



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA

CONTROL PREDICTIVO BASADO EN SECUENCIA DE CONMUTACIÓN ÓPTIMA PARA UN CONVERTOR DE TRES PUERTOS APLICADO A VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

FELIPE ANDRÉS RUBIO ACHONDO

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

Profesor Supervisor:
JAVIER PEREDA TORRES

Santiago de Chile, julio 2024

© 2024, FELIPE RUBIO



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA

CONTROL PREDICTIVO BASADO EN SECUENCIA DE CONMUTACIÓN ÓPTIMA PARA UN CONVERTOR DE TRES PUERTOS APLICADO A VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

FELIPE ANDRÉS RUBIO ACHONDO

Miembros del Comité:

JAVIER PEREDA TORRES

FÉLIX ROJAS LOBOS

ANDRÉS MORA CASTRO

MARCOS SEPÚLVEDA FERNÁNDEZ


.....
Firma

.....
Firma

.....
Firma

.....
Firma

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

Santiago de Chile, julio 2024

© 2024, FELIPE RUBIO

*A mi familia, en especial mi padre y
mi abuelo que tanto me inspiraron*

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer el apoyo fundamental que me brindaron todas aquellas personas que, por el afán de ayudarme e inspirarme, terminaron involucrándose en esta tesis más de lo que cabría esperarse. En primer lugar, quiero dar gracias a mi padre, quién durante los primeros años de mi pre-grado fue un aporte fundamental y me alentó para que persiguiera mis sueños. Fue mi compañero, mi defensor, me enseñó valores que nunca olvidaré y estuvo siempre a mi lado. Lamentablemente durante mi proceso educativo partió a otro mundo, pero no tengo duda de que mis objetivos, resultados y el motor para escribir esta tesis son fruto de la energía, resiliencia y tolerancia que él me enseñó. Donde quiera que estés, gracias papá. En segundo lugar, quiero dar gracias a mi ex-polola, la Belén, quien me acompañó durante muchos momentos de alegría y desesperación. Me aconsejó de manera certera en cada decisión durante el camino. Siempre que lo necesité la Belén me permitió desahogarme al contarle mis ideas, a tal punto que dejó un amplio lugar en su mente racional y matemática para escucharme y apoyarme. Además, me ayudó tardes enteras en hacer dibujos, armar cables del *set-up* e incluso a una conferencia para mostrar mi trabajo.

También quiero agradecer a mi familia y amigos, la mamá, la nena, la Mari, el tata Pablo, la Cuca, la Tati, el Edu, la Vero, Pedro y Cristóbal por el apoyo incondicional que me otorgaron. Ellos me acogieron durante mis días en casa para mantenerme a gusto. A pesar de que a veces no entendían en que estaba involucrado, sentí su apoyo ya que estoy seguro que deseaban lo mejor para mí. Todos ellos supieron entenderme en mis momentos de rabia, pena, alegría y euforia. También quiero presentar mis agradecimientos a todos los profesores que cordialmente me escucharon y aportaron en mi tesis con sus ideas: al profesor Ángel Abusleme por escucharme y darme consejos sobre mi vida personal y académica; al profesor Cristián Garcés por ayudarme en la electrónica y compartir sus

experiencias; al profesor Juan Dixon por ayudarme con el variador de frecuencia; al profesor Andrés Mora por esas tardes que pasamos discutiendo sobre el control y al profesor Félix Rojas por sus conversaciones que me ayudaron a ordenar mis ideas y me alentaron a seguir con entusiasmo armando mi *set-up*. Quiero agradecer también a los Ingenieros Walter Naranjo por traspasarme su conocimiento usando el motor; a Gabriel Drogget por ayudarme con el diseño del banco de motores y componentes del inversor; a Darío Valdes por su ayuda y disposición a utilizar sensores y a Emmanuel Cornejo por estar siempre dispuesto a ayudarme cuando necesitaba algo en el laboratorio. Quiero agradecer también a las secretarias de eléctrica, la Sra. Fabiola y la Sra. Karina. Doy gracias a Gabriel Álvarez don Mario por el préstamo de equipos. Tampoco puedo dejar de agradecer a Don Freddy y la Sra. Vero por sus importantes consejos y sentido del humor.

Agradezco también a todos mis compañeros y amigos del laboratorio: Tomás Salvadores, Jhonatan Lillo, Diego Verdugo, Rodrigo Cúzmar, José Gajardo, Julián de la Barrera, Reimundo Alcalde, Pedro Álvarez, Álvaro Donoso, Álvaro Ortiz y en forma muy especial a Alonso Lizana quien fue mi tutor para aprender sobre el armado de mi experimento; a Fancisco Rubio, quien me dió valiosos consejos y fue un importante guía en múltiples decisiones que tuve que tomar; al Manu por ayudarme con las conexiones; al Vitoco quién me ayudó con las placas de acondicionamiento y al Nacho quien me ayudó con el *software*. También debo agradecer el apoyo económico brindado por el Proyecto Fondecyt 1220928 y por el proyecto FONDAP 1522A0006.

Finalmente quiero agradecer de una forma muy especial a los profesores miembros de la comisión encargada de revisar este trabajo: a Andrés Mora, Félix Rojas y Marcos Sepúlveda. Gracias por realizar la tediosa tarea de corregir cada error para hacer que esta tesis sea mejor. Y por supuesto, agradezco a Javier Pereda, quien fue mi profesor guía y miembro de la comisión, y cuya paciencia conmigo y su confianza en mi trabajo nunca dejaron de sorprenderme. Él se alegró con mis logros, me acompañó a conferencias y me ayudó con sus ideas, sus correcciones y su tiempo. A él le debo gran parte de esta tesis.

A todos ellos, gracias.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

AGRADECIMIENTOS	iv
ÍNDICE DE FIGURAS	x
ÍNDICE DE TABLAS	xvi
SIMBOLOGÍA Y CONVENCIONES	xvii
ABSTRACT	xxiii
RESUMEN	xxv
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Tren de Potencia de Vehículos Eléctricos	6
1.2. Convertidores de Potencia	11
1.3. Control Clásico de Conversores de Potencia	14
1.4. Estado del Arte del MPC	19
1.4.1. MPC Directo (DMPC)	22
1.4.2. MPC Indirecto (IMPC)	27
1.5. Propuesta de Tesis	28
1.5.1. Contribución	28
1.5.2. Hipótesis	30
1.5.3. Objetivos	31
1.5.4. Metodología	32
1.5.5. Organización de la Tesis	33
2. MARCO TEÓRICO	35
2.1. Accionamientos con Aplicaciones Multipuerto	35
2.2. Conversor de Tres Puertos y Dos Niveles (2L-TPC)	38
2.2.1. Principio de Operación y Modelación	39
2.2.2. Transformación de Clarke y Park	42

2.3.	Espacio y Modulación Vectorial (SVM)	44
2.3.1.	Espacio Vectorial (SV)	44
2.3.2.	Regiones	47
2.3.3.	Secuencias de Conmutación (SS)	49
2.3.4.	Tiempos de D-Well y de Fase	51
2.3.5.	Distribución Pasiva (Uniforme) del Modo Común	61
2.3.6.	Distribución Activa (no Uniforme) del Modo Común	64
2.4.	Corriente del Puerto dc2	66
2.5.	Rangos de Operación del Conversor 2L-TPC	69
2.6.	Modelación Matemática de la PMSM	72
2.6.1.	Marco de Referencia abc	75
2.6.2.	Marco de Referencia $\alpha\beta$	78
2.6.3.	Marco de Referencia dq	80
2.6.4.	Marco de Referencia $\alpha\beta$ en términos de L_d y L_q	83
2.6.5.	Voltaje de Estado Estacionario en $\alpha\beta$	84
3.	ESTRATEGIA C-OSS-MPC PROPUESTA	86
3.1.	Estrategia C-OSS-MPC	87
3.2.	Outer-MPC: OSS-MPC de Corriente (OSS-MP-CC)	89
3.2.1.	Modelo en Tiempo Continuo	89
3.2.2.	Modelo de Tiempo Discreto: La Trayectoria Media	90
3.2.3.	Problema de Control Óptimo para OSS-MP-CC	92
3.3.	Optimización para el Proceso Outer-MPC	95
3.3.1.	Solución Relajada	95
3.3.2.	Solución Óptima	97
3.4.	Diseño del Factor de Ponderación	103
3.5.	Inner-MPC: Estrategia para Controlar la Corriente en dc2	105
3.6.	Lazo de Control Externo	107
3.7.	Esquema General de Control	109

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN	113
4.1. Índices de Desempeño	113
4.2. Modulación Simétrica versus Asimétrica	114
4.3. Compensación por Retardo	121
4.4. Validación del Algoritmo de Control	127
4.5. Efecto del Parámetro Lambda	133
4.6. Análisis de Sensibilidad	137
4.7. Comparación del C-OSS-MPC versus OSV-MPC	140
4.8. Algoritmo de Control Completo	146
5. RESULTADOS EXPERIMENTALES	155
5.1. Banco de Pruebas	155
5.2. Estimación de Parámetros y Condiciones Nominales del Banco de Pruebas	158
5.3. Pruebas a Velocidad Fija	162
5.4. Pruebas a Velocidad Variable	167
5.5. Flujos de Potencia y Procesos de Operación	173
6. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	178
6.1. Conclusiones	178
6.2. Trabajo Futuro	180
REFERENCIAS	182
ANEXOS	195
A. Publicaciones de Revistas y Conferencias	196
B. Controlador OP4510 Opal RT Technologies	197
C. Motores Utilizados	198
D. Módulo de IGBTs	202
E. Elementos Pasivos	204
F. Instrumentación	205
G. Otros Circuitos Impresos	206
H. Variador de Frecuencia Industrial ACS800 ABB	209

I. Banco de Pruebas	211
J. Fuentes de Potencia de Laboratorio	213
K. Carro de Motores y Soporte PMSM	214

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Desde la energía primaria hasta el consumidor final	2
1.2	Consumo mundial de energía según fuente primaria	3
1.3	Parque vehicular absoluto por región	4
1.4	Arquitectura del BEV y flujos de energía	7
1.5	Arquitecturas HEVs y flujos de energía	9
1.6	Arquitectura del FCEV y flujos de energía	10
1.7	Clasificación simplificada de convertidores de potencia	12
1.8	Clasificación de los convertidores de una etapa <i>dc-dc-ac</i>	13
1.9	Esquemas de control para convertidores de potencia	16
1.10	Sistema B2B con bucles de control VOC y FOC	17
1.11	Esquema del <i>Field Oriented Control</i>	19
1.12	Clasificación de estrategias MPC para convertidores de potencia y accionamientos	20
1.13	Estructura del MPC directo e indirecto	21
1.14	Diagrama de bloques OSV-MPC	22
1.15	Diagrama de bloques OSS-MPC	24
2.1	Sistema B2B de conversión de energía eólica	36
2.2	Sistema de conversión y almacenamiento de un EV	37
2.3	Topología del convertidor 2L-TPC	39

2.4	Estados de conmutación posibles para cada pierna del 2L-TPC	41
2.5	Definición del sistema de referencia estacionario $\alpha\beta 0$	43
2.6	Definición del sistema de referencia rotatorio dq0	44
2.7	Vectores de conmutación del 2L-TPC en el plano $\alpha\beta$	45
2.8	Espacio vectorial 2L-TPC para vectores de conmutación y de voltaje	47
2.9	Regiones asociadas al espacio vectorial 2L-TPC	48
2.10	Secuencia de conmutación de siete segmentos simétrica	50
2.11	Espacio vectorial del 2L-TPC y ejemplo ilustrativo	51
2.12	Relación entre $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ y tiempos de aplicación	52
2.13	Vectores espaciales e índice de modulación	57
2.14	SCB basado en PWM para el convertidor 2L-TPC	60
2.15	2L-VSC conectado a una carga trifásica con neutro flotante	63
2.16	Tensión del ASV por fase respecto a N y n , tensión de modo común y tensión fase-fase	64
2.17	Secuencia que genera el vector $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ de la Fig. 2.11	66
2.18	Tensión del ASV en fase a respecto a N y n y voltaje de modo común para distintos valores de ϑ	68
2.19	Rango V_{dc2} para el control de i_{dc2} según índice de modulación	72
2.20	Vista axial PMSM	73
2.21	Esquema de una máquina PMSM	76
2.22	Inductancia de magnetización total como función de θ_r	77
3.1	Convertidor 2L-TPC conectado a una PMSM	87

3.2	Diagrama de bloques del C-OSS-MPC propuesto	88
3.3	Predicción de trayectoria de corriente para una 7S-SS simétrica	90
3.4	Relación entre la solución relajada y el OASV (ejemplos ilustrativos)	98
3.5	Relación entre la solución relajada y el OASV para un objetivo sobremodulado	100
3.6	C-OSS-MPC con controlador externo de velocidad	108
3.7	Diagrama de flujo del algoritmo de control completo	110
4.1	Secuencia de conmutación de siete segmentos asimétrica	116
4.2	Predicción de trayectoria de corriente para una 7S-SS asimétrica	117
4.3	Formas de onda corriente y voltaje para PMSM en caso simétrico y asimétrico	118
4.4	Espectro armónico de bajo orden para corriente y voltaje de la PMSM	119
4.5	Forma de onda de corriente i_{dc2} en caso simétrico y asimétrico	120
4.6	Efecto de utilizar compensación en las corrientes del estator	124
4.7	Corrientes de línea en estado estacionario para el caso compensado	126
4.8	Efecto de utilizar compensación en la corriente del puerto dc2	127
4.9	Escalones de corriente C-OSS-MPC	129
4.10	Comparación de las trayectorias obtenidas con el <i>solver</i> y la propuesta	130
4.11	Comparación de las trayectorias de $\mathbf{u}_s^*$ con $\mathbf{u}_{uc}$	130
4.12	Comparación de las trayectorias de $\mathbf{u}_s^*$ con $\mathbf{u}_{uc}$ para distintas inductancias	131
4.13	Espectro armónico en estado estacionario de las corrientes de la máquina	132
4.14	Respuesta a escalones para distintos valores de λ_{ux}	134
4.15	Trayectorias de $\mathbf{u}_{ss}$, $\mathbf{u}_{db}$ y $\mathbf{u}_{uc}$ para distintos valores de λ_{ux}	136

4.16	Efecto del parámetro μ_L para distintos valores de λ_{ux}	138
4.17	Efecto del parámetro μ_ψ para distintos valores de ω_m	139
4.18	Selección de vectores de conmutación para control de corriente OSV-MPC . .	142
4.19	Rendimiento en estado estacionario para OSV-MPC y OSS-MPC	143
4.20	Distorsión armónica en i_s como función de f_s^{oss}	144
4.21	Respuesta dinámica de i_s y i_{dc2} para diferentes valores de λ_{dc2}	145
4.22	Formas de onda para referencias de escalón en la velocidad	148
4.23	Instantes relevantes de la prueba en la Fig. 4.22	149
4.24	Curvas de potencia durante una prueba con frenado regenerativo	152
5.1	Banco de pruebas implementado en el laboratorio	156
5.2	Esquema general del funcionamiento del banco de pruebas	158
5.3	Curva de carga circuito RL generalizado	159
5.4	Conexiones y condiciones para estimación de parámetros de la PMSM	161
5.5	Formas de onda para dos diferentes referencias de corriente	163
5.6	Espectro armónico para corrientes del estator	164
5.7	Formas de corriente y torque para cambios de referencia en forma de escalón	165
5.8	Condiciones de operación de la prueba de la Fig. 5.9	166
5.9	Formas de ciclos de trabajo, parámetro de distribución y corrientes	168
5.10	Efecto de los parámetros λ_{ux} en el rendimiento del controlador	170
5.11	Operación del 2L-TPC con control de velocidad y perturbación mecánica en el torque de carga	172

5.12	Operación del 2L-TPC con control de alta velocidad en vacío	173
5.13	Flujo de la energía en los sistemas implementados en el banco de pruebas de laboratorio	174
5.14	Dinámica en la transferencia de energía para distintos procesos	175
B.1	Controlador OP4510 OPAL-RT	197
C.1	Motor síncrono de imanes permanentes tipo disco	199
C.2	Torque característico del motor síncrono de imanes permanentes tipo disco .	199
C.3	Sensor AM256 (<i>Hall sensor technology</i>)	200
C.4	Distribución de la densidad de flujo B_n y su modulación en 360°	200
C.5	PCB del sensor de posición implementado	200
C.6	Motor de inducción jaula de ardilla ABB	201
D.1	Módulo inversor trifásico de 200A/600V PM200CL1A060 utilizado	202
D.2	Diseño de la PCB para el modulo Intellimod TM PM200CL1A060	202
D.3	Esquema PCB utilizada en los módulos IGBTs Intellimod de 200 A	203
E.1	Inductores puerto dc2 del conversor 2L-TPC	204
E.2	Capacitores de filtrado puertos dc1 y dc2	204
F.1	Sensor de corriente YHDC HA55 y sensor de voltaje YHDC HV25	205
F.2	Torquímetro (RT2A/50Nm) y encoder magnético angular IC (AM256RLS) .	205
F.3	Amplificador Operacional TL084IN (Texas Instruments) y potenciómetro . .	205
G.1	Circuito con sensores de corriente e instrumentación	206
G.2	Circuito con sensores de voltaje aislado e instrumentación	206

G.3	Circuito emisor para fibra óptica de disparo de pierna y <i>enable</i> con conexión a las salidas digitales del OP4510	207
G.4	Circuito de acondicionamiento y adaptación de las entradas analógicas del OP4510 para señales de voltaje, corriente, torque y posición	207
G.5	Módulo adaptador de comunicación entre el controlador principal OP4510 y el variador de frecuencia ACS800	208
H.1	Variador de frecuencia ACS800 de ABB	209
H.2	Circuito principal variador del frecuencia ACS800	210
H.3	Diagrama de conexiones I/O digitales y analógicas para control externo del ACS800	210
I.1	Componentes principales del banco de pruebas	211
I.2	Banco de pruebas	211
I.3	Realización de experimentos en el banco de pruebas	212
I.4	Construcción del banco de pruebas	212
J.1	Fuente de potencia bidireccional NHR 9411 utilizada en el puerto dc1	213
J.2	Fuente de potencia bidireccional Keysight RP7963A utilizada en el puerto dc2	213
K.1	Planos del diseño mecánico del carro de motores	214
K.2	Planos del diseño mecánico del soporte de la PMSM	215

ÍNDICE DE TABLAS

1.1	Comparación de eficiencias por tipo de tren motriz	10
2.1	Estados de conmutación por fase de un convertidor 2L-TPC	40
2.2	Clasificación de vectores de conmutación	46
2.3	Vectores activos según región del ASV	48
2.4	Ciclos de trabajo de vectores activos en convertidores 2L-VSC	56
2.5	Ciclos de trabajo por fase para modulación 7S-SS con distribución pasiva uniforme en convertidores 2L-VSC	61
2.6	Valor de modo común de SVs	62
2.7	Ciclos de trabajo por fase para modulación 7S-SS con distribución pasiva no uniforme	67
4.1	Parámetros base de simulación	115
4.2	Parámetros controlador de velocidad y carga mecánica en pruebas de simulación	147
5.1	Parámetros y condiciones base de operación del banco de pruebas	161
5.2	Parámetros controlador de velocidad y de carga mecánica en pruebas experimentales	169
C.2	Datos de placa del motor de inducción jaula de ardilla ABB	201
H.1	Datos del variador de frecuencia ACS800 ABB	210

SIMBOLOGÍA Y CONVENCIONES

Abreviaciones y Acrónimos

<i>ac</i>	Corriente Alterna (<i>Alternate Current</i>)
AFE	Rectificador de Frente Activo (<i>Active Front End Rectifier</i>)
AMI	Convertidor Multinivel Asimétrico (<i>Asymmetrical Multilevel Converter</i>)
ASV	Vector de Conmutación Promedio (<i>Average Switching Vector</i>)
BCLS	Mínimos cuadrados con restricciones tipo caja (<i>Box Constrained Least Squares</i>)
BESS	Sistema de Almacenamiento de Energía en Baterías (<i>Battery Energy Storage System</i>)
BEV	Vehículo Eléctrico de Batería (<i>Battery Electric Vehicle</i>)
B&B	Ramificación y Acotamiento (<i>Branch and Bound</i>)
B2B	Disposición de convertidores ac conectados por su lado dc (<i>Back to Back</i>)
C	En Cascada (<i>Cascaded</i>)
CC	Control de Corriente (<i>Current Control</i>)
CCS	Conjunto de Control Continuo (<i>Continuous Control Set</i>)
CLS	Mínimos Cuadrados Restringidos (<i>Constrained Least Squares</i>)
COP	Problema de Optimización Restringido (<i>Constrained Optimization Problem</i>)
CVT	Transmisión Variable Continua (<i>Continuously Variable Transimission</i>)
<i>dc</i>	Corriente Continua (<i>Direct Current</i>)
DMPC	Control Predictivo Directo (<i>Direct Model Predictive Control</i>)
DP	Doble Puerto (<i>Dual Port</i>)
DPC	Control Directo de Potencia (<i>Direct Power Control</i>)
DTC	Control Directo de Torque (<i>Direct Torque Control</i>)
EMS	Sistema de gestión de energía (<i>Energy Management system</i>)
ERV	Energías Renovables Variables (<i>Variable Renewable Energies</i>)
ESS	Sistema de Almacenamiento de Energía (<i>Energy Storage System</i>)
EV	Vehículo Eléctrico (<i>Electric Vehicle</i>)
FC	Celda de Combustible (<i>Fuell Cell</i>)
FCS	Conjunto de Control Finito (<i>Finite Control Set</i>)
FPGA	Arreglo de Compuertas Programable (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
FOC	Control Orientado de Campo (<i>Field Oriented Control</i>)
HB	Banda de Histéresis (<i>Hysteresis Bound</i>)
HESS	Sistema Híbrido de almacenamiento de Energía (<i>Hybrid Energy Storage System</i>)
HEV	Vehículo Eléctrico Híbrido (<i>Hybrid Electic Vehicle</i>)
ICE	Motor de Combustión Interna (<i>Internal Combustion Engine</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Puerta Aislada (<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>)
IM	Máquina de Inducción (<i>Induction Machine</i>)
IM	Modulador Implícito (<i>Implicit Modulator</i>)

IMPC	Control Predictivo Indirecto (<i>Indirect Model Predictive Control</i>)
LCK	Ley de Corrientes de Kirchhoff (<i>Kirchhoff's Current Law</i>)
LUT	Tabla de Búsqueda (<i>Look Up Table</i>)
LVK	Ley de Voltajes de Kirchhoff (<i>Kirchhoff's Voltage Law</i>)
MIQP	Programación cuadrática de enteros mixtos (<i>Mixed-Integer Quadratic Programming</i>)
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
MPC	Control Predictivo (<i>Model Predictive Control</i>)
MTPA	Máximo Torque por Amperio (<i>Maximum Torque per Ampere</i>)
NPC	Conversor de Punto Acampado al Neutro (<i>Neutral Pointed Clamped</i>)
OASV	Vector de Conmutación Promedio Óptimo (<i>Optimal Average Switching Vector</i>)
OPP	Patrón de Pulsos Óptimo (<i>Optimal Pulse Pattern</i>)
OSS	Secuencia de Conmutación Óptima (<i>Optimal Switching Sequence</i>)
OSV	Vector de Conmutación Óptimo (<i>Optimal Switching Vector</i>)
PCB	Placa de Circuito Impreso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PHEV	Vehículo Eléctrico Híbrido Enchufable (<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>)
PID	Proporcional-Integral-Derivativo (<i>Proportional-Integral-Derivative</i>)
PMSM	Maquina Síncrona de Imanes Permanentes (<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>)
PWM	Modulación por Ancho de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
QP	Programación Cuadrática (<i>Quadratic Programming</i>)
RES	Fuente de Energía Renovable (<i>Renewable Energy Source</i>)
SCB	Modulación Basada en una Portadora (<i>Single Carrier Based</i>)
SHE	Modulación de Eliminación de armónicas (<i>Selective Harmonic Elimination</i>)
SM	Maquina Síncrona (<i>Synchronous Machine</i>)
SPWM	PWM Sinusoidal (<i>Sinusoidal PWM</i>)
SS	Secuencia de Conmutación (<i>Switching Sequence</i>)
SV	Espacio Vectorial (<i>Space Vector</i>)
SVM	Modulación por Vector de Voltaje Espacial (<i>Space Vector Modulation</i>)
SVPWM	Modulación por vector de voltaje espacial y ancho de pulso (<i>Space Vector PWM</i>)
THD	Distorsión Armónica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
TPC	Conversor de tres puertos (<i>Three-port Converter</i>)
ULS	Mínimos Cuadrados no Restringidos (<i>Unconstrained Least Squares</i>)
VFD	Variador de Frecuencia (<i>Variable Frequency Drive</i>)
VOC	Control Orientado de Voltage (<i>Voltage Oriented Control</i>)
VSC	Conversor Fuente de Voltaje (<i>Voltage Source Converter</i>)
VS	Fuente de Voltaje (<i>Voltage Source</i>)
WTHD	Distorsión Armónica Total Ponderada (<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>)
2L	Dos Niveles (<i>Two Level</i>)
3L	Tres Niveles (<i>Three Level</i>)
4Q	Cuatro Cuadrantes (<i>Four Quadrants</i>)
7S-SS	Secuencia de Conmutación de Siete Segmentos (<i>Seven-Segment Switching Sequence</i>)

Símbolos

$\mathbf{0}_{n \times m}$	matriz cero de dimensiones $n \times m$
$\mathbb{1}_n$	vector uno de dimensiones $n \times 1$. A menudo se escribe $\mathbb{1}$
$\mathbf{A}, \mathbf{F}$	matrices ponderadoras de vector de corriente (tiempo continuo o discreto)
b	coeficiente de fricción viscosa [Nms]
$\mathbf{b}$	vector de derivada del flujo (tiempo continuo o discreto)
$\mathbf{B}, \mathbf{H}$	matrices ponderadoras de vector de conmutación (tiempo continuo o discreto)
$\mathbf{C}, \mathbf{G}$	matrices ponderadoras de vector derivada de flujo (tiempo continuo o discreto)
$\mathbf{d}$	vector de ciclo de trabajo (tiempo discreto)
D	determinante
E_i	error de seguimiento de la corriente [%]
f_s	frecuencia de conmutación [Hz]
$\mathfrak{F}$	fuerza magnetomotriz [Av]
h	orden de la armónica
$i, \mathbf{i}, I$	corriente [A]
$\mathbf{I}_n$	matriz identidad de dimensiones $n \times n$ $\mathbf{I}_n = \text{diag}(1, 1, \dots, 1)$
j	unidad imaginaria, $\sqrt{-1}$
J	función de costo
$\mathbf{J}$	matriz de acoplamiento
k	paso de tiempo discreto
k_1, k_2, k_3, k_4	coeficientes de carga mecánica en función de la velocidad: constante, lineal, cuadrático y de variación
K_p, K_i, K_d	ganancias proporcional, integral y derivativa asociada a controladores PID
$L, \mathbf{L}$	inductancia, matriz de inductancia [H]
m	índice de modulación
M	momento de inercia [Kgm ²]
$\mathbf{M}$	matriz ponderadora de vector de corriente (tiempo continuo)
n	Neutro de la carga
N	Neutro del convertidor de potencia (riel inferior)
$\mathbf{n}$	número de espiras
p	número de pares de polos
p, P	potencia activa instantánea [W], potencia activa nominal [W]
p_m	potencia mecánica [W]
q, Q	potencia reactiva instantánea [Var], potencia reactiva nominal [Var]
r_a	razón anisotrópica
$R, \mathbf{R}$	resistencia, matriz de resistencia [Ω]
$\mathcal{R}$	región del espacio vectorial
$\mathbf{S}$	secuencia de conmutación
t	tiempo [s]

T_e	torque electromecánico [Nm]
T_ℓ	torque de carga [Nm]
T_h	semi-período de conmutación [s]
T_s	período de conmutación [s]
$\mathbf{T}$	matriz de transformación (tiempo continuo o discreto)
$u, \mathbf{u}, U$	variable escalar de entrada, variable vectorial de entrada, módulo de la variable
U	valor efectivo de una variable escalar u durante un período de conmutación
$\mathbf{U}$	matriz de conmutación (tiempo discreto)
$v, \mathbf{v}, V$	voltaje [V o pu]
$\mathcal{V}$	semi-hexágono del espacio vectorial
$\mathbf{W}$	matriz derivada de la inductancia (tiempo continuo o discreto)
$y, \mathbf{y}$	variable escalar de salida, variable vectorial de salida
$\mathbf{Y}$	conexión en estrella
Δ	conexión en delta, error o cambio en una variable
δ	ángulo de carga de la máquina [rad]
γ	ángulo del vector de conmutación respecto al inicio de la región [rad]
$\lambda, \mathbf{\lambda}$	componente escalar de una penalización o flujo enlazado, vector de flujo enlazado [Wb]
$\lambda_u, \mathbf{\Lambda}_u$	matriz de sintonización, componente escalar de la matriz de sintonización
μ	parámetro de desajuste
ϕ	ángulo del vector de conmutación respecto al eje coordenado α [rad o pu]
ρ	perímetro
ν	multiplicador de Lagrange
η	eficiencia [%]
θ	ángulo de una corriente eléctrica [rad]
θ_m	ángulo mecánico del rotor [rad]
θ_r	ángulo del flujo del rotor respecto a la fuerza magnetomotriz de la fase a [rad]
$\psi, \mathbf{\psi}$	flujo magnético del rotor [Wb]
ω	velocidad angular eléctrica de la corriente del estator [rad/s o Hz]
ω_m	velocidad angular mecánica del eje del rotor [rad/s o r.p.m.]
ω_r	velocidad del ángulo del flujo del rotor [rad/s o Hz]
ϑ	Parámetro de distribución del vector pasivo

Subíndices

ac	puerto <i>ac</i>
a, b, c	variables y parámetros trifásicos
$\alpha, \beta, 0$	variable real e imaginaria en el sistema de referencia ortogonal estacionario
d, q, 0	variable real e imaginaria en el sistema de referencia ortogonal rotatorio
dc	puerto dc
dc1	puerto dc1
dc2	puerto dc2
db	referido al control <i>dead-beat</i>
ss	referido al control <i>steady-state</i>
uc	referido al control <i>unconstrained</i>
ff	variable entre fases (fase-fase)
fn	variable en la fase de la carga (máquina)
fN	variable en la fase del convertidor
g	variables y parámetros de la red
l	componente de fuga
m	componente continua de magnetización
min	valor mínimo de una variable
max	valor máximo de una variable. Para simplificar la notación, a menudo se escribe m
nom	valor nominal
opt	valor óptimo de una variable o índice
r	variables y parámetros del rotor
rms	valor efectivo RMS de una variable
s	variables y parámetros del estator, relacionado a la conmutación (<i>switching</i>)
v	relacionado a un variador de frecuencia comercial
THD	distorsión armónica total
WTHD	distorsión armónica total ponderada
Δ	componente alterna de magnetización

Superíndices

*	valor de referencia de una variable controlada, valor óptimo de una variable manipulada
0	valor base de un parámetro
oss	referido a una estrategia de control OSS-MPC
osv	referido a una estrategia de control OSV-MPC

Operaciones

dx/dt	derivada temporal de la variable x
$\nabla f(\mathbf{x})$	gradiente de la función f respecto del vector $\mathbf{x}$
$\exp(x), e^x$	exponencial de la variable x
$\text{sgn}(x)$	función signo de la variable x
$\text{floor}\{x\}$	función parte entera
$\Re\{x\}$	parte real de la variable compleja x
$\Im\{x\}$	parte imaginaria de la variable compleja x
$\mathbf{x} \times \mathbf{y}$	producto vectorial entre los vectores $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$
$x \in \mathcal{S}$	la variable x pertenece al conjunto $\mathcal{S}$
$\bar{x}$	promedio de una secuencia de valores de x
$\mathbf{x}^\top$	transposición del vector $\mathbf{x}$
$\mathbf{X}^{-1}$	inversa de la matriz $\mathbf{X}$
$\text{mid}\{\mathbf{x}\}$	mediana de las componentes de la variable $\mathbf{x}$
$ x $	valor absoluto del escalar x
$\ \mathbf{x}\ _1$	norma-1 (ℓ_1) del vector $\mathbf{x}$ (suma de sus valores absolutos)
$\ \mathbf{x}\ _2$	norma-2 (ℓ_2) o longitud del vector $\mathbf{x}$ (raíz cuadrada de la suma de sus valores al cuadrado, norma Euclidiana). Para simplificar la notación, a menudo se escribe como $\ \mathbf{x}\ $

ABSTRACT

Multi-port power converters have a very important role today because they are used in electromobility applications and hybrid energy storage systems (HESS). However, their optimal operation requires advanced control techniques due to the handling of multiple variables simultaneously. This thesis presents the development of an Optimal Switching Sequence (OSS) model predictive control (MPC) method applied to a three-port converter (TPC), which has been connected to an anisotropic permanent magnet synchronous machine (PMSM) and two *dc* voltage sources (VS).

Based on a review of TPCs, classical control methods and MPC methods, the converter used with its mathematical formulation is presented. Then, theoretical principles of vector modulation and the machine for the design of the current controller are presented. The latter is based on two steps, the first one uses the dynamic model of the machine to find the optimal seven-segment switching sequence (7S-SS) that reduces the value of an objective function without using weighting factors and the second one uses the redundant vectors (zero vectors) optimally distributed to control the current in another of the ports.

The results validate the method by experimental and simulation tests. The strategy presents a defined harmonic distortion, without sacrificing the dynamic response. In addition, an implementation with asymmetric modulation reduces the tracking error by 65.36% and a delay compensation reduces it by 92%. Furthermore, the new strategy manages to reduce the optimization problems to be solved by the steady-state algorithm from 6 to 1.

Thus, the proposed control becomes attractive for implementation in real hybrid systems, which impose challenges of durability, versatility and reliability to the electrical system.

Keywords: Optimal Switching Sequence (OSS), Model Predictive Control (MPC), Multi-port Converters, Electric Vehicle (EV), Hybrid Power Integration, Power Converters, Vector Control, Field Oriented Control (FOC), Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM).

RESUMEN

Los convertidores de potencia con múltiples puertos juegan un rol fundamental en la actualidad, ya que están siendo utilizados en aplicaciones de electromobilidad y sistemas de almacenamiento híbridos. Sin embargo, su funcionamiento óptimo requiere técnicas de control avanzadas debido al manejo de múltiples variables de forma simultánea. Esta tesis presenta el desarrollo de un método de control predictivo *Optimal Switching Sequence* aplicado a un conversor de tres puertos, que se ha conectado a una máquina síncrona de imanes permanentes anisotrópica y a dos fuentes de voltaje continuo.

Basado en una revisión de los convertidores de tres puertos, métodos de control clásicos y controladores predictivos, se presenta el convertidor utilizado junto a su formulación matemática. Luego, se presentan principios teóricos de la modulación vectorial y la máquina para el diseño del controlador de corriente. Este último se basa en dos etapas, la primera utiliza el modelo dinámico de la máquina para encontrar la secuencia de siete segmentos óptima que reduce el valor de una función objetivo sin utilizar factores de ponderación y la segunda utiliza la redundancia del vector pasivo para distribuirlo de forma óptima y controlar la corriente en otro de los puertos.

Los resultados permiten validar el método mediante pruebas experimentales y de simulación. Se verifica que la estrategia presenta una distorsión armónica definida, sin sacrificar la respuesta dinámica. Además, una implementación con modulación asimétrica reduce el error de seguimiento en un 65.36% y una compensación del retardo lo hace en un 92%. Además, la nueva estrategia logra reducir de 6 a 1 los problemas de optimización que debe resolver el algoritmo en estado estacionario.

De esta manera, el control propuesto se hace atractivo para su implementación en sistemas híbridos reales, que imponen desafíos de durabilidad, versatilidad y que sean confiables para el sistema eléctrico.

Palabras Claves: Secuencia de Conmutación Óptima (OSS), Control Predictivo (MPC), Conversores Multipuerto, Vehículo Eléctrico (EV), Sistemas Híbridos de Potencia, Conversores de Potencia, Control Vectorial, Control de Campo Orientado (FOC), Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM).

1. INTRODUCCIÓN

La energía desempeña un papel crucial en los aspectos de la vida diaria de las personas, en especial durante los últimos años. La energía es usada desde cosas tan simples como encender el televisor de un hogar hasta para mover las turbinas de un generador en una central térmica, siendo esencial para el bienestar y desarrollo de la sociedad. Este recurso tan fundamental corresponde a la capacidad de realizar trabajo, por lo que se considera que el consumo de energía per cápita y su forma disponible en un país es un indicador de su estado de desarrollo (Cook, 1976).

A lo largo de los años, la humanidad ha experimentado cambios en las formas y usos de la energía. Por ejemplo, a fines del siglo XVIII, durante la revolución industrial, la máquina a vapor fue un componente crucial para la creación de productos de manera masiva y permitió un avance sustancial en el desarrollo de la sociedad. A fines del siglo XX, con la era de la computación, tuvo otro impacto en el desarrollo, fundamentalmente con la velocidad de los procesos y la eficiencia con la que operaban las personas. En la actualidad, el surgimiento de la inteligencia artificial y una capacidad computacional cada vez más poderosa, se están desarrollando tecnologías que jamás el mundo hubiera imaginado.

Toda esta evolución de la sociedad moderna ha traído consigo cambios en la forma de generar, transportar y utilizar la energía. La Fig. 1.1 muestra como la energía desde sus fuentes primarias se puede encontrar en una amplia cantidad de formas diferentes. Por ejemplo, como combustible fósil, combustible nuclear, energía hidráulica, energía eólica, energía solar, energía térmica, entre otras. Se ha demostrado que la forma más eficiente para transmitir y distribuir la energía es mediante la transformación en energía eléctrica. La mayoría de la energía eléctrica generada a nivel mundial proviene de combustibles fósiles como el gas (23.44%), el carbón (36.55%) y el petróleo (2.91%). Por otro lado, las energías renovables como la energía hidráulica aporta casi el 16% mientras que la eólica y solar un 5.28% y 2.46% respectivamente (*World Energy Outlook*, 2020).

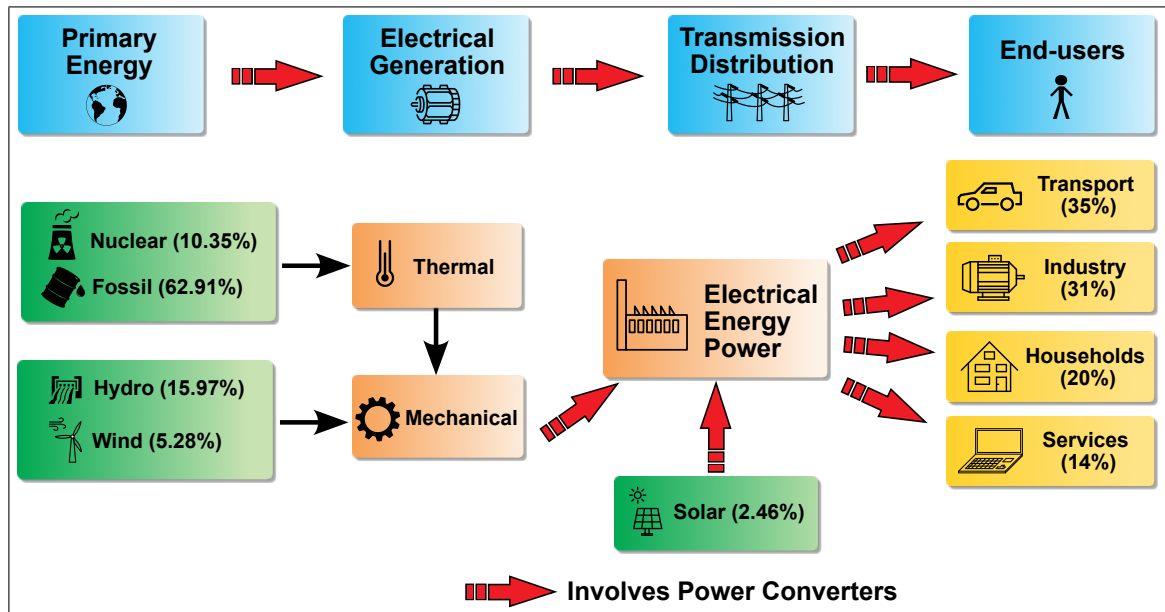


Figura 1.1. Desde la energía primaria hasta el consumidor final. Figura adaptada de (Mora, 2019).

Comúnmente, esta transformación de energía primaria en eléctrica requiere el uso de centrales térmicas, componentes mecánicos, máquinas eléctricas y conversores de potencia. Luego, para transportarla por largas distancias, es necesario un sistema de transmisión. Este sistema utiliza torres de alta tensión que es muy común observar en carreteras interurbanas y grandes avenidas. Finalmente, la energía pasa por subestaciones y se distribuye en media tensión por las ciudades y caminos para ser utilizada por el consumidor final. Por lo tanto, la forma en como la sociedad distribuye y usa la energía eléctrica requiere de un sistema complejo compuesto por múltiples componentes de distinta índole que se interconectan y coordinan para satisfacer al consumidor final.

El sector del transporte representa una demanda relevante en el uso de la energía eléctrica y se espera que aumente en los próximos años con el fenómeno de la electromovilidad. Durante el año 2019, aproximadamente 35% del total de la energía producida fue utilizada por el sector del transporte, un 31% por la industria, un 20% en el sector residencial y el resto en servicios (IEA, 2021).

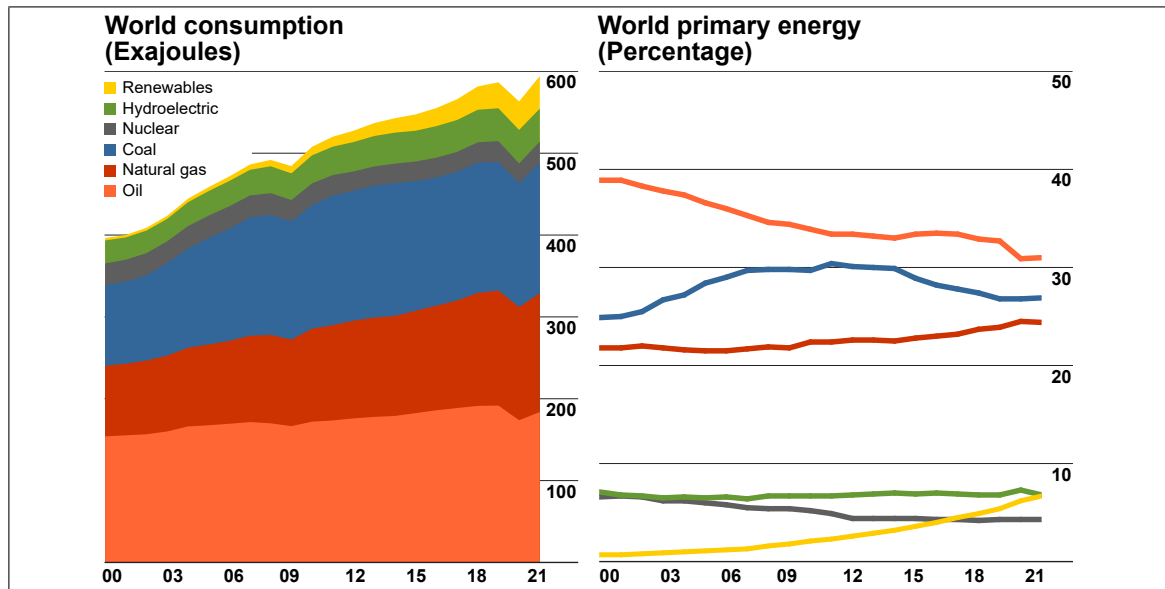


Figura 1.2. Consumo mundial de energía según fuente primaria (“Statistical Review of World Energy”, 2022).

Debido al desarrollo de nuevas tecnologías de generación, aumento de costo en combustibles fósiles y una mayor conciencia de la población por evitar fuentes contaminantes, se está masificando el uso de energías renovables variables (ERV), especialmente en el caso de la energía solar y eólica. La Fig.1.2 muestra el consumo mundial total de energía según la fuente primaria desde el año 2000 al 2021. Se observa un aumento exponencial en el porcentaje de penetración de las energías renovables. Por otro lado, se observa una permanente disminución en el uso de petróleo, una baja del uso de carbón y un estancamiento en la explotación del gas natural.

Se espera que en los siguientes años, el uso de la energía eléctrica experimente un cambio abrupto, especialmente en el sector del transporte con la electromobilidad. Aunque su invención no tiene pocos años, su desarrollo tecnológico y la aparición de nuevas tecnologías de convertidores, motores y baterías han provocado que el vehículo eléctrico sea cada vez más competitivo en comparación con el vehículo de combustión interna y que su

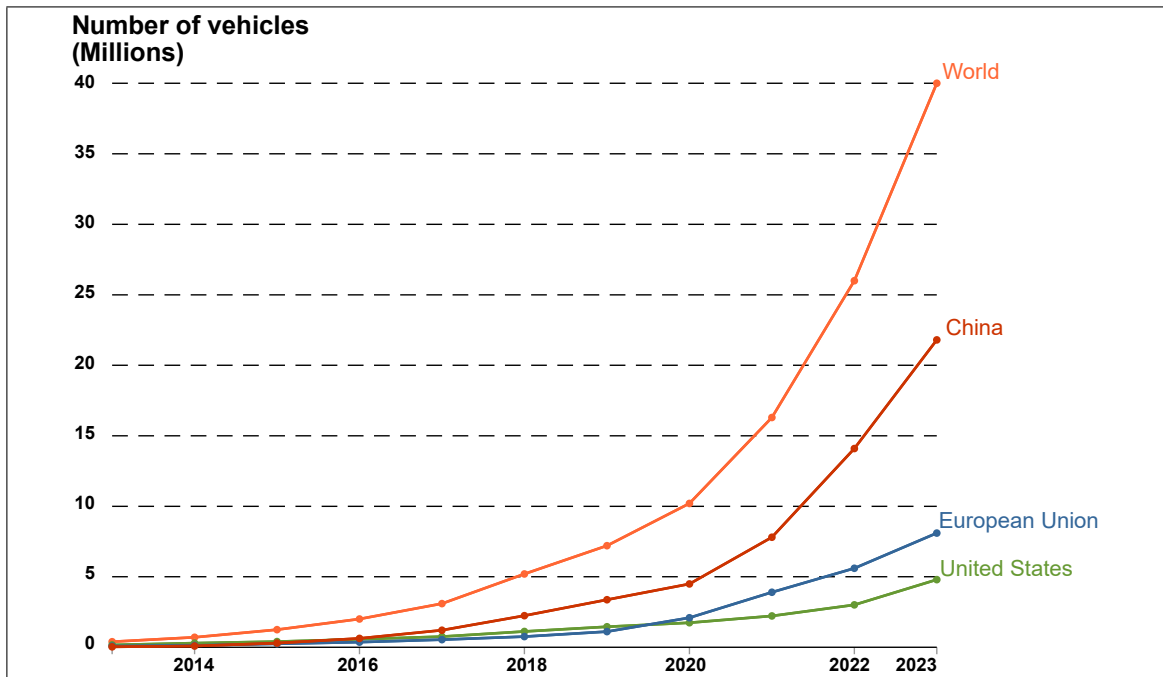


Figura 1.3. Parque vehicular absoluto por región (Ritchie, 2024).

masificación sea exponencial en las principales economías del mundo. La Fig. 1.3 muestra el número de vehículos eléctricos de batería (BEVs) e híbridos enchufables (PHEVs) en circulación para la Unión Europea, Estados Unidos, China y el mundo.

A medida que la electromovilidad ha avanzado, se han diseñado vehículos cada vez mas veloces, maniobrables, con mayor autonomía, seguridad y automatización, requiriendo para su buen desempeño la inclusión de un gran número de sensores electrónicos, computadores, topologías innovadoras y métodos de control avanzados con el objetivo de tener un manejo mas confortable, seguro y amigable con el medio ambiente. Esta integración de sistemas ha permitido entender que la electromovilidad es mucho más que la simple unión entre un motor y unos pares de ruedas, pues el término va más allá y engloba sistemas completos de movilidad en las personas, desde sistemas urbanos de metro, *scooters* o bicicletas. Más aún, desarrollos aún más novedosos en el tema están permitiendo electrificar la movilidad en sistemas de transporte marinos, y la aviación. Desde este punto de vista, ni siquiera el cielo representa un límite.

Los objetivos europeos de descarbonización pretenden reducir las emisiones de gases de efecto invernadero para 2030 en torno a un 20% con respecto a los niveles de 2008. Esto impone importantes retos económicos, sociales y tecnológicos en los que la electromovilidad desempeña un papel clave (Feckova Skrabulakova et al., 2021). Más del 71% de las emisiones de CO₂ relacionadas con el transporte en Europa proceden del transporte por carretera, mientras que la mayor parte de las emisiones de gases de efecto invernadero está asociada a los automóviles. De ahí que el objetivo sea reducir y/o prohibir la utilización de vehículos de combustible convencional en las ciudades hasta 2050 (Coppola & Arsenio, 2015). El uso generalizado de vehículos eléctricos reducirá las emisiones de gases de efecto invernadero, así como el impacto medioambiental del transporte. Sin embargo, estos cambios que imponen los nuevos tiempos no están exentos de desafíos, tanto a niveles técnicos como de regulación. Por ejemplo, la limitada capacidad de almacenamiento de energía de las baterías Li-Ion en comparación con los vehículos convencionales ha provocado una reducción en la velocidad en que las personas usan las nuevas tecnologías. Por esta razón, se ha vuelto primordial transformar y utilizar la energía de forma eficiente y eficaz y no solo pensar en soluciones de electromovilidad tradicionales como BEVs, sino que incorporar nuevas fuentes de almacenamiento como celdas de combustible (FCs), ultracapacitores o incluso la utilización de las baterías de los vehículos como sistemas de almacenamiento de energía estacionarios. Esto permitiría dar un mayor alivio y flexibilidad a las redes de distribución y transmisión y contribuiría a generar una sociedad más tecnológica y sustentable.

Por lo anterior, el estudio de convertidores de potencia multipropósito que incluyen múltiples puertos han sido de gran interés, ya que permiten integrar distintas fuentes de energía. El campo de la electrónica estudia la naturaleza y el funcionamiento de los convertidores estáticos, que adaptan y transforman la energía eléctrica para múltiples propósitos como generar y transmitir energía de forma óptima, alimentar y controlar motores y actuadores, filtrar armónicos, entre otros. Los conversores de potencia han experimentado un crecimiento superlativo gracias al desarrollo de sofisticados semiconductores de potencia como el IGBT y el MOSFET, cuyas eficiencias pueden alcanzar hasta el 98% (Mohan,

Undeland, & Robbins, 2009). Además, una tendencia por incrementar la producción y disminuir costos, se ha impulsado un desarrollo masivo de los convertidores de potencia (Rashid, 2007).

En la actualidad, las máquinas eléctricas se complementan con los convertidores de potencia para ser accionadas y tienen un rol protagónico en los sistemas de conversión de energía de manera transversal, desde la energía primaria hasta el consumidor final. Las máquinas se encuentran prácticamente en todas partes y consumen alrededor del 46% de toda la electricidad generada en el mundo, resultando en alrededor de 6040 millones de toneladas de emisiones de CO₂ (Li et al., 2022). Dentro de sus aplicaciones específicas más notables y de gran potencia se encuentran los sistemas de generación eólica, sistemas de accionamiento de vehículos, sistemas de tracción ferroviaria de alta velocidad, sistemas de propulsión eléctrica de barcos (Sun et al., 2020). Un tipo de máquina que está tomando fuerza por sus diversas ventajas es la PMSM. Esta máquina utiliza corriente alterna y está siendo utilizada en diversas aplicaciones por su alto rendimiento, excelente controlabilidad en todo su rango de operación torque-velocidad, baja relación de peso-torque, baja relación peso-potencia y un mantenimiento sencillo (Azze, 2014).

1.1. Tren de Potencia de Vehículos Eléctricos

El tren de potencia de un vehículo corresponde al sistema completo por el que circula la energía. El sistema comienza con el almacenamiento de energía en forma química, electroquímica u otra, para luego ser convertida por el motor en energía mecánica donde pasa por un sistema motriz que incluye ejes mecánicos, cajas reductoras, diferenciales y las ruedas. En el caso de un EV, los componentes básicos que integran su tren de potencia son el sistema de carga, la batería, un convertidor *dc-dc*, un convertidor *dc-ac*, el motor eléctrico y la transmisión. Dentro de la amplia gama de vehículos eléctricos, es posible clasificarlos según la forma en que almacenan energía y la disposición de las etapas de conversión.

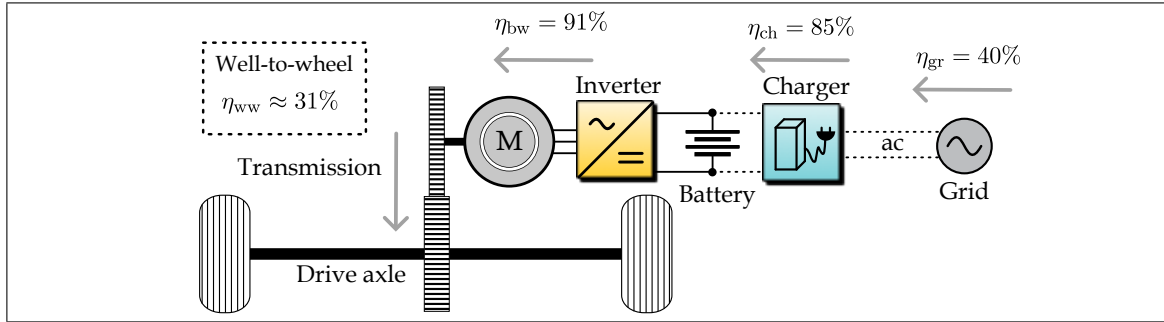


Figura 1.4. Arquitectura del BEV y flujos de energía.

En primer lugar, los vehículos que utilizan puramente baterías son denominados *Battery Electric Vehicles* (BEVs). Estos utilizan la energía electroquímica almacenada en la batería y transforman la energía eléctrica a mecánica mediante un accionamiento eléctrico, como se observa en la Fig. 1.4. El accionamiento se compone de un inversor, un motor eléctrico y un sistema de control. El inversor convierte la corriente continua de la batería en la corriente alterna necesaria para alimentar de forma óptima el motor eléctrico. Aunque los BEVs son muy eficientes en la conversión de energía a bordo, la autonomía de la batería puede ser limitada debido a su baja densidad energética en comparación con otras soluciones. La eficiencia desde la generación de energía al uso final es denominada *well-to-wheel* y puede alcanzar valores de $\eta_{ww} \approx 31\%$ (John G. Hayes, 2017). Esta eficiencia considera la eficiencia de la red eléctrica (incluyendo la etapa de generación que es la más ineficiente) $\eta_{gr} = 40\%$, la eficiencia del inversor de carga $\eta_{ch} = 85\%$ y la eficiencia del de la batería a las ruedas $\eta_{bw} = 91\%$.

En segundo lugar, los vehículos tipo *Hybrid Electric* (HEVs) mejoran el ahorro de combustible de vehículos a combustión interna al utilizar el motor eléctrico durante la conducción en ciudad donde se requieren constantes paradas, arranques y se usa una baja velocidad y alto torque. Además permite recuperar la energía durante el frenado regenerativo y la vida útil de la batería puede ser mayor en comparación con los BEVs. Existen 3 configuraciones de HEVs:

- (a) **Hybrid Series:** también llamados *Plug in* HEV (PHEVs) porque tienen una batería considerable que cargan desde la red eléctrica. Se llaman serie porque el motor eléctrico es el encargado de traccionar y obtiene la energía de la batería y de un generador acoplado a un motor de combustión interna (ICE), el cual opera en un punto de alta eficiencia. Por lo tanto, la potencia del ICE se convierte a través de dos accionamientos eléctricos en serie para suministrar energía mecánica al tren motriz, como se ilustra en la Fig. 1.5(a). Sin embargo, utilizar dos accionamientos eléctricos en serie significa que el procesamiento de la energía puede ser más ineficiente de lo deseado.
- (b) **Hybrid Parallel:** el ICE o el motor eléctrico pueden acoplarse directamente al eje motriz o a través de una transmisión de tipo *Continuously Variable Transmission* (CVT). De este modo, se puede recargar la batería. En la figura Fig. 1.5(b) se muestra una arquitectura sencilla. Si el vehículo funciona sólo con el motor, la eficiencia motriz puede ser alta si el motor funciona al máximo rendimiento. La eficiencia global puede disminuir a medida que la energía circula por el sistema eléctrico debido a las ineficiencias en cada dirección a medida que la batería se carga y se descarga.
- (c) **Hybrid Series-Parallel:** también conocidos por *Splitting* EVs, suelen utilizar un engranaje de transmisión tipo planetario, para dividir la potencia del motor de forma que el vehículo pueda controlarse de forma óptima para dirigir la potencia del motor al tren de transmisión para la propulsión directa del vehículo o a la batería para la propulsión eléctrica, como se muestra en la Fig. 1.5(c). Esto reduce la ineficiencia que introduce la topología *Hybrid Series* al tener las dos etapas eléctricas en serie. El *Hybrid Series-Parallel* también tiene dos etapas en serie, pero sólo necesita hacerlo cuando resulta ineficaz propulsar directamente desde el motor de combustión interna, similar al *Hybrid Parallel*.

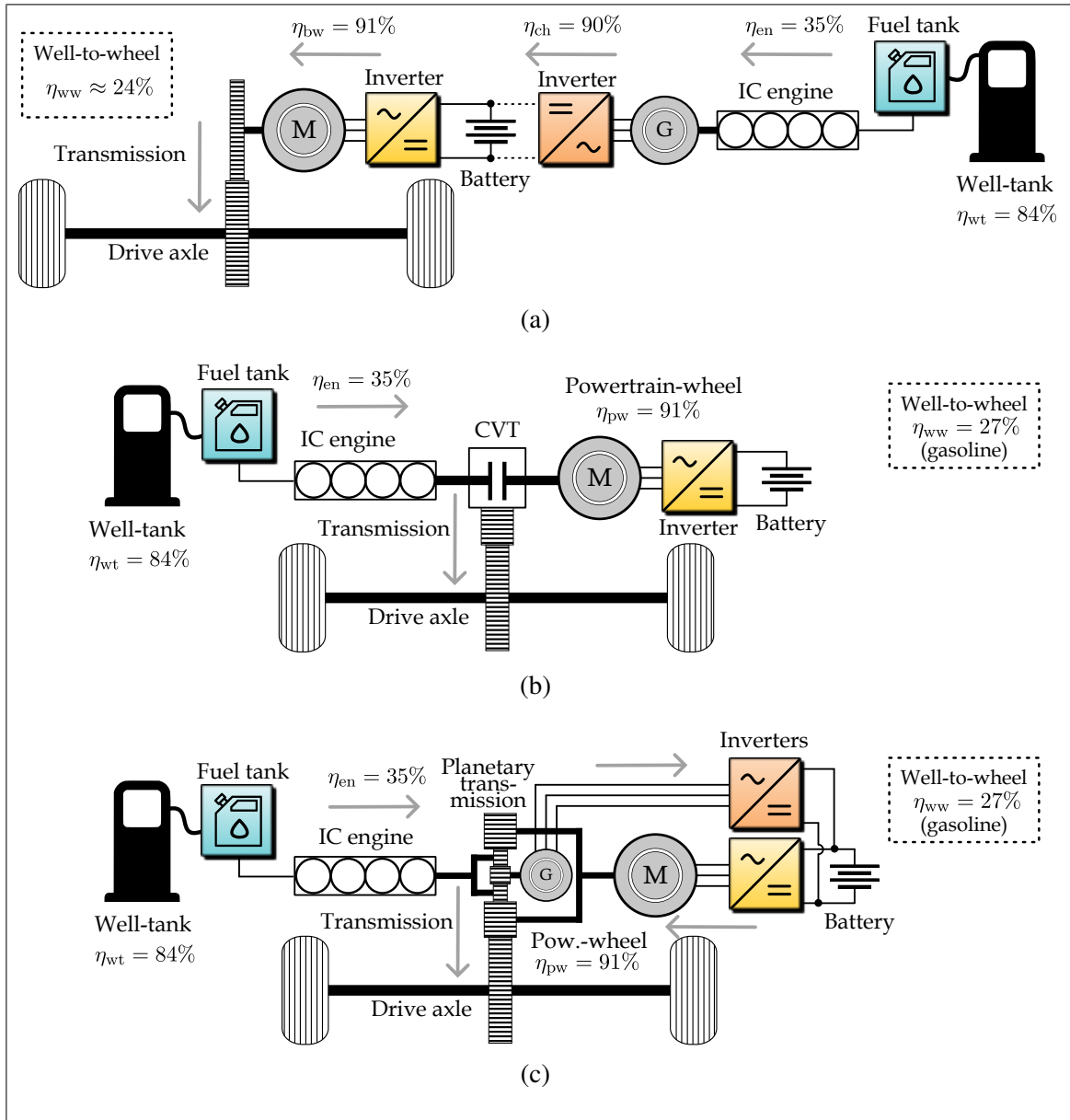


Figura 1.5. Arquitecturas HEVs y flujos de energía: (a) *Hybrid Series*; (b) *Hybrid Parallel* y (c) *Hybrid Series-Parallel*.

En tercer lugar, se encuentran los vehículos de celda de combustible (FCEVs). Un convertidor *dc-dc* unidireccional de refuerzo conecta la pila de combustible a la red de *dc* de alta tensión que alimenta el accionamiento eléctrico, como se muestra en la Fig. 1.6. La eficiencia del convertidor es muy alta, pudiendo llegar a valores del 98%. Las cifras optimistas de eficiencia well-to-tank son del 60%, incluyendo la producción de hidrógeno

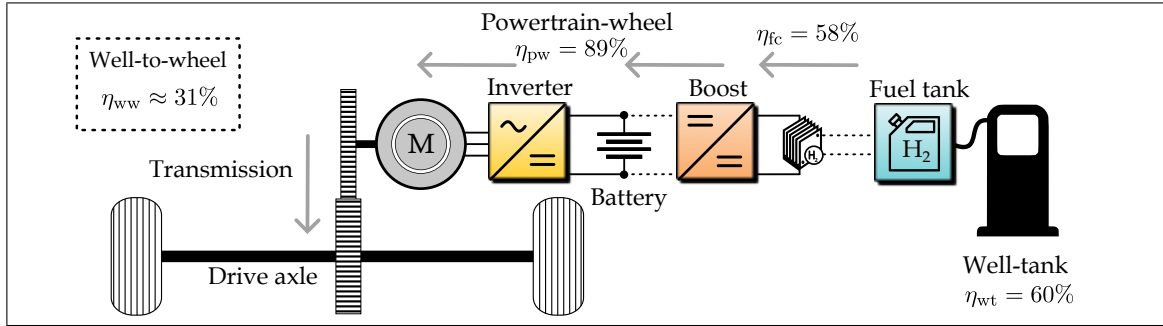


Figura 1.6. Arquitectura del FCEV y flujos de energía.

a través de metano (hidrógeno gris), su transporte, adecuación y suministro al vehículo, basándose en el estudio de (“Alternative Fuels Data Center”, 2024). Sin embargo, si el hidrógeno es verde su eficiencia cae abruptamente. Considerando hidrógeno gris, una eficiencia para el sistema completo de un vehículo con celda de combustible es de alrededor del 58%, en caso de una operación del sistema en modo de potencia óptima y que este amortiguada por la batería durante los transitorios. En general, los FCEVs deben ir acompañados de una batería por dos razones. En primer lugar, para utilizar la potencia regenerada que no puede ser devuelta a la FC. En segundo lugar, debido a que la FC es eficiente en un rango de operación acotado por lo que la batería permite absorber demandas transitorias para hacer el sistema global lo más eficiente posible. Por esta razón es que los HEVs utilizando FCs y baterías han surgido como una tecnología promisoría que permite eliminar el problema de la baja autonomía de los BEVs y el problema de la contaminación de los HEVs.

Tabla 1.1. Comparación de eficiencias por tipo de tren motriz.

Fuel	Powertrain efficiency (%)	Well-to-wheel efficiency (%)
Gasoline SI	17	14
Diesel SI	20	17
BEV	91	31
Gasoline Series HEV	28	24
Gasoline Parallel HEV	31	27
Hydrogen FCEV	51	31

En la Tabla 1.1 se resumen las eficiencias globales del sistema de propulsión a bordo y la eficiencia *well-to-wheel* de las distintas topologías de trenes de potencia. El BEV y el FCEV tienen la mayor eficiencia total en el tramo de tracción, con un 31%, seguidos del HEV paralelo, con un 27%. El vehículo de gasolina convencional tiene una eficiencia del 14%. Así pues, la electrificación puede mejorar significativamente la eficiencia global del vehículo. Una mayor adopción de energías renovables y energía nuclear puede reducir y mejorar las emisiones de carbono del BEV, el FCEV y el HEV.

1.2. Convertidores de Potencia

El objetivo de un convertidor de potencia o un circuito electrónico de potencia es adaptar los requisitos de tensión y corriente de la carga o fuente, sirviendo de interfaz entre ambos (Hart, 2011). La clasificación tradicional para los conversores de potencia se define según la naturaleza de las señales de entrada y salida (*dc* o *ac*) en conversores de doble puerto (DP). Los 4 grupos son: conversores *dc-ac* (rectificadores), conversores *dc-dc*, conversores *dc-ac* (inversores) y conversores *ac-ac* como se muestra en la Fig.1.7.

La aparición de aplicaciones más sofisticadas que requieren almacenamiento de energía, múltiples fuentes y/o múltiples cargas han provocado el desarrollo de convertidores más complejos con múltiples entradas y salidas denominados conversores multipuerto. Los convertidores multipuerto se están convirtiendo en una tecnología fundamental para integrar fuentes de energía renovables (RES), sistemas de almacenamiento de energía (ESS) y redes o cargas de *ac* (Neira, Blatsi, Merlin, & Pereda, 2022). En particular, los sistemas con dos elementos de corriente continua conectados a un puerto de corriente alterna han cobrado relevancia debido a sus múltiples aplicaciones, como los sistemas fotovoltaicos con ESS integrados (Batarseh & Alluhaybi, 2020) y los trenes de potencia de vehículos eléctricos híbridos (Ehsani, Singh, Bansal, & Mehrjardi, 2021). Estas topologías realizan las tareas de dos o tres convertidores en uno, reduciendo el control del flujo de potencia entre tres fuentes/cargas a una etapa de procesamiento optimizada. Además, representan otras ventajas como la menor utilización de componentes, mejorando la eficiencia

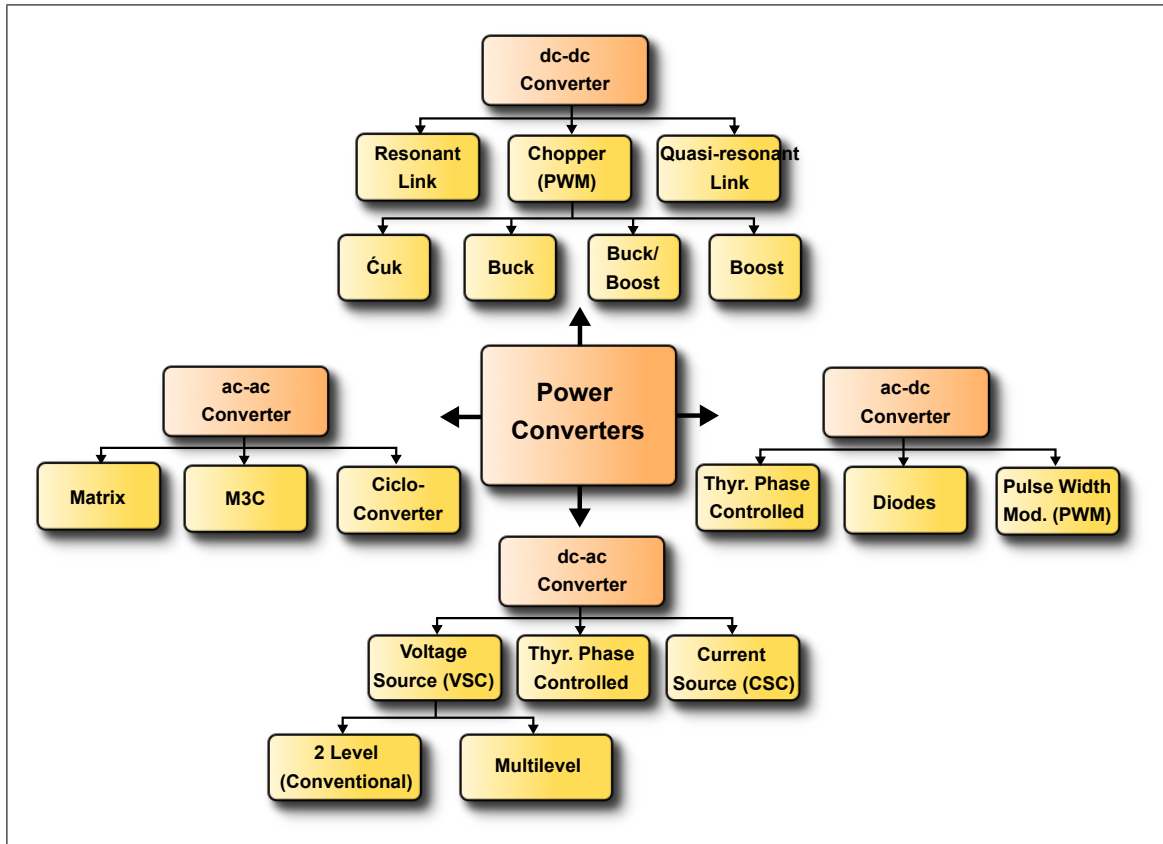


Figura 1.7. Clasificación simplificada de conversores de potencia.

y la fiabilidad del sistema. Por otra parte, pueden proporcionar características adicionales como funciones de convertidores *boost* integradas, corriente continua en los elementos *dc* o aislamiento galvánico con el puerto *ac* (Bhattacharjee & Batarseh, 2021). Sin embargo, también presentan limitaciones como capacidades restringidas de regulación de potencia y la necesidad de técnicas avanzadas de control y modulación.

La Fig. 1.8 presenta una clasificación para las topologías de tres puertos *dc-dc-ac* de una etapa (Neira et al., 2022). La primera categoría comprende los conversores *Integrated Dual-Source dc-ac* se caracterizan por tener un bajo número de semiconductores, sin embargo, dependiendo de su tipo, pueden requerir el uso de elementos pasivos cuyo tamaño depende de la frecuencia de salida *ac*. Por ejemplo, la topología *buck-boost Three Port Converter* integra un convertidor tipo *buck-boost* en cada una de sus piernas, lo que permite añadir flujo de potencia bidireccional entre los puertos al usar un inductor por pierna.

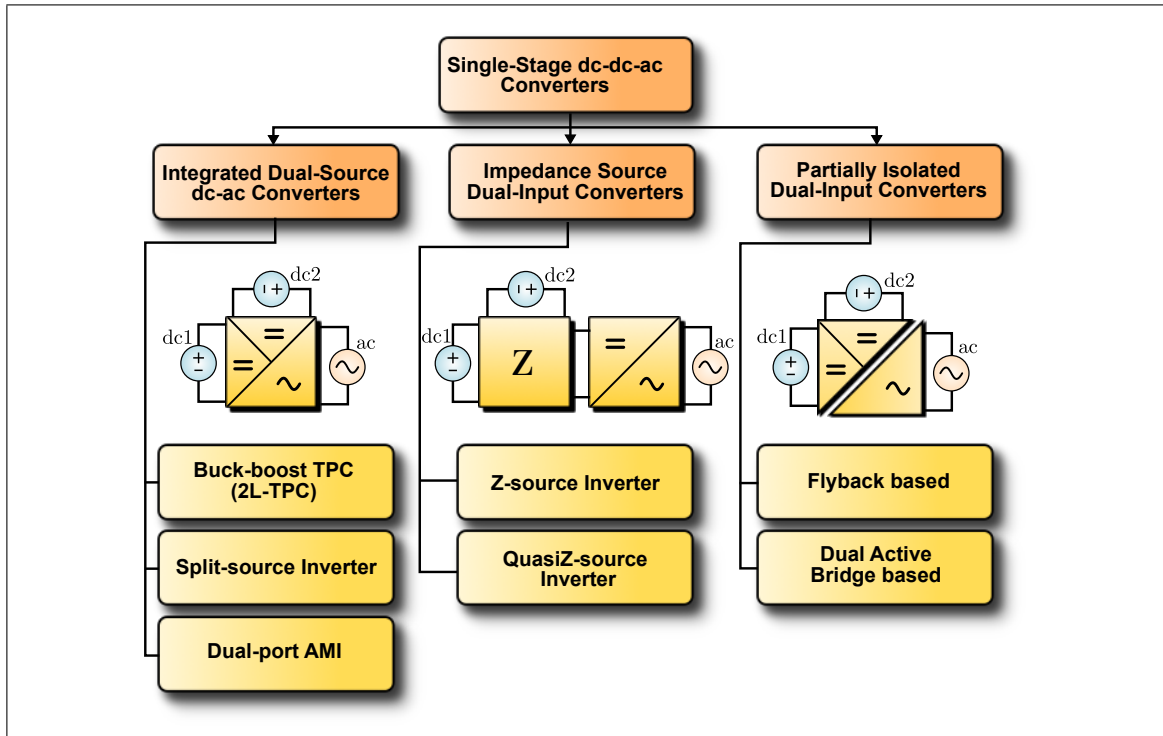


Figura 1.8. Clasificación de los convertidores de una etapa $dc-dc-ac$.

Si bien la corriente del tercer puerto es dc , las corrientes en cada inductor incluyen una componente ac que depende de la frecuencia del puerto ac . Debido a que cada pierna tiene 2 niveles de voltaje, esta topología también es llamada *Two-Level Three-Port-Converter* (2L-TPC) y será presentada con más detalle en la sección 2.2. También existen los *Split Source Inverters* que incluyen una etapa de refuerzo en cada pierna por medio de elementos pasivos y diodos, pero solo permiten flujo de potencia unidireccional en el tercer puerto. La tercera subcategoría consiste en convertidores multinivel asimétricos de doble puerto (DP-AMI) en donde se conecta el puerto $dc2$ al punto neutro de un convertidor *Neutral Point Clamped* (NPC) en una topología tipo *T-type*. Si bien tienen un funcionamiento más flexible, usan al menos el doble de dispositivos de conmutación que las subcategorías anteriores, pero sin usar dispositivos pasivos. Sin embargo su capacidad de regulación es limitada en el puerto $dc2$ y genera un funcionamiento desequilibrado.

La segunda categoría es denominada *Impedance Source Dual Input Inverters* e incluyen fuente de impedancia modificadas para incorporar una segunda entrada de *dc* a la red de impedancia. Si bien tiene un número levemente mayor de dispositivos de conmutación que las *Integrated Dual-Source dc-ac*, esta opción es más adecuada para aplicaciones donde la razón de voltajes no es muy alta, de lo contrario se deben agregar elementos pasivos. La primera subcategoría *Z-source inverter* incluye una segunda etapa de *dc* en uno de los condensadores permitiendo un flujo bidireccional entre los puertos. La segunda subcategoría *Quasi-Z-source inverter* crea un riel *dc* común entre los puertos *dc1* y *ac*, produciendo corrientes continuas en ambos puertos reduciendo el tamaño de componentes pasivos, pero tienen limitadas capacidades de tensión.

Por último, la tercera categoría *Partially Isolated dual-input* presentan un aislamiento galvánico entre los puertos *dc* y *ac*. Están basados en topologías *flyback* y *dual active bridge* e incluyen un puerto *dc* adicional en el lado primario del transformador. Controlan su potencia con desplazamiento de doble fase o de triple fase. Si bien tienen un volumen reducido por el enlace de alta frecuencia, tiene un elevado número de componentes y requiere técnicas de control y modulación complejas en comparación con las otras categorías.

1.3. Control Clásico de Conversores de Potencia

Los controladores modernos en electrónica de potencia se basan en tres requerimientos básicos: 1) controlar la corriente alterna del convertidor, ya sea para controlar el torque/flujo en una máquina o la potencia activa/reactiva en la red eléctrica; 2) tener un gran ancho de banda del controlador para un seguimiento efectivo de la referencia, sobre todo en aplicaciones que exigen respuestas dinámicas rápidas; y 3) mantener bajas pérdidas de conmutación pero con una baja distorsión armónica. La Fig.1.9 muestra un mapa general de los controladores más usados en convertidores y accionamientos (Rodriguez & Cortes, 2012).

El control aplica una variable manipulada $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{n_u}$ para gobernar alguna variable controlada $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{n_y}$ siguiendo su referencia $\mathbf{y}^*$. En los casos donde la variable manipulada es de naturaleza continua, es posible suponer que el convertidor puede suministrar cualquier valor de dicha variable dentro de un intervalo $[\mathbf{u}_{\min}, \mathbf{u}_{\max}]$. Dada la naturaleza discreta de los convertidores, en general no es posible manipular un valor de actuación continuo, por lo que normalmente se utilizan técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) para que durante un periodo de tiempo, el promedio de una secuencia de conmutación produzca el valor necesario para manipular la planta. La principal ventaja de utilizar una etapa de modulación es que el objetivo de control se desacopla de la manipulación de los interruptores del convertidor. Sin embargo, la forma de onda conmutada final obtenida presenta un espectro armónico, en el que aparece una distorsión armónica no deseada debido a la conmutación. Si bien la modulación puede reducir la velocidad de respuesta dinámica del control, tiene la ventaja de generar armónicos definidos que pueden fácilmente filtrados.

La implementación más sencilla de un controlador de bucle cerrado es el controlador de histéresis. En este tipo de controlador se manipulan los estado de conmutación por fase del convertidor para mantener la variable manipulada (generalmente la corriente) dentro de una banda de histéresis que rodea una referencia. Esta técnica de control es ampliamente utilizada en procesos industriales (Leon, Kouro, Franquelo, Rodriguez, & Wu, 2016). Dentro de sus variantes se encuentra el *Direct Torque Control* (DTC) que utiliza controladores de histéresis en el accionamiento de máquinas haciendo seguimiento del torque y flujo mediante una *Look Up Table* (LUT) para elegir el mejor estado de conmutación (vector de voltaje) que siga ambos objetivos (Takahashi & Noguchi, 1986). El método análogo para aplicaciones conectadas a la red es llamado *Direct Power Control* (DPC), donde los objetivos del controlador son la potencia activa y reactiva (Noguchi, Tomiki, Kondo, & Takahashi, 1998).

Otra técnica muy popular en el control de conversores son los controladores lineales. Estos se basan en el uso de condiciones pasadas y actuales calculadas mediante el error de la variable controlada definido por $\Delta \mathbf{y} = \mathbf{y}^* - \mathbf{y}$ para proporcionar la actuación de la

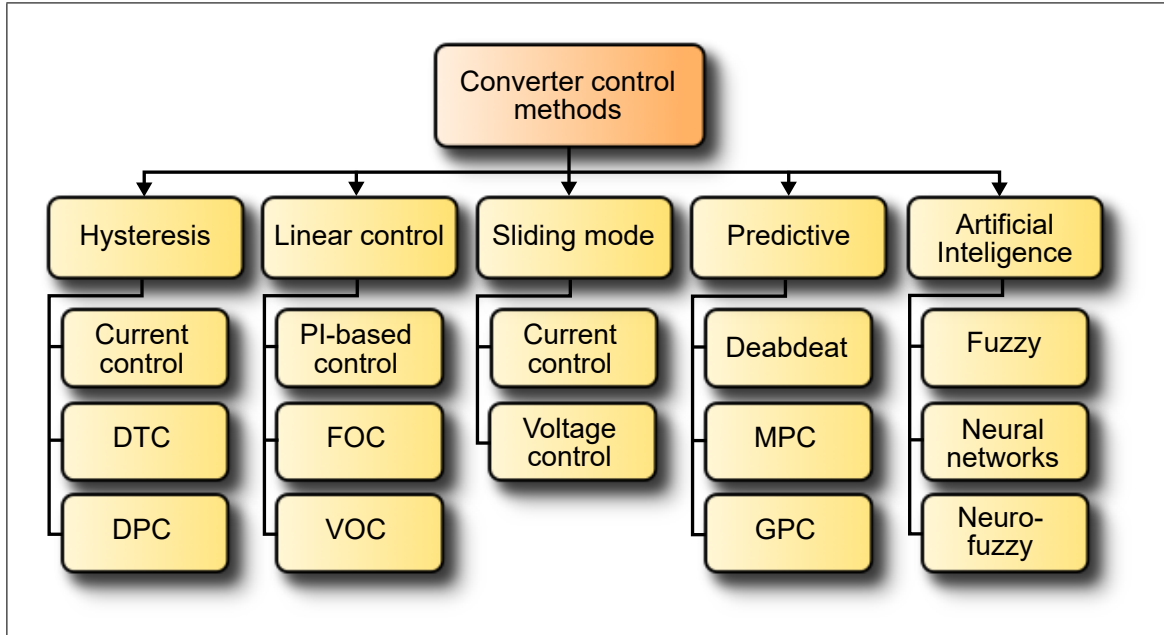


Figura 1.9. Esquemas de control para convertidores de potencia. Figura adaptada de (Rodriguez & Cortes, 2012).

variable manipulada (Schwenzer, Ay, Bergs, & Abel, 2021). El controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) es el más conocido y tiene una gran importancia y difusión en las aplicaciones industriales (Ang, Chong, & Li, 2005). Este controlador controla la actuación de la variable u mediante

$$u = K_p \Delta y + K_i \int_0^{T_0} \Delta y(\tau) d\tau + K_d \frac{d\Delta y}{dt} \quad (1.1)$$

Aunque existen varias reglas de configuración y calibración, a menudo es difícil encontrar una parametrización adecuada para amplios rangos de operación, especialmente para sistemas no lineales o variables en el tiempo (Visioli, 2006).

La Fig. 1.10 muestra una aplicación clásica para el accionamiento de una máquina conectada a la red –ya sea directamente o a través de un cargador– utilizando controladores lineales. Este esquema de control por el lado de la red es llamado *Voltage Oriented Control* (VOC) y su versión equivalente para el control de máquinas *ac* es llamado *Field Oriented*

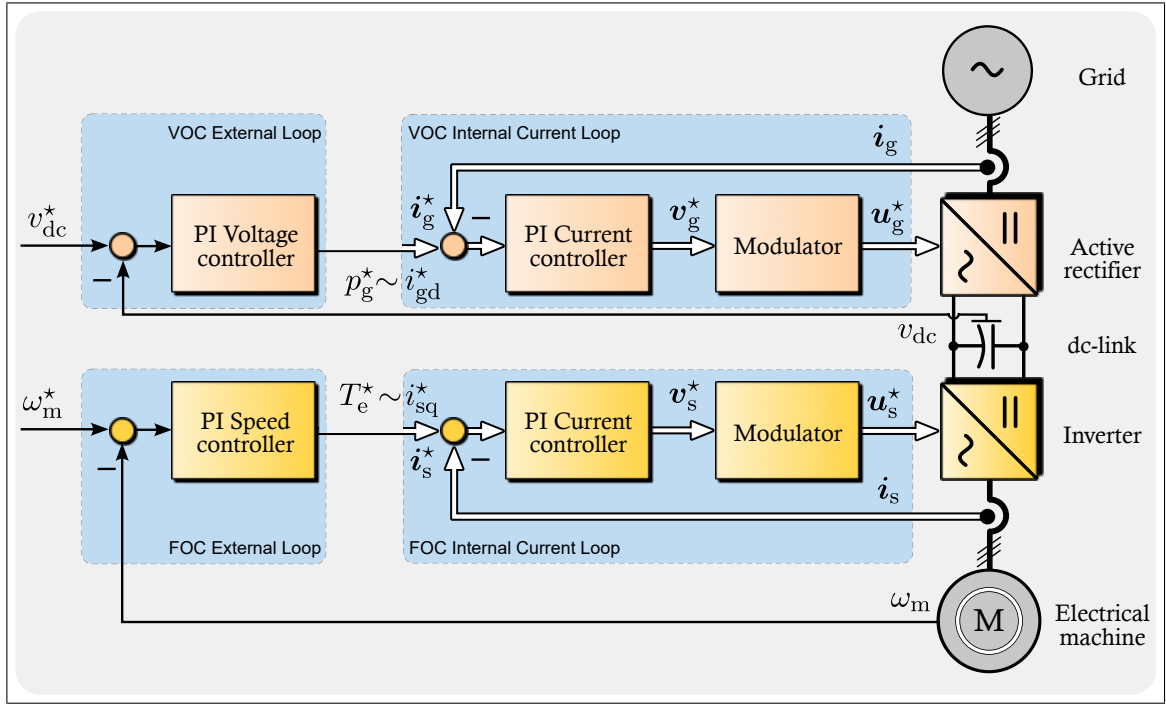


Figura 1.10. Sistema B2B con bucles de control VOC y FOC.

Control (FOC). El convertidor del lado de la red en general es un rectificador de frente activo (AFE) y el convertidor del lado de la máquina un inversor. El capacitor en el *dc-link* actúa como elemento de desacople y la tarea de control global se descompone en el controlador del lado de la red y el controlador del lado de la máquina. Debido a la disposición simétrica de los convertidores, esta topología también es conocida como *Back to Back* (B2B).

El controlador VOC mantiene a v_{dc} en su valor de referencia v_{dc}^* ajustando la referencia de la potencia real p_g^* . La referencia de la potencia reactiva q_g^* suele ajustarse a cero. Estas potencias se traducen a una referencia de corriente directa de red i_{gd}^* . El bucle interior, que es el controlador de corriente, regula las corrientes de red manipulando la tensión aplicada por el convertidor a la red. En la mayoría de los casos, el controlador de corriente consta de dos controladores proporcionales-integrales (PI) en un sistema de referencia ortogonal giratorio, que ajustan la referencia de tensión de valor real v_g^* , que el modular traduce en la señal de conmutación u_g^* .

De manera análoga, se utiliza una estructura de control en cascada en el lado de la máquina denominada FOC (*Field Oriented Control*). El lazo de control FOC, un tipo de control vectorial, es un método de control para motores *ac* que simplifica el control asemejándose al control de motores de corriente continua. Utilizando una orientación de campo adecuada, la corriente del estator puede descomponerse en una componente directa y otra en cuadratura, las cuales son proporcionales al flujo y al torque, respectivamente. Estos dos componentes se controlan desacopladamente. Existen 3 tipos de FOC según su orientación de flujo: 1) orientación de flujo del estator; 2) orientación de flujo del entrehierro; y 3) orientación de flujo del rotor. El último tipo es el más utilizado (Wu & Narimani, 2016) y es el que presenta mejor respuesta dinámica (Pereda, 2013). La orientación del flujo del rotor se consigue alineando el eje directo del marco de referencia síncrono con el vector de flujo del rotor ψ . Existen otras clasificaciones para el FOC, por ejemplo, según la obtención del ángulo del flujo del rotor θ_r y puede ser “directo” o “indirecto” dependiendo si el flujo se obtiene por sensores inductivos o mediante un observador respectivamente.

La Fig.1.11 muestra un diagrama de bloques detallado para un accionamiento controlado por FOC. El controlador externo se compone por dos controladores lineales, uno para la velocidad ω_m y uno para el flujo ψ que entregan las referencias de corriente directa y de cuadratura en un marco de referencia síncrono. Estas corrientes permiten controlar el flujo y el torque de la máquina como se mostrará en detalle en la sección 2.6.3. Las corrientes de referencia son controladas por controladores lineales de corriente para determinar los voltajes de referencia que son transformados a un marco estacionario del estator y modulados por un bloque PWM para accionar el convertidor. Dependiendo de la máquina utilizada, la obtención del ángulo entre el flujo producido por la corriente y el flujo magnético del rotor denotado por δ y la magnitud del flujo ψ pueden ser estimados con el modelo del motor utilizando la velocidad ω_m si es una máquina de inducción (IM) o deducido del valor medido con el sensor de posición θ_m si es una máquina síncrona (SM).

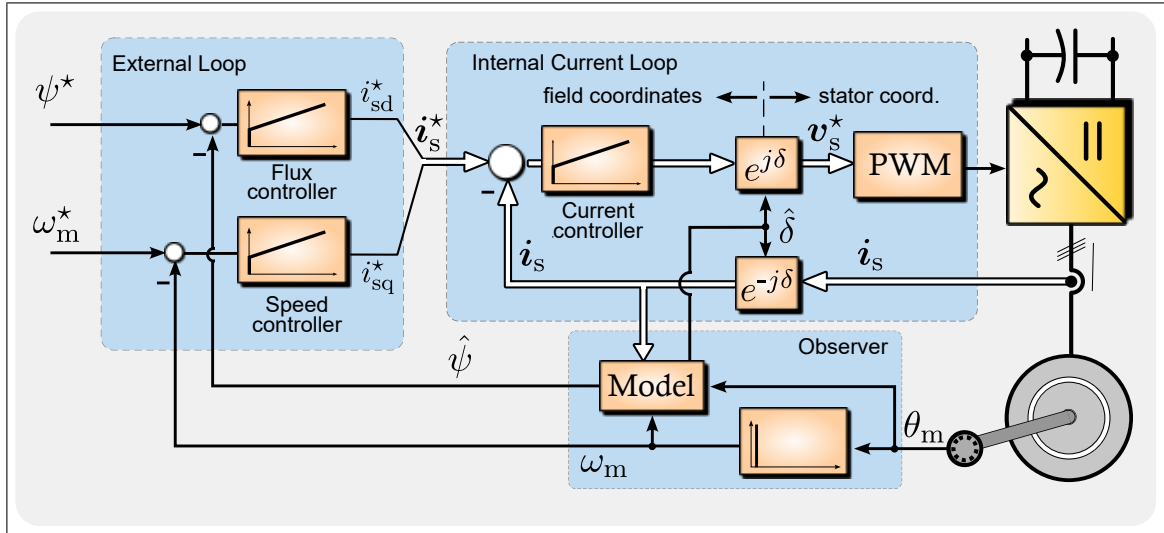


Figura 1.11. Esquema del *Field Oriented Control*. Figura adaptada de (Kazmierkowski & Malesani, 1998).

Otras técnicas más avanzadas y modernas como el *Sliding Mode Control* utilizan controladores no lineales (Jin, Sun, Lei, Guo, & Zhu, 2022) que ejecutan acciones de control discontinuas que cambia entre dos estructuras diferentes del sistema, de forma que existe un nuevo tipo de respuesta del sistema, denominado modo deslizante (Liu et al., 2020). Por otro lado, el control predictivo (MPC) se basa en el uso de un modelo del sistema para calcular predicciones del comportamiento futuro de las variables controladas. Así, usando un criterio de optimización se selecciona la acción de control adecuada (Wang, Fang, Lin, Lin, & Yang, 2019). Esta técnica se analiza con detalle en la sección 1.4. Finalmente, el uso de inteligencia artificial se ha usado en el control de convertidores de potencia, donde las técnicas más importantes son el control por lógica difusa, redes neuronales o combinaciones de ellas (Pandey, Pathak, Kumar, & Mondal, 2023).

1.4. Estado del Arte del MPC

Entre los nuevos esquemas de control, el *Model Predictive Control* (MPC) parece ser una alternativa muy interesante para el control de convertidores y accionamientos de potencia. Esta técnica calcula la acción de control resolviendo, en cada período de muestreo,

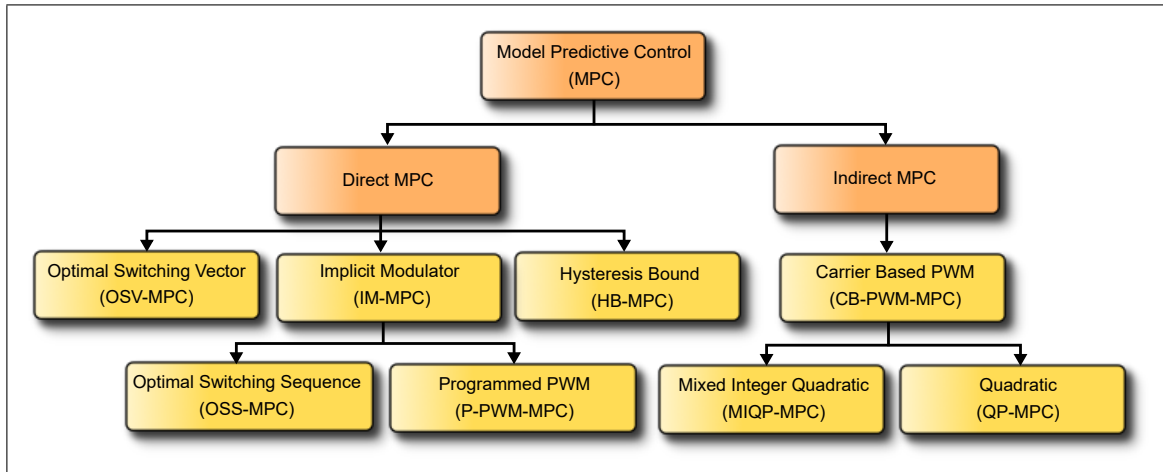


Figura 1.12. Clasificación de estrategias MPC para convertidores de potencia y accionamientos.

un problema de control óptimo sobre un horizonte finito (Goodwin, Graebe, & Salgado, 2001) (Rawlings, Mayne, & Diehl, 2017). Para ello, el MPC utiliza el modelo dinámico del sistema para predecir su comportamiento futuro a partir de su estado actual, lo que genera una secuencia de control óptima. La acción de control óptima que debe aplicarse a la planta es el primer elemento de esta secuencia. En general, una de las ventajas del MPC es que los conceptos son sencillos e intuitivos y tanto las restricciones como las no linealidades pueden incluirse directamente en la fase de formulación del controlador.

En el contexto de la electrónica de potencia y los accionamientos eléctricos, es conveniente clasificar los métodos MPC en función de como se controlan los dispositivos de conmutación (Quevedo, Aguilera, & Geyer, 2014) y, en consecuencia, del tipo de problema de optimización planteado para calcular las acciones de control óptimas (Linder & Kennel, 2005). Como se muestra en la Fig.1.12, los métodos MPC se clasifican en dos grandes categorías. La estructura principal de cada categoría se ilustra en la Fig. 1.13. Por un lado, se encuentra el MPC Indirecto (IMPC), en donde el controlador calcula una señal de control continua y, a continuación, utiliza un modulador para generar la tensión de salida deseada en el convertidor de potencia. Por otro lado, se encuentra el MPC Directo (DMPC), donde el controlador realiza en una misma etapa computacional el cálculo de la acción de control a aplicar, sin requerir de un modulador externo (P. Karamanakos,

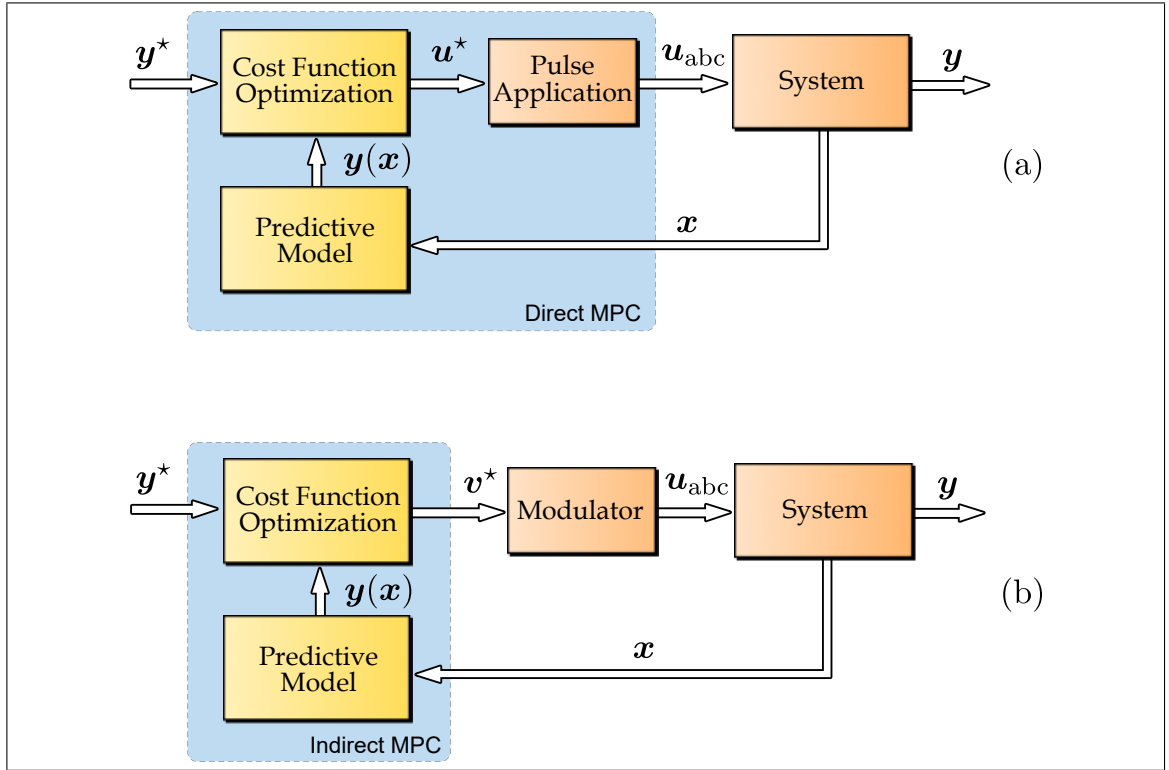


Figura 1.13. Estructura del MPC: (a) directo; (b) indirecto.

Liegmann, Geyer, & Kennel, 2020). A continuación, se presentan con mas detalle estas estrategias MPC.

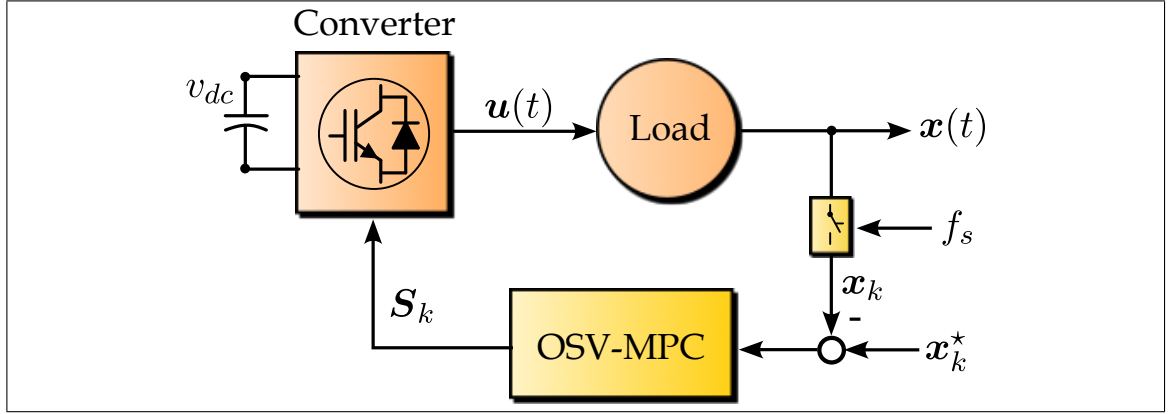


Figura 1.14. Diagrama de bloques OSV-MPC (Mora, 2019).

1.4.1. MPC Directo (DMPC)

Los esquemas basados en MPC directos tienen una estructura con un modulador implícito, tal como se muestra en la Fig. 1.13(a). Se distinguen tres categorías distintas: 1. *Optimal Switching Vector* (OSV-MPC), 2. *Implicit Modulator* (IM-MPC) y 3. *Hysteresis Bound* (HB-MPC). A continuación se analiza cada una de estas categorías.

1.4.1.a. *Optimal Switching Vector* MPC (OSV-MPC)

Este método de control predice el comportamiento futuro del sistema para cada vector de conmutación factible $u_k \in \mathcal{U}_s = \{u_1, \dots, u_w\}$ mediante el uso del modelo en tiempo discreto del sistema. Es por esto que también se le llama *Finite-Control-Set MPC* (FCS-MPC), donde el conjunto finito consiste en los vectores de tensión de salida del convertidor de potencia. Para obtener el vector de conmutación óptimo $u_k^* \in \mathcal{U}_s$, se evalúa una función de costo adecuada para las trayectorias previstas del sistema. El vector espacial (SV) que minimiza la función de costo es la acción de control que se aplica durante todo el siguiente período de muestreo (Rodríguez et al., 2013). En consecuencia, no se requieren etapas de modulación (Mora, 2019). La Fig. 1.14 muestra un diagrama simplificado del controlador.

La técnica OSV-MPC corresponde al método MPC más popular y es ampliamente utilizado en el mundo académico por sus variadas ventajas como tener un procedimiento de diseño sencillo e intuitivo y una sencilla implementación (Rodriguez et al., 2007). El problema de control óptimo puede resolverse fácilmente, incluso para problemas de optimización multi-objetivo que incluyen restricciones del sistema. Además, el método ofrece la respuesta más rápida en el control debido a que no hay modulación, por lo que puede ser atractiva en aplicaciones que requieran gran dinámica en su operación.

Sin embargo, a menos que se agreguen términos en la función objetivo o restricciones al problema de optimización (Baidya, Aguilera, Acuña, Vazquez, & du Toit Mouton, 2018) se puede conducir al mismo SV óptimo durante varios ciclos de conmutación consecutivos debido a que OSV-MPC maneja directamente los vectores espaciales. Por este motivo, la estrategia genera una frecuencia de conmutación variable, produciendo un espectro armónico disperso y un mayor rizado en las formas de onda sintetizadas por el convertidor comparado con técnicas que incluyen etapas de modulación a frecuencias de conmutación similares (Geyer, 2011). Además, OSV-MPC conlleva un gran peso computacional porque se debe evaluar la función de costo de todo el set en un tiempo de muestreo, lo que puede dar lugar a problemas de optimización difíciles de implementar en la práctica. Los investigadores a menudo recurren a simplificaciones de diseño que restan eficacia y dan lugar a un rendimiento inferior en comparación con las técnicas de control convencionales (P. Karamanakos & Geyer, 2020). Por último, la elección adecuada de los pesos en la función objetivo puede ser un desafío y causar un seguimiento inadecuado en las variables de control en ciertas regiones de operación.

1.4.1.b. *Implicit Modulator* MPC (IM-MPC)

Como se ha reportado en la literatura, para superar algunas de las dificultades de OSV-MPC estándar, la estrategia IM-MPC utiliza un conjunto de vectores de conmutación que son aplicados durante un período de conmutación de forma conveniente.

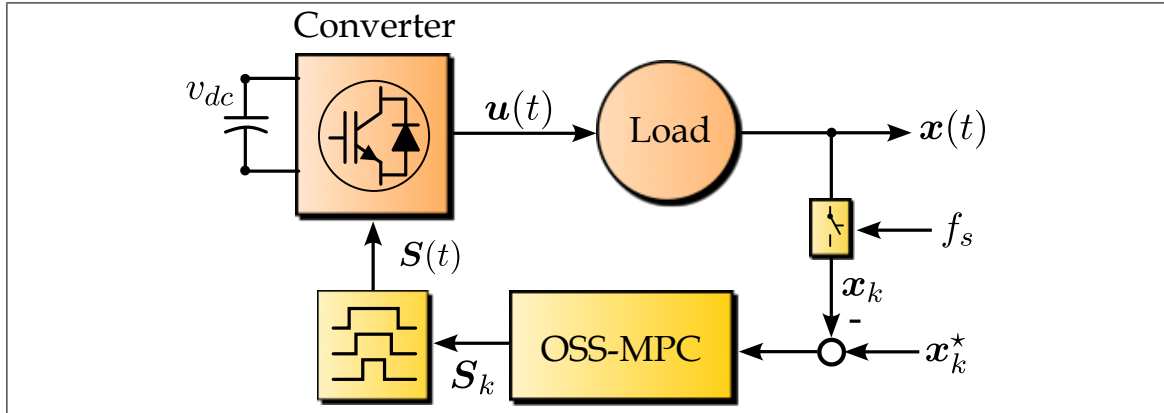


Figura 1.15. Diagrama de bloques OSS-MPC (Mora, 2019).

El primer tipo, es conocido como *Optimal Switching Sequence* MPC (OSS-MPC), e introduce el concepto de instantes de tiempo de conmutación variables cambiando el estado de los interruptores en cualquier instante de tiempo dentro del intervalo de muestreo, emulando el comportamiento de las técnicas de modulación vectorial o por ancho de pulso. Para ello, se calculan tanto las posiciones óptimas de los interruptores como los ciclos de trabajo asociados (Bifaretti et al., 2012). Así, el problema de control óptimo se formula considerando el instante en que el que el vector de conmutación cambia de un estado a otro. De este modo, se introduce una mayor granularidad en la conmutación permitiendo la delimitación de la distorsión armónica a frecuencias mayores y definidas en las variables de interés. Además, algunos de estos métodos consiguen que el convertidor de potencia funcione a una frecuencia de conmutación fija, con lo que se producen pérdidas de conmutación determinísticas (P. P. Karamanakos, Ayad, & Kennel, 2018). La Fig.1.15 muestra un diagrama simplificado de la estrategia OSS-MPC.

El segundo tipo es conocido como *Programmed* PWM MPC (P-PWM-MPC) y consta de una mezcla entre métodos MPC directos con PWM programada, es decir, métodos de modulación que prescinden de un intervalo de modulación fijo. El patrón de conmutación y los instantes de conmutación se calculan fuera de línea en función de algunos criterios de optimización, como la minimización de la THD de la corriente y/o la eliminación de determinados armónicos. El P-PWM-MPC se implementa en forma de *Selective*

Harmonic Elimination (SHE) (Patel & Hoft, 1974) o como *Optimal Pulse Pattern* (OPP) (Buja, 1980). La idea de manipular los instantes de conmutación de los OPPs de forma predictiva se introdujo en (Holtz & Beyer, 1995), para el seguimiento de la trayectoria de referencia de la corriente y el flujo del estator. Estos métodos, sin embargo, carecen de la política de horizonte decreciente y no distinguen entre los componentes fundamentales y de ondulación, lo que complica el diseño del observador (Holtz & Oikonomou, 2008). Para resolver estos problemas, se consideraron necesarios algoritmos MPC más sofisticados para el control de OPP, lo que dio lugar a los métodos presentados en (Geyer, 2011). También, en (R. Aguilera et al., 2017) se presenta un MPC utilizando técnicas de SHE. Debido a la naturaleza de los métodos de modulación programada, es posible conseguir distorsiones armónicas muy bajas, pero son bastante elaboradas, ya que el control rápido en bucle cerrado es un reto.

Se han implementado estrategias IM-MPC en diversas aplicaciones y con distintas variantes según la aplicación específica. Por ejemplo, en (Tarisciotti et al., 2015) se introduce una estrategia de control basada en heurística para calcular los ciclos de trabajo relacionados con los vectores cero y activo de un convertidor tipo fuente de voltaje (VSC) de dos niveles. El controlador se denomina MPC modulado, y es capaz de operar con frecuencia de conmutación fija manteniendo la dinámica rápida inherente al OSV-MPC. En (Mora et al., 2019) se utiliza un OSS-MPC para un convertidor 3L-NPC conectado a la red.

También se han estudiado esquemas IM-MPC en máquinas eléctricas. Por ejemplo, en (Fuentes, Silva, & Kennel, 2016) se introduce un esquema de control que combina técnicas MPC y PWM para el accionamiento de una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) basado en un conversor fuente de voltaje de 2 niveles (2L-VSC). En esta estrategia, el error de seguimiento producido por cada SV se evalúa utilizando una función de coste cuadrática. Se seleccionan los dos vectores activos de menos coste y se calculan sus ciclos de trabajo resolviendo un sistema de ecuaciones lineales derivadas de un análisis

geométrico. Debido a su estructura, el algoritmo resultante se comporta como un controlador *deadbeat* multivariable. Por lo tanto, considerando errores de modelado, retardos no modelados y perturbaciones externas, este controlador puede producir un rendimiento en lazo cerrado deteriorado (Quevedo et al., 2014). Este trabajo fue extendido en (García, Silva, Rodríguez, Zanchetta, & Odhano, 2018) para considerar la región de sobremodulación. En (Rubio & Pereda, 2023) también se utiliza una PMSM pero en un convertidor 2L-TPC utilizando OSS-MPC. En este trabajo, se utiliza la redundancia del vector cero para el control del tercer puerto y se compara el método con un OSV-MPC equivalente.

Otros trabajos utilizan MPC con esquemas de control DPC. Por ejemplo, en (Larrinaga, Vidal, Oyarbide, & Apraiz, 2007) se ha abordado un problema de optimización restringida (COP) para un problema de DPC en convertidores 2L-VSCs. Este trabajo se mejora en (Vazquez et al., 2015) asociado a los seis sectores en los que se suele dividir la región de control. Esto proporciona seis secuencias de conmutación óptimas locales y sus valores de coste asociados.

1.4.1.c. *Hysteresis Bound MPC*

La estrategia *Hysteresis Bound MPC* (HB-MPC) fue la primera versión rudimentaria de controladores MPC aplicados en los convertidores de potencia (Holtz, 1983) (Pacas & Weber, 2005). Este algoritmo emplea límites de histéresis dentro de los cuales las variables de interés, como las corrientes del estator, el torque electromagnético o la magnitud del flujo, necesitan ser limitadas. Posteriormente, se idearon derivadas más sofisticadas que adoptan una variedad de criterios de optimización y/o horizontes de predicción no triviales (Papafotiou, Kley, Papadopoulos, Bohren, & Morari, 2009). Además, la versatilidad del método en discusión permitió diferentes tipos de límites de histéresis que afectan al rendimiento del sistema en términos de, por ejemplo, distorsiones armónicas o pérdidas de conmutación (Beerten, Verveckken, & Driesen, 2010).

1.4.2. MPC Indirecto (IMPC)

Los esquemas basados en MPC indirectos tienen una estructura con modulador externo, como se muestra en la Fig.1.13(b) y son métodos que emplean PWM basados en portadora, como PWM sinusoidal (SPWM) o modulación de tipo Space Vector Modulation (SVM) (Holtz, 1994). Dependiendo de la formulación del problema MPC, es decir, si es un problema de programación cuadrática entera mixta (MIQP) o simplemente un problema de programación cuadrática (QP) (con o sin restricciones), los métodos se pueden dividir en dos categorías.

La primera categoría MIQP-MPC utiliza un MPC explícito para resolver el MIQP. En concreto, el problema de optimización subyacente al MPC se resuelve sin conexión para todos los estados posibles del sistema electrónico de potencia. Como resultado, se obtiene la ley de control de retroalimentación de estado y se almacena en tablas (Borrelli, Bemporad, & Morari, 2017), mientras que métodos como las estrategias *Branch and Bound* (B&B) se emplean en tiempo real para obtener la solución de una manera computacionalmente eficiente (Wolsey, 1998). Sin embargo, los esquemas MIQP (también llamados MPC explícitos) no son adecuados para problemas de mayor dimensión, ya que los requisitos de memoria para almacenar la ley de control explícita aumentan exponencialmente con el tamaño y la complejidad del problema.

La segunda categoría QP-MPC enmascara totalmente la naturaleza de conmutación del convertidor de potencia. De este modo, el problema de optimización puede plantearse como un problema tipo QP con o sin restricciones. En comparación con los métodos anteriores, el primero es relativamente más fácil de resolver en tiempo real gracias a los diversos *solvers* autónomos existentes (Hanke, Wallscheid, & Böcker, 2019) (Toso, Carlet, Favato, & Bolognani, 2019) (Cimini, Bernardini, Levijoki, & Bemporad, 2021). El segundo permite una solución analítica del problema MPC (Hackl, 2015). Esto significa que la ley de control de retroalimentación de estado puede calcularse fuera de línea, lo que simplifica enormemente la implementación de dichos controladores.

1.5. Propuesta de Tesis

Esta sección presenta la motivación en la que se funda este trabajo, proporcionando las hipótesis formuladas, los objetivos del proyecto, la metodología utilizada y una breve descripción de la organización de esta tesis.

El uso de convertidores multipuerto está siendo de gran relevancia en sistemas de almacenamiento de energía híbridos (HESS), sistemas de generación renovable con almacenamiento, y en vehículos eléctricos que normalmente utilizan varias etapas de convertidores en cascada. Sin embargo, el uso de convertidores multipuerto, los cuales son más complejos, requieren técnicas de control más sofisticadas.

La implementación de un método OSS-MPC en un convertidor 2L-TPC para un HEV surge como una alternativa atractiva porque posee tres ventajas. En primer lugar, proporciona una frecuencia de conmutación fija y espectro de conmutación bien definido en las tensiones de salida del inversor, favoreciendo una buena calidad de la corriente de la máquina como del tercer puerto. En segundo lugar, permite trabajar con un problema de optimización multi-objetivo que incluye las restricciones del problema y no utiliza factores de ponderación que son propios de controladores tradicionales como controladores PI (FOC/VOC estándar) o controladores MPC clásicos tipo OSV-MPC. En tercer lugar, no sacrifica la buena respuesta dinámica inherente de los controladores predictivos, particularmente la que caracteriza al control OSV-MPC

1.5.1. Contribución

El OSS-MPC proporciona una potencial solución que reúne ventajas de distintos métodos de control tradicional. Sin embargo, debido a la aplicación específica de este método de control en un convertidor 2L-TPC conectado a una PMSM anisotrópica en su salida *ac*, existen desafíos relevantes que se abordan detalladamente en este trabajo a través de las siguientes contribuciones:

1. Desarrollo de un método OSS-MPC para el control de una PMSM anisotrópica en condiciones de funcionamiento estacionarios y transitorios. Los OSS-MPC propuestos hasta ahora en el estado del arte sólo obtienen los tiempos de aplicación óptimos en condiciones de funcionamiento estacionario. Se han propuesto modelos heurísticos u otros métodos que funcionan durante los transitorios, pero sólo en aplicaciones en máquinas isotrópicas y en conexiones a la red (Mora, 2019).
2. Desarrollo de un método OSS-MPC que proporcione un error medio de seguimiento en estado estacionario casi nulo. En general, los métodos OSS-MPC tradicionales tienen un error medio de seguimiento en estado estacionario distinto de cero, por lo que la trayectoria del sistema puede converger a una región acotada alrededor de la referencia, pero no precisamente a ella. Esto se debe a que el objetivo de control es reducir la diferencia entre el valor instantáneo de las variables a controlar y sus referencias al final del ciclo de conmutación, siguiendo la filosofía de la estrategia OSV-MPC estándar.
3. Diseño un algoritmo de control con objetivo múltiple que no requiera ser sintonizado y cuyos factores solo impacten en la velocidad de respuesta transitoria pero no en el seguimiento estacionario de las variables controladas. El rendimiento de los modelos MPC con objetivo múltiple tradicionales dependen del diseño de los factores de ponderación que, en general, es un proceso no trivial. Además, el rendimiento del sistema depende de los puntos de funcionamiento y sus parámetros, por lo que debe evitarse la combinación de dos o mas objetivos en una única función de costo.
4. Diseño de una propuesta de control OSS-MPC optimizada que utilice menos esfuerzo computacional que estrategias OSS-MPC tradicionales y estrategias

OSV-MPC. En general, los métodos MPC directos requieren una cantidad significativa de cálculos. Además, al comparar OSS-MPC tradicional y OSV-MPC, el primero tiene una mayor carga computacional, principalmente porque resuelve un problema de control óptimo continuo sobre un conjunto finito de secuencias de conmutación.

5. Desarrollo de una estrategia de control predictivo OSS-MPC en un 2L-TPC conectado a una PMSM que pueda controlar de manera simultánea las corrientes de los puertos del convertidor. Actualmente el convertidor 2L-TPC solo se ha controlado con estrategias OSV-MPC estándar y se ha mejorado su desempeño utilizando filtros LQR (Neira, 2023), pero no se ha propuesto una estrategia de control que desde su propia naturaleza controle el sistema manteniendo un espectro armónico definido en los voltajes sin sacrificar la respuesta dinámica.

1.5.2. Hipótesis

Un OSS-MPC en cascada (C-OSS-MPC) es aplicable a un convertidor 2L-TPC accionando una PMSM anisotrópica, y controlando los puertos dc de forma simultánea y satisfactoria, reuniendo los beneficios de distintas técnicas de control.

Para responder la hipótesis anterior de forma cuantitativa y objetiva, se plantean las siguientes hipótesis específicas:

- (H₁) C-OSS-MPC fija la frecuencia de conmutación consiguiendo un espectro armónico bien definido en la tensión de salida del inversor.
- (H₂) C-OSS-MPC mantiene una buena respuesta dinámica respecto de la estrategia OSV-MPC estándar.
- (H₃) C-OSS-MPC reduce el error de seguimiento implementando secuencias de conmutación asimétricas de doble actualización a costa de un aumento en las armónicas pares.

- (H₄) C-OSS-MPC proporciona los tiempos de aplicación óptimos de cualquier SV perteneciente a un conjunto finito de secuencias de conmutación predefinidas, incluso en condiciones de funcionamiento transitorias.
- (H₅) C-OSS-MPC reduce el error de seguimiento en estado estacionario mediante una compensación de retardo implementada.
- (H₆) C-OSS-MPC es implementable en una plataforma digital práctica basada en un controlador de tiempo real comercial.
- (H₇) C-OSS-MPC es complementable con un lazo de control externo de velocidad y con un control de alto nivel para la gestión de energía entre los puertos para aplicaciones específicas del inversor.

1.5.3. Objetivos

El objetivo general de este trabajo es desarrollar un OSS-MPC y caracterizar el funcionamiento del convertidor 2L-TPC conectado a una PMSM para la integración de recursos energéticos renovables, especialmente en aplicaciones que involucran vehículos eléctricos. La investigación de esta tesis busca alcanzar los siguientes objetivos específicos:

- (O₁) Desarrollar y caracterizar el funcionamiento de un 2L-TPC conectado a una máquina síncrona anisotrópica y dos puertos *dc*.
- (O₂) Desarrollar detalladamente la teoría matemática implicada tanto del conversor como de la máquina para documentar en profundidad su funcionamiento teórico.
- (O₃) Proponer una metodología MPC que permita controlar los puertos del conversor 2L-TPC con frecuencia de conmutación fija y espectro armónico bien definido, evitando el uso de factores de ponderación para controlar las distintas variables.
- (O₄) Diseñar un control que no sacrifique la respuesta dinámica del conversor y que minimice el error de seguimiento de las variables controladas.
- (O₅) Evaluar la operación del conversor en distintas regiones de operación (motor, generador, *dc-dc*) y analizar el impacto de perturbaciones externas.

- (O₆) Formular un algoritmo C-OSS-MPC computacionalmente eficiente que pueda implementarse en una plataforma digital real.
- (O₇) Implementar un prototipo de convertidor 2L-TPC a escala reducida para validar las estrategias de control propuestas.

1.5.4. Metodología

Para comprobar el cumplimiento de los objetivos y demostrar o refutar las hipótesis, primero se realiza un análisis bibliográfico de convertidores y controladores predictivos. En segundo lugar, se desarrolla un análisis teórico del sistema propuesto (convertor, máquina y optimizador), se diseña el controlador OSS-MPC. En tercer lugar, se implementa la propuesta C-OSS-MPC en un *software* de simulación. Finalmente se procede con la implementación en el banco de pruebas. Las variables, condiciones y pruebas de evaluación son aplicadas en simulación y/o en prototipos experimentales.

(a) **Variables de evaluación:** se muestran los índices de desempeño que se utilizan para validar/refutar la hipótesis en las distintas pruebas:

- Distorsión armónica total X_{THD} y distorsión armónica total ponderada X_{WTHD} de las formas de onda de una variable (corriente o voltaje).
- Error de seguimiento de las formas de onda de corriente E_i .
- Índice de modulación promedio $\bar{m}$.
- Tiempo de respuesta.

(b) **Condiciones de evaluación:** se muestran los modos de funcionamiento y las condiciones que pueden experimentar las variables controladas en cada prueba:

- Operación PMSM a distintas velocidades: constante/variable.
- Operación PMSM en modo: generador/motor.

- Operación puerto dc2 en modo: fuente/carga.

(c) **Pruebas de evaluación:** se muestra el listado de pruebas realizadas para validar/refutar las hipótesis propuestas:

- Modulación: simétrica/asimétrica.
- Retardo: compensado/no compensado.
- Validación matemática de la estrategia de control.
- Tipo de máquina: isotrópica/anisotrópica.
- Frecuencia de conmutación.
- Calibración de objetivos de control.
- Análisis de sensibilidad: sobreestimación/subestimación.
- Tipo de controlador: OSS-MPC/OSV-MPC.
- Control externo PMSM: torque/velocidad.
- Control externo dc2: manual/automático.

1.5.5. Organización de la Tesis

El **Capítulo 2** presenta una breve revisión de las ecuaciones de potencia eléctrica en convertidores y potencia mecánica en sistemas electromecánicos. Se analiza el funcionamiento del convertidor 2L-TPC en detalle con sus rangos de operación y modos de funcionamiento. También se realiza una revisión y análisis teórico del control vectorial y una deducción completa del modelo de la máquina que será utilizada.

El **Capítulo 3** presenta la nueva estrategia OSS-MPC para el control de convertidores 2L-TPC conectado a dos fuentes *dc* y una PMSM. Se propone un algoritmo de control eficiente para reducir la carga computacional típicamente observada en este tipo de estrategias MPC, presentando detalladamente la solución óptima para todas las condiciones

de operación y las opciones de funcionamiento del C-OSS-MPC. También se diseña un lazo de control externo y se presenta el esquema de control completo.

El **Capítulo 4** presenta los índices de desempeño y se analizan los resultados de simulación, que incluyen, análisis de distintas modulaciones, diseño de una estrategia de compensación, validación del algoritmo y un análisis para distintos esfuerzos de control. También se realiza un análisis de sensibilidad donde se determinan expresiones teóricas de error y se compara el método con una estrategia OSV-MPC equivalente. Luego, se presenta el algoritmo de control completo, donde se analizan en detalle múltiples variables y modos de funcionamiento. Finalmente se analiza la potencia entre los puertos del convertidor.

El **Capítulo 5** presenta una descripción del banco de pruebas construido y una breve revisión teórica de las pruebas para estimar los parámetros del sistema. Luego, se presentan los resultados de las pruebas a velocidad fija y de velocidad variable en distintos modos de operación.

Las conclusiones son presentadas en el **Capítulo 6**. Los **Anexos** presentan los detalles de la implementación y los equipos utilizados.

2. MARCO TEÓRICO

Este capítulo presenta los principios teóricos en los que se basa el funcionamiento del 2L-TPC, la máquina y el controlador. El capítulo comienza describiendo aplicaciones electromecánicas, definiciones básicas de potencia eléctrica y mecánica y perfiles de carga en sistemas mecánicos. Luego se presenta el convertidor 2L-TPC incluyendo su principio de funcionamiento y modelación matemática. A continuación se presentan los fundamentos teóricos del espacio y modulación vectorial y se integran dichas definiciones con el funcionamiento del convertidor. También se desarrolla la teoría de los rangos de operación y finalmente se presenta un breve repaso de la máquina utilizada, junto con todo el desarrollo matemático en distintos marcos de referencia que facilitan el buen entendimiento de la estrategia de control propuesta en el capítulo 3 y el análisis de resultados en los capítulos 4 y 5.

2.1. Accionamientos con Aplicaciones Multipuerto

Uno de los convertidores por excelencia para el accionamiento de máquinas de bajo y medio voltaje es el clásico inversor trifásico de dos niveles (2L-VSC). Sin embargo, este convertidor solo puede conectar un puerto dc con uno ac , requiriendo de convertidores adicionales para aplicaciones con más puertos. Ahora, el 2L-VSC puede transformarse fácilmente en un convertidor multipuerto 2L-TPC para añadir, por ejemplo, una segunda fuente de almacenamiento o fuente de potencia y crear un sistema BESS. En la Fig. 2.1 se muestra un sistema eólico dos convertidores de dos niveles en una configuración B2B, en donde el convertidor del lado de la máquina se le ha añadido un tercer puerto para convertirlo en un 2L-TPC.

Para caracterizar los flujos de energía que pasan por los convertidores, se debe tener la naturaleza de las señales del convertidor. Para las señales dc , los flujos de potencia se calculan directamente en los puertos $dc1$ y $dc2$ como,

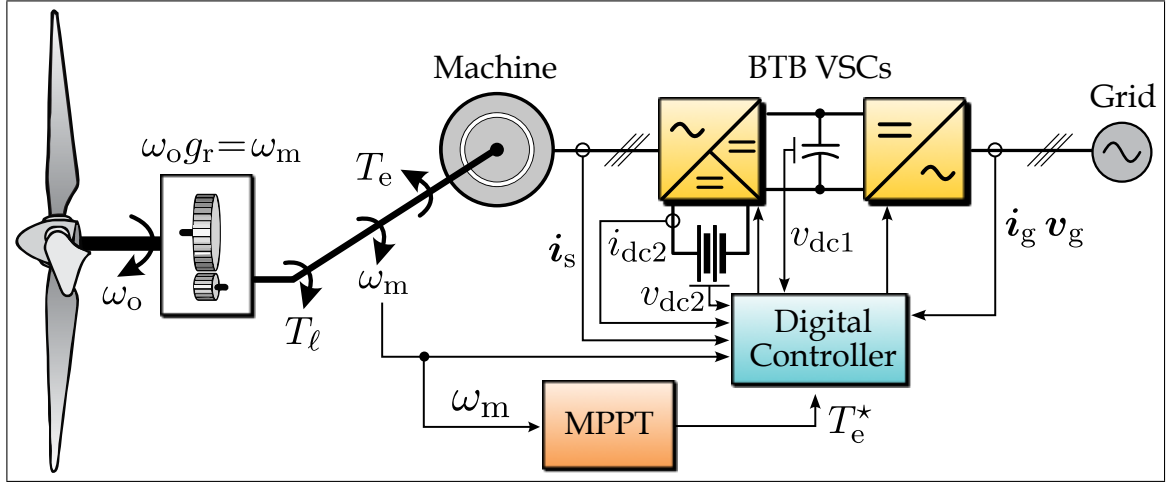


Figura 2.1. Sistema B2B de conversión de energía eólica.

$$p_{dc1} = v_{dc1} i_{dc1} \quad ; \quad p_{dc2} = v_{dc2} i_{dc2} \quad (2.1)$$

Para las salidas *ac*, particularmente en el convertidor 2L-TPC conectado a la máquina, la relación dinámica de potencia se define en base a las corrientes y tensiones aplicadas por el convertidor mediante un uso conveniente de la transformada $\alpha\beta 0$ dada en (2.12) (“The Instantaneous Power Theory”, 2017). Empleando la representación vectorial de las corrientes y tensiones según $\mathbf{i}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ y $\mathbf{v}_s = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$ respectivamente, la potencia trifásica entregada a la máquina mediante los tres conductores puede determinarse según,

$$p_s = \frac{3}{2} (v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (2.2a)$$

$$q_s = \frac{3}{2} (v_{s\beta} i_{s\alpha} - v_{s\alpha} i_{s\beta}) \quad (2.2b)$$

Otra aplicación notable donde el uso del convertidor 2L-TPC es de gran utilidad es en tren de potencia de un vehículo eléctrico. La Fig. 2.2 muestra un esquema de un vehículo con celda de combustible donde el convertidor 2L-TPC administra la energía que se entrega a la máquina, donde la potencia puede provenir de la batería por el puerto dc1 o de una fuente alternativa por el puerto dc2 (FCs, ultracapacitores, otra batería, etc). La

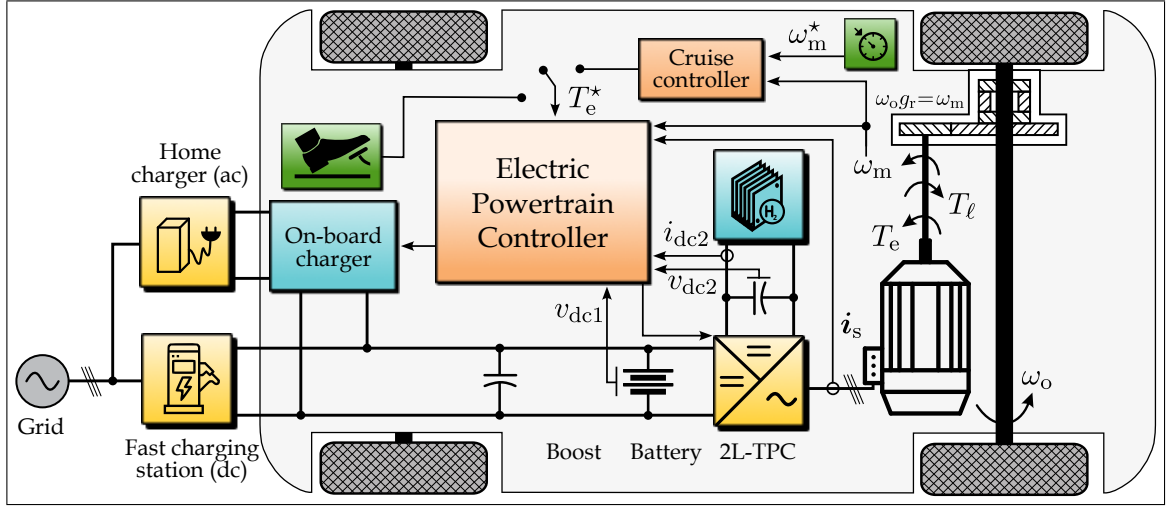


Figura 2.2. Sistema de conversión y almacenamiento de un EV.

máquina transmite su potencia a las ruedas mediante una caja reductora y el diferencial. El controlador del tren de potencia recibe las mediciones de los sensores y el torque de referencia T_e^* que debe proporcionar la máquina. Este puede venir directamente de la señal del pedal del conductor o de un controlador de velocidad crucero administrado por el conductor.

La potencia mecánica que es transmitida por la máquina puede determinarse como el producto entre su velocidad angular y el torque electromagnético, es decir,

$$p_m = T_e \omega_m \quad (2.3)$$

De acuerdo con la segunda ley de Newton, la ecuación dinámica que permite modelar la velocidad mecánica del eje de la máquina está relacionada con el momento de inercia del eje M y la diferencia entre el torque electromagnético T_e y el torque de carga T_ℓ según,

$$M \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_\ell \quad (2.4)$$

Para los experimentos de simulación y experimentales de esta tesis, es importante caracterizar el torque T_ℓ ya que permite emular cargas en el sistema provenientes de distintos fenómenos. Un perfil de carga típico para simular esta carga consiste en términos constantes, lineales, cuadráticos y de cambios con el valor de la velocidad. Por esto, se propone una modelación del torque de carga como (Pereda, 2023):

$$T_\ell = k_1 + k_2 \cdot |\omega_m| \cdot \text{sgn}(\omega_m) + k_3 \cdot |\omega_m|^2 \cdot \text{sgn}(\omega_m) + k_4 \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.5)$$

donde k_1 , k_2 , k_3 y k_4 son constantes que dependen directamente del fenómeno y condiciones a modelar. El término constante k_1 generalmente está asociado a fuerzas de resistencia a rodaduras, o las condiciones de funcionamiento de fuerzas constantes como la componente paralela a la carretera del peso de un vehículo que va en una pendiente. El término k_2 modela cargas dependientes linealmente con la velocidad como fricciones internas del sistema u otros accesorios. El término k_3 permite modelar la resistencia aerodinámica de un vehículo o de las palas de un aerogenerador, que normalmente son fenómenos que dependen cuadráticamente de la velocidad. Note que tanto k_2 como k_3 modelan fuerzas de naturaleza no conservativa por lo que actúan siempre en oposición al movimiento. Debido a este hecho es que se considera la función sgn y el valor absoluto de la velocidad. Finalmente k_4 permite modelar la inercia del sistema con el cambio de velocidad. Vale la pena señalar, que el hecho que la carga se está modelando al lado de la máquina donde la velocidad angular del eje es elevada, implica que estas constantes no suelen tener un valor muy elevado.

2.2. Conversor de Tres Puertos y Dos Niveles (2L-TPC)

El conversor de tres puertos y dos niveles (2L-TPC), a veces también llamado *Buck-boost* TPC, es un conversor de una etapa *dc-dc-ac* tipo *Integrated Dual-Source dc-ac* como se muestra en la Fig. 1.8. Fue introducido recientemente en el año 2020 (Neira, Pereda, & Rojas, 2020) y cuenta con varias de las características de los conversores tipo fuente

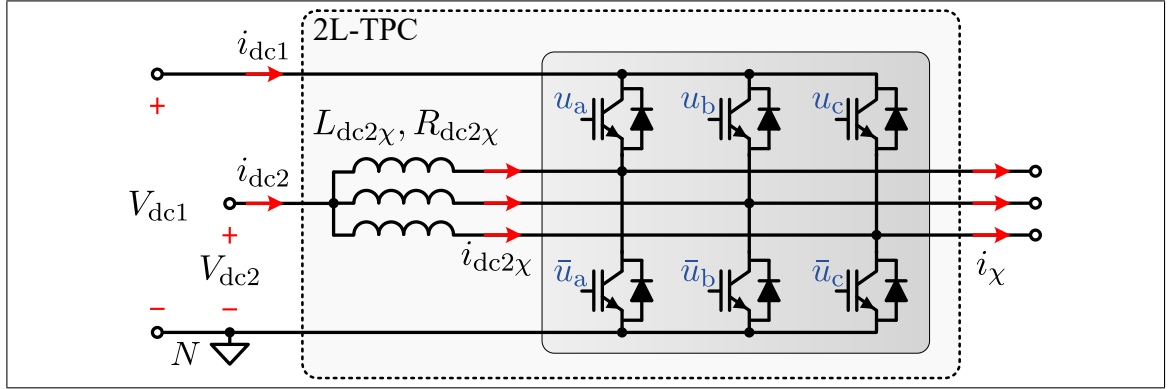


Figura 2.3. Topología del convertidor 2L-TPC.

de voltaje clásicos de dos niveles (2L-VSC). Sin embargo, su uso es especialmente recomendable en aplicaciones de bajo voltaje y alta corriente, ya que funciona con corrientes circulantes con componente *ac* y *dc* que dependen del voltaje en el lado *ac* del conversor (Neira, 2023), la frecuencia de operación y los valores en sus parámetros.

El diagrama del circuito del 2L-TPC se ilustra en la Fig 2.3. Está compuesto de un conversor trifásico de 2 niveles estándar de 6 IGBTs o MOSFETs con un nivel de voltaje nominal V_{dc1} en el puerto de alto voltaje, llamado dc1 (*dc-link*) y un nivel de voltaje conmutado *ac* en el puerto de corriente alterna llamado ac. Este se obtiene del punto medio entre los transistores de potencia de cada pierna. La conexión de salida de cada fase $\chi \in \mathcal{P} = \{a, b, c\}$ permite generar únicamente dos niveles por fase respecto del riel inferior (*N*). Además, a cada fase de salida se le ha añadido un inductor $L_{dc2\chi}$ que contiene una resistencia parásita $R_{dc2\chi}$ por donde pasa una corriente $i_{dc2\chi}$ y cuyos extremos forman un nodo común con un nivel de voltaje nominal V_{dc2} (respecto de *N*) obteniendo un tercer puerto llamado dc2.

2.2.1. Principio de Operación y Modelación

En la Fig. 2.4 se representan los únicos dos niveles de tensión en el puerto *ac* para cada una de las piernas. Como se muestra en la Fig. 2.4(a), cuando el interruptor superior está cerrado y el inferior abierto, la tensión de salida medida desde la tierra común de

los puertos dc es $v_{\chi N} = V_{dc1}$. De forma contraria, como se muestra en la Fig. 2.4(b), cuando el interruptor superior está cerrado y el inferior abierto, la tensión es $v_{\chi N} = 0$. De esta manera, cada estado de conmutación puede representarse por la variable $u_{\chi} \in \{0, 1\}$. La Tabla 2.1 resume los estados de conmutación del convertidor 2L-TPC con el respectivo voltaje de salida y el voltaje $v_{RL_{dc2\chi}}$ que se genera en los terminales de la carga inductor/resistencia parásita. De acuerdo al diagrama del circuito mostrado en la Fig. 2.3, los voltajes trifásicos del inversor definidos como $\mathbf{v}_{abcN} = [v_{aN} \ v_{bN} \ v_{cN}]^T$ (medidos respecto al neutro del convertidor N) se pueden expresar en término del vector de estados de conmutación $\mathbf{u}_{abc} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ de acuerdo a,

Tabla 2.1. Estados de conmutación por fase de un convertidor 2L-TPC.

Estado de Conmutación	Voltaje de Salida	Voltaje inductor parásito
u_{χ}	$v_{\chi N}$	$v_{RL_{dc2\chi}}$
1	V_{dc1}	$V_{dc1} - V_{dc2}$
0	0	$-V_{dc2}$

$$\mathbf{v}_{abcN} = V_{dc1} \mathbf{u}_{abc} \quad (2.6)$$

Para obtener una expresión que relacione las corrientes, al utilizar la ley de voltaje de Kirchhoff (LVK), se forman tres mallas entre el puerto $dc2$, el inductor de cada fase $L_{dc2\chi}$ con su resistencia parásita $R_{dc2\chi}$ y el voltaje de dicha pierna $v_{\chi N}$ según,

$$V_{dc2} - L_{dc2\chi} \frac{di_{dc2\chi}}{dt} - R_{dc2\chi} i_{dc2\chi} - v_{\chi N} = 0, \quad \chi \in \mathcal{P} = \{a, b, c\} \quad (2.7)$$

Por lo tanto, si los inductores son iguales (junto con sus características parásitas), es posible asumir $L_{dc2\chi} = L_{dc2}$, $R_{dc2\chi} = R_{dc2} \ \forall \ \chi \in \mathcal{P} = \{a, b, c\}$. Bajo esta perspectiva, al sumar las 3 ecuaciones definidas en (2.7) utilizando la transformación presentada en (2.6)

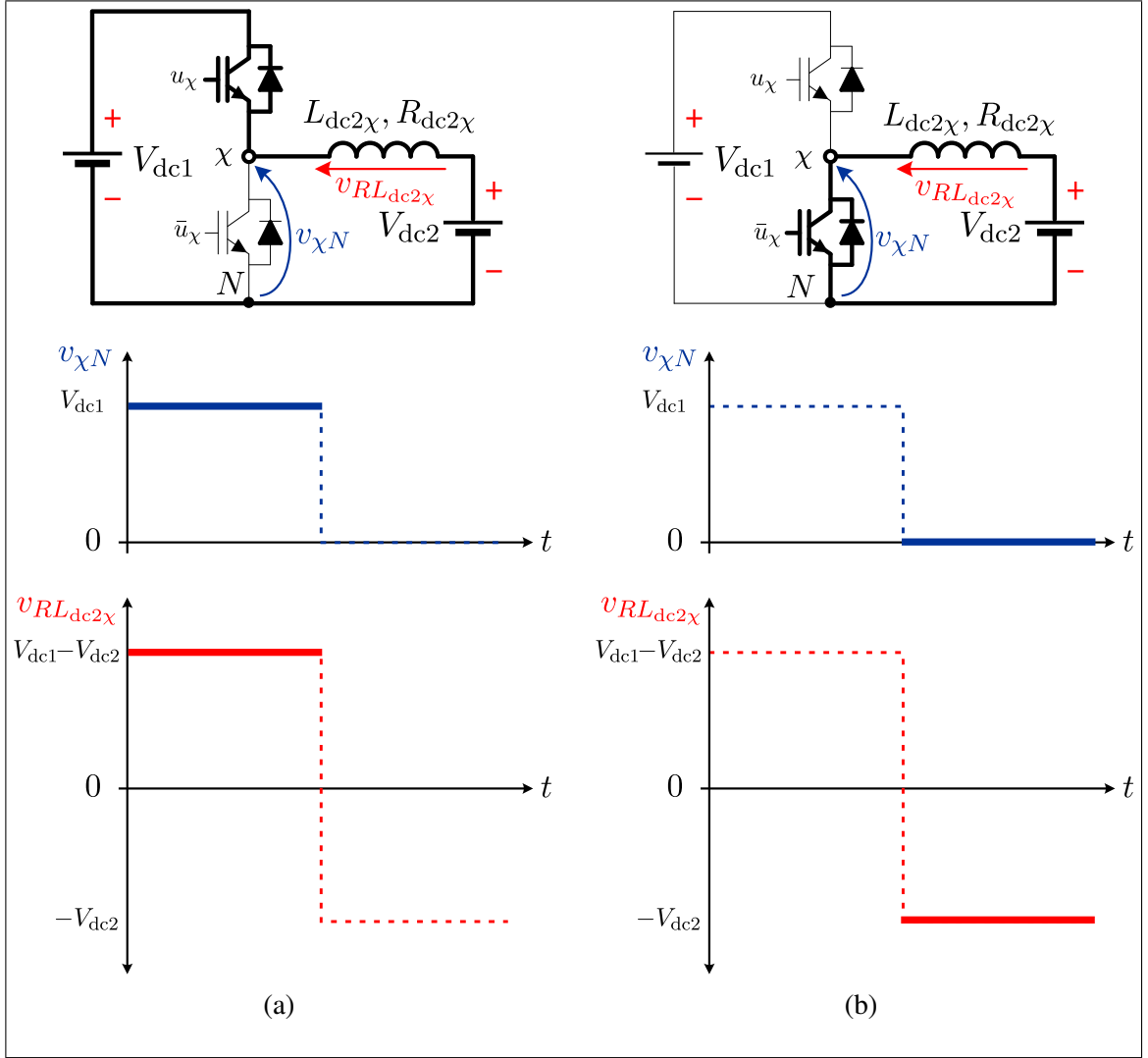


Figura 2.4. Estados de conmutación posibles para cada pierna del 2L-TPC.

se obtiene,

$$3V_{dc2} - L_{dc2} \frac{d}{dt} \sum_{\chi \in \mathcal{P}} i_{dc2\chi} - R_{dc2} \sum_{\chi \in \mathcal{P}} i_{dc2\chi} - V_{dc1} \mathbb{1}^T \mathbf{u}_{abc} = 0, \quad \mathcal{P} = \{a, b, c\} \quad (2.8)$$

Por otro lado, utilizando la ley de corriente de Kirchhoff (LCK) en el nodo que une los tres inductores, se puede notar que la suma de las corrientes en cada uno de los inductores con la corriente del puerto dc2 i_{dc2} debe ser nula. De este modo, la expresión matemática

que relaciona estas variables se escribe como,

$$i_{dc2} = \sum_{\chi \in \mathcal{P}} i_{dc2\chi}, \quad \mathcal{P} = \{a, b, c\} \quad (2.9)$$

Por lo tanto, al reemplazar la expresión (2.9) en (2.8) y despejar el término diferencial se demuestra que la ecuación dinámica que gobierna la corriente i_{dc2} es:

$$\frac{di_{dc2}}{dt} = \frac{3V_{dc2} - R_{dc2}i_{dc2} - V_{dc1} \mathbb{1}^\top \mathbf{u}_{abc}}{L_{dc2}} \quad (2.10)$$

La expresión anterior demuestra –suponiendo que los inductores parásitos son iguales– que la corriente i_{dc2} depende de la corriente instantánea del convertidor en dicho puerto, los valores de los voltajes V_{dc1} y V_{dc2} y los estados de conmutación del convertidor.

2.2.2. Transformación de Clarke y Park

Para simplificar el modelado y análisis de circuitos trifásicos balanceados, es práctica común transformar todas las variables del sistema trifásico abc espaciadas en $2\pi/3$ [rad] a un marco de referencia ortogonal, ya sea estacionario o giratorio. El sistema de coordenadas estacionario y ortogonal se establece mediante los tres ejes $\alpha\beta 0$, que son perpendiculares entre sí en un espacio tridimensional, como se muestra en la Fig. 2.5. La transformada de Clarke mapea el vector $\mathbf{x}_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^\top$ desde el sistema trifásico balanceado abc al vector $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = [x_\alpha \ x_\beta \ x_0]^\top$ en el sistema de referencia $\alpha\beta 0$ mediante las siguientes transformaciones,

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{abc} \quad ; \quad \mathbf{x}_{abc} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} \quad (2.11)$$

donde las matrices de transformación en su versión de magnitud invariante están definidas por (“The Instantaneous Power Theory”, 2017):

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \triangleq \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

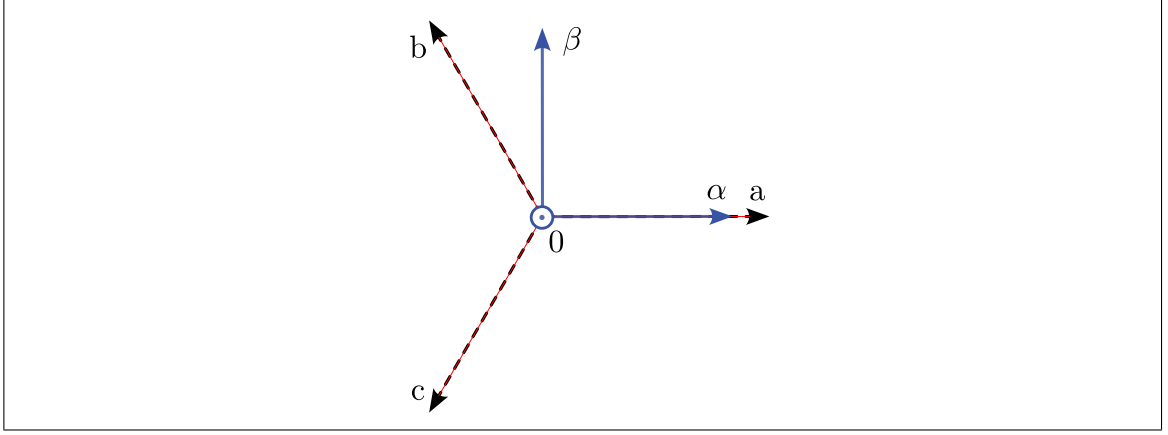


Figura 2.5. Definición del sistema de referencia estacionario $\alpha\beta 0$.

El sistema de referencia ortogonal estacionario $\alpha\beta 0$ puede generalizarse al sistema de referencia ortogonal giratorio con los ejes directo (d), cuadratura (q) y cero (0). Como se muestra en la Fig. 2.6, el eje q precede al eje d en $\pi/2$ [rad], es decir, el eje q está en cuadratura con el eje d. Al igual que en el marco estacionario, el eje 0 apunta fuera del plano dq. La posición angular del sistema de referencia dq0 está definido por el ángulo θ_r , que corresponde al ángulo entre el eje d del sistema rotatorio (que gira con frecuencia ω_r) y el eje a del sistema trifásico,

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau + \theta_r(0) \quad (2.13)$$

La transformada de Park transforma un vector del sistema estacionario ortogonal en el sistema de referencia giratorio y viceversa mediante las transformaciones,

$$\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{T}_{dq0}(\theta_r) \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} \quad \text{y} \quad \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{dq0}(\theta_r)^{-1} \mathbf{x}_{dq0} \quad (2.14)$$

con sus matrices definidas según:

$$\mathbf{T}_{dq0}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 0 \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 0 \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

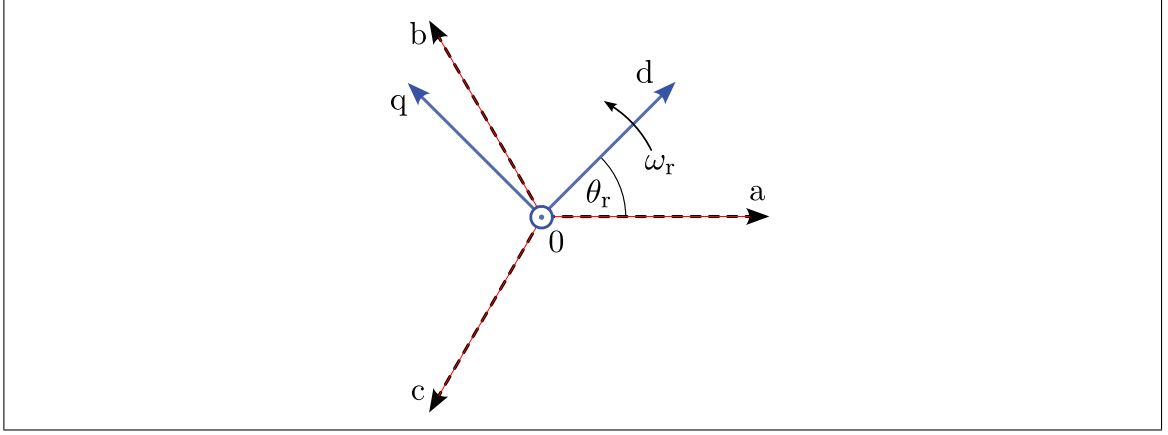


Figura 2.6. Definición del sistema de referencia rotatorio dq0.

2.3. Espacio y Modulación Vectorial (SVM)

A mediados de la década de 1980 se propuso una forma de PWM denominada modulación vectorial espacial (SVM) que, ofrece ventajas significativas sobre la PWM convencional en términos de rendimiento y facilidad de implementación. Además, es popular en el control de motores y rectificadores trifásicos, ya que ofrece menores pérdidas de conmutación y una mejor utilización del bus *dc-link* (Schönberger, 2013). En esta sección se introduce el concepto de espacio vectorial (SV) y se hace una revisión de la técnica SVM que será utilizada en esta tesis.

2.3.1. Espacio Vectorial (SV)

Al considerar que cada pierna del convertidor 2L-TPC produce dos posibles estados de conmutación, el convertidor tiene $2^3 = 8$ estados de conmutación diferentes en el marco de referencia *abc* denotados como $\mathbf{u}_{abc} \in \mathbb{U} \triangleq \{0, 1\}^3$. Cada estado de conmutación dado en este marco de referencia trifásico $\mathbf{u}_{abc} = [u_a \quad u_b \quad u_c]^\top$ puede mapearse en el marco $\alpha\beta 0$ como $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{abc} \in \mathcal{U} \triangleq \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbb{U}$.

Para derivar la relación entre los vectores de conmutación y los estados de conmutación, se supone un sistema trifásico con neutro flotante n como ocurren en sistemas conectados a máquinas o a la red eléctrica en configuraciones de tres conductores. Por lo tanto, la componente 0 (comúnmente conocida como señal de modo común) no afecta a las corrientes trifásicas en la salida ac del convertidor. De esta forma, es posible emplear la transformada de Clarke reducida $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$, que se obtiene al eliminar la tercera fila de la transformada original definida en (2.12). Bajo esta perspectiva, es posible transformar el sistema trifásico en un sistema bifásico equivalente empleando la siguiente transformación,

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{T}_{\alpha\beta}} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Aplicando la transformación $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ a $\mathbf{u}_{abc}$, sólo se producen 6 vectores de conmutación no redundantes de los 8 estados de conmutación trifásicos del convertidor. Como se muestra en la Fig. 2.7, los vectores de conmutación se agrupan en función de su longitud como vectores pasivos (azul) y vectores activos (rojo). Se denotan como $\mathbf{u}_P$ y $\mathbf{u}_A$ respectivamente.

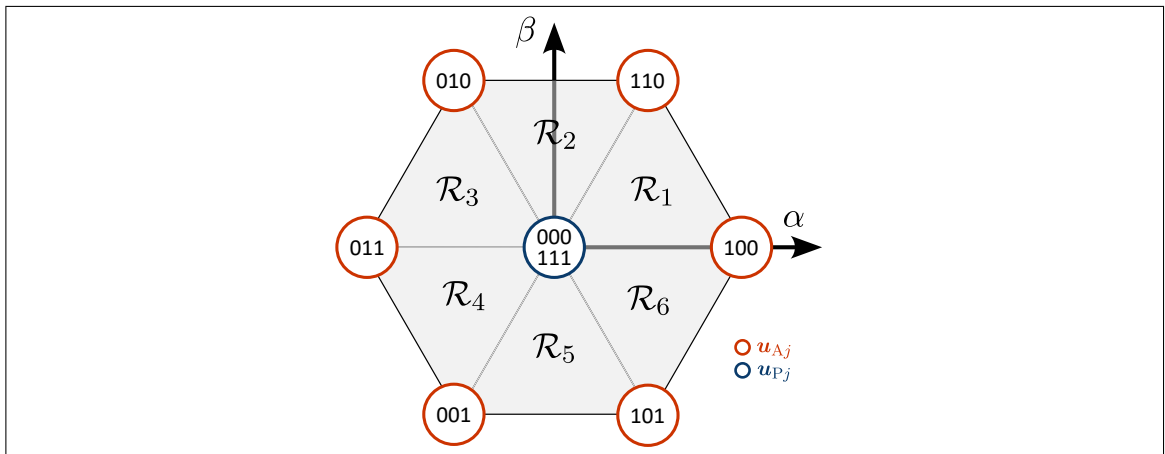


Figura 2.7. Vectores de conmutación del 2L-TPC en el plano $\alpha\beta$.

En cuanto a las redundancias, el vector de conmutación pasivo (o cero) se produce mediante dos posiciones de conmutación y puede representarse mediante $\mathbf{u}_{Pj}$ con $j \in \{0, 1\}$ (para $\mathbf{u}_{abc} = [0 \ 0 \ 0]^T$ y $[1 \ 1 \ 1]^T$ respectivamente). Los vectores de conmutación activos no contienen redundancias, por lo que cada uno de ellos es producido por un solo estado de conmutación trifásico. Pueden representarse mediante $\mathbf{u}_{Aj}$ con $j \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ tal como se ilustra en la Fig. 2.7. La tabla 2.2 muestra una clasificación de los 8 vectores de conmutación, y sus valores en el dominio abc y el dominio $\alpha\beta$. También se ilustra el módulo de cada vector en el dominio $\alpha\beta$ y su ángulo (medido respecto al eje α en sentido anti-horario).

Tabla 2.2. Clasificación de vectores de conmutación.

Vector	Clasificación	Dominio abc	Dominio $\alpha\beta$		
			$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$	$\ \mathbf{u}_{\alpha\beta}\ $	$\angle \mathbf{u}_{\alpha\beta}$
$\mathbf{u}_{P0}$	Pasivo	$[0 \ 0 \ 0]^T$	$[\ 0 \ 0 \]^T$	0	-
$\mathbf{u}_{A1}$	Activo	$[1 \ 0 \ 0]^T$	$[2/3 \ 0 \]^T$	2/3	0
$\mathbf{u}_{A2}$	Activo	$[1 \ 1 \ 0]^T$	$[1/3 \ \sqrt{3}/3]^T$	2/3	$\pi/3$
$\mathbf{u}_{A3}$	Activo	$[0 \ 1 \ 0]^T$	$[-1/3 \ \sqrt{3}/3]^T$	2/3	$2\pi/3$
$\mathbf{u}_{A4}$	Activo	$[0 \ 1 \ 1]^T$	$[-2/3 \ 0 \]^T$	2/3	π
$\mathbf{u}_{A5}$	Activo	$[0 \ 0 \ 1]^T$	$[-1/3 \ -\sqrt{3}/3]^T$	2/3	$4\pi/3$
$\mathbf{u}_{A6}$	Activo	$[1 \ 0 \ 1]^T$	$[1/3 \ -\sqrt{3}/3]^T$	2/3	$5\pi/3$
$\mathbf{u}_{P1}$	Pasivo	$[1 \ 1 \ 1]^T$	$[\ 0 \ 0 \]^T$	0	-

Para abordar la influencia de los vectores de conmutación en las tensiones del inversor, se aplica la transformada de Clarke a 2.6. La tensión del inversor resultante en el marco $\alpha\beta$ puede expresarse, por tanto, en términos del vector de conmutación según,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = V_{dc1} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \quad (2.17)$$

Por lo tanto, el vector de tensión del inversor es una versión amplificada del vector de conmutación, cuya ganancia equivale al voltaje V_{dc1} . En la Fig. 2.8 se muestra una

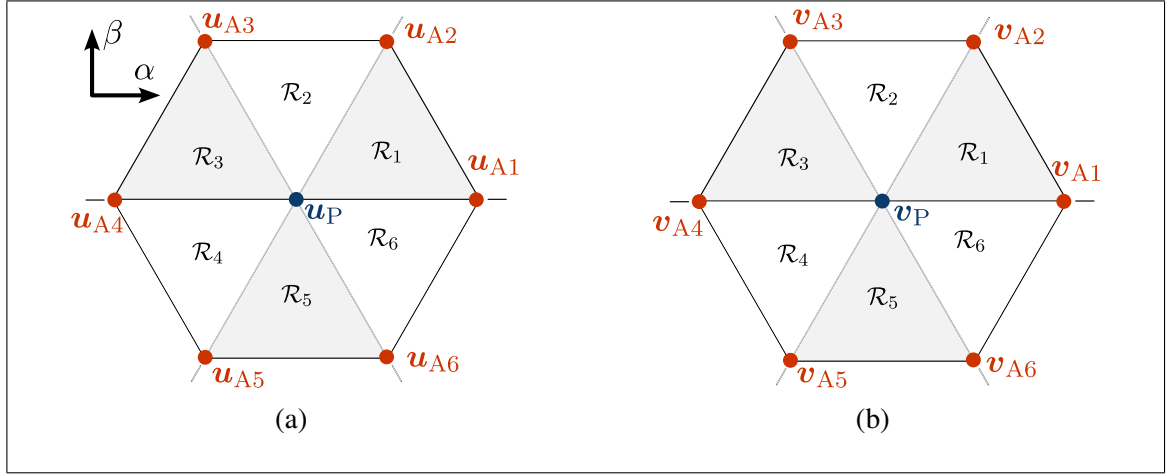


Figura 2.8. Espacio vectorial 2L-TPC: (a) vectores de conmutación y; (b) vectores de voltaje.

comparación entre ambos espacios vectoriales, donde los subíndices para caracterizar cada vector de voltaje se corresponden exactamente con los que se definieron para los vectores de conmutación.

2.3.2. Regiones

En la sección 2.3.1, se identificaron los 8 vectores de conmutación, de los cuales 6 son activos y 2 son pasivos. El número mínimo de vectores distintos que se deben aplicar durante un ciclo de conmutación T_s para generar una tensión o vector de conmutación promedio (ASV) en cualquier parte del espacio vectorial es de 3 vectores (van der Broeck & Skudelny, 1988). Para las técnicas *Space Vector* PWM (SVPWM) que requieren modular alguna tensión o ASV arbitrario, se suelen utilizar los vectores mas cercanos (Leon et al., 2016). En este contexto, como se muestra en la Fig. 2.9, el espacio de SVs se suele dividir en 6 regiones $\mathcal{R}_j \in \mathcal{R}$, con $\mathcal{R} \triangleq \{\mathcal{R}_1, \dots, \mathcal{R}_6\}$. Formalmente, cada región es un conjunto convexo producido por cualquier combinación convexa entre un vector pasivo (o un conjunto de ellos) u_P y sus dos vectores activos mas próximos $\{u_1, u_2\} \subset u_A$,

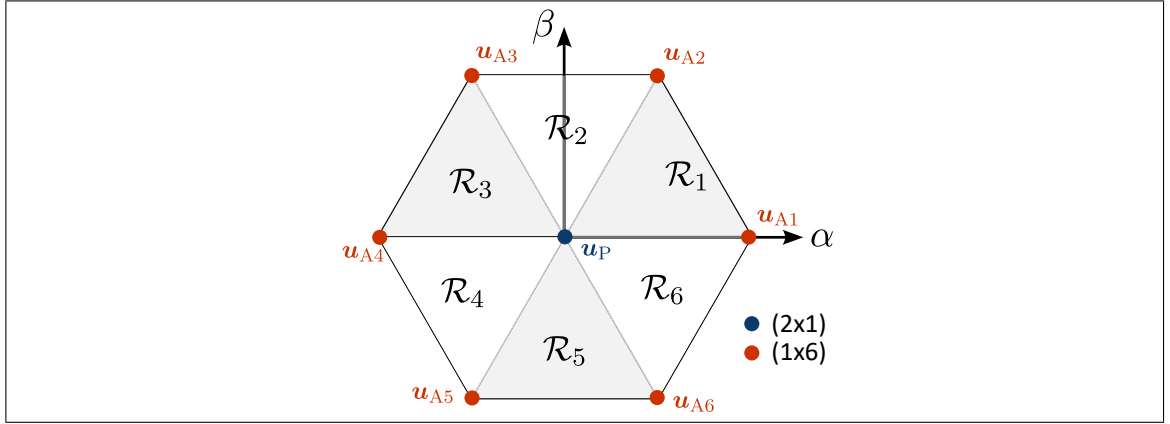


Figura 2.9. Regiones asociadas al espacio vectorial 2L-TPC.

$$\mathcal{R}_j \triangleq \left\{ d_p \mathbf{u}_p + d_1 \mathbf{u}_1 + d_2 \mathbf{u}_2 \mid \forall d_i \geq 0 \wedge \sum_{\forall i} d_i = 1 \right\} \quad (2.18)$$

Por convención de este trabajo, el vector $\mathbf{u}_p$ corresponde a cualquier redundancia del vector pasivo, $\mathbf{u}_1$ es el primer vector activo de una región arbitraria y se encuentra en el vértice de la región en el sentido horario, y $\mathbf{u}_2$ es el segundo vector activo de una región arbitraria y se encuentra en el vértice de la región en sentido anti-horario. En la tabla 2.3 se encuentra la correspondencia de vectores $\{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2\}$ según la región donde se encuentra el ASV objetivo.

Tabla 2.3. Vectores activos según región del ASV.

Región del ASV	Primer vector activo	Segundo vector activo
$\mathcal{R}_j$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_2$
$\mathcal{R}_1$	$\mathbf{u}_{A1}$	$\mathbf{u}_{A2}$
$\mathcal{R}_2$	$\mathbf{u}_{A2}$	$\mathbf{u}_{A3}$
$\mathcal{R}_3$	$\mathbf{u}_{A3}$	$\mathbf{u}_{A4}$
$\mathcal{R}_4$	$\mathbf{u}_{A4}$	$\mathbf{u}_{A5}$
$\mathcal{R}_5$	$\mathbf{u}_{A5}$	$\mathbf{u}_{A6}$
$\mathcal{R}_6$	$\mathbf{u}_{A6}$	$\mathbf{u}_{A1}$

2.3.3. Secuencias de Conmutación (SS)

Debido a la presencia de redundancias en el espacio de vectores, pueden implementarse varias secuencias de conmutación (o patrones de conmutación) para generar un vector de tensión de salida deseado. Desde esta perspectiva, la generación de secuencias de conmutación se considera un grado de libertad que puede utilizarse para varios fines, como la reducción de las pérdidas de conmutación, capacidad de controlar la corriente en el puerto dc2 o la eliminación de ciertos armónicos en la corriente trifásica del puerto ac.

Como se mencionó en la sección 2.9, para sintetizar una tensión deseada ASV en la salida del inversor durante un ciclo de conmutación T_s , se suelen emplear los tres vectores de conmutación más cercanos.

Dependiendo de la región y la posición en la que se ubique el vector de referencia, el uso de todas las redundancias disponibles de vectores de conmutación pasivos podría producir secuencias con un número desigual de conmutaciones, generando diferentes frecuencias de conmutación del dispositivo. Esto no suele ser deseable, por lo que normalmente se implementan secuencias de conmutación que generan la misma frecuencia de conmutación en todas las regiones. De este modo, se minimiza el número de dispositivos semiconductores que se encienden y apagan durante la transición de un estado de conmutación al siguiente, lo que sin duda reduce las pérdidas de conmutación. La secuencia de conmutación de siete segmentos (7S-SS) cumple todas las características mencionadas anteriormente.

Los dos tipos de 7S-SS permitidos para todas las regiones se clasifican en función del vector pasivo que se utiliza para iniciar la secuencia de conmutación. La secuencia 7S-SS “tipo 0” se ilustra en la Fig. 2.10(a) y comienza con el vector pasivo u_{P0} , mientras que la secuencia 7S-SS “tipo 1” se ilustra en la Fig. 2.10(b) y comienza con un vector pasivo de tipo u_{P1} . Ambas secuencias utilizan el único vector de conmutación redundante pasivo pero en diferente orden.

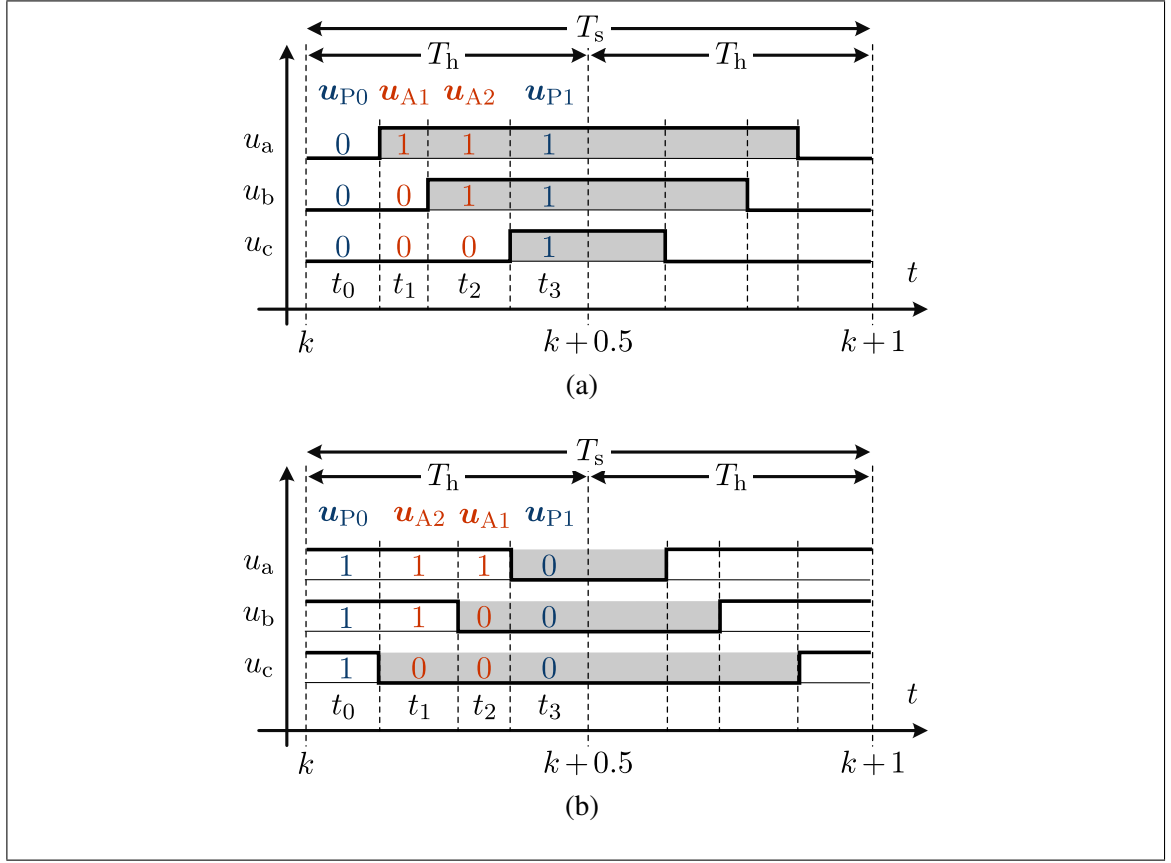


Figura 2.10. Secuencia de conmutación de siete segmentos simétrica: (a) tipo 0 y; (b) tipo 1.

Basándose en el análisis anterior, y para una mejor comprensión, en el análisis teórico de este trabajo se adoptará la secuencia de conmutación de siete segmentos (7S-SS) simétrica “tipo 0” para generar la estrategia C-OSS-MPC. Con esta estrategia, cada periodo de conmutación se divide en dos sub-ciclos de duración $T_h = T_s/2$, siendo la disposición del segundo sub-ciclo una inversión de la disposición del primero (Wu & Narimani, 2016). Entonces, una definición formal de una secuencia de conmutación $\mathbf{S}$ corresponde a:

$$\mathbf{S} \triangleq \{\mathbf{u}_{p0}[t_0], \mathbf{u}_1[t_1], \mathbf{u}_2[t_2], \mathbf{u}_{p1}[t_3], \mathbf{u}_{p1}[t_3], \mathbf{u}_2[t_2], \mathbf{u}_1[t_1], \mathbf{u}_{p0}[t_0]\} \quad (2.19)$$

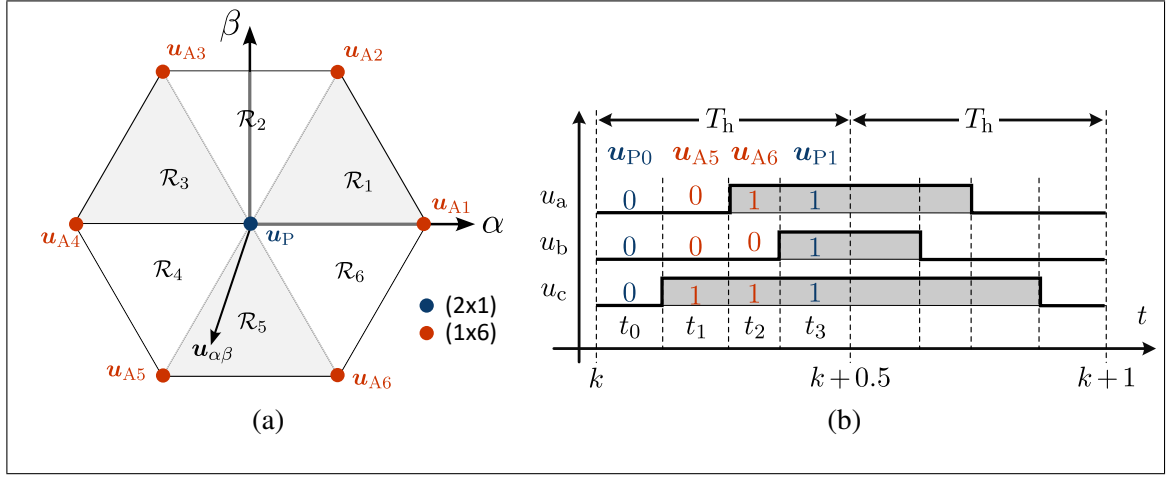


Figura 2.11. (a) Espacio vectorial del convertidor 2L-TPC y, (b) 7S-SS que genera el vector $u_{\alpha\beta}$ en la región $\mathcal{R}_5$.

siendo t_i el tiempo de aplicación en el que el convertidor sintetiza el i -ésimo vector de conmutación. Por ejemplo, la Fig. 2.11(a) muestra un ASV o vector promedio de conmutación $u_{\alpha\beta}$ perteneciente a la región $\mathcal{R}_5$ que puede ser generado con la secuencia S que corresponde a la modulación 7S-SS “tipo 0” de la Fig. 2.11(b).

En ciertas condiciones, es posible tomar una muestra tanto en cada periodo T_s como al medio del ciclo, actualizando los tiempos de aplicación t_i de los vectores en cada semi-periodo T_h . Esta técnica es conocida como *double update* y puede ayudar a aumentar la dinámica de seguimiento de la referencia, sin aumentar la frecuencia de conmutación f_s , lo que puede ser ventajoso en aplicaciones que se requieran dinámicas muy elevadas. Sin embargo, esta técnica aumenta al doble el coste computacional y produce una modulación asimétrica, que puede inyectar armónicos pares (Holmes & LipoJose, 2003). Si bien esta técnica se presentará en el análisis de resultados, no es relevante para el análisis teórico y el método de control propuesto.

2.3.4. Tiempos de D-Well y de Fase

En la sección 2.3.3, se determinó que cualquier vector de tensión puede ser generado al aplicar una secuencia de vectores en un orden y tiempos determinados, llamándola

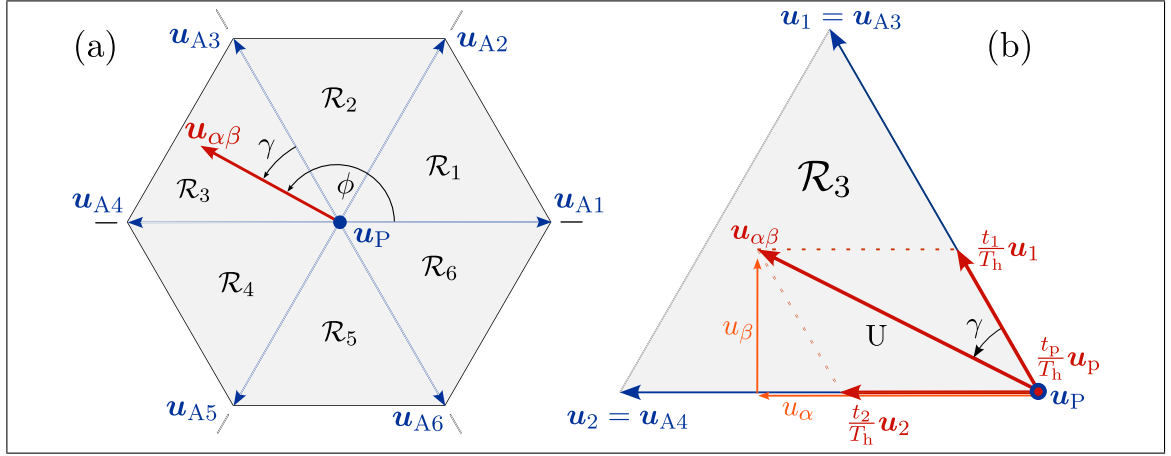


Figura 2.12. Relación entre $u_{\alpha\beta}$ y tiempos de aplicación.

secuencia de conmutación. En esta sección se pretende determinar la relación entre dichos tiempos de aplicación y el vector de conmutación generado.

La Fig. 2.12(a) muestra un vector de conmutación objetivo $u_{\alpha\beta}$ que se encuentra en la región $\mathcal{R}_3$. Según la tabla 2.3 y la definición de secuencia de conmutación S (2.19), el vector se genera mediante la aplicación del vector u_{p0} durante un tiempo t_0 , seguido del primer vector activo de la región asociada que corresponde a $u_1 = u_{A3}$ durante un tiempo t_1 , seguido del segundo vector activo de la región asociada correspondiente a $u_2 = u_{A4}$ durante un tiempo t_2 y finalmente del vector u_{p1} durante un tiempo t_3 . Como la distribución del vector pasivo no influye en el marco de referencia $\alpha\beta$, se puede definir el tiempo de permanencia del vector pasivo como $t_p \triangleq t_0 + t_3 = T_h - t_1 - t_2$.

Es conveniente escribir el vector de conmutación en coordenadas polares como $u_{\alpha\beta} = U\angle\phi$, donde su magnitud y ángulo se definen como,

$$U = \|u_{\alpha\beta}\| = \sqrt{(u_\alpha)^2 + (u_\beta)^2} \quad ; \quad \phi = \tan^{-1} \left(\frac{u_\beta}{u_\alpha} \right) \quad (2.20)$$

respectivamente. El ángulo γ definido como el ángulo entre el vector de conmutación ϕ y el comienzo de la región, se puede encontrar fácilmente según,

$$\gamma = \phi - \text{floor} \left\{ \frac{3}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{u_\beta}{u_\alpha} \right) \right\} \frac{\pi}{3} \quad (2.21)$$

donde la función $\text{floor}\{x\}$ entrega el mayor entero menor o igual que x . Por lo tanto, según la Fig. 2.12(b), el vector $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ se puede expresar como,

$$T_h \mathbf{U} \angle \gamma = t_1 \mathbf{u}_1 + t_2 \mathbf{u}_2 + t_p \mathbf{u}_p \quad (2.22)$$

Al normalizar los tiempos de aplicación, se define, $d_i = t_i/T_h$ como el tiempo de aplicación normalizado (o ciclo de trabajo) del i -ésimo vector de conmutación $\mathbf{u}_i$ que pertenece a cualquier 7S-SS. Por lo tanto, (2.22) se transforma en

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{U} \angle \gamma = d_1 \mathbf{u}_1 + d_2 \mathbf{u}_2 + d_p \mathbf{u}_p = \mathbf{U} \mathbf{d} \quad (2.23)$$

donde $\mathbf{d}$ representa el vector de ciclo de trabajo y $\mathbf{U}$ la matriz de conmutación y tienen dimensiones de (3×1) y (2×3) respectivamente. Sus expresiones explícitas se definen según,

$$\mathbf{d}(k) \triangleq \begin{bmatrix} d_p & d_1 & d_2 \end{bmatrix}^T \in \mathbb{D} \triangleq [0, 1]^3 \quad (2.24)$$

$$\mathbf{U}(k) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{u}_p & \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

con $d_p = d_0 + d_3$, la suma de los tiempos de aplicación de las redundancias de los vectores pasivos. Tal como se mostró en (2.18), los ciclos de trabajo deben cumplir $d_p + d_1 + d_2 = 1$. Los vectores activos se pueden escribir en coordenadas polares respecto del inicio de su región como $\mathbf{u}_1 = U_{\max} \angle 0$ y $\mathbf{u}_2 = U_{\max} \angle \pi/3$ donde $U_{\max} = 2/3$ es la longitud de los vectores activos como se demostró en la tabla 2.2. Reemplazando estos valores en (2.23) y notando que el vector de conmutación pasivo es nulo ($\mathbf{u}_p = [0 \ 0]^T$) se plantea la igualdad:

$$\mathbf{U} e^{j\gamma} = U_{\max} (e^{0j} + e^{\frac{\pi}{3}j}) \quad (2.26)$$

Utilizando la fórmula de Euler, se puede igualar la parte real y la parte imaginaria de (2.26), lo que resulta en el siguiente sistema de ecuaciones lineales,

$$\Re\{U(\cos \gamma + j \sin \gamma)\} = \Re\{d_1 U_{\max} + d_2 U_{\max}(\cos(\pi/3) + j \sin(\pi/3))\} \quad (2.27a)$$

$$\Im\{U(\cos \gamma + j \sin \gamma)\} = \Im\{d_1 U_{\max} + d_2 U_{\max}(\cos(\pi/3) + j \sin(\pi/3))\} \quad (2.27b)$$

Al resolver el sistema anterior para d_1 y d_2 se tiene,

$$d_1 = \frac{U \sin(\pi/3 - \gamma)}{U_{\max} \sin(\pi/3)} \quad ; \quad d_2 = \frac{U \sin(\gamma)}{U_{\max} \sin(\pi/3)} \quad (2.28)$$

dado que $\{d_1, d_2\} \in [0, 1]$, la máxima magnitud posible para U es $U_{\max}$, que ocurre para $\gamma = \{0, \pi/3\}$, es decir, en las puntas del hexágono de la Fig. 2.12(a). Sin embargo, otra restricción es que la suma de los ciclos de trabajo de los dos vectores activos no puede superar la unidad, es decir, $d_1 + d_2 \leq 1$. Por razones geométricas, esto ocurre cuando $\gamma = \pi/6$ lo que significa:

$$d_1 + d_2 = \frac{2U \sin(\pi/6)}{U_{\max} \sin(\pi/3)} \leq 1 \quad (2.29)$$

Esta relación, limita la magnitud máxima posible de U en régimen estacionario a $\bar{U}_{\max}$, que esta determinada por el radio del círculo inscrito en el hexágono de la Fig. 2.12(a) y corresponde a,

$$\bar{U}_{\max} = U_{\max} \sin(\pi/3) = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (2.30)$$

De este modo, se puede definir el índice de modulación m como la relación entre la magnitud de $u_{\alpha\beta}$ y el radio máximo del círculo inscrito $\bar{U}_{\max}$. Por lo tanto, se calcula como,

$$m = \frac{U}{\bar{U}_{\max}} = \sqrt{3}U \quad (2.31)$$

Dado que $\bar{U}_{\max}$ es la magnitud del vector de conmutación objetivo máximo en régimen permanente, según 2.17 se puede deducir que la magnitud de las tensiones fase-neutro y fase-fase máximas en régimen permanente para la salida ac del convertidor corresponden a

$$V_{\text{fn,max}} = \frac{V_{\text{dc1}}}{\sqrt{3}} \quad ; \quad V_{\text{ff,max}} = V_{\text{dc1}} \quad (2.32)$$

El resultado anterior es el mismo al obtenido en un 2L-VSC trifásico con un tercer armónico de modo común inyectado en la referencia, y representa un aumento de $2/\sqrt{3} \approx 1.15$ en comparación con la técnica escalar de SPWM (Holmes & LipoJose, 2003).

Para efectos de esta tesis, también es importante obtener la forma de $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ a partir de los tiempos de aplicación de una región dada que serán proporcionados por la estrategia C-OSS-MPC. Para ello, supongamos que se conocen los ciclos de trabajo d_p , d_1 y d_2 de un vector de conmutación objetivo $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$. También, supongamos que se conoce la región a la que pertenece, denotada por $\mathcal{R}_{j_{\text{opt}}}$, $j_{\text{opt}} \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$. Al resolver el sistema de ecuaciones en (2.28) para la variable γ se obtiene,

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \left[\frac{d_1}{d_2} + 0.5 \right]^{-1} \right) \quad (2.33)$$

Además, utilizando la ecuación para d_1 en (2.28) y recordando la definición de índice de modulación en (2.31), se puede determinar el índice de modulación de forma alternativa según

$$m = \frac{d_1}{\sin(\pi/3 - \gamma)} \quad (2.34)$$

Así, el vector de conmutación $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ se puede escribir de manera directa en coordenadas polares, donde su ángulo completo ϕ (medido respecto al eje α) se puede encontrar realizando la operación inversa que se determinó en (2.21), esto es,

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \frac{m}{\sqrt{3}} \angle \underbrace{(\gamma + j_{\text{opt}} \cdot \pi/3)}_{\phi} \quad (2.35)$$

La tabla 2.4 muestra los vectores activos de cada región que se utilizan para crear un vector de conmutación objetivo, junto con las expresiones adecuadas que definen los ciclos de trabajo en términos del índice de modulación m y su ángulo ϕ . Cabe señalar que la estructura para determinar los ciclos de trabajo en todas las regiones es idéntica y simplemente proporciona movimientos del ángulo en múltiplos $\pi/3$ para crear el fasor objetivo en todas las regiones del espacio vectorial.

Tabla 2.4. Ciclos de trabajo de vectores activos en convertidores 2L-VSC.

Región $\mathcal{R}_j$	Ángulo ϕ	Vectores activos	Ciclos de trabajo
$\mathcal{R}_1$	$0 \leq \phi < \frac{\pi}{3}$	$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_{A1}$ $\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{A2}$	$d_1 = m \cos\left(\phi + \frac{\pi}{6}\right)$ $d_2 = m \cos\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right)$
$\mathcal{R}_2$	$\frac{\pi}{3} \leq \phi < \frac{2\pi}{3}$	$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_{A2}$ $\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{A3}$	$d_1 = m \cos\left(\phi - \frac{\pi}{6}\right)$ $d_2 = m \cos\left(\phi - \frac{5\pi}{6}\right)$
$\mathcal{R}_3$	$\frac{2\pi}{3} \leq \phi < \pi$	$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_{A3}$ $\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{A4}$	$d_1 = m \cos\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right)$ $d_2 = m \cos\left(\phi - \frac{7\pi}{6}\right)$
$\mathcal{R}_4$	$\pi \leq \phi < \frac{4\pi}{3}$	$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_{A4}$ $\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{A5}$	$d_1 = m \cos\left(\phi - \frac{5\pi}{6}\right)$ $d_2 = m \cos\left(\phi - \frac{3\pi}{2}\right)$
$\mathcal{R}_5$	$\frac{4\pi}{3} \leq \phi < \frac{5\pi}{3}$	$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_{A5}$ $\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{A6}$	$d_1 = m \cos\left(\phi - \frac{7\pi}{6}\right)$ $d_2 = m \cos\left(\phi - \frac{11\pi}{6}\right)$
$\mathcal{R}_6$	$\frac{5\pi}{3} \leq \phi < 2\pi$	$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_{A6}$ $\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{A1}$	$d_1 = m \cos\left(\phi - \frac{3\pi}{2}\right)$ $d_2 = m \cos\left(\phi - \frac{\pi}{6}\right)$

La Fig. 2.13 muestra 3 vectores de conmutación distintos denotados por $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{(1)}$, $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{(2)}$ y $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{(3)}$. Cada uno de ellos pertenece a una secuencia de vectores con índices de modulación $m = \{1.1547, 1.0, 0.5\}$ denotados con color rojo, naranja y azul respectivamente. A continuación, a modo de ejemplo, se analizan sus propiedades.

El vector $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{(1)}$ equivale al vector $\mathbf{u}_{A2}$ y se puede representar en coordenadas polares, donde su magnitud equivale a $U_{(1)} = 2/3$ y su ángulo $\phi_{(1)} = \pi/3$. Por lo tanto, pertenece

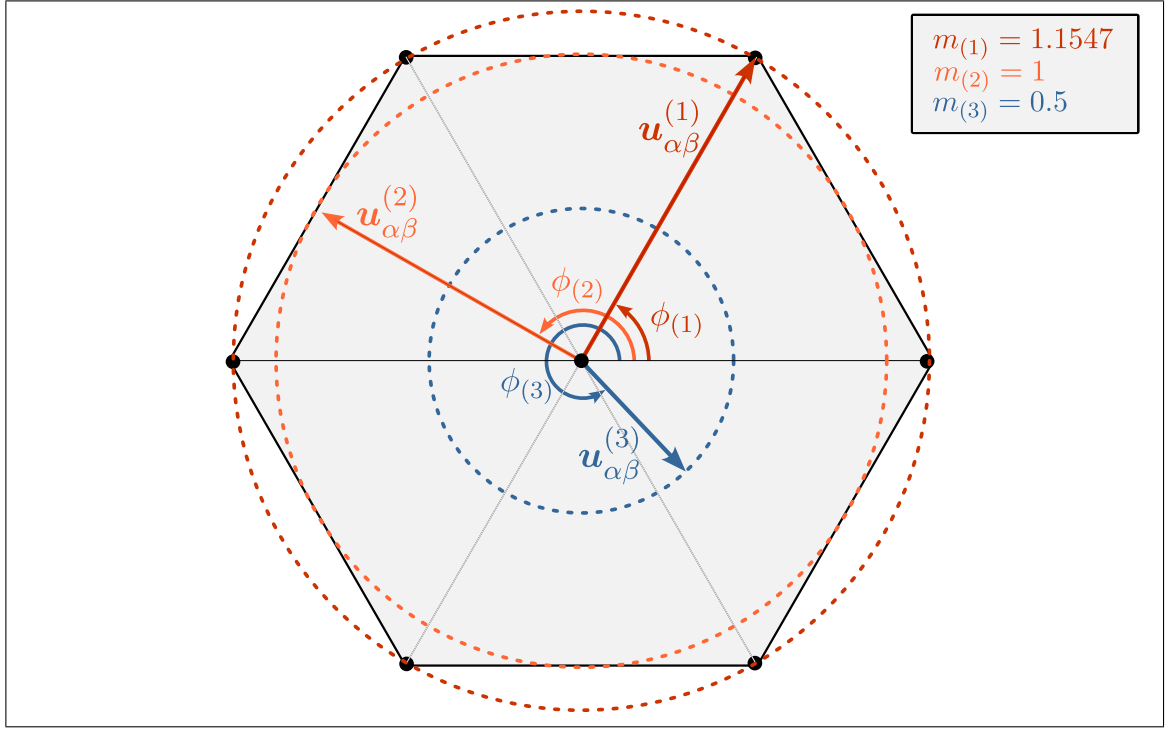


Figura 2.13. Vectores espaciales e índice de modulación.

a la región $\mathcal{R}_2$. Su índice de modulación se puede obtener mediante 2.31 como

$$m_{(1)} = \frac{U_{(1)}}{\bar{U}_{\max}} = \sqrt{3} \cdot \frac{2}{3} = 1.1547 \quad (2.36)$$

luego, de tabla 2.4 se encuentran los ciclos de trabajo de sus sus ciclos de vectores activos según

$$d_1 = 1.1547 \cdot \cos(\pi/3 - \pi/6) = 1 \quad (2.37a)$$

$$d_2 = 1.1547 \cos(\pi/3 - 5\pi/6) = 0 \quad (2.37b)$$

En el caso de la tensión $u_{\alpha\beta}^{(2)}$, su índice de modulación es $m_{(2)} = 1$ ya que se encuentra en la circunferencia inscrita del hexágono de la Fig. 2.13. De hecho, la longitud de este vector equivale a la longitud máxima en estado estacionario $U_{(2)} = \bar{U}_{\max} = 1/\sqrt{3}$ definida en (2.30). Además, su ángulo equivale a la bisectriz que se forma en la región $\mathcal{R}_3$, por lo que equivale a $\phi_{(2)} = 5\pi/6$ mientras que su ángulo respecto al inicio de la región es

$\gamma_{(2)} = \pi/6$. Utilizando (2.28) se obtienen los ciclos de trabajo como,

$$d_1 = \frac{(1/\sqrt{3}) \sin(\pi/3 - \pi/6)}{(2/3) \sin(\pi/3)} = 0.5 \quad (2.38a)$$

$$d_2 = \frac{(1/\sqrt{3}) \sin(\pi/6)}{(2/3) \sin(\pi/3)} = 0.5. \quad (2.38b)$$

De forma equivalente, se puede utilizar la tabla 2.4 en la región $\mathcal{R}_3$ con los valores $m_{(2)} = 1$ y $\phi_{(2)} = 5\pi/6$ y se obtiene el mismo resultado.

Finalmente, el vector de tensión $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{(3)}$ se encuentra en la región $\mathcal{R}_6$. Supongamos que se conocen sus ciclos de trabajo y corresponden a $d_1 = 0.35$ y $d_2 = 0.13$. Esto significa que el vector está mas cercano a su primer vector activo ($\mathbf{u}_{A6}$) que a su segundo vector activo ($\mathbf{u}_{A1}$). Se pueden calcular sus coordenadas cartesianas por medio de (2.23) como

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \underbrace{\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1/3 \\ -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 2/3 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - 0.3535 - 0.1294 \\ 0.3535 \\ 0.1294 \end{bmatrix}}_{\mathbf{d}} = \begin{bmatrix} 0.2041 \\ -0.2041 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Utilizando (2.20) se calcula su magnitud y ángulo $U_{(3)} = 0.2886$ y $\phi_{(3)} = 21\pi/12$. Según (2.31), su índice de modulación da $m_{(3)} = 0.5$. El ángulo respecto del inicio del sector se puede calcular según (2.21) como $\gamma_{(3)} = 21\pi/12 - 5\pi/3 = \pi/12$. Note que también se puede llegar al mismo resultado por medio de (2.33) como,

$$\gamma_{(3)} = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \left[\frac{0.3535}{0.1294} + 0.5 \right]^{-1} \right) = \pi/12 \quad (2.40)$$

Una vez encontradas las expresiones para los ciclos de trabajo de los vectores de conmutación $\mathbf{d}$, en realidad interesa encontrar la señal de referencia que se envía a cada uno de los semiconductores $U_{\chi}^* \in [0, 1]$ en términos de los vectores de conmutación $\mathbf{u}_i$ y sus correspondientes tiempos de aplicación normalizados d_i que generan la SS deseada. En este trabajo se propone una técnica de modulación basada en una sola portadora comúnmente denominada *Single-Carrier-Based* (SCB) PWM. Como se muestra en el diagrama de la

Fig. 2.3, cada pierna del convertidor $\chi \in \mathcal{P} = \{a, b, c\}$ está controlada por la señal de puerta $u_\chi \in \{0, 1\}$. Partiendo de la base del PWM, a continuación se deriva un modelo medio del convertidor. Para ello, denotamos,

$$U_\chi = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_\chi(t) dt \in [0, 1] \quad (2.41)$$

como el ciclo de trabajo para la pierna χ del conversor. Como se ha mencionado anteriormente, cada 7S-SS está diseñado para obtener solo una conmutación por fase durante un ciclo de conmutación. Por lo tanto, la señal de referencia que debe modularse en la pierna χ del convertidor puede expresarse como

$$U_\chi^* = \sum_{i=0}^3 d_i u_\chi(\mathbf{u}_i) \in [0, 1] \quad \chi \in \mathcal{P} = \{a, b, c\} \quad (2.42)$$

donde $u_\chi(\mathbf{u}_i) \in \{0, 1\}$ es el estado de conmutación de la pierna χ asociada al i -ésimo vector de conmutación que pertenece a la secuencia $\mathcal{S}$, considerando $\mathbf{u}_0 = \mathbf{u}_{p0}$ y $\mathbf{u}_3 = \mathbf{u}_{p1}$. La Fig. 2.14 muestra un ejemplo ilustrativo de la técnica de modulación propuesta en este trabajo para un vector de la región $\mathcal{R}_1$. Según (2.42), las señales de referencia que permiten producir la secuencia 7S-SS mostrada en la Fig. 2.14 vienen dadas por

$$U_\chi^* = d_0 u_\chi(\mathbf{u}_p^0) + d_1 u_\chi(\mathbf{u}_A^1) + d_2 u_\chi(\mathbf{u}_A^2) + d_3 u_\chi(\mathbf{u}_p^1) \quad (2.43)$$

Por lo tanto, las señales de referencia asociadas a cada semiconductor se expresan en términos de los tiempos de permanencia como

$$U_a^* = d_1 + d_2 + d_3 \quad (2.44a)$$

$$U_b^* = d_2 + d_3 \quad (2.44b)$$

$$U_c^* = d_3 \quad (2.44c)$$

Obsérvese que utilizando el esquema PWM basado en una sola portadora que se propone, los vectores de conmutación y sus tiempos de aplicación se asignan directamente a los ciclos de trabajo de los dispositivos de conmutación para sintetizar la secuencia necesaria. La implementación SVM con modulación 7S-SS convencional centra los vectores activos

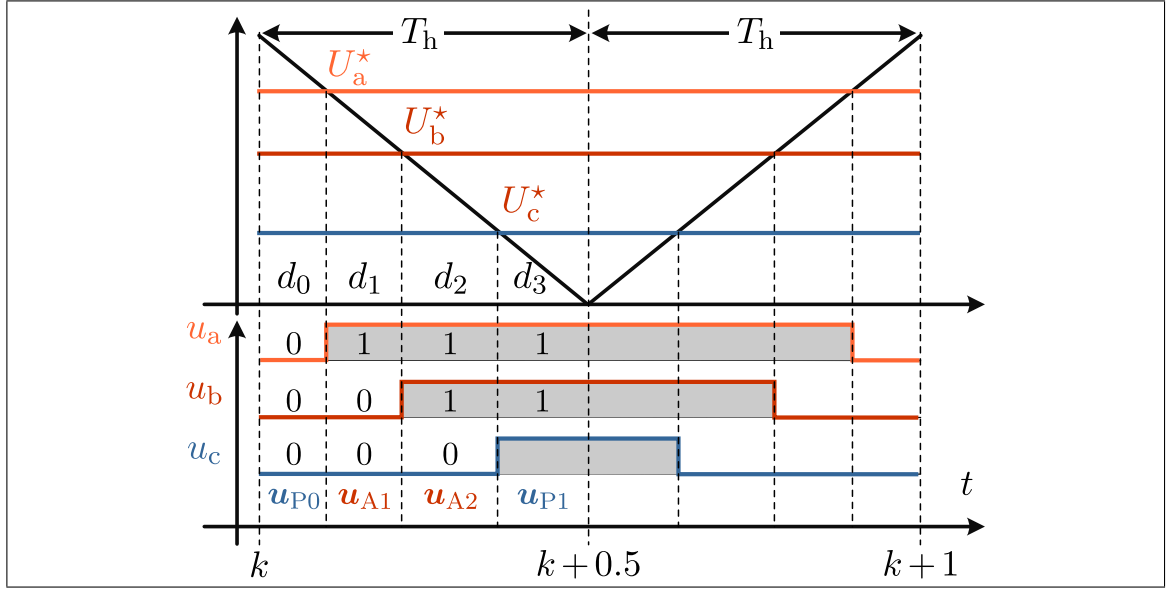


Figura 2.14. SCB basado en PWM para el convertor 2L-TPC.

en cada semi-periodo de portadora, dividiendo el tiempo del vector pasivo en partes iguales entre u_{p0} y u_{p1} (Holtz, 1983). Esta modulación es llamada 7S-SS con distribución pasiva uniforme y los ciclos de trabajo d_0 y d_3 se asignan de manera equitativa como

$$d_0 = d_3 = 0.5(1 - d_1 - d_2) \quad (2.45)$$

Según lo obtenido en 2.44, 2.45 y la tabla 2.4, la expresión que determina los ciclos de trabajo por fase para una modulación 7S-SS con distribución pasiva uniforme en términos del índice de modulación m y el ángulo de la tensión es:

$$U_a^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \right] + 0.5 \quad (2.46a)$$

$$U_b^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) - \cos \left(\phi + \frac{\pi}{6} \right) \right] + 0.5 \quad (2.46b)$$

$$U_c^* = -0.5m \left[\cos \left(\phi + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \right] + 0.5 \quad (2.46c)$$

La tabla 2.5, muestra los ciclos de trabajo obtenidos para cada una de las piernas en cada una de las 6 regiones mediante el mismo análisis.

Tabla 2.5. Ciclos de trabajo por fase para modulación 7S-SS con distribución pasiva uniforme en convertidores 2L-VSC.

Región $\mathcal{R}_j$	Ángulo ϕ	Ciclos de trabajo por fase abc
$\mathcal{R}_1$	$0 \leq \phi < \frac{\pi}{3}$	$U_a^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \right] + 0.5$ $U_b^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) - \cos \left(\phi + \frac{\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_c^* = -0.5m \left[\cos \left(\phi + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \right] + 0.5$
$\mathcal{R}_2$	$\frac{\pi}{3} \leq \phi < \frac{2\pi}{3}$	$U_a^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\phi - \frac{5\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_b^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{5\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_c^* = -0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{5\pi}{6} \right) \right] + 0.5$
$\mathcal{R}_3$	$\frac{2\pi}{3} \leq \phi < \pi$	$U_a^* = -0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) + \cos \left(\phi - \frac{7\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_b^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) + \cos \left(\phi - \frac{7\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_c^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{7\pi}{6} \right) - \cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \right] + 0.5$
$\mathcal{R}_4$	$\pi \leq \phi < \frac{4\pi}{3}$	$U_a^* = -0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{5\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{3\pi}{2} \right) \right] + 0.5$ $U_b^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{5\pi}{6} \right) - \cos \left(\phi - \frac{3\pi}{2} \right) \right] + 0.5$ $U_c^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{5\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{3\pi}{2} \right) \right] + 0.5$
$\mathcal{R}_5$	$\frac{4\pi}{3} \leq \phi < \frac{5\pi}{3}$	$U_a^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{11\pi}{6} \right) - \cos \left(\phi - \frac{7\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_b^* = -0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{7\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{11\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_c^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{7\pi}{6} \right) + \cos \left(\phi - \frac{11\pi}{6} \right) \right] + 0.5$
$\mathcal{R}_6$	$\frac{5\pi}{3} \leq \phi < 2\pi$	$U_a^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{3\pi}{2} \right) + \cos \left(\phi - \frac{\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_b^* = -0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{3\pi}{2} \right) + \cos \left(\phi - \frac{\pi}{6} \right) \right] + 0.5$ $U_c^* = 0.5m \left[\cos \left(\phi - \frac{3\pi}{2} \right) - \cos \left(\phi - \frac{\pi}{6} \right) \right] + 0.5$

2.3.5. Distribución Pasiva (Uniforme) del Modo Común

En un sistema trifásico, la tercera dimensión de las transformaciones de Clarke y de Park se denomina de modo común o “0”. Se define la tensión de modo común y el modo común del vector de conmutación como,

$$v_0 = \frac{1}{3} (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \quad ; \quad u_0 = \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) \quad (2.47)$$

respectivamente, y es equivalente al considerar la tercera dimensión de los vectores $\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}$ y $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$ obtenidos en (2.16) y (2.17). Esta dimensión no afecta en el control de las variables

en el puerto ac para cargas con sistemas trifásicos de tres conductores y neutro n flotante, pero si lo hace en el control de la corriente del puerto dc2.

El valor de modo común de un vector de conmutación promedio durante una secuencia 7S-SS durante un ciclo $t_k \leq t \leq t_k + T_s$ en realidad se puede escribir en términos del vector de ciclo de trabajo $\mathbf{d}$ aplicado, recordando que $d_i = t_i/T_h$. Para cada vector seleccionado en la secuencia $\mathbf{S}$, $\mathbf{u}_0 = \mathbf{u}_{p0}$, $\mathbf{u}_1$, $\mathbf{u}_2$ y $\mathbf{u}_3 = \mathbf{u}_{p1}$ le corresponde un valor de modo común denotado como $u_{0(0)}$, $u_{0(1)}$, $u_{0(2)}$ y $u_{0(3)}$ respectivamente. De este modo, el valor de modo común promedio corresponde a:

$$U_0 = \frac{1}{T_s} \int_{t_k}^{t_k+T_s} u_0(t) d\tau; \quad t_k \leq t \leq t_k + T_s \quad (2.48a)$$

$$= d_0 u_{0(0)} + d_1 u_{0(1)} + d_2 u_{0(2)} + d_3 u_{0(3)} \quad (2.48b)$$

La tabla 2.6 muestra el valor de modo común para cada uno de los 8 estados posibles del convertidor. Note que para una secuencia de conmutación dada, el valor de modo común del primer vector activo $u_{0(1)}$ y el del segundo vector activo $u_{0(2)}$ dependerá de la región específica donde se encuentre el vector objetivo según el valor de modo común de la tabla 2.6 y la asignación de vectores por región presentada en la tabla 2.3.

La Fig. 2.15 muestra una disposición trifásica para la salida ac de un convertidor trifásico de 2 niveles y dos puertos (2L-VSC) conectado a una carga trifásica balanceada

Tabla 2.6. Valor de modo común de SVs.

Vector	Modo común vector conmutación (u_0)	Voltaje de modo común (v_0)
$\mathbf{u}_{P0}$	0	0
$\mathbf{u}_{A1}$	1/3	$V_{dc1}/3$
$\mathbf{u}_{A2}$	2/3	$2V_{dc1}/3$
$\mathbf{u}_{A3}$	1/3	$V_{dc1}/3$
$\mathbf{u}_{A4}$	2/3	$2V_{dc1}/3$
$\mathbf{u}_{A5}$	1/3	$V_{dc1}/3$
$\mathbf{u}_{A6}$	2/3	$2V_{dc1}/3$
$\mathbf{u}_{P1}$	1	V_{dc1}

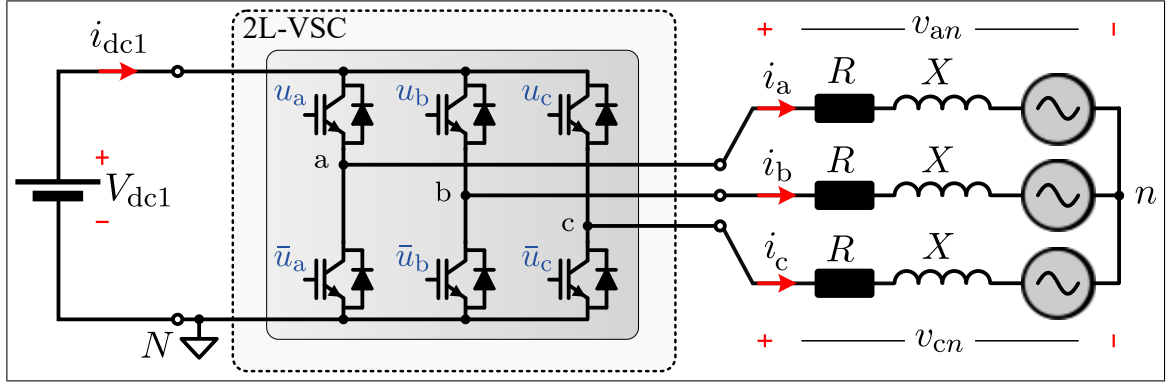


Figura 2.15. 2L-VSC conectado a una carga trifásica con neutro flotante.

con conexión en Y con punto neutro n flotante. La carga puede representar el estator de una máquina donde las tensiones sinusoidales corresponden a las fuerzas electromotrices generadas por la acción del campo magnético del rotor o incluso puede representar una conexión a la red trifásica de un sistema de distribución.

La tensión de referencia que genera una modulación SVM en cada pierna según la tabla 2.5 utilizando un índice de modulación $m = 1$ como función del ángulo ϕ se puede observar en la Fig. 2.16. Note que la tensión de cada pierna $v_{\chi N}$ está compuesta por dos magnitudes,

$$v_{\chi N} = v_{\chi n} + v_{nN} \quad \chi \in \mathcal{P} = \{a, b, c\} \quad (2.49)$$

En primer lugar, la tensión entre la fase y el punto neutro de la carga $v_{\chi n}$ que es puramente sinusoidal y representa la tensión de fase en la carga trifásica. En segundo lugar, una tensión triangular v_{nN} con el triple de la frecuencia fundamental que se genera entre el voltaje del neutro del convertidor N y el voltaje del neutro flotante de la carga n . Para un 7S-SS determinado, este último voltaje es equivalente con:

$$v_{Nn} = V_{dc1} U_0 \quad (2.50)$$

y se deduce directamente de al utilizar la expresión (2.48) y la relación (2.17) para la componente de modo común. Por lo tanto, es evidente que el concepto de SVM introduce

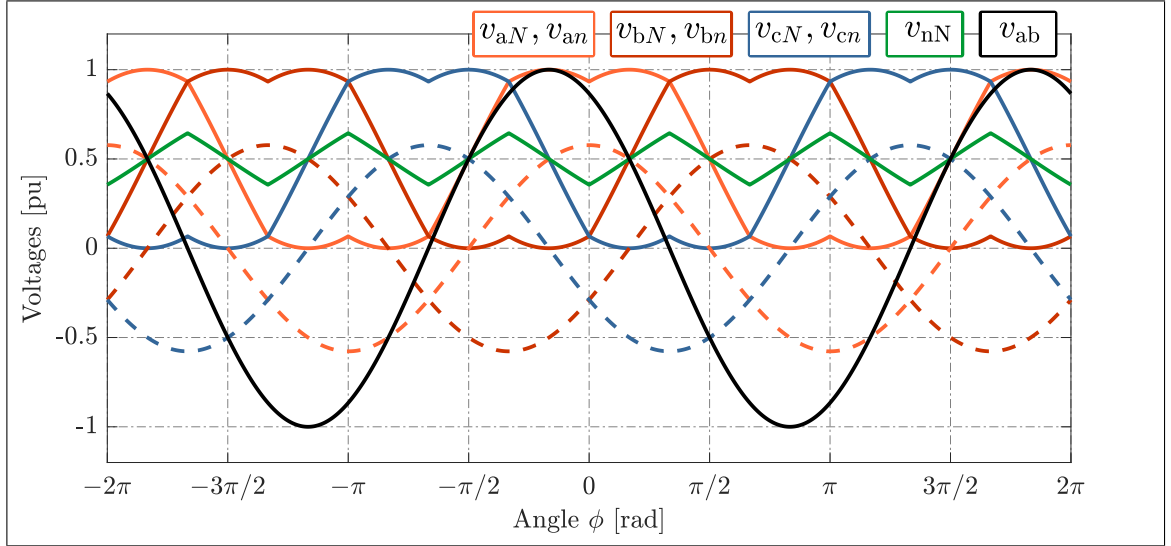


Figura 2.16. Tensión del ASV por fase respecto a N y n , tensión de modo común y tensión fase-fase para $m = 1$ uniformemente distribuido.

cantidades de terceras armónicas respecto al método SPWM clásico, de manera similar a como lo hace la modulación con inyección de tercera armónica.

Es importante notar que la componente de modo común v_{nN} es máxima para ángulos de $\phi = \{\pi/3, \pi, 5\pi/3\}$ que es cuando el vector modulado se encuentra sobre los vectores $\mathbf{u}_{A2}$, $\mathbf{u}_{A4}$ y $\mathbf{u}_{A6}$ que son los vectores activos con el modo común mayor (tabla 2.6). De manera opuesta, esta es mínima para ángulos de $\phi = \{0, 2\pi/3, 4\pi/3\}$ que es cuando el vector modulado se encuentra sobre los vectores activos $\mathbf{u}_{A1}$, $\mathbf{u}_{A3}$ y $\mathbf{u}_{A5}$ que son aquellos vectores activos con el modo común menor.

La Fig. 2.16 también muestra el voltaje fase-fase v_{ab} del ASV. Se puede notar que la utilización del $dc-link$ es completa para estrategias que usan SVM, como se demostró analíticamente en (2.32).

2.3.6. Distribución Activa (no Uniforme) del Modo Común

Se propone una estrategia para controlar el modo común mediante una distribución activa (no uniforme) de los vectores pasivos. Hasta ahora solo se han considerado estrategias

7S-SS que utilizan distribución pasiva uniforme. Sin embargo, para efectos de esta tesis, es importante controlar el nivel de modo común, y esto se puede realizar sin interferir el funcionamiento de la salida ac del conversor modificando la distribución uniforme del vector pasivo que se había planteado en (2.45). En este sentido, es conveniente incorporar un factor $\vartheta \in [0, 1]$ que regula la distribución de los vectores pasivos. Así, es posible parametrizar los ciclos de trabajo de los vectores pasivos como:

$$d_0 = (1 - \vartheta)d_p \quad ; \quad d_3 = \vartheta d_p \quad (2.51)$$

Esto significa que un valor de $\vartheta = 0$ solo usa la redundancia del vector pasivo $\mathbf{u}_{p0}$ mientras que $\vartheta = 1$ solo usa la redundancia del vector pasivo $\mathbf{u}_{p1}$. La Fig. 2.17 muestra la misma 7S-SS que se utilizó en la Fig. 2.11 para generar el vector $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$, sin embargo, la Fig. 2.17(a) genera el mismo vector en el plano $\alpha\beta$ utilizando únicamente el vector $\mathbf{u}_{p0}$ ($\vartheta = 0$; $d_0 = d_p$) mientras que la Fig. 2.17(b) lo hace utilizando únicamente el vector $\mathbf{u}_{p1}$ ($\vartheta = 1$; $d_3 = d_p$).

Es posible modificar la tabla 2.5 para incorporar el parámetro de distribución que permita entregar los ciclos de trabajo por fase U_a^* , U_b^* y U_c^* . La tabla 2.7 permite encontrar sus expresiones, ahora en términos del índice de modulación m , al ángulo del vector de referencia ϕ y el parámetro de distribución ϑ . Se puede verificar fácilmente que una distribución pasiva uniforme es un caso específico de la distribución activa cuando $\vartheta = 0.5$. En dicho caso, la tabla 2.7 se transforma en la tabla 2.5 como era de esperarse.

Finalmente, la Fig. 2.18 muestra el voltaje de pierna para la fase a (v_{aN}) y el voltaje de modo común (v_{nN}) para 3 valores distintos del parámetro $\vartheta = \{0, 0.5, 1\}$ en color rojo, naranja y azul respectivamente. Además, se muestra en negro el voltaje de carga en la fase a (v_{an}) cuya forma es idéntica para todos los valores del parámetro ϑ . Esto demuestra que la distribución de los vectores pasivos no afecta en la salida ac del convertidor pero si afecta a la tensión de modo común.

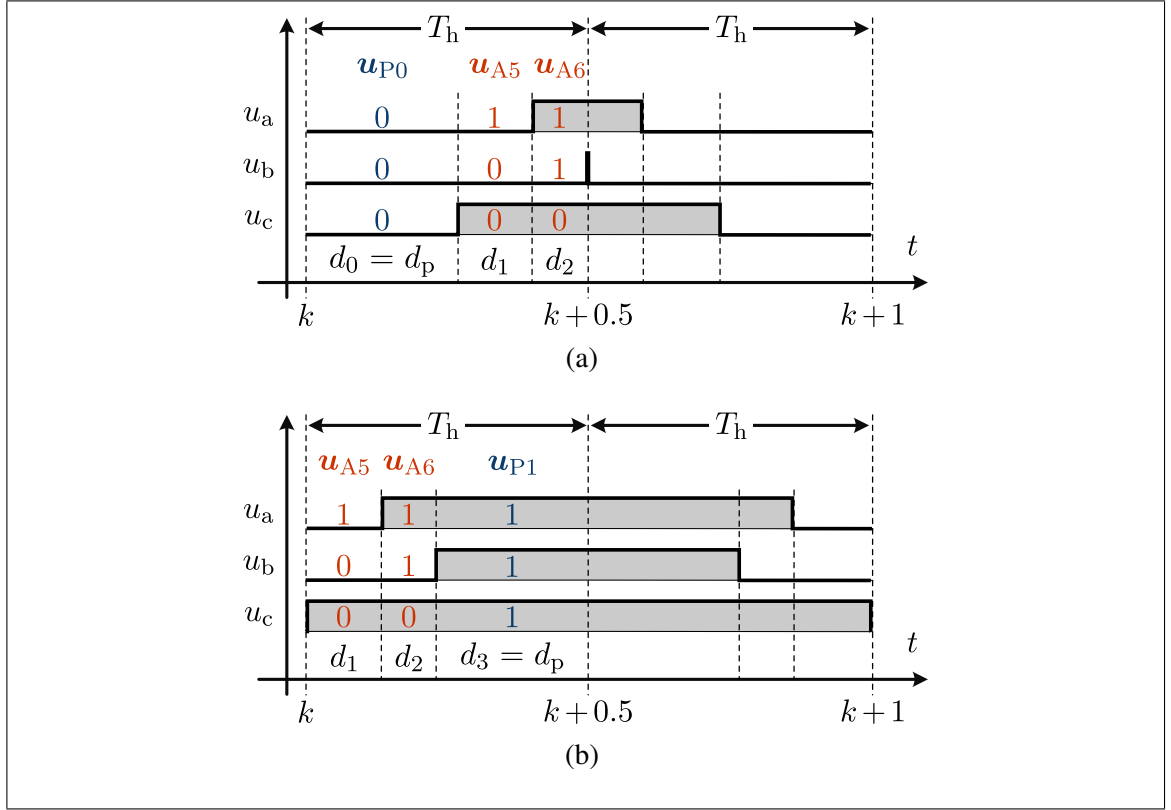


Figura 2.17. Secuencia que genera el vector $u_{\alpha\beta}$ de la Fig. 2.11 con: (a) $\vartheta = 0$ y; (b) $\vartheta = 1$.

2.4. Corriente del Puerto dc2

En esta sección, se pretende analizar el comportamiento de la corriente en el puerto dc2 en función de las definiciones de secuencia y de tensiones que se formalizaron en la sección 2.3. Cuando el convertidor 2L-TPC de la Fig. 2.3 aplica una 7S-SS, se puede derivar de (2.10) el siguiente modelo a lo largo de la secuencia completa,

$$L_{dc2} \frac{di_{dc2}}{dt} - 3V_{dc2} + R_{dc2}i_{dc2} = -3V_{dc1}U_0; \quad t_k \leq t \leq t_k + T_s \quad (2.52)$$

Tabla 2.7. Ciclos de trabajo por fase para modulación 7S-SS con distribución pasiva no uniforme.

Región $\mathcal{R}_j$	Ángulo ϕ	Ciclos de trabajo por fase abc
$\mathcal{R}_1$	$0 \leq \phi < \frac{\pi}{3}$	$U_a^* = \vartheta + m(1 - \vartheta) [(\cos(\phi + \frac{\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{\pi}{2}))]$ $U_b^* = \vartheta + m [(1 - \vartheta) \cos(\phi - \frac{\pi}{2}) - \vartheta \cos(\phi + \frac{\pi}{6})]$ $U_c^* = \vartheta - m\vartheta [(\cos(\phi + \frac{\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{\pi}{2}))]$
$\mathcal{R}_2$	$\frac{\pi}{3} \leq \phi < \frac{2\pi}{3}$	$U_a^* = \vartheta + m [(1 - \vartheta)(\cos(\phi - \frac{\pi}{6}) - \vartheta \cos(\phi - \frac{5\pi}{6}))]$ $U_b^* = \vartheta + m(1 - \vartheta) [(\cos(\phi - \frac{\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{5\pi}{6}))]$ $U_c^* = \vartheta - m\vartheta [(\cos(\phi - \frac{\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{5\pi}{6}))]$
$\mathcal{R}_3$	$\frac{2\pi}{3} \leq \phi < \pi$	$U_a^* = \vartheta - m\vartheta [(\cos(\phi - \frac{\pi}{2}) + \cos(\phi - \frac{7\pi}{6}))]$ $U_b^* = \vartheta + m(1 - \vartheta) [(\cos(\phi - \frac{\pi}{2}) + \cos(\phi - \frac{7\pi}{6}))]$ $U_c^* = \vartheta + m [(1 - \vartheta) \cos(\phi - \frac{7\pi}{6}) - \vartheta \cos(\phi - \frac{\pi}{2})]$
$\mathcal{R}_4$	$\pi \leq \phi < \frac{4\pi}{3}$	$U_a^* = \vartheta - m\vartheta [(\cos(\phi - \frac{5\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{3\pi}{2}))]$ $U_b^* = \vartheta + m [(1 - \vartheta) \cos(\phi - \frac{5\pi}{6}) - \vartheta \cos(\phi - \frac{3\pi}{2})]$ $U_c^* = \vartheta + m(1 - \vartheta) [(\cos(\phi - \frac{5\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{3\pi}{2}))]$
$\mathcal{R}_5$	$\frac{4\pi}{3} \leq \phi < \frac{5\pi}{3}$	$U_a^* = \vartheta + m [(1 - \vartheta) \cos(\phi - \frac{11\pi}{6}) - \vartheta \cos(\phi - \frac{7\pi}{6})]$ $U_b^* = \vartheta - m\vartheta [(\cos(\phi - \frac{7\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{11\pi}{6}))]$ $U_c^* = \vartheta + m(1 - \vartheta) [(\cos(\phi - \frac{7\pi}{6}) + \cos(\phi - \frac{11\pi}{6}))]$
$\mathcal{R}_6$	$\frac{5\pi}{3} \leq \phi < 2\pi$	$U_a^* = \vartheta + m(1 - \vartheta) [(\cos(\phi - \frac{3\pi}{2}) + \cos(\phi - \frac{\pi}{6}))]$ $U_b^* = \vartheta - m\vartheta [(\cos(\phi - \frac{3\pi}{2}) + \cos(\phi - \frac{\pi}{6}))]$ $U_c^* = \vartheta + m [(1 - \vartheta) \cos(\phi - \frac{3\pi}{2}) - \vartheta \cos(\phi - \frac{\pi}{6})]$

al utilizar la definición de U_0 (2.48). Además, note que es posible escribir d_3 en términos del factor de distribución ϑ definido en (2.51). Por lo tanto, una expresión más compacta y conveniente para escribir el valor de modo común promedio durante el instante k corresponde a,

$$U_0(k) = \mathbf{u}_0^\top(k) \mathbf{d}(k) = d_1 u_{0(1)} + d_2 u_{0(2)} + \vartheta d_p \quad (2.53)$$

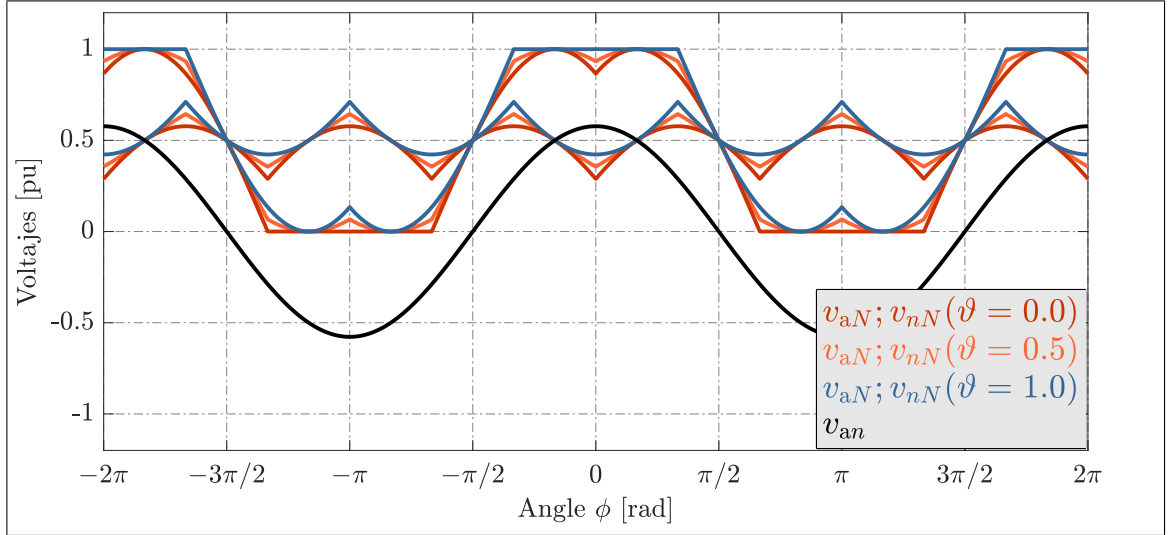


Figura 2.18. Tensión del ASV en fase a respecto a N y n y voltaje de modo común para distintos valores de ϑ ($m = 1$).

donde $\mathbf{u}_0(k) = [\vartheta \ u_{0(1)} \ u_{0(2)}]^\top$ es el vector de modo común para la secuencia 7S-SS y $\mathbf{d}(k)$ es el vector de ciclo de trabajo en el instante k que se definió en (2.24). En consecuencia, la ecuación dinámica de la corriente i_{dc2} (2.52) se transforma en una expresión más compacta y se escribe como,

$$\frac{di_{dc2}}{dt} = \frac{3V_{dc2} - R_{dc2}i_{dc2} - 3V_{dc1}\mathbf{u}_0^\top(k)\mathbf{d}(k)}{L_{dc2}} \quad (2.54)$$

Esto significa que para un valor de corriente i_{dc2} predeterminado, el termino ϑ que pertenece al vector $\mathbf{u}_0$ puede asumirse como el grado de libertad para controlar el valor de la corriente i_{dc2} . Así, la capacidad del control sobre la corriente i_{dc2} es limitada con índices de modulación altos (Celanovic & Boroyevich, 2000) ya que la distribución de los vectores pasivos no es muy influyente debido a que el ciclo de trabajo d_p es muy pequeño en comparación con d_1 y d_2 .

2.5. Rangos de Operación del Conversor 2L-TPC

El correcto funcionamiento del conversor 2L-TPC está determinado por su capacidad para generar las tensiones y corrientes necesarias que permitan controlar los dispositivos conectados en sus puertos.

En primer lugar, el rango de voltaje que es capaz de generar el conversor en el puerto ac está determinado por el voltaje del *dc-link* principal V_{dc1} como se puede observar en la Fig. 2.16 y como ocurre con cualquier conversor trifásico de 2 niveles convencional. El máximo voltaje en estado estacionario, sin sobremodulación, que genera el conversor ocurre cuando $m = 1$. En términos de valores eficaces, la relación debe ser

$$V_{dc1} \geq \sqrt{2}V_{ff,rms} \quad (2.55)$$

que es equivalente a lo que se demostró en (2.32). Si esta condición no se cumple, el conversor podría operar de forma no lineal entrando en región de sobre-modulación o causar una rectificación descontrolada.

En segundo lugar, el voltaje del puerto dc2, V_{dc2} , junto con el índice modulación m generado en la salida ac y el valor instantáneo de la corriente i_{dc2} determinan la controlabilidad de esta última. Al considerar la ecuación dinámica de i_{dc2} , su valor solo se puede controlar si es posible controlar el signo del numerador de su derivada (2.54).

En el caso de que la corriente i_{dc2} necesite ser aumentada, se requiere cumplir la siguiente desigualdad positiva: $3V_{dc2} - R_{dc2}i_{dc2} > 3V_{dc1}\mathbf{u}_0^\top(k)\mathbf{d}(k)$. Para asegurar esta condición a lo largo de todo un ciclo eléctrico, se deben considerar los puntos más críticos. Como ya se discutió en 2.3.5, el valor de modo común toma su mayor valor cuando $\phi = \{\pi/3, \pi, 5\pi/3\}$ que corresponde a los puntos más exigentes para cumplir la condición de numerador positivo a lo largo de todo un ciclo eléctrico. Los ciclos de trabajo de estos puntos se pueden obtener observando el valor de d_1 en las regiones pares de la tabla . Para

estos puntos se tiene,

$$\mathbf{u}_0^\top(k)\mathbf{d}(k) = \begin{bmatrix} 0 & 2/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1 - m\sqrt{3}/2) & m\sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

donde se ha escogido $\vartheta = 0$ ya que es la condición más favorable para cumplir la desigualdad positiva. Al evaluar la expresión 2.56, la desigualdad positiva se puede expresar como: $mV_{dc1}/\sqrt{3} \leq V_{dc2} - R_{dc2}i_{dc2}/3$.

El caso opuesto se presenta cuando el control necesite disminuir la corriente i_{dc2} . En este caso, se requiere cumplir la desigualdad negativa: $3V_{dc2} - R_{dc2}i_{dc2} < 3V_{dc1}\mathbf{u}_0^\top(k)\mathbf{d}(k)$. En este caso, los puntos críticos son $\phi = \{0, 2\pi/3, 4\pi/3\}$. Los ciclos de trabajo de estos puntos se obtienen observando el valor de d_1 en las regiones impares de la tabla . Para estos puntos se tiene,

$$\mathbf{u}_0^\top(k)\mathbf{d}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1 - m\sqrt{3}/2) & m\sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

donde se ha escogido $\vartheta = 1$ ya que es la condición más favorable para cumplir la desigualdad negativa. Al evaluar la expresión (2.57), la desigualdad negativa se puede expresar como $V_{dc1}(1 - m/\sqrt{3}) \geq V_{dc2} - R_{dc2}i_{dc2}/3$.

Por lo tanto, el rango de operación que permite el control de la corriente i_{dc2} en cualquier punto de operación en estado estacionario para la salida ac está dado al intersectar la desigualdad positiva con la negativa, es decir,

$$V_{dc1}\frac{m}{\sqrt{3}} \leq V_{dc2} - \frac{R_{dc2}i_{dc2}}{3} \leq V_{dc1}\left(1 - \frac{m}{\sqrt{3}}\right) \quad (2.58)$$

Este resultado indica que el valor de V_{dc2} tiene un valor acotado que depende de la corriente y el índice de modulación del puerto ac. Conforme es menor el índice modulación, mayor es la flexibilidad para V_{dc2} , y mientras mayor es el índice de modulación, menor la flexibilidad para V_{dc2} . También se observa que mientras mayor sea la corriente i_{dc2} , la resistencia parásita R_{dc2} provoca que disminuya el rango de controlabilidad. En casos en

que no sea posible controlar i_{dc2} con la modulación dada, es posible aumentar el valor de V_{dc1} para que el puerto ac trabaje con sus valores nominales, pero con un menor índice de modulación que permita controlar i_{dc2} .

Una aproximación menos exigente es pedir el cumplimiento de la desigualdad positiva y negativa promedio durante un ciclo eléctrico y no necesariamente en todos los puntos de operación. Para ello, la desigualdad se verifica considerando el momento en que el vector de conmutación se encuentra en el centro de la región y el valor del vector de ciclos de trabajo es $\mathbf{d} = [0 \ 0.5 \ 0.5]^T$ como ocurría con el vector $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{(2)}$ en el ejemplo de la Fig. 2.13.

Con un procedimiento análogo al que se hizo para deducir 2.58, se puede determinar el rango de operación que asegura una controlabilidad promedio de i_{dc2} durante un ciclo eléctrico en estado estacionario como:

$$V_{dc1} \frac{m}{2} \leq V_{dc2} - \frac{R_{dc2} i_{dc2}}{3} \leq V_{dc1} \frac{m}{2} \quad (2.59)$$

La expresión (2.59) muestra claramente que el valor de V_{dc2} más apropiado (sin considerar la resistencia parásita R_{dc2}) que asegura la controlabilidad promedio de i_{dc2} en todo el rango de operación en régimen estacionario del puerto ac ($m \in [0, 1]$) es:

$$V_{dc2} = \frac{V_{dc1}}{2} \quad (2.60)$$

La Fig. 2.19(a) muestra como un índice de modulación bajo produce un bajo voltaje fase-fase en la salida ac pero un amplio rango de operación para el voltaje V_{dc2} que le da controlabilidad a i_{dc2} . De manera opuesta, la Fig. 2.19(b) muestra cómo al aumentar el índice de modulación a casi $m = 1.0$, la tensión fase-fase en la salida ac llega casi a su máximo, pero el rango en donde V_{dc2} permite la controlabilidad i_{dc2} se reduce a una franja muy pequeña en torno a $V_{dc1}/2$, conforme a (2.59).

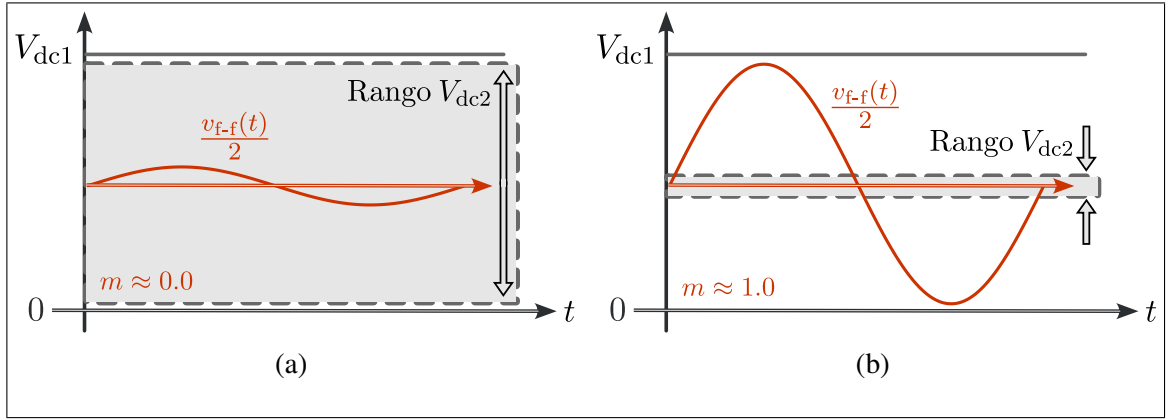


Figura 2.19. Rango V_{dc2} para el control de i_{dc2} según índice de modulación: (a) bajo índice de modulación y, (b) alto índice de modulación.

2.6. Modelación Matemática de la PMSM

Esta sección repasa el funcionamiento de la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) y la describe matemáticamente. Su modelación comienza desde las coordenadas naturales abc , luego se deducen las ecuaciones en coordenadas $\alpha\beta$ y coordenadas dq . A partir de estas últimas, se presentan las ecuaciones de torque que son de importancia para el controlador de velocidad. Luego se presenta una versión en coordenadas $\alpha\beta$ pero en términos de parámetros en dq por razones de simplicidad matemática. Finalmente, se deducen las condiciones de estado estacionario en coordenadas $\alpha\beta$ a partir de condiciones específicas de las coordenadas dq . Estas condiciones serán explicadas al final de la sección y son de vital importancia para el diseño del controlador propuesto. La Fig. 3.1 del siguiente capítulo muestra una PMSM conectada al puerto ac del conversor 2L-TPC.

La configuración más típica de una PMSM es la versión trifásica, en donde tiene un rotor que utiliza imanes permanentes y un estator que se compone de 3 bobinas (conectadas en Y o en Δ). Los devanados del estator están distribuidos sinusoidalmente con el fin de minimizar el componente armónico de orden superior y crear un campo magnético en el entre-hierro compuesta principalmente en la componente sinusoidal fundamental. Están espaciados de tal modo que el eje magnético que producen está espaciado en ángulos múltiplos de $2\pi/3$ [rad] dependiendo de la cantidad de pares de polos p de la máquina. La

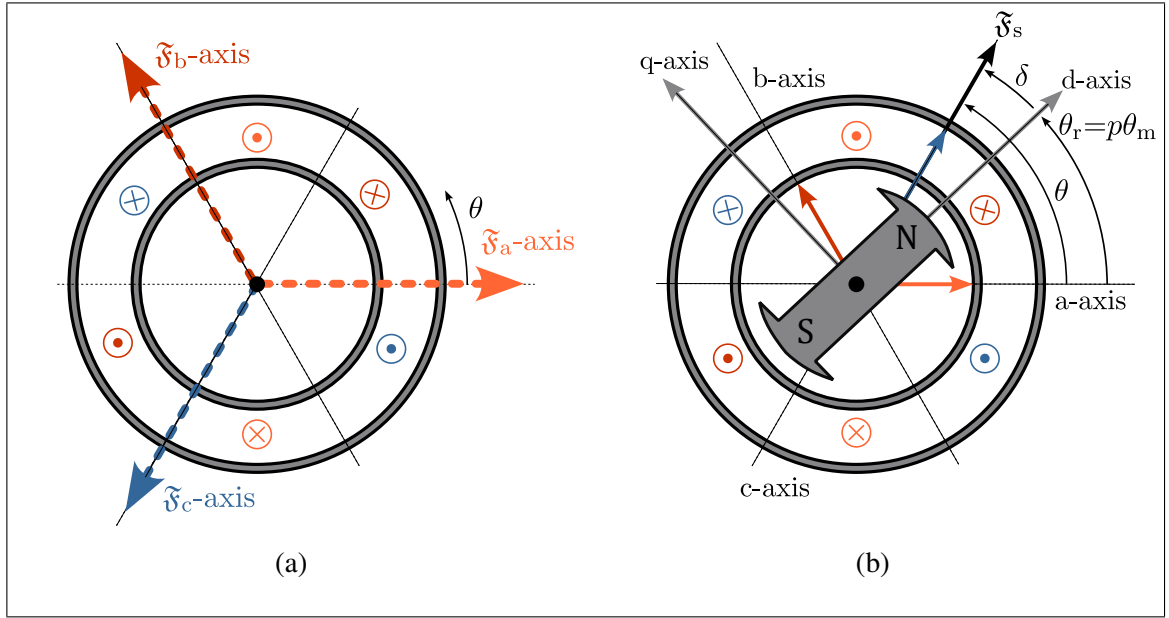


Figura 2.20. Vista axial PMSM: (a) bobinados y fuerzas magnetomotrices, (b) Fuerza magnetomotriz total, flujo del rotor y ángulos.

Fig. 2.20(a) muestra una vista axial de un corte del estator para una máquina de un par de polos. Se puede suponer que cada devanado tiene n espiras y que circula una corriente trifásica balanceada con velocidad angular ω y amplitud I_m . El valor de las corrientes instantáneas se pueden escribir como,

$$\mathbf{i}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Por la disposición de la bobinas, cada corriente genera una fuerza magnetomotriz cuyo eje positivo se encuentra en un ángulo alineado mecánicamente con la posición de la bobina de la fase a tal que $\theta = \{0, 2\pi/3, 4\pi/3\}$ como se observa en la Fig. 2.20(a). La magnitud de la fuerza magnetomotriz instantánea también es sinusoidal y depende de la corriente y la cantidad de espiras según $\mathcal{F}_m = nI_m/2$ (Fraile Mora, 2008). De este modo, los vectores la fuerza magnetomotriz espaciales de cada fase $\mathcal{F}_a$, $\mathcal{F}_b$ y $\mathcal{F}_c$ pueden ser vistos como vectores con ángulo fijo pero con amplitudes variables en el tiempo (Kronberg,

2012). Teniendo esto en cuenta, el valor de las fuerzas magnetomotrices se puede escribir como,

$$\mathfrak{F}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} \mathfrak{F}_a(t) \\ \mathfrak{F}_b(t) \\ \mathfrak{F}_c(t) \end{bmatrix} = \mathfrak{F}_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \cos(0) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cos(\frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Al sumar las componentes de todas las fases, se obtiene la fuerza magnetomotriz total de estator $\mathfrak{F}_s$ según,

$$\mathfrak{F}_s(t) = \sum_{\chi \in \mathcal{P}} \mathfrak{F}_\chi(t) = \frac{3}{2} \mathfrak{F}_m \cos(\omega t), \quad \mathcal{P} = \{a, b, c\} \quad (2.63)$$

es decir, equivale a un fasor girando a velocidad ω cuya magnitud es $3\mathfrak{F}_m/2$. El resultado anterior es conocido como teorema de Ferraris y es la base para el estudio de los campos magnéticos rotatorios. La Fig. 2.20(b) muestra la dirección para la fuerza magnetomotriz resultante cuando la corriente lleva un valor tal que $\theta = \omega t = \pi/3$.

Por otro lado, es conveniente alinear el eje d con la posición del flujo proporcionado por el imán permanente, cuyo ángulo respecto del eje de la fase a en las bobinas se define por θ_r . De este modo, la relación entre este último y el ángulo mecánico está determinado por la cantidad de pares de polos según $\theta_r = p\theta_m$ (en el ejemplo de la Fig. 2.20, $p = 1$ por lo que ambos ángulos son equivalentes). La diferencia que existe entre los ángulos θ (definido por la corriente) y θ_r (definido por la posición del rotor respecto a la fuerza magnetomotriz de la fase a) es $\delta = \theta - \theta_r$ y representa el ángulo de carga de la máquina que está estrechamente ligado con el torque que esta ejerce (Fitzgerald, Kingsley, & Umans, 2003).

El modelo dinámico de las PMSMs trifásicas se caracteriza por las ecuaciones de tensión, enlace de flujo y torque electromagnético. En consecuencia, las variables del

modelo varían en el tiempo, siempre y cuando el rotor esté girando. Por tanto, las transformaciones de Clarke (2.11) y Park (2.14) son necesarias para reducir la complejidad del modelo dinámico.

2.6.1. Marco de Referencia abc

En la Fig. 2.21 se ilustra un esquema de PMSM con tres bobinas en el estator con sus respectivos ejes magnéticos y un rotor de imanes permanentes sobre un eje magnético directo y de cuadratura. Aplicando una corriente trifásica a los devanados del estator se produce un campo magnético rotatorio en el estator de magnitud constante y perpendicular al área de bobinado según (2.63).

La conexión de los bobinados se puede ver como tres circuitos monofásicos balanceados. Al asumir de momento que la conexión es tipo Y, existe un punto neutro n flotante como se mostró en la Fig. 2.15. Por lo tanto, la tensión $v_{\chi n}$ aplicada a cada devanado de cada fase, se denota por $\mathbf{v}_{abc} = [v_{an} \ v_{bn} \ v_{cn}]^T$. Esta equivale a la suma entre la caída de tensión a través de la resistencia del devanado del estator R_s debido a la corriente de cada fase i_χ denotada por $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, y la tensión inducida que se debe a la variación temporal del enlace de flujo λ_χ denotado por $\boldsymbol{\lambda}_{abc} = [\lambda_a \ \lambda_b \ \lambda_c]^T$. La forma matricial compacta de lo explicado anteriormente corresponde a,

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{abc} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}}{dt} \quad (2.64)$$

donde la matriz $\mathbf{R}$ es la matriz de resistencia definida en (2.66a). El enlace de flujo del estator $\boldsymbol{\lambda}_{abc}$ es una combinación del flujo enlazado por el bobinado del estator y el flujo del imán permanente del rotor $\boldsymbol{\psi}_{abc} = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T$. Además, el flujo del bobinado es una superposición entre el flujo propio (inductancia propia por la corriente respectiva) y el flujo mutuo (inductancia mutua por las demás corrientes), esto es

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = \mathbf{L}_{abc}\mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\psi}_{abc} \quad (2.65)$$

La matriz $\mathbf{L}_{abc}$ es la matriz de inductancia en el marco de referencia abc y se define según

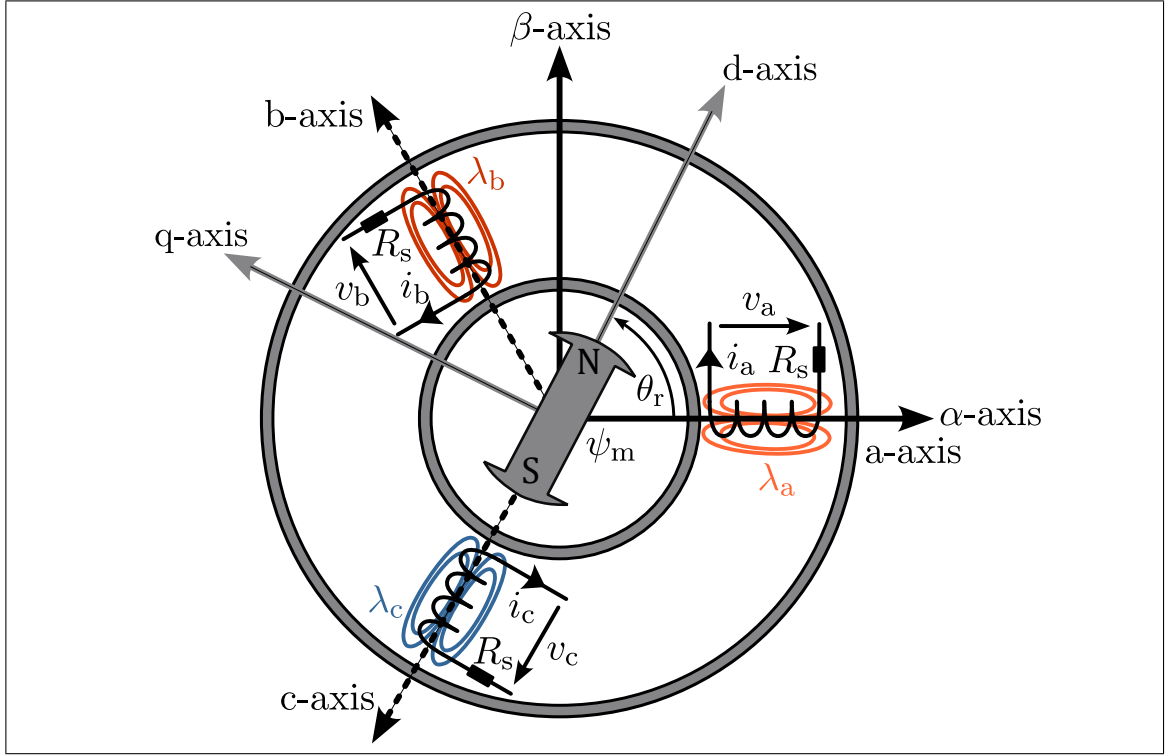


Figura 2.21. Esquema de una máquina PMSM.

(2.66b). Sus componentes instantáneas $L_{\chi\chi}$, $\chi \in \mathcal{P} = \{a, b, c\}$ corresponden a la auto-inductancia de la fase χ mientras que las componentes $L_{\chi\zeta}$ con $\chi, \zeta \in \mathcal{P} = \{a, b, c\} \mid \chi \neq \zeta$ corresponde a la inductancia mutua entre las fases χ y ζ . Las componentes instantáneas de la matriz de inductancia $\mathbf{L}_{abc}$ son variables en el tiempo y dependen de la posición del rotor según el ángulo θ_r . También depende de algunos parámetros inductivos como la componente media de la inductancia de magnetización, L_m y su componente alterna L_Δ . Esta última produce una inductancia sinusoidal con el doble de frecuencia que la eléctrica de la máquina, tal como se muestra en la Fig. 2.22. El último parámetro inductivo corresponde a la inductancia de fuga del inducido L_l .

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.66a)$$

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.66b)$$

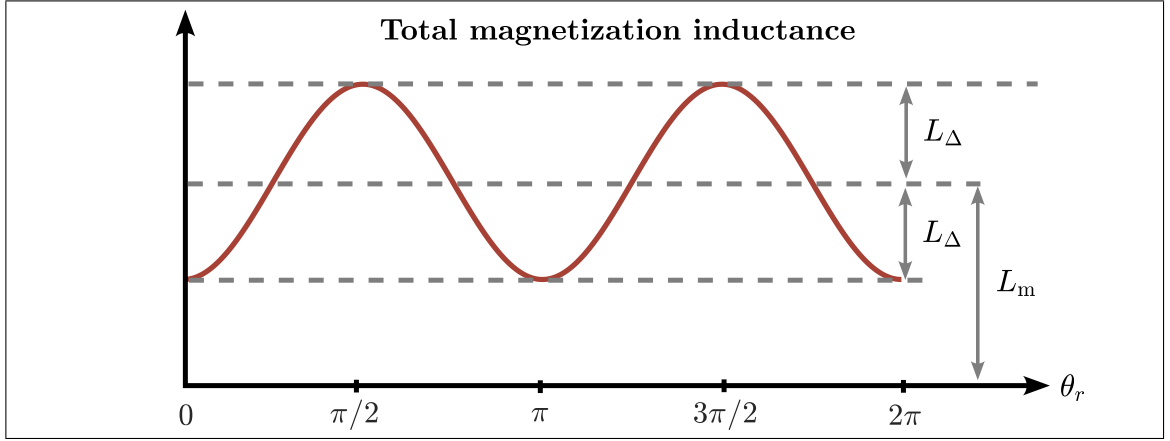


Figura 2.22. Inductancia de magnetización total como función de θ_r .

La relación explícita entre las componentes de $\mathbf{L}_{abc}$, la posición del rotor y los parámetros se definen en (2.67) (Zhang, 2013). Cuando la máquina es anisotrópica, el valor de $L_\Delta = 0$ y la matriz $\mathbf{L}_{abc}$ se vuelve constante.

$$L_{aa} = L_m + L_l - L_\Delta \cos(2\theta_r) \quad (2.67a)$$

$$L_{bb} = L_m + L_l - L_\Delta \cos(2\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.67b)$$

$$L_{cc} = L_m + L_l - L_\Delta \cos(2\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.67c)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -L_m/2 - L_\Delta \cos(2\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.67d)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -L_m/2 - L_\Delta \cos 2\theta_r \quad (2.67e)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -L_m/2 - L_\Delta \cos(2\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.67f)$$

Por último, la componente instantánea del flujo producido por el imán permanente del rotor en la bobina del estator ψ_{abc} también varía en el tiempo y es función del ángulo del rotor θ_r y de la magnitud del flujo que es capaz de producir el imán ψ_m . Sin embargo, la frecuencia de esta oscilación es la misma que la frecuencia del ángulo del rotor. Las ecuaciones explícitas se definen como,

$$\psi_a = \psi_m \cos(\theta_r) \quad (2.68a)$$

$$\psi_b = \psi_m \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.68b)$$

$$\psi_c = \psi_m \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.68c)$$

2.6.2. Marco de Referencia $\alpha\beta$

El modelamiento de la máquina en coordenadas trifásicas abc, puede descomponerse en las coordenadas ortogonales $\alpha\beta$. Se puede aplicar la transformada de Clarke (2.12) a la ecuación de tensión de la máquina (2.64) multiplicando por su lado izquierdo. La transformada puede ingresar directamente en el operador diferencial ya que se trata de una transformación lineal, por lo que se tiene,

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{v}_{abc} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{R} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}}{dt} \quad (2.69a)$$

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta 0}}{dt} \quad (2.69b)$$

donde $\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = [v_\alpha \ v_\beta \ v_0]^\top$, $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = [i_\alpha \ i_\beta \ i_0]^\top$ y $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta 0} = [\lambda_\alpha \ \lambda_\beta \ \lambda_0]^\top$ corresponden al voltaje, corriente y flujo en la máquina en el marco de referencia $\alpha\beta$. El último miembro de (2.69b) puede determinarse al descomponer el término $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta 0}$ a partir de (2.65) según,

$$\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \boldsymbol{\lambda}_{abc} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} (\mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\psi}_{abc}) \quad (2.70a)$$

$$= \underbrace{\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}}_{\mathbf{L}_{\alpha\beta 0}} \underbrace{\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{i}_{abc}}_{\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}} + \underbrace{\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \boldsymbol{\psi}_{abc}}_{\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta 0}} \quad (2.70b)$$

Debido a que la componente 0 no afecta las corrientes trifásicas, de la misma manera como se hizo en (2.16), en lo que sigue del desarrollo solo se considerarán las componentes

$\alpha\beta$. Desde esta perspectiva, una representación mas conveniente de (2.70) corresponde a,

$$\lambda_{\alpha\beta} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \psi_{\alpha\beta} \quad (2.71)$$

donde $\psi_{\alpha\beta} = [\psi_{\alpha} \ \psi_{\beta}]^T$ y $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ corresponde a la sub matriz de 2x2 de $\mathbf{L}_{\alpha\beta 0}$. Las expresiones explicitas para $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ y $\psi_{\alpha\beta}$ quedan determinadas por,

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_1 + \frac{3}{2}(L_m - L_{\Delta} \cos(2\theta_r)) & \frac{3}{2}L_{\Delta} \sin(2\theta_r) \\ \frac{3}{2}L_{\Delta} \sin(2\theta_r) & L_1 + \frac{3}{2}(L_m + L_{\Delta} \cos(2\theta_r)) \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$$\psi_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m \cos(\theta_r) \\ \psi_m \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Al combinar las componentes $\alpha\beta$ de (2.69b) con (2.71) se tiene,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \psi_{\alpha\beta} \} \quad (2.74a)$$

$$= \mathbf{R} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \} + \frac{d}{dt} \{ \psi_{\alpha\beta} \} \quad (2.74b)$$

Para el cálculo de la derivada del flujo respecto del tiempo el último término de (2.74b), se debe utilizar la regla de la cadena (teorema de las funciones compuesta), derivando primero respecto a θ_r . Esta expresión será de vital importancia en los capítulos siguientes, por lo que requiere una atención especial. Si se define esta expresión como $\mathbf{b}_{\alpha\beta}$, su cálculo se obtiene como sigue,

$$\mathbf{b}_{\alpha\beta} \triangleq \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{d\theta_r} \omega_r = \begin{bmatrix} -\psi_m \sin(\theta_r) \\ \psi_m \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.75)$$

De la ecuación anterior se puede notar que aparece un acoplamiento entre las variables con la velocidad eléctrica del rotor ω_r . Al reemplazar (2.75) en la expresión para las primeras dos componentes del voltaje, la expresión (2.69b) queda como,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \} + \mathbf{b}_{\alpha\beta} \quad (2.76)$$

Como se verá en las siguientes secciones, (2.76) servirá como base para desarrollar la expresión de voltaje más sencilla en términos de la inductancia directa y de cuadratura. Esto es conveniente por dos razones. En primer lugar, facilita los cálculos matemáticos y en segundo lugar, es una forma mucho más precisa y conveniente de caracterizar una máquina, ya que son parámetros que no dependen de la posición del rotor.

2.6.3. Marco de Referencia dq

El modelamiento de la máquina en el sistema estacionario ortogonal $\alpha\beta$, puede llevarse a un sistema rotatorio ortogonal dq utilizando la transformación de Park (2.14). En este caso, nuevamente la componente 0 es irrelevante, por lo que se utiliza la transformación de Park reducida que equivale a tomar la transformación con las sub matrices de dimensiones (2×2) de las expresiones en (2.15). Estas serán denotadas por $\mathbf{T}_{dq}(\theta_r)$ y $\mathbf{T}_{dq}^{-1}(\theta_r)$. Al multiplicar las componentes $\alpha\beta$ de la ecuación de tensión de la maquina en (2.69b) por la izquierda mediante la transformada de Park reducida se tiene,

$$\underbrace{\mathbf{T}_{dq}\mathbf{v}_{\alpha\beta}}_{\mathbf{v}_{dq}} = \underbrace{\mathbf{T}_{dq}\mathbf{R}\mathbf{i}_{\alpha\beta}}_{\mathbf{R}\mathbf{i}_{dq}} + \mathbf{T}_{dq}\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (2.77)$$

Como $\mathbf{T}_{dq}(\theta_r)$ contiene información del ángulo eléctrico del rotor, es una variable que depende del tiempo, y en consecuencia no puede incluirse directamente en el operador de derivación de flujo en el último término de (2.77). Sin embargo, al usar la regla del producto de derivadas (regla de Leibniz) se deduce que equivale a,

$$\mathbf{T}_{dq}\frac{d\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d}{dt}\underbrace{\{\mathbf{T}_{dq}\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}\}}_{\boldsymbol{\lambda}_{dq}} - \frac{d\mathbf{T}_{dq}}{dt}\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} \quad (2.78)$$

La derivada de la transformada de Clarke en el último término de (2.78) se puede desarrollar según,

$$\frac{d\mathbf{T}_{dq}}{dt} = \frac{d\mathbf{T}_{dq}}{d\theta_r}\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\mathbf{T}_{dq}}{d\theta_r}\omega_r \quad (2.79)$$

por lo que al reemplazar (2.79) en (2.78) y agrupar y ordenar términos de forma conveniente, se puede escribir según

$$\mathbf{T}_{dq} \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq}}{dt} + \omega_r \underbrace{\frac{d\mathbf{T}_{dq}}{d\theta_r} \mathbf{T}_{dq}^{-1}}_{\mathbf{J}} \underbrace{\mathbf{T}_{dq} \boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}}_{\boldsymbol{\lambda}_{dq}} \quad (2.80)$$

donde la forma explícita de la matriz de acoplamiento $\mathbf{J}$ es,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Al reemplazar (2.80) en (2.77) se obtiene la ecuación de voltaje de la máquina en coordenadas dq, esto es,

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{dq} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq}}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq} \quad (2.82)$$

Ahora, para encontrar el término de la derivada de flujo en (2.82), aplicamos la transformada de Park reducida por la izquierda a (2.71) y se obtiene,

$$\underbrace{\mathbf{T}_{dq} \boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}}_{\boldsymbol{\lambda}_{dq}} = \underbrace{\mathbf{T}_{dq} \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{dq}^{-1}}_{\mathbf{L}_{dq}} \underbrace{\mathbf{T}_{dq} \mathbf{i}_{\alpha\beta}}_{\mathbf{i}_{dq}} + \underbrace{\mathbf{T}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}}_{\boldsymbol{\psi}_{dq}} \quad (2.83)$$

donde $\boldsymbol{\lambda}_{dq} = [\lambda_d \quad \lambda_q]^\top$, $\mathbf{i}_{dq} = [i_d \quad i_q]^\top$, $\boldsymbol{\psi}_{dq} = [\psi_d \quad \psi_q]^\top$ son las expresiones de flujo enlazado, corriente y flujo del imán en coordenadas dq y la matriz $\mathbf{L}_{dq}$ es la matriz de inductancias en el marco de referencia dq. Una de las ventajas de este sistema de referencia para máquinas síncronas es que las componentes de $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ y de $\mathbf{L}_{dq}$ son constantes, por lo que su trabajo con operadores diferenciales es trivial. Sus formas explícitas están dadas por,

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + \frac{3}{2}(L_m - L_\Delta) & 0 \\ 0 & L_1 + \frac{3}{2}(L_m + L_\Delta) \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

La inductancia L_d es llamada inductancia del eje directo y la inductancia L_q es llamada inductancia del eje de cuadratura. Según esta definición, cualquier PMSM queda totalmente caracterizada por apenas cuatro parámetros: R_s , L_d , L_q y ψ_m . Se define la razón anisotrópica de la máquina como,

$$r_a = \frac{L_d}{L_q} \quad (2.86)$$

Por lo tanto, para máquinas isotrópicas se tiene que $L_d = L_q$ ($r_a = 1$), y para máquinas anisotrópicas se tiene $L_d < L_q$ ($r_a < 1$), o $L_d > L_q$ ($r_a > 1$). Al reemplazar (2.83) en (2.82) resulta,

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \{ \mathbf{L}_{dq}\mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\psi}_{dq} \} + \omega_r \mathbf{J} \{ \mathbf{L}_{dq}\mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\psi}_{dq} \} \quad (2.87)$$

La expresión anterior se puede desarrollar y reordenar. Finalmente, se puede escribir como,

$$\mathbf{v}_{dq} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{dq}} \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{L}_{dq} \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \psi_m \omega_r \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_{dq}} \quad (2.88)$$

que es la ecuación dinámica de tensión para la PMSM en coordenadas dq (Pellegrino, Armando, & Guglielmi, 2012). Para efectos de esta tesis, es importante dejar las expresiones en términos de la derivada de la corriente, pues las estrategias MPC requieren determinar su comportamiento temporal según las variables manipuladas que generalmente resultan en tensiones que aplica el convertidor. Al definir $\mathbf{M}_{dq}$ y $\mathbf{b}_{dq}$ según (2.88) y despejar la derivada de la corriente, se obtiene, el modelo de tiempo continuo para la corriente del estator en el marco dq,

$$\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} = \mathbf{L}_{dq}^{-1} (\mathbf{v}_{dq} - \mathbf{M}_{dq}\mathbf{i}_{dq} - \mathbf{b}_{dq}) \quad (2.89)$$

El torque electromecánico de la máquina T_e se puede expresar en coordenadas dq de manera compacta (Tino Jercic & Matusko, 2017). Su expresión más conveniente para el

desarrollo de esta tesis es,

$$T_e = \frac{3}{2}p [\psi_m + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (2.90)$$

donde p es el número de pares de polos de la máquina. De la ecuación anterior se desprende que el torque electromecánico se compone de dos componentes provenientes de distintos fenómenos. El primero corresponde al torque de excitación que se produce por la interacción del imán permanente con flujo ψ_m con la fuerza magnetomotriz del estator. El segundo corresponde al torque de reluctancia que se genera por la diferencia $(L_d - L_q)$ (Ozturk, 2005). Note que esta última componente se anula en máquinas isotrópicas.

2.6.4. Marco de Referencia $\alpha\beta$ en términos de L_d y L_q

Como se determinó en la sección 2.6.3, es conveniente usar matrices de inductancia que no dependan de la posición. Sin embargo, el control C-OSS-MPC propuesto en esta tesis se desarrolla en el marco de referencia $\alpha\beta$ debido a una implementación más intuitiva. Debido a esto, es conveniente escribir la matriz de inductancias $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ (2.72) en términos de L_d y L_q (2.84). La relación es la siguiente,

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{L_d+L_q}{2} + \frac{L_d-L_q}{2} \cos(2\theta_r) & \frac{L_d-L_q}{2} \sin(2\theta_r) \\ \frac{L_d-L_q}{2} \sin(2\theta_r) & \frac{L_d+L_q}{2} - \frac{L_d-L_q}{2} \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

Al utilizar esta definición (2.91) y desarrollar el termino diferencial de (2.76) mediante la regla del producto, se hace necesario calcular la derivada de $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ que se denota por $\mathbf{W}$, cuya expresión explícita es,

$$\mathbf{W} = \frac{d\mathbf{L}_{\alpha\beta}}{dt} = \omega_r(L_d - L_q) \begin{bmatrix} -\sin(2\theta_r) & \cos(2\theta_r) \\ \cos(2\theta_r) & \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

Por lo tanto, la ecuación dinámica de voltaje para la máquina en el marco de referencia $\alpha\beta$ se puede escribir de forma compacta como,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = (\mathbf{R} + \mathbf{W})\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{L}_{\alpha\beta}\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{b}_{\alpha\beta} \quad (2.93)$$

Nuevamente, como la naturaleza predictiva del controlador C-OSS-MPC pretende hacer un seguimiento en las corrientes de referencia, se busca escribir la ecuación dinámica de la máquina en términos de la derivada de corriente. Al despejar dicho término de (2.93) y representar el vector de tensión por el de conmutación según (2.17), se encuentra el modelo de tiempo continuo para las corrientes del estator en el marco de referencia $\alpha\beta$ como,

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}(t)}{dt} = \mathbf{F}\mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) + \mathbf{G}\mathbf{b}_{\alpha\beta}(t) + \mathbf{H}\mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) \quad (2.94)$$

donde $\mathbf{F} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}(\mathbf{R} + \mathbf{W})$, $\mathbf{G} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}$ y $\mathbf{H} = V_{dc1}\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}$. La expresión (2.94) es una de las ecuaciones más importantes de esta tesis y será de vital importancia para diseñar el controlador de seguimiento predictivo en la corriente de la PMSM.

2.6.5. Voltaje de Estado Estacionario en $\alpha\beta$

Como se verá en el capítulo 3, uno de los objetivos del diseño del controlador es generar una respuesta suave ante cambios repentinos en las corrientes de la máquina. Para esto, se castiga la acción de control utilizando una referencia del vector de tensión en estado estacionario, que corresponde a aquella tensión $\mathbf{u}_{ss}$ que mantiene la corriente $\mathbf{i}_{dq}$ de la máquina en las condiciones de referencia deseadas $\mathbf{i}_{dq}^*$ (R. P. Aguilera & Quevedo, 2015). Esta tensión de referencia se puede encontrar al igualar a cero la derivada respecto al tiempo de $\mathbf{i}_{dq}$. Al igualar a cero el valor de (2.89) y despejar el voltaje se tiene,

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{M}_{dq}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{b}_{dq} \quad (2.95)$$

Al multiplicar la ecuación anterior por la transformada de Park inversa reducida por la izquierda se tiene,

$$\underbrace{\mathbf{T}_{dq}^{-1} \mathbf{v}_{dq}}_{\mathbf{v}_{\alpha\beta}} = \underbrace{\mathbf{T}_{dq}^{-1} \mathbf{M}_{dq} \mathbf{T}_{dq}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta}} \underbrace{\mathbf{T}_{dq}^{-1} \mathbf{i}_{dq}}_{\mathbf{i}_{\alpha\beta}} + \underbrace{\mathbf{T}_{dq}^{-1} \mathbf{b}_{dq}}_{\mathbf{b}_{\alpha\beta}} \quad (2.96)$$

Cambiando el valor de tensión $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ en (2.96) por el vector de conmutación según (2.17), se puede despejar y encontrar el vector de conmutación en estado estacionario $\mathbf{u}_{ss}$ según,

$$\mathbf{u}_{ss} = \frac{1}{V_{dc1}} (\mathbf{M}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{b}_{\alpha\beta}) \quad (2.97)$$

Sin embargo, es posible expresar la matriz $\mathbf{M}_{\alpha\beta}$ en términos de matrices ya conocidas. Mediante un análisis trigonométrico al usar las propiedades del ángulo doble y un poco de geometría, es fácil demostrar que,

$$\mathbf{M}_{\alpha\beta} = \mathbf{R} + \mathbf{W} + \omega_r \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{J} \quad (2.98)$$

por lo tanto, una expresión mas conveniente para determinar $\mathbf{u}_{ss}$ se encuentra al reemplazar (2.98) en (2.97), de donde se obtiene la expresión definitiva para el vector de conmutación en estado estacionario $\mathbf{u}_{ss}$ como,

$$\mathbf{u}_{ss} = \frac{1}{V_{dc1}} \{ (\mathbf{R} + \mathbf{W} + \omega_r \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{J}) \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{b}_{\alpha\beta} \} \quad (2.99)$$

3. ESTRATEGIA C-OSS-MPC PROPUESTA

En esta sección, se presenta la propuesta y el desarrollo de la estrategia de control OSS-MPC en cascada (C-OSS-MPS). Para ello se presenta la conexión del convertidor 2L-TPC a una PMSM y dos fuentes de voltaje continuo, se explora el comportamiento del controlador de corriente, los problemas de optimización junto con sus soluciones ante diferentes condiciones, el diseño del factor de ponderación y finalmente se presenta un algoritmo con la estrategia de control completa incluyendo el lazo de control externo de velocidad.

El diagrama circuital de la topología que se pretende controlar se muestra en la Fig. 3.1. Este se compone del convertidor 2L-TPC de la Fig. 2.3 pero con una PMSM conectada en su puerto ac y con dos fuentes de corriente continua en sus puertos dc. En el capítulo 2 ya se comentó que el convertidor en su lado ac se comporta como un convertidor convencional trifásico de dos niveles, produciendo un total de 8 estados de conmutación diferentes $\mathbf{u}_{abc} \in \mathbb{U} \triangleq \{0, 1\}^3$ que generan 6 vectores de conmutación activos no redundantes y 2 vectores de conmutación pasivos redundantes en el marco estacionario $\alpha\beta$. Estos pueden obtenerse mediante la transformación de Clarke reducida (2.16) como $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{u}_{abc} \in \mathcal{U} \triangleq \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbb{U}$.

El reto de la propuesta del controlador de corriente (CC-OSS-MPC) y su objetivo principal es determinar la secuencia de conmutación óptima $\mathbf{S}^*$ (vectores y sus tiempos de aplicación) para el control simultáneo de las corrientes de la máquina y del puerto dc2 minimizando los errores de seguimiento. Como ya se mencionó en la sección 2.3.3, en el desarrollo teórico del controlador propuesto se adoptará la secuencia de conmutación de siete segmentos 7S-SS “tipo 0”, tal como se definió en (2.19). De esta definición, es importante mencionar que la secuencia de conmutación óptima (OSS) está definida por un conjunto de 4 vectores $\mathbf{u}_i$ pertenecientes a la región óptima $\mathcal{R}^*$, así como sus tiempos de aplicación t_i^* .

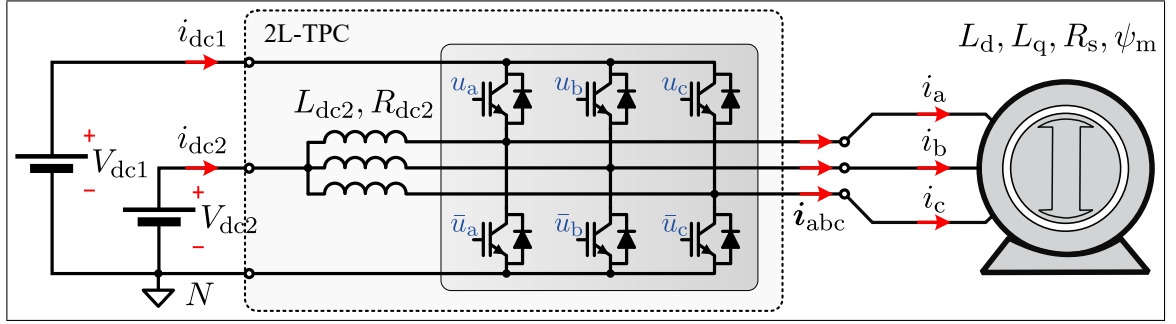


Figura 3.1. Convertidor 2L-TPC conectado a una PMSM.

3.1. Estrategia C-OSS-MPC

Uno de los principales desafíos para el correcto funcionamiento del sistema 2L-TPC-PMSM es mantener la controlabilidad de la corriente de la máquina i_s como del puerto i_{dc2} de manera simultánea (Neira, Pereda, Merlin, & Rojas, 2019). De la Fig. 3.1 es fácil notar que manteniendo el control de estas dos variables, la corriente i_{dc1} resultará como el complemento que debe tener el 2L-TPC para que se cumpla LCK al igualar la suma de corrientes a cero.

Dentro de los esquemas FCS-MPC, el enfoque más típico para controlar de manera simultánea estas dos corrientes consiste en minimizar una función de coste bi-objetivo en donde el error de la corriente i_{dc2} se incluye directamente en la función de costo (Neira et al., 2020) como,

$$J_0 = \|\mathbf{i}_s^*(k+1) - \mathbf{i}_s(k+1)\|_2^2 + \lambda_{dc2} \|i_{dc2}^*(k+1) - i_{dc2}(k+1)\|_2^2 \quad (3.1)$$

donde $\|\xi\|_2^2 = \xi^\top \xi$ es el cuadrado de la norma cuadrática (norma euclidiana), i_s es el vector de corrientes del estator y λ_{dc2} es el factor de ponderación utilizado para compensar los objetivos de control. Según este enfoque, el rendimiento del convertidor depende del parámetro λ_{dc2} . De hecho, aún no se ha propuesto ningún método analítico o numérico

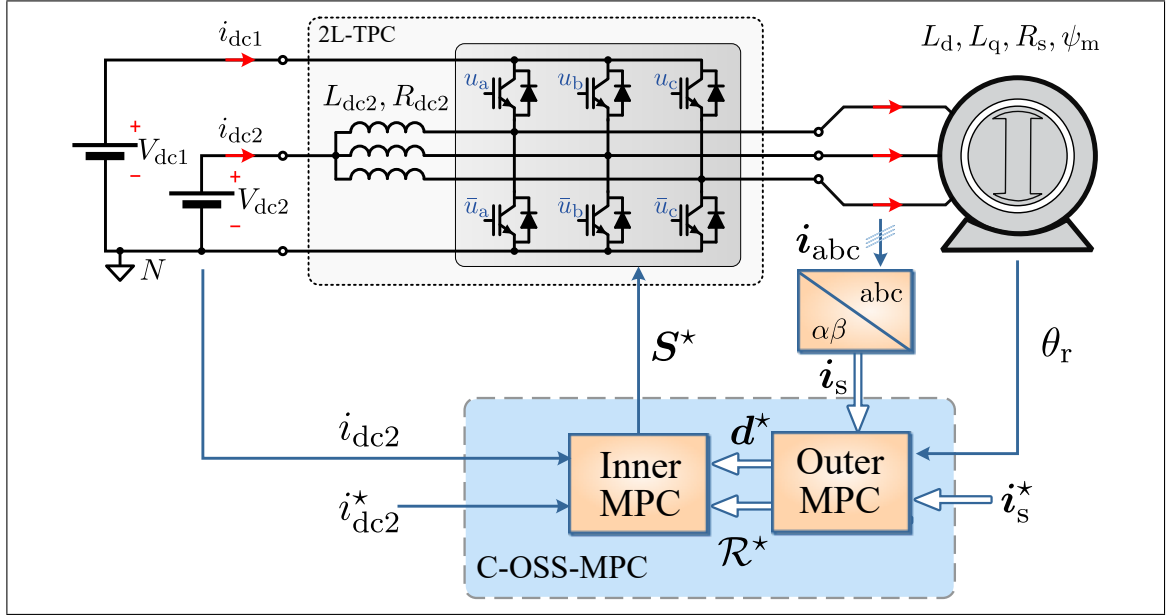


Figura 3.2. Diagrama de bloques del C-OSS-MPC propuesto.

para obtener los factores de ponderación óptimos debido a que esta topología es relativamente reciente. Sin embargo, en trabajos similares con otro tipo de convertidores se ha observado que el ajuste de dicho parámetro se realiza con procesos empíricos o heurísticos que no son sencillos, principalmente porque depende de puntos de funcionamiento y de los parámetros del sistema (Geyer, 2016). Además, aunque teóricamente el problema MPC tiene solución única y globalmente óptima, esto no implica la optimalidad en cada índice y objetivo de control de forma independiente (Mora et al., 2019).

Bajo esta perspectiva, en este trabajo se propone la estrategia C-OSS-MPC representada en el bloque azul de la Fig. 3.2 para controlar simultáneamente las variables de interés sin el uso de factores de ponderación para los objetivos de control.

En el esquema de control propuesto representado en la Fig. 3.2, el *Outer-MPC* se centra en controlar las corrientes del estator de la máquina i_s . Las salidas del bloque *Outer-MPC* son la región óptima $\mathcal{R}^*$ y los tiempos de aplicación normalizados de los vectores de conmutación que pertenecen a $\mathcal{R}^*$, agrupados en el vector d^* que se presentó en (2.24). A continuación, utilizando la información proporcionada por el *Outer-MPC*,

es decir, $\mathcal{R}^*$ y $\mathcal{d}^*$, la etapa *Inner-MPC* determina la distribución óptima ϑ^* del tiempo de permanencia de los vectores pasivos d_p para controlar la corriente del puerto dc2. De este modo, se genera una secuencia de conmutación óptima $\mathbf{S}^*$ que es enviada al convertidor. En consecuencia, con este método de control se evita el uso de factores de ponderación y la solución óptima obtenida del *Outer-MPC* no se ve afectada por la etapa *Inner-MPC*. Esto ocurre porque la suma del tiempo de aplicación del vector pasivo con su redundancia no se ve alterada por el *Inner-MPC*, tal como se demostró en la sección 2.3.5. Sin embargo, esta estrategia deja la acción del *Inner-MPC* limitada a la salida del *Outer-MPC*.

3.2. Outer-MPC: OSS-MPC de Corriente (OSS-MP-CC)

La etapa *Outer-MPC* busca determinar el vector de conmutación óptimo para el control de la máquina, mediante la minimización del valor de alguna función objetivo propuesta. Para ello, se usa la discretización del modelo de tiempo continuo y se hace una búsqueda en la región factible para determinar la solución óptima.

3.2.1. Modelo en Tiempo Continuo

Consideremos el inversor trifásico con carga 2L-TPC-PMSM de la Fig. 3.1. En la sección 2.6.4 se determinó el modelo en tiempo continuo para la corriente del estator de la máquina en el marco estacionario $\alpha\beta$. De acá en adelante, como el control se diseñará en el marco estacionario $\alpha\beta$, se omiten los subíndices $\alpha\beta$ y en lugar de ello se usa “s” aludiendo a una variable del estator. Considerando aquello, el modelo en tiempo continuo (2.94) se escribe como,

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{F}\mathbf{i}_s + \mathbf{G}\mathbf{b}_s + \mathbf{H}\mathbf{u}_s \quad (3.2)$$

donde $\mathbf{i}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ es el vector de corriente del estator, $\mathbf{b}_s = \psi_m \omega_r [-\sin(\theta_r) \ \cos(\theta_r)]^T$ es el vector de derivada de flujo del imán en el estator (2.75), $\mathbf{u}_s = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$ es el vector de conmutación y $\mathbf{F}$, $\mathbf{G}$ y $\mathbf{H}$ son matrices variantes en el tiempo definidas en la sección 2.6.4.

3.2.2. Modelo de Tiempo Discreto: La Trayectoria Media

Comúnmente, en las estrategias de MPC directo tradicionales, la acción de control óptima se deriva de la minimización de una función de costo que compara la referencia y la predicción de las variables a controlar al final del período de conmutación T_s . De forma alternativa, para diseñar el algoritmo de control en este trabajo se propone utilizar la predicción de la trayectoria media a lo largo de todo un ciclo de conmutación T_s cuando el convertidor sintetiza una 7S-SS simétrica. Este enfoque permite reducir el error de seguimiento medio y, en consecuencia, se mejora el rendimiento global del sistema controlado (Mora, 2019).

Para un cálculo sencillo de la trayectoria media de la corriente del estator, supongamos que el período de conmutación es suficientemente menor que la constante de tiempo del sistema (3.2), es decir, $T_s \ll \left(\frac{L_d + L_q}{2}\right) / R_s$. Por lo tanto, cuando el convertidor aplica una secuencia 7S-SS, la evolución instantánea de i_s durante el período de conmutación puede considerarse una función lineal por tramos, como se ilustra en la Fig. 3.3. De acuerdo con (3.2), la pendiente del sub-intervalo i -ésimo puede expresarse en términos del vector de conmutación que el convertidor aplica durante todo su intervalo como

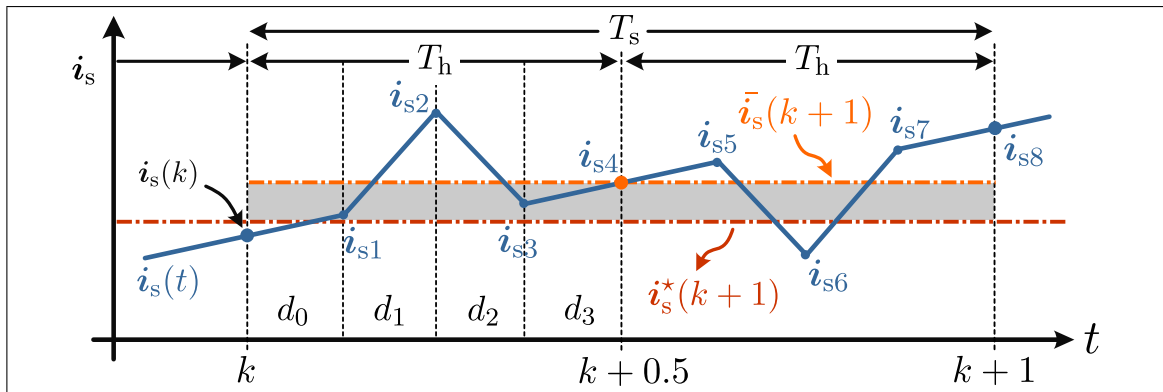


Figura 3.3. Predicción de trayectoria de corriente para una 7S-SS simétrica. Figura adaptada de (Mora, 2019).

$$\left. \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right|_i = \mathbf{F}_{(i)} \mathbf{i}_{s(i)} + \mathbf{G}_{(i)} \mathbf{b}_{s(i)} + \mathbf{H}_{(i)} \mathbf{u}_{s(i)} \quad (3.3)$$

Así, la evolución instantánea de $\mathbf{i}_s$ puede calcularse empleando el método de Euler de un paso como

$$\mathbf{i}_{s(i+1)} = \mathbf{i}_{s(i)} + \left. \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right|_i T_h d_i \quad (3.4)$$

donde $d_i = t_i/T_h$ es el tiempo de aplicación normalizado (ciclo de trabajo) del i -ésimo vector de conmutación $\mathbf{u}_{si}$ que pertenece a cualquier 7S-SS. Debido a que se está considerando una 7S-SS simétrica para el desarrollo teórico, puede demostrarse que la trayectoria media de la corriente del estator corresponde a su valor instantáneo al final del sub-ciclo (Mora et al., 2024), es decir, $\bar{\mathbf{i}}_s(k+1) = \mathbf{i}_{s4}$ como se representa en la Fig. 3.3. Por lo tanto, cuando el convertidor aplica la 7S-SS, la trayectoria media predicha viene dada por

$$\bar{\mathbf{i}}_s(k+1) = \mathbf{i}_s(k) + T_h \sum_{i=0}^3 \left. \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right|_i d_i \quad (3.5)$$

Cabe destacar que, como se muestra en (3.3) y (3.5), la trayectoria media depende de los ciclos de trabajo de manera no lineal. Para simplificar el análisis, la pendiente del sub-intervalo i -ésimo (3.3) se aproxima utilizando los valores muestreados y calculados para los vectores de corriente, flujo del rotor en el estator y las matrices variantes en el tiempo según

$$\left. \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right|_i \approx \mathbf{F}(k) \mathbf{i}_s(k) + \mathbf{G}(k) \mathbf{b}_s(k) + \mathbf{H}(k) \mathbf{u}_{s(i)} \quad (3.6)$$

Bajo esta perspectiva, se supone que las pendientes de los sub-intervalos no dependen ni de las trayectorias de corriente ni del vector de flujo ni de los valores de las matrices $\mathbf{F}$, $\mathbf{G}$, $\mathbf{H}$ entre los muestreos. Por lo tanto, la predicción de trayectoria media (3.5) puede

expresarse como,

$$\bar{\mathbf{i}}_s(k+1) = \mathbf{A}(k)\mathbf{i}_s(k) + \mathbf{C}(k)\mathbf{b}_s(k) + \mathbf{B}(k) \sum_{i=0}^3 \mathbf{u}_{si}d_i \quad (3.7)$$

donde $\mathbf{A} = (T_h\mathbf{F} + \mathbf{I}_2)$, $\mathbf{C} = T_h\mathbf{G}$ y $\mathbf{B} = T_h\mathbf{H}$. Finalmente, basado en el hecho que para cualquier secuencia de conmutación de siete segmentos en el convertidor 2L-TPC se tiene $\mathbf{u}_{s0} = \mathbf{u}_{p0}$ y $\mathbf{u}_{s3} = \mathbf{u}_{p1}$ y basado en la definición de vector de ciclo de trabajo y de vector de conmutación dadas en (2.24, 2.25), la expresión de trayectoria media (3.7) se puede re-escribir como

$$\bar{\mathbf{i}}_s(k+1) = \mathbf{A}(k)\mathbf{i}_s(k) + \mathbf{C}(k)\mathbf{b}_s(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{U}(k)\mathbf{d}(k) \quad (3.8)$$

Por motivos de simplicidad y facilidad de la notación, de acá en adelante $\bar{\mathbf{i}}_s(k+1)$ se denotará como $\mathbf{i}_s(k+1)$; y en consecuencia, (3.8) será el modelo de tiempo discreto para la estrategia de control predictivo de corriente OSS. Como se muestra en (3.8), los grados de libertad para obtener los objetivos de control son los ciclos de trabajo. De esto se deduce que, para calcular los tiempos de permanencia óptimos, debe definirse una función objetivo que mida de algún modo la diferencia entre $\mathbf{i}_s(k+1)$ y su referencia $\mathbf{i}_s^*(k+1)$.

3.2.3. Problema de Control Óptimo para OSS-MP-CC

Para obtener los ciclos de trabajo óptimos, se introduce la siguiente función bi-objetivo cuadrática,

$$J_j(\mathbf{d}(k)) = \|\mathbf{i}_s(k+1) - \mathbf{i}_s^*(k+1)\|_2^2 + \|\mathbf{\Lambda}_u(\mathbf{u}(k) - \mathbf{u}_{ss}(k))\|_2^2 \quad (3.9)$$

donde $\mathbf{\Lambda}_u$ es una matriz de sintonización de dimensiones (2×2) y generalmente no diagonal. El uso de la norma cuadrática (norma- ℓ_2) le brinda al sistema una mayor estabilidad y mejor rendimiento en lazo cerrado, sin sacrificar el seguimiento de referencias por una penalización en el esfuerzo de control. Una elección de la norma- ℓ_1 , si bien es menos costosa computacionalmente que la norma norma- ℓ_2 , puede ser incapaz de proporcionar

una sintonización adecuada y darle estabilidad en lazo cerrado al sistema, por lo que generalmente no es recomendada para controladores predictivos con seguimiento de referencia (Geyer & Karamanakos, 2023). Por lo tanto, (3.9) representa una función de costo adecuada para un controlador que pretende incorporar tanto el error de seguimiento de la corriente del estator como una penalización en el esfuerzo de control. Como se determinó en (2.23), el vector

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{U}(k)\mathbf{d}(k) \in \mathbb{F} \triangleq \mathbf{T}_{\alpha\beta}\mathbb{D} \quad (3.10)$$

es el vector de conmutación medio (ASV) aplicado por el convertidor en un ciclo de conmutación y, $\mathbf{u}_{ss}(k)$ es la entrada de control *steady-state* y corresponde al vector de conmutación medio necesario para mantener la corriente del estator en las condiciones de funcionamiento estacionarias. De lo obtenido en (2.99), este puede calcularse como,

$$\mathbf{u}_{ss}(k) = \frac{1}{V_{dc1}} \{(\mathbf{R} + \mathbf{W} + \omega_r \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{J}) \mathbf{i}_s^*(k+1) + \mathbf{b}_s(k)\} \quad (3.11)$$

La matriz Λ_u se puede utilizar para ajustar el compromiso entre ambos objetivos de control, evitando que el OSS-MP-CC propuesto se comporte como un controlador *dead-beat* puro, que podría originar problemas de robustez (Quevedo et al., 2014). Mas aún, al sustituir la predicción de corriente (3.8) en la función objetivo (3.9), esta última se puede escribir como

$$J_j(\mathbf{d}(k)) = \|\mathbf{B}(\mathbf{U}\mathbf{d}(k) - \mathbf{u}_{db}(k))\|_2^2 + \|\Lambda_u(\mathbf{U}\mathbf{d}(k) - \mathbf{u}_{ss}(k))\|_2^2 \quad (3.12)$$

donde $\mathbf{u}_{db}(k)$ es la entrada de control *dead-beat* y se define como,

$$\mathbf{u}_{db}(k) = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{i}_s^*(k+1) - \mathbf{A}\mathbf{i}_s(k) - \mathbf{C}\mathbf{b}_s(k)) \quad (3.13)$$

Al inspeccionar (3.12), se puede deducir que la matriz Λ_u permite modificar la respuesta dinámica y las propiedades de robustez del sistema en lazo cerrado (R. P. Aguilera & Quevedo, 2015). En la sección 3.4 se presentarán mas detalles sobre la metodología utilizada para diseñar los parámetros de la matriz de sintonía Λ_u .

Por otra parte, es importante recordar, que el vector de ciclo de trabajo para cualquier 7S-SS tiene que satisfacer $\mathbb{1}^\top \mathbf{d}(k) = 1$ y $\mathbf{d}(k) \in \mathbb{D}$. Por lo tanto, la OSS se obtiene resolviendo, en cada instante de muestreo k , el siguiente problema de optimización restringido

$$\{\mathbf{U}^*, \mathbf{d}^*\} = \arg \min_{\mathbf{U}_j} \left\{ \min_{\mathbf{d}_j} J_j(\mathbf{d}_j, \mathbf{U}_j) \right\} \quad (3.14a)$$

$$\text{s.t. } \mathbb{1}^\top \mathbf{d}_j = 1 \quad (3.14b)$$

$$\mathbf{d}_j \geq 0 \quad (3.14c)$$

Obsérvese que el problema de optimización restringido (COP) considera dos etapas de optimización. En primer lugar, la optimización interna para cada secuencia de conmutación candidata $\mathbf{U}_j$ que presenta una solución mínima local $\mathbf{d}_j$. De acuerdo con su estructura, la optimización interna se conoce como un problema *box-constrained least-square* (BCLS) (Boyd & Vandenberghe, 2004). En segundo lugar, en la etapa de optimización externa, una vez obtenidos los ciclos de trabajo, se puede evaluar la función de costo (3.12) para cada par $\{\mathbf{U}_j, \mathbf{d}_j\}$. Finalmente, el par que provee el mínimo valor en la función de costo $\{\mathbf{U}_{j_{\text{opt}}}, \mathbf{d}_{j_{\text{opt}}}\}$ define la OSS y con ello el vector de conmutación promedio óptimo (OASV) $\mathbf{u}_s^* = \mathbf{U}_{j_{\text{opt}}} \mathbf{d}_{j_{\text{opt}}}$.

Típicamente, el óptimo global para este tipo de estrategia de control predictivo se obtiene implementando un algoritmo de enumeración en el que el problema de optimización interno (3.14) se resuelve para cada región $\mathcal{R}_j$ en la que se ha dividido el espacio de SVs (Mora et al., 2019). En el caso de los convertidores de dos niveles esto implica una búsqueda sobre el conjunto $\mathcal{R} = \{\mathcal{R}_1, \dots, \mathcal{R}_6\}$. Alternativamente, en la sección 3.3 se introducirá un optimizador más eficiente, que aprovecha una propiedad de (3.14) para reducir la carga computacional del controlador.

3.3. Optimización para el Proceso Outer-MPC

Dado que el problema de optimización restringido (3.14) debe resolverse para cada una de las 6 regiones en cada periodo de muestreo, en esta sección se introduce una estrategia adecuada para encontrar eficientemente la solución óptima. Para ello, se propone, en primer lugar, calcular la solución del problema relajado y, a continuación, aplicar una metodología sencilla para cumplir la restricción no negativa de $\mathbf{d}_j$; y, por tanto, obtener la OSS.

3.3.1. Solución Relajada

En el problema relajado, se ignora la restricción no negativa $\mathbf{d}_j \geq 0$ sobre el ciclo de trabajo (3.14c). Por lo tanto, la solución relajada para cada candidato 7S-SS, denotada como $\mathbf{d}_{rj}$, se puede obtener al resolver el siguiente problema de mínimos cuadrados restringidos (CLS),

$$\mathbf{d}_{rj} = \arg \min_{\mathbf{d}_j} \|\mathbf{B} (\mathbf{U}_j \mathbf{d}_j - \mathbf{u}_{db}(k))\|_2^2 + \|\mathbf{\Lambda}_u (\mathbf{U}_j \mathbf{d}_j - \mathbf{u}_{ss}(k))\|_2^2 \quad (3.15a)$$

$$\text{s.t. } \mathbb{1}^\top \mathbf{d}_j = 1 \quad (3.15b)$$

De este modo, utilizando el método de Lagrange (Boyd & Vandenberghe, 2004), para cada secuencia de conmutación candidata, la solución de este problema CLS bi-objetivo se puede obtener resolviendo el siguiente sistema lineal de 4 ecuaciones,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_j^\top (\mathbf{B}^\top \mathbf{B} + \mathbf{\Lambda}_u^\top \mathbf{\Lambda}_u) \mathbf{U}_j & \mathbb{1} \\ \mathbb{1}^\top & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{rj} \\ \nu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_j^\top (\mathbf{B}^\top \mathbf{B} \mathbf{u}_{db} + \mathbf{\Lambda}_u^\top \mathbf{\Lambda}_u \mathbf{u}_{ss}) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Además, debido a las dimensiones matriciales implicadas en (3.16) en que $\mathbf{U}$ y $\mathbf{d}_r$ tienen dimensiones de (2×3) y (3×1) respectivamente, las condiciones $\nabla J_j(\mathbf{d}_r) = 0$ y $\mathbb{1}^\top \mathbf{d}_r = 1$ se satisfacen simultáneamente. Por lo tanto, el multiplicador de Lagrange debe

ser $\nu = 0$; y en consecuencia, la solución relajada asociada a la j -ésima región (que no necesariamente cumple $\mathbf{d}_r \geq 0$) puede calcularse directamente según

$$\mathbf{d}_{rj} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_j \\ \mathbb{1}^\top \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{uc} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

donde $\mathbf{u}_{uc}$ corresponde a la solución relajada y se puede calcular como,

$$\mathbf{u}_{uc} = \begin{bmatrix} u_{uc\alpha} \\ u_{uc\beta} \end{bmatrix} = (\mathbf{B}^\top \mathbf{B} + \mathbf{\Lambda}_u^\top \mathbf{\Lambda}_u)^{-1} (\mathbf{B}^\top \mathbf{B} \mathbf{u}_{db} + \mathbf{\Lambda}_u^\top \mathbf{\Lambda}_u \mathbf{u}_{ss}) \quad (3.18)$$

Se debe considerar que la obtención $\mathbf{d}_{rj}$ en (3.17) es garantizada ya que la matriz $[\mathbf{U}^\top \mathbb{1}]^\top$ de dimensiones (3×3) tiene columnas linealmente independientes para todas las regiones. Su expansión de forma explícita permite escribir (3.17) de la siguiente forma

$$\begin{bmatrix} d_{rp} \\ d_{r1} \\ d_{r2} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} u_{1\beta} - u_{2\beta} & u_{2\alpha} - u_{1\alpha} & \mathbf{u}_1 \times \mathbf{u}_2 \\ u_{2\beta} - u_{p\beta} & u_{p\alpha} - u_{2\alpha} & \mathbf{u}_2 \times \mathbf{u}_p \\ u_{p\beta} - u_{1\beta} & u_{1\alpha} - u_{p\alpha} & \mathbf{u}_p \times \mathbf{u}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{uc\alpha} \\ u_{uc\beta} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

donde

$$D = \mathbf{u}_p \times \mathbf{u}_1 + \mathbf{u}_2 \times \mathbf{u}_p + \mathbf{u}_1 \times \mathbf{u}_2 \quad (3.20)$$

corresponde al determinante de la matriz $[\mathbf{U}^\top \mathbb{1}]^\top$ y $\mathbf{u}_x \times \mathbf{u}_y = u_{x\alpha}u_{y\beta} - u_{x\beta}u_{y\alpha}$ denota el producto cruz entre los vectores $\mathbf{u}_x$ y $\mathbf{u}_y$. Sin embargo, dado que $\mathbf{u}_p = [u_{p\alpha} \ u_{p\beta}]^\top = [0 \ 0]^\top$, en realidad, una forma más compacta de (3.19) se puede expresar como

$$d_{rp} = 1 - d_{r1} - d_{r2} \quad (3.21a)$$

$$d_{r1} = \frac{u_{2\beta}u_{uc\alpha} - u_{2\alpha}u_{uc\beta}}{u_{1\alpha}u_{2\beta} - u_{1\beta}u_{2\alpha}} \quad (3.21b)$$

$$d_{r2} = \frac{u_{1\alpha}u_{uc\beta} - u_{1\beta}u_{uc\alpha}}{u_{1\alpha}u_{2\beta} - u_{1\beta}u_{2\alpha}} \quad (3.21c)$$

3.3.2. Solución Óptima

Como se describe en (3.17), cada una de las soluciones locales $\mathbf{d}_{rj}$ define un punto único en plano $\alpha\beta$ mediante el uso del mapeo $\mathbf{u}_{uc} = \mathbf{U}_j \mathbf{d}_{rj}$. De hecho, este punto es común para todas las soluciones locales y corresponde al vector de conmutación promedio sin restricciones dado en (3.18).

Bajo esta perspectiva, es interesante notar que la función de costo (3.15) se puede reescribir en términos del vector de conmutación promedio sin restricciones como

$$J(\mathbf{u}) = (\mathbf{u} - \mathbf{u}_{uc})^\top (\mathbf{B}^\top \mathbf{B} + \mathbf{\Lambda}_u^\top \mathbf{\Lambda}_u) (\mathbf{u} - \mathbf{u}_{uc}) + c \quad (3.22)$$

donde $c = c(k)$ no depende de la variable de decisión $\mathbf{u}$. Por lo tanto, las curvas de nivel de (3.22) obtenidas al igualar dicha expresión a un valor constante, describen elipses centradas en $\mathbf{u}_{uc}$ como se ilustra en la Fig. 3.4(a). Por lo tanto, el vector de conmutación promedio óptimo para el problema no relajado $\mathbf{u}^*$ corresponde al punto del plano $\alpha\beta$ en donde se intersecta la primera curva de nivel (*level-set*) en torno a $\mathbf{u}_{uc}$ que tiene un punto en común con la región factible $\mathbb{F}$ [hexágono mostrado en la Fig. 3.4(a)]. Por ejemplo, en la Fig. 3.4(a) se muestra un vector $\mathbf{u}_{uc}$ que no está dentro de la región factible $\mathbb{F}$, pero que pertenece al cono convexo de los vectores activos asociados a $\mathcal{R}_2$.

La Fig. 3.4(b) muestra que el vector de conmutación promedio óptimo podría ser $\mathbf{u}_1^*$ ya que es el punto donde intersecta curva de nivel de menor valor dentro del set de todas las curvas de nivel en torno a $\mathbf{u}_{uc}^{(1)}$. Sin embargo, el vector $\mathbf{u}_{uc}$ también podría corresponder a $\mathbf{u}_{uc}^{(2)}$, que es el caso cuando $\mathbf{u}_{uc}$ si está dentro de la región factible $\mathbb{F}$.

A continuación se detallan las condiciones de optimalidad dependiendo si $\mathbf{u}_{uc}$ esta dentro o fuera de la región de control $\mathbb{F}$.

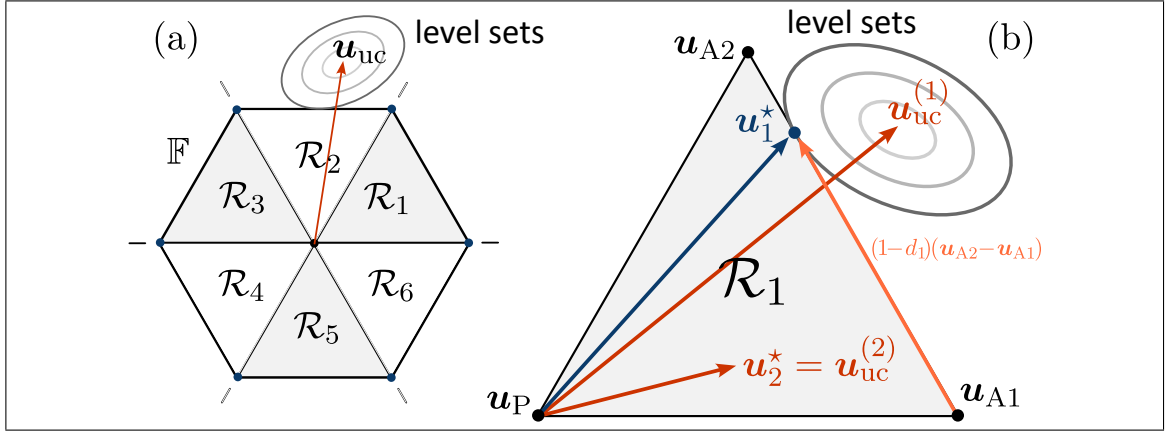


Figura 3.4. Relación entre la solución relajada y el OASV: (a) región de control y; (b) ejemplos ilustrativos.

3.3.2.a. Solución Directa

En el caso de que $\mathbf{u}_{uc}(k)$ caiga dentro de la región factible de control, es decir, $\mathbf{u}_{uc}(k) \in \mathbb{F}$, entonces solo existe una región $\mathcal{R}^*$ capaz de generar $\mathbf{u}_{uc}$ mediante una combinación convexa de sus tres vectores de conmutación. De acuerdo con (2.18), solo una de las seis soluciones locales (que se calculan utilizando la ecuación 3.21) satisface la restricción $\mathbf{d}(k) \geq 0$; y por lo tanto, será la solución óptima global $\mathbf{d}^*$ del problema completo definido en (3.14).

De este modo, se determina que la única solución relajada que satisface la restricción $\mathbf{d}_r \geq 0$ se encuentra directamente en la región a la que pertenece $\mathbf{u}_{uc}$ en el plano $\alpha\beta$ y que se denota por $\mathcal{R}_{j_{uuc}}$. Por lo tanto, se puede determinar la región óptima $\mathcal{R}_{j_{opt}}$ donde j_{opt} se calcula directamente a partir de $\mathbf{u}_{uc}$ como,

$$j_{opt} = j_{uuc} = \text{floor} \left\{ \frac{6}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{u_{uc\beta}}{u_{uc\alpha}} \right) \right\} + 1 \quad (3.23)$$

Por lo tanto, utilizando la posición angular de $\mathbf{u}_{uc}$, el algoritmo de enumeración convencional para el que se evalúa la solución explícita (3.17) se reduce de 6 a sólo 1.

En la Fig. 3.4(b) ya se mostró un ejemplo ilustrativo para $\mathbf{u}_{uc} = \mathbf{u}_{uc}^{(2)}$. Acá, la solución relajada se encuentra en $\mathcal{R}_1$, y por lo tanto, según la tabla 2.3, $\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_{A1}$ y $\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{A2}$, por lo que la solución relajada, que también equivale a la solución óptima ya que necesariamente es no negativa y se calcula a partir de (3.17) como,

$$\mathbf{d}^* = \mathbf{d}_{r1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{u}_{A1} & \mathbf{u}_{A2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{uc}^{(2)} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

En consecuencia, la secuencia de conmutación a aplicar según (2.19) tendrá la forma:

$$\mathbf{S} = \{\mathbf{u}_{p0} [d_0], \mathbf{u}_{A1} [d_1], \mathbf{u}_{A2} [d_2], \mathbf{u}_{p1} [d_3], \mathbf{u}_{p1} [d_3], \mathbf{u}_{A2} [t_2], \mathbf{u}_{A1} [d_1], \mathbf{u}_{p0} [d_0]\}$$

Normalmente, las circunstancias que provocan $\mathbf{u}_{uc}(k) \in \mathbb{F}$ es en periodos de funcionamiento estacionario de la máquina, esto es cuando la tensión óptima que se debe aplicar no está sobremodulada.

3.3.2.b. Sobremodulación

En caso que, $\mathbf{u}_{uc}(k)$ caiga fuera de la región factible de control, es decir, $\mathbf{u}_{uc}(k) \notin \mathbb{F}$, como ocurrió con el vector $\mathbf{u}_{uc}^{(1)}$ de la Fig. 3.4(b), ninguna de las soluciones locales es no negativa. Esta situación se da generalmente durante procesos de funcionamiento transitorios en el control de la máquina. Dado que las curvas de nivel en torno a $\mathbf{u}_{uc}(k)$ son elipses, no necesariamente la solución óptima pertenece a la región asociada a donde se encuentra $\mathcal{R}_{j_{uuc}}$.

La Fig. 3.5 muestra 3 condiciones distintas para la solución relajada: $\mathbf{u}_{uc}^{(1)}$, $\mathbf{u}_{uc}^{(2)}$ y $\mathbf{u}_{uc}^{(3)}$. Todos los vectores anteriores pertenecen al cono convexo formado por el vector pasivo y los vectores activos asociados a la región $\mathcal{R}_1$. Por lo tanto, $j_{uuc} = 1$. Se observa que en el caso de $\mathbf{u}_{uc}^{(1)}$, el OASV $\mathbf{u}_1^*$ se encuentra en $\mathcal{R}_1$, por lo tanto, $j_{opt} = 1$. Sin embargo, al explorar $\mathbf{u}_{uc}^{(2)}$, la solución óptima $\mathbf{u}_2^*$ se encuentra en la región contigua en sentido anti-horario, $\mathcal{R}_2$, y en ese caso $j_{opt} = 2$. De manera similar, al explorar $\mathbf{u}_{uc}^{(3)}$, la solución óptima

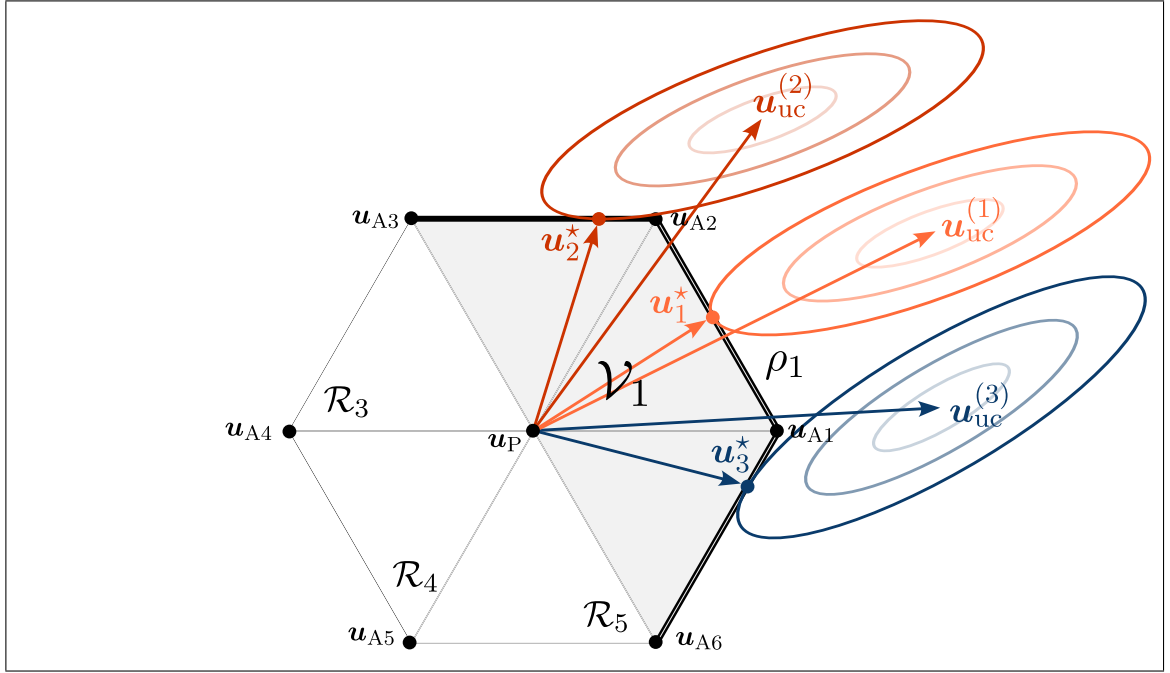


Figura 3.5. Relación entre la solución relajada y el OASV para un objetivo sobremodulado.

u_3^* se encuentra en la región contigua en sentido horario, $\mathcal{R}_6$, y en ese caso $j_{\text{opt}} = 6$. Por lo tanto, en caso que $u_{\text{uc}}(k)$ caiga fuera del hexágono, no se puede asumir directamente que $j_{\text{opt}} = j_{\text{uuc}}$ utilizando (3.23).

Por esta razón, en el caso de sobre-modulación, no solo se debe explorar la la región asociada a u_{uc} , sino que también a sus regiones contiguas. Para ello, se define el conjunto $\mathcal{V}_j$ como el conjunto compuesto por la región $\mathcal{R}_j$ y sus regiones vecinas, es decir,

$$\mathcal{V}_j = \mathcal{R}_{j-1} \cup \mathcal{R}_j \cup \mathcal{R}_{j+1}, \quad j \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} \quad (3.25)$$

considerando $\mathcal{R}_0 = \mathcal{R}_6$ y $\mathcal{R}_7 = \mathcal{R}_1$. Entonces, cuando $u_{\text{uc}}(k) \notin \mathbb{F}$, el OASV se encuentra en el perímetro del semi-hexágono formado por las regiones que pertenecen a $\mathcal{V}_{j_{\text{uuc}}}$ denotado por $\rho_{j_{\text{uuc}}}$. Para el caso particular de la Fig 3.5, como $j_{\text{uuc}} = 1$ se debe buscar la solución óptima en el perímetro ρ_1 que corresponde al perímetro del semi-hexágono formado por las regiones $\mathcal{V}_1 = \mathcal{R}_6 \cup \mathcal{R}_1 \cup \mathcal{R}_2$.

En ese sentido, el problema de optimización interna en (3.14) se resuelve para las regiones que pertenecen a $\mathcal{V}_{j_{\text{uuc}}}$, pero forzando $d_p = 0$ (el ciclo de trabajo para los vectores pasivos cuando el OASV se encuentra en el perímetro del hexágono debe ser nulo). Para ello, se introduce el vector $\mathbf{z} = [1 \ 0 \ 0]^\top$ y el COP que debe resolverse para cada una de las 3 regiones de interés corresponde a:

$$\{\mathbf{U}^*, \mathbf{d}^*\} = \arg \min_{\mathbf{U}_j} \left\{ \min_{\mathbf{d}_j} J_i(\mathbf{d}_j, \mathbf{U}_j) \right\} \quad (3.26a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{1}^\top \mathbf{d}_j = 1 \quad (3.26b)$$

$$\mathbf{z}^\top \mathbf{d}_j = 0 \quad (3.26c)$$

$$\mathbf{d}_j \geq 0 \quad (3.26d)$$

que es análogo al presentado en (3.14) pero se le ha añadido una restricción adicional. Una forma conveniente para resolver el problema de optimización interno de (3.26) es incorporando las restricciones (3.26b) y (3.26c) directamente en la función objetivo mediante la sustitución

$$\mathbf{d}_j = d_{1j} \mathbf{x} + \mathbf{y} \quad (3.27)$$

donde $\mathbf{x} = [0 \ 1 \ -1]^\top$ e $\mathbf{y} = [0 \ 0 \ 1]^\top$ son constantes. De esta manera, la solución relajada d_{r1j} que se obtiene al resolver el problema (3.26) para la región j mediante la sustitución (3.27) sin considerar la restricción de no negatividad (3.26d), se puede obtener al resolver el siguiente problema de mínimos cuadrados no restringidos (ULS) de una variable,

$$d_{r1j} = \arg \min_{d_{1j}} \|\mathbf{B}\mathbf{U}_j(d_{1j}\mathbf{x} + \mathbf{y}) - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{db}}\|_2^2 + \|\mathbf{\Lambda}_u\mathbf{U}_j(d_{1j}\mathbf{x} + \mathbf{y}) - \mathbf{\Lambda}_u\mathbf{u}_{\text{ss}}\|_2^2 \quad (3.28)$$

Al utilizar el método de Lagrange (Boyd & Vandenberghe, 2004), para cada una de las 3 regiones candidatas, la solución unidimensional se resuelve al evaluar la condición $\nabla J_i(d_{r1}) = 0$, que resulta en el siguiente sistema de una ecuación,

$$d_{r1j} \left(\|\mathbf{B}\mathbf{U}_j\mathbf{x}\|_2^2 + \|\mathbf{\Lambda}_u\mathbf{U}_j\mathbf{x}\|_2^2 \right) = (\mathbf{B}\mathbf{U}_j\mathbf{x})^\top (\mathbf{B}(\mathbf{u}_{\text{db}} - \mathbf{U}_j\mathbf{y})) + (\mathbf{\Lambda}_u\mathbf{U}_j\mathbf{x})^\top (\mathbf{\Lambda}_u(\mathbf{u}_{\text{ss}} - \mathbf{U}_j\mathbf{y})) \quad (3.29)$$

Al despejar d_{r1j} y reordenar, una expresión explícita para la solución relajada es:

$$d_{r1j} = \frac{\mathbf{x}^\top \mathbf{U}_j^\top [\mathbf{B}^\top \mathbf{B} (\mathbf{u}_{db} - \mathbf{U}_j \mathbf{y}) + \Lambda_u^\top \Lambda_u (\mathbf{u}_{ss} - \mathbf{U}_j \mathbf{y})]}{\mathbf{x}^\top \mathbf{U}_j^\top [\mathbf{B}^\top \mathbf{B} + \Lambda_u^\top \Lambda_u] \mathbf{U}_j \mathbf{x}} \quad (3.30)$$

Es importante mencionar que debido a que las curvas de nivel determinadas en (3.22) describen elipses, la función objetivo 3.12 describe un paraboloide elíptico en el dominio $\alpha\beta$. Así, al buscar la solución óptima en cada uno de los 3 lados del semi-hexágono $\mathcal{V}_{juc}$ mediante la variable d_{r1j} , se recorre una curva en $\mathbb{R}^3$ correspondiente a la intersección entre un plano perpendicular al eje $\alpha\beta$ que contiene al lado del hexágono en cuestión y el paraboloide elíptico que describe la función de costo en (3.22). Por lo tanto, el valor óptimo d_{1j}^* en realidad se puede encontrar simplemente saturando d_{r1j} en sus límites mínimo y máximo, similar a como se haría al encontrar el mínimo de una función cuadrática convencional de una variable restringida. Además, por la sustitución realizada en (3.27), se puede encontrar de manera directa el valor de las otras 2 componentes del vector $\mathbf{d}_j$. De esta manera, la solución óptima para $\mathcal{R}_j \in \mathcal{V}_{juc}$ se obtiene como,

$$\begin{aligned} d_{pj}^* &= 0 \\ d_{1j}^* &= \text{mid} \left\{ 0, \frac{\mathbf{x}^\top \mathbf{U}_j^\top [\mathbf{B}^\top \mathbf{B} (\mathbf{u}_{db} - \mathbf{U}_j \mathbf{y}) + \Lambda_u^\top \Lambda_u (\mathbf{u}_{ss} - \mathbf{U}_j \mathbf{y})]}{\mathbf{x}^\top \mathbf{U}_j^\top [\mathbf{B}^\top \mathbf{B} + \Lambda_u^\top \Lambda_u] \mathbf{U}_j \mathbf{x}}, 1 \right\} \\ d_{2j}^* &= 1 - d_{1j}^* \end{aligned} \quad (3.31)$$

donde $\text{mid}\{\cdot\}$ define la mediana de las componentes. Al realizar este procedimiento para las 3 regiones candidatas, se compara el valor de la función objetivo y se elige la solución que entregue un menor valor objetivo.

Por lo tanto, utilizando la posición angular de $\mathbf{u}_{uc}$, el algoritmo de enumeración convencional para el que se evalúa la solución explícita (3.17) se reduce de 6 a 3 en el caso de sobremodulación.

3.4. Diseño del Factor de Ponderación

La matriz de sintonización $\Lambda_u(k)$ puede utilizarse para regular el ancho de banda de lazo cerrado del controlador. Para su diseño, se puede utilizar el vector de conmutación relajado $\mathbf{u}_{uc}(k)$. Según (3.18), $\mathbf{u}_{uc}(k)$ es una suma ponderada entre la entrada de control *dead-beat* $\mathbf{u}_{db}(k)$ y la entrada de control *steady-state* $\mathbf{u}_{ss}(k)$. De ello se deduce que al elegir $\Lambda_u(k) = \mathbf{B}(k)$, la acción de control resultante dará la misma prioridad al error de seguimiento de la corriente del estator y al esfuerzo de control. En cambio, si se utiliza una matriz de sintonía $\Lambda_u(k)$ grande en comparación con $\mathbf{B}(k)$, el convertidor aplicará un vector de conmutación promedio similar a $\mathbf{u}_{ss}(k)$, lo que implica que el controlador se comporte como si estuviera operando en lazo abierto (Quevedo et al., 2014). Por el contrario, si $\Lambda_u(k)$ es pequeña en comparación con $\mathbf{B}(k)$, el primer término de la función de costo (3.12) pasa a ser predominante y, por tanto, el convertidor tiende a sintetizar la acción de control *dead-beat* $\mathbf{u}_{db}(k)$, lo que aumenta el ancho de banda del controlador (Mora et al., 2019). Por lo tanto, se define la matriz de sintonización como:

$$\Lambda_u(k) = \begin{bmatrix} \lambda_{u\alpha} & 0 \\ 0 & \lambda_{u\beta} \end{bmatrix} \mathbf{B}(k) \quad (3.32)$$

Esta configuración del controlador permite ajustar el comportamiento dinámico de los componentes $\alpha\beta$ de la corriente del estator de forma desacoplada. Esto implica que, por ejemplo, el controlador propuesto puede regular los componentes de secuencia positiva, negativa y cero de las corrientes del estator con diferentes dinámicas de lazo cerrado. El punto de ajuste inicial que da la misma prioridad al error de seguimiento y al esfuerzo de control para ambas componentes se logra ajustando $\lambda_{u\alpha} = 1, \lambda_{u\beta} = 1$.

Cabe destacar que ambos objetivos de control dirigen al sistema controlado en la misma dirección en condiciones de funcionamiento estacionario, lo que simplifica el diseño

de los factores de ponderación. Para demostrarlo, considere la entrada de control *dead-beat* presentada en (3.13). Esta puede ser re-escrita tomando las definiciones de las matrices que se dieron en (3.7) y (2.94) como,

$$\mathbf{u}_{\text{db}}(k) = (T_h V_{\text{dc1}} \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1})^{-1} \{ \mathbf{i}_s^*(k+1) + (T_h \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}(\mathbf{R} + \mathbf{W}) - \mathbf{I}_2) \mathbf{i}_s(k) + T_h \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{b}_s \} \quad (3.33)$$

Para abarcar el primer término a la derecha de (3.33), puede usar el hecho de que la matriz inversa de una matriz cuadrada $\mathbf{X}$ multiplicada por un escalar c puede obtenerse como $(c\mathbf{X})^{-1} = c^{-1}\mathbf{X}^{-1}$. Además, al tomar la matriz inversa de una matriz inversa se obtiene la matriz original, es decir $(\mathbf{X}^{-1})^{-1} = \mathbf{X}$, por lo tanto, se puede simplificar la expresión (3.33) y re-escribir,

$$\mathbf{u}_{\text{db}}(k) = \frac{1}{V_{\text{dc1}}} \left(\mathbf{L}_{\alpha\beta} \frac{\mathbf{i}_s^*(k+1) - \mathbf{i}_s(k)}{T_0} + (\mathbf{R} + \mathbf{W}) \mathbf{i}_s(k) + \mathbf{b}_s \right) \quad (3.34)$$

En condiciones de funcionamiento estacionario, se puede suponer que $\mathbf{i}_s(k) = \mathbf{i}_s^*(k)$. Por lo tanto, el primer término al lado derecho de (3.34), se puede considerar como la derivada respecto al tiempo de $\mathbf{i}_s^*(k+1)$. Además, si se considera una corriente de referencia sinusoidal en estado estacionario $\mathbf{i}_s^*(t)$ con velocidad angular ω_r y amplitud I_m , se puede determinar que la relación entre dicha corriente de referencia y su derivada respecto al tiempo corresponde a,

$$\frac{d\mathbf{i}_s(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_m \cos(\omega_r t + \phi) \\ I_m \sin(\omega_r t + \phi) \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} -I_m \sin(\omega_r t + \phi) \\ I_m \cos(\omega_r t + \phi) \end{bmatrix} = \omega_r \mathbf{J} \mathbf{i}_s(t) \quad (3.35)$$

Por lo tanto, al utilizar la discretización de la expresión (3.35) en el termino $\frac{\mathbf{i}_s^*(k+1) - \mathbf{i}_s(k)}{T_0}$ de (3.34), se puede encontrar que la entrada de control *dead-beat* en estado estacionario corresponde a,

$$\mathbf{u}_{\text{db}}(k) = \frac{1}{V_{\text{dc1}}} \{ (\mathbf{R} + \mathbf{W}) \mathbf{i}_s(k) + \omega_r \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{J} \mathbf{i}_s(k+1) + \mathbf{b}_s \} \approx \mathbf{u}_{\text{ss}}(k) \quad (3.36)$$

que es muy similar a la entrada de control estacionaria $\mathbf{u}_{ss}(k)$ definida en (3.11). Este hecho demuestra que, en condiciones de funcionamiento estacionario, ambos objetivos de control llevan al sistema controlado aproximadamente al mismo punto. En la sección 4.5 se comprueba este resultado con pruebas de simulación.

3.5. Inner-MPC: Estrategia para Controlar la Corriente en dc2

En relación a la estrategia propuesta C-OSS-MPC representada en la Fig. 3.2, el controlador *Inner-MPC* se centra en controlar la corriente del puerto dc2 haciendo uso de la región óptima $\mathcal{R}^*$ y de los ciclos de trabajo de sus vectores de conmutación $\mathbf{d}^* = [d_p^* \ d_1^* \ d_2^*]^\top \in \mathbb{D}$. Estos últimos son proporcionados por la etapa *Outer-MPC* de la estrategia C-OSS-MPC, como se explicó en la sección 3.3.

Según se analizó en la sección 2.4, la distribución del tiempo de permanencia del vector pasivo según sus dos redundancias permite al controlador regular la corriente i_{dc2} . Por lo tanto, una vez que el OSS es proporcionado por la etapa *Outer-MPC* que controla la máquina de manera óptima, el bloque *Inner-MPC* que se muestra en la Fig. 3.2 divide, de manera óptima, el ciclo de trabajo del vector pasivo $d_p^* = d_0 + d_3$ mediante una elección adecuada del factor de distribución ϑ que se presentó en (2.51). Para calcular de forma óptima este parámetro, se propone el siguiente problema de optimización,

$$\vartheta^* = \min_{\vartheta} (\bar{i}_{dc2}(k+1)(\vartheta) - i_{dc2}^*)^2 \quad (3.37a)$$

$$\text{s.t. } \vartheta \in [0, 1] \quad (3.37b)$$

donde $\bar{i}_{dc2}(k+1)$ es la corriente i_{dc2} promedio cuando el convertidor aplica cualquier secuencia 7S-SS. Utilizando el método de Euler de un paso, según (2.54) puede obtenerse como,

$$\bar{i}_{dc2}(k+1) = i_{dc2}(k) + \frac{T_h}{L_{dc2}} (3V_{dc2} - R_{dc2}i_{dc2} - 3V_{dc1}\mathbf{u}_0^\top \mathbf{d}^*) \quad (3.38)$$

donde $\mathbf{u}_0 = [\vartheta \ u_{0(1)}^* \ u_{0(2)}^*]^\top$ es el vector de modo común para una 7S-SS definido en (2.53), en donde su segunda y tercera componente $u_{0(i)}^*$ corresponde al valor de modo

común asociado al vector i -ésimo de la región óptima $\mathcal{R}^*$ cuya correspondencia se encuentra en la tabla 2.3 y su valor específico en la tabla 2.6.

Por lo tanto, al reemplazar (3.38) en (3.37) resulta en una optimización cuadrática de una variable escalar. La solución relajada para este problema *Inner*-MPC esta dada por,

$$\vartheta_{\text{unc}} = \frac{L_{\text{dc}2}}{3V_{\text{dc}1}d_{\text{p}}^*T_{\text{h}}} \left[i_{\text{dc}2}(k) - i_{\text{dc}2}^* + \frac{3T_{\text{h}}}{L_{\text{dc}2}} \left\{ V_{\text{dc}2} - \frac{R_{\text{dc}2}i_{\text{dc}2}}{3} - V_{\text{dc}1} (d_1^*u_{0(1)}^* + d_2^*u_{0(2)}^*) \right\} \right] \quad (3.39)$$

De manera similar a lo que se discutió en la sección 3.3.2.b, por tratarse de un problema cuadrático de una variable restringido, la solución óptima se encuentra saturando la solución relajada en los límites (3.37b), de manera que la distribución óptima para los vectores de conmutación pasivos se puede calcular directamente como:

$$\vartheta^* = \text{mid} \{0, \vartheta_{\text{unc}}, 1\} \quad (3.40)$$

donde $\text{mid}\{\cdot\}$ define la mediana de los componentes. Por lo tanto, se pueden encontrar los ciclos de trabajo d_0 y d_3 óptimos según (2.51) como:

$$d_0^* = (1 - \vartheta^*)d_{\text{p}}^* \quad ; \quad d_3^* = \vartheta^*d_{\text{p}}^* \quad (3.41)$$

Es importante destacar acá que el factor de distribución óptimo para los vectores de conmutación pasivos dado en (3.40) no influye en el vector de conmutación óptimo proporcionado por la etapa de optimización *Outer*-MPC. Esta característica proviene del hecho que la suma de los tiempos de aplicación de los vectores pasivos $\mathbf{u}_{\text{p}}^0$ y $\mathbf{u}_{\text{p}}^1$ no se ve afectada por el controlador *Inner*-MPC.

Por último, se debe notar que en momentos en que el *Outer*-MPC disponga que el ciclo de trabajo del vector pasivo sea nulo ($d_{\text{p}}^* = 0$), el *Inner*-MPC queda totalmente inhabilitado para manipular alguna distribución óptima que controle $i_{\text{dc}2}$ debido a que simplemente no se selecciona el vector pasivo durante la secuencia. Esto ocurre cuando el

OASV se encuentra en el perímetro del hexágono de la región de control. Normalmente esta situación ocurre para casos de sobre-modulación asociados a los transitorios como se discutió en la sección 3.3.2.b, en algunos ángulos críticos cuando el índice de modulación es unitario ($m = 1$) como se discutió en el ejemplo de la Fig. 2.13 para $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{(2)}$ o cuando la máquina entra en operación no lineal por bajas del voltaje V_{dc1} en el *dc-link* principal.

3.6. Lazo de Control Externo

La estrategia C-OSS-MPC utiliza como entrada las corrientes de referencia, tanto en el estator como la del puerto dc2, como se observa en la Fig. 3.2. La corriente de referencia i_{dc2}^* viene dada directamente por una referencia impartida por un *Energy Management System* (EMS) o control de alto nivel según las necesidades específicas de la aplicación y que no se aborda en mayor detalle en esta tesis. Sin embargo, la corriente de referencia del estator i_s^* proviene de un lazo de control externo que define el torque y el flujo aplicado en la máquina y que se pretende caracterizar en esta sección.

El controlador externo, tal como se introdujo en la fig 1.11, se compone de un controlador lineal para la velocidad y un controlador lineal para el flujo. Por motivos de simplicidad, en esta tesis solo se abordará el lazo de control de velocidad ya que el lazo de control de flujo se utiliza para aplicaciones específicas de la máquina en diferentes regiones de operación. Por ejemplo, técnicas de debilitamiento de campo al operar la máquina a velocidades sobre la nominal o controladores que buscan la zona de máximo torque por amperio de corriente (MTPA).

De manera general, el controlador de velocidad se compone de un controlador PI que calcula el error de velocidad y define las corrientes de referencia que se envían a las corrientes de referencia que son tomadas por la estrategia C-OSS-MPC. Como se observa en la Fig. 3.6 el lazo comienza sensando la posición mecánica del rotor θ_m . Utilizando la información de los pares de polos de la máquina, se puede encontrar la posición angular eléctrica del rotor θ_r . Además, su derivada permite encontrar la velocidad angular eléctrica

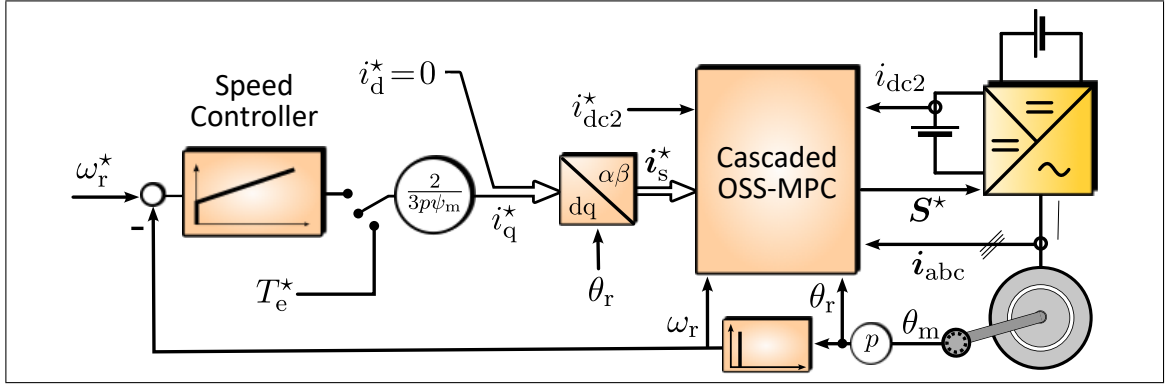


Figura 3.6. C-OSS-MPC con controlador externo de velocidad.

del rotor ω_r . Estas operaciones se describen según:

$$\theta_r = p\theta_m \quad ; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.42)$$

donde p representa los pares de polos de la máquina. El error entre ω_r y ω_r^* es manejado por un controlador PI que entrega el torque electromeánico de referencia T_e^* . De forma alternativa, ese torque de referencia en vez de provenir del controlador PI, puede hacerlo desde una referencia fija definida por el usuario como se muestra en la Fig. 3.6.

En (2.90) se demostró que el torque electromagnético tiene una componente producida por la excitación del imán permanente y una componente de reluctancia. Por motivos de simplicidad, en esta tesis se utiliza únicamente la excitación producida por el imán, por lo que se asigna una referencia para la corriente del eje directo como $i_d^* = 0$. Este hecho tiene que ver con que no se analiza en profundidad el controlador externo de flujo como se mencionó anteriormente. Al utilizar esta condición y despejar el valor de i_q en (2.90), se puede encontrar el valor de la corriente de referencia $i_{dq}^* = [i_d^* \quad i_q^*]^T$ como,

$$i_d^* = 0 \quad ; \quad i_q^* = \frac{2T_e^*}{3p\psi_m} \quad (3.43)$$

Luego, se puede aplicar la transformada inversa de Park (reducida) a las referencias en (3.43) usando el ángulo θ_r . De este modo, se obtienen las corrientes de referencia

$\mathbf{i}_s^* = [i_{s\alpha}^* \ i_{s\beta}^*]^\top$ que utiliza el algoritmo C-OSS-MPC, según:

$$\mathbf{i}_s^* = \mathbf{T}_{dq}^{-1}(\theta_r) \mathbf{i}_{dq}^* \quad (3.44)$$

Si se observa con cuidado, el controlador de la Fig. 3.6 descompone el control de corriente en una corriente del eje d y en el control de la corriente en el eje q, al igual como se presentó en la estrategia FOC mostrada en la Fig. 1.11. Por esta razón, en realidad muchas veces las estrategias de control MPC en máquinas de corriente alterna también están dentro de la categoría de controladores FOC y son llamadas FOC-MPC, ya que al fin y al cabo son controladores que orientan el campo en el marco de referencia síncrono. Sin embargo, el control de corriente en vez de utilizar controladores lineales, utiliza controladores de naturaleza MPC.

3.7. Esquema General de Control

En esta sección se hace un análisis detallado del esquema general de control que realiza el controlador, desde que se muestrean los valores de las señales, hasta que se obtienen los ciclos de trabajo óptimos que se deben enviar a los transistores del convertidor 2L-TPC. La Fig. 3.7 muestra un panorama general del esquema general de control que se describe a continuación.

Para un instante k dado, el algoritmo comienza muestreando las corrientes $\mathbf{i}_s(k)$, $i_{dc2}(k)$ y la posición mecánica del rotor $\theta_m(k)$. A continuación, se determina $\theta_r(k)$ y $\omega_r(k)$ mediante (3.42) y se compara esta última con la referencia $\omega_r^*(k)$ para obtener el error de velocidad que ingresa a un controlador PI. La salida del PI entrega una referencia de torque electromagnético T_e^* (que puede provenir también de un valor constante) y se calculan las corrientes de referencia del estator $\mathbf{i}_s^*$ mediante (3.43-3.44).

A continuación, el algoritmo entra en la etapa *Outer*-MPC. En la etapa de pre-procesamiento, se calcula el vector $\mathbf{b}_s$ según (2.75). También se calculan las matrices $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ (2.91) y $\mathbf{W}$ (2.92). Luego se calculan las matrices $\mathbf{F}$, $\mathbf{G}$, $\mathbf{H}$ según se definieron en (2.94) y a partir de

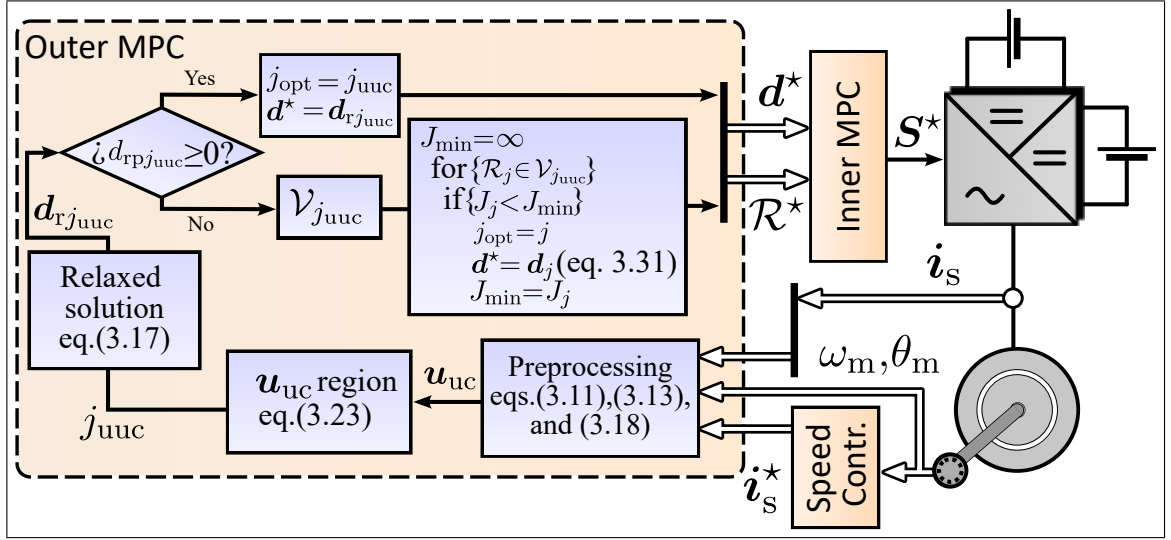


Figura 3.7. Diagrama de flujo del algoritmo de control completo.

ellas, las matrices $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ de (3.7). Después, se obtiene $\mathbf{u}_{ss}(k)$ y $\mathbf{u}_{db}(k)$ mediante (3.11) y (3.13) respectivamente. A continuación, se debe calcular la matriz de compensación Λ_u (3.32) mediante los parámetros de sintonización $\lambda_{u\alpha}$ y $\lambda_{u\beta}$. A continuación, se determina $\mathbf{u}_{uc}(k)$ de (3.18).

La región asociada a $\mathbf{u}_{uc}(k)$, denotada por j_{uuc} se determina con (3.23). Luego se calculan los ciclos de trabajo que generan $\mathbf{u}_{uc}(k)$ mediante $\mathbf{d}_{rj_{uuc}}$ utilizando (3.17). Si la primera componente de $\mathbf{d}_{rj_{uuc}}$ ($d_{rpj_{uuc}}$) no es negativa, significa que $\mathbf{u}_{uc}(k) \in \mathbb{F}$ por lo que $j_{opt} = j_{uuc}$ y la solución relajada $\mathbf{d}_{rj_{uuc}}$ es globalmente óptima para el problema completo. Por el contrario, en caso que $d_{rpj_{uuc}}$ sea negativa, se debe explorar el perímetro de las regiones pertenecientes al conjunto $\mathcal{V}_{j_{uuc}}$ (3.25). Para cada región candidata j se encuentra la solución óptima local $\mathbf{d}_j$ (3.31) para ser evaluada en la función objetivo $J_j(\mathbf{d}_j(k))$ (3.12). La región j que entrega el menor valor objetivo es la región óptima junto con sus ciclos de trabajo asociados $\mathbf{d}_j$.

A continuación, el algoritmo entra en la etapa *Inner-MPC*. En esta, el ciclo de trabajo de los vectores pasivos se distribuye de forma óptima de acuerdo con (3.41) según el factor de distribución óptimo calculado según (3.40). Con ello se tiene la secuencia de

conmutación óptima $\mathbf{S}^*$ para, compuesta por $\{\mathbf{U}^*, \mathbf{d}^*, \vartheta^*\}$ o en términos explícitos de sus vectores y tiempos de aplicación como $\{\mathbf{u}_1^*, \mathbf{u}_2^*, d_0^*, d_1^*, d_2^*, d_3^*\}$.

La expresión práctica para definir los ciclos de trabajo por pierna U_a^* , U_b^* y U_c^* que deben compararse con la señal portadora triangular presentada en la Fig. 2.14 se consigue como sigue. Primero, se calcula el índice de modulación óptimo m^* mediante el ángulo de la región γ^* utilizando (2.33) y (2.34). Como alternativa para obtener m^* , se puede recuperar el vector $\mathbf{u}_s^*$ de (2.23) y calcular su magnitud con (2.20) para utilizar la definición en (2.31). Finalmente, se usa la tabla 2.7 según la región $\mathcal{R}^*$. Como alternativa para encontrar U_a^* , U_b^* y U_c^* se puede implementar una *look-up-table* (LUT) y sumar los ciclos de trabajo de cada uno de los 4 vectores de la secuencia dependiendo del valor en cada pierna de la secuencia particular y del valor en el dominio abc de cada vector particular según la tabla 2.2, tal como se hizo en 2.44.

El algoritmo 1: *Standard* OSS, resume el procedimiento descrito en esta sección y describe un paso a paso de cómo se implementa la estrategia de control en una plataforma de simulación o de ejecución en tiempo real.

Algorithm 1 Standard OSS

function STANDARD-OSS($i_{\text{abc}}, i_{\text{dc2}}, i_{\text{dc2}}^*, T_e^*$)
 Calculate θ_r and ω_r (3.42)
 Calculate $i_s = \mathbf{T}_{\alpha\beta} i_{\text{abc}}$ (2.12)
 Calculate i_{dq}^* (3.43) and i_s^* (3.44)
 Calculate b_s (3.2), $L_{\alpha\beta}$ (2.91), $\mathbf{W}$ (2.92), $\mathbf{F}$, $\mathbf{G}$, $\mathbf{H}$ (2.94) and $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ (3.7)
 Calculate $\mathbf{u}_{\text{ss}}$ (3.11), $\mathbf{u}_{\text{db}}$ (3.13) and select Λ_u (3.32)
 Calculate $\mathbf{u}_{\text{uc}}$ (3.18), j_{uuc} (3.23) and $d_{rj_{\text{uuc}}}$ (3.17)
 if $d_{\text{rp}j_{\text{uuc}}} \geq 0$ **then**
 $j_{\text{opt}} = j_{\text{uuc}}; \mathbf{d}^* = d_{rj_{\text{uuc}}}; \mathbf{U}^* = \mathbf{U}_{j_{\text{uuc}}}$
 else
 $J_{\text{min}} = \infty$
 for $\mathcal{R}_j \in \mathcal{V}_{j_{\text{uuc}}}$ **do**
 Calculate d_j^* (3.31) and evaluate $J_j = J_j(d_j^*(k))$ (3.12)
 if $J_j < J_{\text{min}}$ **then**
 $j_{\text{opt}} = j; \mathbf{d}^* = d_j^*; \mathbf{U}^* = \mathbf{U}_j$
 end if
 end for
 end if
 Calculate $\mathbf{u}_s^* = \mathbf{U}^* \mathbf{d}^*$ (2.23), $\mathbf{U}^*$ (2.20), ϕ^* (2.20) and γ^* (2.21 or 2.33)
 Calculate m^* (2.31 or 2.34) and ϑ^* (3.40)
 Calculate U_χ^* (table 2.7)
end function

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Este capítulo presentan en detalle las simulaciones y condiciones de operación que permiten evaluar y validar la estrategia de control propuesta en la topología 2L-TPC conectada a una PMSM. Se determina la definición de los índices de desempeño para validar las hipótesis propuestas, se valida el algoritmo de control con rutinas pre-programadas de un *software* especializado (LSQLIN de MATLAB) y se introduce una pequeña modificación del algoritmo 1 (compensación por retardo) para considerar rutinas que presentan retardos entre la ejecución de los cálculos y la aplicación de las variables manipuladas. Se presenta un análisis de sensibilidad junto con los lineamientos teóricos que validan los resultados y se compara la estrategia propuesta con una versión equivalente del método OSV-MPC. También se implementa el control de velocidad y se analizan las formas de las variables más relevantes que se han presentado en los capítulos 2 y 3 de esta tesis. Finalmente se realiza un análisis de los flujos de potencia en el convertidor. Para cada prueba, se identifican las variables, condiciones y tipo de prueba según se identificó en la sección 1.5.4.

4.1. Índices de Desempeño

Para determinar el rendimiento del controlador propuesto, se consideran los siguientes índices de desempeño: la distorsión armónica total (THD) y la distorsión armónica total ponderada (WTHD) para una señal en el tiempo arbitraria $x(t)$. En esta tesis, la señal puede corresponder a corrientes o voltajes. Su definición [adaptada de (Mora, 2019)] está dada por,

$$X_{\text{THD}} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{\hat{x}_h}{\hat{x}_1} \right)^2} \quad ; \quad X_{\text{WTHD}} = \frac{1}{\hat{x}_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{\hat{x}_h}{h} \right)^2} \quad (4.1)$$

donde $\hat{x}_h$ representa la estimación de la componente armónica de orden h de la señal periódica $x(t)$. También, se define el error medio de seguimiento de una señal de corriente

$i(k)$ muestreada dos veces por periodo de conmutación T_s según,

$$E_i[\%] = \frac{100}{\|i^*\|} \sqrt{\frac{1}{2N_p} \sum_{k \in \mathcal{N}} \|i(k) - i^*(k)\|_2^2} \quad (4.2)$$

donde $N_p = T_1/T_s$ es el número de ciclos de conmutación por ciclo de la frecuencia fundamental en el puerto ac del conversor. También se define el conjunto $\mathcal{N} = \{0.5, 1, 1.5, \dots, N_p - 0.5, N_p\}$. Para casos donde $i(k)$ corresponde a una señal dc , se puede tomar $N_p = 2$ directamente.

Se puede definir el índice de modulación promedio $\bar{m}$, como el que se obtiene al tomar el promedio del valor del índice de modulación m durante un ciclo eléctrico en estado estacionario. Tomando la definición de (2.20) y (2.31), se determina como:

$$\bar{m} = \frac{\sqrt{3}}{2N_p} \sum_{k \in \mathcal{N}} \sqrt{u_{s\alpha}^*(k)^2 + u_{s\beta}^*(k)^2} \quad (4.3)$$

donde el OASV viene dado por $u_s^*(k) = [u_{s\alpha}^* \quad u_{s\beta}^*]^\top$.

En las siguientes secciones se evaluará el rendimiento de la estrategia C-OSS-MPC mediante varias simulaciones. Los parámetros base del sistema se resumen en la tabla 4.1. Estos son los parámetros que se utilizan por defecto en todas las simulaciones de las siguientes secciones a menos que se indique lo contrario. Cabe destacar que el parámetro de sintonización por defecto del controlador, se diseña para que tenga la misma relevancia para ambos objetivos de control en la función objetivo, lo que implica que $\lambda_{u\alpha} = \lambda_{u\beta} = 1.0$.

4.2. Modulación Simétrica versus Asimétrica

Como se determinó en la sección 3.2.2, toda la teoría de control se definió para una secuencia 7S-SS simétrica, donde la trayectoria media puede asumirse como el valor que toma la corriente en la mitad de la secuencia, es decir, $\bar{i}_s(k+1) = i_s(k+0.5) = i_{s4}$ según la Fig. 3.3. Sin embargo, en aplicaciones donde se requieren dinámicas muy elevadas

Tabla 4.1. Parámetros base de simulación.

Categoría	Descripción	Símbolo	Valor	Unidad
2L-TPC	Voltaje en puerto dc1	V_{dc1}	93.0	[V]
	Voltaje en puerto dc2	V_{dc2}	46.5	[V]
	Resistencia puerto dc2	R_{dc2}	110.3	[mΩ]
	Inductancia puerto dc2	L_{dc2}	5.31	[mH]
Máquina	Resistencia de fase estator	R_s	4.9	[mΩ]
	Inductancia eje d estator	L_d	45.71	[μH]
	Inductancia eje q estator	L_q	71.11	[μH]
	Flujo imán rotor	ψ_m	17.66	[mWb]
	Pares de polos	p	4	[-]
	Potencia nominal	P_{nom}	11.0	[kW]
	Torque nominal	T_{nom}	17.5	[Nm]
	Corriente nominal	I_{nom}	127.5	[A]
	Voltaje nominal	V_{nom}	65.6	[V]
	Velocidad nominal	ω_{nom}	6000	[r.p.m.]
	Inercia rotor	M	0.0117	[Kgm ²]
	Coefficiente de viscosidad	b	0.0023	[Nms]
Control	Frecuencia de conmutación	f_s	20.0	[kHz]
	Periodo de conmutación	T_s	$1/f_s$	[s]
	Sintonizador eje α	$\lambda_{u\alpha}$	1.0	[pu]
	Sintonizador eje β	$\lambda_{u\beta}$	1.0	[pu]

y/o las constantes de tiempo son muy pequeñas y no es posible disminuir el periodo de conmutación T_s —ya sea por limitaciones físicas del inversor, controlador o el sistema—, es conveniente realizar una actualización de los ciclos de trabajo d^* , los vectores U^* y el parámetro de distribución ϑ^* en la mitad del período de la 7S-SS, como se muestra en la secuencia de la Fig. 4.1. Esta secuencia da lugar a una modulación asimétrica, ya que los ciclos de trabajo se actualizan tanto en el instante k como en el instante $k + 0.5$. Esta doble actualización no afecta la teoría de control, propuesta en el capítulo 3 ya que seguir un objetivo de control a la trayectoria media de una 7S-SS simétrica que comienza en k y termina en $k + 1$ es equivalente en términos de control a seguir un objetivo al final del semi-ciclo $k + 0.5$ de una 7S-SS asimétrica. De hecho, la mayoría de las estrategias

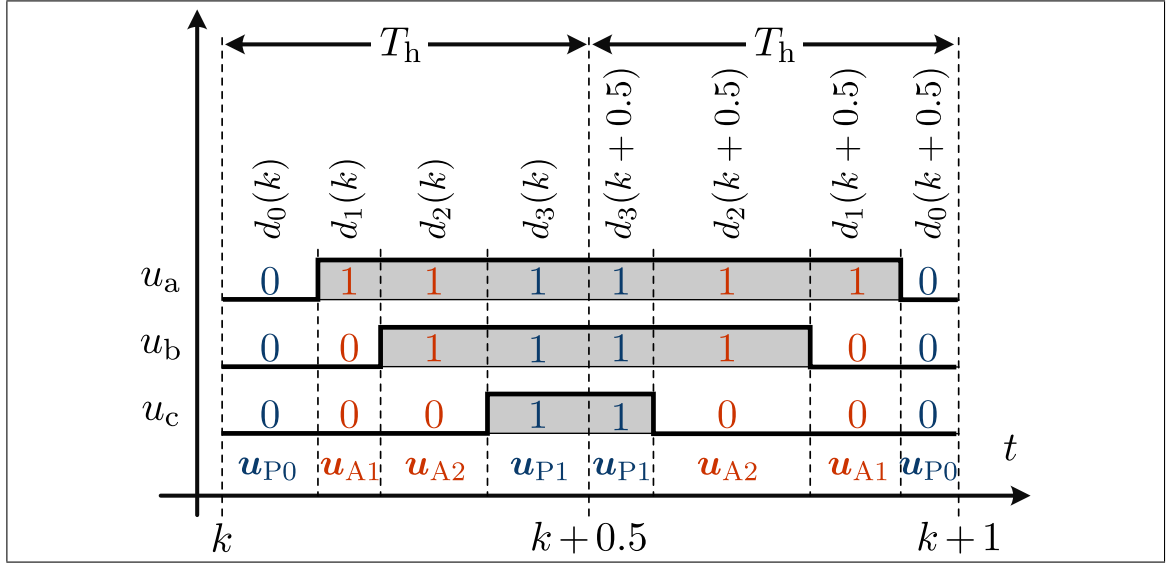


Figura 4.1. Secuencia de conmutación de siete segmentos asimétrica.

MPC ejercen su acción de control en base a la predicción al término de su ciclo de control (Vazquez, Rodriguez, Rivera, Franquelo, & Norambuena, 2017).

La Fig. 4.2 muestra como se vería la trayectoria de corriente para la 7S-SS asimétrica. Se debe notar que la referencia de corriente objetivo i_s^* que el controlador sigue hacia el final del periodo de actualización también se actualiza en cada periodo de control T_h . Si bien la secuencia 7S-SS asimétrica puede mejorar el rendimiento del sistema, implica un requerimiento computacional mayor, ya que si bien el costo computacional se mantiene, se debe ejecutar el algoritmo de control OSS-MPC en la mitad del tiempo, es decir, dos veces por cada ciclo de conmutación T_s .

La simulación de la Fig. 4.3 consiste en comparar la operación de la máquina en estado estacionario utilizando: (a) 7S-SS simétrica y (b) 7S-SS asimétrica. La prueba se realiza a velocidad nominal $\omega_m^* = 6000$ [r.p.m.] y corriente de referencia nominal $\|i_s^*\| = 127.5\sqrt{2}$ [A]. La Fig. 4.3 muestra las formas de onda en estado estacionario de la corriente con su referencia, la corriente de fase i_{abc} , el voltaje aplicado por el inversor en una de sus piernas y el voltaje de línea. Se puede observar que el error de seguimiento (4.2) en la corriente del

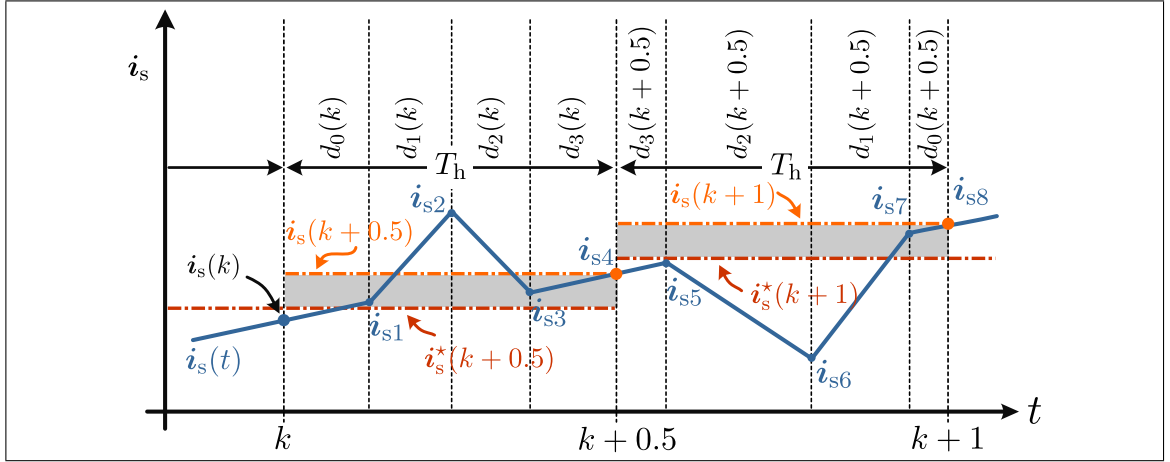


Figura 4.2. Predicción de trayectoria de corriente para una 7S-SS asimétrica.

estator para el caso simétrico es de $E_{i_s} = 3.32$ [%] mientras que para el caso asimétrico se reduce a $E_{i_s} = 1.15$ [%].

La Fig 4.4 muestra el espectro armónico de la fase a de la corriente de la máquina y del voltaje de línea para los primeros 12 armónicos. Las THDs y WTHDs disminuyen de manera poco significativa al cambiar de modulación simétrica a asimétrica. Sin embargo, se puede observar como en el caso simétrico, las armónicas predominantes son las impares (3^{ra} , 5^{ta} , 7^{ma} , 9^{na}) mientras que en el caso asimétrico, estas últimas se atenúan y pasan a tener más relevancia las armónicas pares (2^{da} , 4^{ta} , 6^{ta} , 8^{va}). Esto se debe a la simetría de la onda modulada y está estrechamente relacionado con la transformada de Fourier de las ondas en cuestión.

La siguiente simulación (Fig. 4.5) consiste en evaluar el error en la corriente del puerto dc2 para una referencia con forma de escalón de valores $i_{dc2}^* = \{0, 100, -50\}$ [A]. Esta prueba se realiza con la máquina detenida y corriente de referencia nula $\|i_s^*\| = 0$ [A], por lo tanto, la etapa *Outer-MPC* elige $m^* = 0$ y en consecuencia, según la tabla 2.7 se tiene $\vartheta^* = U_a^* = U_b^* = U_c^*$. Esto significa que todas las piernas conmutan al mismo tiempo y con el mismo ciclo de trabajo, por lo que el sistema se vuelve equivalente a un convertidor *dc-dc* de tipo *Buck-Boost* idéntico al de la Fig. 2.4, pero con inductancia y resistencia

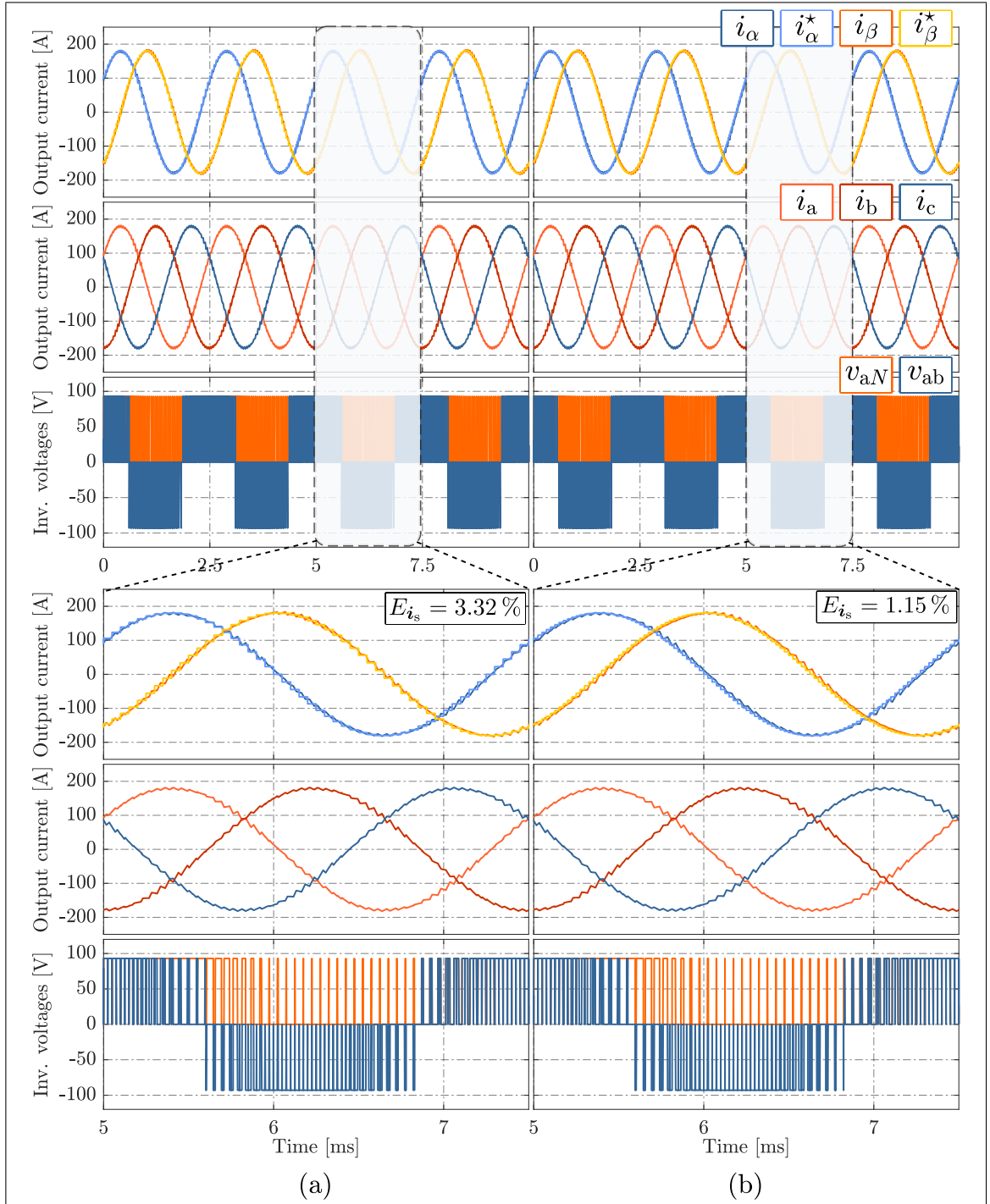


Figura 4.3. Formas de onda corriente y voltaje para PMSM: (a) 7S-SS simétrica; (b) 7S-SS asimétrica.

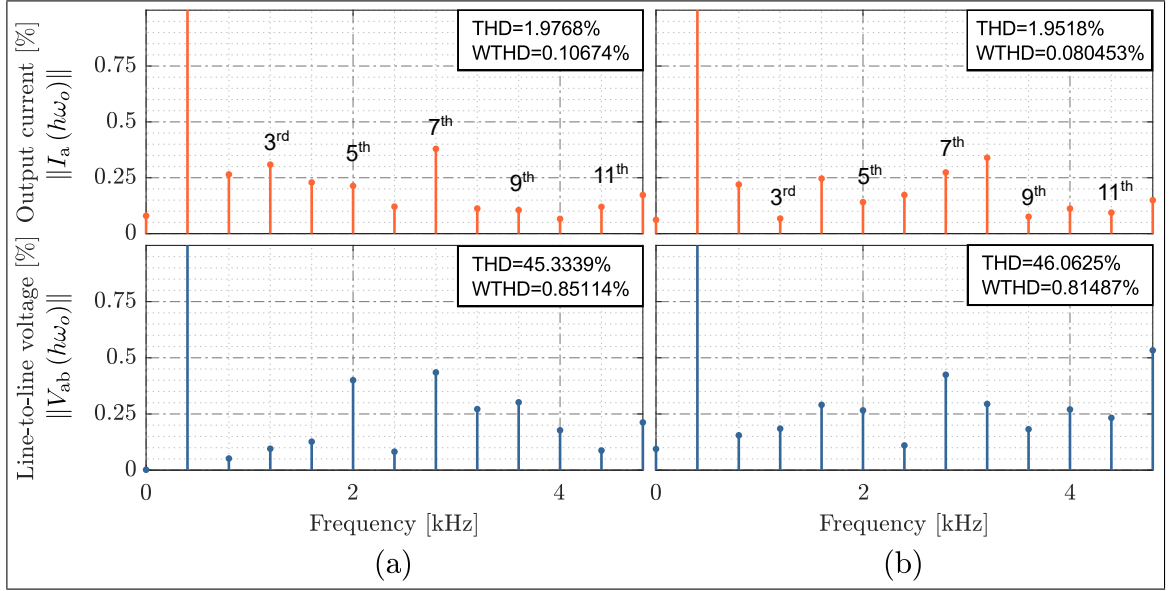


Figura 4.4. Espectro armónico de bajo orden para corriente y voltaje de la PMSM: (a) 7S-SS simétrica; (b) 7S-SS asimétrica.

parásita equivalente dadas por $L_{dc2}/3$ y $R_{dc2}/3$ respectivamente. La Fig. 4.5 muestra el valor de la corriente i_{dc2} con su referencia y el voltaje v_{aN} junto con el valor de ϑ^* para un cambio en la referencia de $0 \rightarrow 100$ [A] en $t = 5$ [ms] y de $100 \rightarrow -50$ [A] en $t = 15$ [ms].

En la Fig.4.5(a) se observa en la corriente i_{dc2} que en el momento en que esta alcanza sus objetivos de control $\{100, -50\}$ [A], presenta un error instantáneo $E_{i_{dc2}} = \{4.6 \cdot 10^{-2}, 5.6 \cdot 10^{-1}\}$ [%] respectivamente. En contraparte, con una modulación asimétrica, la Fig. 4.5(b) muestra que estos errores se reducen de manera significativa a $E_{i_{dc2}} = \{8.5 \cdot 10^{-5}, 1.7 \cdot 10^{-4}\}$ [%]. Se observa que en los periodos estacionarios, la modulación asimétrica tiene una mayor estabilidad en la solución ϑ^* debido a que el tiempo de actualización es menor y la capacidad de ajuste es más fina debido a que se ajusta al objetivo al final del semiperiodo de la 7S-SS y tiene la capacidad de actualizar el valor, a diferencia de la 7S-SS simétrica que se ajusta al objetivo del valor medio de la 7S-SS por lo que al final del periodo, tiene un error aproximadamente igual con el que comenzó la secuencia.

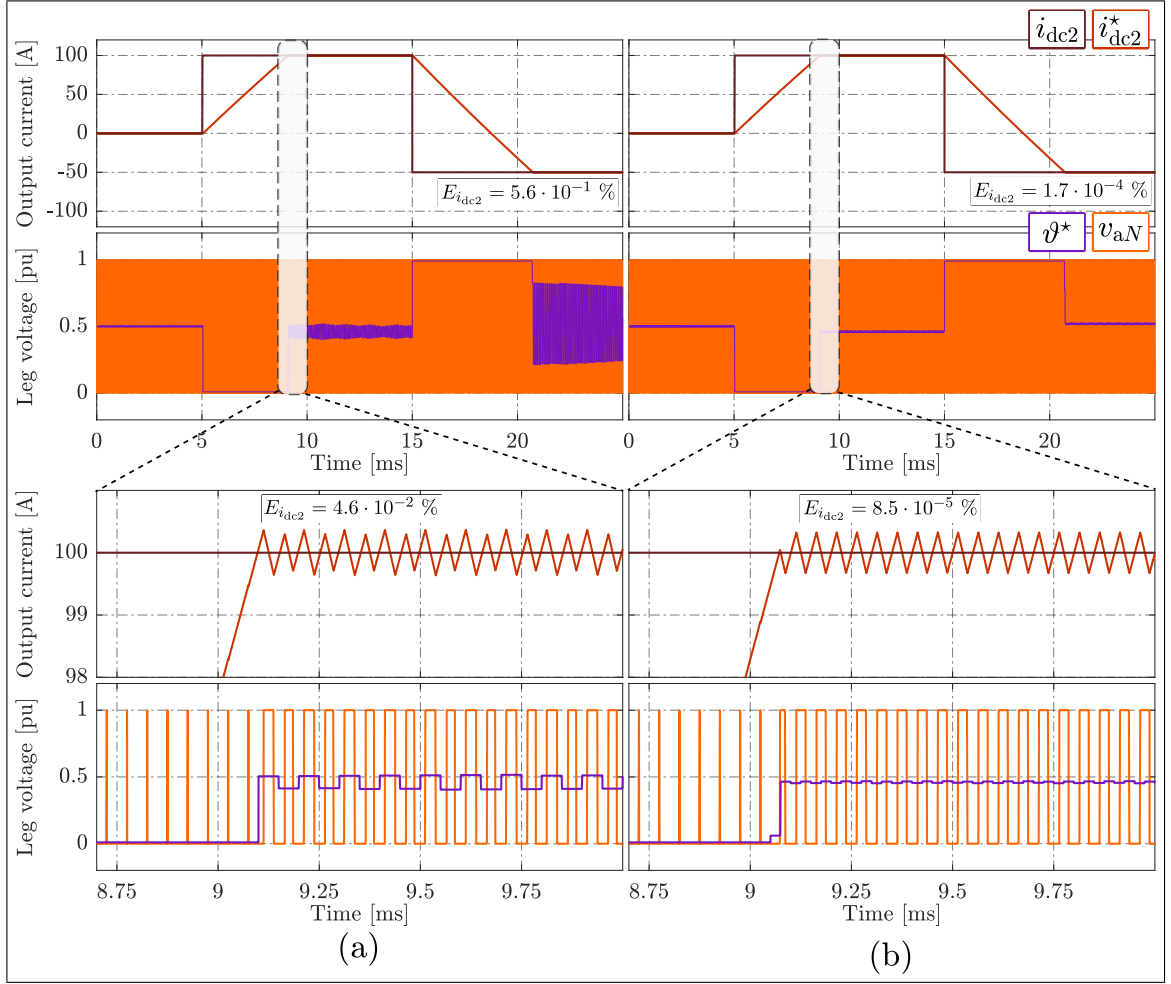


Figura 4.5. Forma de onda de corriente i_{dc2} : (a) 7S-SS simétrica; (b) 7S-SS asimétrica.

Además, se observa en ambos casos como durante un régimen transiente en $t \in [5, 9.1]$ [ms], $i_{dc2} < i_{dc2}^*$, y el controlador asigna $\vartheta^* = 0$. En $t \in [15, 21]$ [ms], $i_{dc2} > i_{dc2}^*$, y el controlador asigna $\vartheta^* = 1$. En este caso el tipo de modulación se comporta igual en ambos casos y no influye en la respuesta dinámica ya que la solución óptima se encuentra saturada en una de sus restricciones (3.37b).

En ambos casos durante el período de estabilización, el valor promedio del parámetro de distribución $\bar{\vartheta}^* \approx 0.5$. Esto ocurre debido a la definición dinámica de i_{dc2} presentada en (2.54). Durante la estabilización, $di_{dc2}/dt = 0$. Si se desprecia la resistencia parásita

R_{dc2} , se asigna el ciclo de trabajo $\mathbf{d}^* = [1 \ 0 \ 0]^\top$ ($m^* = 0$) y se escribe $V_{dc1} = 2V_{dc2}$, se obtiene $\vartheta^* = 0.5$. Sin embargo, al considerar $R_{dc2} \neq 0$, el valor de $\bar{\vartheta}^*$ tiene una leve desviación en torno a 0.5 durante el régimen estacionario por el efecto del valor de $R_{dc2}i_{dc2}$. Por esta razón es que en la Fig. 4.5(b) $\vartheta^* \approx 0.45$ en régimen estacionario cuando $i_{dc2} \approx 100$ [A] mientras que $\vartheta^* \approx 0.525$ cuando $i_{dc2} \approx -50$ [A].

Debido a que la modulación 7S-SS asimétrica cuenta con un mejor rendimiento en el seguimiento de los objetivos (menor error) y que se cuenta con la capacidad computacional y equipos de simulación en tiempo real para implementar la doble actualización, de acá en adelante se utilizará la modulación 7S-SS asimétrica, tanto en este como en el próximo capítulo.

4.3. Compensación por Retardo

Hasta ahora hemos supuesto una configuración ideal de tiempo discreto sin ningún retardo entre el muestreo de las mediciones, los cálculos, y la actualización de los ciclos de trabajo en las piernas del convertidor. Sin embargo, en una implementación real existirá un retardo entre el muestreo de las mediciones y la aplicación de nuevas referencias en los ciclos de trabajo para controlar los transistores. Dentro de estas limitaciones se encuentran el tiempo de medición, retardos de comunicación, tiempos de computación de cálculos y retardos en la actuación.

Debido a lo anterior, normalmente, los controladores en electrónica de potencia aplican los ciclos de trabajo computados en el instante k en el siguiente instante de actuación $k + 0.5$. Sin embargo, este retraso en la actuación del interruptor aumenta la ondulación de la corriente y reduce al rendimiento en lazo cerrado del controlador. Para estrategias MPC, este problema puede compensarse al implementar una predicción anticipada de dos pasos. Con esta técnica, en el instante k , se debe encontrar una estimación de las variables $\mathbf{x}$ en el instante $(k + 0.5)$ que denotamos como $\hat{\mathbf{x}}(k + 0.5)$ por medio de la acción de control obtenida en el periodo anterior, $\mathbf{S}^*(k - 0.5)$ y las ecuaciones de predicción. En el segundo

paso, el modelo hace uso de esas predicciones para evaluar las variables de estado en el siguiente instante de muestreo $k + 1$ sobre el conjunto de acciones de control factibles.

Para el problema OSS-MPC en particular, dado que la OSS y los tiempos de permanencia de sus SVs son conocidos, se puede estimar el valor instantáneo de las variables de estado $\hat{\mathbf{i}}_s(k + 0.5)$ y $\hat{i}_{dc2}(k + 0.5)$ empleando la discretización utilizada en (3.8) y (3.38), ya que su valor promedio durante el periodo T_s equivale al valor final del semi-periodo T_h . Por simplicidad, se denota el ángulo eléctrico instantáneo del rotor en el instante k como $\theta_{rk} = \theta_r(k)$.

En el primer paso, se estima la corriente instantánea del estator en el instante $k + 0.5$ (3.8) denotada por $\hat{\mathbf{i}}_s(k + 0.5)$ haciendo uso de $\mathbf{b}_s(\theta_{rk})$, las matrices $\mathbf{A}(\theta_{rk})$, $\mathbf{B}(\theta_{rk})$, $\mathbf{C}(\theta_{rk})$ y el OASV determinado en el ciclo de control anterior $\mathbf{u}^*(k - 0.5) = \mathbf{U}^*(k - 0.5)\mathbf{d}^*(k - 0.5)$ (que se ha comenzado a aplicar en el instante k). De manera análoga, se estima la corriente instantánea del puerto dc2 en el instante $k + 0.5$ (3.38), denotada por $\hat{i}_{dc2}(k + 0.5)$ mediante $\mathbf{u}_0^*(k - 0.5) = [\vartheta^*(k - 0.5) \quad u_{0(1)}^*(k - 0.5) \quad u_{0(2)}^*(k - 0.5)]^\top$ y $\mathbf{d}^*(k - 0.5)$.

En el segundo paso de predicción se realiza el algoritmo similar al que se presentó en la sección 3.7. En primer lugar, se calculan los valores de $\mathbf{u}_{ss}(k + 0.5)$ y $\mathbf{u}_{db}(k + 0.5)$ utilizando (3.11) y (3.13). Para $\mathbf{u}_{db}$ se debe utilizar la corriente estimada en el primer paso $\hat{\mathbf{i}}_s(k + 0.5)$. Además, el cálculo de $\mathbf{u}_{ss}(k + 0.5)$ y $\mathbf{u}_{db}(k + 0.5)$ requiere la estimación de las siguientes expresiones (al final del próximo periodo de control): $\hat{\mathbf{b}}_s(k + 0.5)$, $\hat{\mathbf{A}}(k + 0.5)$, $\hat{\mathbf{B}}(k + 0.5)$, $\hat{\mathbf{C}}(k + 0.5)$, $\hat{\mathbf{W}}(k + 0.5)$ y $\hat{\mathbf{L}}_{\alpha\beta}(k + 0.5)$. Estas expresiones se pueden obtener usando la velocidad eléctrica del rotor ω_r como,

$$\hat{\mathbf{b}}_s(k + 0.5) = \mathbf{b}_s(\theta_{rk} + \omega_r T_s) \quad (4.4a) \quad \hat{\mathbf{W}}(k + 0.5) = \mathbf{W}(\theta_{rk} + \omega_r T_s) \quad (4.4b)$$

$$\hat{\mathbf{L}}_{\alpha\beta}(k + 0.5) = \mathbf{L}_{\alpha\beta}(\theta_{rk} + \omega_r T_s) \quad (4.4c) \quad \hat{\mathbf{A}}(k + 0.5) = \mathbf{A}(\theta_{rk} + \omega_r T_s) \quad (4.4d)$$

$$\hat{\mathbf{B}}(k + 0.5) = \mathbf{B}(\theta_{rk} + \omega_r T_s) \quad (4.4e) \quad \hat{\mathbf{C}}(k + 0.5) = \mathbf{C}(\theta_{rk} + \omega_r T_s) \quad (4.4f)$$

Por otro lado, tanto $\mathbf{u}_{\text{db}}(k + 0.5)$ como $\mathbf{u}_{\text{ss}}(k + 0.5)$ utilizan la corriente de referencia, por lo que esta también debe ser estimada para el instante $k + 0.5$, y se denota por $\hat{\mathbf{i}}_{\text{s}}^*(k + 0.5)$. Su valor corresponde al valor que tendrá al final del siguiente periodo de control, es decir, en un tiempo T_{s} más adelante, por lo que al suponer referencias de corriente $\mathbf{i}_{\text{dq}}^*$ constantes, se puede obtener al modificar (3.44) según,

$$\hat{\mathbf{i}}_{\text{s}}^*(k + 0.5) \cong \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{rk}} + T_{\text{s}}\omega_{\text{r}}) & -\sin(\theta_{\text{rk}} + T_{\text{s}}\omega_{\text{r}}) \\ \sin(\theta_{\text{rk}} + T_{\text{s}}\omega_{\text{r}}) & \cos(\theta_{\text{rk}} + T_{\text{s}}\omega_{\text{r}}) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{dq}}^*(k) \quad (4.5)$$

Algorithm 2 Compensated OSS

function COMPENSATED-OSS($\mathbf{i}_{\text{abc}}, i_{\text{dc2}}, \mathbf{i}_{\text{dc2}}^*, T_{\text{e}}^*(k)$)
 Calculate $\theta_{\text{r}}(k)$ and $\omega_{\text{r}}(k)$ (3.42)
 Calculate $\mathbf{i}_{\text{s}}(k) = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\text{abc}}(k)$ (2.12)
 Calculate $\mathbf{b}_{\text{s}}(k)$ (3.2), $\mathbf{L}_{\alpha\beta}(k)$ (2.91), $\mathbf{W}(k)$ (2.92) and $\mathbf{F}(k)$, $\mathbf{G}(k)$ $\mathbf{H}(k)$ (2.94)
 Calculate $\mathbf{A}(k)$, $\mathbf{B}(k)$, $\mathbf{C}(k)$ (3.7) and $\mathbf{u}^*(k - 0.5) = \mathbf{U}^*(k - 0.5) \mathbf{d}^*(k - 0.5)$
 Estimate $\hat{\mathbf{i}}_{\text{s}}(k + 0.5)$ (3.8) using $\mathbf{b}_{\text{s}}(k)$, $\mathbf{A}(k)$, $\mathbf{B}(k)$, $\mathbf{C}(k)$, $\mathbf{u}^*(k - 0.5)$ and $\mathbf{i}_{\text{s}}(k)$
 Calculate $\mathbf{i}_{\text{dq}}^*(k)$ (3.43) and estimate $\hat{\mathbf{i}}_{\text{s}}^*(k + 0.5)$ (4.5)
 Calculate $\hat{\mathbf{b}}_{\text{s}}(k + 0.5)$, $\hat{\mathbf{W}}_{\text{s}}(k + 0.5)$ and $\hat{\mathbf{L}}_{\alpha\beta}(k + 0.5)$ (4.4)
 Calculate $\hat{\mathbf{A}}_{\text{s}}(k + 0.5)$, $\hat{\mathbf{B}}_{\text{s}}(k + 0.5)$ and $\hat{\mathbf{C}}_{\text{s}}(k + 0.5)$ (4.4)
 Calculate $\mathbf{u}_{\text{ss}}(k + 0.5)$ (3.11) using $\hat{\mathbf{W}}$, $\hat{\mathbf{L}}_{\alpha\beta}$, $\hat{\mathbf{b}}_{\text{s}}$ and $\hat{\mathbf{i}}_{\text{s}}^*$
 Calculate $\mathbf{u}_{\text{db}}(k + 0.5)$ (3.13) using $\hat{\mathbf{A}}$, $\hat{\mathbf{B}}$, $\hat{\mathbf{C}}$, $\hat{\mathbf{b}}_{\text{s}}$, $\hat{\mathbf{i}}_{\text{s}}^*$ and $\hat{\mathbf{i}}_{\text{s}}$.
 Select Λ_{u} (3.32) and calculate $\mathbf{u}_{\text{uc}}$ (3.18), j_{uuc} (3.23) and $\mathbf{d}_{\text{rjuc}}$ (3.17)
 if $d_{\text{rpjuc}} \geq 0$ **then**
 $j_{\text{opt}} = j_{\text{uuc}}$; $\mathbf{d}^* = \mathbf{d}_{\text{rjuc}}$; $\mathbf{U}^* = \mathbf{U}_{j_{\text{uuc}}}$
 else
 $J_{\text{min}} = \infty$
 for $\mathcal{R}_j \in \mathcal{V}_{j_{\text{uuc}}}$ **do**
 Calculate $\mathbf{d}_j^*$ (3.31) and evaluate $J_j = J_j(\mathbf{d}_j^*(k))$ (3.12)
 if $J_j < J_{\text{min}}$ **then**
 $j_{\text{opt}} = j$; $\mathbf{d}^* = \mathbf{d}_j^*$; $\mathbf{U}^* = \mathbf{U}_j$
 end if
 end for
 end if
 Calculate $\mathbf{u}_{\text{s}}^*(k) = \mathbf{U}^* \mathbf{d}^*$ (2.23), $\mathbf{U}^*$ (2.20), ϕ^* (2.20) and γ^* (2.21 or 2.33)
 Calculate m^* (2.31 or 2.34) and ϑ^* (3.40)
 Calculate U_{χ}^* (table 2.7)
end function

Lo que sigue del controlador *Outer-MPC* para determinar $\{U^*, d^*\}$ es idéntico a lo presentado en la sección 3.7. Respecto a la obtención del factor de distribución $\vartheta^*(k)$ en el *Inner-MPC*, se utiliza (3.39-3.40) con la predicción de la corriente $\hat{i}_{dc2}(k+0.5)$. Respecto de su referencia, se considera la misma referencia del instante k debido a que su naturaleza es *dc*, por lo que $\hat{i}_{dc2}^*(k+0.5) = i_{dc2}^*(k)$.

El algoritmo 2: *Compensated OSS*, resume el procedimiento que debe realizarse en el instante k descrito en esta sección y describe un paso a paso de cómo se implementa la estrategia de control en una plataforma de simulación o de ejecución en tiempo real considerando la compensación del retardo de un periodo de control T_h . Es importante hacer énfasis que según la convención utilizada en esta tesis, la secuencia de conmutación óptima encontrada en el instante k denotada por $S^*(k)$ se aplica en el convertor en el instante $k+0.5$.

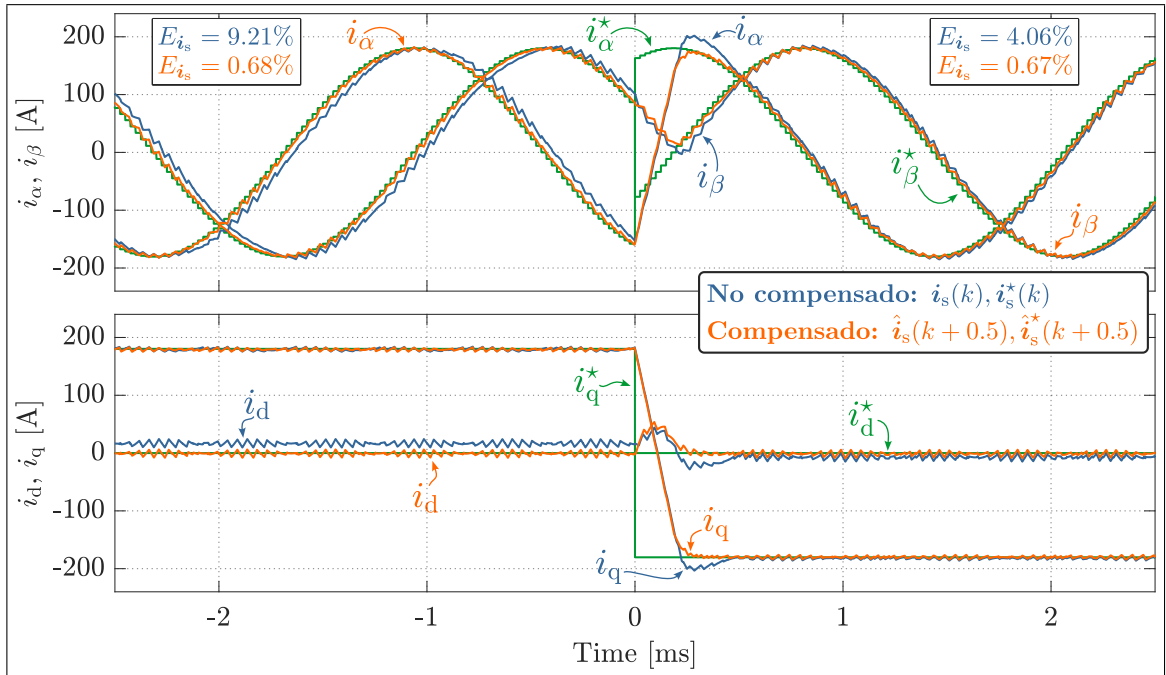


Figura 4.6. Efecto de utilizar compensación en las corrientes del estator con referencias: $i_d^* = 0$; $i_q^* = 127\sqrt{2} \rightarrow -127\sqrt{2}$ [A].

La siguiente prueba consiste en comparar el seguimiento de las corrientes del estator de la PMSM a velocidad nominal $\omega_m^* = 6000$ [r.p.m.] cuando hay un retardo de un ciclo de control entre la ejecución de los cálculos y el momento de la actuación. Se utiliza una referencia en la corriente del eje d: $i_d^* = 0$ [A] y una referencia en la corriente del eje q con forma de escalón $i_q^* = 127\sqrt{2} \rightarrow -127\sqrt{2}$ [A]. La Fig 4.6 muestra en azul la forma de las corrientes del estator al ejecutar el algoritmo que se presentó en el algoritmo 1: *Standard* OSS de la sección 3.7, mientras que en naranja su forma cuando se ejecuta el algoritmo 2: *Compensated* OSS mostrado en esta sección.

Se observa un error de seguimiento para $t < 0$ [ms] de $E_{i_s} = \{9.21, 0.68\}$ [%] para la estrategia no compensada y la compensada, respectivamente. Para $t > 0$ [ms], estos mismos errores corresponden a $E_{i_s} = \{4.06, 0.67\}$ [%]. Por tanto, la estrategia de compensación es fundamental para reducir el error en el seguimiento de las corrientes.

Respecto a la respuesta dinámica, en el cambio de referencia ($t = 0$ [ms]) se observa que ambas estrategias responden con la misma respuesta dinámica, sin embargo, la estrategia compensada reduce el *overshoot* respecto a la no compensada.

El modo de operación de la máquina puede distinguirse en operación como motor o como generador y dependerá del sentido del flujo de potencia entregada por esta. En el caso que la potencia mecánica (2.3) tenga signo negativo, la máquina funciona como generador, y si tiene signo positivo, como motor. Por lo tanto, la operación de la máquina está determinada por el signo de ω_m y de T_e . Sin embargo, el signo de T_e está determinado por el signo de i_q (2.90) ya que $i_d \approx 0$. Por lo tanto, para determinar la operación de la máquina, basta determinar la multiplicación de los signos de ω_m y de i_q . Por lo tanto, en la prueba de la Fig. 4.6, durante $t < 0$ [ms] la máquina funciona como motor y durante $t > 0$ [ms] como generador.

La Fig. 4.7 muestra las formas en las corrientes del estator i_{abc} con sus espectros para el caso compensado de la prueba de la Fig. 4.6. Se observa como en todas las fases las armónicas predominantes están centradas en $f_s = 20$ [kHz], sin embargo, durante la

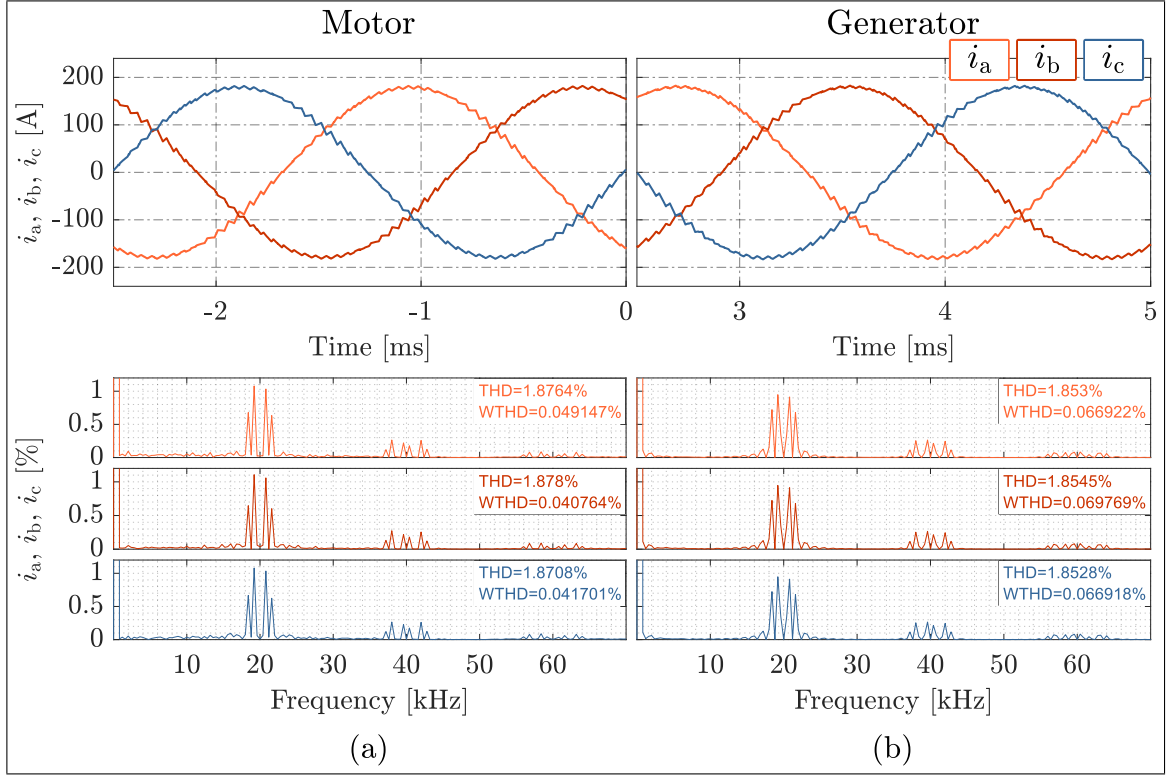


Figura 4.7. Corrientes de línea en estado estacionario para el caso compensado de la Fig. 4.6: (a) Motor; (b) Generador.

operación como generador se observa una leve disminución en su THD y WTHD para todas las fases.

Finalmente, la Fig. 4.8 muestra el seguimiento de la corriente i_{dc2} para una referencia i_{dc2}^* con forma arbitraria mientras la máquina detenida y su corriente de referencia es nula $\|i_s^*\| = 0$ [A]. Se observa un error instantáneo en la corriente para los momentos en que la referencia es constante de $E_{i_{dc2}} = \{4.6 \cdot 10^{-2}, 5.6 \cdot 10^{-1}\}$ [%] para el caso no compensado y compensado, respectivamente. Sin embargo, cuando la corriente de referencia es triangular, las estrategias tienen un error similar, ya que por simplicidad se asumió $\hat{i}_{dc2}^*(k + 0.5) = i_{dc2}^*(k)$ (sin compensación por retardo). Como se explicó anteriormente, la referencia de $i_{dc2}^*(k)$ generalmente es continua.

Se ha demostrado que la estrategia de compensación resulta muy superior en términos del error en el seguimiento de las corrientes de la máquina y del puerto dc2,

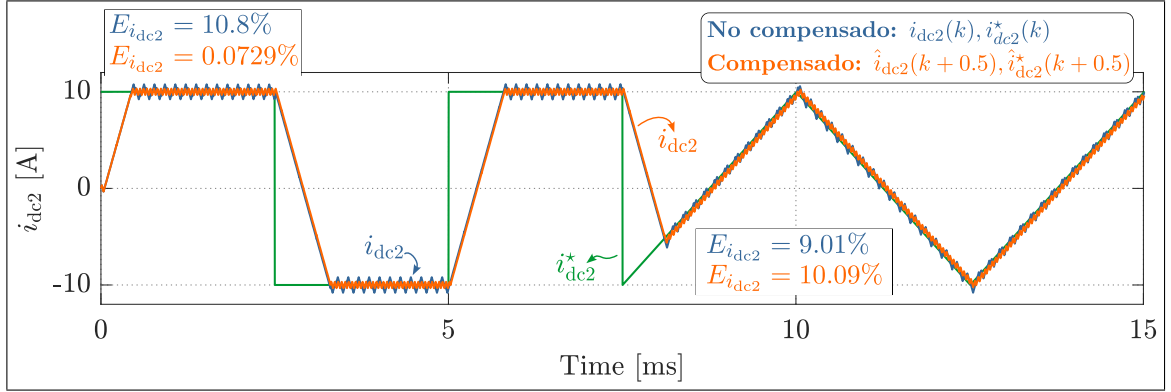


Figura 4.8. Efecto de utilizar compensación en la corriente del puerto dc2 con referencia arbitraria.

especialmente en casos límite de la máquina operando a velocidad nominal y con corriente nominal. Por lo tanto, en lo que sigue de esta tesis, se utilizará la estrategia OSS-MPC compensada (algoritmo 2).

4.4. Validación del Algoritmo de Control

En esta sección se evalúa el rendimiento de la estrategia C-OSS-MPC. El objetivo es validar la capacidad del optimizador propuesto en el algoritmo 2 para encontrar la solución óptima real del problema de optimización restringido definido en (3.14). Las siguientes pruebas consisten en operar el convertidor con corrientes de referencia deseadas en la máquina i_{dq}^* y en el puerto dc2 i_{dc2}^* con la máquina operando a velocidad nominal $\omega_m = 6000$ [r.p.m.].

La Fig. 4.9 muestra las corrientes de estator cuando se aplican varios cambios en forma de escalón en la corriente $i_q^* = \{0, 127.5\sqrt{2}, -130, 130, -127.5\sqrt{2}\}$ [A] considerando $i_{dc2}^* = 0$ [A]. El primer y segundo escalón se aplican en $t = 0$ [ms] y $t = 6.4$ [ms] respectivamente. Se observa en las Figs. 4.9(a) y 4.9(c) que las corrientes de la máquina responden con una dinámica rápida y error de seguimiento mínimo. Además, se mantiene controlada la corriente i_{dc2} , incluso durante la inversión del signo en la corriente i_q como

se muestra en la Fig. 4.9(b). Es importante destacar que el *Inner-MPC* no requiere información adicional sobre el modo de funcionamiento del convertidor (motor/generador) para controlar eficientemente la corriente del puerto dc2. Sin embargo, se observa que cuanto mayor es $\|\mathbf{i}_s^*\|$, aumenta el índice de modulación y el controlador *Inner-MPC* tiene un menor grado de libertad para ser controlado por lo que explicó el final de la sección 3.5, de modo que aumenta su rizado. Este rizado tiene una componente de tercera armónica por la oscilación de modo común discutida en la sección 2.3.5.

A continuación, se comparan las trayectorias del vector de conmutación promedio óptimo $\mathbf{u}_s^*(k)$ con la obtenida mediante el algoritmo de enumeración tradicional de la sección 3.2.3 que resuelve el problema de optimización interno (3.14) para todas las $\mathcal{R}_j \in \mathcal{R}$ utilizando el *solver* LSQLIN de MATLAB. Se analizan las trayectorias obtenidas durante los dos primeros *steps* mostrados con *zoom* en la Fig. 4.9(c). La comparación se ilustra en la Fig 4.10. La Fig 4.10(a) muestra la trayectoria del OASV en torno al escalón en $t = 0$ [ms] mientras que 4.10(b) lo hace para el escalón en torno a $t = 6.4$ [ms]. Se muestra que el algoritmo propuesto produce el mismo OASV que el obtenido con el algoritmo de enumeración. Este hecho comprueba la capacidad del algoritmo propuesto para calcular la secuencia de conmutación óptima, incluso en condiciones de funcionamiento transitorio del 2L-TPC accionando la máquina.

Mediante un análisis similar, la Fig. 4.11 compara la trayectoria de $\mathbf{u}_s^*(k)$ con la trayectoria de $\mathbf{u}_{uc}(k)$ durante los dos primeros cambios de referencia de la Fig. 4.9. Resulta evidente como durante el régimen estacionario, $\mathbf{u}_{uc}(k)$ cae dentro de la región factible $\mathbb{F}$ y dicha solución es idéntica a $\mathbf{u}_s^*(k)$. Sin embargo, durante los periodos transitorios, $\mathbf{u}_{uc}(k)$ cae fuera de ella y $\mathbf{u}_{uc}(k)$ se encuentra en el perímetro de la región factible. De hecho, este punto equivale al punto donde la primera curva de nivel en torno a $\mathbf{u}_{uc}(k)$ se intersecta con la región factible como se discutió en la sección 3.3.2.b.

La Fig. 4.12(a) muestra un *zoom* de la Fig. 4.11(a). Se muestran 5 pares $\mathbf{u}_s^*, \mathbf{u}_{uc}$. Es claro como las curvas de nivel elípticas en torno a $\mathbf{u}_{uc}$ producen que la solución óptima se

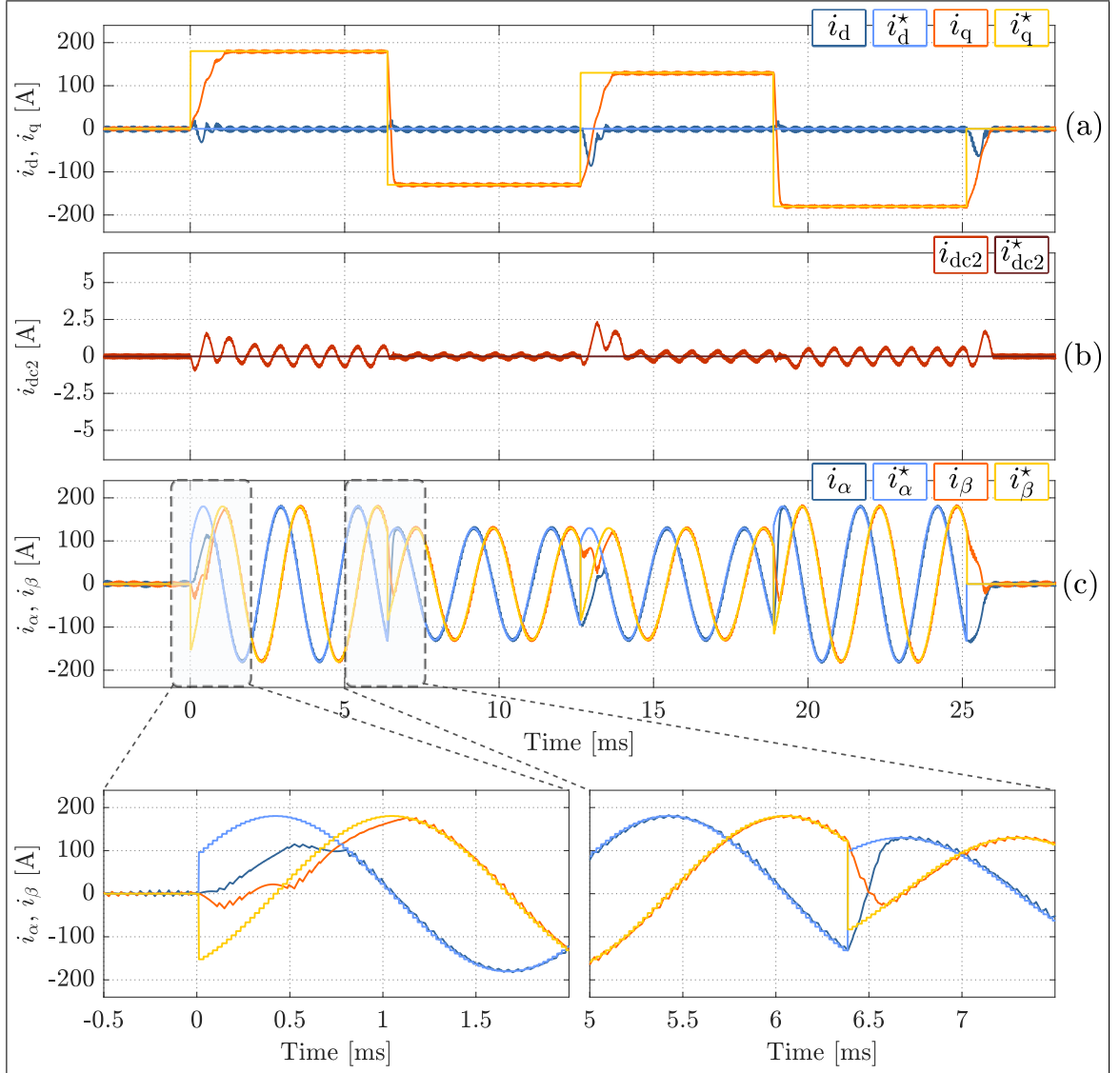


Figura 4.9. Escalones de corriente C-OSS-MPC: (a) corrientes estator en dq; (b) corriente puerto dc2; (c) corrientes estator en $\alpha\beta$.

encuentre en ρ_2 , correspondiente al perímetro de $\mathcal{R}_2$. Además, las soluciones se encuentran desviadas ligeramente a la izquierda en dirección $u_{s\alpha}^*$ respecto a su solución relajada debido a la inclinación de la elipse. La Fig. 4.11(b) muestra la misma prueba, pero usando una máquina isotrópica. Su valor de inductancia se toma como el promedio de las inductancias base de la tabla 4.1, dando como resultado $L_d = L_q = (L_d^0 + L_q^0)/2 = 58.41$ [μ H]. En este caso, se observa una respuesta dinámica levemente superior y es evidente

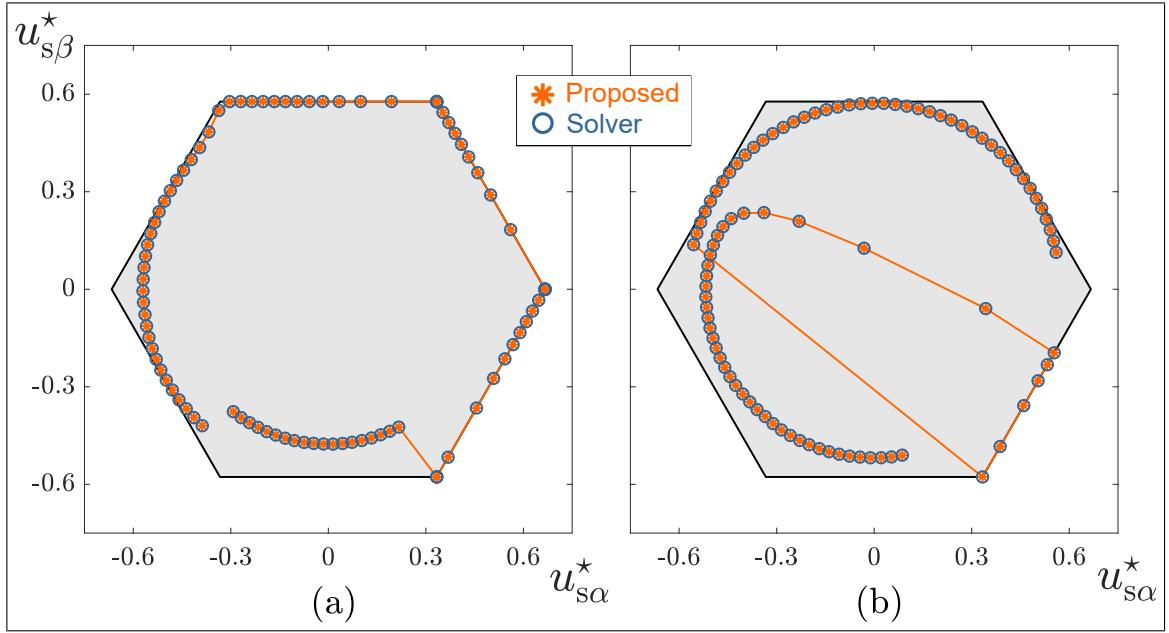


Figura 4.10. Comparación de las trayectorias obtenidas (*solver* LSQLIN de MATLAB v/s algoritmo propuesto) para el vector de conmutación promedio $\mathbf{u}_s^* = [u_{s\alpha}^* \ u_{s\beta}^*]^\top$.

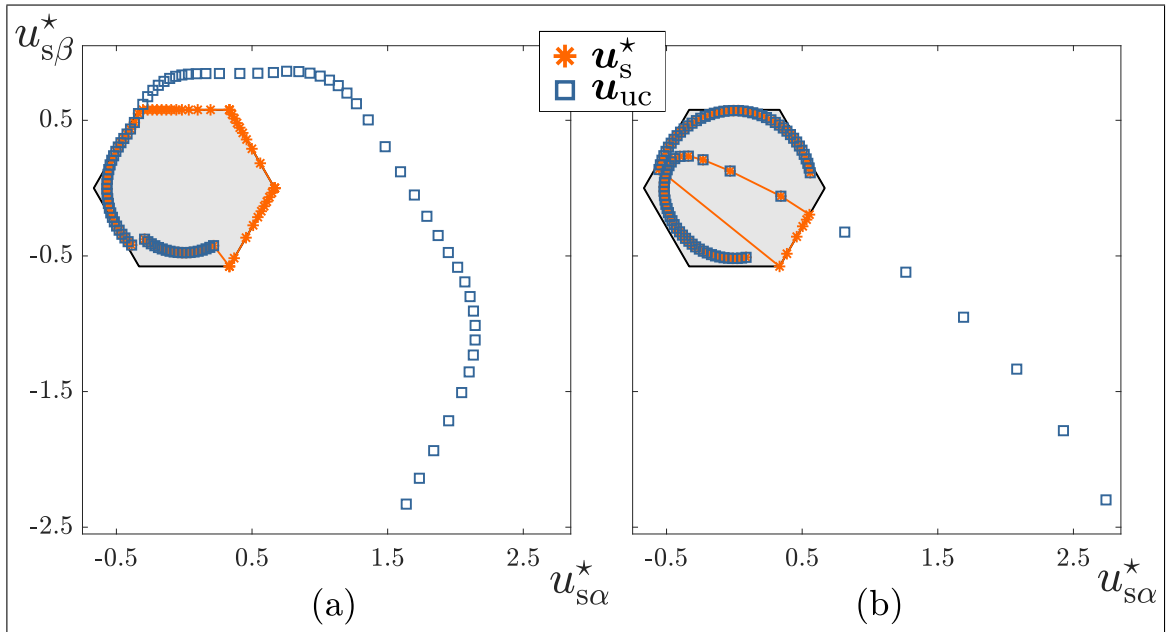


Figura 4.11. Comparación de las trayectorias de $\mathbf{u}_s^*$ con $\mathbf{u}_{uc}$.

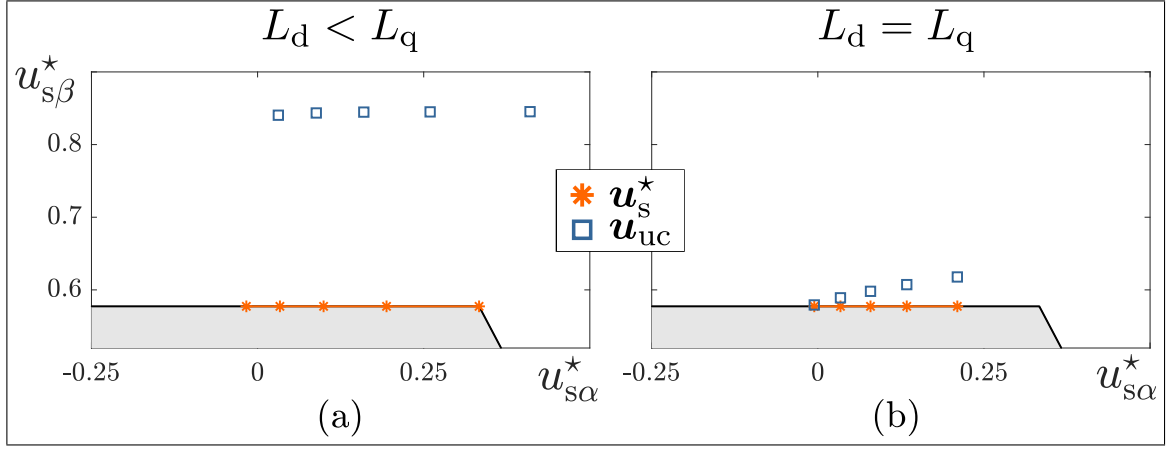


Figura 4.12. Comparación de las trayectorias de $\mathbf{u}_s^*$ con $\mathbf{u}_{uc}$ para distintas inductancias: (a) máquina anisotrópica; (b) máquina isotrópica.

como las soluciones óptimas se encuentran justo en ángulo recto respecto al perímetro ρ_2 . Esto ocurre ya que cuando la máquina es isotrópica, las curvas de nivel de la Fig. 3.5 se transforman en círculos porque el término $(\mathbf{B}^\top \mathbf{B} + \Lambda_u^\top \Lambda_u)$ en (3.22) pasa de ser una matriz simétrica (no diagonal) con elementos distintos en su diagonal a una matriz diagonal con elementos idénticos. Esto proviene del hecho que la matriz $\mathbf{B}$ es una amplificación de la matriz $\mathbf{H}$ (3.7), que a su vez es una amplificación de $\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}$ (2.94). Cuando la máquina es isotrópica, $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ es matriz diagonal con elementos idénticos (2.91).

Esta condición de isotropía en la PMSM es un caso muy particular y permite que el algoritmo 2: *Compensated OSS* pueda simplificarse. Para el caso de sobremodulación, no es necesario revisar las regiones vecinas de $\mathcal{R}_{j_{uuc}}$, sino que únicamente la región asociada a la solución relajada. De este modo, (3.25) puede determinarse directamente como $\mathcal{V}_j = \mathcal{R}_j$, $j \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ y se puede asumir $j_{opt} = j_{uuc}$ con toda seguridad. Esto reduce el número de ejecuciones en caso de sobremodulación de 3 a 1. La condición de curvas de nivel circulares también surge en aplicaciones donde el puerto ac está conectado a la red o cuando se usa una máquina de inducción.

Finalmente, la Fig. 4.13 muestra los espectros armónicos en estado estacionario de la corriente del estator en las condiciones de operación de la Fig. 4.9 en el momento en que

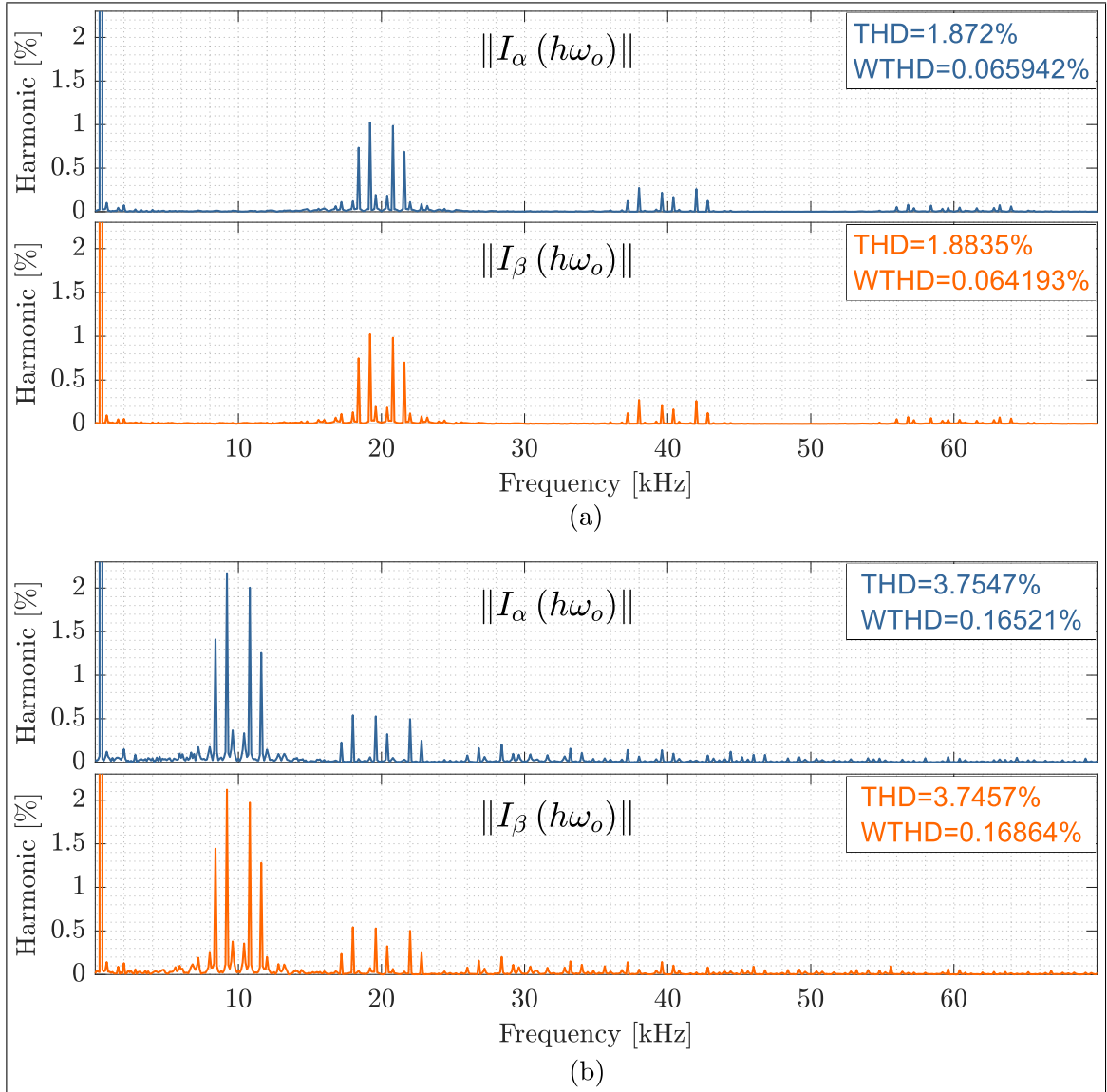


Figura 4.13. Espectro armónico en estado estacionario de las corrientes de la máquina $i_q^* = 127.5\sqrt{2}$ [A] para: (a) $f_s = 20$ [kHz]; (b) $f_s = 10$ [kHz].

$i_q^* = 127.5\sqrt{2}$ [A]. Como se muestra en la Fig. 4.13(a), se impone un espectro armónico conformado por el sistema de control donde la amplitud de las componentes armónicas están por debajo del 1.05% consiguiendo una muy baja THD para las componentes de i_s . Las componentes de alta frecuencia se sitúan en torno a la frecuencia de conmutación dada por $f_s = 20$ [kHz]. Además, como se muestra en la Fig. 4.13(b), al implementar la secuencia con la mitad de la frecuencia de ciclo de conmutación, $f_s = 10$ [kHz], la THD

aumenta a casi el doble manteniendo la misma forma en la conformación del espectro. La única diferencia es que los armónicos del alta frecuencia se desplazan en torno a 10 [kHz]. Por lo tanto, la frecuencia del ciclo de conmutación puede considerarse como un grado de libertad para determinar la calidad de la corriente en el estator de la máquina.

4.5. Efecto del Parámetro Lambda

En esta sección se pretende determinar el efecto que tienen los valores de sintonización $\lambda_{u\alpha}$ y $\lambda_{u\beta}$ presentados en (3.32) durante los cambios repentinos en la forma de referencias de corriente. La Fig. 4.14(a) muestra la respuesta de las corrientes $i_{\alpha\beta}$ y i_{dq} en los primeros dos cambios de referencia de la Fig. 4.9, pero al utilizar un valor de $\lambda_{u\alpha} = \lambda_{u\beta} = 0.2$ en color azul y un valor de $\lambda_{u\alpha} = \lambda_{u\beta} = 5.0$ en color naranja. Es claro como un menor valor en los parámetros de sintonización produce una respuesta más brusca en el voltaje de línea del convertidor [Fig. 4.14(b1)] aunque con un menor *overshoot* de corriente inmediatamente después del cambio de referencia. Por otro lado, un mayor valor produce una respuesta más suave y el voltaje de línea dándole mayor prioridad a un funcionamiento en estado estacionario [Fig. 4.14(b2)], pero causando un mayor *overshoot* de corriente inmediatamente después del cambio de referencia.

Si se analiza con detención la forma en que se obtiene la solución óptima relajada u_{uc} (3.18), se puede afirmar que u_{uc} es una suma ponderada entre el valor de u_{db} y u_{ss} cuyos factores de ponderación son múltiplos de $B^T B$ y $\Lambda_u^T \Lambda_u$, por lo que la elección de la matriz Λ_u juega un rol fundamental para determinar la forma de u_{uc} .

La Fig. 4.15 muestra la trayectoria de las tensiones en torno al primer cambio de referencia de la Fig. 4.14 (en torno a $t = 0$ [ms]). En puntos negros se muestran las trayectorias de u_{ss} (3.11) que no dependen de la corriente $i_{\alpha\beta}$, por lo que son idénticas para el caso $\lambda_{ux} = 0.2$ y $\lambda_{ux} = 5.0$, $x = \{\alpha, \beta\}$. En puntos de color azul se muestran las trayectorias de u_{db} (3.13) cuando $\lambda_{ux} = 0.2$ y en puntos de color naranja las trayectorias de u_{db} cuando $\lambda_{ux} = 5.0$. Al analizar el caso $\lambda_{ux} = 0.2$, la solución para u_{uc} es mucho

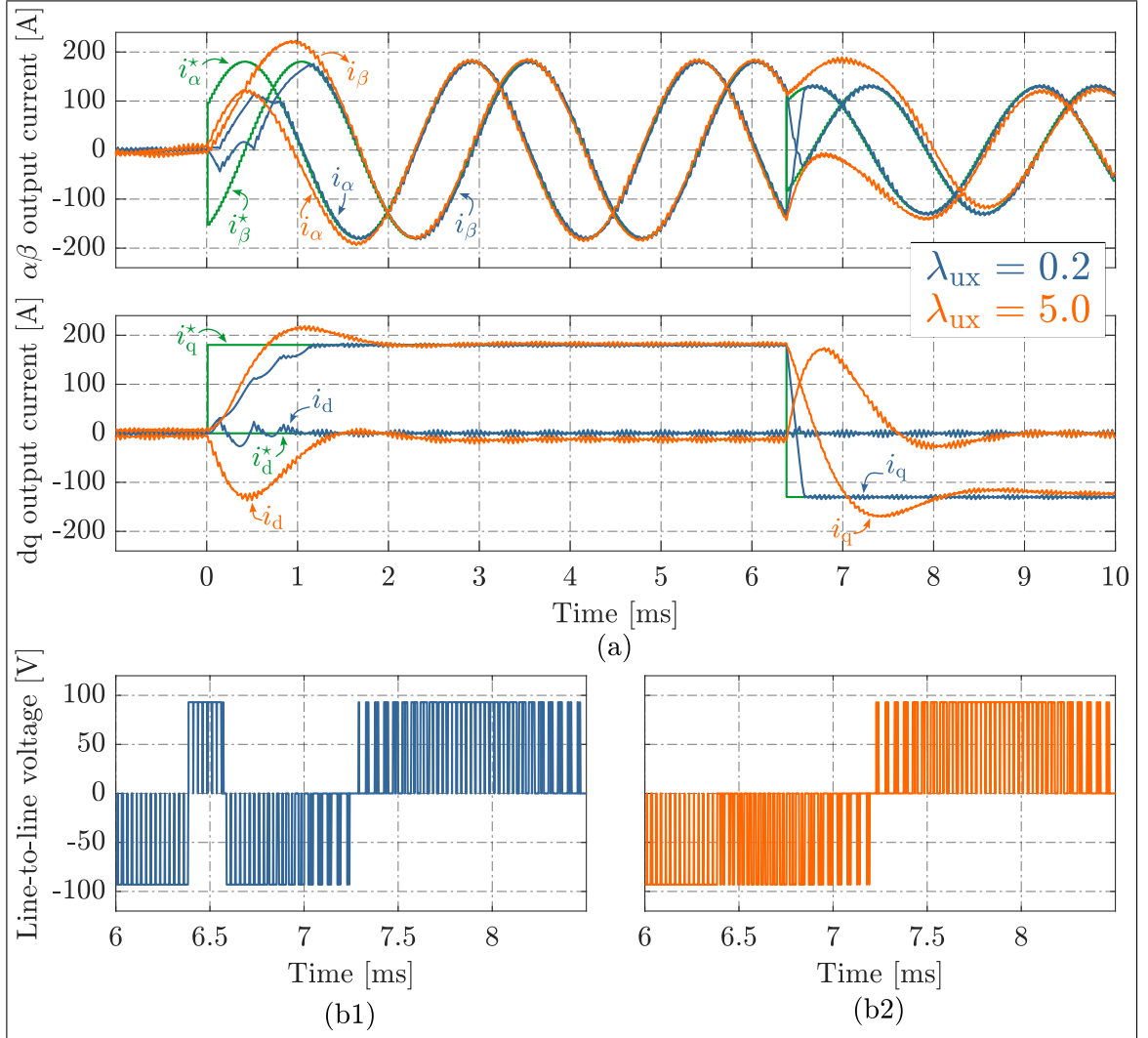


Figura 4.14. Respuesta a escalones $i_q^* = 0 \rightarrow 127.5\sqrt{2} \rightarrow -130$ [A] para $\lambda_{ux} = \{0.2, 5.0\}$: (a) corrientes $\alpha\beta$, dq y; voltajes de línea para $\lambda_{ux} = 0.2$ (b1) y $\lambda_{ux} = 5.0$ (b2).

más parecida a $\mathbf{u}_{db}$ que a $\mathbf{u}_{ss}$ debido a que el ponderador $\Lambda_u^\top \Lambda_u$ es muy pequeño en comparación con $\mathbf{B}^\top \mathbf{B}$. Esto también se puede notar en la función de costo (3.15a) al hacer Λ_u muy pequeña. Por este motivo, la trayectoria de $\mathbf{u}_{uc}$ en el caso de $\lambda_{ux} = 0.2$ —que se representada con cuadrados azules en la Fig. 4.15— está mucho más cercana a la trayectoria de puntos $\mathbf{u}_{db}$ (puntos azules) que a la trayectoria de $\mathbf{u}_{ss}$ (puntos negros). Por otro lado, al analizar el caso $\lambda_{ux} = 5.0$, la solución para $\mathbf{u}_{uc}$ es mucho más parecida a $\mathbf{u}_{ss}$ que a $\mathbf{u}_{db}$ debido a que el ponderador $\Lambda_u^\top \Lambda_u$ es muy grande en comparación con $\mathbf{B}^\top \mathbf{B}$.

Por este motivo, la trayectoria de $\mathbf{u}_{uc}$ en el caso de $\lambda_{ux} = 5.0$ –que se representada con cuadrados naranjos en la Fig. 4.15– está mucho más cercana a la trayectoria de puntos $\mathbf{u}_{ss}$ (puntos negros) que a la trayectoria de $\mathbf{u}_{db}$ (puntos naranjos).

Otro resultado que se observa de la Fig. 4.15 es que al hacer λ_{ux} pequeño, la trayectoria de $\mathbf{u}_{ss}$ es muy similar a $\mathbf{u}_{db}$ como se concluyó en 3.36. Sin embargo, cuando λ_{ux} es grande, la trayectoria de $\mathbf{u}_{ss}$ comienza a alejarse de $\mathbf{u}_{db}$ como se aprecia en los 6 puntos naranjos aislados durante $t = [-0.125, 0]$ [ms] en la Fig. 4.15. Esto sucede ya que con valores muy grandes de λ_{ux} , el supuesto realizado en la sección 3.4 de que $\mathbf{i}_s(k) = \mathbf{i}_s^*(k)$ comienza a no ser tan válido, debido a que el error en el seguimiento de corriente aumenta, como se demuestra en la Fig. 4.16 de la siguiente sección.

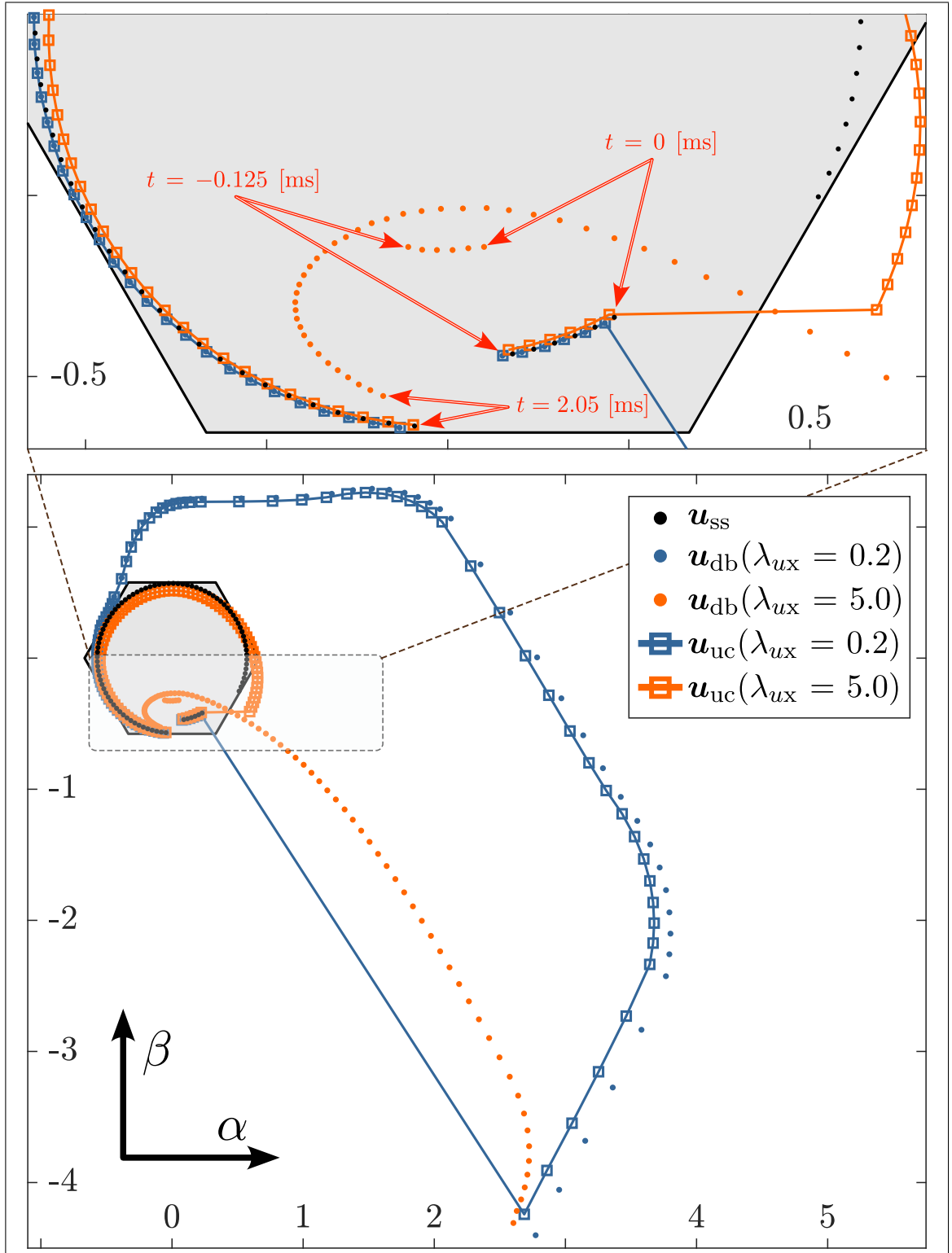


Figura 4.15. Trayectorias de u_{ss} , u_{db} y u_{uc} para distintos valores de λ_{ux} en un cambio de referencia = $i_q^* = 0 \rightarrow 127.5\sqrt{2}$ [A].

4.6. Análisis de Sensibilidad

Para analizar la influencia de las incertidumbres paramétricas del modelo en el rendimiento de la estrategia de predicción propuesta, los desajustes de los parámetros de la máquina se modelan como $\hat{L}_d = \mu_L L_d^0$, $\hat{L}_q = \mu_L L_q^0$, $\hat{R}_s = \mu_R R_s^0$ y $\hat{\psi}_m = \mu_\psi \psi_m^0$ (Young, Perez, & Rodriguez, 2016), donde el super índice 0 indica el valor base real de la máquina y corresponde a los parámetros de la tabla 4.1. El desajuste de los parámetros R_{dc2} y L_{dc2} no se analiza en esta tesis ya que su constante de tiempo es mucho más grande que para el caso de la máquina por lo que resulta de menor relevancia. En la definición anterior se ha asumido según el parámetro μ_L que el error de la inductancia en el eje directo es idéntico tanto al de la inductancia en el eje de cuadratura. Si bien esto es una simplificación, de igual forma se puede concluir sobre la influencia promedio de dicho parámetro. Bajo esta perspectiva, es trivial demostrar mediante (3.13) y la definición de sus matrices que el error de tensión *dead-beat* definido como $\Delta \mathbf{v}_{db} = V_{dc1} (\mathbf{u}_{db} - \hat{\mathbf{u}}_{db})$, puede expresarse como,

$$\Delta \mathbf{v}_{db} = \frac{1}{T_h} \mathbf{L}_{\alpha\beta}^0 (1 - \mu_L) \{ \mathbf{i}_s^*(k+1) - \mathbf{i}_s(k) \} + \mathbf{R}^0 (1 - \mu_R) \mathbf{i}_s(k) + (1 - \mu_\psi) \mathbf{b}_s^0(k) \quad (4.6)$$

Como se observa en (4.6), $\Delta \mathbf{v}_{db}$ no solo está determinado por el desajuste de los parámetros, sino que también por los valores instantáneos del error de seguimiento, el vector de corriente de red $\mathbf{i}_s(k)$ y la matriz de inductancia que considera los parámetros base $\mathbf{L}_{\alpha\beta}^0(k)$ (que depende de la posición). Por lo tanto, $\Delta \mathbf{v}_{db}$ es muy susceptible a los desajustes de inductancia durante el funcionamiento transitorio en el que predomina el error de seguimiento $\{ \mathbf{i}_s^*(k+1) - \mathbf{i}_s(k) \}$. También, es susceptible a los desajustes de flujo del imán, especialmente con funcionamientos a velocidades muy altas, donde predomina el valor de ω_r en la definición de $\mathbf{b}_s^0(k)$ (3.2). Debido a que se asume un periodo de muestreo adecuado para la constante de tiempo del sistema como se definió en la sección 3.2.2 y que se utiliza una modulación 7S-SS asimétrica con doble actualización, se puede

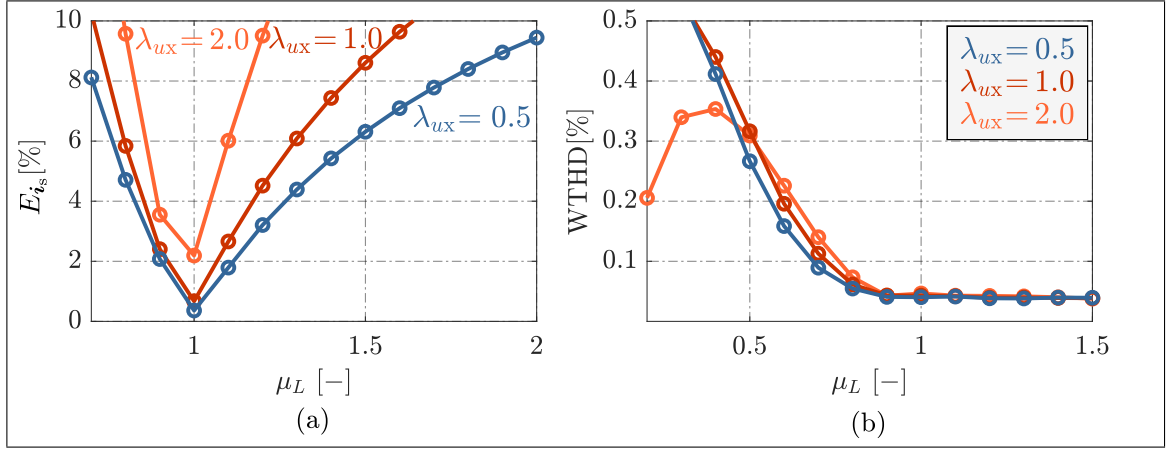


Figura 4.16. Efecto del parámetro μ_L para distintos valores de λ_{ux} sobre: (a) El error medio de seguimiento de corriente E_{i_s} [%], y (b) WTHD, considerando $f_s = 20$ [kHz], $i_q^* = 127.5\sqrt{2}$ [A].

asumir que el error en la resistencia no produce un efecto significativo en el error de tensión *dead-beat*.

De la misma manera, utilizando (3.11), el error de la tensión *steady-state* debido a la incertidumbre de los parámetros $\Delta \mathbf{v}_{ss} = V_{dc1} (\mathbf{u}_{ss} - \hat{\mathbf{u}}_{ss})$ viene dado por,

$$\Delta \mathbf{v}_{ss} = \mathbf{R}^0 (1 - \mu_R) \mathbf{i}_s^*(k+1) + \omega_r \mathbf{L}_{\alpha\beta}^0 (1 - \mu_L) \mathbf{J} \mathbf{i}_s^*(k+1) + (1 - \mu_{\psi}) \mathbf{b}_s^0(k) \quad (4.7)$$

La Fig. 4.16 muestra el funcionamiento del sistema en estado estacionario considerando una amplia variación del parámetro μ_L . Como se observa en la Fig. 4.16(a), el error medio de seguimiento de la corriente se reduce para valores bajos de λ_{ux} . En ese sentido, se recomienda tener un error de parámetros de $0.8 < \mu_L < 1.2$ para mantener el error medio de seguimiento debajo del 10%. Se puede concluir que el término u_{ss} es más sensible a errores de inductancia en el modelo que el término u_{db} . Además, para $\mu_L > 0.7$, la WTHD es menor al 0.1% y no varía considerablemente para distintos valores de λ_{ux} .

La Fig. 4.17 muestra una prueba análoga, pero considerando una variación en el parámetro μ_{ψ} para distintas velocidades del rotor ω_m . Como se observa en la Fig. 4.17(a), el error medio de seguimiento de corriente se reduce para valores bajos de velocidad y crece linealmente respecto a la desviación del factor μ_{ψ} . También se puede apreciar en

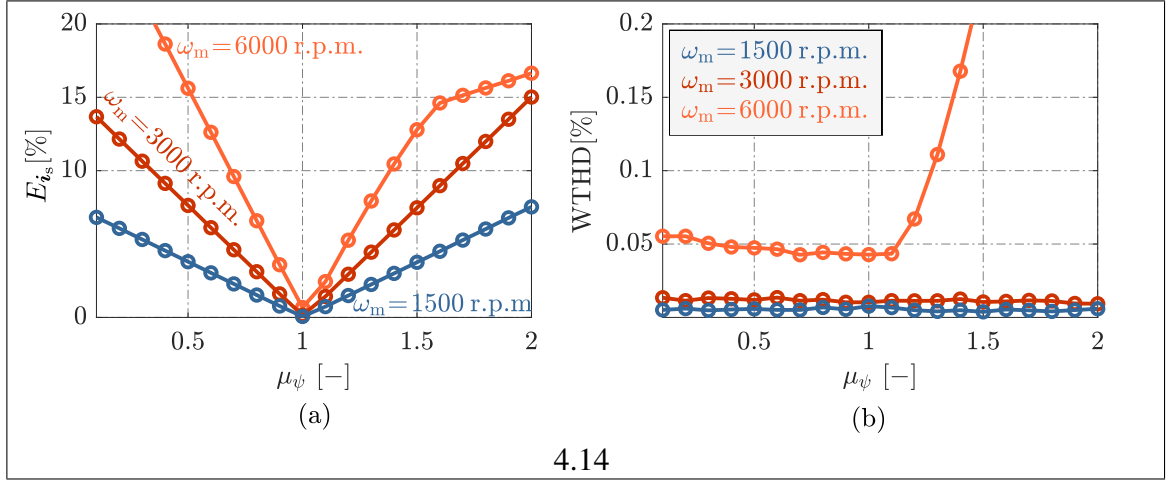


Figura 4.17. Efecto del parámetro μ_ψ para distintos valores de ω_m sobre: (a) El error medio de seguimiento de corriente E_{i_s} [%], y (b) WTHD, considerando $f_s = 20$ [kHz], $i_q^* = 127.5\sqrt{2}$ [A].

un funcionamiento a velocidad nominal $\omega_m = 6000$ [r.p.m.] que para valores $\mu_\psi > 1.6$ el error se comienza a estabilizar debido a que la máquina opera en zona de sobremodulación durante todo el ciclo eléctrico. Acá se recomienda tener $0.7 < \mu_\psi < 1.3$ para mantener el error medio de seguimiento debajo del 10%. Se puede concluir que el error en μ_ψ tiene mayor impacto a mayores velocidades de la máquina. Además, la WTHD no varía apreciablemente con el valor de μ_ψ , excepto para cuando la máquina entra en régimen de sobremodulación (velocidad nominal para $\mu_\psi > 1.1$), donde la WTHD se dispara considerablemente debido a una deformación en la señal de corriente. Finalmente, en régimen de no sobremodulación, se observa que menores velocidades de operación resultan en menores WTHDs.

El modelo de predicción modificado cuando los parámetros de la máquina no están bien estimados puede obtenerse a partir de (3.8),

$$\hat{i}_s(k + 0.5) = \hat{\mathbf{A}}(k)\mathbf{i}_s(k) + \hat{\mathbf{C}}(k)\hat{\mathbf{b}}_s(k) + \hat{\mathbf{B}}(k)\mathbf{U}(k)\mathbf{d}(k) \quad (4.8)$$

con $\hat{\mathbf{A}}(k) = \mathbf{I}_2 - \frac{T_h}{\mu_L} (\mathbf{L}_{\alpha\beta}^0)^{-1} (\mu_R \mathbf{R}^0 - \mathbf{W}^0)$, $\hat{\mathbf{B}}(k) = \frac{T_h V_{dc1}}{\mu_L} (\mathbf{L}_{\alpha\beta}^0)^{-1}$, $\hat{\mathbf{C}}(k) = -\frac{T_h}{\mu_L} (\mathbf{L}_{\alpha\beta}^0)^{-1}$ y $\hat{\mathbf{b}}_s(k) = \mu_\psi \mathbf{b}_s^0(k)$. De este modo, el error de predicción $\mathbf{e}_m(k + 0.5) = \mathbf{i}_s(k + 0.5) -$

$\hat{i}_s(k + 0.5)$ puede expresarse como sigue,

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_m = T_h (\mathbf{L}_{\alpha\beta}^0)^{-1} \left[\mathbf{R}^0 \left(\frac{\mu_R}{\mu_L} - 1 \right) + \mathbf{W}^0 \left(\frac{1}{\mu_L} - 1 \right) \right] \mathbf{i}_s(k) \\ + T_h (\mathbf{L}_{\alpha\beta}^0)^{-1} \left(\frac{\mu_\psi}{\mu_L} - 1 \right) \mathbf{b}_s^0(k) + T_h (\mathbf{L}_{\alpha\beta}^0)^{-1} \left(1 - \frac{1}{\mu_L} \right) \mathbf{v}_s(k) \quad (4.9) \end{aligned}$$

Como se muestra en (4.9), el error de predicción depende de $\mathbf{i}_s(k)$, que se mide en cada paso de muestreo del algoritmo de predicción. También depende del vector derivada de flujo $\mathbf{b}_s^0(k)$ (velocidad) y de la tensión $\mathbf{v}_s(k)$ aplicada por el convertidor. De 4.9 se concluye que el error de predicción es más susceptible cuando se subestima la inductancia, es decir $\mu_L < 1$. Por este motivo, las simulaciones de la Fig. 4.16 solo se realizaron hasta $\mu_L = 0.7$. También se puede comprobar que un valor unitario en todos los parámetros de desajuste, resulta en un error de predicción $\mathbf{e}_m = 0$ como era de esperarse.

4.7. Comparación del C-OSS-MPC versus OSV-MPC

Para evaluar el rendimiento del controlador C-OSS-MPC es necesario disponer de un punto de referencia. En esta sección, se formaliza la estrategia OSV-MPC que se describió en la sección 1.4.1. La estrategia OSV-MPC aplica solo uno de los 8 posibles vectores de conmutación $\mathbf{u}_{abc} \in \mathbb{U} \triangleq \{0, 1\}^3$, que se escriben como $\mathbf{u}_j = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{u}_{abc} \in \mathcal{U} \triangleq \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbb{U}$ en el marco de referencia $\alpha\beta$ durante todo su período de control denotado por T_s^{osv} con el fin de minimizar algún objetivo de control. La función objetivo propuesta es la siguiente,

$$\begin{aligned} J_j(\mathbf{U}_j, \mathbf{d}_j) = \|\mathbf{B}(\mathbf{U}(k)\mathbf{d}(k) - \mathbf{u}_{db}(k))\|_2^2 + \|\mathbf{\Lambda}_u(\mathbf{U}(k)\mathbf{d}(k) - \mathbf{u}_{ss}(k))\|_2^2 \\ + \lambda_{dc2} \|i_{dc2}(k) - i_{dc2}^*(k + 1)\|_2^2 \quad (4.10) \end{aligned}$$

y es análoga a (3.12), solo que el control de la corriente $i_{dc2}(k)$ se ha agregado directamente en la función objetivo con un parámetro escalar de penalización λ_{dc2} . Por lo tanto, este método evalúa el vector $\mathbf{u}_j \in \mathcal{U}$ y selecciona la que entregue un menor valor objetivo. El algoritmo 3: *Standard OSV* describe este proceso.

Algorithm 3 Standard OSV

```
function STANDARD-OSV( $i_{abc}, i_{dc2}, i_{dc2}^*, T_e^*$ )
    Calculate  $\theta_r$  and  $\omega_r$  (3.42)
    Calculate  $i_s = T_{\alpha\beta} i_{abc}$  (2.12)
    Calculate  $i_{dq}^*$  (3.43) and  $i_s^*$  (3.44)
    Calculate  $b_s$  (3.2),  $L_{\alpha\beta}$  (2.91),  $W$  (2.92),  $F, G, H$  (2.94) and  $A, B, C$  (3.7)
    Calculate  $u_{ss}$  (3.11),  $u_{db}$  (3.13), select  $\Lambda_u$  (3.32) and  $\lambda_{dc2}$ 
     $J_{\min} = \infty$ 
    for  $u_j \in \mathcal{U}$  do
         $J_j = J_j(U_j d_j = u_j)$  (4.10)
        if  $J_j < J_{\min}$  then
             $u^* = u_j$ 
             $\{U_a^*, U_b^*, U_c^*\} = u_{abc}(u^*)$  (table 2.2)
        end if
    end for
end function
```

Para hacer una comparación justa entre las estrategias OSS-MPC y OSV-MPC, se debe tener en cuenta el número de conmutaciones por unidad de tiempo. Como OSS-MPC aplica 7 conmutaciones en su periodo de control T_s^{OSS} , OSV-MPC es capaz de aplicar solo 1 conmutación en su período de control T_s^{OSV} . Esto significa que una comparación justa que mantenga inalterada la capacidad de conmutación de los métodos de control requiere que $T_s = T_s^{\text{OSS}} = 7T_s^{\text{OSV}}$.

Mientras que, la región factible de un vector de conmutación promedio u_s^* con el método OSS durante un periodo de conmutación T_s^{OSS} corresponde al interior del hexágono de la Fig. 2.11, la región factible del método OSV durante un período de conmutación equivalente T_s^{OSS} corresponde todas las combinaciones posibles de un promedio de los 7 vectores de conmutación sucesivos $u_j \in \mathcal{U}$, como se muestra en la Fig. 4.18 (a). Por ejemplo, el vector de conmutación promedio u_s^* se genera al aplicar el patrón de conmutación de la Fig. 4.18 (b) durante un ciclo T_s^{OSS} .

Al observar la diferencia entre la naturaleza de las regiones factibles entre OSS-MPC y OSV-MPC en las Figs. 2.11(a) y 4.18(a), queda claro que la naturaleza de la primera es continua y la de la segunda es discreta. Si bien la estrategia OSS-MPC es catalogada por muchos autores como un tipo de estrategia *Finite Control Set* (FCS) debido a que

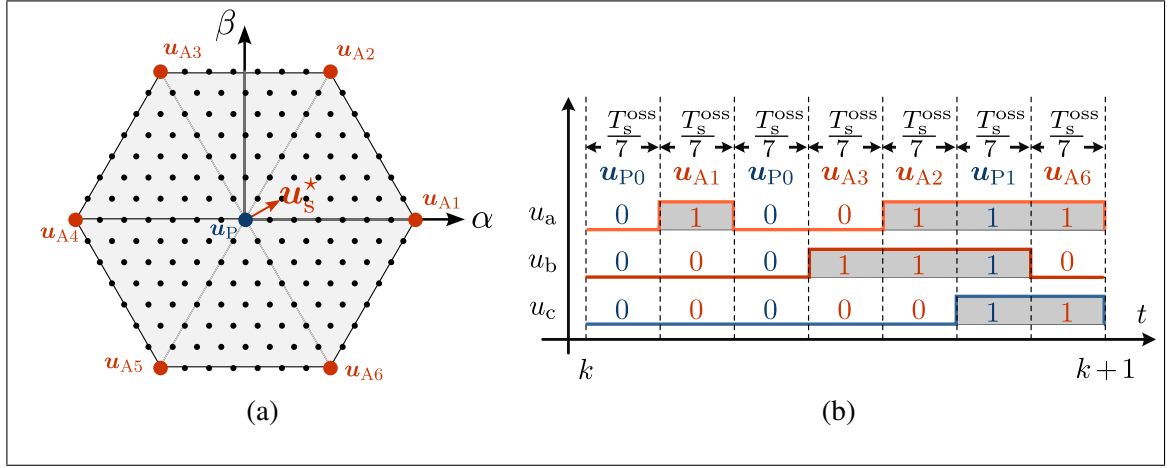


Figura 4.18. Selección de vectores de conmutación para control de corriente OSV-MPC: (a) Espacio vectorial durante $T_s^{oss} = 7T_s^{osv}$ y; (b) Patrón de conmutación.

elige la solución entre un *set* de 6 regiones variando sus tiempos de aplicación (Vazquez et al., 2017). Sin embargo, entrega resultados equivalentes a estrategias de control que usan técnicas catalogadas como *Continuous Control Set* (CCS), pero con la diferencia que la estrategia para obtener la solución óptima se toma desde otra perspectiva.

La siguiente prueba consiste en comparar el espectro armónico en las corrientes de la máquina utilizando ambos métodos en estado estacionario. La Fig. 4.19 muestra las formas de onda de corriente junto a al espectro armónico utilizando $\omega_m = 6000$ [r.p.m.] y $i_q^* = 120$ [A]. Se utilizan frecuencias de conmutación $f_s^{oss} = 20$ [kHz] y $f_s^{osv} = 7f_s^{oss}$ [kHz] para la estrategia OSS-MPC y OSV-MPC respectivamente. Se observa en la Fig. 4.19(a) que la estrategia OSV presenta un seguimiento de la corriente con mayores oscilaciones y poca uniformidad en los rizados en torno a la corriente. El espectro armónico es disperso y las componentes de baja frecuencia son considerables. Por otro lado, la Fig. 4.19(b) muestra que OSS tiene un seguimiento con rizados parejos y su espectro armónico es definido, con valores en torno a múltiplos de la frecuencia de conmutación f_s^{oss} . El valor de la THD disminuye en aproximadamente un 35% mientras que la WTH lo hace en un 85% debido a que penaliza las componentes de alta frecuencia presentes en OSV-MPC.

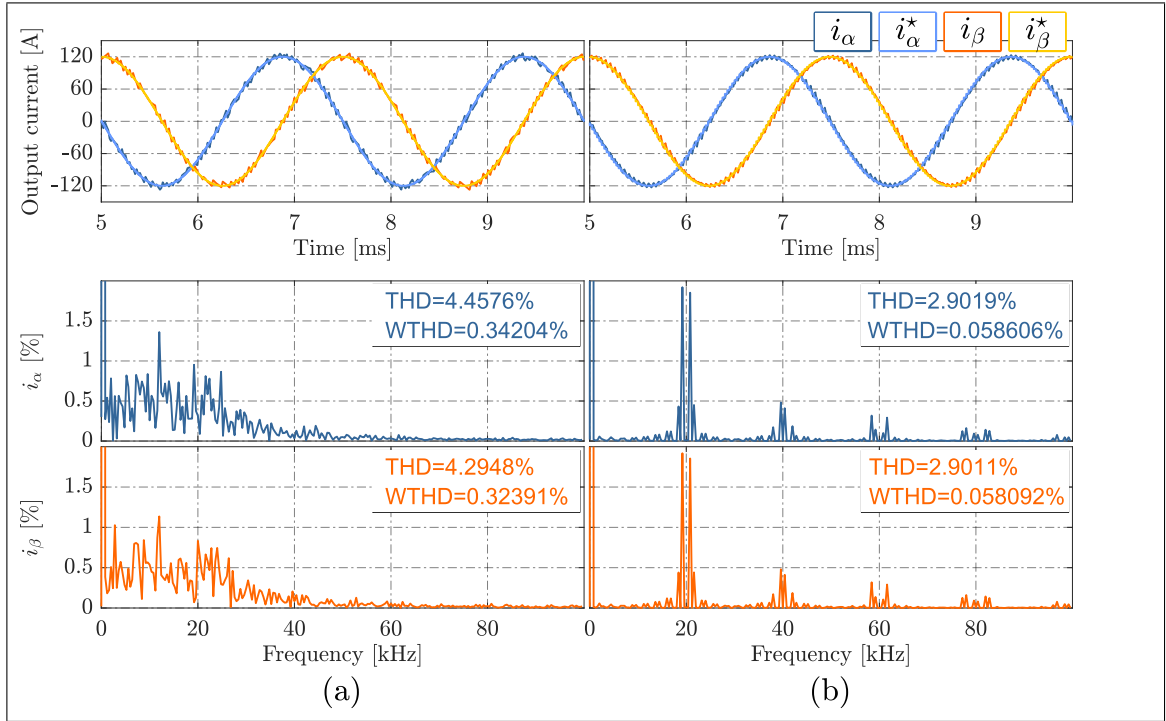


Figura 4.19. Rendimiento en estado estacionario para $\omega_m = 6000$ [r.p.m.] y $i_q^* = 120$ [A]: (a) estrategia OSV-MPC con $f_s^{\text{osv}} = 7 f_s^{\text{oss}}$ [kHz] y; (b) estrategia OSS-MPC con $f_s^{\text{oss}} = 20$ [kHz].

La Fig. 4.20(a) muestra una comparación de los valores de THD como función de otras frecuencia de conmutación f_s^{oss} para ambas estrategias. Se observa como OSS es superior en un amplio rango de frecuencias. También, la La Fig. 4.20(b) muestra la misma compración con la WTHD, donde OSS muestra ser muy superior. Además, se observa como la WTHD de OSV es muy impredecible a bajas frecuencias y no muestra una monotonía en la disminución de la distorsión conforme aumenta f_s^{oss} . Esto tiene que ver con la alta dispersión en las armónicas de bajo orden que presenta la estrategia.

Otra comparación relevante que se debe tomar en cuenta para comparar ambas estrategias es el número de operaciones computacionales que ejecuta cada una durante un ciclo T_s^{oss} . Para OSV-MPC, el cálculo de b_s , $L_{\alpha\beta}$ y W requiere 25 multiplicaciones y 6 sumas. Para F , G , H , A , B y C se requieren 37 multiplicaciones y 5 sumas. El cálculo de u_{db} , u_{db} y Λ_u , 47 multiplicaciones y 37 sumas. Finalmente, la evaluación de

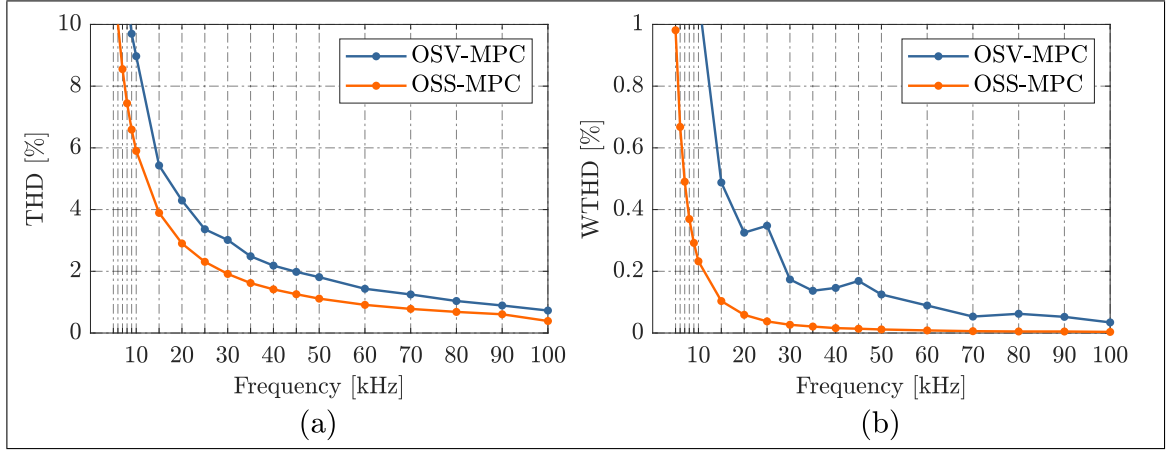


Figura 4.20. Distorsiones armónicas en la corriente del estator para $\omega_m = 6000$ [r.p.m.] y $i_q^* = 120$ [A] como función de la frecuencia $f_s^{\text{oss}} = f_s^{\text{osv}}/7$ [kHz]: (a) THD y; (b) WTHD.

la función objetivo (4.10) requiere 30 multiplicaciones y 19 sumas. Por lo tanto, cada período T_s^{osv} en donde se ejecutan los 8 valores de conmutación en la función objetivo requiere 349 multiplicaciones y 200 sumas, esto durante un ciclo de control T_s^{oss} equivale a 2443 multiplicaciones y 1400 sumas. Un análisis similar para la estrategia OSV-MPC permite identificar que el cálculo de u_{uc} , d_{rjuc} y $u_s^* = U^* d^*$ (no se considera región de sobremodulación) se obtiene con 79 multiplicaciones y 50 sumas. Esto significa que en cada periodo de control T_h se ejecutan 188 multiplicaciones y 98 sumas. De modo que durante un ciclo de conmutación T_s^{oss} se hacen 376 multiplicaciones y 196 sumas.

En base al resultado anterior, es posible afirmar que en estado estacionario, la estrategia OSS-MPC requiere aproximadamente un 84.6% y un 86% menos de multiplicaciones y sumas respectivamente cuando se compara con el número de operaciones requeridas por la estrategia OSV-MPC. En caso de transientes, donde el OSS propuesto debe evaluar tres regiones debido a las curvas elípticas del motor anisotrópico, los cálculos del OSS aumentarán.

La Fig. 4.21 muestra la respuesta dinámica de la corriente del puerto dc2 cuando se aplican cambios en forma de escalón $i_{dc2}^* = \{0, 10.0, -10.0\}$ [A] en $t = 0$ [ms] y $t = 5.0$ [ms] respectivamente. También se muestra la respuesta dinámica de la corriente de la

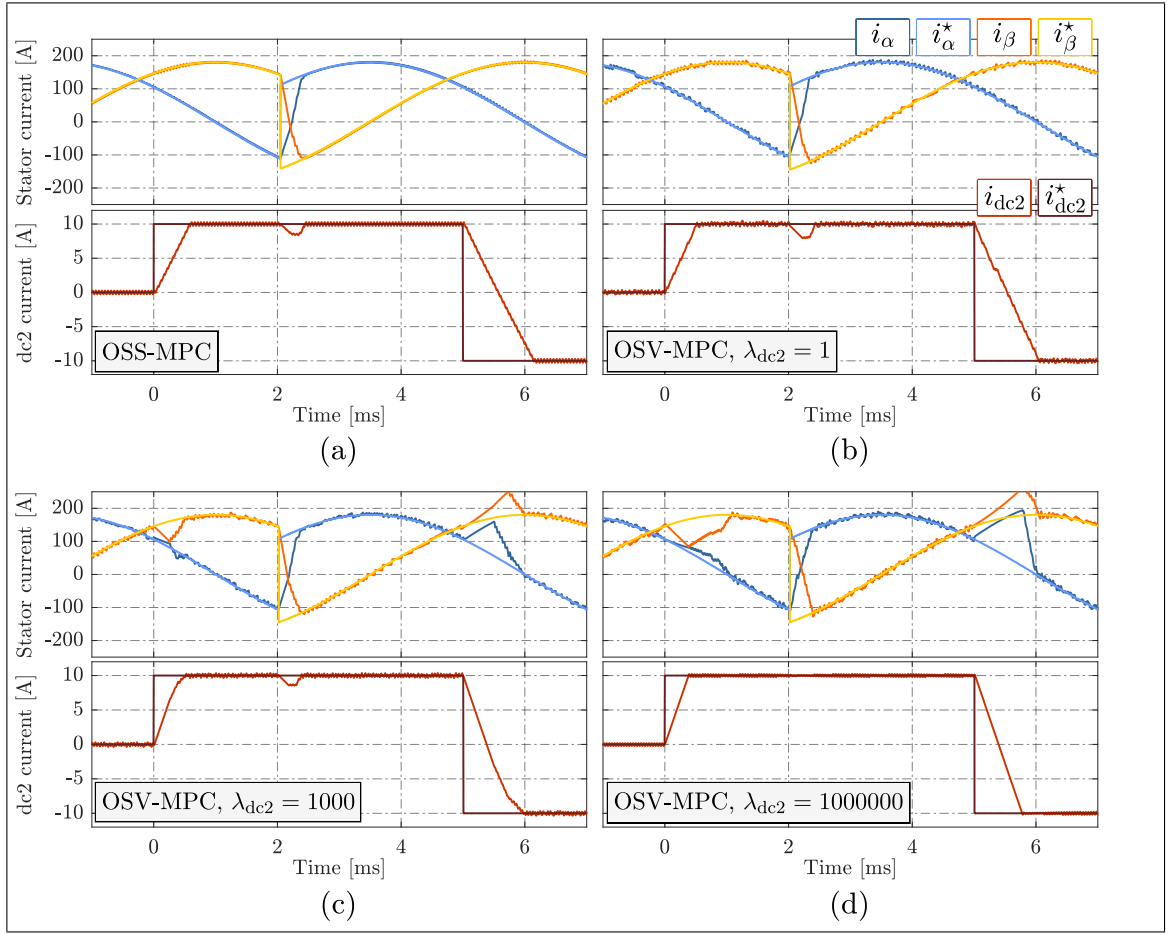


Figura 4.21. Respuesta dinámica de corriente $\|\mathbf{i}_s^*\| = 127.5\sqrt{2}$ [A] y de i_{dc2} : (a) OSS-MPC; (b) OSV-MPC, $\lambda_{dc2} = 1$; (c) OSV-MPC, $\lambda_{dc2} = 1000$ y; (d) OSV-MPC, $\lambda_{dc2} = 1000000$.

máquina $\|\mathbf{i}_s^*\| = 127.5\sqrt{2}$ [A] cuando se aplica un a inversión de fase de π [rad] en $t = 2$ [ms].

Cuando controla el sistema con la estrategia OSS-MPC, la Fig. 4.21(a) muestra como durante la transición de la corriente en el estator, el valor de i_{dc2} se escapa de su referencia debido a que el valor de $\mathbf{u}^*$ se encuentra en el perímetro de la región factible, por lo que $d_p = 0$ y en consecuencia el *Inner*-MPC no tiene ningún poder de control sobre el sistema. Cuando se usa la estrategia OSV-MPC con un valor de λ_{dc2} muy bajo como en la Fig. 4.21(b), el controlador le da prioridad al control de las corrientes de la máquina y el puerto dc2 también se ve afectado por los cambios repentinos de estas. Sin embargo,

cuando se aumenta el valor de λ_{dc2} a un valor intermedio como es el caso de la Fig. 4.21(c), hay una menor desviación de i_{dc2} en la transición de las corrientes de la máquina, sin embargo, estas últimas se ven muy afectadas cuando i_{dc2} está lejos de su referencia tal punto que dejan de seguir la referencia y pierden el control. En el caso que λ_{dc2} tome un valor muy alto como en la Fig. 4.21(d), el controlador le da total prioridad al seguimiento de i_{dc2} y esta no se despega de la referencia, ni siquiera en los cambios repentinos de referencia en la máquina. Sin embargo, las corrientes de esta última se ven muy afectadas en los transitorios de la corriente i_{dc2} . Finalmente se puede observar la estrategia OSV-MPC tiene una leve superioridad en la respuesta dinámica, incluso para diferentes valores de λ_{dc2} . Por ejemplo, en el segundo cambio de referencia, i_{dc2} llega a su objetivo un instante después de 6 [ms], mientras que para todos los casos de OSV-MPC, alcanza su referencia antes de 6 [ms], donde el caso más favorable es cuando λ_{dc2} es muy grande.

Por lo tanto, se puede decir que la estrategia OSS-MPC, tiene un espectro armónico definido y una respuesta dinámica casi idéntica a OSV-MPC (aunque mínimamente inferior). Además, OSS-MPC no requiere ajustar el parámetro λ_{dc2} en la función objetivo, que muchas veces suele causar problemas ya que determina la efectividad de la estrategia OSV-MPC y suele ser efectivo para puntos de operación específicos, por lo que limita al controlador a un uso versátil en un amplio rango, tal como se introdujo en la sección 1.4.1.a. Además, la incapacidad de controlar i_{dc2} para condiciones de régimen transiente en la estrategia OSS puede solucionarse fácilmente al aumentar levemente el valor de V_{dc1} .

4.8. Algoritmo de Control Completo

En esta sección se realizan las pruebas finales incorporando el controlador de velocidad de la Fig. 3.6. También se analizan en profundidad las formas de onda más importantes de la tesis junto a los modos de operación del convertidor y se realiza un breve análisis de los flujos de potencia que experimenta el convertidor.

La Fig. 4.22 muestra una prueba de velocidad variable, donde se usa una referencia de velocidad con forma de escalón $\omega_m^* = \{0, 6000, -6000\}$ [r.p.m.]. Los cambios de referencia se aplican en $t = 0$ [s] y $t = 1$ [s]. Además, se ha fijado la referencia $i_{dc2}^* = 0$ [A] durante todo el periodo de simulación. Por último, se ha fijado el valor de $\vartheta = 0.5$ de forma intencional en el periodo $t = [0.41697, 0.75]$ [s]. Los parámetros del controlador PI (1.1) se han ajustado de forma manual y se establece una saturación en la salida tal que el torque de referencia máximo produzca un valor de corriente nominal (3.43). Los coeficientes de carga mecánica se han elegido para una carga cuadrática de modo que a velocidad nominal ($\omega_{nom} = rpm_{nom} = 6000$ [r.p.m.]), la máquina experimente una carga del 10% de su valor nominal. Esta condición es arbitraria y permite ilustrar el comportamiento de las variables. El resumen de parámetros del lazo de velocidad y los coeficientes se resumen en la tabla 4.2.

Tabla 4.2. Parámetros controlador de velocidad y carga mecánica en pruebas de simulación.

Grupo	Parámetro	Fig. 4.22	Fig. 4.24
PI lazo de velocidad	K_p	10	10
	K_i	10	10
	$T_{e,min}$	$-\frac{3p\psi_m\sqrt{2}I_{nom}}{2}$	$-\frac{3p\psi_m\sqrt{2}I_{nom}}{2}$
	$T_{e,max}$	$\frac{3p\psi_m\sqrt{2}I_{nom}}{2}$	$\frac{3p\psi_m\sqrt{2}I_{nom}}{2}$
Coeficientes de carga mecánica	k_1	0	0
	k_2	0	$\frac{1}{2} \frac{T_{nom}}{(2\pi rpm_{nom}/60)^2}$
	k_3	$\frac{1}{10} \frac{T_{nom}}{(2\pi rpm_{nom}/60)^2}$	$\frac{1}{2} \frac{T_{nom}}{(2\pi rpm_{nom}/60)^2}$
	k_4	0	$\frac{1}{2} \frac{T_{nom}}{(2\pi rpm_{nom}/60)^2}$

Los gráficos de la Fig. 4.22 se detallan en orden a continuación. El primero corresponde a la velocidad mecánica $\omega_m(k)$ junto a su referencia. Luego, se muestran las formas de corriente del estator en los 3 marcos de referencia: $i_{dq}(k)$, $i_{\alpha\beta}(k)$, $i_{abc}(k)$. También se muestra la corriente en el puerto dc1 y la corriente en el puerto dc2 junto a su referencia. Luego se muestra el valor de ciclos de trabajo en cada una de las piernas (tabla

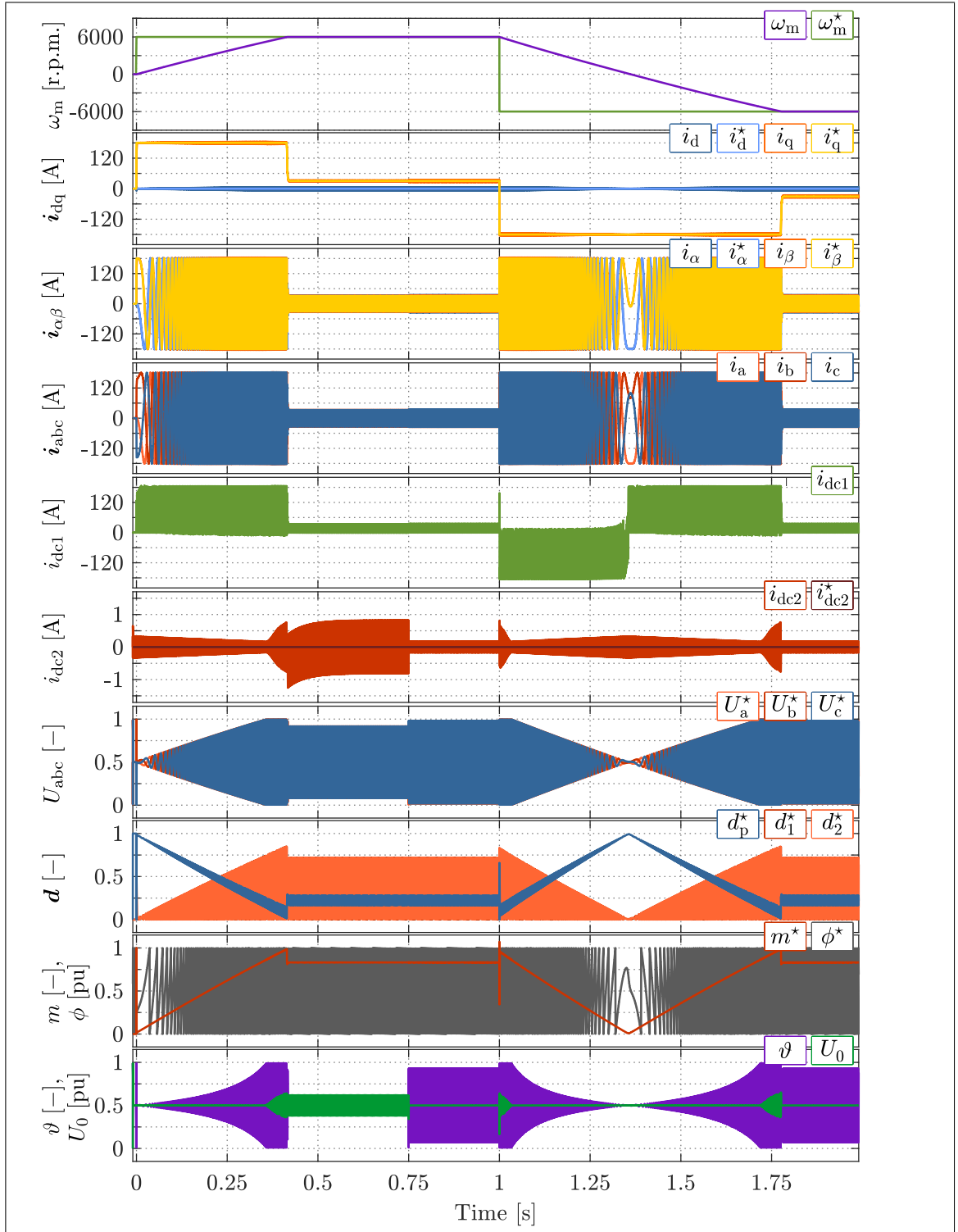


Figura 4.22. Formas de onda para referencias de escalón en la velocidad.

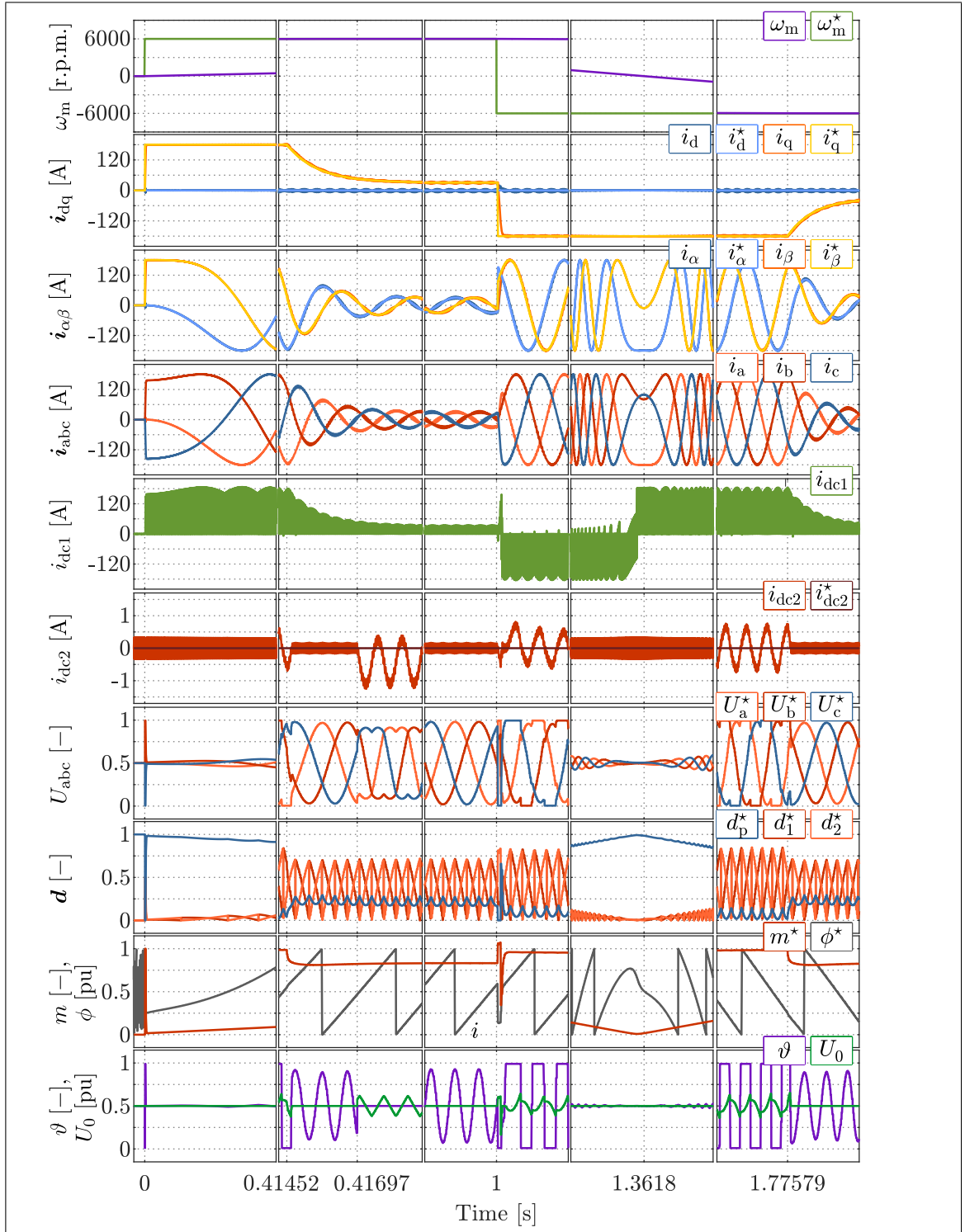


Figura 4.23. Instantes relevantes de la prueba en la Fig. 4.22.

2.7), los valores del vector de ciclos de trabajo (2.24), el índice de modulación (2.31) junto con el ángulo del OASV (2.20), el valor de $\vartheta(k)$ (2.51) y el valor de modo común promedio de la secuencia de conmutación (2.53). La Fig. 4.23 muestra un *zoom* durante los 5 intervalos de tiempo más importantes de la Fig. 4.22. A continuación, se comentan sus formas de onda y se analizan los modos de funcionamiento del sistema:

- (1) *Partida en modo motor*; $\omega_m > 0$; $t = [-0.0025, 0.03]$: la referencia de velocidad tiene un cambio de escalón $\omega_m^* = 0 \rightarrow 6000$ en $t = 0$. La corriente i_q^* se satura en su máximo $127.5\sqrt{2}$. La máquina comienza a girar lentamente. La corriente i_{dc1} es pulsante con un ancho muy pequeño (no se logra apreciar). El ángulo ϕ comienza a aumentar lentamente. Su valor para $t < 0$ es ruidoso debido a que $m^* \approx 0$.
- (2) *Estabilización de velocidad*; $\omega_m > 0$; $t = [0.414236, 0.419236]$: la velocidad llega a su objetivo en $t = 0.41452$ y la corriente i_q^* se estabiliza a un valor de equilibrio junto con el índice de modulación m^* . Durante Para $t = [0.41452, 0.41697]$ la corriente i_{dc2} está controlada en su referencia y los valores de ciclos de trabajo en las piernas son sinusoidales debido a que el valor de modo común U_0 es sinusoidal. Sin embargo, en el intervalo $t = [0.41697, 0.419236]$, se fuerza a $\vartheta = 0.5$ y la distribución del vector pasivo es uniforme entre d_0 y d_3 . Esto causa que la corriente i_{dc2} no sea controlada y tenga un mayor error respecto a la referencia. Sin embargo, afortunadamente el valor $i_{dc2} = 0$ es un punto de equilibrio estable donde la corriente tiende a dicho valor en ausencia de la etapa *Inner-MPC*. En esta condición U_0 tiene la forma triangular presentada en la Fig. 2.16.
- (3) *Frenado regenerativo*; $\omega_m > 0$; $t = [0.9975, 1.0025]$: en esta condición la máquina opera con velocidad positiva y tiene un cambio de escalón $\omega_m^* = 6000 \rightarrow -6000$ en $t = 1.0$. La referencia de corriente i_q^* se satura en su mínimo $-127.5\sqrt{2}$. La máquina comienza a desacelerar pero en esta condición, los signos de ω_m y de i_q (T_e) son distintos por lo que la máquina comienza a funcionar en modo de regeneración. Esto explica que el signo de i_{dc1} pase a ser negativo.

La corriente i_{dc2} tiene menos controlabilidad porque el valor de d_p disminuye (el índice de modulación aumenta). Por esta misma razón, el valor de ϑ se satura ya que el *Inner-MPC* no tiene un rango de controlabilidad demasiado amplio.

- (4) *Cambio de giro*; $\omega_m \approx 0$; $t = [1.3, 1.42]$: la máquina experimenta un cambio en el sentido de giro en $t = 1.3618$ y pasa de modo regeneración a modo motor nuevamente, pero girando en sentido opuesto. A esto se debe el cambio en el signo de i_{dc1} . Además, se aprecia como la secuencia de fase de las corrientes $i_{\alpha\beta}$ y i_{abc} se invierte. Los ciclos de trabajo en todas las piernas son aproximadamente 0.5 y el índice de modulación es casi nulo ($d_p \approx 1$). También se observa como la trayectoria del ángulo ϕ^* tiene una inversión en su crecimiento.
- (5) *Estabilización de velocidad*; $\omega_m < 0$; $t = [1.7729, 1.7787]$: se aprecia el mismo fenómeno que ocurrió en la primera mitad del intervalo (2), pero con la máquina girando en sentido inverso. La velocidad llega a objetivo y la corriente i_q^* se estabiliza a un valor de equilibrio negativo en $t = 1.77579$ junto con el índice de modulación m^* .

Para analizar los flujos de potencia, es conveniente utilizar las potencias promedio ya que en muchos casos, las corrientes son pulsantes, y genera que las potencias lo sean, como ocurrió con la corriente i_{dc1} de la Fig. 4.22. Definimos la potencia de promedio como el promedio de la potencia durante el ciclo de frecuencia eléctrica fundamental cuando el motor está girando a su velocidad nominal, es decir, 0.0025 [s]. Su cálculo se hace por medio de,

$$\bar{p}_{dc1}(t) = 400 \int_{t-0.0025}^t p_{dc1}(\tau) d\tau \quad (4.11a) \quad \bar{p}_{dc2}(t) = 400 \int_{t-0.0025}^t p_{dc2}(\tau) d\tau \quad (4.11b)$$

donde p_{dc1} y p_{dc2} corresponden a las potencias activas instantáneas (2.1). La potencia activa en el puerto ac se calcula según su definición en (2.2a) utilizando las corrientes instantáneas y el valor del OASV aplicado por el conversor.

La Fig. 4.24 muestra simulación que emula un ciclo de aceleración y desaceleración y muestra las formas de onda de velocidad, corrientes del estator, de los puertos dc y

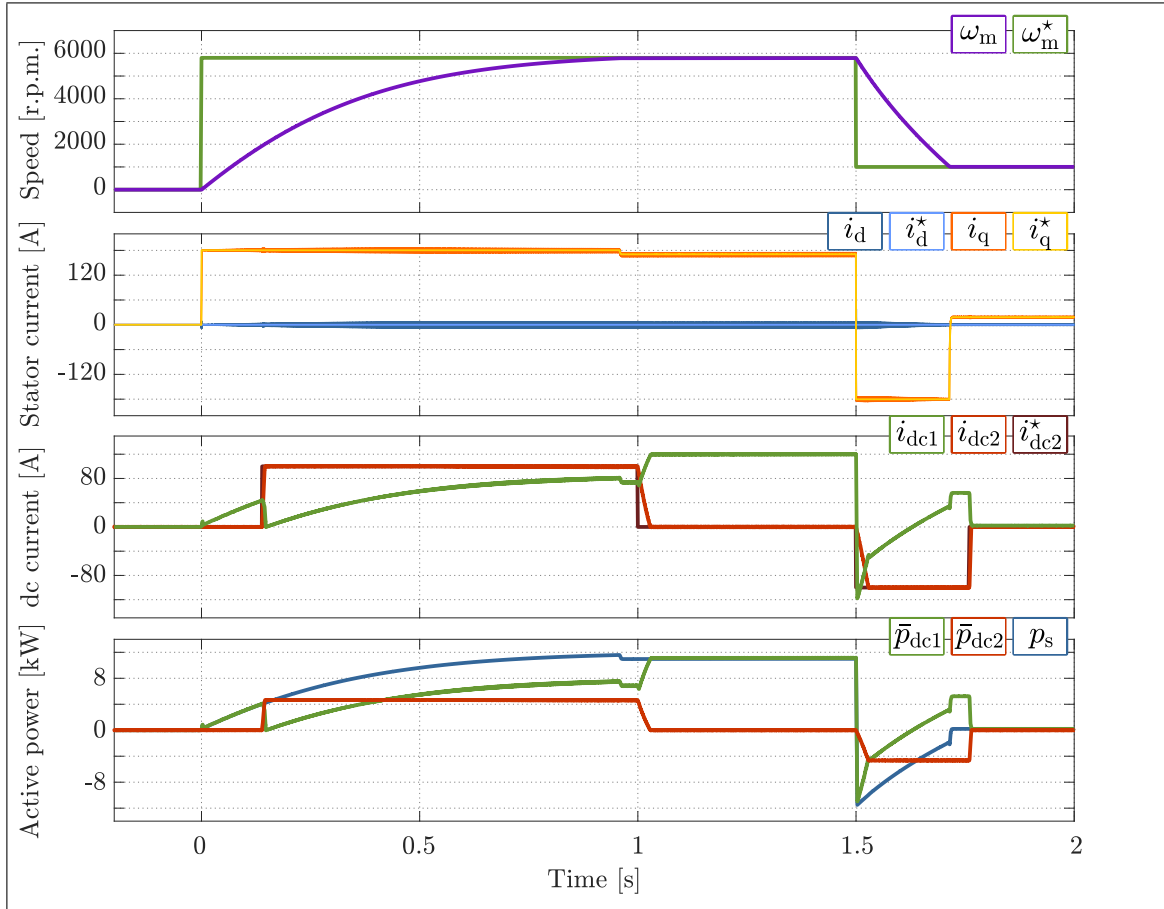


Figura 4.24. Curvas de potencia durante una prueba con frenado regenerativo.

las potencias activas a través del cada puerto. Se utilizan los parámetros del controlador PI y coeficientes de carga de la tabla 4.2. Los coeficientes se han elegido de tal manera que a velocidad nominal, la componente lineal aporta un 50% del torque nominal y la cuadrática el otro 50%. Por lo tanto, si la máquina funcionara a velocidad nominal, estaría a máxima potencia. El coeficiente constante se ha dejado nulo y el de inercia se ha igualado al cuadrático. Se hace la prueba considerando una velocidad de referencia $\omega_m^* = \{0, 5800, 1000\}$ [r.p.m.] con cambios en $t = 0$ [s] y $t = 1.5$ [s]. La segunda referencia es ligeramente inferior a la velocidad nominal. Esto se ha hecho de forma intencional ya que la alta carga mecánica implica que a esa velocidad $m \approx 1$ y en esa condición, cuando se quiere controlar la corriente i_{dc2} a una referencia con valor muy alto, el término

$R_{dc2}i_{dc2}/3$ genera que se viole constantemente la condición (2.59). La referencia para i_{dc2} se ha diseñado con la lógica de apoyar en la transferencia de potencia al puerto dc1 durante aumentos transitorios en el consumo de potencia y recibir la potencia regenerada por la máquina durante un proceso de frenado regenerativo. A continuación se detallan los instantes más relevantes para la simulación de la Fig. 4.24:

- (1) *Modo motor con $\bar{p}_{dc1}$; $t = [0.0, 0.2]$* : la corriente i_q se satura en su máximo. La máquina comienza a aumentar su velocidad con potencia proveniente únicamente del puerto dc1. La forma de $\bar{i}_{dc1}$ y $\bar{p}_{dc1}$ tienen el mismo perfil de la velocidad ya que el torque aplicado (i_q) es constante.
- (2) *Modo motor con $\bar{p}_{dc1}$ y $\bar{p}_{dc2}$; $t = [0.2, 1.0]$* : la referencia $i_{dc2}^* = 0 \rightarrow 100$ en $t = 0.2$. Ahora la potencia entregada a la máquina proviene en parte de $\bar{p}_{dc1}$ y $\bar{p}_{dc2}$. Es claro como la potencia total consumida por la máquina corresponde a $\bar{p}_s = \bar{p}_{dc1} + \bar{p}_{dc2}$. En $t = 0.9$, la máquina alcanza su valor de equilibrio y la corriente i_q se estabiliza casi en su máximo. La reducción de potencia solo impacta al puerto $\bar{p}_{dc1}$ ya que $\bar{p}_{dc2}$ es constante debido a que i_{dc2} lo es.
- (3) *Modo motor con $\bar{p}_{dc1}$; $t = [1.0, 1.5]$* : nuevamente se asigna $i_{dc2}^* = 0$, con lo que la potencia de la máquina vuelve a provenir en su totalidad desde $\bar{p}_{dc1}$.
- (4) *Modo generador con $\bar{p}_{dc1}$ y $\bar{p}_{dc2}$; $t = [1.5, 1.75]$* : cuando la referencia de velocidad $\omega_m^* = 5800 \rightarrow 1000$ en $t = 1.5$, la corriente i_q se satura en su mínimo. En ese mismo instante se aprovecha esa energía regenerada y se asigna $i_{dc2}^* = 0 \rightarrow -100$. La potencia $\bar{p}_{dc1}$ resulta ser la diferencia entre $\bar{p}_s$ y $\bar{p}_{dc2}$. Además durante este intervalo, el valor promedio de $\bar{p}_{dc1} \approx 0$, por lo que se deduce que toda la energía regenerada por la máquina fué inyectada en el puerto dc2.
- (5) *Modo motor con $\bar{p}_{dc1}$; $t = [1.75, 2.0]$* : se hace $i_{dc2}^* = 0$ y la máquina se queda operando como motor con energía del puerto dc1 con una velocidad $\omega_m^* = 1000$ y un torque de carga muy bajo, consumiendo muy poca potencia.

Note que la operación anterior, durante el intervalo (4), el valor promedio de $\bar{p}_{dc1} \approx 0$, sin embargo, al inicio, parte de la energía de la máquina fué inyectada al puerto dc1 y

al final, parte de la energía fue traspasada del puerto dc1 al puerto dc2 por lo que es una estrategia poco eficiente desde el punto de vista energético si el objetivo es guardar la totalidad de la energía del frenado regenerativo en el puerto dc2. En el capítulo 5 se presentará una estrategia que toma en cuenta la potencia instantánea para lograr que $i_{dc2} \approx 0$ en todo momento durante este modo de operación.

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se presenta la implementación de laboratorio de las propuestas de esta tesis en un banco de pruebas utilizando un convertor 2L-TPC conectado a una PMSM, fuentes de corriente continua y otra máquina para emular cargas mecánicas. Los resultados experimentales obtenidos en el banco de pruebas permiten validar la teoría desarrollada mediante una comprobación rigurosa, transparente y repetible de los métodos, teorías y tecnologías propuestas.

5.1. Banco de Pruebas

En la Fig. 5.1 se muestra el banco de pruebas y sus principales componentes (Anexo I). Este banco cuenta con todos los sistemas necesarios para realizar una gran cantidad de pruebas e incluso cambiar la topología 2L-TPC a una Topología 2L convencional de dos puertos mediante simples cambios en los interruptores termo magnéticos utilizados como protecciones de potencia. Además, cuenta con fuentes de poder aisladas y reguladas, rectificadores, sensores de voltaje, corriente, torque y posición, capacitores, contactores de potencia trifásicos y monofásicos, comunicación por fibra óptica, conexión Ethernet, palancas de seguridad y puertos de comunicación hacia el controlador principal y hacia el variador de frecuencia comercial que controla el motor que emula la carga mecánica.

Los sensores de corriente y voltaje son aislados y están implementados con transductores YHDC® en placas de circuito impresos (PCB) diseñadas en el laboratorio con placas de acondicionamiento especialmente para el controlador utilizado (Anexo G).

Se utilizaron módulos inteligentes de IGBTs de dos niveles trifásico con topología estándar MITSUBISHI® modelo PM200CL1A060 (Anexo D). También se utilizaron 3 inductores monofásicos de 5 mH para el puerto dc2 del convertor (Anexo E) y un motor síncrono de imanes permanentes (Anexo C). Este motor corresponde a una máquina de flujo axial tipo disco, por lo que tiene una potencia específica mayor y consta de dos estatores independientes conectados en Δ . El motor tiene capacidad de ser enfriado por

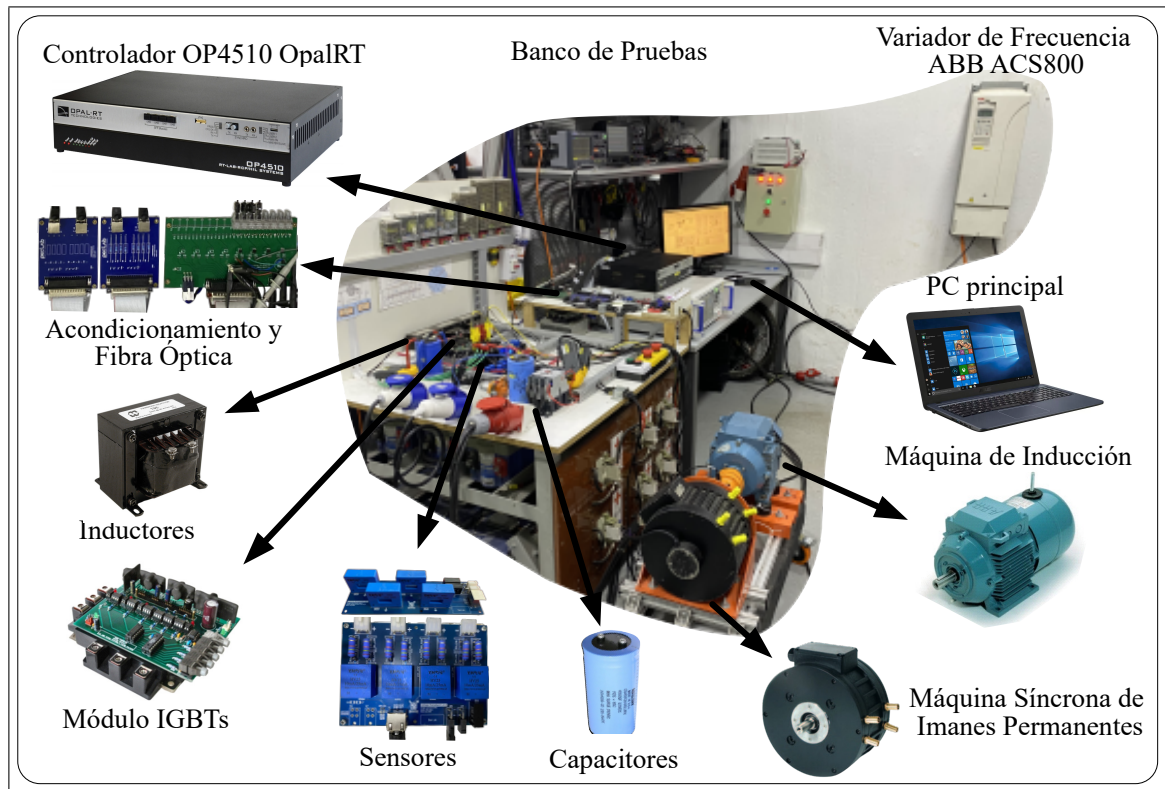


Figura 5.1. Banco de pruebas implementado en el laboratorio.

agua y es de alta eficiencia (97%). Además, viene con el sensor de posición absoluto AM256 integrado, el cuál 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). Para esta aplicación, se acondicionó la señal análoga para llevarla a las entradas analógicas del controlador. Para emular la carga mecánica, se utilizó un motor de inducción jaula de ardilla accionado por un variador de frecuencia industrial ACS800 de la empresa ABB®. Ambos motores fueron montados sobre un carro mecánico especialmente diseñado con sus acoplamientos, rieles de ajuste y soportes para los motores (Anexo K). Las especificaciones más importantes incluyendo potencia, voltaje y corriente para ambas máquinas son,

- SM: PERM Motor, 22kW, Δ , 65.6V, 255A, 400Hz, 6000 rpm.
- IM: ABB, 3kW, Δ/Y , 220/380V, 11.3/6.5A, 50Hz, $\cos(\phi)=0.81$, 1450 rpm.

Para un mayor detalle se puede consultar el (Anexo C). El banco de pruebas está diseñado en base al controlador industrial OP4510 de la empresa OPAL-RT Technologies® (Anexo B), el cuál fué utilizado para medir, programar y controlar todo el sistema como se muestra en la Fig. 5.1. Este controlador consta de un equipo compacto que utiliza en su interior tecnología de FPGA y una unidad de procesamiento principal (CPU). La FPGA es usada internamente en el procesamiento a muy alta velocidad (200 MHz). La comunicación analógica, como las mediciones de corriente, posición y torque y la señal para accionar la referencia hacia la máquina de inducción se realizan por medio de los I/O analógicos utilizando placas de acondicionamiento y la unidad de comunicación diseñada para controlar el variador de frecuencia ABB (Anexo H). La comunicación digital, como las señales de disparo y la señal de habilitación *enable* del convertor 2L-TPC se realizan mediante 4 fibras ópticas que eliminan toda posibilidad de interferencia mediante la tarjeta de acondicionamiento de disparo (Anexo G).

Una de las grandes ventajas del controlador OP4510 es que permite programar la aplicación de alto nivel con el software Matlab/Simulink®. Luego, el control implementado en Simulink es embebido por la plataforma RT-LAB en la CPU mediante una compilación en lenguaje C de forma automática.

En los puertos dc1 y dc2 se conectaron fuentes bidireccionales de laboratorio (Anexo J). Además, el banco de pruebas contempla en dichas entradas dos capacitores electrolíticos de filtrado (Anexo E) para evitar rizados en las corrientes de los puertos *dc*.

El esquema general del circuito utilizado las pruebas experimentales se observa en la Fig. 5.2. Este fué diseñado para que el controlador OP4510 sea capaz de controlar ambas máquinas de forma independiente. Por el lado del convertor 2L-TPC se recibe la corriente de referencia i_{dc2}^* y se tiene la opción de enviar una velocidad de referencia ω_m^* o torque de referencia T_e^* . En base a las mediciones de las corrientes i_{abc} , i_{dc2} y la posición θ_m se obtiene la secuencia de conmutación óptima S^* para aplicar. Además el controlador mide el torque mecánico T_e con el torquímetro y los voltajes en los puertos dc1 y dc2 como medida de seguridad. Por el lado de la máquina de inducción controlada por el variador

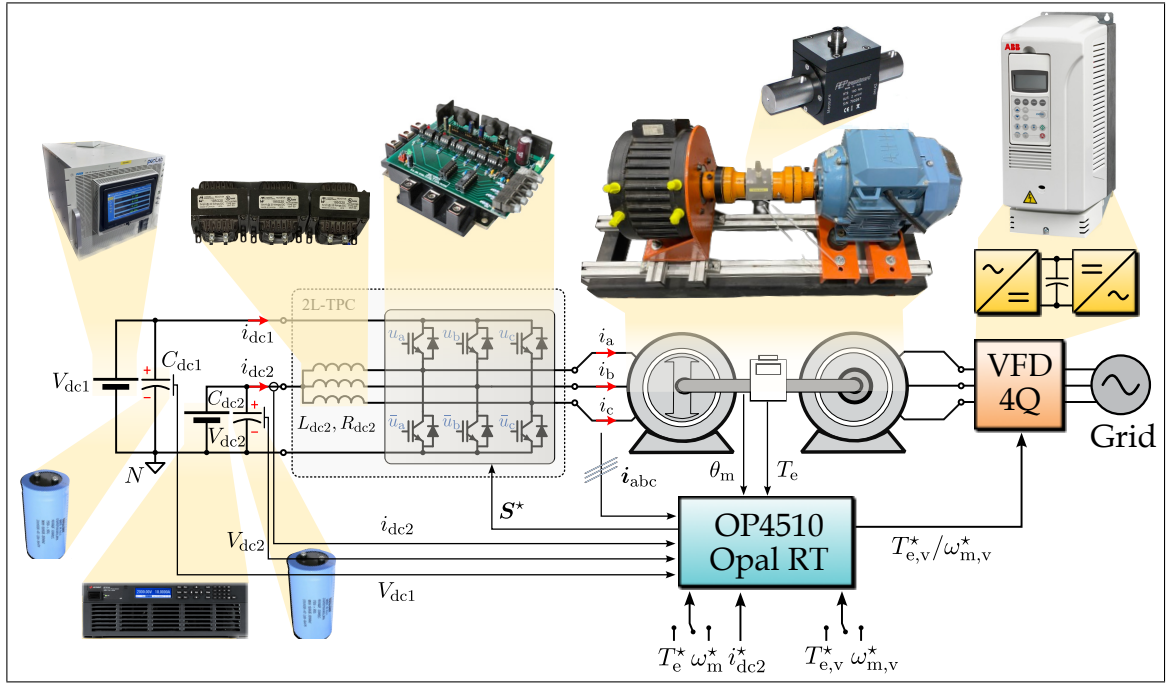


Figura 5.2. Esquema general del funcionamiento del banco de pruebas.

de frecuencia (VFD) de cuatro cuadrantes (4Q), también se debe enviar una velocidad de referencia $\omega_{m,v}^*$ o un torque de referencia $T_{e,v}^*$. Más aún, este torque de referencia puede ser función de la velocidad del sistema para emular cargas mecánicas dinámicas según (2.5). Luego esta referencia es enviada al variador de frecuencia comercial ABB y aplicada por la máquina de inducción.

5.2. Estimación de Parámetros y Condiciones Nominales del Banco de Pruebas

De lo concluido en la sección 4.6, la calidad de la estimación de los parámetros reales del sistema afecta en el error de seguimiento de la corriente como en la calidad de esta. Por ello, resulta relevante realizar una buena estimación de los parámetros del sistema experimental. En esta sección se presenta la técnica utilizada para ello. Además, se presentan las condiciones nominales que permiten operar el banco de pruebas considerando las restricciones de la totalidad de sus componentes.

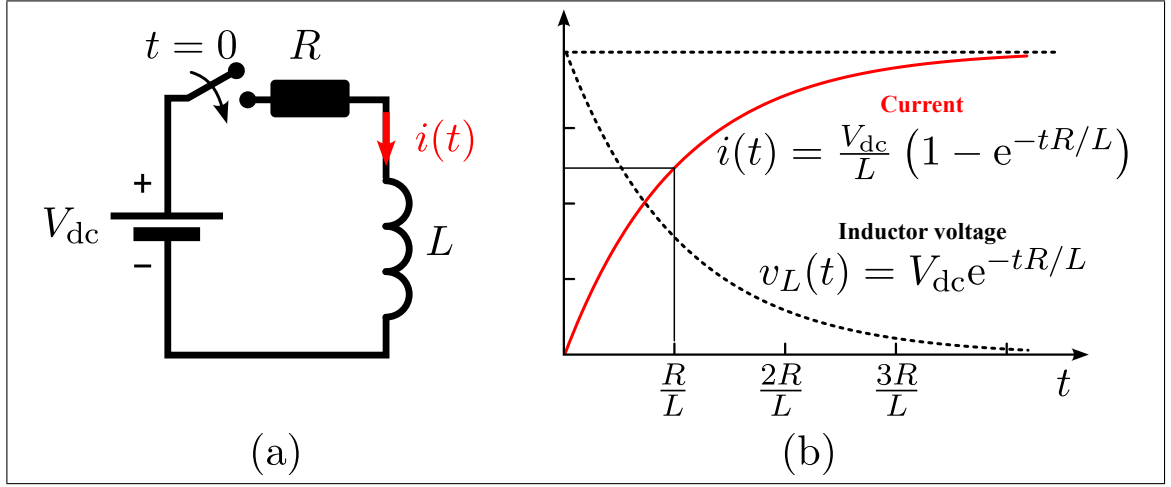


Figura 5.3. Curva de carga circuito RL generalizado: (a) topología y convención y; (b) señales de corriente y voltaje en el inductor L .

Para estimar $\hat{R}_{dc2}$ simplemente se excita cada una de las bobinas con un voltaje controlado V_{dc} y se determina la razón entre voltaje y corriente según la ley de Ohm después de esperar suficiente tiempo. Para la estimación de $\hat{L}_{dc2}$, se excita la bobina en en $t = 0$ con un voltaje controlado y continuo como se muestra en la Fig. 5.3(a). La respuesta de la curva tiene la forma,

$$i(t) = \frac{V_{dc}}{\hat{R}_{dc2}} \left(1 - e^{-\frac{t\hat{R}_{dc2}}{\hat{L}_{dc2}}} \right) \quad (5.1)$$

por lo tanto, se mide el tiempo hasta que el valor de la corriente hasta que tiene un valor del 63.21% de su valor máximo (dado por la ley de Ohm) y se denota por t_1 . Ese tiempo corresponde a la constante de tiempo $t_1 = \hat{R}_{dc2}/\hat{L}_{dc2}$ tal como se muestra en la Fig. 5.3(b). Por lo tanto, el valor de la inductancia estimada se puede calcular según $\hat{L}_{dc2} = \hat{R}_{dc2}t_1$.

Para determinar la estimación de los parámetros de la máquina: $\hat{\psi}_m, \hat{R}_s, \hat{L}_d, \hat{L}_q$, se sigue la convención de la norma IEEE Std 1812 (“IEEE Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines”, 2015). El valor del flujo se puede obtener manteniendo los terminales de la máquina en circuito abierto y haciendo girar su eje tal que se genere una frecuencia eléctrica del rotor de ω_r [rad/s]. En esta condición, la estimación del flujo se obtiene como

$$\hat{\psi}_m = \frac{V_{ff,m}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\omega_r} \quad (5.2)$$

donde $V_{ff,m}$ es el valor máximo del voltaje fase-fase medido.

Para medir la resistencia, se impone un voltaje controlado V_{dc} entre las fases b y c como se muestra en la Fig. 5.4(a). La relación entre el voltaje V_{dc} y la corriente i_b permite estimar la resistencia con la ley de Ohm según $\hat{R}_s = V_{dc}/(2i_b)$. Se puede realizar el procedimiento análogo en las demás fases y promediar el resultado para casos donde la máquina no esta perfectamente balanceada.

Para obtener las inductancias de los ejes directo y de cuadratura, se define $\hat{L}_0$ como la inductancia de línea cuando el eje d del rotor está alineado con la fuerza magnetomotriz generada por una corriente circulante en la fase a ($\theta_r = 0$), como en la condición de la Fig. 5.4(b). En esta configuración, se bloquea el rotor y se impone en $t = 0$ un voltaje controlado como en la Fig. 5.4(a). Se determina la constante de tiempo t_1 de manera idéntica a como se mostró en la Fig. 5.3 y se estima $\hat{L}_0 = 2\hat{R}_s t_1$. De forma análoga, se define $\hat{L}_{90}$ como la inductancia de línea cuando el eje d del rotor está en cuadratura con la fase a ($\theta_r = \pi/2$) como en la Fig. 5.4(c). En esta configuración, se bloquea el rotor y se impone en $t = 0$ un voltaje controlado como en la Fig. 5.4(a). Se determina la constante de tiempo t_1 de manera idéntica a como se hizo para $\hat{L}_0$ y se estima $\hat{L}_{90} = 2\hat{R}_s t_1$. Se debe notar que en el ejemplo de la Fig. 5.4, la diferencia de posición mecánica utilizada para el cálculo entre $\hat{L}_0$ y $\hat{L}_{90}$ es de $\Delta\theta_m = \pi/2$ ya que es una máquina de un par de polos. En la PMSM utilizada del banco de pruebas se tienen 4 pares de polos, por lo que la rotación mecánica para realizar esta prueba en realidad se reduce a $\Delta\theta_m = \pi/8$ de acuerdo a (3.42). Finalmente, los valores de $\hat{L}_d$ y $\hat{L}_q$ se encuentran mediante la relación (Rallabandi, Taran, Ionel, & Zhou, 2019):

$$\hat{L}_d = \frac{\hat{L}_0}{2} \quad ; \quad \hat{L}_q = \frac{\hat{L}_{90}}{2} \quad (5.3)$$

La prueba anterior se puede repetir para todas las fases y determinar un promedio para casos donde la máquina no está perfectamente balanceada. La tabla 5.1 muestra el valor de todos los parámetros utilizados en el banco de pruebas y las condiciones de operación de

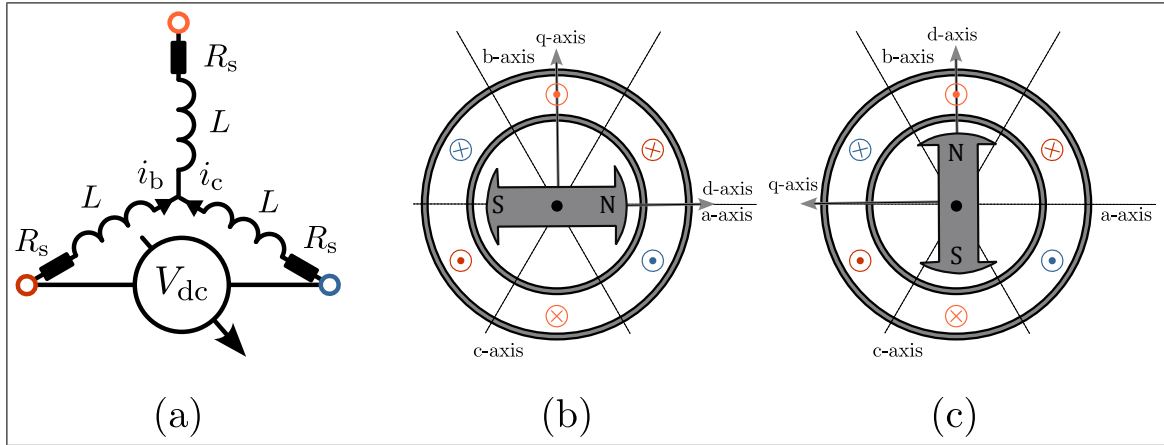


Figura 5.4. Conexiones y condiciones para estimación de parámetros de la PMSM.

Tabla 5.1. Parámetros y condiciones base de operación del banco de pruebas.

Categoría	Descripción	Símbolo	Valor	Unidad
2L-TPC	Voltaje en puerto dc1	V_{dc1}	50	[V]
	Voltaje en puerto dc2	V_{dc2}	25	[V]
	Resistencia puerto dc2	R_{dc2}	110.3	[mΩ]
	Inductancia puerto dc2	L_{dc2}	5.31	[mH]
	Capacitancia puerto dc1	C_{dc1}	2200	[μF]
	Capacitancia puerto dc2	C_{dc2}	4400	[μF]
PMSM	Resistencia de fase estator	R_s	4.9	[mΩ]
	Inductancia eje d estator	L_d	45.71	[μH]
	Inductancia eje q estator	L_q	71.11	[μH]
	Flujo imán rotor	ψ_m	17.66	[mWb]
	Pares de polos	p	4	[-]
	Torque máximo	$T_{e,max}$	3.88	[Nm]
	Corriente máxima	I_{max}	40	[A]
	Velocidad máxima	$\omega_{m,max}$	1500	[r.p.m.]
Control	Frecuencia de conmutación	f_s	20	[kHz]
	Periodo de conmutación	T_s	$1/f_s$	[s]
	Sintonizador eje α	$\lambda_{u\alpha}$	1.0	[pu]
	Sintonizador eje β	$\lambda_{u\beta}$	1.0	[pu]

las variables más importantes del sistema. Estos valores base utilizados en todas las pruebas a menos que se indique lo contrario para alguna prueba en alguna condición particular. En la PMSM solo se utiliza uno de los dos estatores paralelos debido a las limitaciones de corriente que impone el sensor de corriente (Anexo F). Además, se debe considerar un margen de seguridad en el valor de la corriente para activar las protecciones por *software*. La velocidad máxima de operación está impuesta por la velocidad máxima de la máquina de inducción (1500 [r.p.m.]). Debido a esto, se ha reducido el valor nominal del voltaje en el *dc-link* principal V_{dc1} para operar la PMSM para una operación con índices de modulación en niveles no tan bajos.

5.3. Pruebas a Velocidad Fija

En esta sección, se presentan los resultados de las pruebas obtenidas al fijar la velocidad del eje de las máquinas con el motor de inducción en un valor de $\omega_{m,v}^* = 1500$ [r.p.m.]. En esta condición, la frecuencia eléctrica fundamental en el lado de la PMSM tiene un valor de 100 [Hz] debido a sus pares de polos. La Fig. 5.5 muestra la forma de las corrientes en el marco estacionario abc y los voltajes de fase v_{aN} y de línea v_{ab} instantáneos para dos valores particulares en el valor de referencia de corriente $i_q^* = \{20, 40\}$ [A]. Se observa que cada referencia entrega índices de modulación promedio de $\bar{m} = \{0.57, 0.61\}$ respectivamente. Si bien el valor la referencia de corriente es el doble en uno de los casos, el índice de modulación no varía demasiado, ya que está fuertemente ligado a la velocidad de operación de la máquina. La tensión de fase v_{aN} del inversor está compuesta por dos niveles mientras que la tensión de línea v_{ab} está compuesta por tres niveles como era de esperarse.

El espectro armónico de la corriente de salida, y los voltajes de fase y de línea para las condiciones de operación de la Fig. 5.5 se muestran en la Fig. 5.6. Para la señal de corriente, las armónicas dominantes son la 5^{ta} y 11^{va} en el caso de un bajo nivel de corriente. Al aumentar la referencia al doble, se hace predominante una 7^{ma} armónica. Respecto a las tensiones de fase, esta contiene armónicas centradas en la frecuencia de

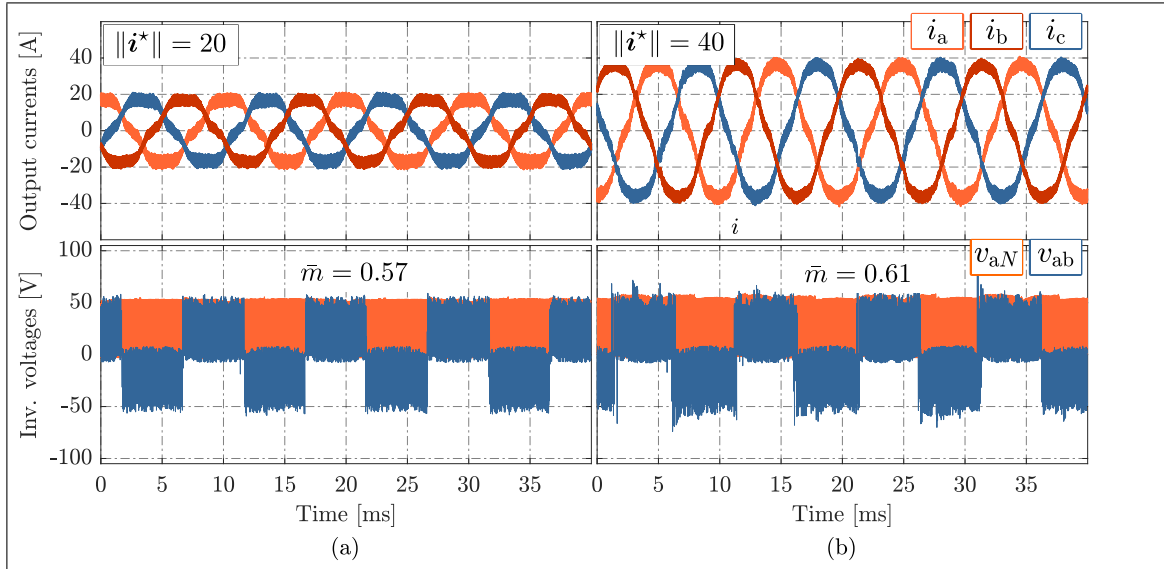


Figura 5.5. Formas de onda a $f_s = 20$ [kHz], $\omega_m = 1500$ [r.p.m.] para dos diferentes referencias de corriente $\|\mathbf{i}_s^*\|$: (a) 20 [A] ($\bar{m} = 0.57$) y; (b) 40 [A] ($\bar{m} = 0.61$).

conmutación $f_s = 20$ [kHz] y en múltiplos de ella. Además, se aprecia un alto valor en la 3^{ra}, con una magnitud aproximada de un 20% respecto de la amplitud de la frecuencia fundamental. Sin embargo, estas terceras armónicas desaparecen en las tensiones línea-línea y en la corriente de salida, validado la teoría discutida en la sección 2.3.5 respecto a la inyección de tercera armónica en los voltajes de fase de estrategias SVM. Otra observación es que se logra apreciar una disminución de la THD conforme aumenta el módulo de la referencia de corriente de la máquina, sin embargo, la WTHD sólo disminuye de forma significativa en la forma de corriente debido al filtrado de la inductancia, pero en el caso de los voltajes no afecta demasiado.

La prueba de la Fig. 5.7 valúa la respuesta dinámica de la PMSM ante cambios en forma de escalón en la corriente de referencia. Se muestran las formas de onda de las corriente de la máquina en coordenadas dq, el torque electromagnético medido por el torquímetro T_e , la corriente del puerto dc1 y las corriente de la máquina en coordenadas $\alpha\beta$. Se realizan los siguientes cambios en forma de escalón para i_q^* : $0 \rightarrow 30$ [A] en $t = 0$ [s] (ingreso a operación en modo motor), $30 \rightarrow -30$ [A] en $t = 2$ [s] (ingreso

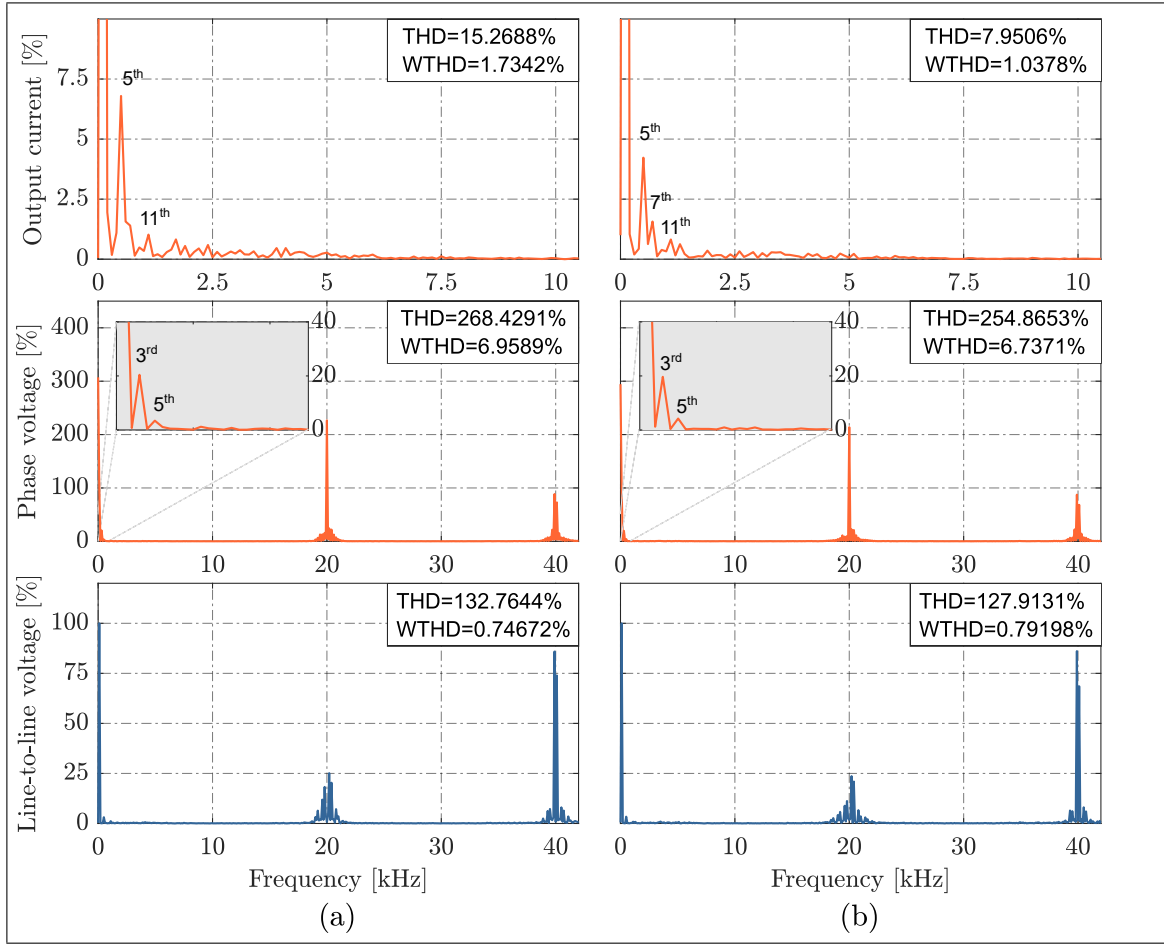


Figura 5.6. Espectro armónico a $f_s = 20$ kHz para las corrientes del estator con referencia $\|\mathbf{i}_s^*\|$: (a) 20 A ($m = 0.57$) y; (b) 40 A ($m = 0.61$).

a operación en modo generador) y $-30 \rightarrow 0$ [A] en $t = 4$ [s]. Se observa una rápida respuesta dinámica en el seguimiento de i_{dq} . Además, dado que la velocidad es positiva y constante, el valor de i_q determina directamente la potencia eléctrica y mecánica de la máquina y por lo tanto el torque electromecánico (2.90). Por esta razón, la forma de T_e , obtenida directamente del torquímetro, presenta la misma forma de escalón que i_q . Respecto al puerto dc1, debido a que V_{dc1} es constante y i_q determina la potencia mecánica a través del torque, i_{dc1} (2.1) también tiene la misma forma de escalón que i_q y T_e . Por último, se muestran las formas de las corrientes del estator y un *zoom* en los primeros dos cambios de referencia de i_{q^*} donde se observan oscilaciones transitorias que rápidamente se estabilizan.

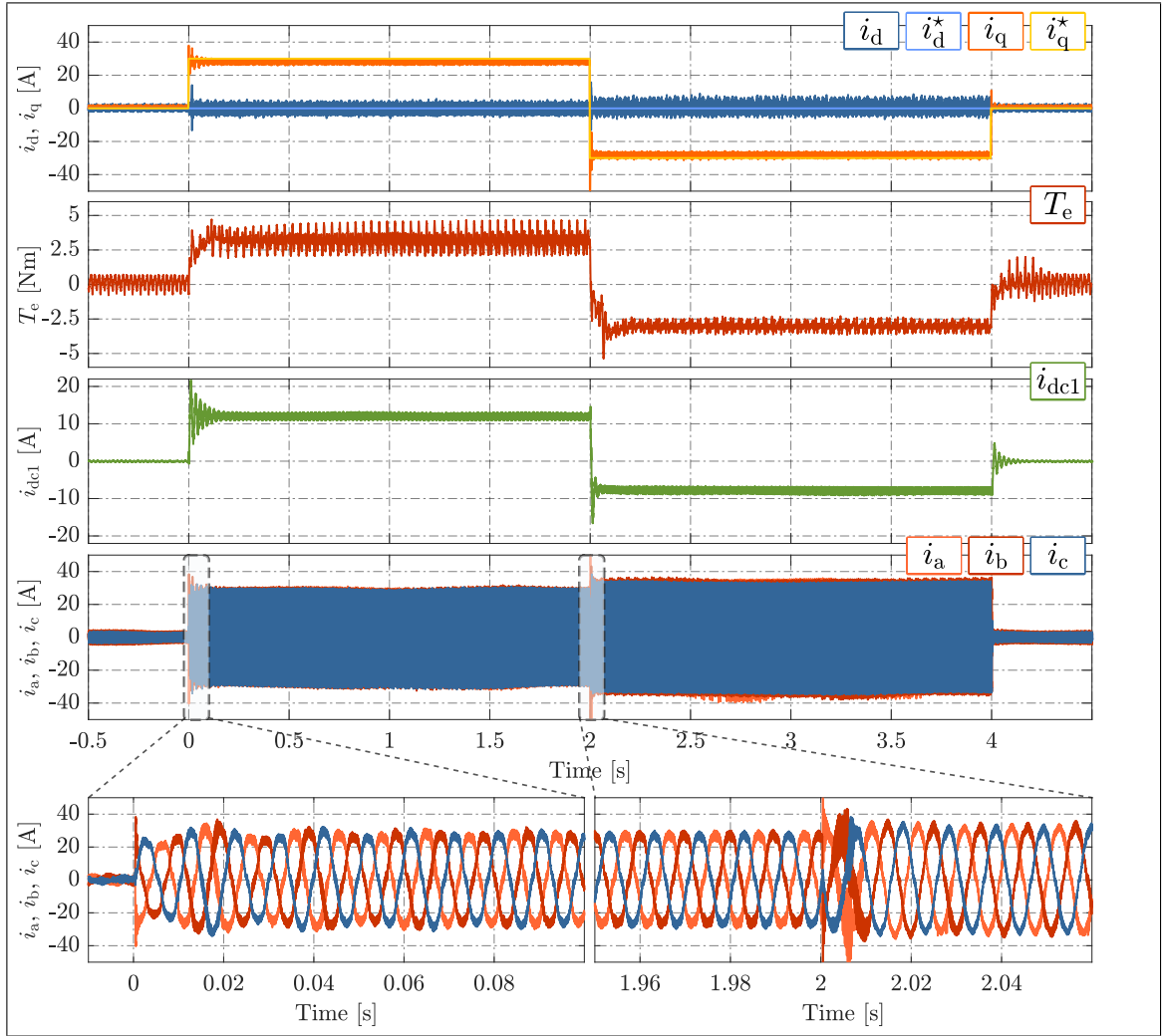


Figura 5.7. Formas de onda de corriente y torque con la máquina operando a $\omega_m = 1500$ [r.p.m.] ante cambios en forma de escalón i_q^* : $0 \rightarrow 30 \rightarrow -30 \rightarrow 0$ [A].

En la siguiente prueba se busca determinar el funcionamiento del *Inner-MPC* y la respuesta en el funcionamiento de la corriente i_{dc2} analizando las formas de onda de los ciclos de trabajo, el valor de modo común, el parámetro de distribución del vector pasivo y el seguimiento de las referencias de la corriente en un régimen transitorio durante una incorporación y cambios dinámicos del puerto dc2. Para ello, considere el esquema de la Fig. 5.8. Entre los 3 inductores y las piernas del conversor se ha añadido un interruptor termo-magnético T_2 . Durante toda la prueba, la velocidad mecánica del rotor es fija y está

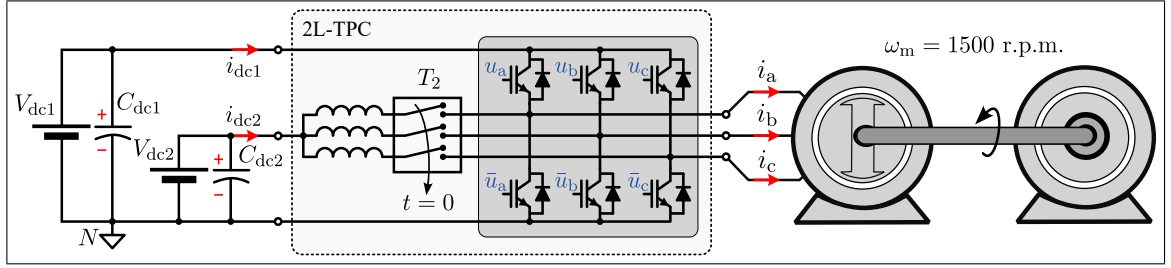


Figura 5.8. Condiciones de operación de la prueba de la Fig. 5.9.

impuesta por la máquina de inducción tal que $\omega_m^* = 1500$ [r.p.m.]. La Fig. 5.9 muestra las formas de onda de los ciclos de trabajo por fase U_a^* , U_b^* , U_c^* , el valor de modo común U_0 , el parámetro de distribución ϑ , la corriente del puerto dc2 con su referencia y las corrientes de la máquina. A continuación se analizan las formas de onda durante cada período de tiempo:

- (1) $t = [-20, 0.00]$ [ms]; ($\vartheta = 0.5$): el interruptor termo-magnético T_2 se encuentra abierto, por lo que el sistema está operando como un convertidor de dos puertos convencional conectado a la máquina. Las formas de onda de ciclos de trabajo se comportan según una SVM en estado estacionario con distribución del vector pasivo distribuido uniformemente y el valor de modo común tiene forma triangular como se presentó en la Fig. 2.16. El valor de i_{dc2} es nulo porque el puerto dc2 está operando como circuito abierto.
- (2) $t = [0.00, 60]$ [ms]; ($\vartheta = 0.5$): el interruptor termo-magnético T_2 se cierra en $t = 0$ [s] por lo que el convertidor se convierte en un 2L-TPC. El parámetro de distribución se ha forzado a tomar un valor de $\vartheta = 0.5$, por lo que el *Inner-MPC* no tiene ninguna acción de control y la corriente i_{dc2} está totalmente predispuesta a ser cualquier valor. Sin embargo, afortunadamente $i_{dc2} = 0$ [A] es un punto de equilibrio estable por lo que la corriente es muy oscilante pero en torno a cero.
- (3) $t = [60, 120]$ [ms]; ($\vartheta = \vartheta^*$): el parámetro de distribución ahora es definido por el valor óptimo según el *Inner-MPC* por lo que ahora la modulación es con vector pasivo distribuido no uniformemente. Ahora la corriente i_{dc2} sigue su valor

de referencia $i_{dc2}^* = 15$ [A]. Se observan perturbaciones en su seguimiento, especialmente en el momento de transición debido al alto valor de modo común que ocurre cuando el vector de conmutación óptimo u_s^* elegido por el *Outer-MPC* se encuentra cerca de los ángulos críticos de alto modo común según se definió en la sección 2.3.5. Durante el período de transición para elevar la corriente el *Inner-MPC* elige un valor de $\vartheta^* = 0$.

- (4) $t = [120, 180]$ [ms]; ($\vartheta = \vartheta^*$): La corriente i_{dc2} sigue su valor de referencia $i_{dc2}^* = -15$ [A]. También se observan las perturbaciones de modo común explicadas en el período anterior y ahora el *Inner-MPC* elige un valor de $\vartheta^* = 1$ durante el período de transición.
- (5) $t = [180, 210]$ [ms]; ($\vartheta = \vartheta^*$): La corriente i_{dc2} sigue su valor de referencia $i_{dc2}^* = 0$ [A].

Obsérvese como las corrientes de la máquina se ven mínimamente afectadas durante toda la prueba. Esto ocurre ya que la acción del *Inner-MPC* no afecta la acción del *Outer-MPC* que determina el vector de conmutación óptimo en las coordenadas $\alpha\beta$ con antelación. Sin embargo, de igual forma existe un ruido en torno a la referencia debido a no idealidades y condiciones de saturación de los ciclos de trabajo que pueden afectar el espectro armónico de la señal.

5.4. Pruebas a Velocidad Variable

En esta sección se evalúa el rendimiento del controlador para pruebas con velocidad variable. La primera prueba comprende una comparación de la respuesta del controlador de corriente ante distintos parámetros de sintonización λ_{ux} . En la segunda prueba se evalúa el funcionamiento general incorporando el lazo de velocidad y cargas dinámicas con perturbaciones y finalmente se realiza una prueba de alta velocidad.

La Fig. 5.10 muestra la respuesta del controlador *Inner-MPC* para un escalón de referencia $i_q^* = 30$ [A], utilizando coeficientes de carga mecánica según los parámetros

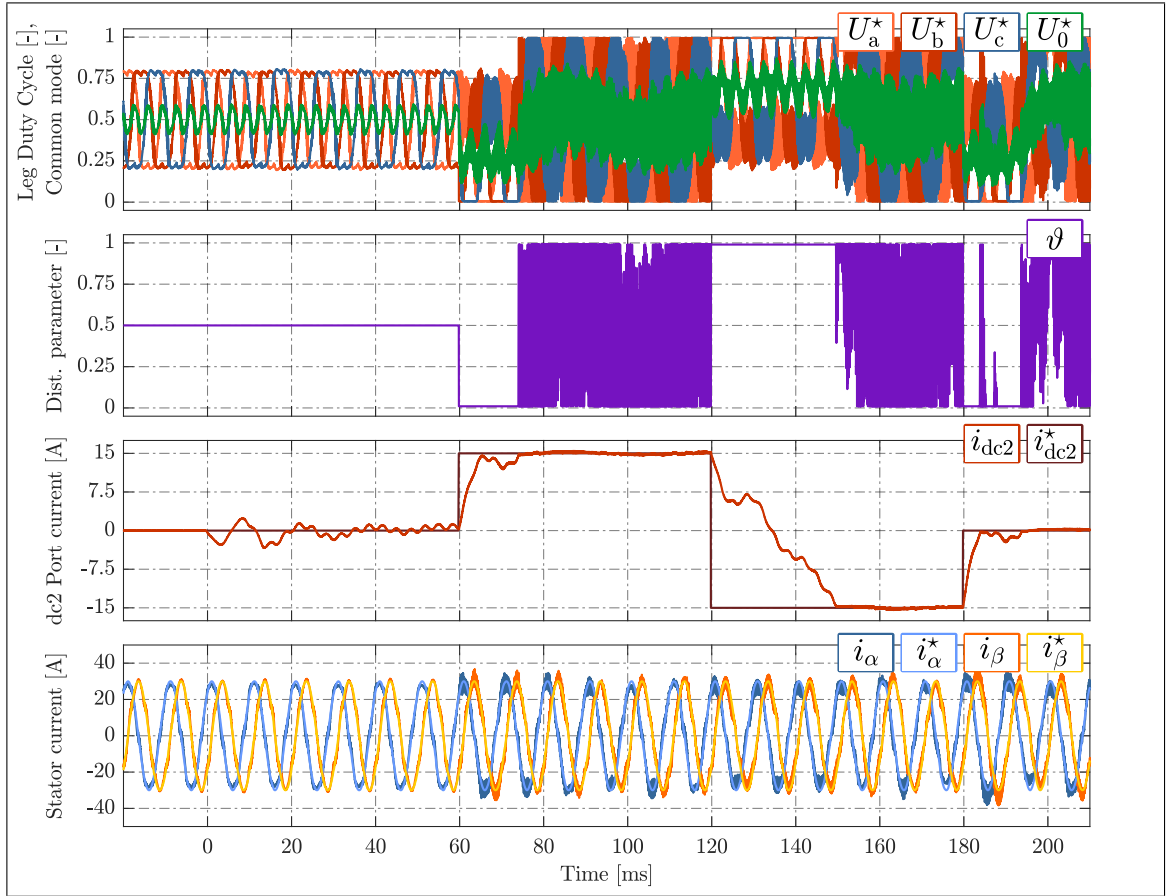


Figura 5.9. Formas de onda de ciclos de trabajo por fase, valor de modo común, parámetro de distribución y corrientes del puerto dc2 y de la máquina para: $\vartheta = 0.5 \rightarrow \vartheta^*$.

de la tabla 5.2 y con la máquina detenida en la partida. La Fig. 5.10(a) muestra una respuesta suave al usar $\{\lambda_{u\alpha}, \lambda_{u\beta}\} = \{1.2, 1.2\}$, donde predomina de forma global el control *steady-state*. En la Fig. 5.10(b) se utiliza $\{\lambda_{u\alpha}, \lambda_{u\beta}\} = \{1.2, 0.8\}$. Se observa como la componente β tiene un seguimiento mucho más agresivo por una predominancia en la entrada de control *dead-beat*, causando que los errores de medición en un experimento real provoquen respuestas mucho más oscilantes y ruidosas en torno a la referencia de dicha componente. De forma similar, la Fig. 5.10(c) muestra el caso $\{\lambda_{u\alpha}, \lambda_{u\beta}\} = \{0.8, 1.2\}$, donde ahora la componente α tiene un seguimiento bien agresivo. Finalmente la Fig. 5.10(d) muestra una respuesta agresiva generalizada al usar $\{\lambda_{u\alpha}, \lambda_{u\beta}\} = \{0.8, 0.8\}$ donde el control *dead-beat* predomina de forma generalizada.

Se puede notar como en los casos en que $\lambda_{ux} = 0.8$, inmediatamente después del cambio de referencia el rizado en torno a ella es grande y conforme pasa el tiempo este tiende a disminuir su magnitud. Este resultado confirma el hecho que en régimen estacionario $\mathbf{u}_{db}(k) \approx \mathbf{u}_{ss}(k)$ como se demostró en (3.36). Además, se puede observar cómo ambas coordenadas $\alpha\beta$ pueden ser sintonizadas prácticamente de forma desacoplada e independientemente una de la otra. Si bien en una implementación real esto no resulta de mucha utilidad, demuestra que la propuesta de control desarrollada responde de acuerdo a lo esperado de forma teórica.

En la siguiente prueba se incorpora el controlador de velocidad. Los resultados se muestran en la Fig. 5.11 donde se ilustran las formas de onda de velocidad y corrientes en los puertos. Los parámetros del controlador PI y coeficientes de carga mecánica impuesta por el ABB a través del motor de inducción se presentan en la tabla 5.2. Se ha incorporado una perturbación en el término constante de torque de carga $k_1 = -0.5$ en el período $t = [3.1, 7.25]$ [s] para estudiar la respuesta del controlador. La referencia de corriente i_{dc2}^* se ha ajustado tal que le aporta energía al sistema durante la aceleración principal y almacena energía durante el frenado regenerativo. A continuación se analiza el funcionamiento de sistema en distintos rangos de operación:

Tabla 5.2. Parámetros controlador de velocidad y de carga mecánica en pruebas experimentales.

Grupo	Parámetro	Fig. 5.10	Fig. 5.11	Fig. 5.12
PI lazo de velocidad	K_p	-	0.05	0.05
	K_i	-	0.09	0.09
	$T_{e,min}$	-	$-\frac{3p\psi_m 38}{2}$	$-\frac{3p\psi_m 30}{2}$
	$T_{e,max}$	-	$\frac{3p\psi_m 38}{2}$	$\frac{3p\psi_m 30}{2}$
Coeficientes de carga mecánica	k_1	0	0	-
	k_2	$\frac{1}{2} \frac{1}{(2\pi 25)}$	$\frac{1}{2} \frac{1}{(2\pi 25)}$	-
	k_3	$\frac{1}{2} \frac{1}{(2\pi 25)^2}$	$\frac{1}{2} \frac{1}{(2\pi 25)^2}$	-
	k_4	0	0	-

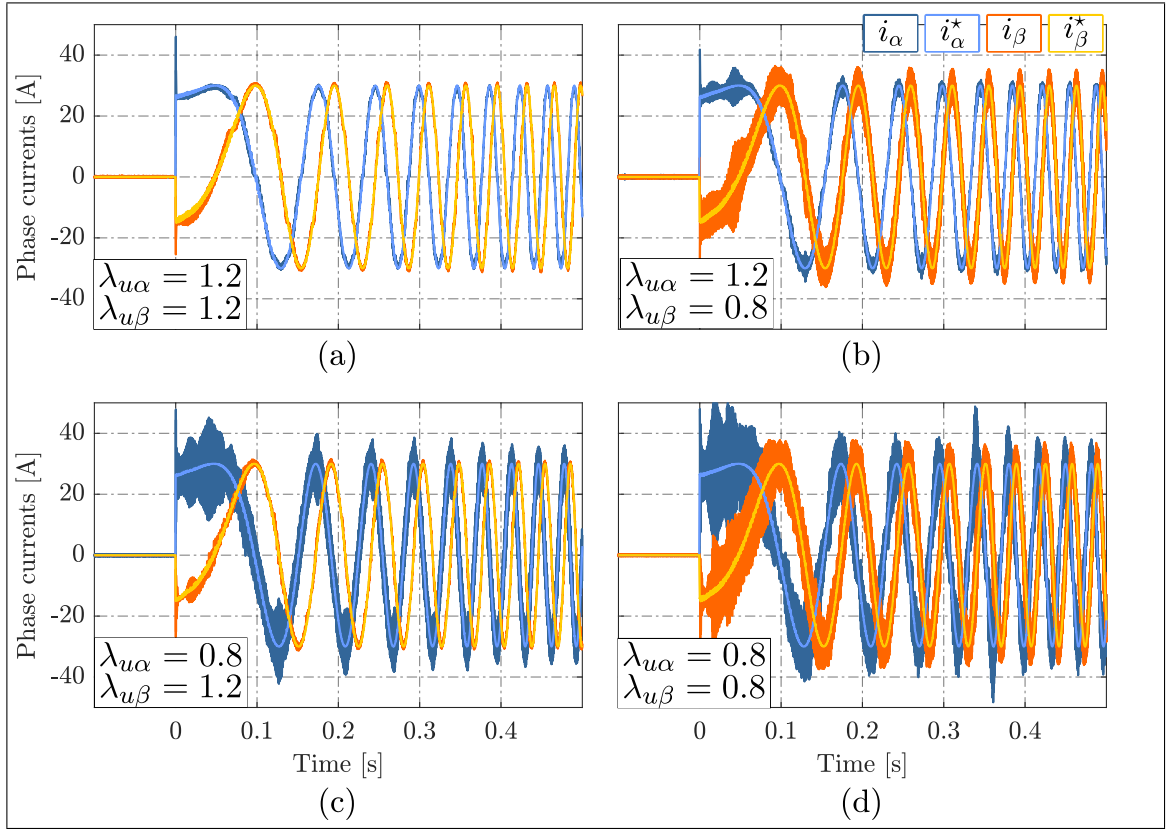


Figura 5.10. Efecto de los parámetros de sintonización $\lambda_{u\alpha}$, $\lambda_{u\beta}$ en el rendimiento transitorio del controlador para i_q^* : $0 \rightarrow 30$ [A].

- (1) **Partida a modo motor;** $\omega_m > 0$; $t = [-0.7, 3.0]$: la referencia de velocidad tiene un cambio de escalón $\omega_m^* = 0 \rightarrow 1500$ [r.p.m.] en $t = 0$ [s]. En este momento, el controlador PI satura la referencia de corriente de cuadratura en su máximo $i_q^* = 38$ [A]. También se hace un cambio de escalón para $i_{dc2}^* = 0 \rightarrow 15$ [A]. Debido a esto, parte de la potencia utilizada por la máquina proviene del puerto dc2 y parte del puerto dc1, donde el perfil de esta última tiene la misma forma que i_{dc1} . En $t = 2$ [s] se hace $i_{dc2}^* = 0$ [A]. Además, en $t = 3$ [s] la velocidad alcanza su estabilización.
- (2) **Perturbación;** $\omega_m \approx \omega_m^* > 0$; $t = [3.0, 12.0]$: en $t = 3.1$ [s] se añade una perturbación constante en el torque de carga T_ℓ de valor $k_1 = -0.5$. Esto alivia la carga a la máquina y cuando esta comienza a girar más rápido, el valor de i_q^* se estabiliza en un valor más bajo para volver a la velocidad de referencia

$\omega_m = 1500$ [r.p.m.]. En $t = 7.25$ [s] la perturbación desaparece y aumenta la carga, por lo que i_q^* se vuelve a estabilizar en un valor más alto para mantener la velocidad de referencia.

- (3) **Frenado regenerativo;** $\omega_m > 0$; $t = [12.0, 12.57]$: en esta condición la máquina opera con velocidad positiva. Se presenta un cambio de referencia $\omega_m^* = 1500 \rightarrow -1500$ [r.p.m.] en $t = 12.0$ [s]. En este instante también se hace $i_{dc2}^* = 0 \rightarrow -15$ [A]. El controlador de velocidad satura la referencia de corriente de cuadratura en su mínimo $i_q^* = -38$ [A]. En $t = 12.57$ [s] la máquina llega a velocidad $\omega_m = 0$ y experimenta la inversión de giro. Además se hace el cambio de referencia $i_{dc2}^* = -15 \rightarrow 0$ [A]. Se observa que en promedio $\bar{i}_{dc1} \approx 0$ durante todo el periodo por lo que se concluye que la energía regenerada fue totalmente inyectada en el puerto dc2.
- (4) **Partida a modo motor;** $\omega_m < 0$; $t = [12.57, 16.0]$: en esta condición la máquina comienza a girar con velocidad negativa funcionando como motor nuevamente. El controlador de velocidad sigue manteniendo saturada la referencia de corriente de cuadratura en su mínimo $i_q^* = -38$ [A]. En $t = 13.0$ [s] la corriente se comienza a estabilizar a su valor de equilibrio y en $t = 14.0$ [s] la velocidad alcanza la velocidad de referencia $\omega_m = -1500$ [r.p.m.] y la corriente i_q^* termina de estabilizarse. En esta condición la corriente i_{dc1} también se estabiliza y es la encargada de entregar toda la potencia para mantener a la máquina funcionando en dichas condiciones.

Como se puede notar de la prueba descrita anteriormente, la perturbación en el torque de carga tiene un impacto directo en la magnitud de la energía consumida por la máquina. Además, en condiciones de equilibrio de velocidad se produce que la suma entre el perfil de corriente i_{dc1} con el perfil de corriente i_{dc2} tengan la misma forma que el perfil de i_q debido a que todas estas magnitudes son proporcionales a las potencias que entrega cada puerto.

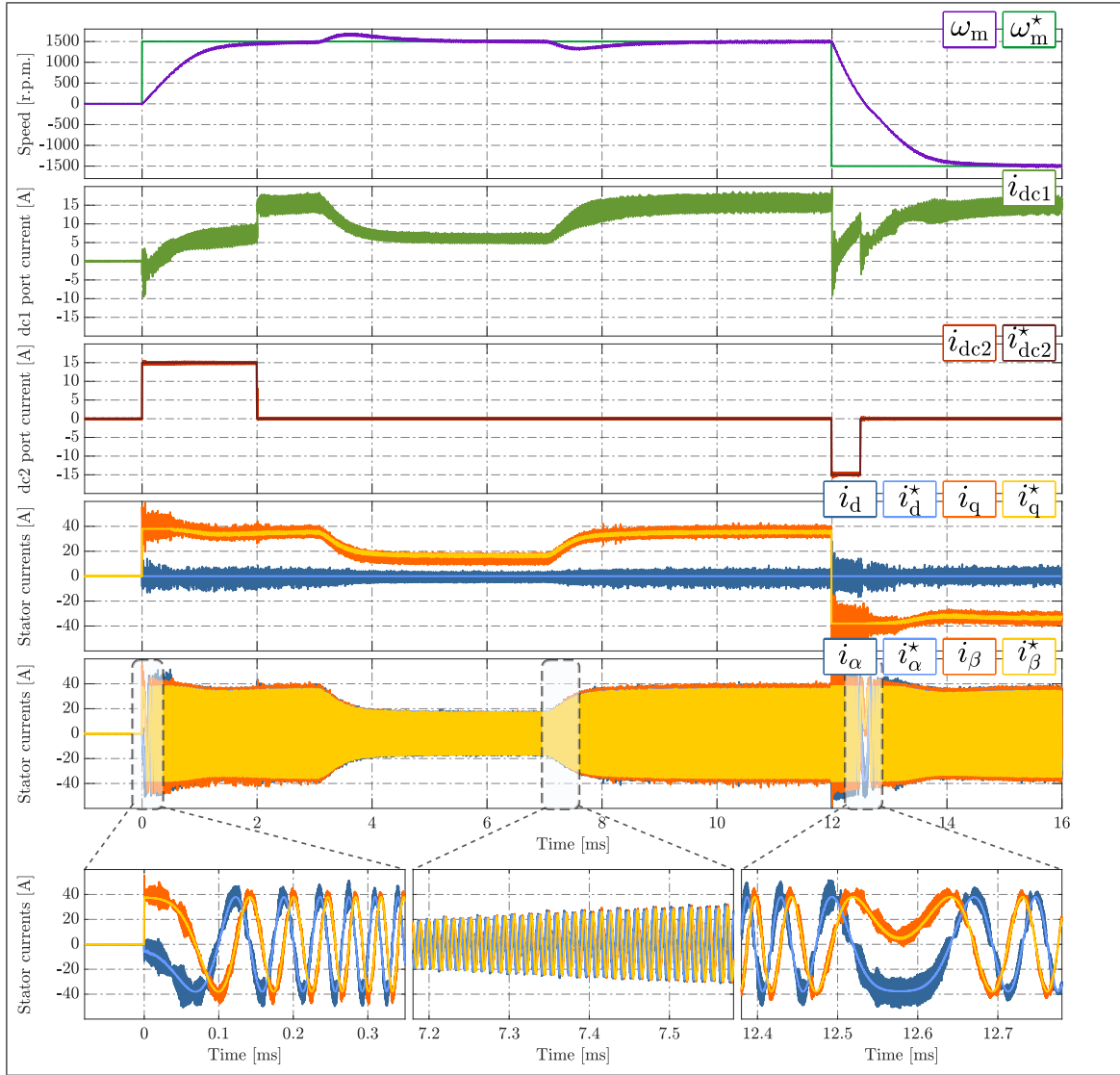


Figura 5.11. Operación del 2L-TPC con control de velocidad y perturbación mecánica en el torque de carga.

La Fig. 5.12 muestra una prueba análoga a la anterior pero a alta velocidad. Para esta prueba se ha desacoplado la máquina de inducción por lo que el torque de carga corresponde únicamente al momento de inercia del eje, el roce mecánico de los rodamientos y el coeficiente de fricción viscoso. Además, se ha utilizado un valor de $V_{dc1} = 93.0$ [V], $V_{dc2} = 93.0/2.0$ [V] que corresponde al valor nominal adecuado para hacer funcionar la PMSM en sus condiciones nominales según su voltaje de operación (Anexo C) y (2.55).

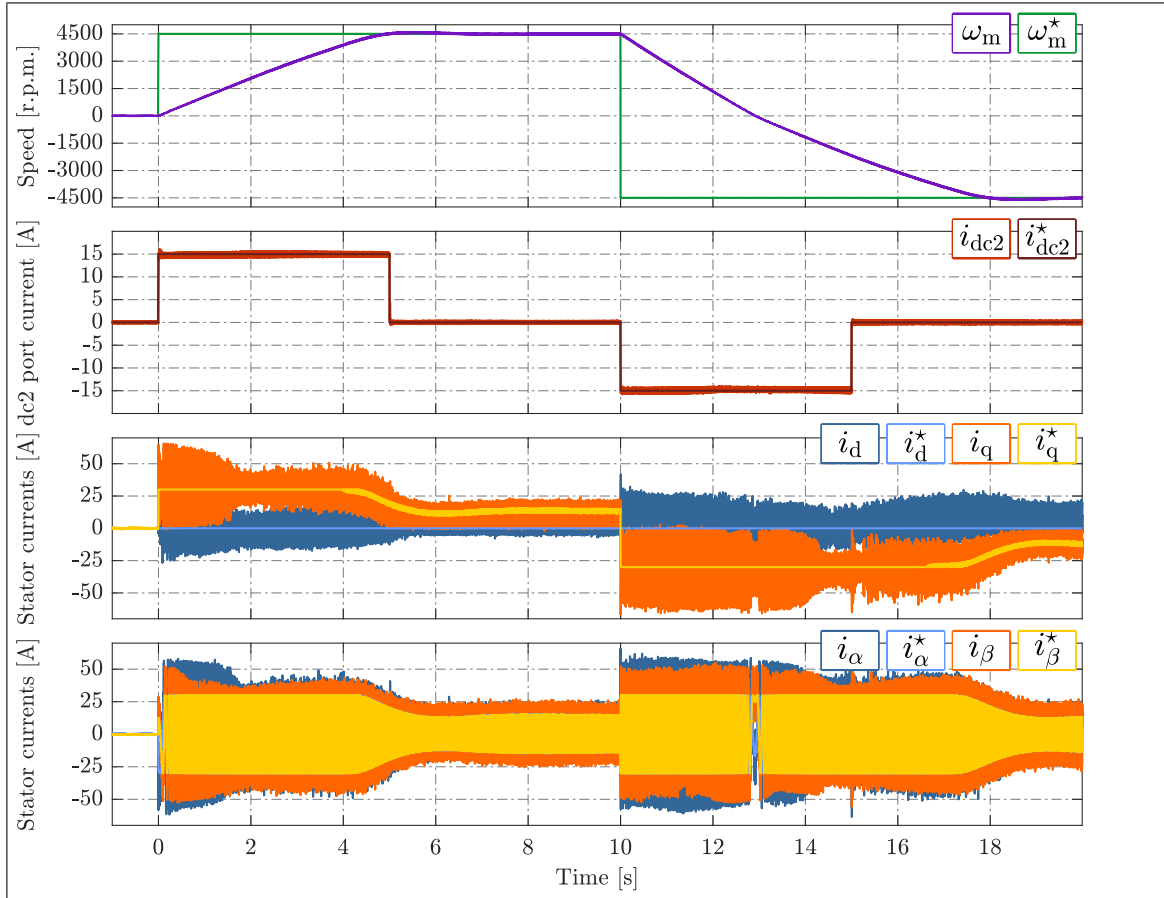


Figura 5.12. Operación del 2L-TPC con control de alta velocidad en vacío.

Los parámetros del controlador PI se presentan en la tabla 5.2. Se puede apreciar de los resultados que se presenta un alto ruido en las señales de corriente ante la ausencia de carga mecánica, a pesar de un perfecto seguimiento de la velocidad de referencia de la máquina y de la corriente en el puerto dc2.

5.5. Flujos de Potencia y Procesos de Operación

Esta sección analiza los flujos de potencia que atraviesan el sistema implementado en el banco de pruebas de laboratorio y la respuesta dinámica en la transferencia de energía entre los distintos puertos del convertor.

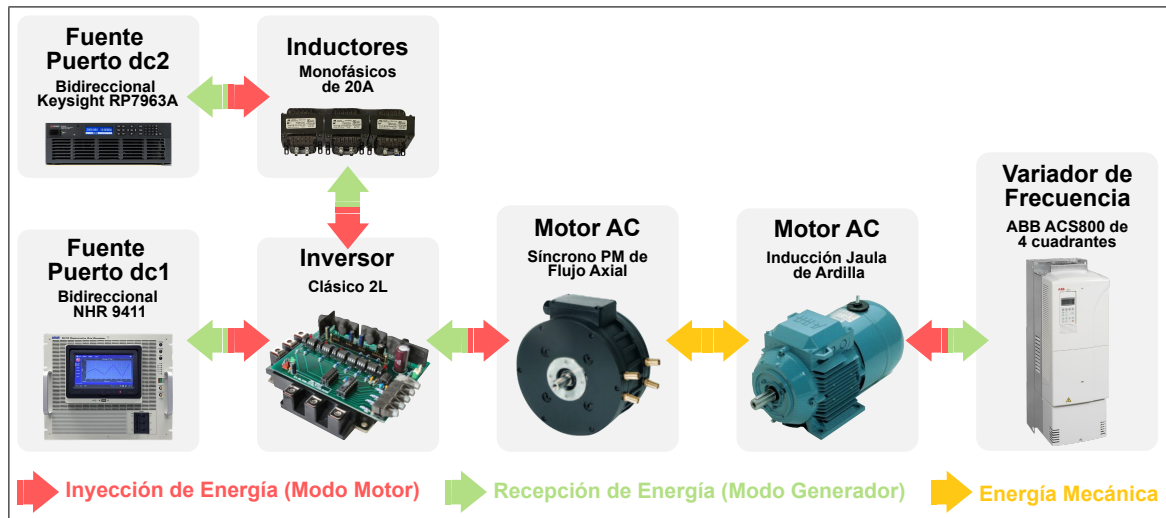


Figura 5.13. Flujo de la energía en los sistemas implementados en el banco de pruebas de laboratorio.

La Fig. 5.13 muestra el flujo de energía a través de los distintos componentes del banco de pruebas. Se muestra con flechas rojas cuando el flujo de energía es suministrado por alguna fuente de potencia o el variador de frecuencia ABB o está siendo utilizado para accionar una máquina operando como motor. Con flechas verdes se representa el flujo de energía que es inyectado en alguna fuente de potencia o en el variador de frecuencia ABB o está siendo suministrado por alguna máquina operando como generador. Con flechas amarillas se representa la potencia mecánica que se transmite a través del eje acoplado a ambas máquinas y su sentido está determinado de manera directa por el signo de la velocidad angular junto con el signo del torque que experimenta el acoplamiento de ambas máquinas.

Se puede verificar que la energía que atraviesa la fuente conectada al puerto dc1 pasa directamente al inversor de 2 niveles. Por otro lado, la energía que atraviesa la fuente conectada al puerto dc2 pasa a través de los inductores monofásicos (con su resistencia parásita) y es dirigida hacia el inversor de 2 niveles. Por la salida ac del inversor atraviesa el flujo de energía que pasa por la PMSM, por el eje de acoplamiento, por la IM y finalmente que atraviesa el variador de frecuencia ABB de cuatro cuadrantes.

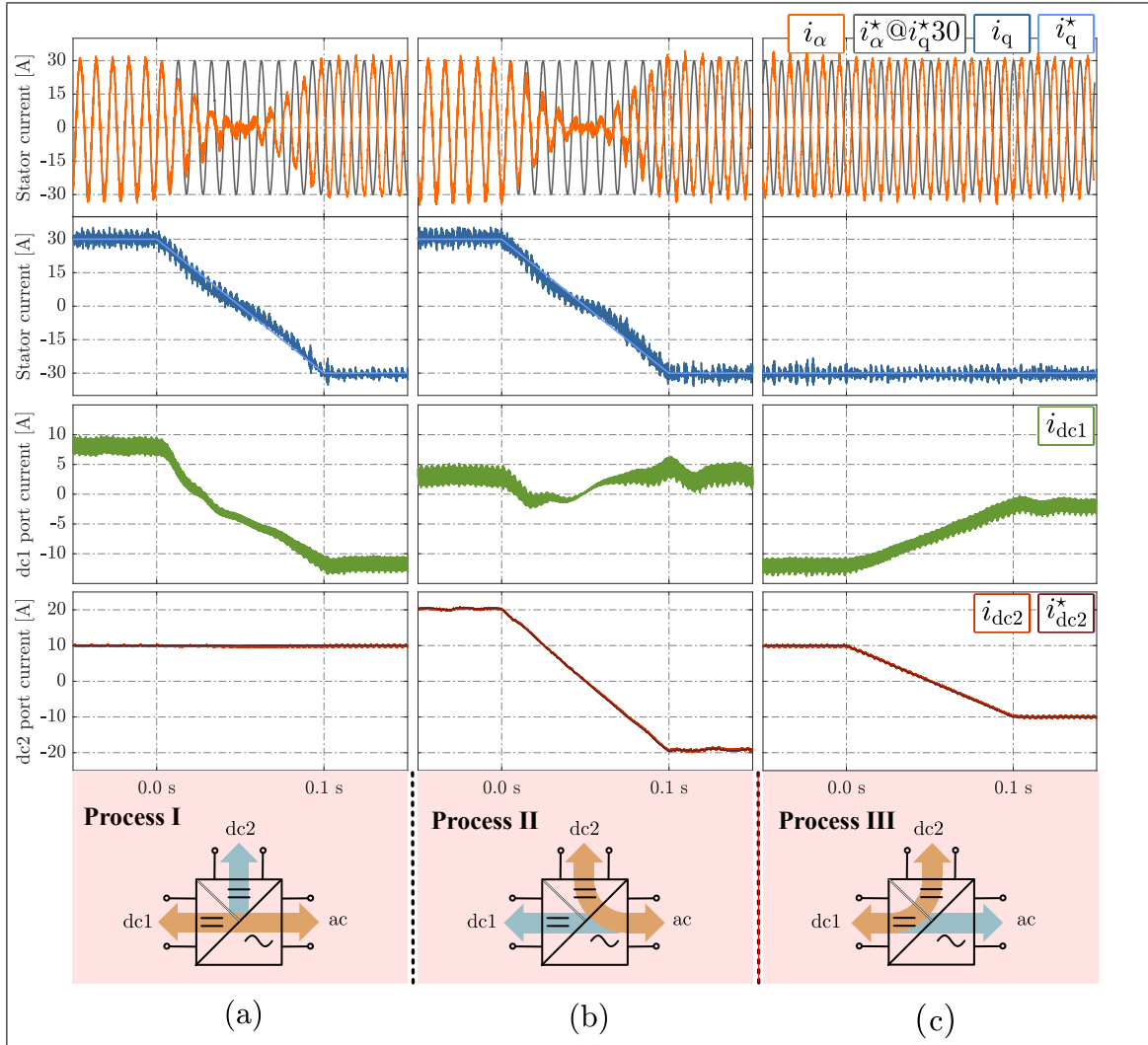


Figura 5.14. Dinámica en la transferencia de energía entre puertos para: (a) proceso I; (b) proceso II y; (c) proceso III.

En la siguiente prueba se evalúa la dinámica en la transferencia de energía entre puertos del convertor 2L-TPC. Para ello, es conveniente definir 3 procesos de operación dinámica. El proceso I corresponde a una transición en el flujo de energía entre los puertos ac y dc1 manteniendo fijo el flujo del puerto dc2. El proceso II corresponde a la transición de flujo de energía entre los puertos ac y dc2 manteniendo fijo el flujo del puerto dc1. Finalmente, el proceso III es la transición de flujo entre los puertos dc1 y dc2 manteniendo fijo el flujo de energía en el puerto ac.

La Fig. 5.14 muestra una transición del flujo de energía en forma de rampa durante un período de 0.1 [s] para los tres procesos descritos anteriormente. En cada proceso se muestran las siguientes formas de onda: 1. corriente i_α de la máquina junto a la referencia de corriente $i_\alpha^* @ i_q^* 30$. Esta última se obtiene como la referencia i_α^* que se genera cuando se fija el valor de referencia $i_q^* = 30$ [A]. También se muestra la forma de la corriente i_q junto a su referencia i_q^* . 2. La forma de la corriente i_{dc1} y; 3. La forma de la corriente i_{dc2} junto a su referencia i_{dc2}^* . Además, en la parte inferior de la Fig. 5.14 se ilustra con flechas café el cambio en el flujo de energía y con flechas celestes un flujo de energía constante. El funcionamiento del convertidor en cada uno de los procesos se analiza a continuación:

- **Proceso I** [Fig. 5.14(a)]: se realiza una transición en el puerto ac según $i_q^* = 30 \rightarrow -30$ [A] manteniendo fijo el valor de $i_{dc2}^* = 10$ [A]. Se observa como el valor de i_{dc1} también varía en forma de rampa, de forma semejante a i_q debido a que la velocidad de la máquina es fija (y así la potencia mecánica varía linealmente con T_e).
- **Proceso II** [Fig. 5.14(b)]: en el puerto ac se realiza la misma transición en el puerto que el proceso I, $i_q^* = 30 \rightarrow -30$ [A]. Sin embargo, para determinar el valor de i_{dc2}^* que permita mantener la corriente i_{dc1} constante se puede hacer un balance de potencias por medio de la potencia mecánica (2.3) y la ecuación de potencia del puerto dc2 (2.1). De este modo, la referencia para la corriente se obtiene de manera dinámica como,

$$i_{dc2}^*(k) = \frac{\omega_m T_e^*(k)}{V_{dc2}} \quad (5.4)$$

En consecuencia, el valor de $i_{dc1} \approx 0$ [A] en condiciones ideales. Sin embargo, su valor real puede diferir de 0 debido a ineficiencias del conversor y de la máquina. Como se observa en la Fig. 5.14(b), el valor de i_{dc2} varía en forma de rampa de forma semejante a i_q^* debido a que la velocidad de la máquina es fija.

- **Proceso III** [Fig. 5.14(c)]: en el puerto ac se mantiene una condición de la máquina operando como generador de forma estacionaria $i_q^* = -30$ [A]. Se hace una transición en forma de rampa para la referencia $i_{dc2}^* = 10 \rightarrow -10$ [A]. En consecuencia, i_{dc1} también varía en forma de rampa pero de manera opuesta, ya que toda la potencia que se deja de inyectar desde el puerto dc2 debe ser suplida por el puerto dc1 para mantener a la máquina en las mismas condiciones de operación. Es interesante notar como la variación de corriente i_{dc2} durante el proceso es de $\Delta i_{dc2} = -20$ [A] mientras que la variación de la corriente i_{dc1} es de $\Delta i_{dc1} = 10$ [A], es decir exactamente la mitad. Esto tiene que ver con que el puerto dc1 opera con el doble de voltaje que el puerto dc2, por lo que se cumple el equilibrio de potencia entregada por ambos puertos.

6. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En los últimos años, la integración de los recursos energéticos distribuidos en sistemas de energía eléctrica híbridos se ha ido convirtiendo en una tema fundamental y ha estado impulsada principalmente por estímulos medioambientales y económicos. Este hecho, ha impuesto importantes retos tecnológicos en relación con la controlabilidad y la fiabilidad de convertidores más avanzados. Bajo este contexto, se ha hecho más relevante el estudio de nuevos métodos de control en sistemas que usan convertidores multipuerto.

6.1. Conclusiones

En el capítulo 2 se realizó un repaso de sistemas electromecánicos más relevantes para el uso del convertidor 2L-TPC y se presentó su modelamiento matemático en detalle. También se realizó una revisión completa y detallada del control vectorial y se obtuvieron las ecuaciones más importantes según el tipo de secuencia para determinar las ecuaciones y variables de estado que gobiernan el funcionamiento del sistema. Por último, se revisó en detalle el modelo matemático de la PMSM en distintos marcos de referencia, junto con la deducción de variables que fueron de importancia para desarrollar el método de control.

En el capítulo 3 se describió la propuesta del método C-OSS-MPC para controlar la corriente en los puertos del convertidor 2L-TPC. Específicamente, se desarrolló el controlador para aplicaciones que utilizan máquinas síncronas de imanes permanentes en su puerto ac y fuentes de voltaje de naturaleza continua en sus puertos dc. La estrategia que se propuso introduce dos problemas óptimos de control bien formulados para alcanzar de forma óptima el primer objetivo de control y el control de la corriente en el puerto dc2, evitando todos los problemas y dificultades relacionados con el diseño de los factores de ponderación de otras estrategias comunes como la clásica OSV-MPC. Por un lado, el *Outer-MPC* proporciona la región de modulación óptima junto con sus ciclos de trabajo para establecer la secuencia de conmutación que minimiza el error de seguimiento de corriente de la máquina al final del semi-periodo de conmutación. Por otro lado, el

Inner-MPC, determina la distribución óptima del tiempo de permanencia de los vectores de conmutación pasivos para controlar la corriente en el puerto dc2. Además, es posible regular el ancho de banda de lazo cerrado del primer objetivo de control añadiendo un término adicional a la función objetivo respectiva que penaliza el esfuerzo de control. Se determinó que el controlador OSS-MPC sólo evalúa 1 de las 6 regiones del hexágono para determinar la secuencia óptima que controla la máquina en estado estacionario, y en el peor caso, 3 regiones, cuando el convertidor opera en la región de sobremodulación. Por este motivo, la estrategia presentada reduce de manera significativa la carga computacional respecto a estrategias de enumeración OSS-MPC estándar que evalúan la función de coste para todas las regiones. Más aún, la estrategia presentada también resultó ser mucho más eficiente en términos de operaciones computacionales respecto a otras estrategias clásicas como OSV-MPC. Debido a que el método usa el modelo dinámico de la máquina, las ecuaciones del *Outer-MPC* pueden ser fácilmente adaptables para trabajar con otro tipo de máquinas o incluso con otros modelos de predicción.

En el capítulo 4 se demostró mediante pruebas de simulación que C-OSS-MPC permite que el 2L-TPC funcione con un espectro en la tensión de salida bien definido, con la mayor parte del contenido armónico concentrado en el rango de alta frecuencia y a una frecuencia fija (se valida hipótesis H_1), a diferencia de lo que se observó con la estrategia OSV-MPC. Más aún, OSS-MPC no sacrifica la excelente respuesta dinámica que presenta OSV-MPC (se valida hipótesis H_2), sin embargo, durante los periodos sobremodulación, la corriente i_{dc2} puede tender a ser nula por un breve instante de tiempo. Además, se determinó que una estrategia de modulación 7S-SS asimétrica reduce el error de seguimiento y produce un aumento en las armónicas pares de bajo orden, manteniendo el valor de la THD y WTHD en estado estacionario prácticamente inalterado (se valida hipótesis H_3). También se demostró que C-OSS-MPC implementada con una compensación por retardo reduce de forma significativa el error de seguimiento (se valida hipótesis H_5). Mediante la validación del algoritmo de control, se determinó que la metodología logra un buen rendimiento tanto en estado estacionario como durante un funcionamiento dinámico (se valida hipótesis H_4). En el análisis de sensibilidad se determinó que una desviación en los parámetros de control

puede impactar en el error de corriente como en la distorsión de ella, especialmente en el lado de la máquina donde la dinámica es mayor.

Finalmente, en el capítulo 5 se muestra la implementación del sistema de control en el laboratorio, en un *set-up* experimental diseñado especialmente para esta tesis, y que se conecta con el controlador de tiempo real ACS800 de ABB (se valida hipótesis H₆). Se hacen varias pruebas, tanto en estado estacionario como en estado transiente, verificando la respuesta del controlador al incluir control de torque, corriente, velocidad y flujos de energía, validando la teoría y los resultados de simulación presentados en los capítulos anteriores (se valida hipótesis H₇).

Como conclusión final, se puede afirmar que la estrategia de control C-OSS-MPC es adecuada para aplicaciones que utilizan el convertidor 2L-TPC conectado a una máquina síncrona de imanes permanentes anisotrópica, debido a que presenta una distorsión armónica definida, no sacrifica la respuesta dinámica de las estrategias MPC convencionales, puede ser aplicada a sistemas con dinámicas muy altas sin la necesidad de utilizar factores de ponderación y es posible de implementar en un controlador en tiempo real. Debido a estas razones, el controlador es especialmente útil en aplicaciones de electromovilidad con fuente de potencia híbrida o en sistemas de almacenamiento que utilizan máquinas como plantas generadoras con sistemas BESS o incluso sistemas híbridos con sistemas de almacenamiento mecánico.

6.2. Trabajo Futuro

A continuación, se presentan algunos temas que amplían el alcance de esta tesis y podrían ser investigados en el futuro:

- Estudiar la naturaleza de la matriz $(\mathbf{B}^\top \mathbf{B} + \Lambda_u^\top \Lambda_u)$ para evaluar una solución del problema sobremodulado deformando el espacio $\alpha\beta$ (Baidya et al., 2020) para transformar las elipses de nivel en torno a $\mathbf{u}_{uc}(k)$ en círculos de nivel (Tian et al., 2023).

- Implementar el controlador utilizando una máquina de inducción (Mora, Donoso, Urrutia, Cardenas, & Cárdenas, 2018).
- Agregar al controlador externo un lazo de control de flujo y que permita a la máquina anisotrópica operar en la región de MTPA (Hoang, Wang, Cyriacks, Melkonyan, & Kriegel, 2013).
- Operar la máquina a velocidades mayores a la nominal incorporando un control que incluya debilitamiento de campo (Pellegrino, Armando, & Guglielmi, 2009).
- Incorporar baterías, celdas de combustible y/o ultra-capacitores y diseñar un control de alto nivel que gestione los flujos de energía a través de los puertos del convertidor.
- Estudiar el impacto del valor de modo común $U_0(k)$ en la PMSM y analizar cómo se podría penalizar ese efecto en el *Inner*-MPC para aumentar la vida útil de la máquina.
- Implementar una inyección de modo común de alta frecuencia para evitar el fenómeno de las perturbaciones en el control de la corriente del puerto dc2 en vectores de conmutación con valores de modo común desafiantes para el *Inner*-MPC.

REFERENCIAS

Aguilera, R., Acuna, P., Lezana Illesca, P., Konstantinou, G., Wu, B., Bernet, S., & Agelidis, V. (2017, 03). Selective harmonic elimination model predictive control for multi-level power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32, 2416-2426. doi: 10.1109/TPEL.2016.2568211

Aguilera, R. P., & Quevedo, D. E. (2015). Predictive control of power converters: Designs with guaranteed performance. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11(1), 53-63. doi: 10.1109/TII.2014.2363933

Alternative fuels data center [Computer software manual]. (2024). US Department of Energy. Retrieved from https://afdc.energy.gov/vehicles/natural_gas.html

Ang, K. H., Chong, G., & Li, Y. (2005). Pid control system analysis, design, and technology. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 13(4), 559-576. doi: 10.1109/TCST.2005.847331

Azze, Q. A. (2014). *Field-oriented control of permanent magnet synchronous motors based on dsp controller*.

Baidya, R., Aguilera, R. P., Acuña, P., Vazquez, S., & du Toit Mouton, H. (2018). Multistep model predictive control for cascaded h-bridge inverters: Formulation and analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33, 876-886. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:37404444>

Baidya, R., Aguilera, R. P., Acuña, P., Geyer, T., Delgado, R. A., Quevedo, D. E., & Mouton, H. d. T. (2020). Enabling multistep model predictive control for transient operation of power converters. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 1, 284-297.

doi: 10.1109/OJIES.2020.3029358

Batarseh, I., & Alluhaybi, K. (2020). Emerging opportunities in distributed power electronics and battery integration: Setting the stage for an energy storage revolution. *IEEE Power Electronics Magazine*, 7(2), 22-32. doi: 10.1109/MPEL.2020.2987114

Beerten, J., Verveckken, J., & Driesen, J. (2010). Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57, 404-412. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:206700352>

Bhattacharjee, A. K., & Batarseh, I. (2021). An interleaved boost and dual active bridge-based single-stage three-port dc–dc–ac converter with sine pwm modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(6), 4790-4800. doi: 10.1109/TIE.2020.2992956

Bifaretti, S., Tarisciotti, L., Watson, A., Zanchetta, P., Bellini, A., & Clare, J. (2012, July 1). Distributed commutations pulse-width modulation technique for high-power ac/dc multi-level converters. *IET Power Electronics*, 5(6), 909–919. doi: 10.1049/iet-pel.2011.0281

Borrelli, F., Bemporad, A., & Morari, M. (2017). *Predictive control for linear and hybrid systems*. Cambridge University Press.

Boyd, S., & Vandenberghe, L. (2004). *Convex optimization*. Cambridge: Cambridge University Press. doi: 10.1017/CBO9780511804441

Buja, G. S. (1980). Optimum output waveforms in pwm inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-16(6), 830-836. doi: 10.1109/TIA.1980.4503879

Celanovic, N., & Boroyevich, D. (2000). A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(2), 242-249. doi: 10.1109/63.838096

Cimini, G., Bernardini, D., Levijoki, S., & Bemporad, A. (2021). Embedded model predictive control with certified real-time optimization for synchronous motors. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 29(2), 893-900. doi: 10.1109/TCST.2020.2977295

Cook, E. F. (1976). Man, energy, society.. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:154573499>

Coppola, P., & Arsenio, E. (2015). Driving societal changes towards an electromobility future. *European Transport Research Review*, 7(4), 1866-8887. doi: 10.1007/s12544-015-0186-0

Ehsani, M., Singh, K. V., Bansal, H. O., & Mehrjardi, R. T. (2021). State of the art and trends in electric and hybrid electric vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 109(6), 967-984. doi: 10.1109/JPROC.2021.3072788

Feckova Skrabulakova, E., Ivanova, M., Rosova, A., Gresova, E., Sofranko, M., & Ferencz, V. (2021). On electromobility development and the calculation of the infrastructural country electromobility coefficient. *Processes*, 9(2). Retrieved from <https://www.mdpi.com/2227-9717/9/2/222> doi: 10.3390/pr9020222

Fitzgerald, A., Kingsley, C., & Umans, S. (2003). *Electric machinery*. McGraw-Hill Companies, Incorporated. Retrieved from <https://books.google.cl/books?id=YBKk4kWS1e0C>

Fraile Mora, J. (2008). *Máquinas eléctricas* (6a ed ed.). McGraw-Hill, España.

Fuentes, E. J., Silva, C. A., & Kennel, R. (2016). Mpc implementation of a quasi-time-optimal speed control for a pmsm drive, with inner modulated-fs-mpc torque control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63, 3897-3905. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:11926667>

Garcia, C., Silva, C., Rodriguez, J., Zanchetta, P., & Odhano, S. (2018, April 19). Modulated model predictive control with optimized overmodulation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7(1), 404–413. doi: 10.1109/JESTPE.2018.2828198

Geyer, T. (2011). A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus pwm-based schemes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(3), 1380-1389. doi: 10.1109/TIA.2011.2127433

Geyer, T. (2016). *Model predictive control of high power converters and industrial drives*. Wiley.

Geyer, T., & Karamanakos, P. (2023). *Model predictive control: From theory to industrial applications, ecce*.

Goodwin, G., Graebe, S., & Salgado, M. (2001). *Control system design*. Prentice Hall. Retrieved from <https://books.google.cl/books?id=7dNSAAAAMAAJ>

Hackl, C. (2015). Mpc with analytical solution and integral error feedback for lti mimo systems and its application to current control of grid-connected power converters with lcl-filter. In *2015 ieee international symposium on predictive control of electrical drives and power electronics (precede)* (p. 61-66). doi: 10.1109/PRECEDE.2015.7395584

Hanke, S., Wallscheid, O., & Böcker, J. (2019). Continuous-control-set model predictive control with integrated modulator in permanent magnet synchronous motor applications. *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2210-2216. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:199488296>

Hart, D. (2011). *Power electronics*. Tata McGraw-Hill. Retrieved from https://books.google.cl/books?id=WvI-Vr69_ZEC

Hoang, K. D., Wang, J., Cyriacks, M., Melkonyan, A., & Kriegel, K. (2013). Feed-forward torque control of interior permanent magnet brushless ac drive for traction applications. In *2013 international electric machines drives conference* (p. 152-159). doi: 10.1109/IEMDC.2013.6556247

Holmes, D. G., & LipoJose, T. A. (2003). *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*. Wiley-IEEE Press.

Holtz, J. (1983). A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source. *Proc. of IEE of Japan IPEC-Tokyo '83*.

Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8), 1194-1214. doi: 10.1109/5.301684

Holtz, J., & Beyer, B. (1995). Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(5), 1110-1120. doi: 10.1109/28.464526

Holtz, J., & Oikonomou, N. (2008). Estimation of the fundamental current in low-switching-frequency high dynamic medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(5), 1597-1605. doi: 10.1109/TIA.2008.2002212

IEA. (2021). *Largest end uses of energy by sector, 2019, iea, paris* (Tech. Rep.). Retrieved from <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/largest-end-uses-of-energy-by-sector-in-selected-iea-countries-2019>

Ieee trial-use guide for testing permanent magnet machines. (2015). *IEEE Std 1812-2014*, 1-56. doi: 10.1109/IEEESTD.2015.7047988

The instantaneous power theory. (2017). In *Instantaneous power theory and applications to power conditioning* (p. 37-109). John Wiley Sons, Ltd. Retrieved from <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/>

9781119307181.ch3 doi: <https://doi.org/10.1002/9781119307181.ch3>

Jin, Z., Sun, X., Lei, G., Guo, Y., & Zhu, J. (2022). Sliding mode direct torque control of spmsms based on a hybrid wolf optimization algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(5), 4534-4544. doi: 10.1109/TIE.2021.3080220

John G. Hayes, G. A. G. (2017). *Electric powertrain: Energy systems, power electronics and drives for hybrid, electric and fuel cell vehicles*. Wiley.

Karamanakos, P., & Geyer, T. (2020). Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 7434-7450. doi: 10.1109/TPEL.2019.2954357

Karamanakos, P., Liegmann, E., Geyer, T., & Kennel, R. (2020). Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 1, 95-114. doi: 10.1109/OJIA.2020.3020184

Karamanakos, P. P., Ayad, A., & Kennel, R. (2018). A variable switching point predictive current control strategy for quasi-z-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54, 1469-1480. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:3970703>

Kazmierkowski, M., & Malesani, L. (1998). Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5), 691-703. doi: 10.1109/41.720325

Kronberg, A. (2012). *Design and simulation of field oriented control and direct torque control for a permanent magnet synchronous motor with positive saliency*.

Larrinaga, S. A., Vidal, M. Á. R., Oyarbide, E., & Apraiz, J. R. T. (2007). Predictive control strategy for dc/ac converters based on direct power control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54, 1261-1271. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:26349862>

Leon, J. I., Kouro, S., Franquelo, L. G., Rodriguez, J., & Wu, B. (2016). The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 2688-2701. doi: 10.1109/TIE.2016.2519321

Li, T., Sun, X., Lei, G., Guo, Y., Yang, Z., & Zhu, J. (2022). Finite-control-set model predictive control of permanent magnet synchronous motor drive systems—an overview. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 9(12), 2087-2105. doi: 10.1109/JAS.2022.105851

Linder, A., & Kennel, R. (2005). Direct model predictive control - a new direct predictive control strategy for electrical drives. In *2005 european conference on power electronics and applications* (p. 10 pp.-P.10). doi: 10.1109/EPE.2005.219335

Liu, J., Gao, Y., Yin, Y., Wang, J., Luo, W., & Sun, G. (2020). Basic theory of sliding mode control. In *Sliding mode control methodology in the applications of industrial power systems* (pp. 11–25). Cham: Springer International Publishing. Retrieved from https://doi.org/10.1007/978-3-030-30655-7_2 doi: 10.1007/978-3-030-30655-7_2

Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2009). *Power electronics. converters, applications and design* (third ed.). John Wiley and Sons, Inc.

Mora, A. (2019). *Optimal switching sequence model predictive control for power electronics* (Doctoral dissertation, Universidad de Chile). Retrieved from <https://repositorio.uchile.cl/handle/2250/170522>

Mora, A., Cárdenas-Dobson, R., Aguilera, R., Angulo, A., Donoso, F., & Rodriguez, J. (2019, December 1). Computationally efficient cascaded optimal switching sequence mpc for grid-connected three-level npc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(12), 12464–12475. doi: 10.1109/TPEL.2019.2906805

Mora, A., Donoso, F., Urrutia, M., Cardenas, A. A., & Cárdenas, R. (2018). Predictive control strategy for an induction machine fed by a 3l-npc converter with fixed switching frequency and improved tracking error. *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 155-160. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:52002584>

Mora, A., Leiva, F., Cardenas, R., Rojas, F., Pereda, J., Aguilera, R. P., & Travieso-Torres, J. C. (2024). Optimal switching sequence mpc for four-leg two-level grid-connected converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 12(2), 1271-1281. doi: 10.1109/JESTPE.2023.3265502

Neira, S. (2023). *Design of power converters with embedded energy storage for hybrid dc-ac application* (Unpublished doctoral dissertation). THE UNIVERSITY OF EDINBURGH.

Neira, S., Blatsi, Z., Merlin, M. M., & Pereda, J. (2022). A technical overview of single-stage three-port dc-dc-ac converters. In *2022 24th european conference on power electronics and applications (epe'22 ecce europe)* (p. 01-11).

Neira, S., Pereda, J., Merlin, M., & Rojas, F. (2019). Three-port full-bridge cell for multilevel converters with battery energy storage. In *2019 ieee energy conversion congress and exposition (ecce)* (p. 6382-6387). doi: 10.1109/ECCE.2019.8912646

Neira, S., Pereda, J., & Rojas, F. (2020). Three-port full-bridge bidirectional converter for hybrid dc/dc/ac systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(12), 13077-13084. doi: 10.1109/TPEL.2020.2990667

Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S., & Takahashi, I. (1998). Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3), 473-479. doi: 10.1109/28.673716

Ozturk, S. B. (2005). *Modelling, simulation and analysis of low-cost direct torque control of pmsm using hall-effect sensors*.

Pacas, M., & Weber, J. (2005). Predictive direct torque control for the pm synchronous machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(5), 1350-1356. doi: 10.1109/TIE.2005.855662

Pandey, U., Pathak, A., Kumar, A., & Mondal, S. (2023, 11). Applications of artificial intelligence in power system operation, control and planning: a review. *Clean Energy*, 7(6), 1199-1218. Retrieved from <https://doi.org/10.1093/ce/zkad061> doi: 10.1093/ce/zkad061

Papafotiou, G., Kley, J., Papadopoulos, K. G., Bohren, P., & Morari, M. (2009). Model predictive direct torque control—part ii: Implementation and experimental evaluation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56, 1906-1915. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:12834986>

Patel, H. S., & Hoft, R. G. (1974). Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part ii — voltage control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-10(5), 666-673. doi: 10.1109/TIA.1974.349239

Pellegrino, G., Armando, E., & Guglielmi, P. (2009). Direct flux field-oriented control of ipm drives with variable dc link in the field-weakening region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(5), 1619-1627. doi: 10.1109/TIA.2009.2027167

Pellegrino, G., Armando, E., & Guglielmi, P. (2012). Direct-flux vector control of ipm motor drives in the maximum torque per voltage speed range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(10), 3780-3788. doi: 10.1109/TIE.2011.2178212

Pereda, J. (2013). *Nuevas topologías de convertidores multinivel en cascada* (Unpublished doctoral dissertation). Pontificia Universidad Católica de Chile.

Pereda, J. (2023). *Clase 1: Tren de potencia*. (Curso de Electromovilidad. Diplomado en Electromovilidad y Biocombustibles)

Quevedo, D. E., Aguilera, R. P., & Geyer, T. (2014). Predictive control in power electronics and drives: Basic concepts, theory, and methods. In T. Orłowska-Kowalska, F. Blaabjerg, & J. Rodríguez (Eds.), *Advanced and intelligent control in power electronics and drives* (pp. 181–226). Cham: Springer International Publishing. Retrieved from https://doi.org/10.1007/978-3-319-03401-0_5 doi: 10.1007/978-3-319-03401-0_5

Rallabandi, V., Taran, N., Ionel, D. M., & Zhou, P. (2019). Inductance testing for ipm synchronous machines according to the new iee Std 1812 and typical laboratory practices. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(3), 2649-2659. doi: 10.1109/TIA.2019.2897668

Rashid, M. (2007). *Power electronics handbook: Devices, circuits, and applications* (second ed.). Burlington, MA: Academic Press.

Rawlings, J., Mayne, D., & Diehl, M. (2017). *Model predictive control: Theory, computation, and design*. Nob Hill Publishing. Retrieved from <https://books.google.cl/books?id=MrJctAEACAAJ>

Ritchie, H. (2024). Tracking global data on electric vehicles. *Our World in Data*. (<https://ourworldindata.org/electric-car-sales>)

Rodríguez, J., & Cortes, P. (2012). *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley and Sons. doi: 10.1002/9781119941446

Rodríguez, J., Kazmierkowski, M. P., Espinoza, J. R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H. A., & Rojas, C. A. (2013). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 1003-1016. doi: 10.1109/TII.2012.2221469

Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C. A., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P., & Ammann, U. (2007). Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1), 495-503. doi: 10.1109/TIE.2006.888802

Rubio, F., & Pereda, J. (2023, 10). Optimal switching sequence model predictive control for a three-port converter. In (p. 3669-3676). doi: 10.1109/ECCE53617.2023.10362681

Schwenzer, M., Ay, M., Bergs, T., & Abel, D. (2021). Review on model predictive control: an engineering perspective. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 117, 1327 - 1349. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:238713285>

Schönberger, J. (2013, Apr). Space vector control of a three-phase rectifier using plects [Computer software manual].

Statistical review of world energy (71st ed.) [Computer software manual]. (2022). Retrieved from <https://www.bp.com/content/dam/bp/business-sites/en/global/corporate/pdfs/energy-economics/statistical-review/bp-stats-review-2022-full-report.pdf>

Sun, X., Shi, Z., Cai, Y., Lei, G., Guo, Y., & Zhu, J. (2020). Driving-cycle-oriented design optimization of a permanent magnet hub motor drive system for a four-wheel-drive electric vehicle. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(3), 1115-1125. doi: 10.1109/TTE.2020.3009396

Takahashi, I., & Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5), 820-827. doi: 10.1109/TIA.1986.4504799

Tarisciotti, L., Zanchetta, P., Watson, A. J., Clare, J. C., Degano, M., & Bifaretti, S. (2015). Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51, 1610-1620. Retrieved from <https://>

api.semanticscholar.org/CorpusID:14345015

Tian, W., Yang, Q., Gao, X., Karamanakos, P., Yin, X., Kennel, R., & Heldwein, M. L. (2023). Fast indirect model predictive control for variable speed drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(11), 14475-14491. doi: 10.1109/TPEL.2023.3307773

Tino Jercic, D. Z., Sandor Iles, & Matusko, J. (2017). Constrained field-oriented control of permanent magnet synchronous machine with field-weakening utilizing a reference governor. *Automatika*, 58(4), 439-449. Retrieved from <https://doi.org/10.1080/00051144.2018.1453441> doi: 10.1080/00051144.2018.1453441

Toso, F., Carlet, P. G., Favato, A., & Bolognani, S. (2019). On-line continuous control set mpc for pmsm drives current loops at high sampling rate using qp oases. *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 6615-6620. Retrieved from <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:208629898>

van der Broeck, H., & Skudelny, H.-C. (1988). Analytical analysis of the harmonic effects of a pwm ac drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(2), 216-223. doi: 10.1109/63.4352

Vazquez, S., M. Alcaide, A., Aguilera, R., Quevedo, D., Leon, J., & Franquelo, L. (2015, 04). Predictive optimal switching sequence direct power control for grid connected power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62, 2010-2020. doi: 10.1109/TIE.2014.2351378

Vazquez, S., Rodriguez, J., Rivera, M., Franquelo, L. G., & Norambuena, M. (2017). Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2), 935-947. doi: 10.1109/TIE.2016.2625238

Visioli, A. (2006). *Practical pid control*. Springer London. Retrieved from <https://books.google.cl/books?id=yMyAY01bEe0C>

Wang, X., Fang, X., Lin, S., Lin, F., & Yang, Z. (2019). Predictive common-mode voltage suppression method based on current ripple for permanent magnet synchronous motors. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7(2), 946-955. doi: 10.1109/JESTPE.2019.2896158

Wolsey, L. (1998). *Integer programming*. Wiley.

World energy outlook. (2020). Retrieved from <https://www.oecd-ilibrary.org/content/publication/557a761b-en> doi: <https://doi.org/https://doi.org/10.1787/557a761b-en>

Wu, B., & Narimani, M. (2016). *High-power converters and ac drives*. Wiley. Retrieved from <http://dx.doi.org/10.1002/9781119156079> doi: 10.1002/9781119156079

Young, H. A., Perez, M. A., & Rodriguez, J. (2016). Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 3100-3107. doi: 10.1109/TIE.2016.2515072

Zhang, Z. (2013). *Permanent magnet synchronous machine based traction drive design for hybrid scooter considering control nonlinearities and compenstions* (Tech. Rep.). The Ohio State University.

ANEXOS

A. PUBLICACIONES DE REVISTAS Y CONFERENCIAS

- 2023 **F. Rubio** and J. Pereda, “Optimal switching sequence model predictive control for a three-port converter,” in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2023, pp. 3669–3676.
- 2024 A. Lizana, **F. Rubio**, J. Pereda, and F. Rojas, “Finite control set model predictive current control (FCS-MPCC) of three-port converter for fuel cell hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on vehicular technology*, 2024 (Accept).
- 2024 **F. Rubio**, J. Pereda, A. Mora y F. Rojas, “Optimal switching sequence MPC of a three-port-converter for variable-speed PMSM with hybrid energy storage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024 (Under review).

B. CONTROLADOR OP4510 OPAL RT TECHNOLOGIES

Controlador OP4510:

- 2 Unidades de tiempo real con procesador QuadCore @3.3 GHz
- Sistema operativo en tiempo real Linux REDHAT
- FPGA Xilinx KINTEX-7
- 4 unidades I/O: 16Ain, 16Aout, 32 Dout y 32 Din
- Conectores DB37
- 4 interfaces ópticas SFP de 5 Gbps
- Conectores de sincronización



Figura B.1. Controlador OP4510 OPAL-RT.

C. MOTORES UTILIZADOS

Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM) PERM Motor GmbH:

Tabla C.1. Datos del Motor Síncrono de Imanes Permanentes tipo Disco.

PERM Motor GmbH Im Brand 24/1 79677 Schöna	Datenblatt / Datasheet PMS Motoren / PGS Gneratoren
Motor	PMS 156W - WB 407
Motor-No. SN	42918
Type	Synch. Disc Motor with Permanent-Magnets
Cooling	Water with max. 60°C; water duty min. 6l/min
Duty condiction	2 hour rating
Protection	IP xx
Thermal class	F (155°C)
Nominal Power	22, 00 kW
Stator winding connection	Delta
Voltage [V AC]	65, 6 VAC
Current [A rms]	255 Arms
Speed [rpm]	6000 rpm
Torque [Nm]	35, 00 Nm
Volt. const. ke (ph-ph) [V/1000] rpm	8, 87 V/1000 rpm
Torque constant [Nm/A]	0, 14 Nm/A
Number of poles	8
Frequency [Hz]	400 Hz
Resistance at 20°C Ru – v	0, 0049 Ohm
Inductance Lu-v [mH]	0, 053333 mH
Inertia J [kgcm ²]	58, 6 kgcm ²
Weight m[kg]	29, 6 kg
Encoder sin / cos	RLS AM 256 Encoder
Imanes Permanentes	Neodimio-Fierro-Boro



Figura C.1. Motor síncrono de imanes permanentes tipo disco.

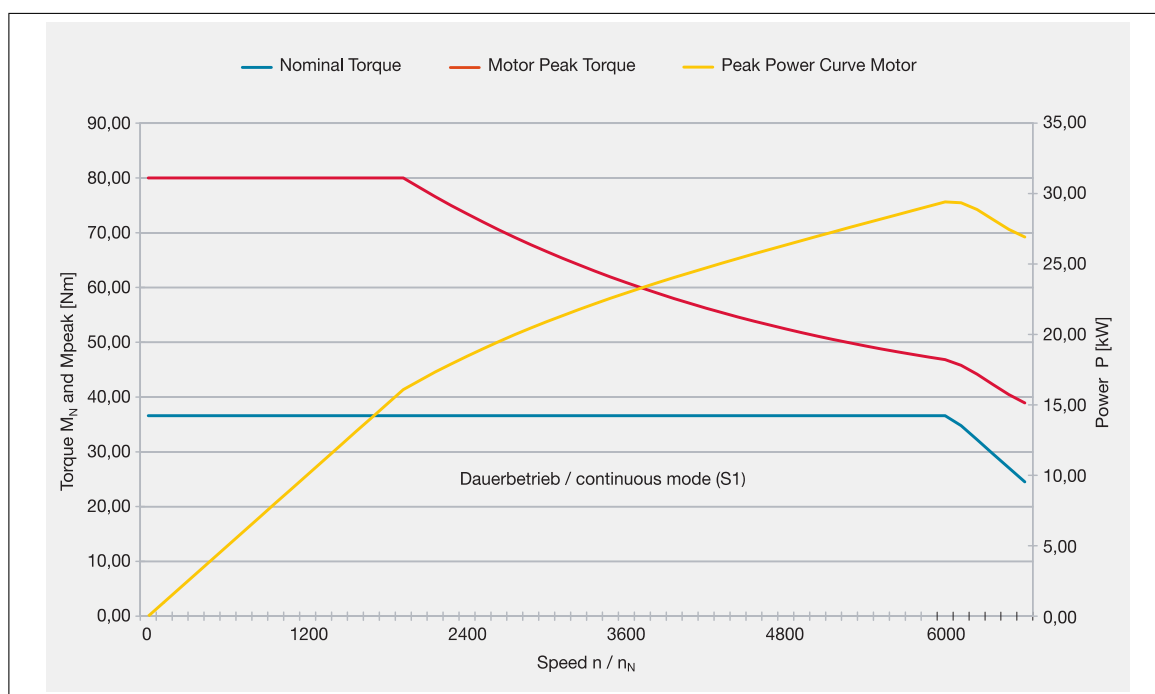


Figura C.2. Torque característico del motor síncrono de imanes permanentes tipo disco.

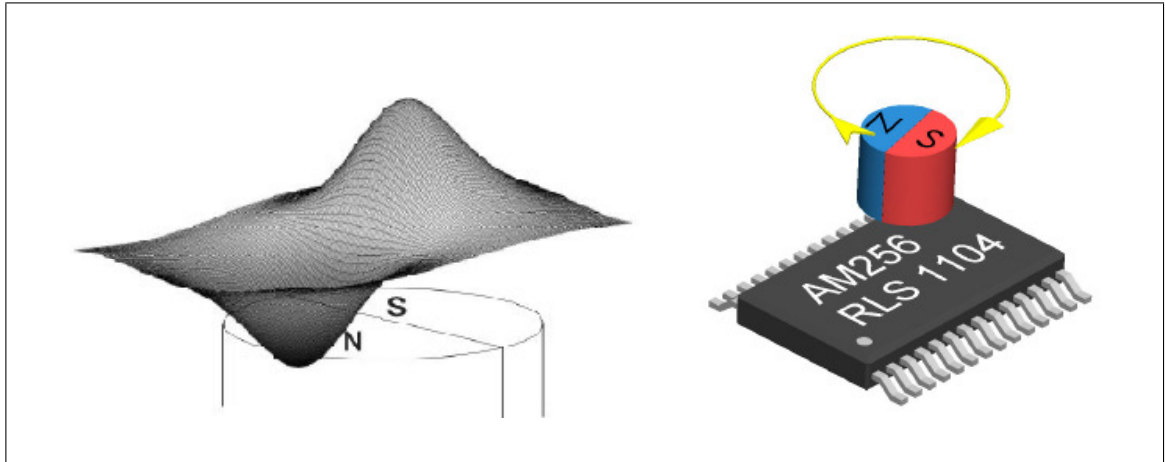


Figura C.3. Sensor AM256 (*Hall sensor technology*).

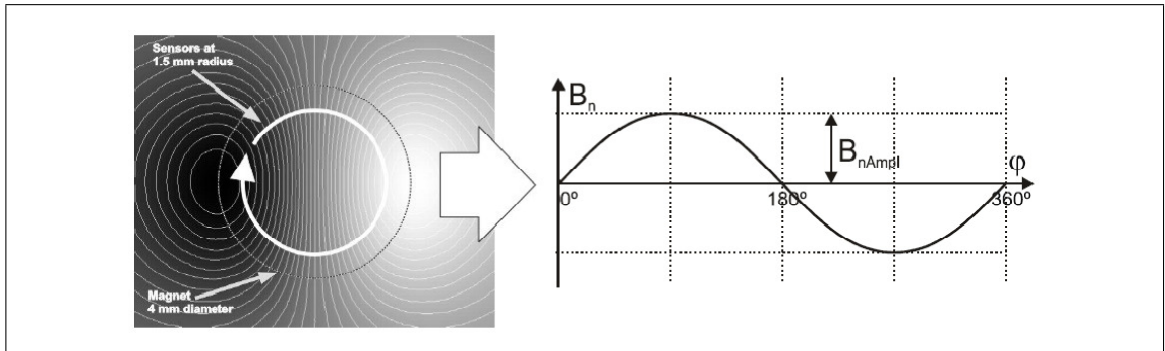


Figura C.4. Distribución de la densidad de flujo B_n y su modulación en 360° .

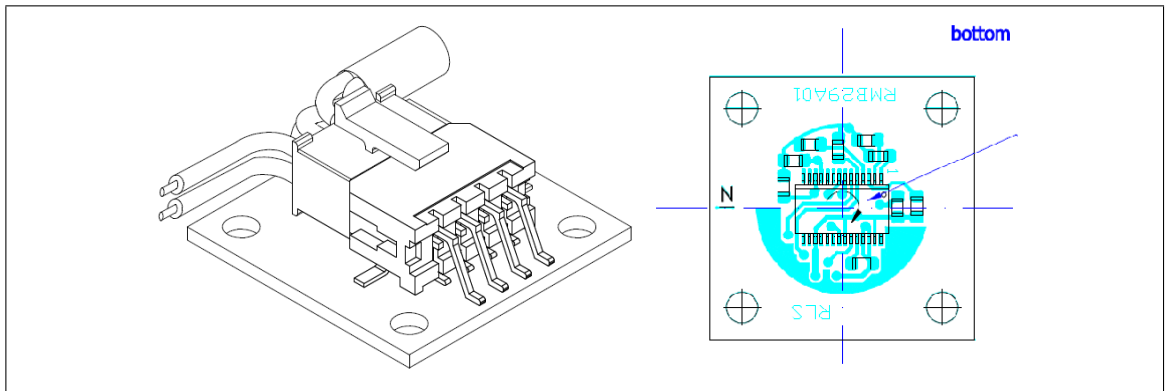


Figura C.5. PCB del sensor de posición implementado.

Motor Inducción (IM) ABB:

Tabla C.2. Datos de placa del motor de inducción jaula de ardilla ABB.

ABB EFF 1 CE					
3~Motor M3AP 112 ma		Cl. F	IP 55	IEC 60034-1	
3GAA112021-ASC ,199					
No. 0839192310002					
V	Hz	r/min	Kw	A	cos φ
380-420 Y	50	1450	3,0	6,5	0,81
220-240 Δ	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	

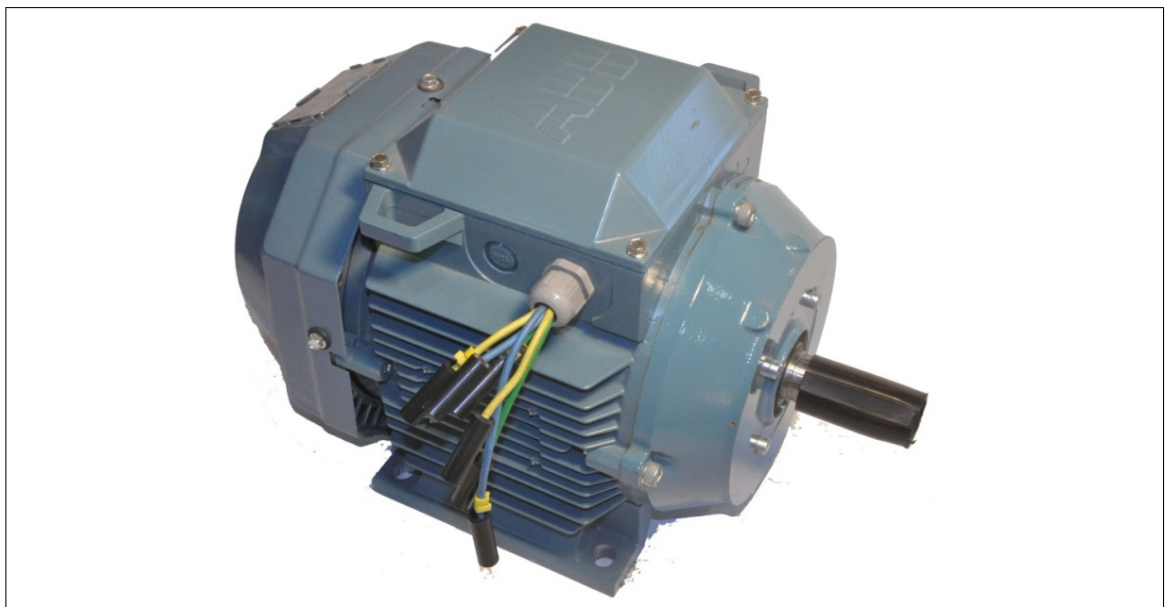


Figura C.6. Motor de inducción jaula de ardilla ABB.

D. MÓDULO DE IGBTs

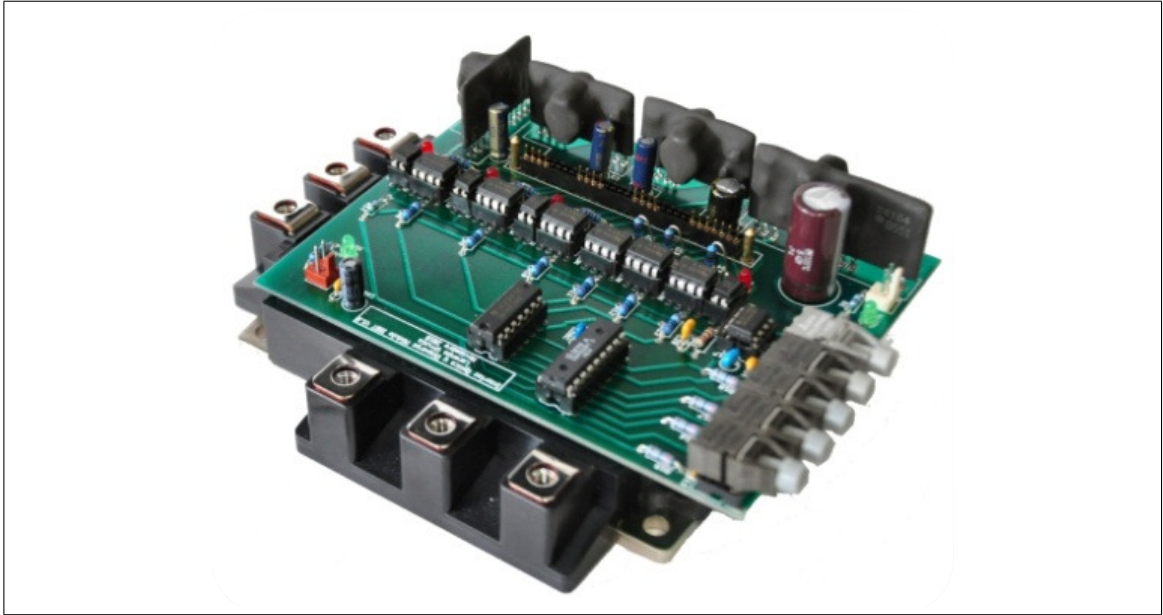


Figura D.1. Módulo Intellimod™ L-Series de Powerex® (Módulo inversor trifásico de 200A/600V PM200CL1A060) utilizado (comunicación por fibra óptica).

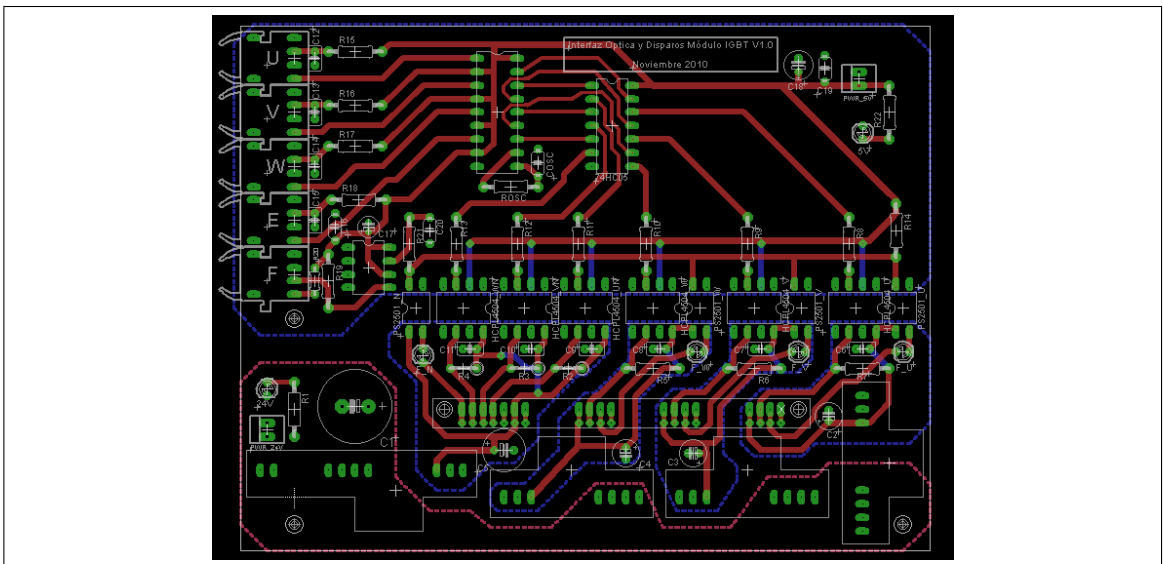


Figura D.2. Diseño de la PCB para el modulo Intellimod™ PM200CL1A060.

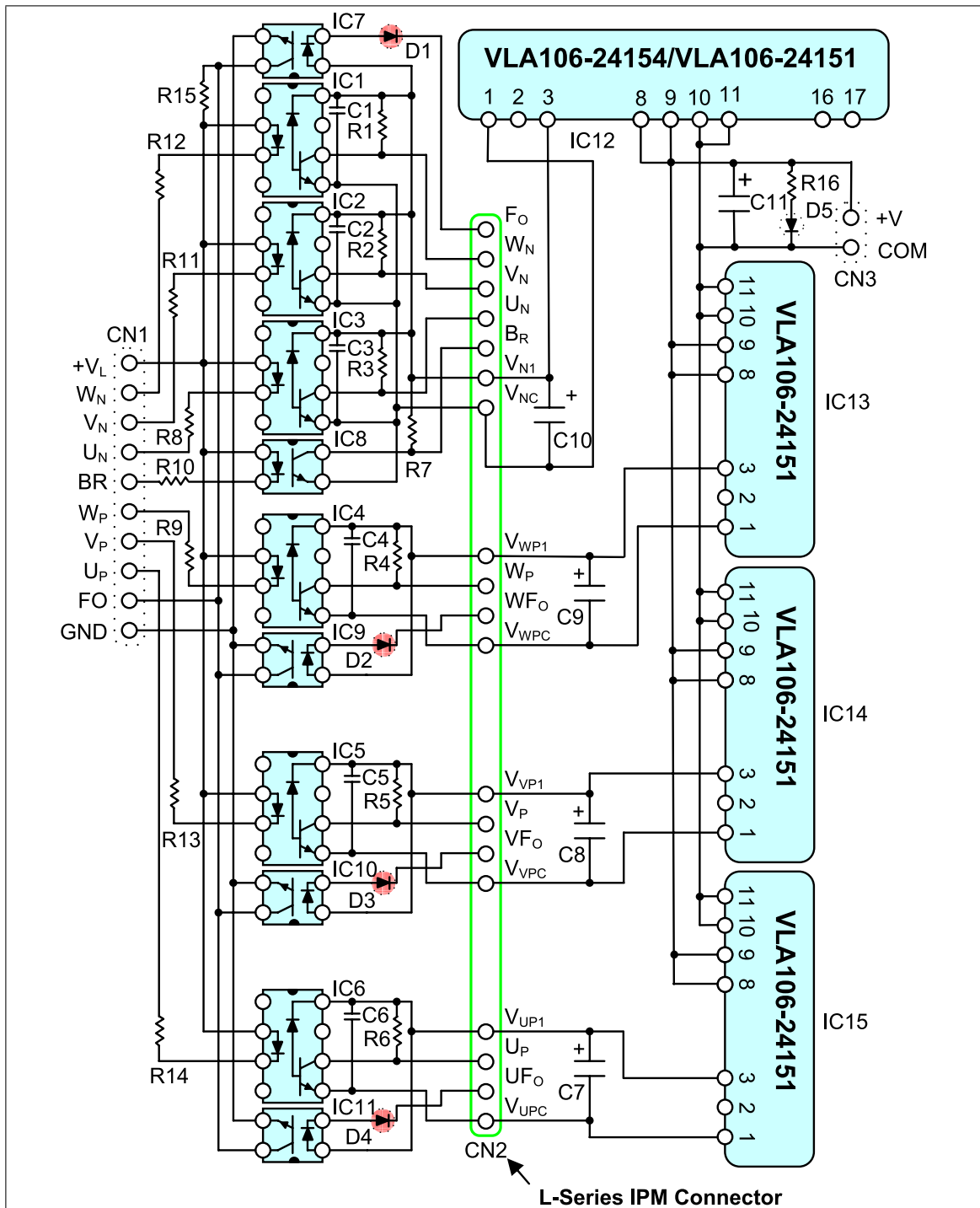


Figura D.3. Esquema general del PCB utilizado en los módulos IGBTs Intellimod de 200 A (No incluye los circuitos de los receptores y emisores de fibra óptica).

E. ELEMENTOS PASIVOS



Figura E.1. Inductores puerto dc2 del conversor 2L-TPC.



Figura E.2. Capacitores de filtrado puertos dc1 y dc2.

F. INSTRUMENTACIÓN

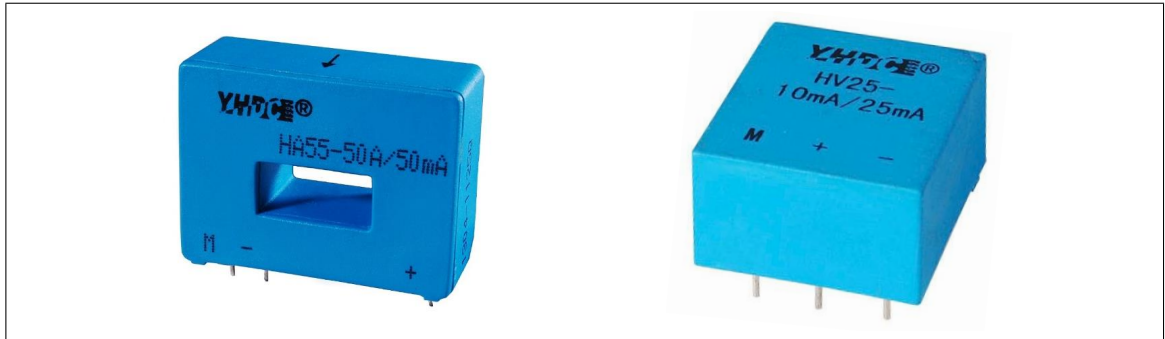


Figura F.1. Sensor de corriente YHDC® HA55 y sensor de voltaje YHDC® HV25.



Figura F.2. Torquímetro (RT2A/50Nm) y encoder magnético angular IC (AM256RLS).

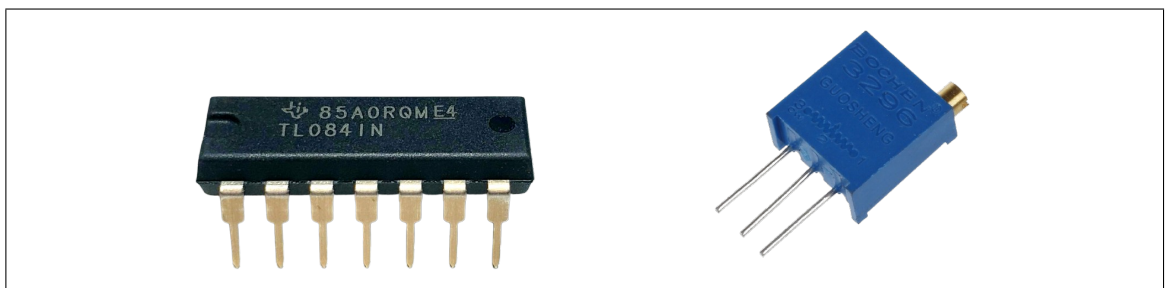


Figura F.3. Amplificador Operacional TL084IN (Texas Instruments®) y potenciómetro tipo trimpot.

G. OTROS CIRCUITOS IMPRESOS



Figura G.1. Circuito con sensores de corriente e instrumentación.



Figura G.2. Circuito con sensores de voltaje aislado e instrumentación.

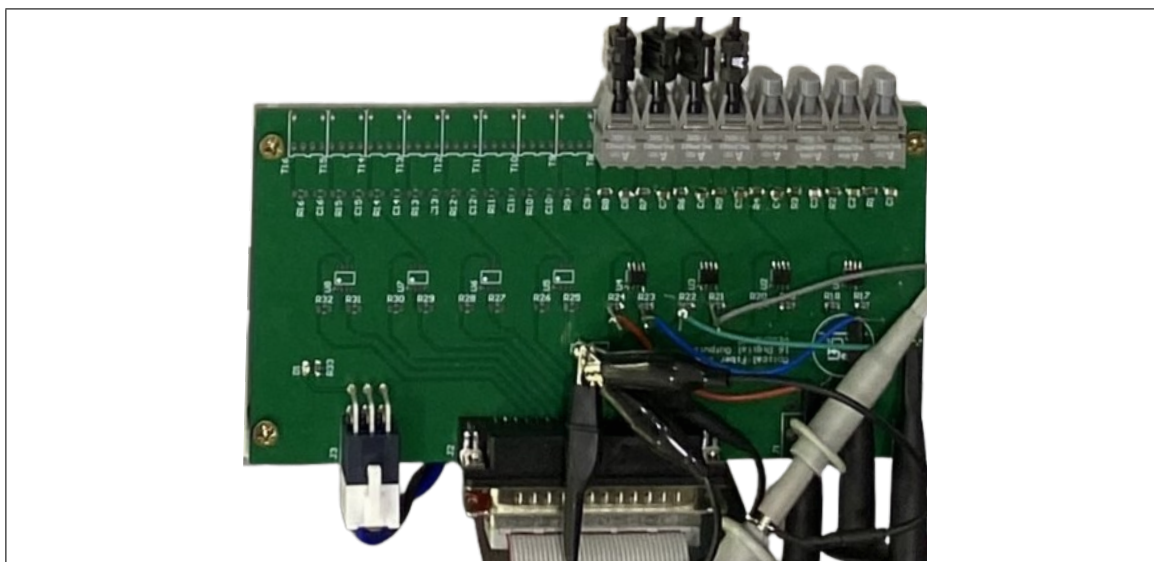


Figura G.3. Circuito emisor para fibra óptica de disparo de pierna y *enable* con conexión a las salidas digitales del OP4510.

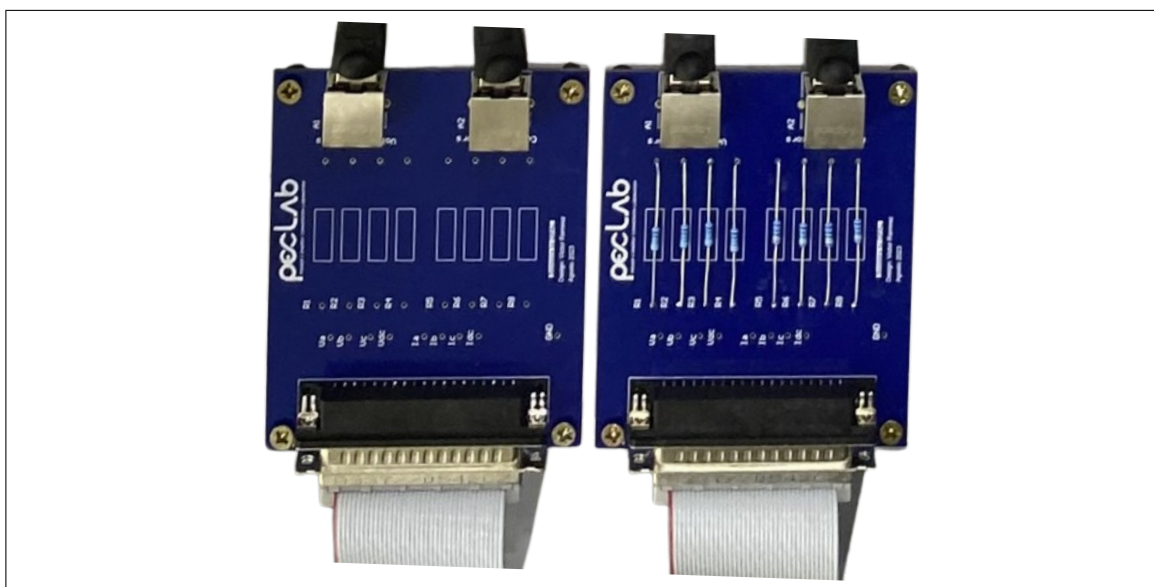


Figura G.4. Circuito de acondicionamiento y adaptación de las entradas analógicas del OP4510 para señales de voltaje, corriente, torque y posición.



Figura G.5. Módulo adaptador de comunicación entre el controlador principal OP4510 y el variador de frecuencia ACS800.

H. VARIADOR DE FRECUENCIA INDUSTRIAL ACS800 ABB

Controlador ABB:

- 4 cuadrantes
- 2 Convertidores IGBT (autonomos)
- Filtro LCL
- Tarjeta de comunicación de I/O + relés
- Control escalar/vectorial
- Rampas de aceleración/desaceleración
- Generación de potencia reactiva



Figura H.1. Variador de frecuencia ACS800 de ABB®.

Tabla H.1. Datos del variador de frecuencia ACS800 ABB.

ABB	ACS800 / Datasheet
Volaje de alimentación	230 V
Frecuencia de alimentación	50/60 Hz
Corriente Nominal de salida	34 A
Corriente Peak de Salida	52 A (10 seg.)
Potencia máxima del motor	7.5 kW
Votlaje máximo de salida	230 Vff
Corriente nomial mínima del motor	4.33 A (DTC)

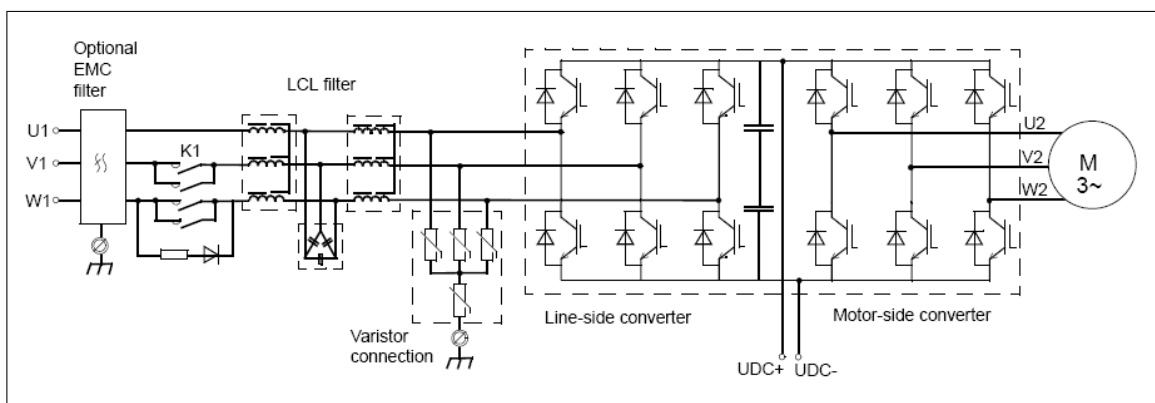


Figura H.2. Circuito principal variador del frecuencia ACS800.

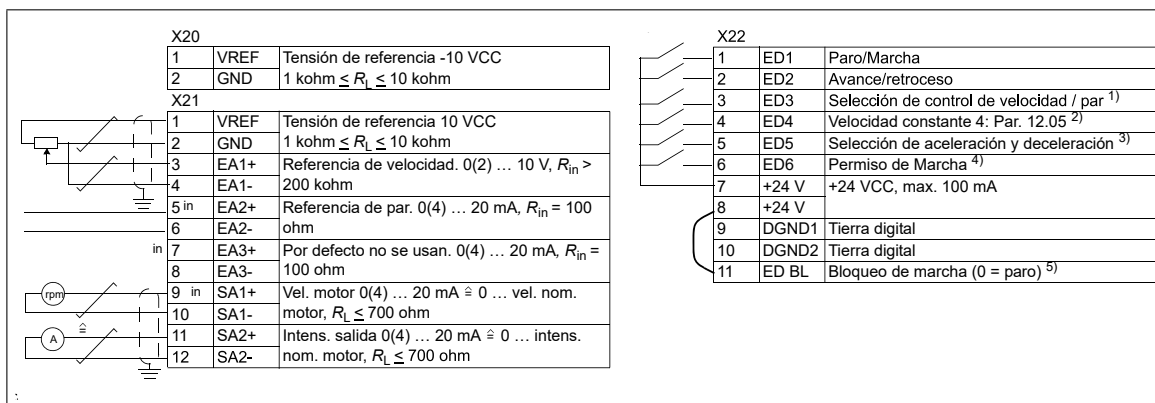


Figura H.3. Diagrama de conexiones I/O digitales y analógicas para control externo del ACS800.

I. BANCO DE PRUEBAS

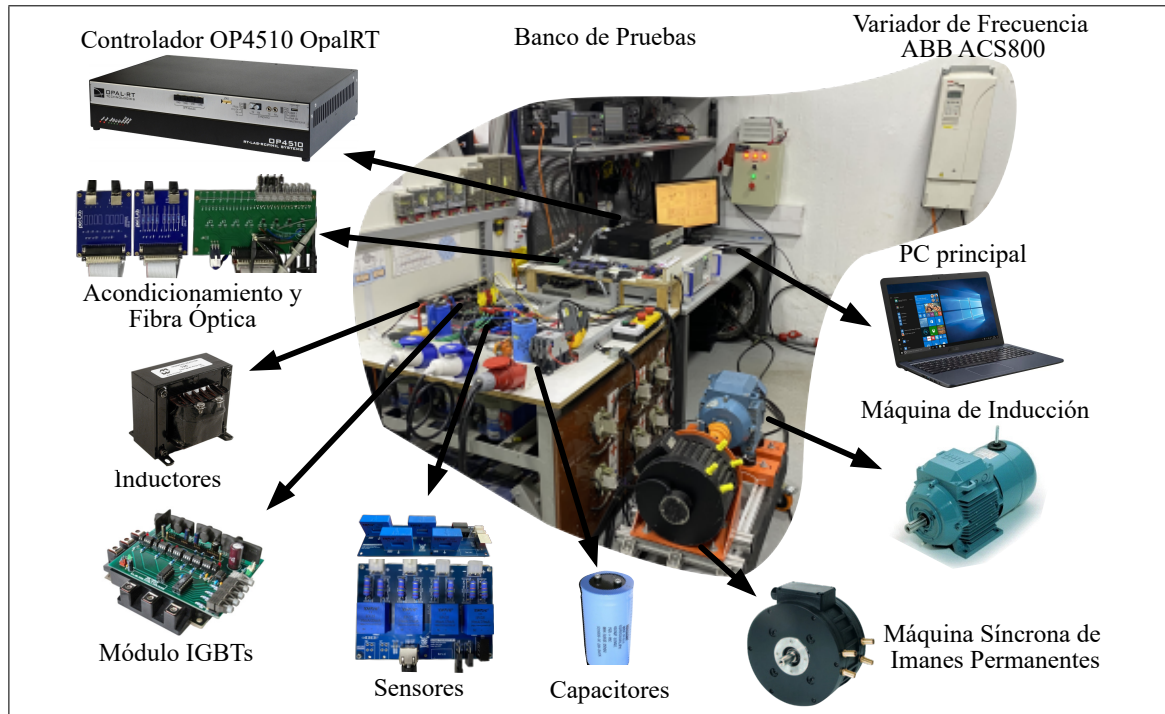


Figura I.1. Componentes principales del banco de pruebas.



Figura I.2. Banco de pruebas.

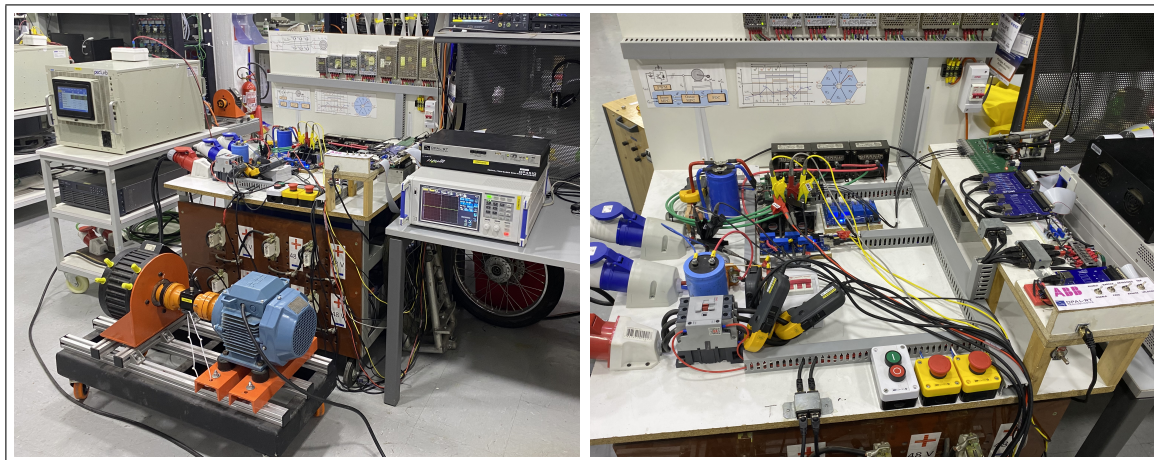


Figura I.3. Realización de experimentos en el banco de pruebas.

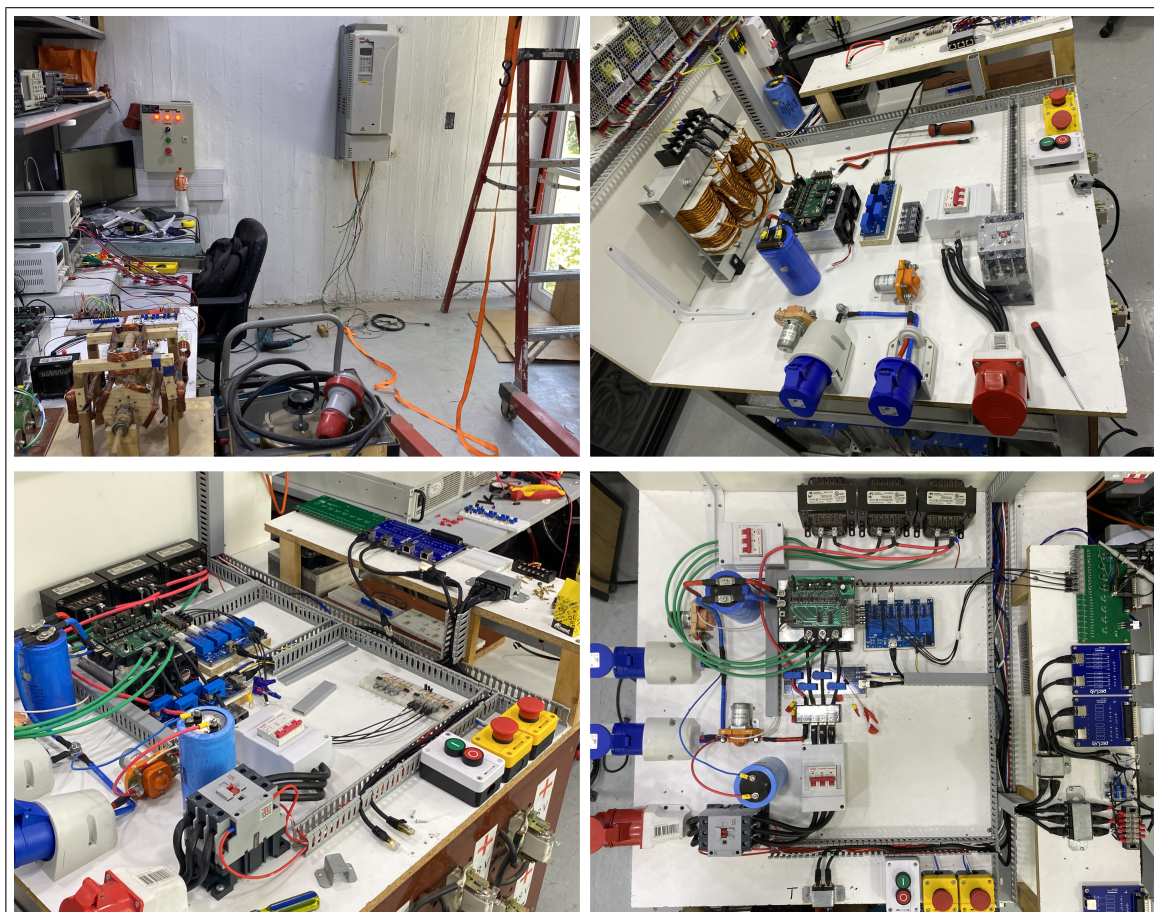


Figura I.4. Construcción del banco de pruebas.

J. FUENTES DE POTENCIA DE LABORATORIO



Figura J.1. Fuente de potencia bidireccional NHR 9411 utilizada en el puerto dc1.



Figura J.2. Fuente de potencia bidireccional Keysight RP7963A utilizada en el puerto dc2.

K. CARRO DE MOTORES Y SOPORTE PMSM

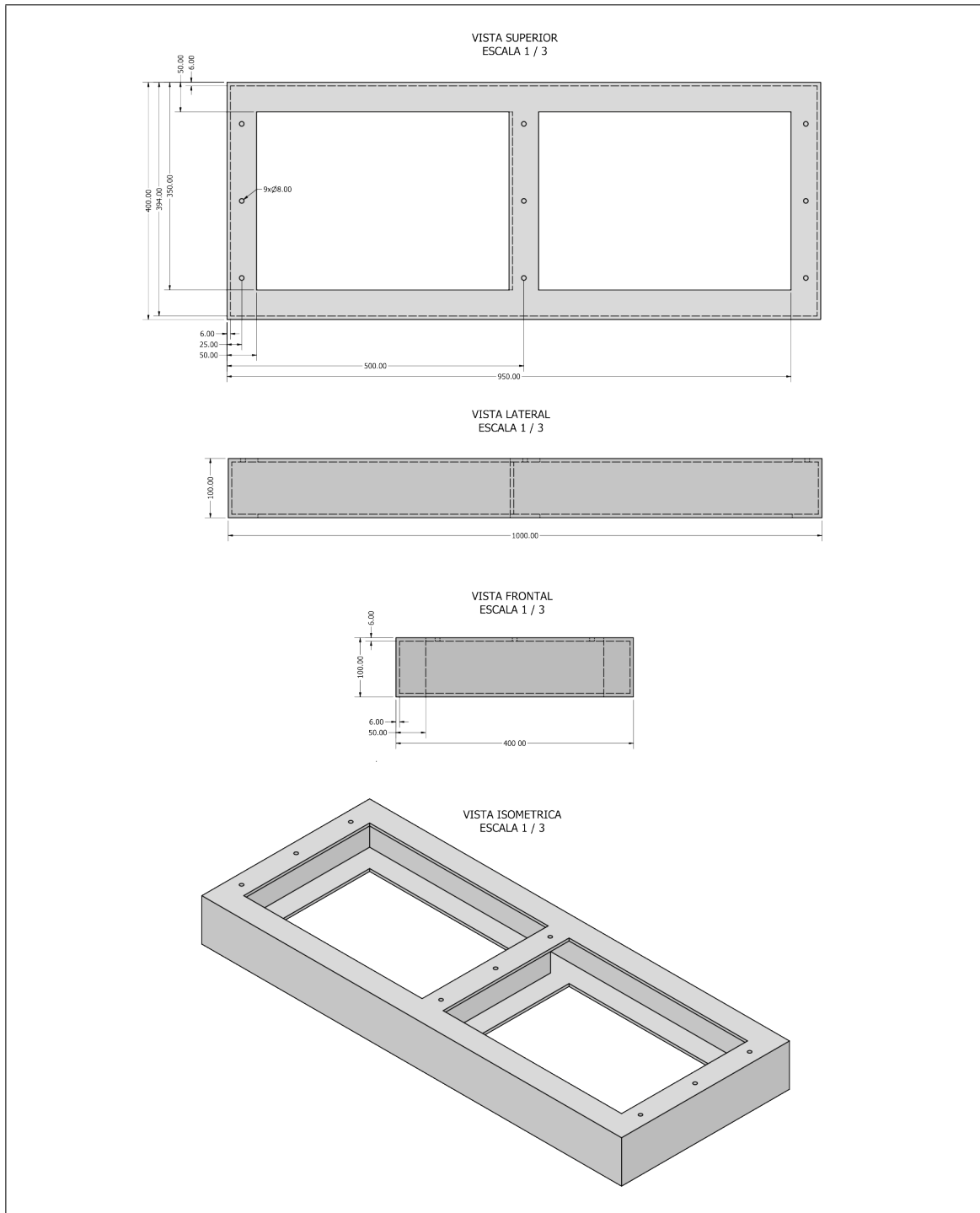


Figura K.1. Planos del diseño mecánico del carro de motores.

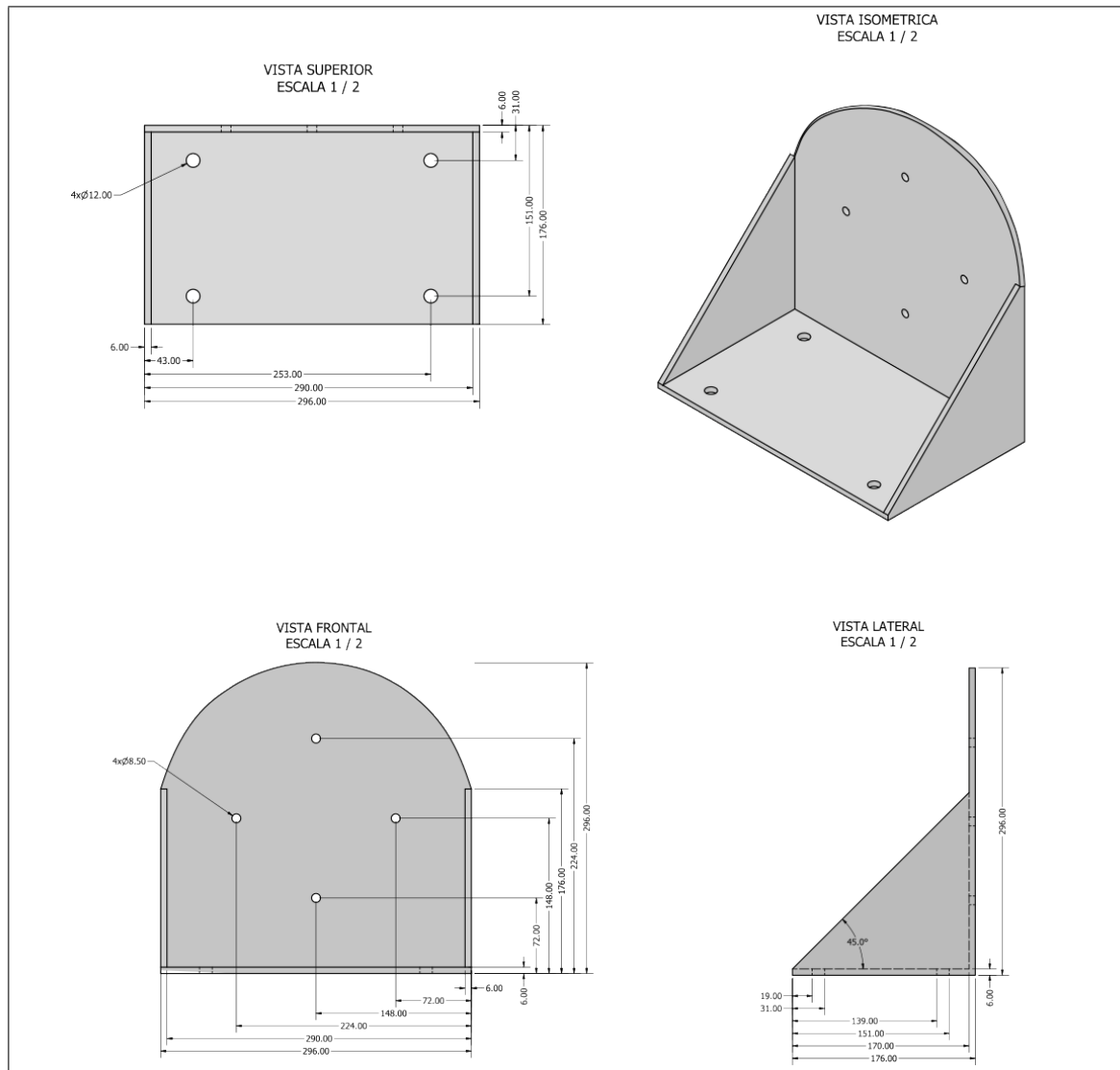


Figura K.2. Planos del diseño mecánico del soporte de la PMSM.