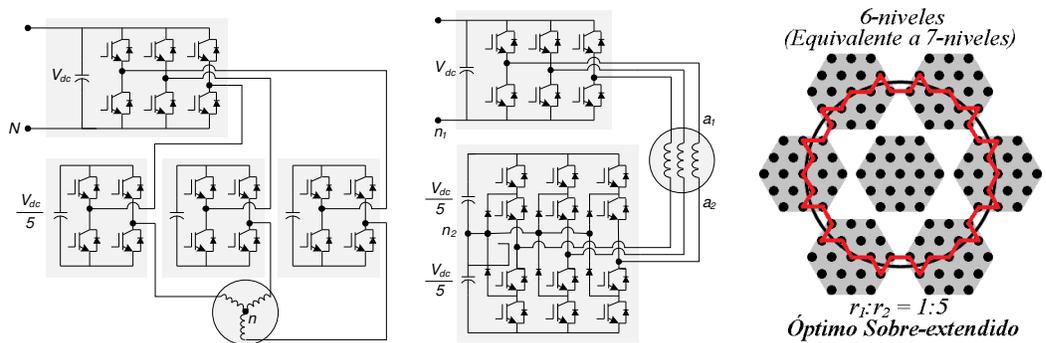


Figura 8-6: Topología y asimetría sobre-extendida del conversor Multinivel.

Se utilizó un condensador flotante de 22 mF para cada inversor auxiliar, el cual tiene un voltaje variable y regulado por el control  $FC_{m^*}$  propuesto en el capítulo 4.1.2 (Control del voltaje por ajuste del índice de modulación  $m^*$ ). El convertor multinivel trabaja en torno al índice de modulación estratégico  $m^*$  donde los inversores auxiliares actúan como filtros activos (no entregan ni reciben potencia activa). El control  $FC_{m^*}$  ajusta este índice de modulación estratégico  $m^*$  para operar en la zona donde el auxiliar entrega o recibe potencia, cargando o descargando los capacitores flotantes para así regular su voltaje. Luego un bloque de modulación vectorial SVC selecciona el vector más cercano utilizando el ángulo de voltaje (entregado por el control FOC multinivel propuesto) y el índice de modulación  $m^*$  ya ajustado por el control  $FC_{m^*}$ . Finalmente, un control predictivo selecciona el vector redundante que minimiza el error cuadrático futuro de los capacitores para balancear el voltaje entre estos, el cual es aplicado por el convertor multinivel.

La Figura 8-7 muestra el flujo de energía del sistema, en rojo cuando el convertor opera en modo motor y en verde cuando opera en modo regenerativo. Se puede ver que el flujo de energía proviene desde el banco de baterías y termina en la rueda del vehículo a través del motor, o viceversa cuando opera en frenado regenerativo. Los capacitores también pueden ser vistos como un pequeño banco de baterías electrostático pero que en promedio no entregan ni absorben energía.

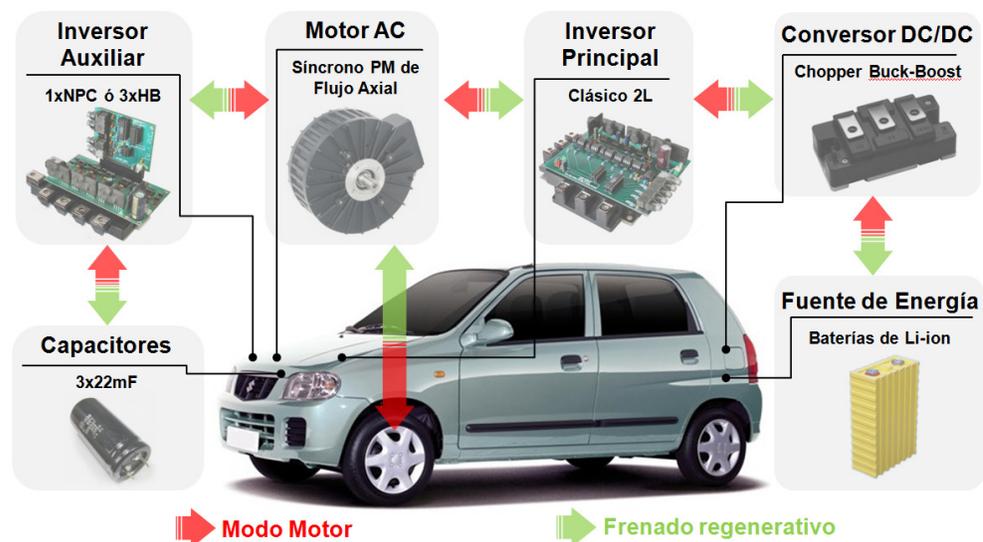


Figura 8-7: Flujo de la energía en los sistemas implementados en el vehículo.

## 8.2 Resultados Experimentales

Los resultados experimentales fueron obtenidos con el motor instalado en el vehículo, utilizando la transmisión más alta (cuarta) y con las ruedas levantadas del suelo. La velocidad máxima alcanzada en estas condiciones fue de 120 km/h con el motor operando a su velocidad nominal de 5.000 rpm (333 Hz). La Figura 8-8 ilustra los voltajes obtenidos en cada fase del motor, los cuales tienen 18-niveles y una distorsión (THDv) de 4.8%. La frecuencia de conmutación del inversor principal es muy baja (frecuencia fundamental del motor) y la frecuencia del inversor auxiliar es 10 ( $r_N * L_N$ ) veces la frecuencia fundamental, lo que se puede considerar como bajo (3.330 Hz a velocidad nominal). La corriente en cada fase del motor se ve distorsionada debido a la baja inductancia y resistencia del motor (0.21 mH y 0.023 $\Omega$  fase-fase), además de que el vehículo está levantado del suelo (no hay carga). En el cuarto oscilograma también se muestra la corriente que entrega el conversor *dc-dc* (chopper buck-boost), la cual no presenta rizado y es regulada por un control de corriente de muestreo periódico cada 75  $\mu$ s (13.333 Hz).

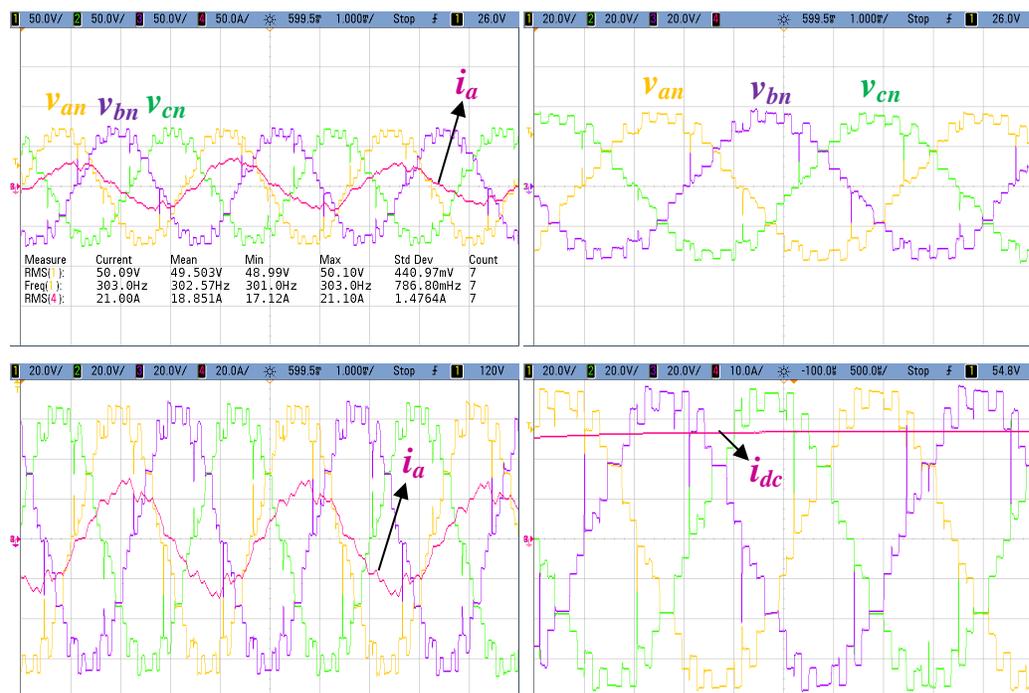


Figura 8-8: Voltajes fase-neutro del motor, corriente de la fase *a* y corriente entregada por el conversor *dc-dc* (chopper buck-boost).

La Figura 8-9 muestra el voltaje fase-fase (a-b) y las corrientes en las tres fases del motor. Las corrientes ilustradas en el oscilograma de la derecha fueron obtenidas en sus valores nominales aproximadamente (96 Arms).

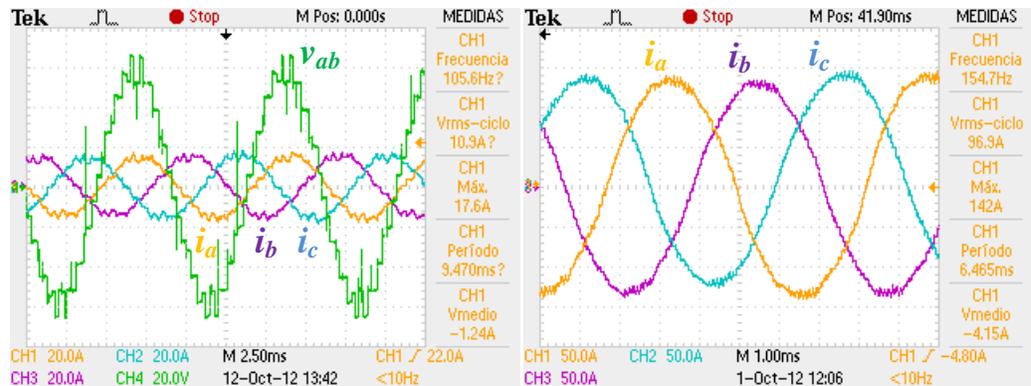


Figura 8-9: Voltaje fase-fase (a-b) y las corrientes trifásicas del motor.

La Figura 8-10 muestra los tres voltajes fase-neutro del motor durante una partida rápida del motor desde el reposo. Se puede apreciar que la forma de onda de los voltajes se mantiene debido a que los capacitores flotantes mantienen los radios de voltaje (asimetría) en la relación 1:5 respecto al voltaje entregado por el convertidor *dc-dc* (chopper buck-boost). La Figura 8-11 muestra los tres voltajes fase-neutro y la corriente en una de las fases del motor durante la detención del motor. También acá se puede apreciar que la forma de onda de los voltajes se mantiene debido a que los capacitores flotantes son controlados satisfactoriamente.

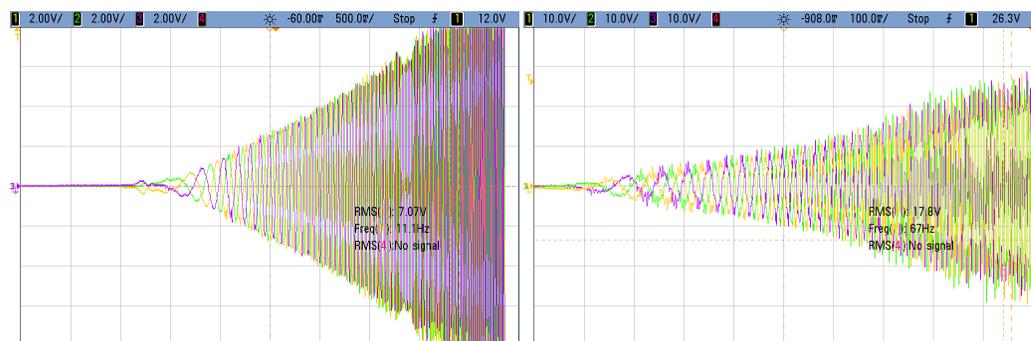


Figura 8-10: Voltaje fase-neutro del motor durante una partida rápida del motor.

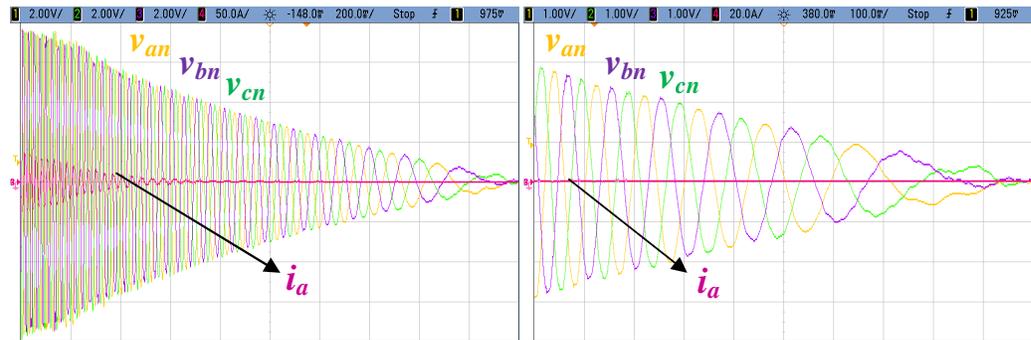


Figura 8-11: Voltajes fase-neutro del motor y corriente de una fase durante el frenado.

La Figura 8-12 presenta resultados experimentales obtenidos durante régimen estacionario mediante el controlador AC 800PEC a través de un computador que se comunica con el controlador en tiempo real. Se puede ver que el voltaje de cada capacitor flotante se mantiene en un valor constante e igual para todos, lo que comprueba el correcto funcionamiento del control y balance de éstos. También se ilustra la corriente directa y en cuadratura, donde se ve que el control FOC multinivel propuesto conserva la corriente directa en cero, maximizando el torque por ampere generado. Finalmente se muestra la velocidad del motor.

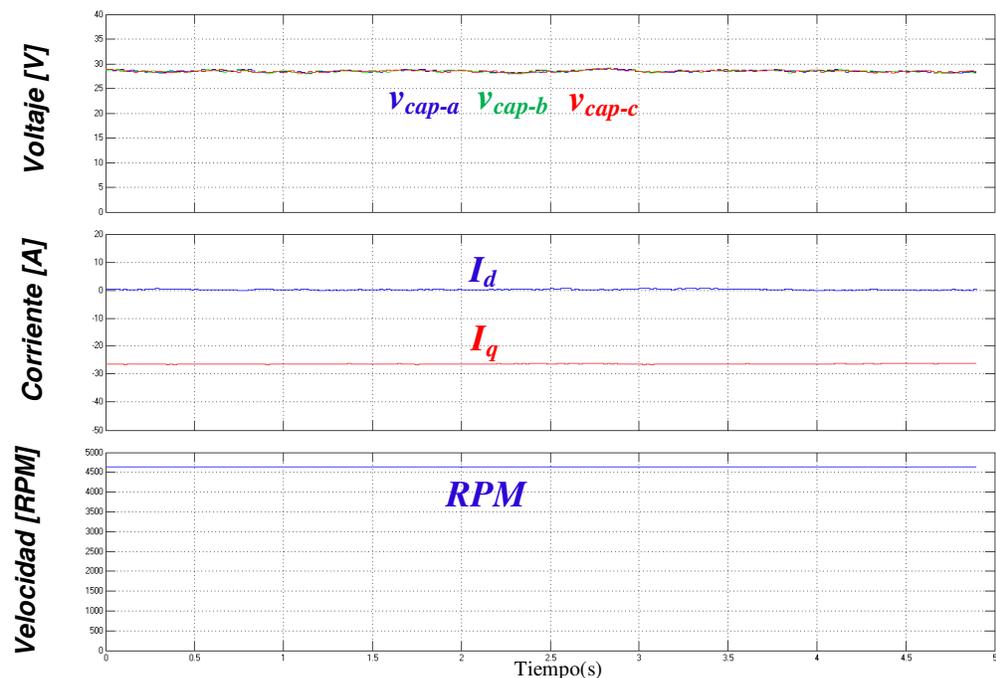


Figura 8-12: Voltaje en cada capacitor flotante, corriente directa y en cuadratura, y velocidad del motor en régimen permanente (resultados experimentales).

La Figura 8-13 presenta resultados experimentales obtenidos durante régimen transitorio mediante el controlador AC 800PEC. Se puede ver que la prueba consiste en una aceleración rápida del motor donde se alcanza el 90% de la velocidad nominal (4.500 rpm) en sólo 4.5 segundos, lo que es más que suficiente para un vehículo convencional. El voltaje de los capacitores flotantes sigue el voltaje del convertor *dc-dc* (chopper) que va cambiando porque éste funciona como una fuente de corriente controlada. Se puede deducir que el control predictivo mantiene el balance de voltaje entre los tres capacitores correctamente porque los voltajes son aproximadamente los mismos durante toda la operación. Además, estos voltajes se estabilizan en un valor constante después de 3 segundos, instante en el cual el convertor *dc-dc* (chopper) estabiliza el voltaje entregado. También se ilustra la corriente directa y en cuadratura, donde se ve que el control FOC multinivel propuesto conserva la corriente directa en cero después de un tiempo, maximizando el torque por ampere generado. Finalmente se muestra la velocidad del motor.

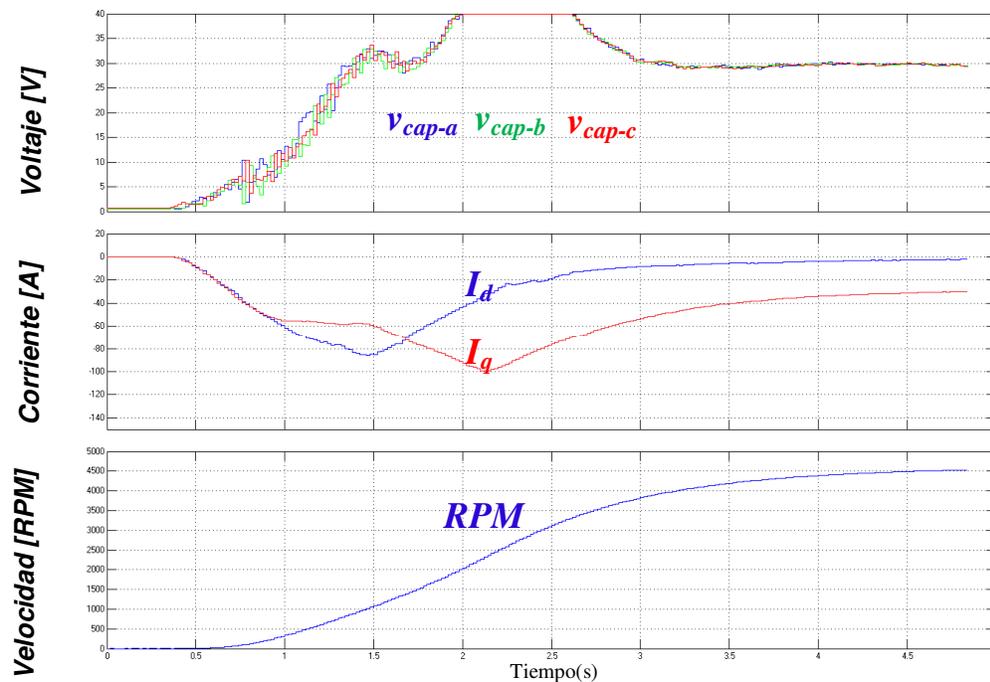


Figura 8-13: Voltaje en cada capacitor flotante, corriente directa y en cuadratura, y velocidad del motor durante una partida rápida (resultados experimentales).

## 9. CONCLUSIONES

En los dos primeros capítulos de esta tesis se presentó una revisión y análisis profundo de los convertidores multinivel en cascada (CM) con todas sus posibles topologías, asimetrías, métodos de modulación, controles y aplicaciones. Se destacaron todas las ventajas que entregan estos convertidores, sobre todo para aplicaciones de alta potencia, rendimiento y desempeño en la gran industria, minería, tracción eléctrica, energías renovables, filtros activos, etc. También se analizaron las desventajas propias de los convertidores multinivel, como la gran cantidad de componentes, fuentes aisladas bidireccionales y transformadores complejos, voluminosos y pesados.

En el capítulo 3 se realizó un análisis en base a descomposición por series de Fourier de la distribución de potencia en cada inversor que compone un convertidor multinivel en cascada. Se logró describir el comportamiento en la distribución de potencia en el punto de operación nominal según el número de inversores utilizados. Se concluyó que si se utilizan asimetrías optimizadas convencionalmente se obtiene una distribución de potencia exponencialmente decreciente en cada inversor anexado (e.g. un convertidor con asimetría 1:3:9 tiene una distribución de potencia 1:5:25 aproximadamente). Además, se comprobó que el inversor principal de un convertidor ACHB siempre aportará con más del 80% de la potencia total, independientemente del número de inversores auxiliares utilizados. También se realizó un análisis de la distribución de potencia en cada inversor en función del índice de modulación  $m$  del convertidor multinivel para identificar puntos de operación estratégicos  $m^*$  donde la potencia de determinados inversores auxiliares es nula o donde la potencia de todos los inversores auxiliares es mínima. De todo este análisis también se concluye que mientras mayor es la asimetría de voltaje en el convertidor multinivel, se obtendrán mayores niveles de voltaje (mejor calidad de potencia) y un mayor aporte de potencia por parte del inversor principal, lo que es muy ventajoso desde el punto de vista de la eficiencia, ya que la frecuencia de conmutación de los inversores es inversamente proporcional a la asimetría (e.g. el inversor principal sólo conmuta a la frecuencia fundamental y maneja más del 80% de la potencia).

Las principales propuestas de la tesis se realizaron en los capítulos 4, 5 y 6, donde se presentaron novedosas soluciones para eliminar las desventajas y potenciar los convertidores multinivel en cascada. La Figura 9-1 ilustra un resumen de las posibles aplicaciones de las propuestas de esta tesis, las que están enfocadas en tres direcciones:

- i. Nuevas fuentes de voltaje (Capítulo 4): Se proponen dos formas de reemplazar las fuentes aisladas de los inversores auxiliares; utilizando capacitores flotantes (FC) mediante un control por ajuste del ciclo de trabajo PWM y/o un control por ajuste del índice de modulación  $m^*$ ; y un transformador de alta frecuencia HFL (*High Frequency Link*) para simplificar las fuentes aisladas.
- ii. Nuevas asimetrías de voltaje (Capítulo 5): Se propone un nuevo método de optimización para obtener asimetrías mayores a las convencionales, las cuales fueron llamadas asimetría extendida y sobre-extendida.
- iii. Nuevos controles de frecuencia variable multinivel (Capítulo 6): Adaptación de un Control Directo de torque (DTC) multinivel y propuesta de un nuevo Control de Campo Orientado (FOC) multinivel para convertidores CM.

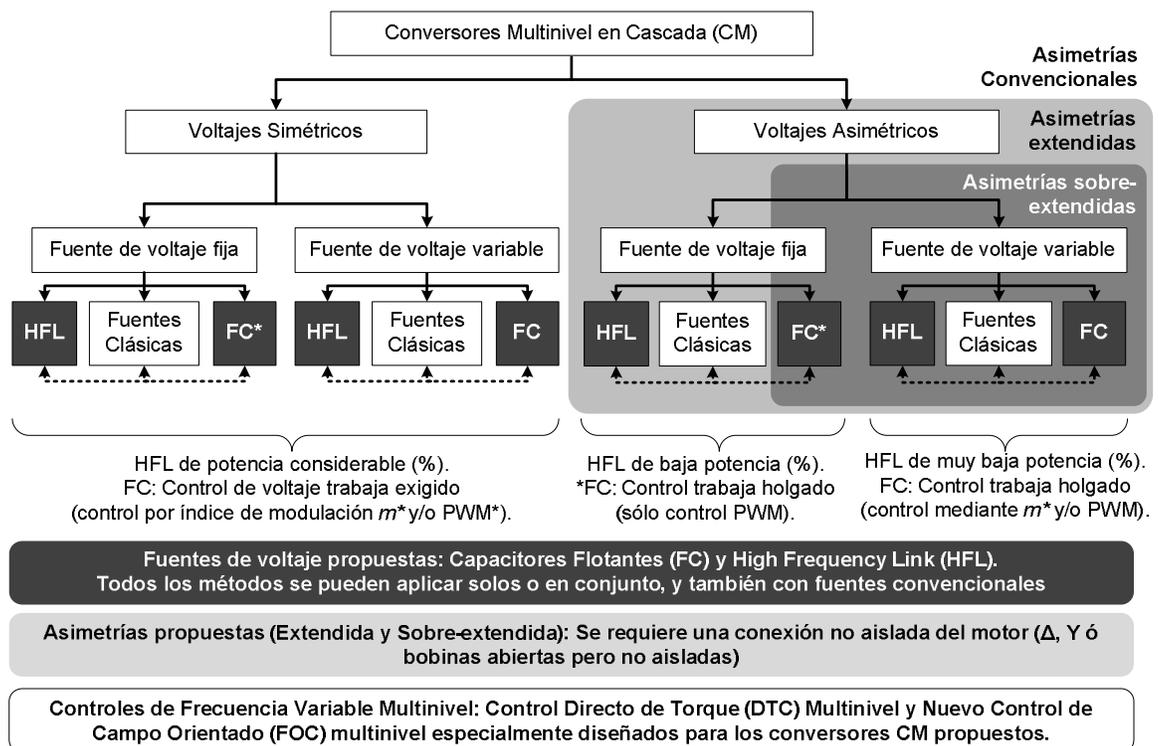


Figura 9-1: Resumen de todas las soluciones propuestas en esta tesis y su enfoque.

Tanto los capacitores flotantes (FC) como el transformador de alta frecuencia (HFL) propuesto, están enfocados a convertidores asimétricos, ya que aún cuando pueden ser implementados en convertidores simétricos, no es recomendable debido a que el control de los capacitores flotantes trabajaría muy exigido (alta posibilidad de inestabilidad) y el HFL tendría que manejar un porcentaje elevado de potencia.

Los métodos de optimización propuestos (extendido y sobre-extendido) tienen como función objetivo maximizar el número de niveles de voltaje en la carga (e.g. motor). Estos métodos obtienen asimetrías mayores que el convencional pero generan el mismo número de niveles en la fase del convertidor. Por lo tanto, el voltaje obtenido en el convertidor es distorsionado. Sin embargo, logran un mayor número de niveles de voltaje en el motor y de forma equidistante (no distorsionada), debido a que se aplica un control vectorial que logra una modulación específica en cada fase del convertidor que combina los voltajes de cada fase para obtener voltajes equidistantes en el motor. Por lo tanto, los métodos propuestos sólo pueden ser aplicados a sistemas polifásicos acoplados, que es el caso de prácticamente todas las aplicaciones. El método extendido asegura la generación de niveles de voltaje equidistantes en el motor para todo índice de modulación. En cambio, el método sobre-extendido asegura la generación de niveles equidistantes sólo para determinados índices de modulación estratégicos  $m^*$ .

El control DTC multinivel adaptado y el nuevo control FOC propuesto se pueden aplicar a cualquier convertidor multinivel, incluyendo todas las topologías, conexiones, asimetrías, modulaciones y controles vistos y propuestos en esta tesis. El control DTC multinivel es ideal para aplicaciones sin sensor de posición (*sensorless*) en motores de inducción. Además, puede ser aplicado directamente en convertidores multinivel sólo mediante pequeñas adaptaciones, ya que no requiere aplicar modulación alguna (optativa). También puede ser aplicado en motores síncronos pero acá el control FOC se convierte en una alternativa más interesante. Para implementar el principio del control FOC se requirió diseñar un nuevo control FOC multinivel, el cual es ideal para controlar motores síncronos con sensor de posición y no requiere el modelo del motor.

Todas las soluciones propuestas (Capacitores flotantes, HFL, asimetrías extendida y sobre-extendida, DTC y FOC multinivel) pueden operar en conjunto y en los índices de modulación estratégicos  $m^*$  analizados en el capítulo 3. Es más, su uso en conjunto es altamente recomendable, ya que las asimetrías propuestas pueden operar en los índices de modulación estratégicos  $m^*$ , compensan la operación sub-modulada de éstos ( $m^* < 1$ ) y reducen aún más la potencia de las fuentes auxiliares. Además, las asimetrías sobre-extendidas requieren de fuentes de voltaje variables como son los capacitores flotantes y el HFL.

Finalmente se imprimieron todas las propuestas de la tesis en conjunto (Capacitores flotantes, HFL, asimetrías extendida y sobre-extendida, DTC y FOC multinivel) mediante el controlador industrial AC 800PEC de ABB. Primero se experimentó con un motor de inducción en un banco de pruebas donde se probaron diferentes topologías de convertidores CM con todas las fuentes de voltaje propuestas y las asimetrías extendidas y sobre-extendidas. Luego se probaron las propuestas de la tesis en un vehículo eléctrico de última tecnología. En éste se implementó el control FOC multinivel, la asimetría sobre-extendida y los capacitores flotantes mediante un convertidor multinivel compuesto por un inversor de 2-niveles en serie con uno de 3-niveles. El vehículo tiene un banco de baterías de litio-ion y un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) y flujo axial.

Como conclusión final se tiene que todas las propuestas de la tesis se pueden utilizar de forma independiente o en conjunto, donde se potencian. Además entregan resultados satisfactorios tanto en régimen estacionario como transitorio. Se logró la eliminación completa de las fuentes de voltaje auxiliares mediante el uso de capacitores flotantes, y también la simplificación de las fuentes mediante el remplazo de éstas por un simple y pequeño sistema de enlace en alta frecuencia (HFL). También se logró maximizar el número de niveles de voltaje generados en el motor con nuevos métodos de optimización (extendido y sobre-extendido). Finalmente, se logró adaptar todos los convertidores CM y tecnologías propuestas a los motores eléctricos más utilizados (motor de inducción y síncrono) mediante los controles de frecuencia variable con mayores prestaciones (DTC y FOC), los cuales debieron ser adaptados o completamente rediseñados. Todo lo anterior fue comprobado experimentalmente.

Las tres hipótesis generales fueron demostradas y respaldadas por las hipótesis específicas. El Anexo C presenta en detalle el planteamiento y la respuesta a cada hipótesis. En resumen, para cada hipótesis general se demostró que:

- H<sub>1</sub>* Los convertidores multinivel asimétricos pueden ser optimizados con el método propuesto (extendido y sobre-extendido), generando más niveles de voltaje en el motor que con el método convencional (sólo para sistemas polifásicos y no asilados).
- H<sub>2</sub>* Es posible eliminar las fuentes auxiliares en un convertidor CM sin disminuir el número de niveles (aplicando capacitores con un control y asimetría adecuados).
- H<sub>3</sub>* La aplicación de un transformador de alta frecuencia para sustituir las fuentes auxiliares de un convertidor CM es posible. Además simplifica y mejora el sistema.

Sólo las hipótesis  $h_{2.1}$  y  $h_{2.2}$  fueron refutadas, ya que los convertidores CM no tienen un índice de modulación  $m^*$  donde la potencia de todos los auxiliares sea nula (suponiendo que hay más de un inversor auxiliar); y no es posible eliminar las fuentes de un inversor auxiliar trifásico utilizando sólo la redundancia de vectores, ya que se generan problemas de balance en la potencia y voltaje entre fases.

Como trabajo futuro se deja el análisis e implementación de las propuestas en convertidores multinivel en general y no sólo en convertidores en cascada. Además es conveniente realizar un estudio económico comparativo y detallado, ya que esta tesis está enfocada a lo práctico-técnico y sólo se pudo concluir la simplificación del convertidor multinivel, lo que se debiese traducir en una reducción del costo, lo que sólo se concluyó desde el punto de vista cualitativo. Por lo mismo, también se deja como trabajo futuro un análisis acabado de la eficiencia del sistema y su comparación antes de aplicar las tecnologías propuestas, ya que en esta tesis sólo se analizó la eficiencia a grandes rasgos, sin realizar un análisis cuantitativo. En cuanto a la parte más técnica se deja para el futuro la factibilidad de implementar un nuevo método de control que permita aplicar radios de voltaje variables y controlados durante la operación (en línea) mediante capacitores flotantes (voltaje variable), para así poder aplicar las asimetrías sobre-extendidas utilizando una fuente de voltaje principal fija. Finalmente se deja propuesta la posibilidad de ampliar las pruebas experimentales a otras aplicaciones como filtros activos y energías renovables, además de implementar experimentalmente un HFL bidireccional.

**BIBLIOGRAFIA**

- ABB. (s.f.). *Drives, Inverters and Converters*. Recuperado de <http://www.abb.com/drives>
- ABB. (2012). *Semiconductors*. Recuperado de <http://www.abb.com/semiconductors>
- Abu-Rub, H., Holtz, J., Rodríguez, J. y Baoming, G. (2010). Medium-Voltage Multilevel Converters; State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8), 2581-2596.
- ACS5000. (2009). *Drives, Inverters and Converters*. Recuperado de [www.abb.com/drives](http://www.abb.com/drives)
- Affanni, A., Bellini, A., Concari, C., Franceschini, G., Lorenzani, E. y Tassoni, C. (2003). *EV battery state of charge: neural network based estimation*. Ponencia presentada en Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International.
- AIE Agencia Internacional de Energía (2008). *World Energy Outlook 2008*. Paris, Francia: Stedi Media. IEA Publications.
- Alstom. (s.f.). Medium Voltage Drives. Recuperado de <http://www.alstom.com>
- Alstom (2009). Recuperado de <http://www.alstom.com>
- Ambrozic, V., Buja, G. S. y Menis, R. (2004). Band-constrained technique for direct torque control of induction motor. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(4), 776-784.
- Anand, S., Fernandes, B. G. y Chatterjee, K. (2013). DC Voltage Controller for Asymmetric-Twin-Converter-Topology-Based High-Power STATCOM. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(1), 11-19.
- Ansaldo-Sistemi-Industriali. (s.f.). Recuperado de <http://www.asiansaldo.com>
- Arrowspeed. (s.f.). Recuperado de <http://www.arrowspeed.com>
- Barriuso, P., Dixon, J., Flores, P. y Morán, L. (2009). Fault-Tolerant Reconfiguration System for Asymmetric Multilevel Converters Using Bidirectional Power Switches. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(4), 1300-1306.
- Bazzi, A. M., Friedl, A. P., Choi, S. y Krein, P. T. (2009). *Comparison of induction motor drives for electric vehicle applications: Dynamic performance and parameter sensitivity analyses*. Ponencia presentada en Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International.

Bernet, S. (2000). Recent developments of high power converters for industry and traction applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 15(6), 1102-1117.

Bertoluzzo, M., Buja, G. y Menis, R. (2007). *A Direct Torque Control Scheme for Induction Motor Drives Using the Current Model Flux Estimation*. Ponencia presentada en Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2007. SDEMPED 2007. IEEE International Symposium on.

BL&HET. Beijing Leader & Harvest Electric Technologies. (s.f). Recuperado de <http://www.ld-harvest.com>

Boldea, I. (2008). Control issues in adjustable speed drives. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 2(3), 32-50.

Bose, B. K. (2006). *Power electronics and motor drives : advances and trends*. Amsterdam ; Boston ;: Elsevier/Academic Press.

Bose, B. K. (2007). Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives—An Introduction and Perspective. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(1), 14-33.

Bose, B. K. (2009). Power Electronics and Motor Drives Recent Progress and Perspective. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(2), 581-588.

Bouzidi, B., Yangui, A., Guermazi, A. y Masmoudi, A. (2009). *DTC based position control induction motor a comparison between different strategies*. Ponencia presentada en Systems, Signals and Devices, 2009. SSD '09. 6th International Multi-Conference on.

Bruckner, T., Bernet, S. y Guldner, H. (2005). The active NPC converter and its loss-balancing control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 52(3), 855-868.

Buja, G. S. y Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(4), 744-757.

Busquets-Monge, S., Alepuz, S., Rocabert, J. y Bordonau, J. (2009). Pulsewidth Modulations for the Comprehensive Capacitor Voltage Balance of n-Level Three-Leg Diode-Clamped Converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(5), 1364-1375.

Cichowlas, M., Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P. y Blaabjerg, F. (2003, 9-13 Feb. 2003). *Direct power control for three-phase PWM rectifier with active filtering function*. Ponencia presentada en Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE.

Cirstea, M. N. (2002). *Neural and fuzzy logic control of drives and power systems*. Oxford ; Burlington, MA: Newnes.

Converteam (s.f.). Recuperado de <http://www.converteam.com>

Cook, E. F. (1976). *Man, energy, society*. San Francisco: W. H. Freeman.

Cortés, P., Wilson, A., Kouro, S., Rodríguez, J. y Abu-Rub, H. (2010). Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8), 2691-2699.

Cui, N., Zhang, C. y Zhao, M. (2004). *Optimal efficiency control of field-oriented induction motor drive and rotor resistance adaptive identifying*. Ponencia presentada en Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International.

Chong, K. H. J. y Klug, R. D. (2004). *High power medium voltage drives*. Ponencia presentada en Power System Technology, 2004. PowerCon 2004. 2004 International Conference on.

Damiano, A., Gatto, G., Marongiu, I. y Perfetto, A. (2001). *An improved multilevel DTC drive*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual.

Damiano, A., Marchesoni, M., Marongiu, I. y Taffone, A. (1997). *Optimization of harmonic performances in multilevel converter structures*. Ponencia presentada en Industrial Electronics, 1997. ISIE '97., Proceedings of the IEEE International Symposium on.

Depenbrock, M. (1988). Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 3(4), 420-429.

Dixon, J. y Morán, L. (2002, Nov. 5-8). *Multilevel inverter, based on multi-stage connection of three-level converters scaled in power of three*. Ponencia presentada en The 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2002), Sevilla, Spain.

Dixon, J. y Morán, L. (2006). High-level multistep inverter optimization using a minimum number of power transistors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(2), 330-337.

Eaton. (s.f.). Recuperado de <http://www.eaton.com>

Eloy-García, J., Arnaltes, S. y Rodríguez-Amenedo, J. L. (2007). Extended direct power control for multilevel inverters including DC link middle point voltage control. *Electric Power Applications, IET*, 1(4), 571-580.

Escalante, M. F., Vannier, J. C. y Arzande, A. (2002). Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 49(4), 809-815.

- Faiz, J. y Sharifian, M. B. B. (2001). Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 16(1), 104-109.
- Fazel, S. S., Krug, D., Taleb, T. y Bernet, S. (2005). *Comparison of power semiconductor utilization, losses and harmonic spectra of state-of-the-art 4.16 kV multi-level voltage source converters*. Ponencia presentada en Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on.
- Ferch, M. (1998, 21-23 Sep 1998). *Light transformers for kilowatt SMPS based on nanocrystalline soft magnetic cores*. Ponencia presentada en Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456).
- Flores, P., Dixon, J., Ortúzar, M., Carmi, R., Barriuso, P. y Morán, L. (2009). Static Var Compensator and Active Power Filter With Power Injection Capability, Using 27-Level Inverters and Photovoltaic Cells. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(1), 130-138.
- Florica, D., Popescu, C. L., Popescu, M. O., Florica, E. y Spataru, L. (2009). *A comparison of efficiency for three-level NPC and Active NPC voltage source converters*. Ponencia presentada en Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09.
- Franquelo, L. G., Rodríguez, J., León, J. I., Kouro, S., Portillo, R. y Prats, M. A. M. (2008). The age of multilevel converters arrives. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 2(2), 28-39.
- Gateau, G., Meynard, T. A. y Foch, H. (2001). *Stacked multicell converter (SMC): properties and design*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual.
- Geyer, T., Papafotiou, G. y Morari, M. (2009). Model Predictive Direct Torque Control-Part I: Concept, Algorithm, and Analysis. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(6), 1894-1905.
- Gutiérrez, M., Venkataramanan, G. y Sundaram, A. (1999). *Performance characterization of integrated gate commutated thyristors*. Ponencia presentada en Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE.
- Habetler, T. G., Profumo, F., Pastorelli, M. y Tolbert, L. M. (1992). Direct torque control of induction machines using space vector modulation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 28(5), 1045-1053.

Hermann, R., Bernet, S., Yongsug, S. y Steimer, P. (2008). *Parallel connection of Integrated Gate Commutated Thyristors and diodes*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE.

Hinago, Y. y Koizumi, H. (2010). A Single-Phase Multilevel Inverter Using Switched Series/Parallel DC Voltage Sources. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8), 2643-2650.

Hoang, L.-H. (1999). *Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives*. Ponencia presentada en Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE.

Holtz, J. y Oikonomou, N. (2007). Neutral Point Potential Balancing Algorithm at Low Modulation Index for Three-Level Inverter Medium-Voltage Drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 43(3), 761-768.

Holtz, J. y Quan, J. (2002). *Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors*. Ponencia presentada en Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the.

Idris, N. R. N., Yatim, A. H. M. y Azli, N. A. (2001). *Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and improved stator flux estimation*. Ponencia presentada en Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE.

Ingeteam. (s.f.). Recuperado de <http://www.ingeteam.com>

Jahns, T. M. (1994). Motion control with permanent-magnet AC machines. *Proceedings of the IEEE*, 82(8), 1241-1252.

Jana, K. C., Biswas, S. K. y Thakura, P. (2006). *A Simple and Generalized Space Vector PWM Control of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters*. Ponencia presentada en Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on.

Jia, H. y He, Y. (2005). *Study on a new nonlinear perpendicular flux observer with feedback compensation for DTC application*. Ponencia presentada en Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on.

Jingsheng, L., Corzine, K. y Ferdowski, M. (2008, 24-28 Feb. 2008). *A new control method for single-dc-source cascaded H-bridge multilevel converters using phase-shift modulation*. Ponencia presentada en Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE.

Kazmierkowski, M. P. y Buja, G. (2003). *Review of direct torque control methods for voltage source inverter-fed induction motors*. Ponencia presentada en Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE.

Kojabadi, H. M., Chang, L. y Doraiswami, R. (2003). *A novel adaptive observer for very fast estimation of stator resistance in sensorless induction motor drives*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual.

Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L. G., Wu, B., Rodríguez, J., Pérez, M. A. y León, J. I. (2010). Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8), 2553-2580.

Krishnan, R. (1996). *Review of flux-weakening in high performance vector controlled induction motor drives*. Ponencia presentada en Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., Proceedings of the IEEE International Symposium on.

Krug, D., Bernet, S. y Dieckerhoff, S. (2003). *Comparison of state-of-the-art voltage source converter topologies for medium voltage applications*. Ponencia presentada en Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the.

Kui, W., Yongdong, L. y Zedong, Z. (2009). *A new transformerless cascaded multilevel converter topology*. Ponencia presentada en Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE. IEEE.

Kuo-Kai, S., Li-Jen, S., Hwang-Zhi, C. y Ko-Wen, J. (2004). Flux compensated direct torque control of induction motor drives for low speed operation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 19(6), 1608-1613.

Lezana, P., Pou, J., Meynard, T. A., Rodríguez, J., Ceballos, S. y Richardeau, F. (2010). Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(7), 2207-2218.

Lorenz, R. D. y Yang, S. M. (1992). Efficiency-optimized flux trajectories for closed-cycle operation of field-orientation induction machine drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 28(3), 574-580.

LS-Industrial-Systems. (s.f.). Recuperado de <http://eng.lsis.biz/>

Majumdar, G. (2004). *Future of power semiconductors*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual.

Malinowski, M., Gopakumar, K., Rodríguez, J. y Pérez, M. (2010). A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(7), 2197-2206.

Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P., Hansen, S., Blaabjerg, F. y Marques, G. D. (2001). Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37(4), 1019-1027.

Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P. y Trzynadlowski, A. M. (2003). A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(6), 1390-1396.

Malinowski, M., Stynski, S., Kolomyjski, W. y Kazmierkowski, M. P. (2009). Control of Three-Level PWM Converter Applied to Variable-Speed-Type Turbines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(1), 69-77.

Manjrekar, M. D., Steimer, P. K. y Lipo, T. A. (2000). Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(3), 834-841.

Marchesoni, M., Mazzucchelli, M. y Tenconi, S. (1988). *A non conventional power converter for plasma stabilization*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE.

Martins, C. A., Roboam, X., Meynard, T. A. y Carvalho, A. S. (2002). Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(2), 286-297.

Mattick, C. S., Williams, E. y Allenby, B. R. (2009). *Energy and civilization: A history of energy production and consumption in a global cultural, technological and economic context*. Ponencia presentada en Sustainable Systems and Technology, 2009. ISSST '09. IEEE International Symposium on.

Maynard, T. A. y Foch, H. (1998). *Electronic Device for Electrical Energy Conversion between a Voltage Source and a Current Source by means of Controllable Switching Cells*, U.S. Patent No.5,737,201.

Mirzaeva, G. y Betz, R. E. (2007). *Natural Field Orientation Concept: a Tutorial*. Ponencia presentada en Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International.

Mitsubishi (2009). Recuperado de <http://www.mitsubishielectric.com/>

Moreno, J., Ortúzar, M. E. y Dixon, J. W. (2006). Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(2), 614-623.

Myoung-Ho, S., Dong-Seok, H., Soon-Bong, C. y Song-Yul, C. (2000). An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 15(2), 312-318.

Nabae, A., Takahashi, I. y Akagi, H. (1981). A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *Industry Applications, IEEE Transactions on, IA-17(5)*, 518-523.

Nagel, A., Bernet, S., Bruckner, T., Steimer, P. K. y Apeldoorn, O. (2000). *Characterization of IGBTs for series connected operation*. Ponencia presentada en Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE.

Ortúzar, M., Moreno, J. y Dixon, J. (2007). Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 54(4)*, 2147-2156.

Pana, T. (1996). *Model based speed and rotor resistance estimation for sensorless vector-controlled induction motor drives using floating point DSP*. Ponencia presentada en Advanced Motion Control, 1996. AMC '96-MIE. Proceedings., 1996 4th International Workshop on.

Papafotiou, G., Kley, J., Papadopoulos, K. G., Bohren, P. y Morari, M. (2009). Model Predictive Direct Torque Control-Part II: Implementation and Experimental Evaluation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 56(6)*, 1906-1915.

Rashid, M. H. (2007). *Power electronics handbook : devices, circuits, and applications* (2nd ed.). Burlington, MA: Academic Press.

Reljić, D. D., Ostojić, D. B. y Vasić, V. V. (2006). *Simple Speed Sensorless Control of Induction Motor Drive*. Ponencia presentada en International Symposium Nikola Tesla.

Robicon-Perfect-Harmony (2008). Siemens. Recuperado de <http://www.siemens.com/robicon-perfect-harmony>

Rodríguez, J., Bernet, S., Wu, B., Pontt, J. O. y Kouro, S. (2007). Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 54(6)*, 2930-2945.

Rodríguez, J., Pontt, J., Kouro, S. y Correa, P. (2004). Direct torque control with imposed switching frequency in an 11-level cascaded inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 51(4)*, 827-833.

Rodríguez, J., Pontt, J., Silva, C., Kouro, S. y Miranda, H. (2004). *A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual.

Rotella, M., Penailillo, G., Pereda, J. y Dixon, J. (2009). PWM Method to Eliminate Power Sources in a Nonredundant 27-Level Inverter for Machine Drive Applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 56(1)*, 194-201.

RXPE. (s.f.). Rongxin Power Electronic Co. Recuperado de <http://www.rxpe.co.uk>

Serpa, L. A., Barbosa, P. M., Steimer, P. K. y Kolar, J. W. (2008, 15-19 June 2008). *Five-level virtual-flux direct power control for the active neutral-point clamped multilevel inverter*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE.

Seyoum, D., McKinnon, D., Rahman, M. F. y Grantham, C. (2003). *Offset compensation in the estimation of flux in induction machines*. Ponencia presentada en Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE.

Shen, Z. J. y Omura, I. (2007). Power Semiconductor Devices for Hybrid, Electric, and Fuel Cell Vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 778-789.

Shneider-Electric. (s.f.). Recuperado de <http://www.schneider-electric.com>

Shuai, L., Marie, x, thoz, S. y Corzine, K. A. (2010). Asymmetrical Cascade Multilevel Converters With Noninteger or Dynamically Changing DC Voltage Ratios: Concepts and Modulation Techniques. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(7), 2411-2418.

Shutian, Z., Qiongquan, G. y Yaohua, L. (2008). *Three-level NPC inverter with IGCT for high power AC drives*. Ponencia presentada en Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on.

Siemens. (s.f.). Recuperado de <http://www.siemens.com>

Siemens (2009). Recuperado de <http://http://www.siemens.com/>

Siemens (2010). Robicon perfect harmony. Recuperado de <http://www.siemens.com/robicon-perfect-harmony>

Singh, B., Jain, P., Mittal, A. P. y Gupta, J. R. P. (2006). *Speed sensorless electric vehicle propulsion system using DTC IM drive*. Ponencia presentada en Power Electronics, 2006. IICPE 2006. India International Conference on.

Sivakumar, K., Das, A., Ramchand, R., Patel, C. y Gopakumar, K. (2010). A Hybrid Multilevel Inverter Topology for an Open-End Winding Induction-Motor Drive Using Two-Level Inverters in Series With a Capacitor-Fed H-Bridge Cell. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(11), 3707-3714.

Takahashi, I. y Noguchi, T. (1986). A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-22(5), 820-827.

Tallam, R. M., Naik, R. y Nondahl, T. A. (2005). A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(6), 1734-1743.

Thomas, B. y Steffen, B. (2005). *The active NPC converter for medium-voltage applications*. Ponencia presentada en Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005.

TMdrive-MGV (2009). Toshiba Mitsubishi-Electric Industrial System Corporation. Recuperado de <http://www.tmeicge.com>

TMEIC-GE. (s.f.). Toshiba Mitsubishi-Electric Industrial System Corporation. Recuperado de <http://www.tmeic-ge.com>

Tripathi, A., Khambadkone, A. M. y Panda, S. K. (2005). Torque ripple analysis and dynamic performance of a space vector modulation based control method for AC-drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 20(2), 485-492.

Trounce, J. C., Round, S. D. y Duke, R. M. (2001). *Comparison by Simulation of Three-level Induction Motor Torque Control Schemes for Electric Vehicle Applications*.

Umanand, L. y Bhat, S. R. (1995). Online estimation of stator resistance of an induction motor for speed control applications. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 142(2), 97-103.

Varschavsky, A., Dixon, J., Rotella, M. y Morán, L. (2010). Cascaded Nine-Level Inverter for Hybrid-Series Active Power Filter, Using Industrial Controller. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8), 2761-2767.

Vázquez, S., León, J. I., Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Galvan, E., Reyes, M., Sánchez, J. A. y Domínguez, E. (2010). Analysis of the Power Balance in the Cells of a Multilevel Cascaded H-Bridge Converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(7), 2287-2296.

Vázquez, S., León, J. I., Franquelo, L. G., Padilla, J. J. y Carrasco, J. M. (2009). DC-Voltage-Ratio Control Strategy for Multilevel Cascaded Converters Fed With a Single DC Source. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(7), 2513-2521.

WEG. (s.f.). Recuperado de <http://www.weg.net>

Yaskawa. (s.f.). Recuperado de <http://www.yaskawa.eu.com>

Yen-Shin, L. y Jian-Ho, C. (2001). A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 16(3), 220-227.

Yi, W., Heming, L. y Xinchun, S. (2006). *Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Induction Motors Fed by Cascaded Multilevel Inverters*. Ponencia presentada en IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on.

Zaky, M. S., Khater, M. M., Yasin, H. y Shokralla, S. S. (2008). *Speed and stator resistance identification schemes for a low speed sensorless induction motor drive*. Ponencia presentada en Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East.

Zhong, D., Ozpineci, B., Tolbert, L. M. y Chiasson, J. N. (2009). DC-AC Cascaded H-Bridge Multilevel Boost Inverter With No Inductors for Electric/Hybrid Electric Vehicle Applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 45(3), 963-970.

Zhuohui, T., Yongdong, L. y Min, L. (2001). *A direct torque control of induction motor based on three-level NPC inverter*. Ponencia presentada en Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual.

**ANEXOS**

## ANEXO A: PUBLICACIONES ISI Y CONFERENCIAS

### Publicaciones Internacionales ISI

- 2013 COMPUTATION AND MATHEMATICS IN ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (COMPEL)  
**J. Pereda**, and J. Dixon, “*Cascaded Converters for EVs with Single Power Source and Increased Power Quality*”, *COMPEL International Journal*, Vol. 32, No. 1 (In process, available on-line).
- 2013 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS  
**J. Pereda** and J. Dixon, “*Cascaded Multilevel Converters: Optimal Asymmetries and Floating Capacitor Control*”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. PP, No. 99, 2012 (Accept.)
- 2012 IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY  
**J. Pereda** and J. Dixon, “*23-Level Inverter for Electric Vehicles Using a Single Battery Pack and Series Active Filters*”, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 61, No. 3, 2012, pp. 1043-1051, Mar. 2012
- 2011 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS  
**J. Pereda**, and J. Dixon, “*High Frequency Link: a Solution for Using Only One DC Source in Asymmetric Cascaded Multilevel Inverters*”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, No. 9, pp. 3884-3892, Sep, 2011.
- 2010 IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY  
 J. Dixon, **J. Pereda**, C. Castillo, and S. Bosch, “*Asymmetrical Multilevel Inverter for Traction Drives Using Only One DC Supply*”, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 59, No. 8, pp. 3736-3743, Oct. 2010.
- 2009 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS  
 M. Rotella, G. Peñailillo, **J. Pereda**, and J. Dixon, “*PWM Method to Eliminate Power Sources in a Non-Redundant 27-Level Inverter for Machine Drive Applications*”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 56, No. 1, pp. 194-201, Jan. 2009.

### Presentación en Conferencias Internacionales

- |      |   |                      |
|------|---|----------------------|
| 2012 | ECOLOGIC VEHICLES RENEWABLE ENERGIES (EVER) 2012<br><b>J. Pereda</b> and J. Dixon, “ <i>Cascaded Converters for EVs with Single Power Source and Increased Power Quality</i> ”, Mar. 22-25, 2012.   | Montecarlo<br>Monaco |
| 2011 | ECOLOGIC VEHICLES RENEWABLE ENERGIES (EVER) 2011<br>J. Dixon and <b>J. Pereda</b> , “ <i>23-Level Inverter for EVs Using Only One Power Supply and Series Active Filters</i> ”, Mar. 31 – Apr. 3, 2011.   | Montecarlo<br>Monaco |
| 2010 | 25TH ELECTRIC VEHICLE SYMPOSIUM (EVS 25)<br><b>J. Pereda</b> and J. Dixon, “ <i>Sinusoidal Multilevel Converters for Electric Vehicle Motors</i> ”, Nov. 5-9, 2010.   | Shenzhén<br>China.   |
| 2010 | IEEE VEHICLE AND PROPULSION CONFERENCE (VPPC 2009)<br>J. Dixon and <b>J. Pereda</b> , “ <i>27-Level Converter for Electric Vehicles Using Only One Power Supply</i> ”, pp. 1-7, Sep. 1-3, 2010.   | Lille<br>Francia     |
| 2009 | IEEE 35TH INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE (IECON 2009)<br><b>J. Pereda</b> , J. Dixon and M. Rotella, “ <i>Direct Torque Control for Sensorless Induction Motor Drives Using an Improved H-Bridge Multilevel Inverter</i> ”, pp. 1110-1115, Nov. 3-5, 2009. | Porto<br>Portugal    |

## ANEXO B: NOMENCLATURAS, SIMBOLOS Y ABREVIACIONES

### Símbolos

$a$	Vector espacial complejo unitario ( $a=e^{j2\pi/3}$ )
$j$	Vector complejo unitario
$v$	Voltaje [V]
$i$	Corriente [A]
$F$	Número de fases de un sistema
$f$	Frecuencia [Hz]
$J$	Momento de inercia [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]
$L$	Número de niveles por fase de un convertidor
$L_m$	Inductancia de Magnetización [H]
$L_s$	Inductancia del estator por fase [H]
$L_r$	Inductancia del rotor por fase [H]
$p$	Número de pares de polos del motor
$r$	Radio de los voltajes asimétricos respecto al más pequeño
$P$	Potencia activa [W]
$Q$	Potencia Reactiva [VAr]
$R_s$	Resistencia del estator por fase [ $\Omega$ ]
$R_r$	Resistencia del rotor por fase [ $\Omega$ ]
$S$	Señal de disparo del convertidor
$K_p$	Ganancia proporcional de un controlador P, PI o PID
$K_i$	Ganancia integral de un controlador PI o PID
$K_d$	Ganancia derivativa de un controlador PID
$t$	Tiempo [s]
$T_e$	Torque electromagnético [s]
$T_s$	Periodo de muestreo [s]
$N$	Número de celdas (inversores) que componen el convertidor multinivel CM
$V_{dc}$	Voltaje en la entrada del inversor convertidor ( <i>dc-link</i> ) (e.g. salida chopper)
$V_{DC}$	Voltaje en la fuente de alimentación principal (e.g. entrada chopper, batería)
$V_u$	Voltaje unitario (voltaje de un nivel) de un convertidor multinivel.
$\delta$	Angulo de torque (ángulo entre el flujo magnético del rotor y del estator) [rad]
$\delta_s$	Angulo del flujo magnético del estator [rad]
$\delta_r$	Angulo del flujo magnético del rotor [rad]
$\psi_s$	Flujo magnético del estator [Wb]
$\psi_r$	Flujo magnético del rotor [Wb]
$\psi_g$	Flujo magnético del entre hierro [Wb]
$\varphi$	Flujo magnético en el núcleo del transformador toroidal [Wb]
$\varphi_i$	Ángulo del vector de corriente estatístico [rad]
$B$	Densidad de Flujo magnético [T]
$\theta_m$	Ángulo mecánico del rotor [rad]
$\theta_v$	Ángulo del vector de voltaje estatístico [rad]
$\omega_m$	Velocidad angular del rotor [rad/s]
$\omega_r$	Velocidad angular del flujo magnético del rotor [rad/s]
$\sigma$	Constante resultante de fuga

### Subíndices

$a, b, c$	Variables y parámetros trifásicos
$\alpha, \beta$	Variable real e imaginaria referidas al sistema solidario al estator (síncrono)
$d, q$	Variable real e imaginaria referidas al sistema solidario al rotor (flujo del rotor)
$0$	Variable de secuencia cero
$s$	Variables y parámetros del estator
$r$	Variables y parámetros del rotor
$n$	Neutro de la carga
$N$	Neutro del convertor de potencia
$m$	Índice de modulación
$j$	Número de la celda (inversor) del convertor multinivel CM (1° es el mayor)
$(j)$	Número de la celda (inversor) hasta la cual una variable toma en cuenta
$ff$	Variable entre fases (fase-fase)
$fn$	Variable en la fase de la carga (motor)
$fN$	Variable en la fase del convertor
$rms$	Valor efectivo RMS de una variable (voltaje, corriente, etc.)
$max$	Valor máximo de una variable (voltaje, corriente, etc.)
$main$	Variable perteneciente al inversor principal ( <i>main</i> ) del convertor multinivel CM
$aux$	Variable perteneciente al inversor auxiliar ( <i>aux</i> ) del convertor multinivel CM
$load$	Variable perteneciente a la salida o carga del convertor multinivel CM

### Superíndices

$I$	Componente fundamental de una variable (Voltaje, corriente, etc.)
*	Denota la calidad como valor de referencia de alguna variable controlada

### Convenciones

Minúscula	Variable instantánea
Mayúscula	Variable Vectorial

### Abreviaciones y Acrónimos

$ac$	Corriente Alterna ( <i>Alternate Current</i> )
ACHB	Puentes-H en Cascada Asimétricos ( <i>Asymmetric Cascaded H-Bridge</i> )
CSI	Inversor Fuente de Corriente ( <i>Current Source Inverter</i> )
CHB	Puentes-H en Cascada ( <i>Cascaded H-Bridge</i> )
CM	Convertor Multinivel en Cascada ( <i>Cascaded Multilevel Converter</i> )
CPU	Unidad Central de Procesamiento ( <i>Central Processing Unit</i> )
DTC	Control Directo de Torque ( <i>Direct Torque Control</i> )
$dc$	Corriente Continua ( <i>Direct Current</i> )
FC	Convertor Multinivel con Capacitores Volantes ( <i>Flying Capacitor</i> )
FC	En esta tesis se refiere a Capacitores flotantes ( <i>Floating Capacitors</i> )
$FCm^*$	Control de capacitores flotantes mediante ajuste del índice de modulación $m^*$
$FC_{PWM}$	Control de capacitores flotantes mediante ajuste en el ciclo de trabajo PWM

FOC	Control Orientado de Campo ( <i>Field Oriented Control</i> )
FPGA	Arreglo de compuertas programable ( <i>Field Programmable Gate Array</i> )
HB	Puentes-H ( <i>H-Bridge</i> )
HM-PWM	Modulación híbrida PWM ( <i>Hibrid Modulation</i> )
LCI	Inversor conmutado por la carga ( <i>Inverter Conmmutated by Load</i> )
NPC	Conversor Multinivel Punto Acampado al Neutro ( <i>Neutral Point Clamped</i> )
NLC	Control por nivel de voltaje más cercano ( <i>Nearest Level Control</i> )
NVC	Control por vector de voltaje más cercano ( <i>Nearest Vector Control</i> ) ó SVC
PWM	Modulación por Ancho de Pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
PS-PWM	Modulación multiportadora por desplazamiento de fase ( <i>Phase Shifted PWM</i> )
LS-PWM	Modulación multiportadora por desplazamiento de nivel ( <i>Level Shifted PWM</i> )
SHE	Modulación de eliminación de armónicas ( <i>Selective Harmonic Elimination</i> )
SVM	Modulación del vector de voltaje espacial ( <i>Space Vector Modulation</i> )
SVC	Control por vector de voltaje más cercano ( <i>Nearest Vector Control</i> ) ó NVC
VSI	Inversor Fuente de Voltaje ( <i>Voltage Source Inverter</i> )
VSD	Control de Frecuencia Variable ( <i>Variable Speed Drive</i> )
Y	Conexión en estrella
$\Delta$	Conexión en delta

## ANEXO C: FORMULACIÓN MATEMÁTICA DE LAS HIPÓTESIS

La formulación de la primera hipótesis ( $H_1$ ) está basada en los sistemas numéricos a través del Teorema Fundamental de la Numeración. A continuación se explica una analogía entre conversores MC y sistemas numéricos, lo que es fundamental para la formulación y demostración rigurosa de la primera hipótesis.

Un conversor MC puede ser visto como un sistema numérico, el cual puede ser no-posicional (conversores simétricos) o posicional (conversores asimétricos). En el estado del arte, los conversores MC asimétricos son optimizados en concordancia con el Teorema Fundamental de la Numeración para sistemas convencionales (decimal, binario, octal, hexadecimal, etc.), en el cual se cumple lo siguiente:

### ***Teorema Fundamental de la Numeración***

*“Un sistema de numeración posicional (ponderado) tiene una base aritmética óptima  $b$  igual al número de símbolos presentes en dicho sistema”.*

Donde la base aritmética  $b$  (e.g.  $b=2$  en el sistema binario) es el número óptimo que define el orden de magnitud ( $b^j$ : base en potencia de  $j$ ) en que se incrementa cada una de las cifras sucesivas que componen el número. El exponente  $j$  es la posición del símbolo y los símbolos son los números pertenecientes al sistema (e.g.  $\{0,1\}$  en el sistema binario).

### ***Analogía del Teorema para Conversores Asimétricos Modulares***

*“Un conversor asimétrico tiene una asimetría óptima  $r$  (radio de voltaje) igual al número de niveles presentes en los inversores que lo componen”.*

Realizando una analogía con los conversores MC asimétricos modulares (compuesto por inversores que generan igual número de niveles), la base aritmética  $b$  es el número de niveles (símbolos) que genera cada inversor, el orden de magnitud es el radio de voltaje ( $r_j = b^{j-1}$ ) y el exponente  $j$  es la posición del inversor en orden de magnitud de voltaje (de menor a mayor). Se debe recordar que el radio de voltaje  $r_j$  es la asimetría de voltaje del inversor “ $j$ ” respecto al inversor que genera el nivel de menor amplitud ( $r_j = V_j/V_1$ ).

Por ejemplo en un inversor ACHB compuesto por 3 puentes-h por fase, tenemos que la simetría óptima está dada por los radios de voltaje 1:3:9 ( $r_1:r_2:r_3$ ), ya que la base aritmética es  $b=3$  debido a que cada inversor genera tres niveles (símbolos), lo que es análogo a un sistema numérico trinario.

### ***Extensión del Teorema para Conversores Asimétricos Generales***

El teorema se puede generalizar para conversores asimétricos de cualquier tipo (compuesto por inversores que pueden generar diferentes números de niveles).

*“La asimetría óptima  $r_j$  (radio de voltaje) del inversor “j” es igual al número de niveles que genera el conjunto de inversores anterior a “j” (conjunto de inversores “k” para todo  $k < j$ )”.*

En el caso general no se habla de base aritmética del sistema porque cada inversor genera un número distinto de niveles (símbolos), pero sí de orden de magnitud, el cual es el radio de voltaje  $r_j$ .

Por ejemplo, si un conversor CM está compuesto por un inversor auxiliar de 5 niveles y un inversor principal de 3 niveles, la asimetría óptima estaría dada por 1:5 ( $r_1:r_2$ ), es decir, el inversor principal (3 niveles) debe generar niveles con una amplitud de voltaje cinco veces mayor a los niveles generados por el inversor auxiliar.

### **Hipótesis**

*H<sub>1</sub> Los conversores multinivel polifásicos no aislados con asimetrías de voltaje optimizadas bajo el Teorema Fundamental de la Numeración no son óptimos (no generan el número de niveles máximo en la carga).*

*H<sub>2</sub> La eliminación de fuentes auxiliares en un conversor multinivel en cascada no genera una disminución en el número de niveles de voltaje generados (suponiendo un control adecuado).*

*H<sub>3</sub> Un transformador de alta frecuencia con múltiples devanados reemplaza, simplifica (no requiere control y usa una fuente única) y mejora (funciona*

como fuente múltiple variable de voltaje) las fuentes auxiliares de un convertor multinivel en cascada.

### Hipótesis específicas

Para demostrar o refutar las hipótesis generales 1 y 2, se formularon hipótesis específicas relacionadas que apuntan en tres directrices:

1.  $H_1 \rightarrow$  Nuevas asimetrías óptimas ( $h_{1.1}$ ,  $h_{1.2}$  y  $h_{1.3}$ )
2.  $H_2 \rightarrow$  Reducción o simplificación de fuentes ( $h_{2.1}$ ,  $h_{2.2}$  y  $h_{2.3}$ )
3. Compatibilidad entre la simplificación de fuentes y nuevas asimetrías óptimas ( $h_{3.1}$  y  $h_{3.2}$ )

$h_{1.1}$  El Teorema Fundamental de la Numeración se generaliza para sistemas que utilizan sub-sistemas con diferente número de símbolos (convertidores MC con inversores de distintos niveles) bajo el siguiente enunciado:

*“Un sistema de numeración posicional (ponderado) tiene un orden de magnitud óptimo  $r_j^1$  igual al número de símbolos generados en el sistema numérico anterior (sistema con  $j-1$  posiciones numéricas)”.*

<sup>1</sup> $r_j$ : Orden de magnitud en que se incrementa (pondera) la cifra de la posición  $j$ .

Se asume que todos los sub-sistemas deben tener la misma unidad básica. En caso contrario, se deben escalar las unidades de los sub-sistemas o los órdenes de magnitud  $r$  en base a la unidad básica.

$h_{1.2}$  En un sistema polifásico no aislado y de numeración posicional (ponderado), el orden de magnitud óptimo<sup>2</sup>  $r_j$  no cumple con el Teorema Fundamental de la Numeración General ( $r_j$  puede ser mayor al número de símbolos generados en el sistema numérico anterior).

<sup>2</sup>Óptimo: maximiza los números representados en el sistema polifásico (fase-fase).

$h_{1.3}$  En un sistema polifásico no aislado y de numeración posicional (ponderado), el orden de magnitud del sub-sistema mayor  $r_N$  puede ser óptimamente sobre-extendido<sup>3</sup> cuando el número de símbolos del sub-sistema es igual o menor que el número de fases.

<sup>3</sup>Optimización sobre-extendida: eliminación de toda redundancia del sistema polifásico pero asegurando al menos un índice de modulación determinado  $m^*$  que cumpla con una trayectoria circular uniforme (trayectoria ideal en sistemas ac).

- $h_{2.1}$  Los convertidores MC tienen un índice de modulación  $m$  donde la potencia efectiva de cada auxiliar es cero.
- $h_{2.2}$  En convertidores MC, las fuentes de voltaje de al menos un auxiliar (un auxiliar trifásico o uno por fase) pueden ser eliminadas (sustituidas por condensadores flotantes) utilizando sólo la simple elección de estados redundantes (suponiendo que se opera el convertidor en índices de modulación que aseguren la aplicación de estos estados redundantes).
- $h_{2.3}$  En convertidores MC, las fuentes de voltaje de al menos un auxiliar (un auxiliar trifásico o uno por fase) pueden ser eliminadas (sustituidas por condensadores flotantes) mediante un control específico sin generar una disminución del número de niveles de voltaje en el punto de operación nominal.
- $h_{3.1}$  En convertidores MC con asimetrías de voltajes óptimamente sobre-extendidas, el índice de modulación de operación ( $m^*$ ) coincide con el índice de modulación  $m^\circ$  en el cual la potencia promedio del auxiliar mayor es nula (la aplicación de asimetrías óptimamente sobre-extendidas es compatible con el uso de condensadores flotantes controlados por índice de modulación).
- <sup>4</sup> $m^*$ : índice de modulación máximo que genera una trayectoria de vectores equidistantes (niveles de voltajes uniformes) en asimetrías óptimamente sobre-extendidas.
- <sup>5</sup> $m^\circ$ : índice de modulación máximo en el cual los inversores auxiliares mayores no entregan potencia activa.
- $h_{3.2}$  En el índice de modulación sobre-extendido ( $m^*$ ) y en el índice de modulación  $m^\circ$  en el cual la potencia promedio del auxiliar mayor es nula, se pueden balancear las potencias de los inversores auxiliares.
- $h_4$  La distorsión armónica del voltaje ( $\text{THD}_V$ ) está relacionada inversamente con el número de niveles uniformemente generados.
- $h_5$  En un convertidor CM polifásico no aislado, la modulación SVM (*Space Vector Modulation*) genera una distorsión de voltaje ( $\text{THD}_V$ ) menor en cada fase de la carga que la modulación NLC (*Nearest Level Control*).

## Respuesta a las Hipótesis

### **H1 VERDADERO**

Se demostró que la asimetría obtenida bajo el Teorema Fundamental de la Numeración no es óptima (no genera el máximo número de niveles en la carga) en sistemas polifásicos no aislados. Esta demostración se realizó con las hipótesis específicas  $h_{1.1}$ ,  $h_{1.2}$  y  $h_{1.3}$ .

### **H2 VERDADERO**

Se demostró que las fuentes pueden ser eliminadas, manteniendo solo los condensadores flotantes sin disminuir el número de niveles. Sin embargo, también se demostró que el número de fuentes auxiliares a eliminar es limitado, se pueden aplicar diversos controles (cada uno con ventajas y desventajas) y la aplicación de estos en conjunto permite aumentar el número de fuentes a eliminar. Todo lo anterior se demostró en las hipótesis específicas  $h_{2.1}$ ,  $h_{2.2}$  y  $h_{2.3}$ .

### **H3 VERDADERO**

Se demostró empíricamente que un transformador especialmente diseñado y construido; reemplaza, simplifica y mejora las fuentes auxiliares. Se logró la construcción de un sistema de alta frecuencia (*High Frequency Link*) de muy bajo costo y simple construcción, que demostró ser muy satisfactorio en todas las pruebas realizadas.

## Respuesta a las Hipótesis Específicas

### *h*<sub>1.1</sub> **VERDADERO**

Se comprobó que el enunciado se cumple para un sistema numérico convencional (igual número de símbolos para todo sub-sistema) y uno general (sub-sistemas con diferente número de símbolos), incluso cuando los órdenes de magnitud anteriores no son óptimos. Además, si todos los órdenes de magnitud anteriores son óptimos, el enunciado de la hipótesis se puede simplificar al siguiente enunciado:

*“Un sistema de numeración posicional (ponderado) tiene un orden de magnitud óptimo  $^1r_j$  igual a la multiplicatoria del número de símbolos de cada sub-sistema anterior”.*

Ya que esta multiplicatoria es igual al número de símbolos generado en todo el sistema anterior en conjunto, si y solo si todos los órdenes de magnitud están optimizados.

También se demostró que la fórmula general es aplicable a convertidores MC y se obtuvo la fórmula general para obtener los órdenes de magnitud.

### *h*<sub>1.2</sub> **VERDADERO**

Se demostró que el Teorema Fundamental de la Numeración no es óptimo si se extiende para sistemas polifásicos donde el sistema a optimizar es el fase-fase. Por lo tanto, los órdenes de magnitud (asimetrías de voltaje) de estos sistemas polifásicos pueden ser mayores a las convencionales.

También se obtuvo una fórmula general para obtener los óptimos en sistemas trifásicos y se aplicó a convertidores MC.

### *h*<sub>1.3</sub> **VERDADERO**

La hipótesis es verdadera solo en los casos especificados; cuando el número de símbolos (números o niveles de voltaje) del sub-sistema mayor es igual o menor al número de fases del sistema. Esto fue comprobado en un sistema trifásico, donde la hipótesis es verdadera solo cuando el sub-sistema mayor tiene tres o menos símbolos (niveles de voltaje). En este caso, la base aritmética (asimetría) es llamada óptima sobre-extendida.

También se obtuvo una fórmula general para obtener el orden de magnitud mayor ( $r_N$ ) óptimamente sobre-extendido en sistemas trifásicos y se aplicó a convertidores MC.

*h<sub>2.1</sub>* **FALSO**

La hipótesis solo se cumple para convertidores MC con un auxiliar (un auxiliar trifásico o un auxiliar por fase). Para convertidores MC con más de un auxiliar (más de un auxiliar monofásico por fase o más de un auxiliar trifásico) se demostró teóricamente que no existe un índice de modulación  $m$  donde las potencias de todos los auxiliares sean cero. Por lo tanto, los controles para sustituir las fuentes auxiliares por condensadores solo pueden ser aplicados a un inversor auxiliar por fase (generalmente a los inversores auxiliares monofásicos de igual ponderación o a uno trifásico).

*h<sub>2.2</sub>* **FALSO**

La hipótesis no es factible debido a que, incluso en aquellos índices de modulación que aseguran una redundancia de estados máxima en los auxiliares, la redundancia de un sub-sistema auxiliar no es suficiente para asegurar un balance de la potencia en las tres fases y potencia promedio nula a la vez. Esto se debe a que un estado redundante genera un efecto determinado en cada fase, por lo tanto, si deseamos cargar el condensador de una fase determinada, el condensador de otra fase puede sufrir una carga o descarga, aumentando el error total del control y haciéndolo inestable.

Sin embargo, se logró eliminar la fuente de dos fases y dejar solo una fase alimentada, controlando la potencia de los condensadores flotantes mediante control predictivo, ya que la redundancia es suficiente para el control de al menos dos fases del auxiliar.

Además, este control predictivo por redundancia puede funcionar en rangos amplios de índice de modulación, lo que hace muy estable al sistema.

En estos casos es posible usar solo una fuente de voltaje auxiliar para las tres fases sin necesidad de aislar las bobinas de motor. También se puede utilizar este control para balancear las potencias de las tres fases en convertidores convencionales o en los inversores propuestos en esta tesis (condensadores flotantes). En este último

caso, el control predictivo por redundancia puede además asistir al control propuesto para controlar los capacitores flotantes (PWM o  $m^*$ ), mejorando la estabilidad y performance dinámica.

### *h<sub>2.3</sub>* **VERDADERO**

Se desarrollaron dos nuevos métodos de eliminar las fuentes auxiliares manteniendo los niveles de voltaje o inclusive aumentándolos mediante el uso de las nuevas asimetrías óptimas.

1. *Control  $m^*$* : mantiene o aumenta los niveles de voltaje pero opera en índices de modulación acotados, donde al mayor índice posible se le denomina  $m^0$ . Este método tiene la ventaja de ser aplicable a cualquier inversor auxiliar.
2. *Control PWM*: Mantiene o aumenta los niveles de voltaje y opera en cualquier índice de modulación, pero puede generar un aumento marginal en la distorsión de voltaje y corriente. Este método está enfocado para ser usado en el inversor auxiliar más pequeño

En la literatura se encontraron otros métodos (PS-PWM y redundancia), pero estos tienen desventajas sustanciales respecto a los métodos propuestos.

### *h<sub>3.1</sub>* **VERDADERO**

La trayectoria del índice de modulación  $m^*$  coincide con  $m^0$  (aproximadamente iguales). Por lo tanto, se puede aplicar el índice de modulación  $m^0$  en convertidores con asimetrías óptimamente sobre-extendidas. Más aún, la trayectoria de  $m^*$  siempre recorre los vectores redundantes de los inversores auxiliares mayores, por lo tanto se puede utilizar esta redundancia para evitar el consumo de potencia en los auxiliares (además de balancear las potencias por fase), lo que es optativo pero recomendable, ya que aumenta la estabilidad y performance dinámica del sistema.

Es muy importante destacar que el uso de las nuevas asimetrías óptimas en conjunto con capacitores flotantes o el HFL genera sinergia, ya que las nuevas asimetrías reducen la potencia efectiva e instantánea que entregan los inversores auxiliares, aumentando la estabilidad y performance dinámica del control para regular el voltaje en condensadores flotantes, o disminuyendo la potencia nominal del HFL.

***h*<sub>3.2</sub> VERDADERO**

La trayectoria de  $m^*$  siempre recorre los vectores redundantes de todos los inversores auxiliares, por lo tanto se puede utilizar esta redundancia para controlar la distribución de potencia entregada por los auxiliares. Para el balance de las potencias se propone un control predictivo.

***h*<sub>4</sub> VERDADERO**

Esta hipótesis se da por hecho en la literatura y es intuitivo, pero no se encontró un estudio que lo avale, por lo cual se decidió comprobar ésta relación y analizarla. Los resultados comprueban que la distorsión armónica del voltaje ( $THD_V$ ) decrece exponencialmente con el número de niveles uniformemente generados. Esto demuestra también que cada auxiliar incorporado ejerce la función de un filtro activo de mayor frecuencia, pero su aporte como filtro es menor en relación al inversor que le precede.

***h*<sub>5</sub> VERDADERO**

Se demostró que la modulación por nivel más cercano (NLM) genera un voltaje óptimo ( $THD_V$  mínimo) en la fase del convertidor pero no en la carga, donde el voltaje óptimo se obtiene con la modulación por vector espacial (SVM). Esto se debe a que el SVM considera el voltaje fase-fase y el NLM solo la fase del convertidor.



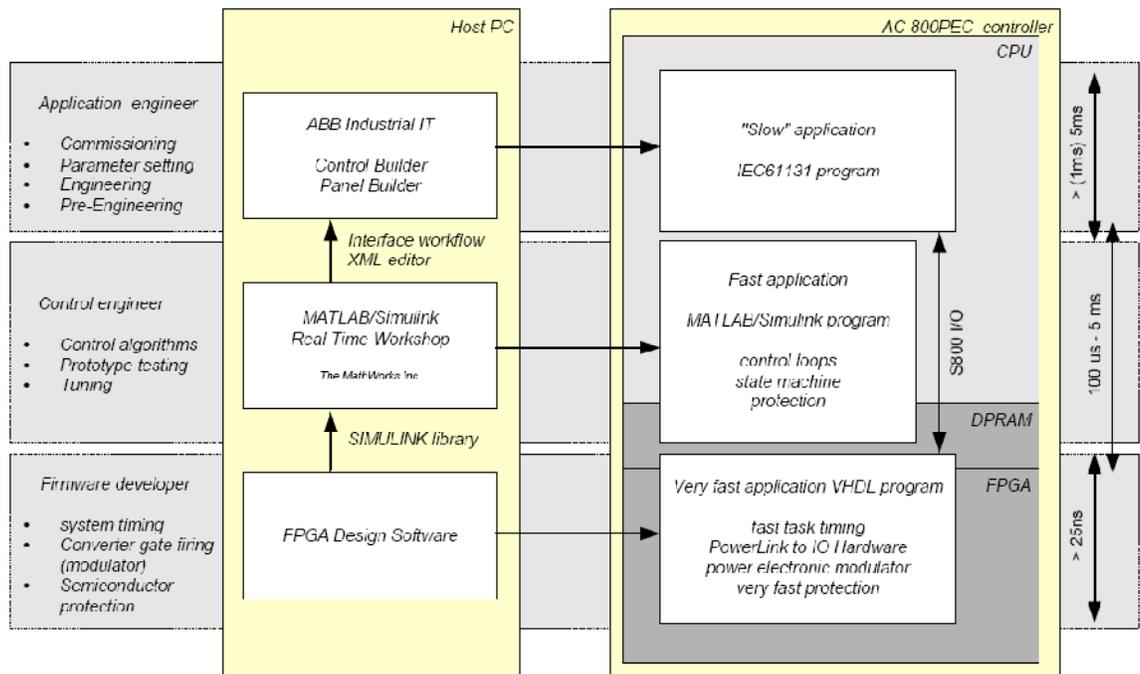
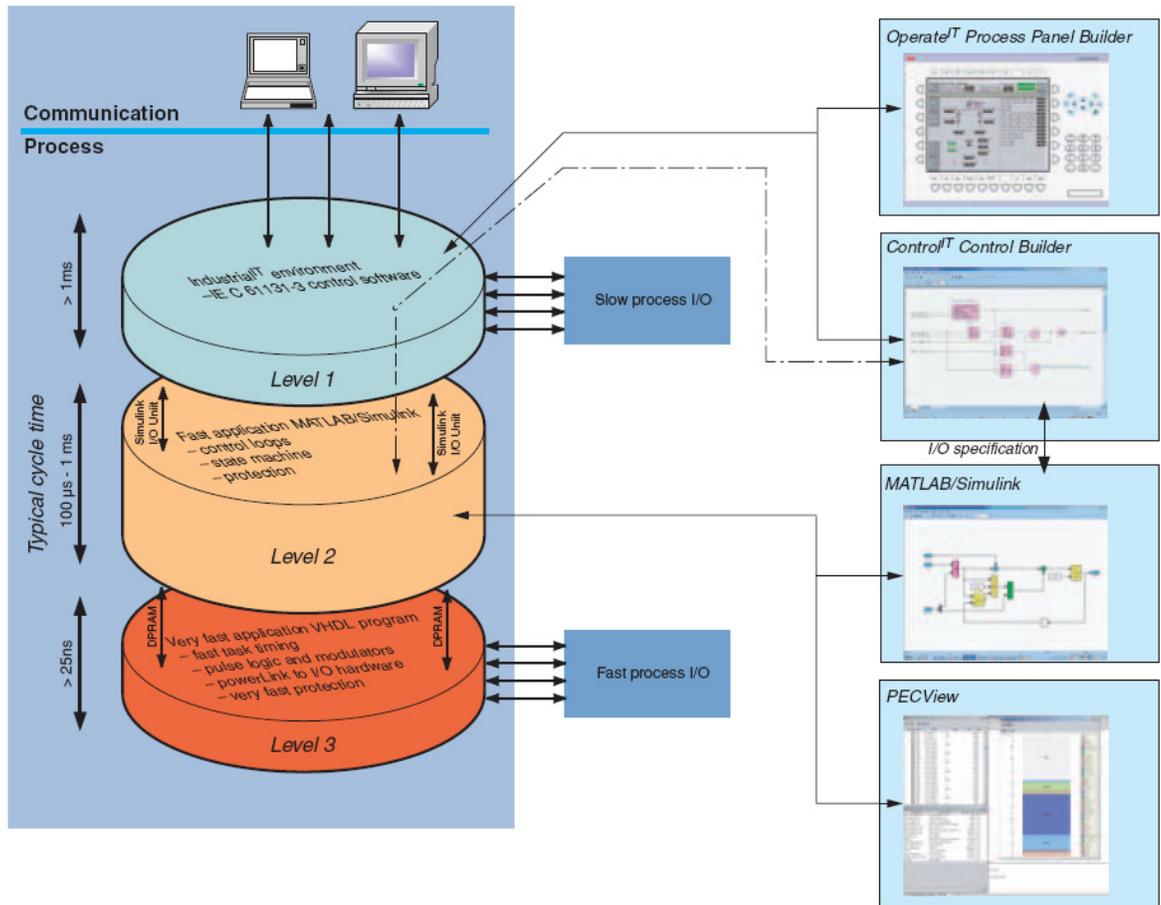


Figura D.3: Esquema de los niveles de procesamiento del AC 800PEC.

Tabla D-1: Manuales y Documentos del AC800PEC utilizados

Nombre del Documento	Nº Documento	Versión	Fecha
Control <sup>IT</sup> AC 800PEC Software Guide	3BHS208614 ZAB E01	Software Version 3.5	Dec. 22, 2004
Control <sup>IT</sup> AC 800PEC Software Guide	3BHS197326 ZAB E01	Hardware Version 3.5	Dec. 22, 2004
Control <sup>IT</sup> AC 800PEC User´s Guide	3BHS208615 ZAB E01	Software Version 3.5	Dec. 22, 2004
Toolbox AC 800PEC User Manual	3BHS245255 ZAB E01	Release 5.0.1.0	Oct. 12, 2007
Toolbox AC 800PEC User Manual	3BHS125603 ZAB E01	Release 3.5.1	Apr. 12, 2005
OPCoDe AC 800PEC Function Block Library	3BHS117544 ZAB E21	Release 3.5.2	Jul. 08, 2005
Course AC 800PEC MATLAB/Simulink	Programming Training	2005	2008
CLABB Uni FPGA Firmware Design Specifications	3GHS256753 ZAB E41	Rev 0.1 / Version 0.1	2008-05-06
Combi IO FPGA Functional Specifications	3GHS205985 ZAB E41	Rev 1.1 / Version 2.1	2007-02-01
CLABB Uni FPGA FPGA Firmware Design Specifications	Diseñado para esta Tesis	Rev 0.2 / Version 0.2	22/12/2011

**ANEXO E: DISEÑO DE LA FPGA DEL CONTROLADOR AC 800PEC ABB**

# AC 800PEC & Combi IO FPGA Design Specification

Javier Pereda, Pontificia Universidad Católica de Chile

2011-11-25

## SYSTEM FEATURES

Multiple AC Converters (0-400Hz)  
 DC-DC Regenerative Converters (2-50kHz)  
 AC Motor Drive (DTC, intelligent control, predictive control, etc.)  
 Battery Management and Monitoring System (BMS)

## FPGA FEATURES

Pulse Width Modulator (2-50kHz) (Reference-Carrier-Modulator)

## UNIT SPECIFICATION

AC 800PEC Controller: PP D113 A01-00-111111 (6x UF D128 Optical Module).  
 AC 800PEC Combi IO: UA D149 A10-0-11 (2x UA D142 Combi IO Mixed Module).

## FPGA PROGRAM

The FPGA must implement a modulator (PWM) for the optical outputs (Tx) of the PP D103 and just connect the rest of outputs and inputs with the CPU (Matlab/Simulink) without signal processing as the last FPGA firmware (CLABB Uni FPGA Version 0.1 and Combi IO FPGA Version 2.1), which are attached with this file. This previous FPGAs could be used as a basis to program the new FPGA firmware. Moreover, the Combi IO FPGA could be the same because the only difference is introduced in the PP D103 FPGA (PWM).

The system is illustrated in Fig.1-2 and is detailed in the follow list:

- i. The FPGA must connect the **Powerlink** communication between the UA D149 module and the PP D103 module (Powerlink 1 and 2).
- ii. The FPGA must connect the **inputs** of the PP D103 (optical Rx) and the **inputs** of the two UA D142 mixed IO modules with the CPU (Matlab/Simulink) without any signal processing.
- iii. The FPGA must connect the CPU (Matlab/Simulink) with the **outputs** of both UA D142 modules without any signal processing.
- iv. The FPGA must modulate the **output** OM (optical Tx) of the PP D103 through a reference-carrier-modulator (PWM) illustrated in Fig. 2-5. References, carrier frequencies and carrier phases are obtained from the CPU (Matlab/Simulink).

## INPUTS SPECIFICATIONS

### PP D113 module

36 Optical inputs

- 1 OPTICAL Rx Powerlink 1 (LOWER OM1-01).
- 1 OPTICAL Rx Powerlink 2 (LOWER OM1-03).
- 34 OPTICAL Rx (General propose)

### UA D149 Combi IO Mixed Module (2x UA D142 modules)

12 fast analog voltage/current inputs (6 for each module).

- 3 INPUTS (IO2-X60)/(IO2-X61)
- 3 INPUTS (IO3-X60)/(IO3-X61)
- 3 INPUTS (IO2-X80)/(IO2-X81)
- 3 INPUTS (IO3-X80)/(IO3-X81)

32 digital inputs (16 for each module).

- 8 BINARY INPUTS (IO2-X25)
- 8 BINARY INPUTS (IO3-X25)
- 8 BINARY INPUTS (IO2-X21)
- 8 BINARY INPUTS (IO3-X21)

### UA D149 Combi IO Basic Module (UA D141 module)

2 optical inputs

- 1 OPTICAL Rx Powerlink 1 (OM1-01).
- 1 OPTICAL Rx Powerlink 2 (OM1-03).

## OUTPUTS SPECIFICATION

### PP D113 module

36 Optical Outputs

- 1 OPTICAL Tx Powerlink 1 (LOWER OM1-02).
- 1 OPTICAL Tx Powerlink 2 (LOWER OM1-04).
- 34 OPTICAL Tx (IGBT firing pulses or general propose).

### UA D149 Combi IO Mixed Module (2x UA D142 modules)

4 analog outputs (2 for each module)

- 2 ANALOG OUTPUTS (IO2-X90)
- 2 ANALOG OUTPUTS (IO3-X90)

16 digital outputs (8 for each module)

- 8 BINARY OUTPUTS (IO2-X40)
- 8 BINARY OUTPUTS (IO3-X40)

### UA D149 Combi IO Basic Module (UA D141 module)

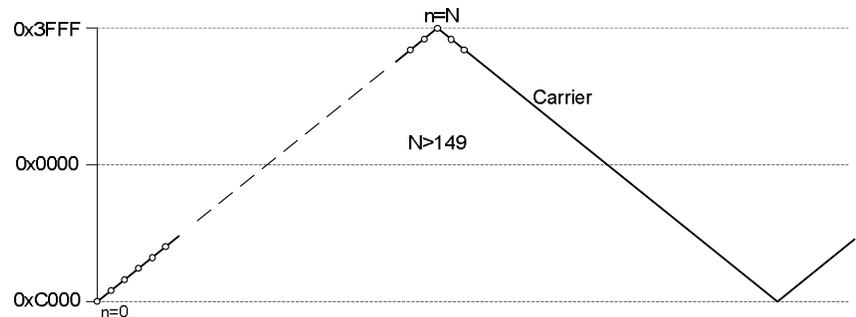
2 optical outputs

- 1 OPTICAL Tx Powerlink 1 (OM1-02)
- 1 OPTICAL Tx Powerlink 2 (OM1-04)

## PULSE WIDTH MODULATOR (PWM)

### Recommended Pattern Scaling

**Carrier Pattern:** The carrier signal has a triangular waveform with a minimum value of 0xC000 and a maximum value of 0x3FFF (Fig. 3-5). The magnitude resolution between minimum and maximum values must be 150 or more.



**Carrier Frequency:** The frequency is set by the CPU (Matlab/Simulink) to each PWM signal independently from the others (34 PWM signals).

Range: 2kHz ... 50kHz  
 Min. resolution: 2kHz

**Carrier Phase:** The phase is set by the CPU (Matlab/Simulink) to each PWM signal independently from the others (34 PWM signals).

Range:  $-\pi \dots 0 \dots \pi$   
 Min. resolution:  $\pi/12$

**Reference Pattern:** The references are obtained from the CPU (Matlab/Simulink) and have a minimum value of 0x8000 and a maximum value of 0x7FFF (Fig. 3-5).

### Reference Update Period and Task synchronizations

The timing from Matlab/Simulink are set as  $T_{s0}=25\mu s$ ,  $T_{sA}=50\mu s$  and  $T_{sB}=100\mu s$  (not used). Therefore, the FPGA must be synchronized with the CPU and refreshes the reference signal at the fastest task time ( $T_{sA}=50\mu s$ ) at least to minimize the time delay.

## SWITCH (SELECTOR: PWM OR BINARY SIGNAL)

**Description:** The Switch block illustrated in Fig. 1 and 2 is a simple switch for each optical output signal that select the PWM signal or the binary signal from the CPU. So this block is composed by 34 independent switches.

**Optional:** The Switch block, the selector and the binary signals can be omitted if binary signals can be generated by the PWM using over-modulation as is shown in Fig. 5 (a reference higher than 0x3FFF and a reference lower than 0xC000). But the binary signals created by the PWM must be the same as using a direct binary signal from CPU, so the response time must be practically the same ( $T_{sA}=50\mu s$ ). If an important delay ( $>1\mu s$ ) is produced by the PWM block, the Switch must be implemented.

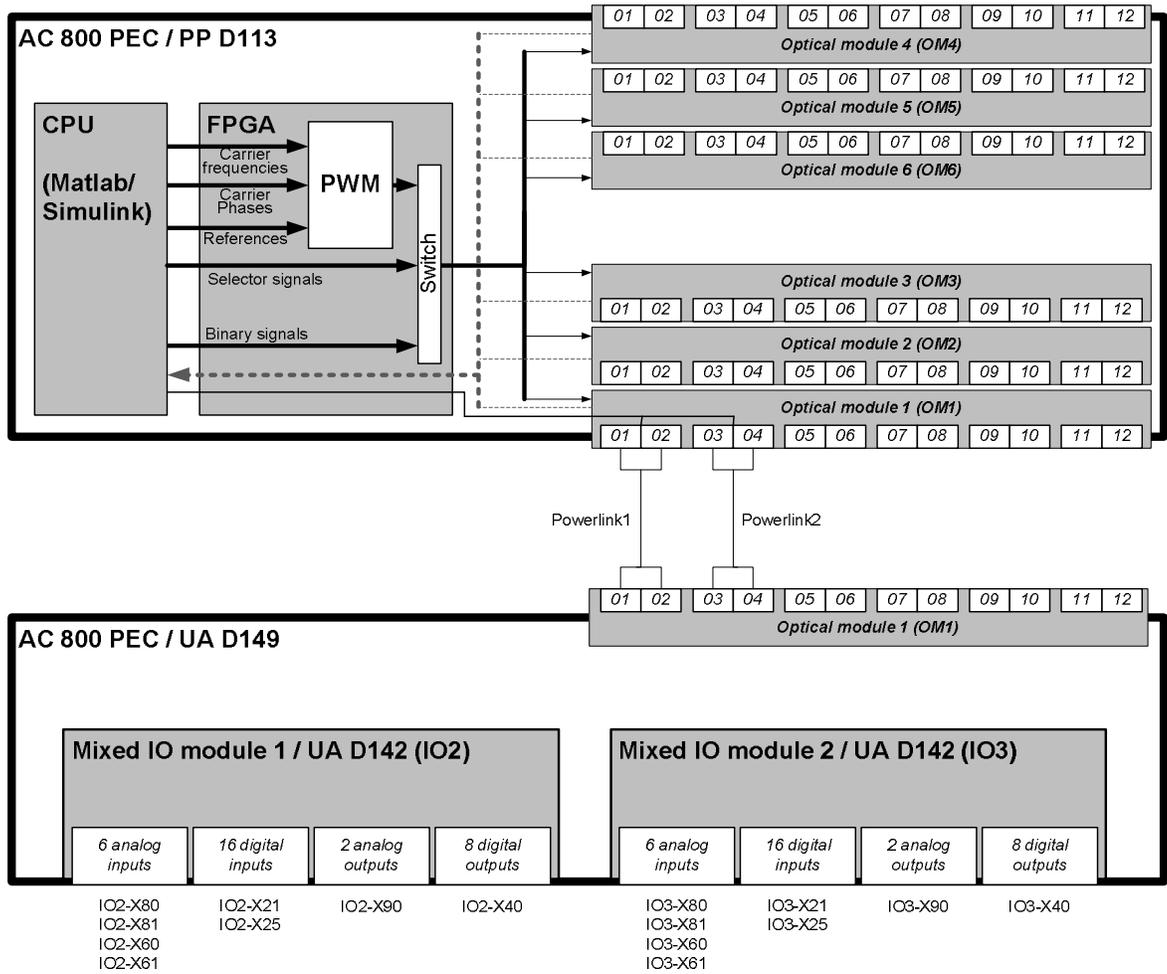


Fig. 1: Block diagram of the AC800PEC (PP D113 and UA D149 modules).

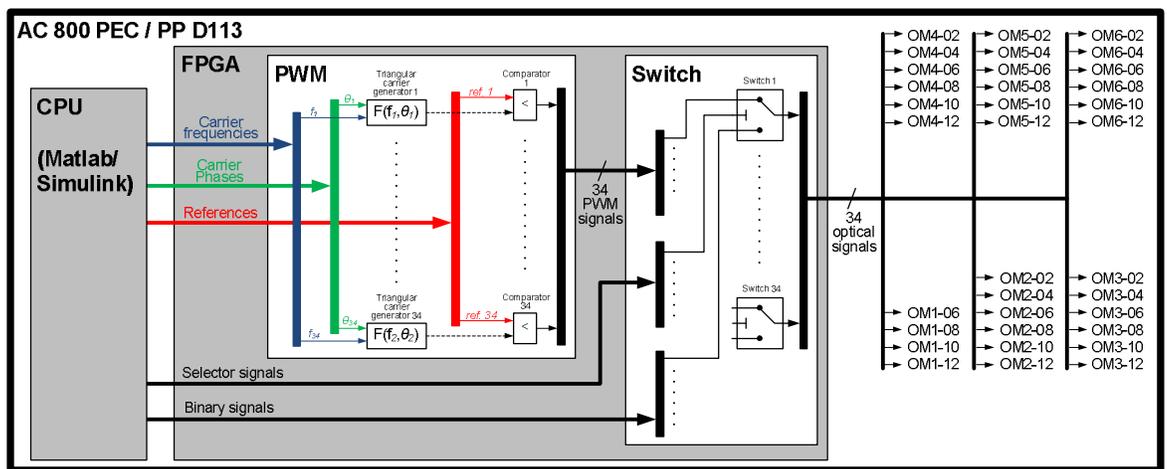


Fig. 2: Block diagram of the FPGA firmware (34 PWM generators).

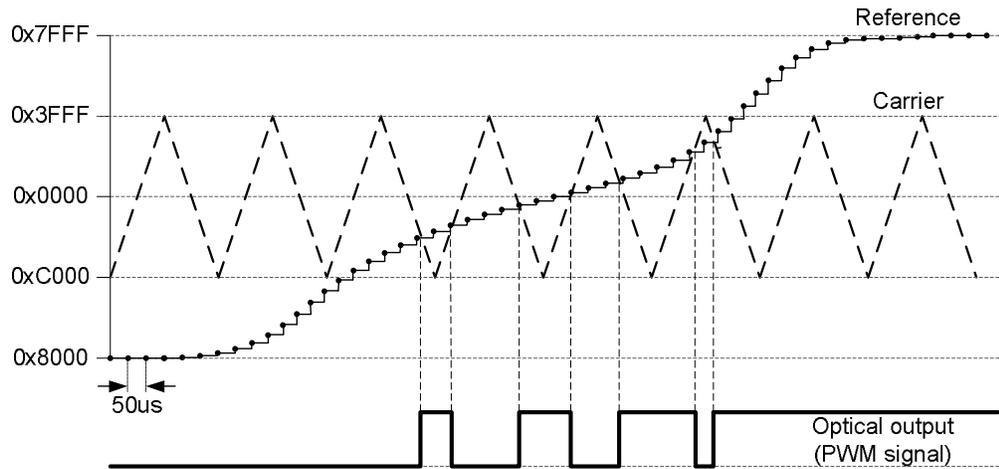


Fig. 3: PWM generator with low carrier frequency (3 kHz approx.)

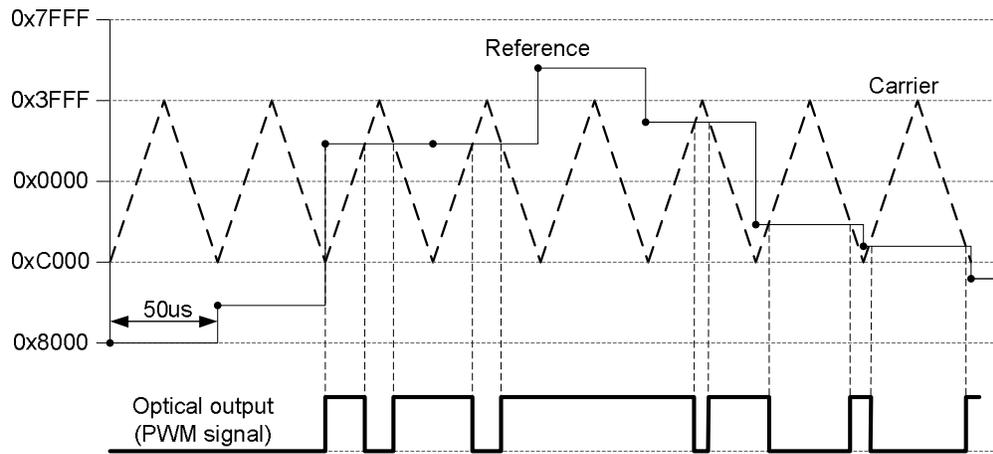


Fig. 4: PWM generator using high carrier frequency (20 kHz) and zero phase shift.

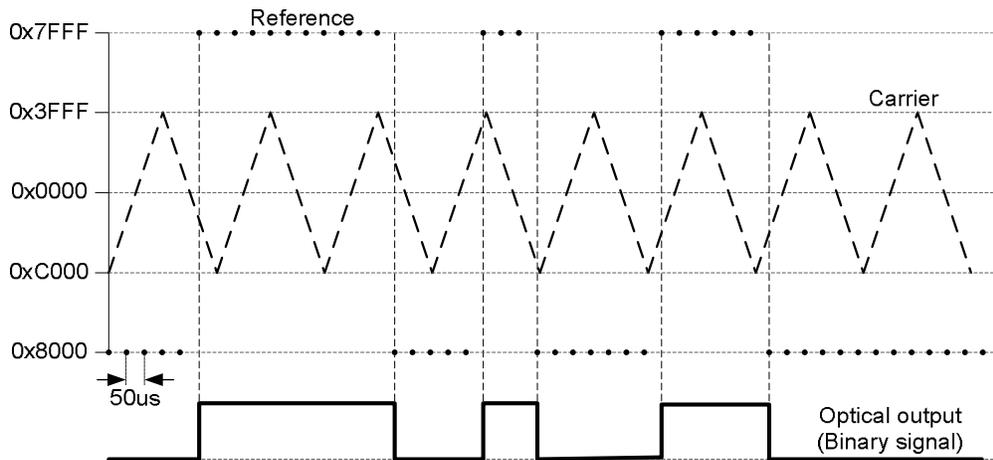


Fig. 5: Generation of binary signals using the PWM generator in over-modulated mode (the carrier frequency is not important because the output is equal to the reference). If the output is equal to the reference, the Switch block of the FPGA can be omitted.

## ANEXO F: MOTORES DE INDUCCIÓN UTILIZADOS (M.I)

### Motor Siemens 230/400V & 0.3kW:

Tabla F-1: Datos de placa del Motor de Inducción Jaula de Ardilla Siemens.

<b>LN</b>	Lucas-Nuelle Lehr- und Meßgeräte GmbH Germany - 50140 Kerpen - Siemensstr. 2		
SE2663-1K	VDE 0530	IP: 20	Is.Kl. : F
$\Delta / Y$	U: 230 / 400 V	I: 1,7 / 1,0 A	
Mot. DS	0,30 Kw	cos: 0,76	
	1400 1/min	f: 50 Hz	
U <sub>eff</sub> :	I <sub>eff</sub> :	Made in Germany	
CA :	CB :		



Figura F.1: Motor de Inducción Jaula de Ardilla Siemens.

**Motor ABB 220/380V & 3kW:**

Tabla F-2: Datos de placa del Motor de Inducción Jaula de Ardilla ABB n°1.

<b>ABB</b>		<b>EFF 1</b>		<b>CE</b>	
3~Motor M3AP 112 ma		Cl. F	IP 55	IEC 60034-1	
3GAA112021-ASC ,199					
No. 0839192310002					
V	Hz	r/min	Kw	A	cos $\phi$
380-420 Y	50	1450	3,0	6,5	0,81
220-240 $\Delta$	50	1450	3,0	11,3	0,81
440-480 Y	60	1750	3,5	6,4	0,80
6306-2Z/C3WT		6206-2Z/C3WT	34 Kg		



Figura F.2: Motor de Inducción Jaula de Ardilla ABB n°1.

**Motor ABB 110/190V & 3kW:**

Tabla F-3: Datos de placa del Motor de Inducción Jaula de Ardilla ABB n°2.

<b>ABB Motors</b>						<b>EFF 2</b>	<b>CE</b>
3~Motor M2AA 100 LB-4			CL. F	IP 55	IEC 60034-1		
8M10B04AX20904							
No. 83610P0 868 / 1							
V	Hz	r/min	Kw	A	cos $\varphi$		
110 D	50	1430	3,00	23,70	0,81		
190 Y	50	1430	3,00	13,70	0,81		
6306-2Z/C3			6205-2Z/C3		24 Kg		



Figura F.3: Motor de Inducción Jaula de Ardilla ABB n°2.

Tabla F-4: Datos de fabrica del Motor de Inducción Jaula de Ardilla ABB n°2.

ABB Electrical Machines LV Motors		Technical Data Sheet			
		Location			
Department/Author		Customer ref.			Item name <b>1.001</b>
Our ref.		Date of issue <b>16/07/2008</b>	Saving ident <b>untitled.xls</b>		Pages <b>1</b>
No.	Definition	Data	Unit	Remarks	
1	Product	<b>TEFC, 3-phase, squirrel cage induction motor</b>			
2	Product code	<b>3GAA 102 002-ASE+209</b>			
3	Type/Frame	<b>M2AA 100 LB 4</b>			
4	Mounting	<b>IM1001, B3(foot)</b>			
5	Rated output P <sub>N</sub>	<b>3</b>	kW		
6	Service factor	<b>1</b>			
7	Type of duty	<b>S1(IEC) 100%</b>			
8	Rated voltage U <sub>N</sub>	<b>110</b>	VD		
9	Rated frequency f <sub>N</sub>	<b>50</b>	Hz		
10	Rated speed n <sub>N</sub>	<b>1430</b>	r/min		
11	Rated current I <sub>N</sub>	<b>23.7</b>	A		
12	No-load current	<b>7.41</b>	A		
13	Starting current I <sub>s</sub> /I <sub>N</sub>	<b>6.5</b>			
14	Nominal torque T <sub>N</sub>	<b>20</b>	Nm		
15	Locked rotor torque T <sub>S</sub> /T <sub>N</sub>	<b>2.5</b>			
16	Maximum torque T <sub>max</sub> /T <sub>N</sub>	<b>2.9</b>			
17	Minimum torque T <sub>min</sub> /T <sub>N</sub>	<b>2,4</b>			
18	Speed at minimum torque	<b>285</b>	r/min		
Load characteristics (IEC 60034-2)		Load %	Current A	Efficiency %	cos phi
19		<b>100</b>	<b>23.7</b>	<b>85,0 / Eff2</b>	<b>0.81</b>
23	Maximum starting time from hot	<b>15</b>	s		
24	Maximum starting time from cold	<b>27</b>	s		
25	Insulation class / Temperature class	<b>F / B</b>			
26	Ambient temperature	<b>40</b>	°C		
27	Altitude	<b>1000</b>	m.a.s.l.		
28	Enclosure	<b>IP55</b>			
29	Cooling system	<b>IC411 self ventilated</b>			
30	Bearing DE/NDE	<b>6306-2Z/C3 - 6205-2Z/C3</b>			
31	Type of Grease				
32	Sound pressure level (LP dB(A) 1m)	<b>66</b>	dB(A)	at load	
33	Moment of inertia J = ¼ GD2	<b>0,0082</b>	kg-m2		
34	Balancing				
35	Vibration class				
36	Position of terminal box	<b>Top</b>			
37	Terminal box entries; no, dimens.				
38	Number of power terminals				
39	Direction of rotation	<b>CW or CCW</b>			
40	Weight of rotor	<b>6</b>	kg		
41	Total weight of motor	<b>24</b>	kg		
42	Dimension drawing no.				

## ANEXO G: MOTOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES (PMSM)

Tabla G-1: Datos del Motor Síncrono de Imanes Permanentes tipo Disco.

<b>PERM Motor GmbH Im Brand 24/1 79677 Schönau</b>	<b>Datenblatt / Datasheet PMS Motoren / PGS Gneratoren</b>
Motor	PMS 156 - WB 469
Motor-No. SN	42464
Type	Synchronous disc motor with permanent-magnets
Cooling	Air cooling with minimum 5 m/s
Duty condiction	SI (100%)
Protection	IP 54
Thermal class	F (155°C)
Nomunal Power	15,00 kW
Stator winding connection	OFFEN (OPEN)
Voltage [V AC]	121,00 V AC
Current [A rms]	89,8 A rms
Speed [rpm]	5000 rpm
Torque [Nm]	28,65 Nm
Voltage constant ke (ph-ph) [V/1000 rpm]	19,63 V / 1000 rpm
Torque constant [Nm/A]	0,32 Nm / A
Number of poles	8
Frequency [Hz]	333 Hz
Resistance at 20°C Ru-v	0,023 Ohm
Inductance Lu-v [mH]	0,21 mH
Inertia J [kgcm <sup>2</sup> ]	58,6 kgcm <sup>2</sup>
Weight m [kg]	29,6 kg
Encoder sin / cos	RLS AM 256 Encoder
Temperature Sensor	KTY84-130
Imanes Permanentes	Neodimio-Fierro-Boro



Figura G.1: Motor Síncrono de Imanes Permanentes tipo Disco.

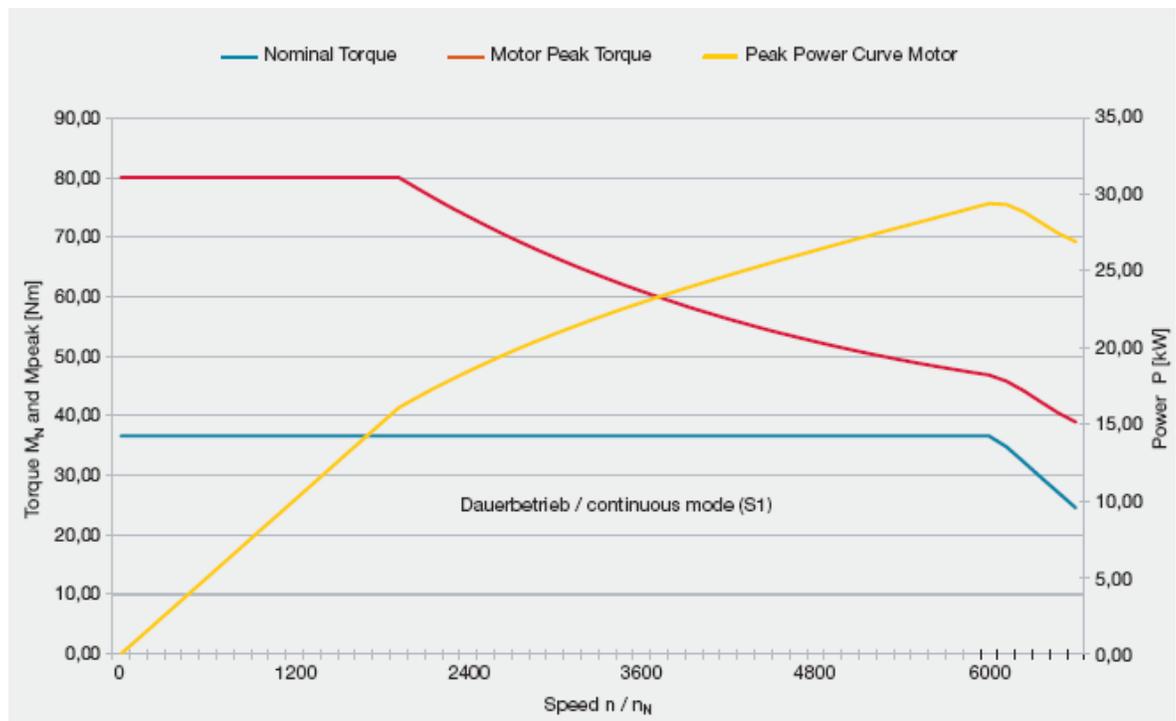


Figura G.2: Torque característico del Motor Síncrono de Imanes Permanentes tipo Disco.

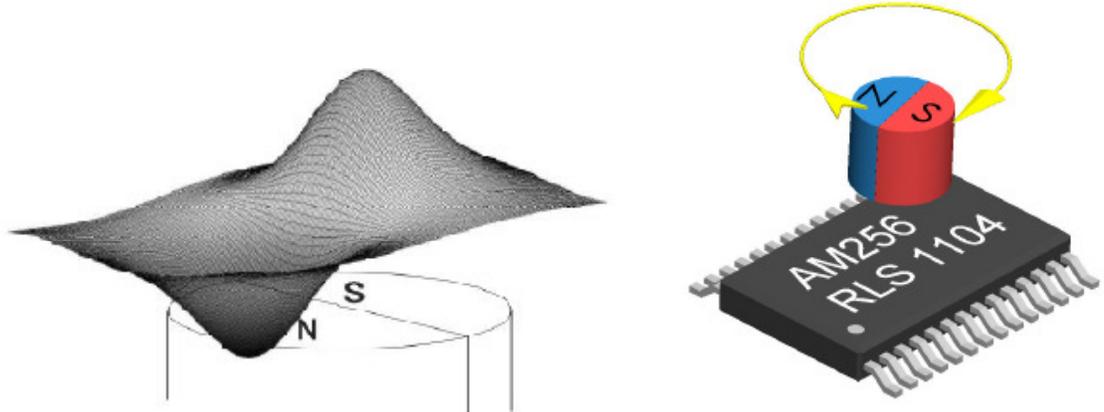


Figura G.3: Sensor AM256 (*Hall sensor technology*).

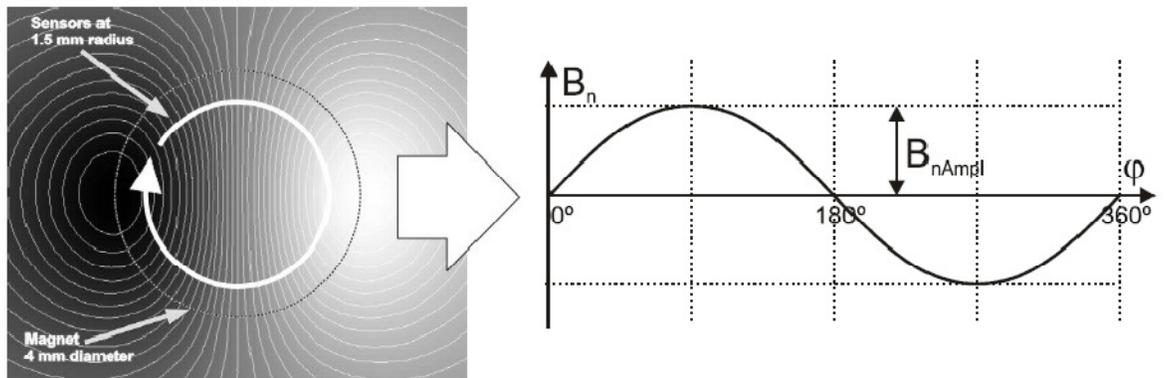


Figura G.4: Distribución de la densidad de flujo  $B_n$  y su modulación en  $360^\circ$ .

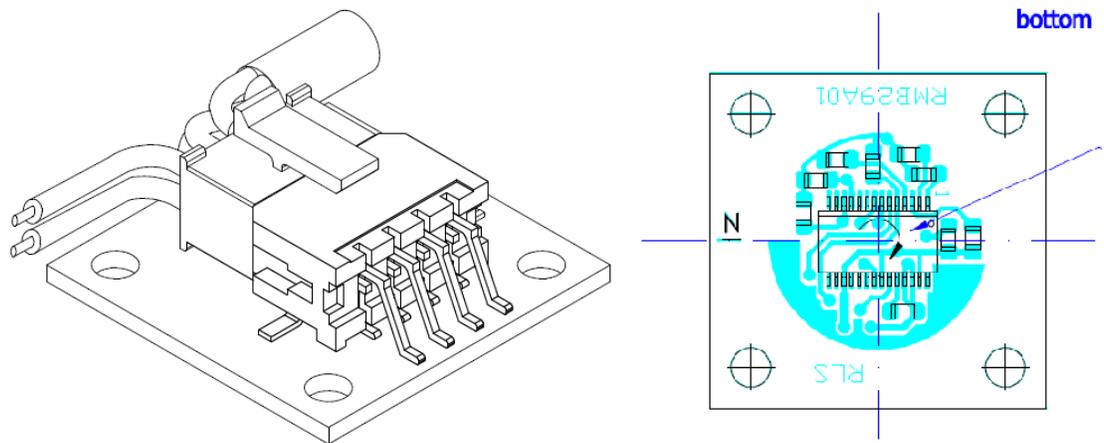


Figura G.5: PCB del sensor de posición implementado.

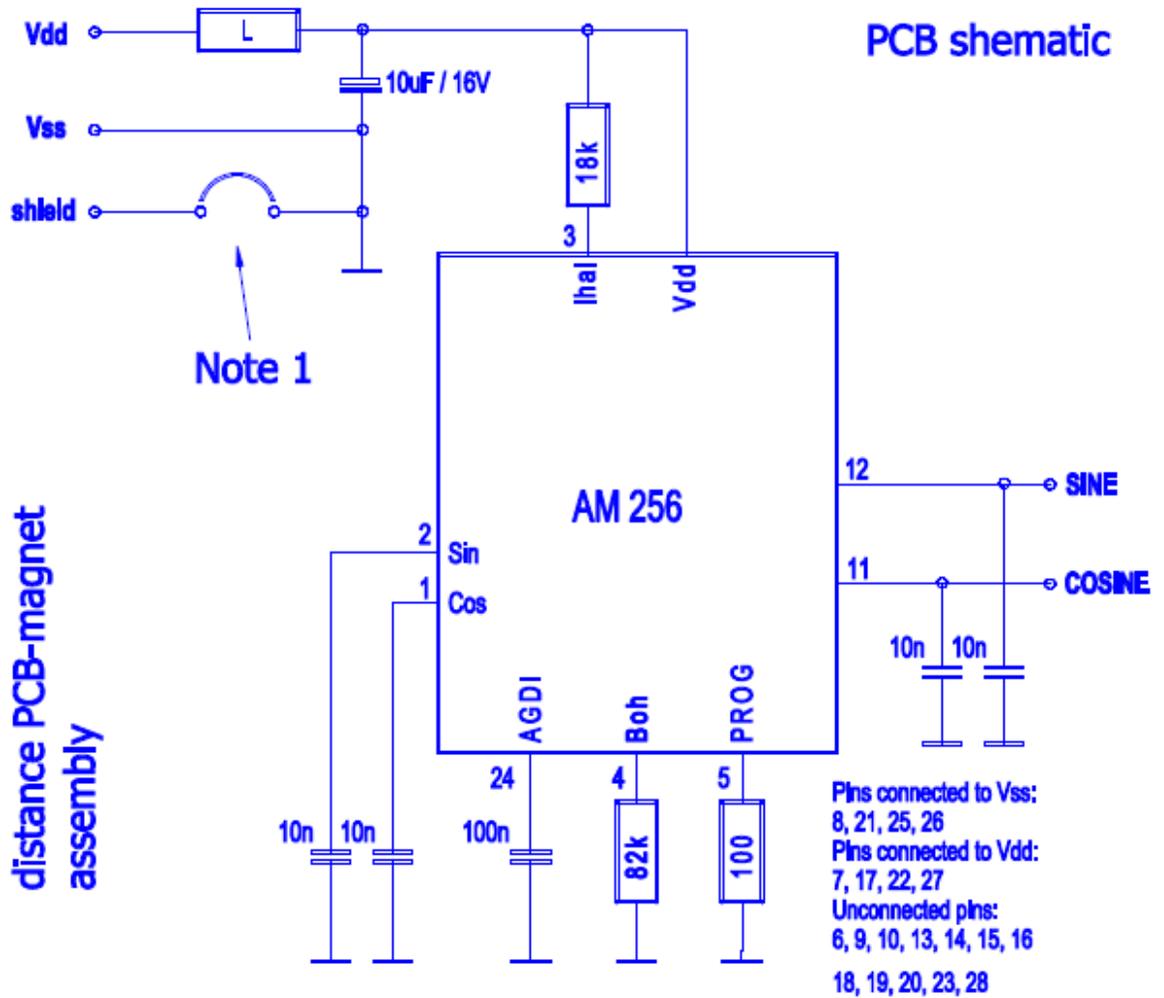


Figura G.6: Esquema del PCB del sensor de posición implementado.

## ANEXO H: ACOPLAMIENTO DEL MOTOR (PMSM) AL VEHÍCULO



Figura H.1: Motor, soporte (gris) y acoplamiento (amarillo y anillo de goma) del motor.

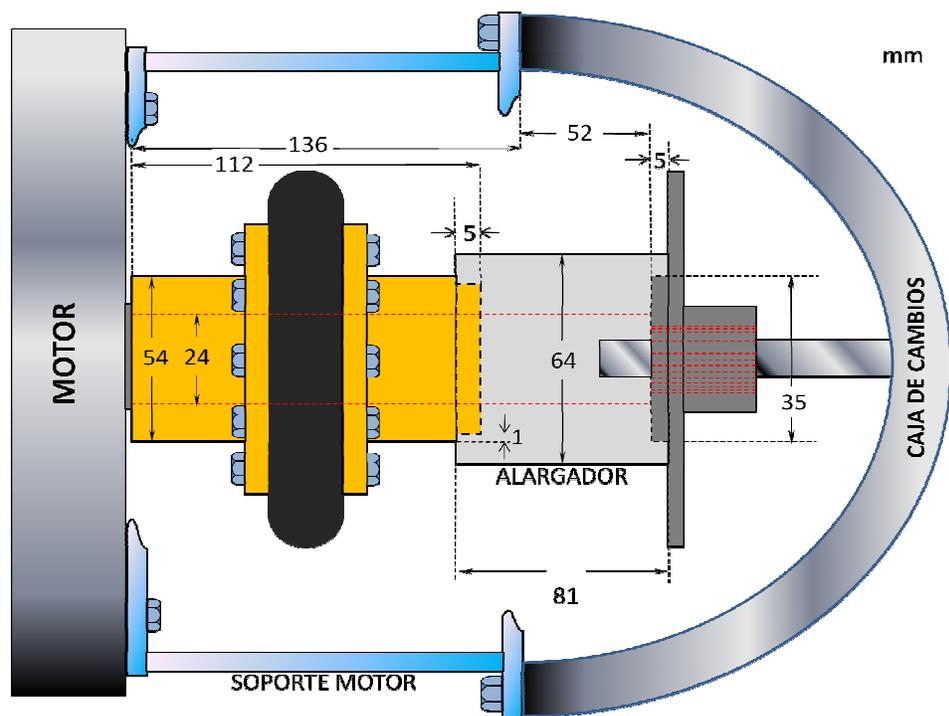


Figura H.2: Plano de Diseño e instalación del motor a la caja de transmisión del vehículo.



Figura H.3: Acoplamiento utilizado: Speflex SPA # 6 (Altamente Elástico) de la compañía Vulkan (Torque Nominal: 100Nm / Velocidad máxima: 5000rpm).

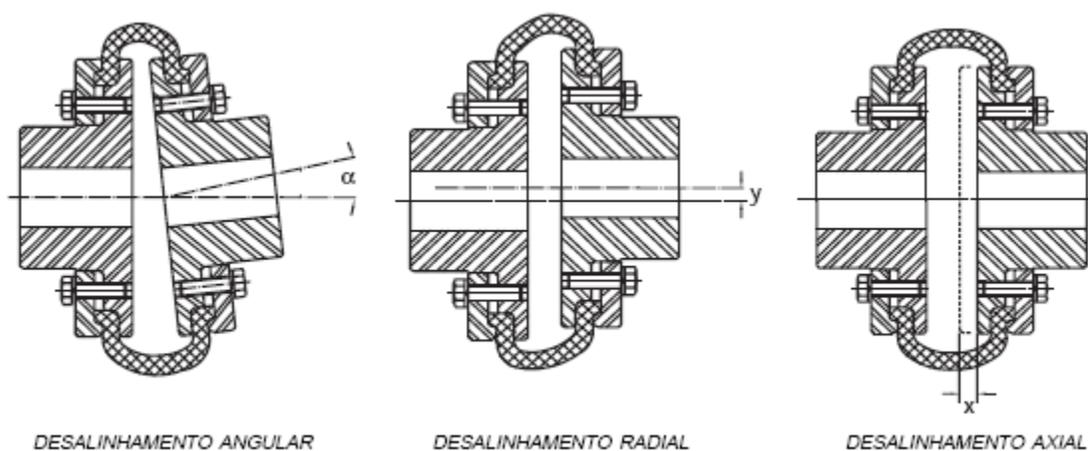


Figura H.4: Desalineamiento permitido por el acoplamiento ( $2^\circ$  angular / 1mm radial / 1,5mm axial / @5000rpm)

## ANEXO I: MÓDULOS DE IGBTs

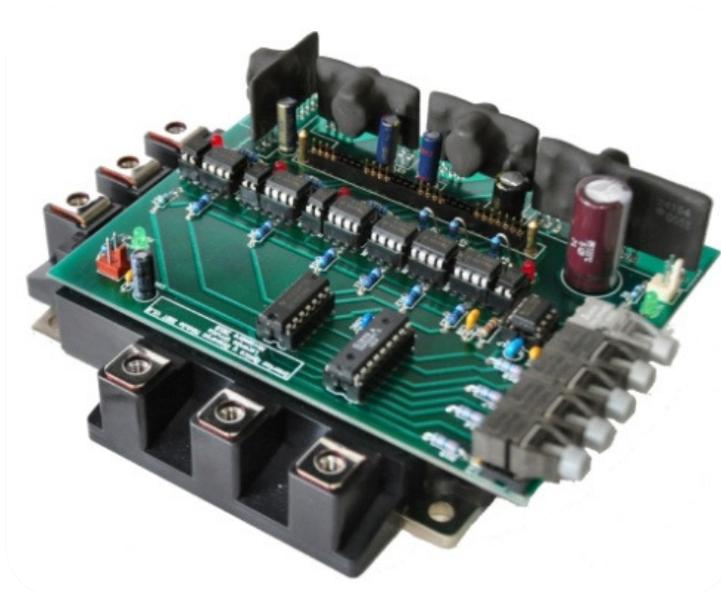


Figura I.1: Módulo Intellimod™ L-Series de Powerex® (Módulo inversor trifásico de 200A/600V PM200CL1A060) con PCB diseñada y construida en el laboratorio (comunicación por fibra óptica).

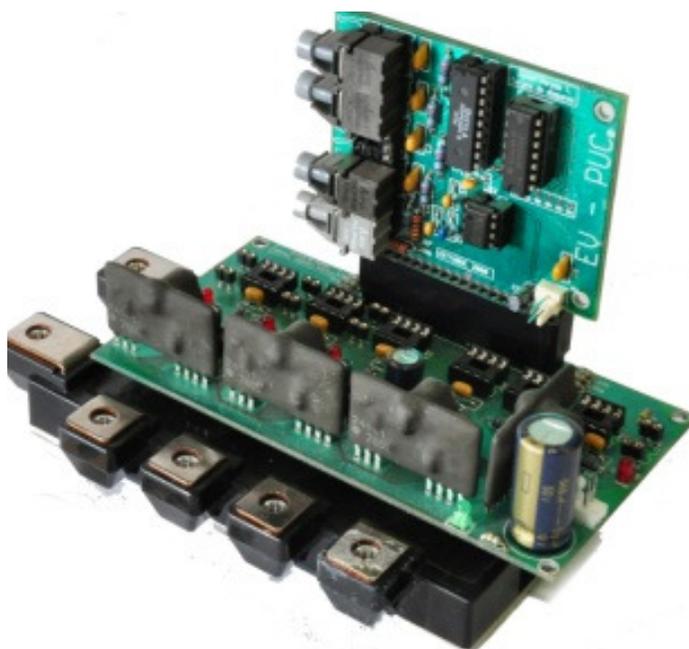


Figura I.2: Módulo Intellimod™ L-Series de Powerex® (Módulo inversor trifásico de 100A/600V PM100CLA060) con PCB diseñada y construida en el laboratorio (comunicación por fibra óptica mediante PCB removible).

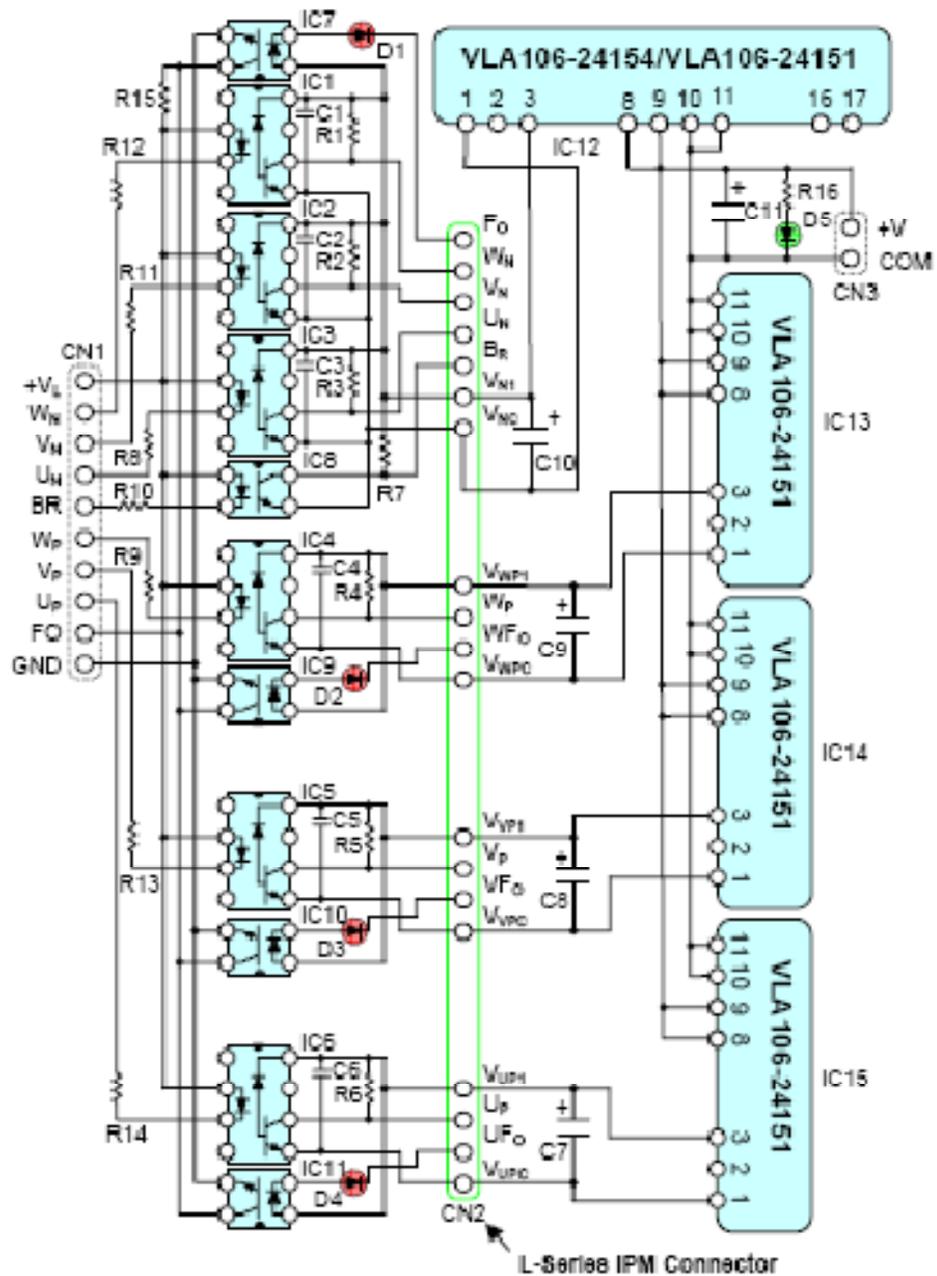


Figura I.3: Esquema general del PCB utilizado en los módulos IGBTs Intellimod de 100 y 200 A (No incluye los circuitos de los receptores ni de los emisores de fibra óptica).

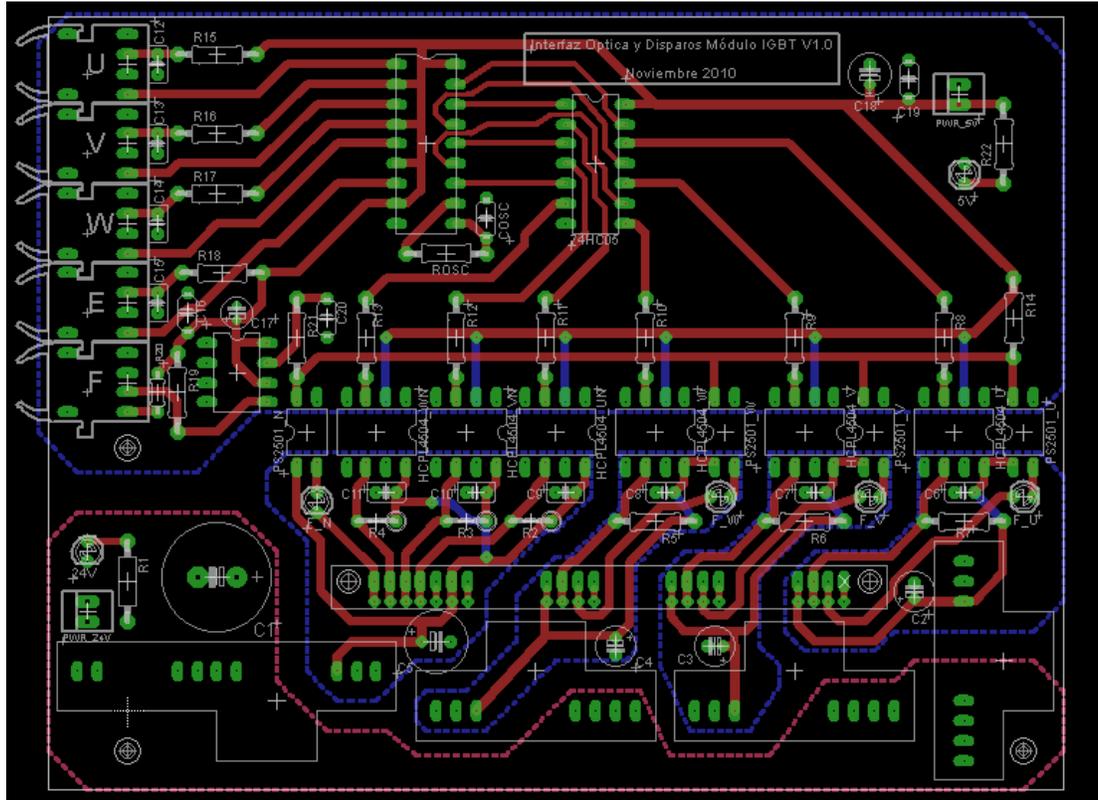


Figura I.4: Diseño de la PCB para el módulo Intellimod™ PM200CL1A060.

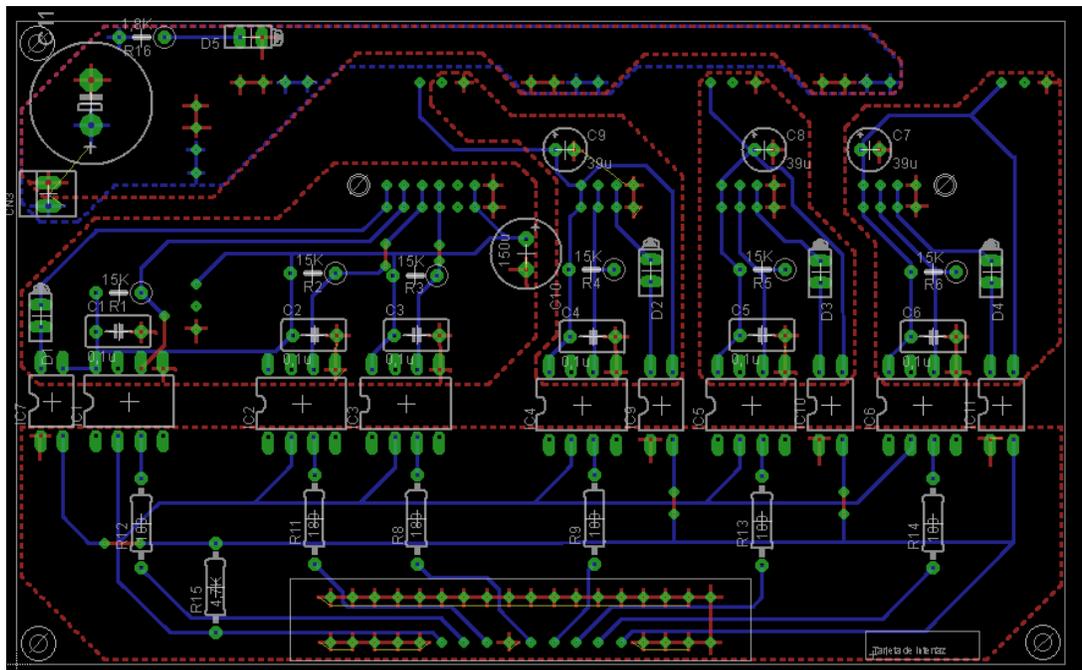


Figura I.5: Diseño de la PCB para el módulo Intellimod™ PM100CLA060 (Parte I).

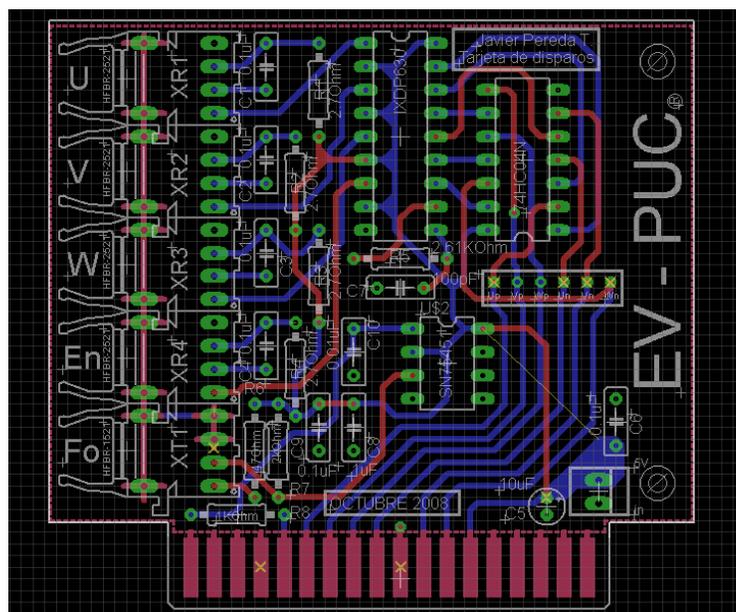


Figura I.6: Diseño de la PCB para el módulo Intellimod™ PM100CLA060 (Parte II).

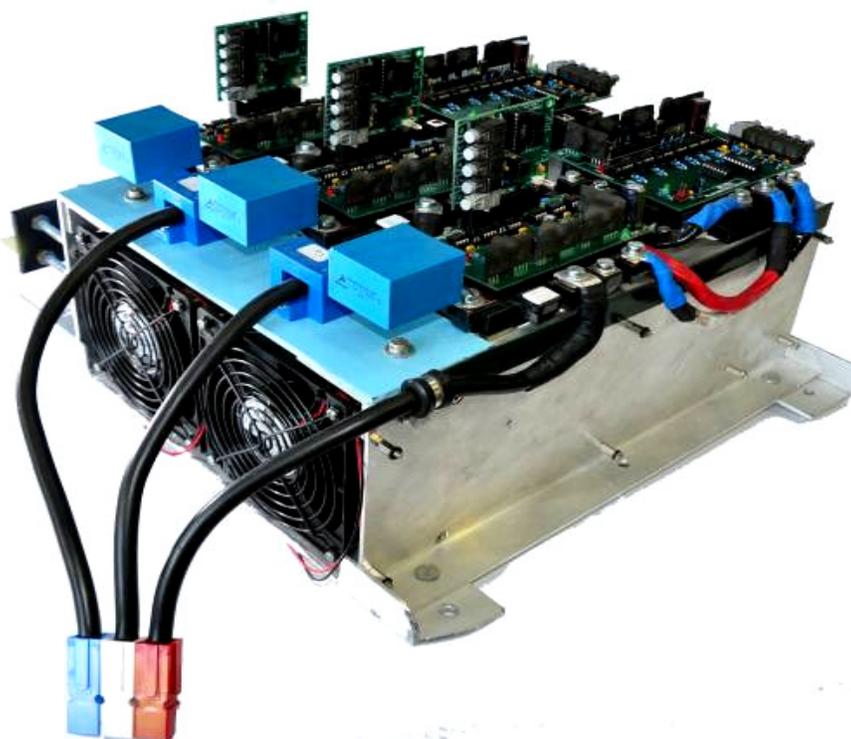


Figura I.7: Conversor Multinivel constituido por dos módulos PM200CL1A060 (uno funciona como chopper buck-boost y el otro como inversor de 2-niveles) y tres módulos PM100CLA060 (cada uno funciona como puente-H).

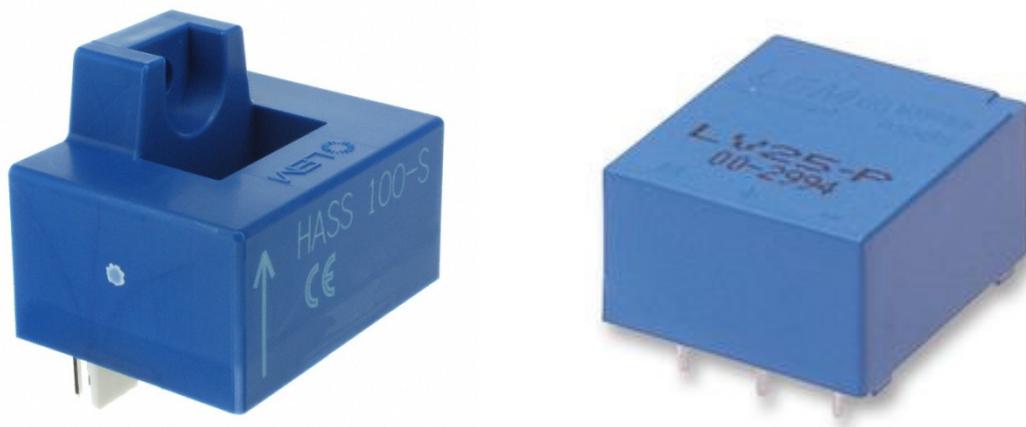
**ANEXO J: INSTRUMENTACIÓN**

Figura J.1: Sensor de Corriente LEM HASS 100-S y sensor de voltaje LEM LV25-P

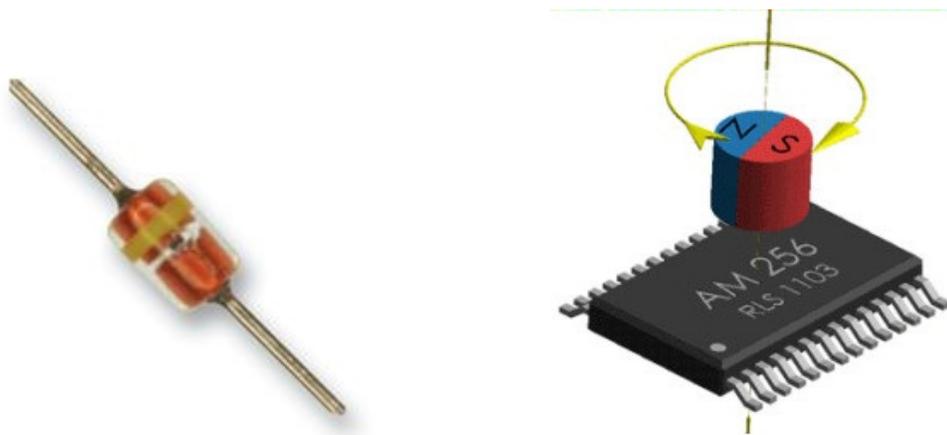


Figura J.2: Termistor (KTY84-130) y Encoder magnético angular IC (AM 256 RLS).

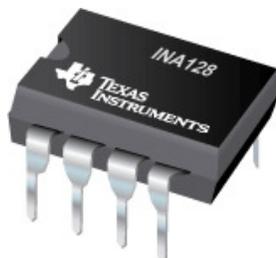


Figura J.3: INA128 (Amplificador de instrumentación de alta precisión y bajo consumo).

## ANEXO K: OTROS CIRCUITOS IMPRESOS

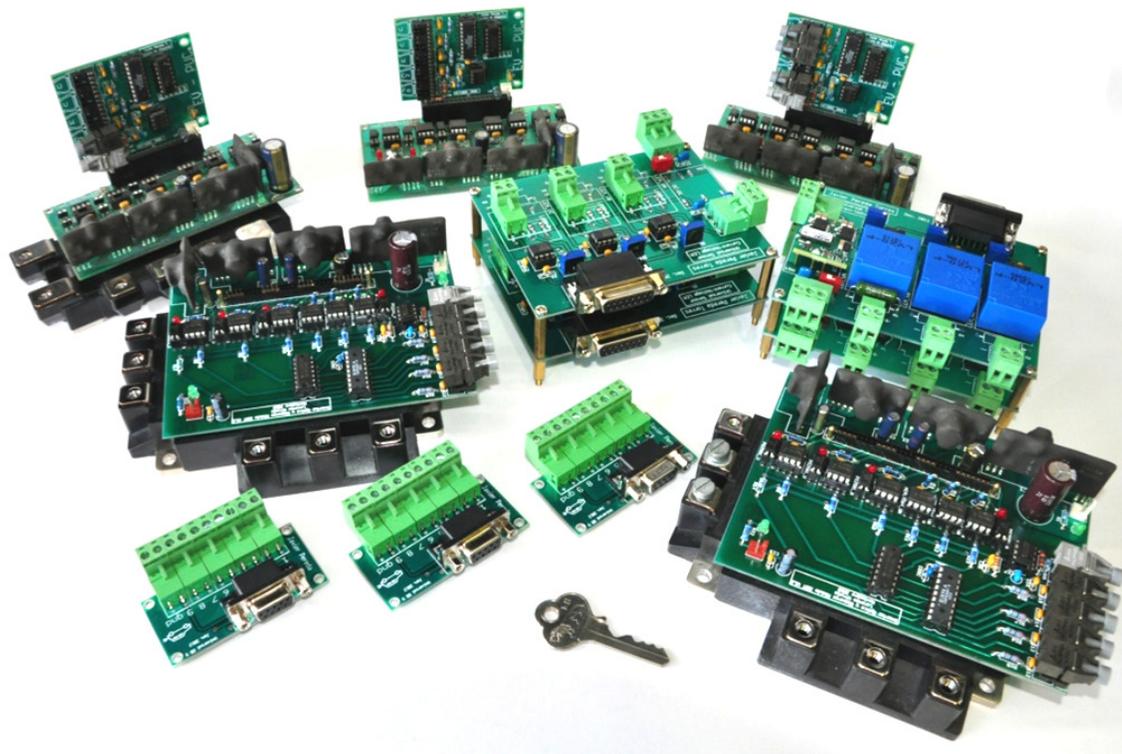


Figura K.1: Circuitos Impresos utilizados en el Vehículo Eléctrico.

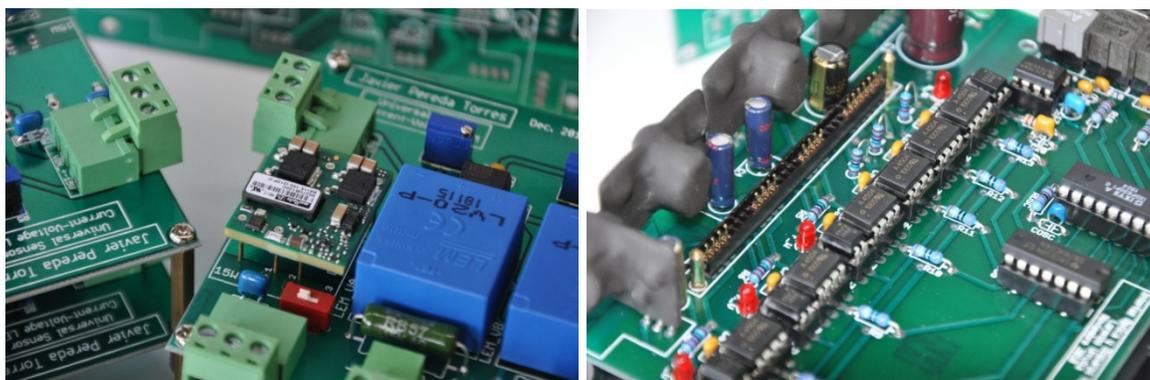


Figura K.2: Circuitos Impresos utilizados.



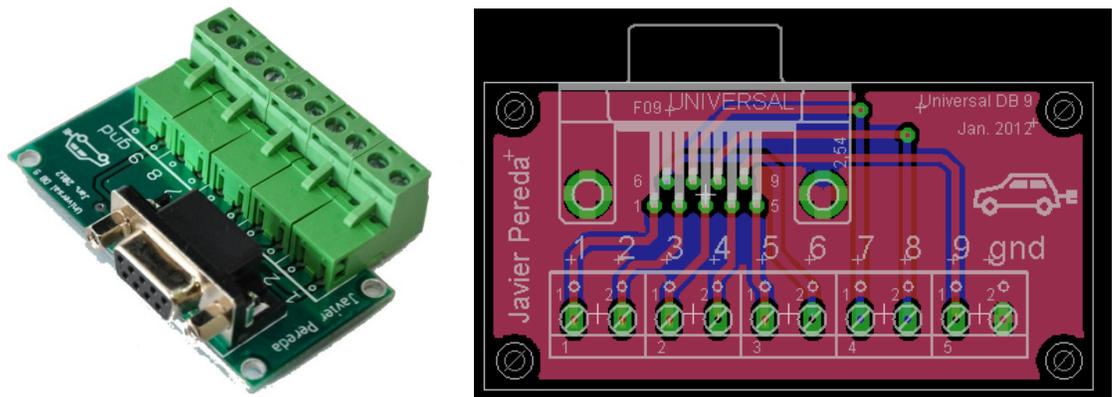


Figura K.4: Circuito adaptador DB9 para las salidas análogas del AC800PEC.

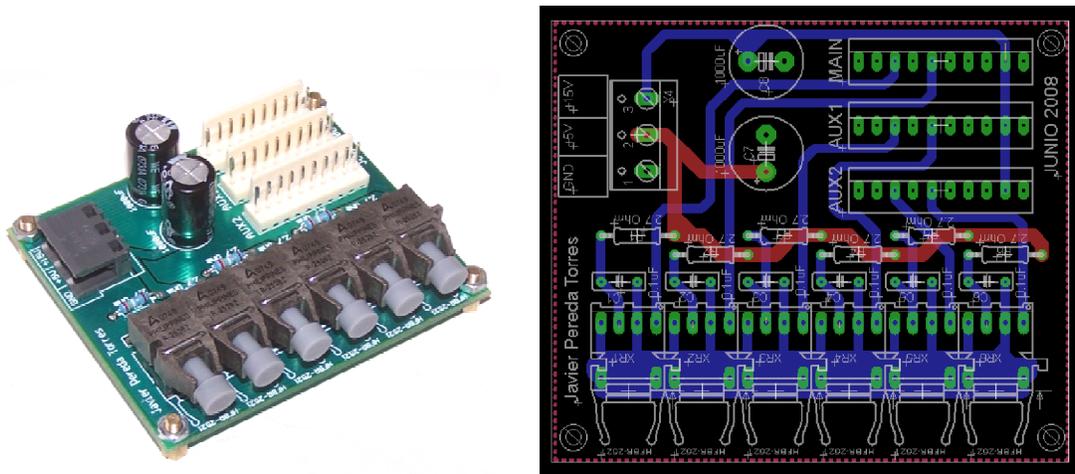


Figura K.5: Circuito receptor para fibra óptica para el banco de pruebas.

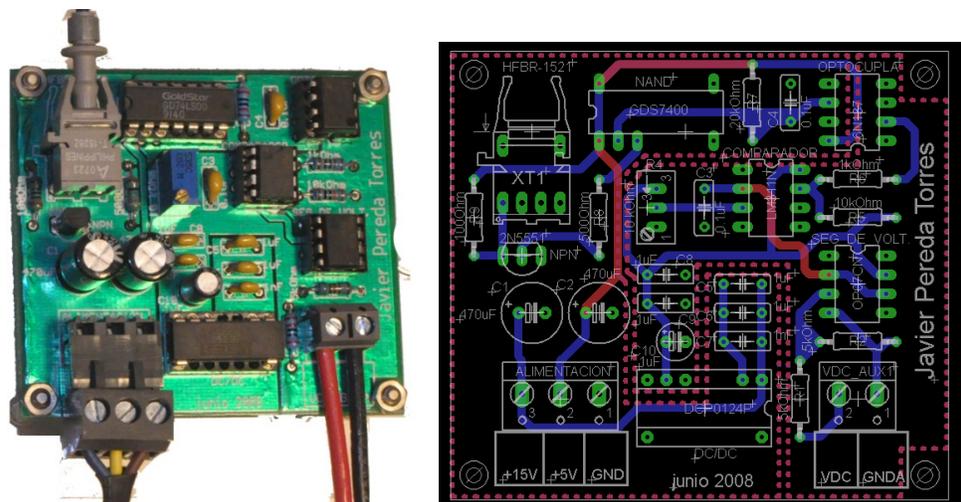


Figura K.6: Circuito emisor para fibra óptica universal para el banco de pruebas.

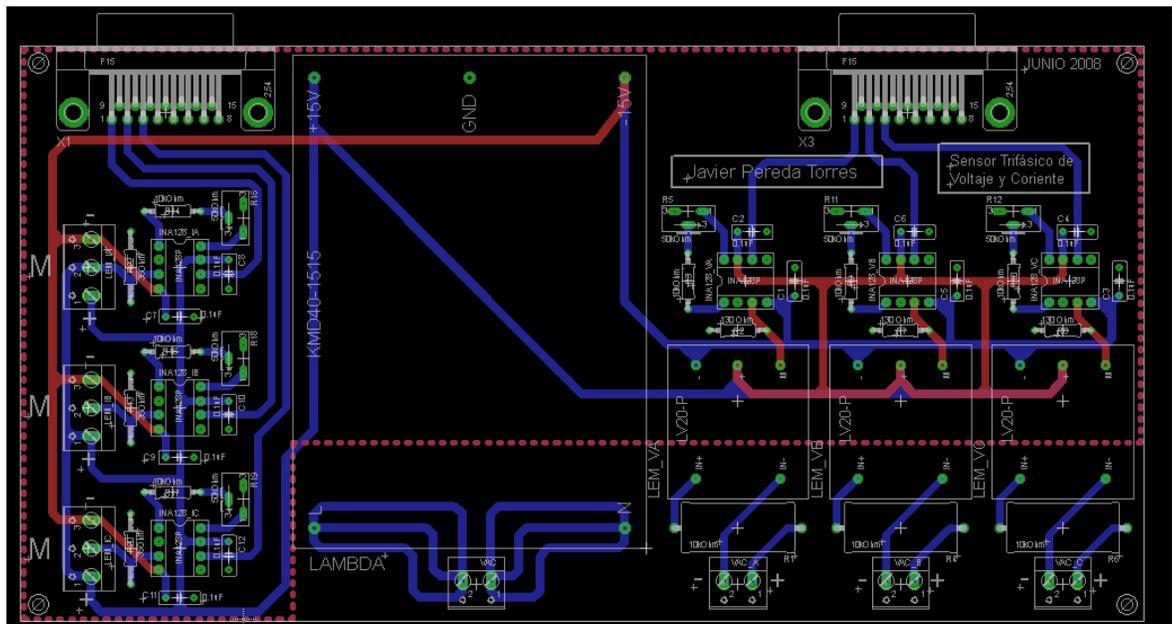
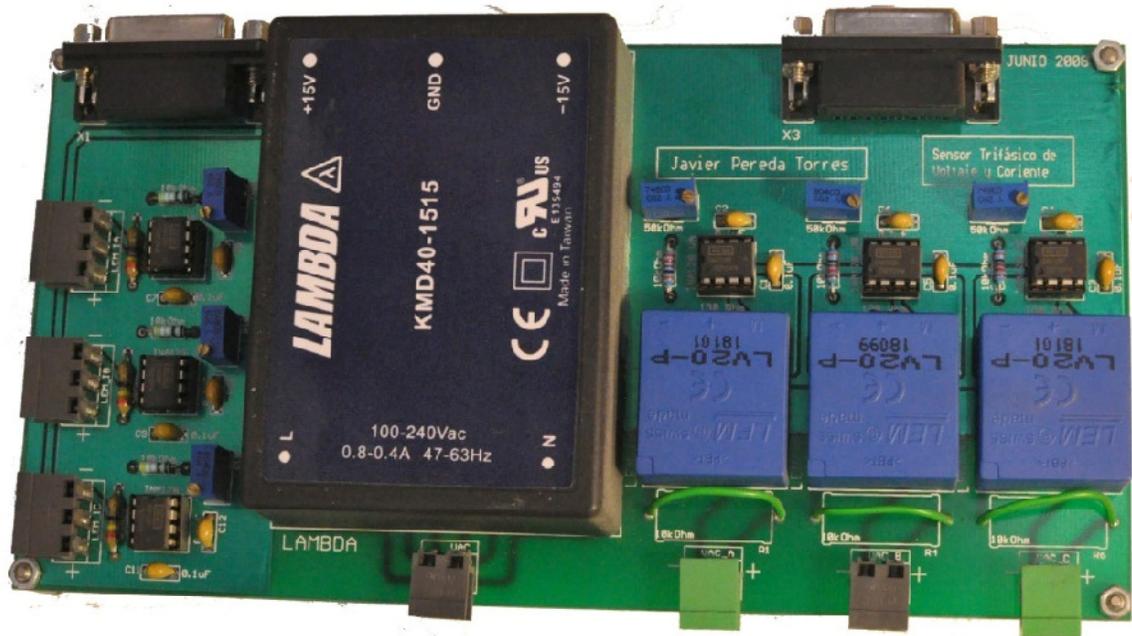


Figura K.7: Circuito con sensores de voltaje y corriente, e instrumentación y adaptación de las señales para comunicación con el controlador AC 800PEC de ABB (Banco de Pruebas).

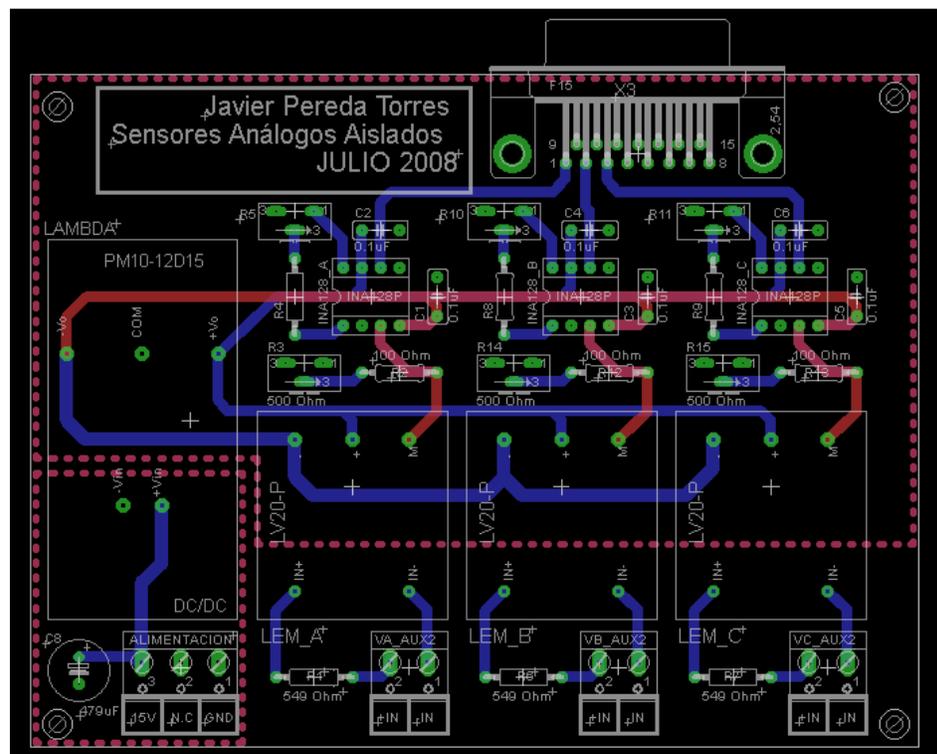


Figura K.8: Circuito con sensores de voltaje, instrumentación y adaptación de las señales para comunicación con el controlador AC 800PEC de ABB (Banco de Pruebas).

## ANEXO L: BANCO DE PRUEBAS

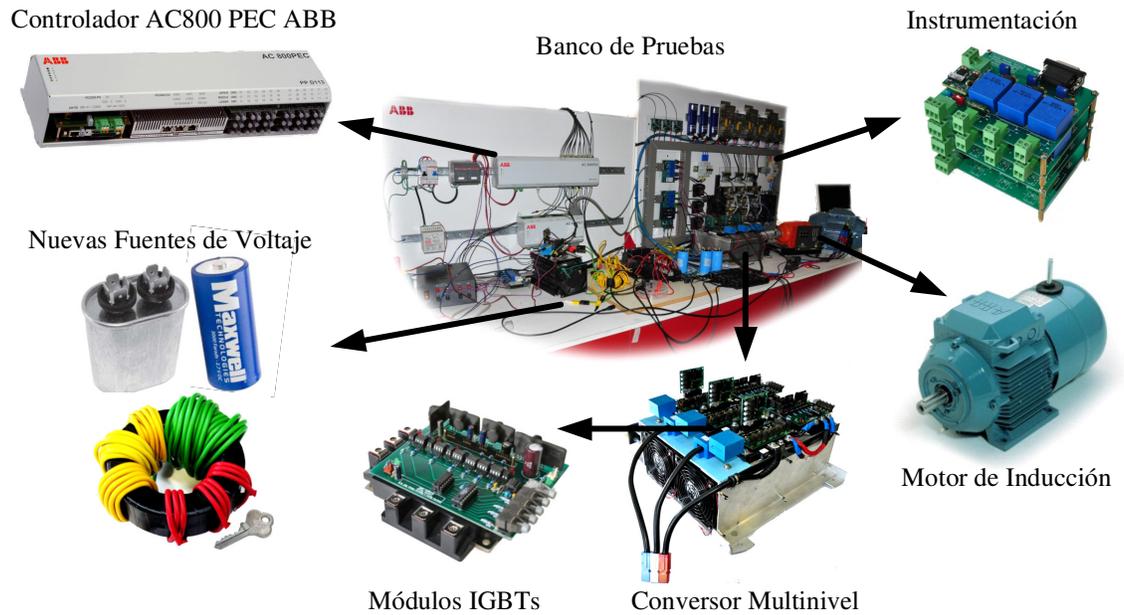


Figura L.1: Componentes principales del Banco de Pruebas.



Figura L.2: Banco de Pruebas.



Figura L.3: Realización de experimentos en el Banco de Pruebas.

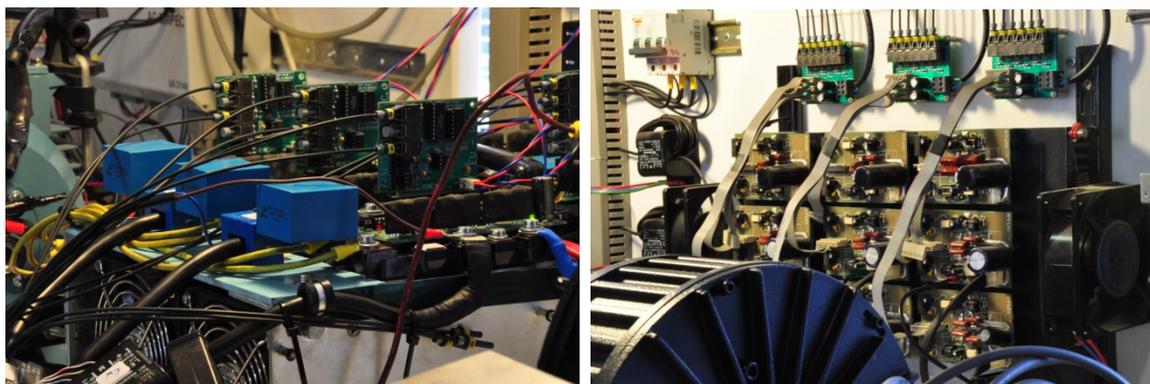


Figura L.4: Electrónica de Potencia (Convertidores Multinivel).

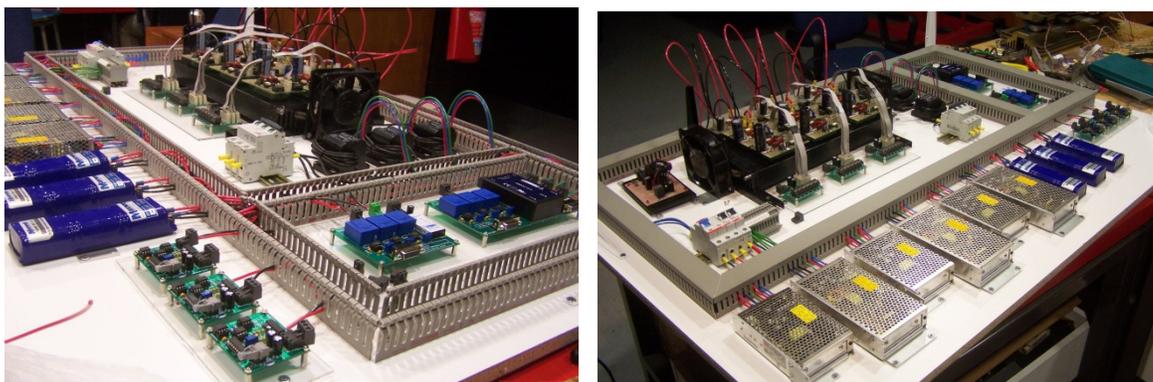


Figura L.5: Construcción del Banco de Pruebas.

**ANEXO M: VEHÍCULO ELÉCTRICO**

Figura M.1: Vehículo Suzuki Maruti convertido a Eléctrico.

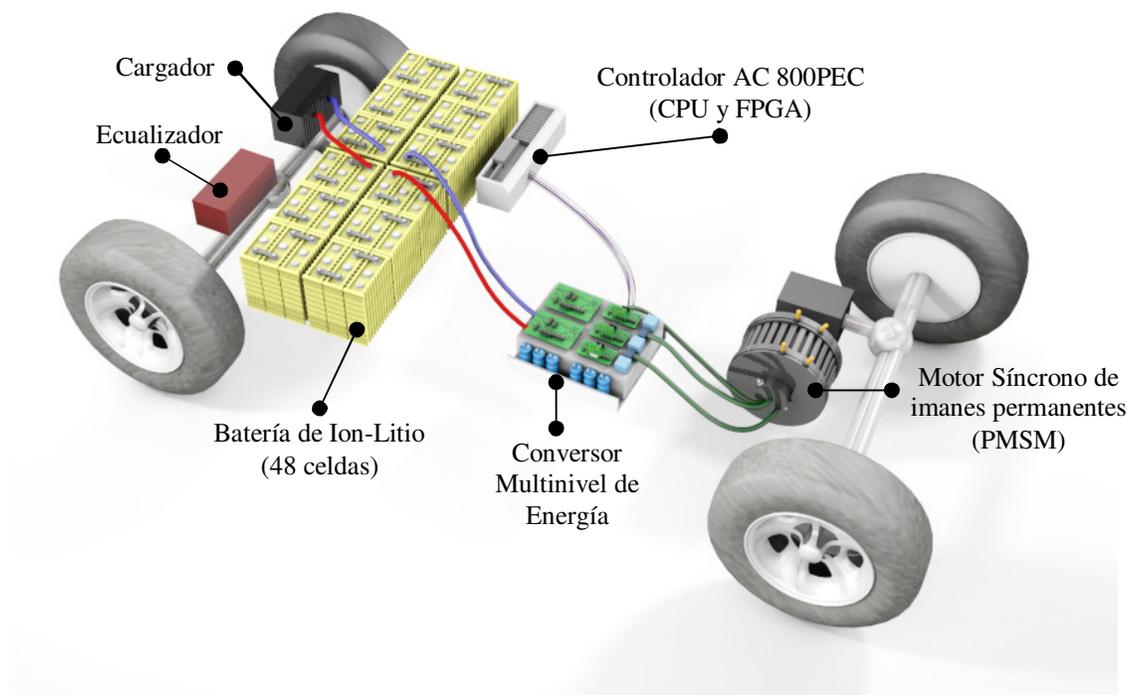


Figura M.2: Componentes del Vehículo Eléctrico diseñado, construido e implementado.

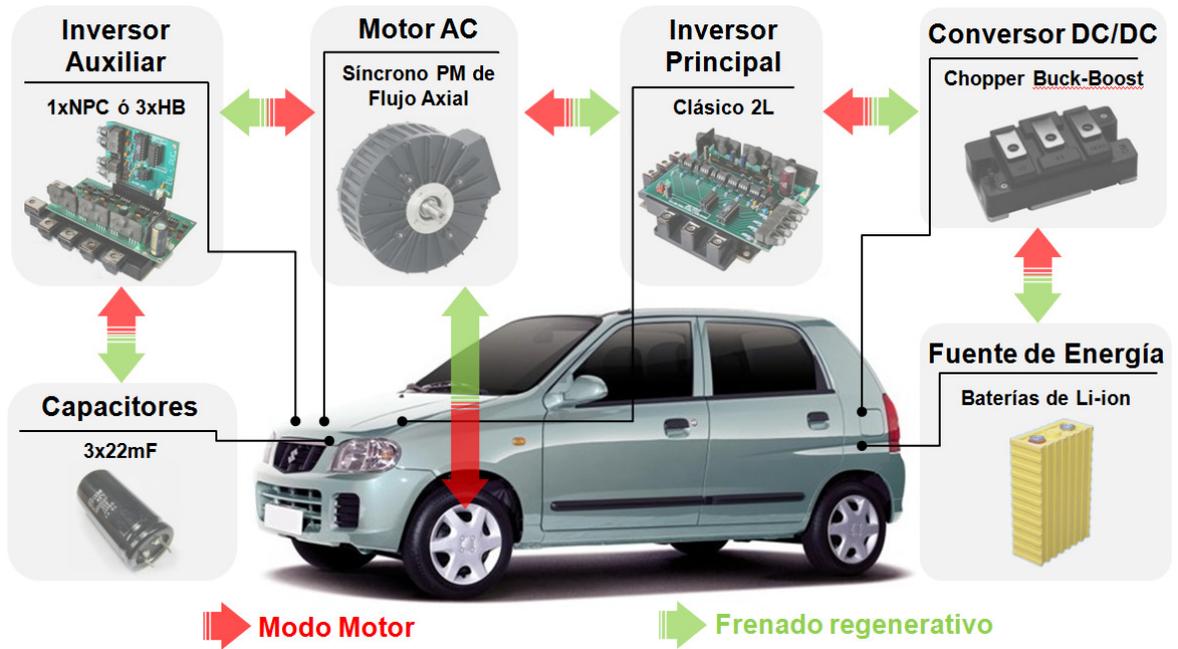


Figura M.3: Flujo de la energía en los sistemas implementados en el vehículo.

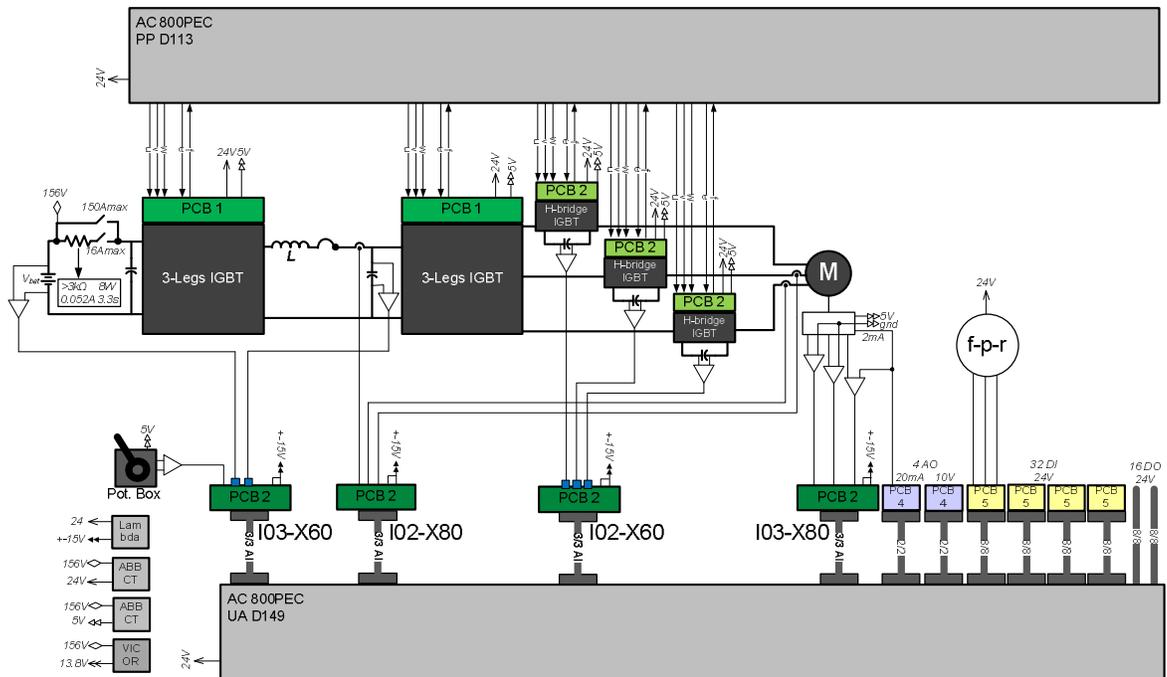


Figura M.4: Esquema General de Conexión.



Figura M.5: Motor PMSM con su soporte y acoplamiento.

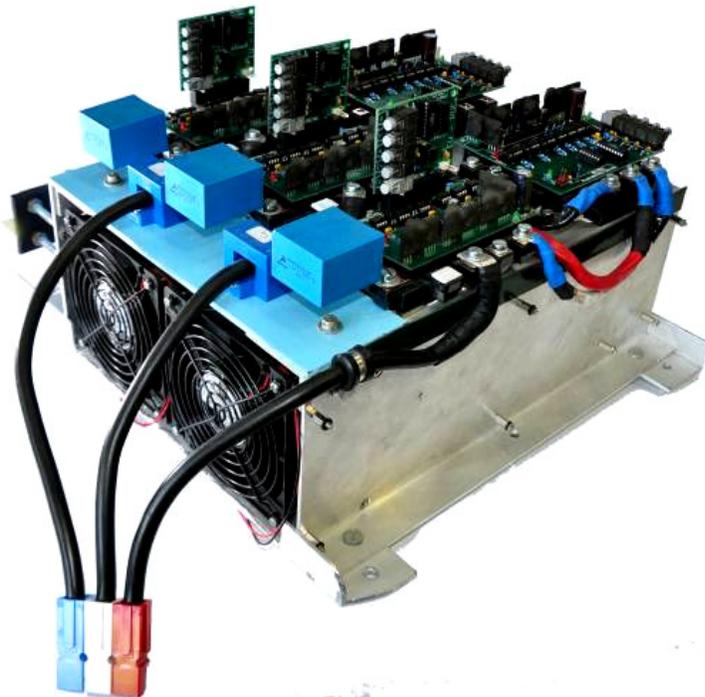


Figura M.6: Conversor Multinivel.



Figura M.7: Baterías, ecualizadores, montaje del motor eléctrico, sensores y electrónica.

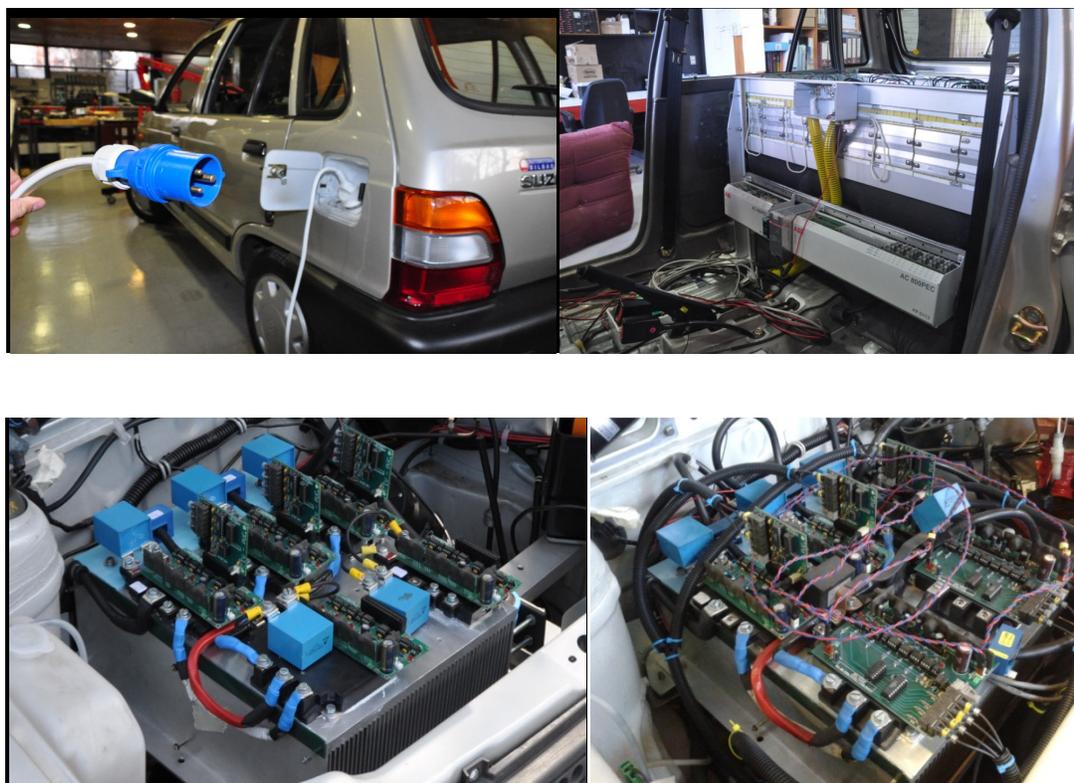


Figura M.8: Conexión a la red, instalación del controlador AC 800PEC y convertidor multinivel instalado y cableado.

## ANEXO N: BATERÍAS DE LITIO, CARGADOR Y ECUALIZADOR

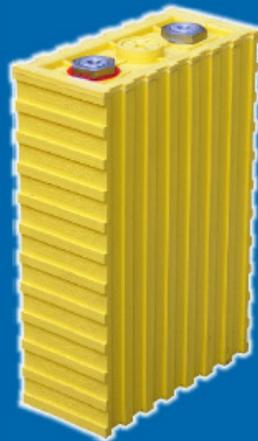


### 雷天牌稀土鈮鐵鋰動力電池性能說明

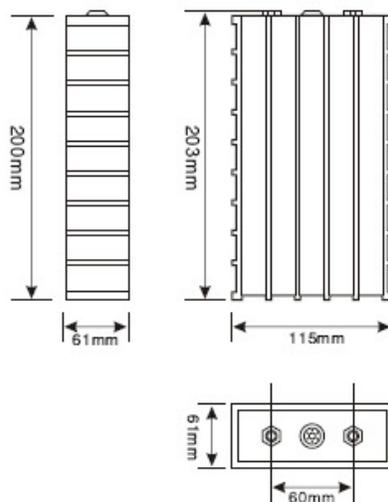
### THUNDER SKY LiFeYPO<sub>4</sub> POWER BATTERY SPECIFICATIONS

#### 單體電池尺寸

#### DIMENSIONS



型号(MODEL): TS-LFP60AHA



#### 技術參數

#### SPECIFICATIONS

## 型号(MODEL): TS-LFP60AHA

標稱容量 Nominal Capacity	60Ah	
工作電壓 Operation Voltage	充電 (Charge)	4.25V
	放電 (Discharge)	2.5V
最大充電電流 Max Charge Current	≤3CA	
最大放電電流 Max Discharge Current	恒電流 (Constant Current)	< 3CA
	脈衝式 (Impulse Current)	< 20CA
標準充放電電流 Standard Charge/Discharge Current	0.5CA	
循環壽命 Cycle Life	(80DOD%)	>3000Times
	(70DOD%)	>5000Times
殼體耐溫性 Temperature Durability Of Case	≤ 200°C	
適應環境 Operating Temperature	充電 (Charge)	-45°C~85°C
	放電 (Discharge)	-45°C~85°C
自放電率(月) Self-discharge Rate	≤3% (Monthly)	
單體電池重量 Weight	2.5kg ± 100g	

2007年01月01日新版 01.01/2007 The Latest Edition

Figura N.1: Batería de Litio utilizada en el Vehículo Eléctrico.



Figura N.2: Cargador de Baterías de Litio TCcharger modelo 144-12 de 1.5 kW.



Figura N.3: *Battery Management System* (BMS) utilizado para monitorear los voltajes y temperaturas de cada celda de litio, y actuar desconectando los sistemas en caso de falla.

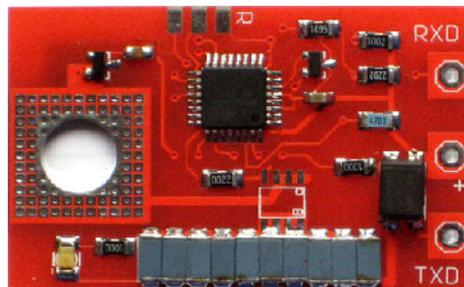


Figura N.4: Celdas ecualizadoras resistivas instaladas en cada celda de Litio con sensores de voltaje y temperatura (cuentan con resistencias disipadoras).