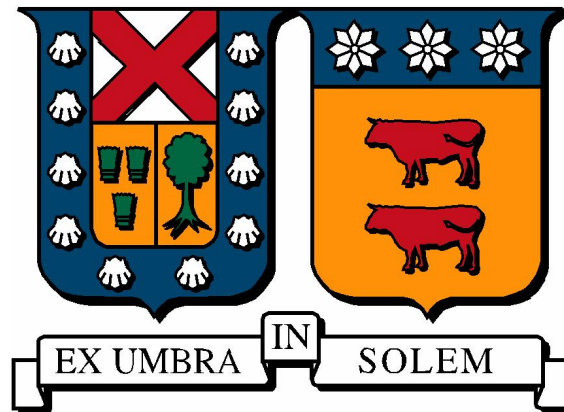

**Implementación convertidor fuente de corriente para
vehículos eléctricos, utilizando celdas de combustibles**



**TESIS DE GRADO PRESENTADA COMO REQUISITO
PARCIAL PARA OPTAR AL GRADO DE MAGÍSTER EN
CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA**

Pablo Esteban Briceño Navarro

Director de Tesis: Antonio Sánchez Squella

**Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad Técnica Federico Santa María**

Santiago

Enero 2021

Implementación convertidor fuente de corriente para vehículos eléctricos, utilizando celdas de combustibles

Pablo Esteban Briceño Navarro

Tesis presentada al Comité de Evaluación de la Tesis integrado por:

Director de Tesis: Antonio Sánchez Squella

Presidente del Comité: Andrés Mora

Co-referente Externo: José Espinoza

Para completar las exigencias del grado de
Magíster en Ingeniería Eléctrica

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad Técnica Federico Santa María

Santiago

Enero 2021

“One reason, perhaps, why this branch of science is being so rapidly developed is to be found in the interest which is attached to its experimental study. We wind a simple ring of iron with coils; we establish the connections to the generator, and with wonder and delight we note the effects of strange forces which we bring into play, which allow us to transform, to transmit and direct energy at will.”

— Nikola Tesla, Experiments with Alternate Currents of High Potential and High Frequency

Agradecimientos

Agradezco a mi esposa Carla Silva con la cual hemos compartido nuestros crecimientos y desarrollos académicos y ahora con mi nuestro hijo o hija que viene camino. Gracias por el amor brindado.

Esto es para mis padres, Soraya y Pedro y, a mis hermanos, Daniel y Tamara, por haber sido el sustento principal en mi vida. Estos es un pequeño "gracias".

Agradezco a mi tía Susy y tío Carlos por haberme acogido y tratarme como un hijo más durante todos estos años. También agradezco a mis primos Matias y Camilo por tratarme como un hermano y por tener siempre su mejor disposición a ayudarme.

Es imposible no agradecer a los profesores Antonio Sánchez y Patricio Valdivia por haberme dado la oportunidad de experimentar y aprender, dejando que quemase más de algún componente y por darme tantas oportunidades y facilidades.

Finalmente, deseo extender el agradecimiento al proyecto Corfo PTECC-89477, el cuál me permitió financiar parte de la realización de la presente tesis.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
Índice de Figuras	III
Resumen	1
Abstract	2
1. Introducción	3
2. Convertidor fuente de corriente	5
2.1. Generalidades	5
2.2. Semiconductores para CSI	7
2.2.1. Tiristor	7
2.2.2. GTO	9
2.2.3. IGCT	10
2.2.4. RB-IGBT	11
2.2.5. Resumen de características semiconductores	13
2.3. Topologías fuente de corriente	14
2.3.1. LCI para máquina síncrona y de inducción	15
2.3.2. PWM para CSI	18
2.3.2.a. Selective harmonic elimination (SHE)	18
2.3.2.b. Modulación trapezoidal	19
2.3.2.c. Modulación vectorial (SVM)	21
2.3.2.d. SPWM	24
2.4. Topologías multinivel	26
3. Control de corriente sobre CSI	33
3.1. Lazos de control	34
3.2. Diseño lazos de control orientado a máquina eléctrica	36
3.2.1. Máquina eléctrica	36

3.2.2.	Lazo interno de tensión	37
3.2.3.	Lazo de corriente	38
3.3.	Modulación Vectorial para CSI	39
4.	Dispositivos de almacenamiento de energía y su control	47
4.1.	Celda de combustible	48
4.2.	Supercondensador	54
4.3.	Control de SC y FC	55
4.3.1.	Conceptos de Disipación y Pasividad	56
4.3.2.	Estabilidad mediante el criterio de Lyapunov	58
4.3.3.	Controlador basado en IDA-PBC	63
4.3.3.a.	Modelado del sistema	64
4.4.	Topología completa convertidores dc/dc a implementar	66
5.	Estrategia MTPA y FW en IPMSM	68
5.1.	Implementación estrategia MTPA	69
5.2.	Estrategia Debilitamiento de campo (Field-Weakening)	70
5.2.0.a.	Límites de operación	73
6.	Resultados de simulación	76
6.1.	Control de torque con enlace DC ideal	76
6.2.	Esatregia de campo debilitado con enlace DC ideal	78
6.3.	Control de torque con accionamiento completo	80
6.4.	Campo debilitado con accionamiento completo	84
6.5.	Implementación del FTP75	86
7.	Resultados experimentales preliminares	93
7.1.	Plataforma de trabajo	93
7.1.1.	Resultados experimentales preliminares	96
8.	Conclusiones	102
A.	Breve resumen de fasores espaciales	104
B.	Principios variacionales y ecuaciones de Euler-Lagrange	106
B.1.	Aspectos energéticos en PMSM	110
Bibliografía		112

Índice de Figuras

2.1.	<i>Tiristor.</i>	8
2.2.	<i>GTO.</i>	9
2.3.	<i>Comportamiento ideal y real de un GTO durante el apagado.</i>	10
2.4.	IGCT de ABB.	11
2.5.	<i>Tipos de configuración de IGBT.</i>	12
2.6.	Encendido IGBT	12
2.7.	Encendido IGBT	14
2.8.	<i>Comportamiento de la corriente de fase para ángulo de α entre 0° y 180°.</i>	15
2.9.	Encendido IGBT	16
2.10.	Encendido IGBT	16
2.11.	Proceso de conmutación forzada	17
2.12.	<i>Comportamiento de la corriente de fase para ángulo de α entre 180° y 360°.</i>	17
2.13.	PWM CSI	18
2.14.	SHE	19
2.15.	TPWM	20
2.16.	Diagrama estados CSI	21
2.17.	TPWM	22
2.18.	Pulsos PWM en CSI	23
2.19.	Corriente i_w	24
2.20.	FFT Corriente i_w	24
2.21.	Diagrama de SPWM	25
2.22.	Corriente i_w con SPWM	26
2.23.	FFT de i_w con SPWM	26
2.24.	Topologías MCSC	27
2.25.	Topología Single-rating	28
2.26.	Topología Multi-rating	28
2.27.	Topología Puente H en paralelo	29
2.28.	Topología Buck-Boost	29
2.29.	Topología Čuk	30
2.30.	Topología Celdas inductivas	30

2.31.	Topología CSI MMC	31
3.1.	Diagrama de Bode LC con resistencia serie	34
3.2.	Esquema de control sistema LC	35
3.3.	Esquema de control sistema LC con damping serie	36
3.4.	Diagrama de Bode LC con resistencia serie virtual	36
3.5.	Diagrama de control PMSM	38
3.6.	Diagrama vectorial single-rated de 5 niveles	40
3.7.	Ejemplo de efecto en conmutación	40
3.8.	Segundo ejemplo de efecto en conmutación	41
3.9.	Cambio de coordenadas para SVM	42
3.10.	Selección de estados	43
3.11.	Selección de estados	46
3.12.	Selección de estados	46
4.1.	Densidades de potencia y energía por unidad de masa.	48
4.2.	Batería de Groove.	48
4.3.	PEMFC.	49
4.4.	Efecto doble capa.	51
4.5.	Circuito equivalente celda PEM.	53
4.6.	Curva tensión v/s corriente.	53
4.7.	Diseño esquemático de supercondensador.	55
4.8.	Esquema interconexión y control de dispositivos de energía.	56
4.9.	Ejemplo tipos de pasividad	57
4.10.	Estabilidad según Lyapunov	60
4.11.	Conjuntos invariantes	61
4.12.	Péndulo	61
4.13.	Topología de convertidores utilizados.	65
4.14.	Topología de convertidores utilizados para integrarse a CSI.	67
4.15.	Modulación unipolar	67
5.1.	Curva MTPA	70
5.2.	Campo debilitado	71
5.3.	Estrategia para campo debilitado	72
5.4.	Diagrama fasorial CSI	74
5.5.	Lugar Geométrico de la corriente	74
6.1.	Maqueta a implementar	76
6.2.	Simulación corrientes d y q en estrategia MTPA	77
6.3.	Simulación corrientes abc en estrategia MTPA	77
6.4.	Corriente a la salida del inversor	78
6.5.	Simulación corrientes d y q en campo debilitado	78
6.6.	Simulación corrientes abc en campo debilitado	79
6.7.	Simulación tensiones en campo debilitado	79
6.8.	Corrientes d y q bajo esquema completo	80
6.9.	Tensiones línea-línea considerando accionamiento completo.	81
6.10.	Corriente de la fuente emulando FC	82
6.11.	Tensión en enlace DC	82
6.12.	Corrientes involucradas en el supercondensador	83

6.13.	Corrientes en enlace DC	83
6.14.	Corrientes en la máquina, considerando FW y accionamiento completo	84
6.15.	Corrientes a la salida del inversor CSI , considerando FW y accionamiento completo.	84
6.16.	Tensiones línea-línea considerando accionamiento completo y campo debilitado.	85
6.17.	Corrientes en enlace DC en zona de campo debilitado	86
6.18.	Curva FTP75	87
6.19.	Diagrama de cuerpo libre	87
6.20.	Curvas de referencia de la primera parte del FTP75.	88
6.21.	Variables de terminales en la entrada y salida del inversor.	89
6.22.	Variables corrientes de convertidores dc/dc y tensión del enlace DC.	90
6.23.	Curvas de referencia de la primera parte del FTP75.	90
6.24.	Variables de terminales en la entrada y salida del inversor.	91
6.25.	Variables corrientes de convertidores dc/dc y tensión del enlace DC.	92
7.1.	Virtual implementación de laboratorio	93
7.2.	Equipo MicroLabBox	94
7.3.	Drivers para la implementación	94
7.4.	Tarjeta para comunicación mediante fibra óptica.	95
7.5.	Supercondensador LSMtron	95
7.6.	Supercondensador LSMtron	95
7.7.	Celda de combustible HyPM15HD	96
7.8.	Implementación inversor multinivel de corriente.	96
7.9.	Prueba experimental de Filtro de Kalman para estimación de posición y velocidad.	99
7.10.	Corrientes experimentales de la máquina en coordenadas dq.	99
7.11.	Velocidad mecánica experimental.	100
7.12.	Corrientes experimentales de la máquina.	100
7.13.	Tensiones de línea experimentales.	101
7.14.	Corrientes de entrada del inversor fuente de corriente.	101
A.1.	Fasor espacial	104
B.1.	Trayectorias en el espacio	108

Nomenclatura.

x	: Valor temporal o variable.
x^*	: Valor de referencia.
x_d	: Valor deseado.
$\mathbf{x}$	: Fasor espacial.
$\mathbf{x}^*$	: Conjugado del fasor espacial $\mathbf{x}$.
$\mathbf{X}$	: Cantidad tensorial. Transformación lineal.
$\Re\{\mathbf{x}^*\mathbf{y}\}$	: Producto escalar entre los fasores espaciales $\mathbf{x}$ y $\mathbf{y}$.
$ \mathbf{x} $	: Norma del fasor espacial $\mathbf{x}$.
$\Im\{\mathbf{x}^*\mathbf{y}\}$	: Producto vectorial entre los fasores espaciales $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$.
Σ_e	: Subsistema eléctrico.
Σ_m	: Subsistema mecánico.
t_f	: Tiempo de caída.
t_{tail}	: Tiempo de cola.
T_1	: Tiempo de aplicación de estado activo.
T_2	: Tiempo de aplicación de estado activo.
T_0	: Tiempo de aplicación de estado cero.
Q_{GE}	: Carga eléctrica entre gate y emisor.
Q_{CE}	: Carga eléctrica entre colector y emisor.
α	: Ángulo de disparo.
T_{aux}	: Tiristor auxiliar.
S_x ; con $x=1,2,...,6$	: Señal de conmutación para semiconductor.

IDA-PBC	: Interconnection Damping Assignment Passivity Based Control.
AC	: Alternating Current.
DC	: Direct Current.
H_2	: Molécula de hidrógeno.
O_2	: Molécula de oxígeno.
e	: Electrón.
V_{AK}	: Tensión de ánodo-cátodo.
V_{DC}	: Tensión en el enlace DC.
I_L	: Corriente de conducción.
I_{dc}	: Corriente en el enlace DC.
i_w	: Corriente instantánea a la salida del convertidor fuente de corriente.
DSP	: Digital Signal Processor.
VSI	: Voltage Source Converter.
FPGA	: Field Programmable Gate Array.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Array.
AFPM	: Axial Flux Permanent Magnets Machine/ Máquina de Flujo Axial de Imanes Permanentes.
PMSM	: Permanent Magnet Synchronous Machine/ Máquinas de Imanes Permanentes.
PWM	: Pulse-Width Modulation.
SVM	: Space Vector Modulation.
CSI	: Current Source Converter.
PI	: Proportional and Integrative.
R	: Resistencia eléctrica.
C	: Parámetro concentrado capacitivo.
L	: Parámetro concentrado inductivo.

Resumen

El siguiente trabajo de investigación tiene por objetivo implementar un convertidor multinivel de fuente de corriente y, a su vez, demostrar que es factible -al menos desde el punto de vista técnico- utilizar en accionamientos eléctricos de velocidad variable orientado hacia electromovilidad. Para ello, se implementará un algoritmo de modulación vectorial que, además, debe procurar el balance de las corrientes de entrada del inversor. El accionamiento a implementar utilizará una celda de combustible del tipo PEM y supercondensador, como dispositivos de almacenamiento de energía, además de sus respectivos convertidores para adaptar los diferentes niveles de tensión. Por otra parte, los lazos de control de este trabajo son de carácter híbrido, compuesto por un controlador IDA-PBC, y otro de carácter lineal donde, además, los resultados consideran la utilización de una estrategia de MTPA y campo debilitado en la máquina eléctrica. Finalmente, la implementación de lo anterior se realizará en las dependencias del Laboratorio de Ingeniería Eléctrica del Campus San Joaquín de la Universidad Técnica Federico Santa María.

Abstract

The following research work aims to implement a current source multilevel converter and, in turn, demonstrate that it is feasible - at least from a technical point of view - to use it in variable speed electric drives oriented towards electromobility. For this, a vector modulation algorithm will be implemented which, besides, must ensure the balance of the inverter input currents. The drive to be implemented will use a PEM-type fuel cell and supercapacitor, as energy storage devices, in addition to its designated converters to adapt the different voltage levels. On the other hand, the control loops in this work are of a hybrid nature, composed of an IDA-PBC controller, and another of a linear nature where, besides, the results consider the use of an MTPA strategy and a weakened field in the electrical machine. Finally, the implementation mentioned was carried out in the Electrical Engineering Laboratory on Campus San Joaquín at Universidad Técnica Federico Santa María.

Introducción

EN la última década la atención sobre el uso de vehículos eléctricos ha crecido de parte de entidades gubernamentales, académicas, fabricantes de vehículos y usuarios. Asimismo, esta tecnología ha avanzado: desde modelos híbridos, que mezclan motor a combustión y eléctrico, hasta la tendencia actual, que considera la utilización de celdas de combustibles más elementos almacenadores de energía [1], cuestión que se analizará en profundidad en esta investigación. Ahora bien, la tecnología de vehículos con celda de combustible tiene una presencia acotada en el mercado, con menos de 300.000 unidades en el mundo, según lo reportado en [2]. Es así como los elevados costos, la vida útil, los niveles de potencia, seguridad e infraestructura de recarga que requiere el uso de la tecnología de celda de combustible, han retrasado su popularidad [3], no obstante, con incentivos gubernamentales y estrategias comerciales, se logrará una inserción exitosa en el mercado y una rápida aceptación de la ciudadanía [4].

A medida que la potencia del vehículo aumenta, se justifica el uso de la celda de combustible por sobre el de baterías, debido a que la densidad de energía de esta última es menor. Además, la disponibilidad de un vehículo impulsado por hidrógeno es mayor dado los tiempos de recarga asociados; horas en el caso de las baterías, sin considerar la carga rápida, y de minutos en el caso del hidrógeno. En esta línea, en [5] se propone un estudio sobre vehículos de carga mediana y pesada (*medium* y *heavy duty*) en donde se concluye que para un régimen de operación idéntico al que operan con motor a combustión, se logra satisfacer los requerimientos energéticos e incluso mejorar la eficiencia del tren de propulsión, debido al uso de motores eléctricos. En la misma publicación señalada, los autores concluyen que el almacenamiento de hidrógeno también permite aprovechar significativamente el espacio que existe detrás de la cabina y debajo del chasis de camiones y vehículos *medium* y *heavy duty*.

Si consideramos entonces vehículos de mayor potencia, por ejemplo en aplicaciones mineras, resulta interesante estudiar los requerimientos energéticos de los vehículos que en la actualidad operan con motores a combustión, baterías o conectados a la red eléctrica. Por esta razón, la introducción de la celda de combustibles en el sector minero, es un aspecto a desarrollar en Chile,

tanto a nivel de producción como de consumo de hidrógeno. Ejemplo de lo anterior, es que en el año 2018 se aprobaron fondos públicos de parte de CORFO, con el fin de financiar el proyecto “Electromovilidad Minera mediante Celdas de Combustible” cuyo objetivo principal es desarrollar soluciones que logren viabilizar de manera técnica y operativa la adaptación de vehículos de transporte utilizados en minería, desde su actual condición de operación mediante el uso de combustible diésel, hacia una con celdas de combustibles.

El objetivo principal del trabajo consiste en implementar una topología fuente de corriente del tipo single-rated, con balance de corriente para que opere con carga rotativa. Como objetivo secundario está la incorporación de la celda de combustible dentro del diseño del tren de propulsión, en conjunto con un segundo dispositivo de almacenamiento de energía, que corresponde al supercondensador.

La hipótesis de este trabajo es que estrategia SVM a implementar en la topología single-rated asegura un balance de corriente en la entrada del convertidor utilizado en un accionamiento de velocidad variable.

Por su parte, la metodología a aplicar corresponde al modelamiento matemático del sistema eléctrico para el desarrollo de estrategia de control y desarrollo de prototipo de laboratorio para su posterior validación experimental.

Dado lo anterior, este trabajo se propone demostrar la viabilidad de implementar un accionamiento eléctrico diferente a lo que comercialmente existe [6] y que apunta hacia vehículos de mayor potencia, tratando de incorporar dispositivos más compactos, eficientes y confiables. El trabajo se centra principalmente en la topología single-rated para convertidores fuente de corriente y considera un sistema de potencia de 5kW, con el objetivo de poder operar una maqueta en laboratorio del mismo nivel de potencia.

El contenido del presente documento se distribuye en ocho capítulos, donde seis consideran un marco teórico a nivel de semiconductores, controladores lineales y no lineales, dispositivos de almacenamiento, simulaciones y resultados experimentales de carácter parcial. El capítulo 2 considera aspectos generales del convertidor fuente de corriente, mencionando la tecnología existentes en semiconductores, esquemas de modulación y topologías multinivel de interés de investigación actual. En el capítulo 3 se realiza un análisis del controlador lineal en el lado de la carga rotativa y que involucra al convertidor fuente de corriente. En el capítulo 4 se analiza los dispositivos de almacenamiento de energía a implementar y el control no lineal mediante IDA-PBC para el control de la potencia instantánea del dispositivo. Con respecto al capítulo 5, este menciona aspectos de la estrategia Máximo torque por unidad de Amper y Zona de campo debilitado aplicados sobre la máquina de imanes permanentes, además de las limitaciones involucradas por el convertidor fuente de corriente. En los capítulo 6 y 7, se muestran los resultados de simulación y experimentales, respectivamente. Finalmente, en el capítulo 8, se mencionan las conclusiones del trabajo y posible trabajos futuros.

Convertidor fuente de corriente

2.1. Generalidades

EL convertidor tipo fuente de corriente corresponde a un dispositivo que busca transformar una corriente continua a una alterna o viceversa, emulando una red con un equivalente de Norton cuya impedancia sea infinita (que en el caso de una fuente de un convertidor fuente de tensión la impedancia de Thevenin debe ser cero, idealmente) ocupando como elemento almacenador de energía, una inductancia. Para llevar a cabo la tarea de cambiar la frecuencia de la corriente (de una etapa *DC* a una *AC*) deben utilizar semiconductores, los cuales deben ser conmutados de manera tal que la corriente en el enlace *DC* y en el lado alterno se mantengan independientes de la carga conectada.

Dependiendo de la forma en que sean conmutado los semiconductores, es posible clasificar los convertidores en general, existiendo tres posibilidades:

- Conmutación natural: se presenta cuando la red eléctrica o carga a la cual haya sido conectado el convertidor facilita el apagado y encendido de los semiconductores. Caso típico corresponde a un puente trifásico tiristorizado, donde su comportamiento ideal sólo permite que cada fase conduzca como máximo 120° eléctricos.
- Conmutación forzada: el encendido y apagado de los dispositivos semiconductores se realiza a una frecuencia mayor comparada a la del sistema, siendo desde decenas de veces mayor hasta miles de veces (por ejemplo 500Hz a 50kHz). Normalmente se ocupan estrategias de modulación *PWM*. Ejemplo típico de esto corresponde a una topología provista de *GTOs* (tiristores del Gate-turn-off) y de IGBTs.
- Resonantes y cuasi-resonantes: tanto el encendido como el apagado de los semiconductores se realiza cuando la corriente y/o tensión pasa por cero. Lo que se busca con esta forma es

lograr reducir las pérdidas por conmutación en los semiconductores. Típica aplicación se haya en topologías para hornos de inducción.

De los escenarios mencionados, en el presente trabajo se hará énfasis en la segunda categoría. Se harán comentarios sobre la primera categoría, dada su importancia a nivel de convertidores en topologías fuente de corriente. Las estrategias resonantes no serán estudiados, ya que no presentan especial interés en accionamiento de vehículos eléctricos a nivel de tracción.

A pesar de que el principal foco del presente trabajo yace en tracción eléctrica junto con la integración de la tecnología de celdas de combustible, el uso de los convertidores tipo fuente de corriente es diverso, siendo ampliamente utilizados en accionamiento de alta potencia (desde los cientos de kW en adelante) [7]. A pesar de lo anterior, en la actualidad ha ido ganando interés en aplicaciones de menor orden de potencia como lo son compensación de reactivos, filtros armónicos, almacenamiento energético en equipos magnéticos superconductores (denominado *SMES* por sus siglas en inglés de *superconducting magnet energy storage*), entre otros.

Dado que su uso se ha centrado en aplicaciones de alta potencia, donde la respuesta dinámica no es prioritaria sino más bien la eficiencia del accionamiento, a los semiconductores se les somete a frecuencias de conmutación del orden de los cientos de Hertz [7]. Esto normalmente implica la utilización de una inductancia en el enlace DC de tamaño considerable lo cual tiene un impacto directo en la dinámica del sistema. La lenta conmutación de los semiconductores (comparada con las topologías fuente de tensión y que se describe en el capítulo 6, sección 2 de [8]) provoca un valor elevado en el THD de corriente, lo que se traduce en la búsqueda de algoritmos que logren reducir el orden de magnitud de ciertas sub-armónicas [7] que podrían traducirse en problemas de oscilación de torsión en accionamiento de máquinas rotativas o excitaciones de modos naturales del subsistema mecánico del mismo accionamiento [9]. Por lo tanto, en accionamientos de elevada potencia, la frecuencia de conmutación es crítica y utilizar esquemas de modulación *PWM* siempre estará sujeta a un aumento en la pérdidas de conmutación.

A partir de lo expuesto, la utilización de una fuente de corriente estará involucrada en un *trade-off* entre eficiencia y dinámica del accionamiento. En este mismo sentido, la utilización de una topología fuente de corriente en accionamientos con potencia del orden de las decenas de kW las pérdidas por conmutación podrían no ser críticas y la utilización de esquemas de modulación de alta frecuencia (en el orden de magnitud de los kHz) podría resultar una alternativa que compita con la fuente de tensión en términos de respuesta dinámica, pudiendo además reducir el valor de la inductancia equivalente del enlace DC. Dentro de este contexto, se vuelve importante señalar las ventajas que presenta el uso de una topología fuente de corriente (de ahora en adelante CSI) frente a una del tipo fuente de tensión (de ahora en adelante VSI) y que corresponden al hecho de poseer una protección adecuada frente a cortocircuito y una bajo valor de dv/dt lo que se traduce en un accionamiento más amigable desde el punto de vista de la carga rotativa, quedando el devanado de estator expuesta a un menor estrés que pueda deteriorar la aislación [10] (capítulo B2, sección 2).

Para llevar a cabo la correcta implementación de un convertidor CSI se requiere una selección adecuada de los semiconductores existentes en el mercado, conociendo sus ventajas y desventajas. Dentro de las opciones, se hayan las utilizadas en accionamiento de potencia elevada (del orden de los MW) como los *GTOs* y sus predecesores los *IGCTs*, pero también se cuenta con las nuevas tecnologías de *RB-IGBT* que busca aprovechar las ventajas del conmutación del *IGBT* junto con

el aumento en la capacidad bloqueo en sentido contrario de la corriente (denominado en inglés como *reverse blocking*) [11].

2.2. Semiconductores para CSI

En la actualidad existen diversos dispositivos disponibles para topologías *CSI*, clasificados según rango de potencia, estrategia de conmutación y carga conectada (según aplicación) [7]. Tal como se mencionó, las topologías de fuente de corriente han estado principalmente enfocadas a accionamientos de elevada potencia donde es más importante el rendimiento que la respuesta dinámica, por lo que normalmente en aplicaciones de elevada corriente (hasta 5 kA), el candidato óptimo de semiconductor a utilizar en el convertidor corresponde al tiristor [10] (capítulo A3, sección 1). Con el paso del tiempo, se ha podido implementar semiconductores de conmutación forzada de alta capacidad de corriente como los *GTOs* y que de a poco se han ido reemplazando por su versión mejorada conocida como *IGTCs* [12], siendo una tecnología que ya han alcanzado madurez y ha permitido alcanzar niveles de corriente en el orden de los miles de *Ampers* ($3,3\text{ kA}$), con un diseño compacto. Por otro lado, se ha tratado de utilizar dispositivos clásicos de los *VSI*, como los *IGBTs* dado su desempeño en modulaciones *PWM*, siendo una tecnología reciente y que aparece como candidato óptimo para *CSI*.

Las ventajas y desventajas de los dispositivos semiconductores será descrita a continuación y para luego dar paso a un resumen de las principales ventajas y desventajas de los dispositivos disponibles en el mercado, con lo que se podrá seleccionar el semiconductor a utilizar en este trabajo de tesis.

2.2.1. Tiristor

Este dispositivo forma parte de la familia denominada *SCR* o rectificador controlado de silicio. En particular, los tiristores no poseen capacidad de apagado controlada y su encendido se realiza mediante la inyección de un pulso de corriente por un corto período, por su terminal denominado *gate* (ver Figura 2.1). El dispositivo en cuestión sólo deja de conducir cuando la corriente que circula entre ánodo y cátodo tiende a cambiar de polaridad.

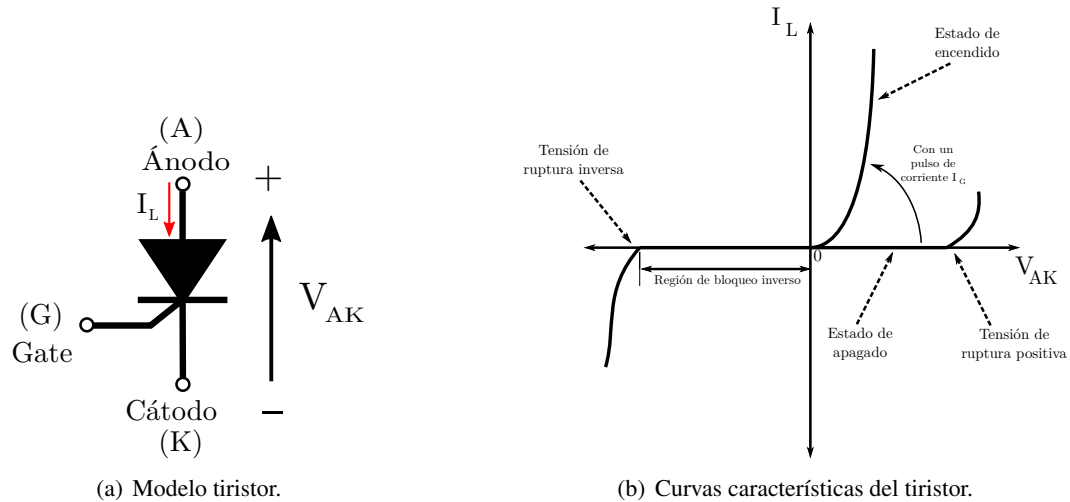


Figura 2.1: Tiristor.

Cuando el tiristor se polariza al inversa, puede fluir una corriente de fuga en sentido contrario, siempre y cuando la tensión entre ánodo y cátodo sea menor al valor de ruptura. El rango de tensiones entre cero y el valor de ruptura se denomina región de bloqueo opuesta. También existe un valor de ruptura y que una vez que se supera el tiristor comienza a conducir corriente desde ánodo a cátodo a pesar de no haber recibido un pulso de corriente en el gate. Típicamente estos niveles de tensión de ruptura, tanto positiva como negativa son casi iguales, dándole una característica de simetría al tiristor.

De acuerdo a lo indicado en [10] (capítulo A3 sección 3), existen tres tipos de clasificar a los tiristores:

- *Controlado por la conmutación de la línea alterna:* Tal como su nombre lo indica, el apagado del semiconductor queda determinado por el semiciclo negativo de la red alterna a la cual esté conectada el semiconductor. Normalmente se busca que la tensión en los terminales del tiristor mientras conduce, sea pequeña para reducir pérdidas y poder soportar elevados valores de corriente y poseer elevadas tensiones de bloqueo simétricas (en el orden de los kV). Como desventaja, se tiene que el tiempo de apagado aumenta hasta en $200\mu s$.
- *Rápidos:* Se caracterizan por poseer un tiempo de apagado en el orden de las decenas de microsegundos, pero con una capacidad de corriente reducida. Su principal aplicación yace en inversores y manejo de corriente continua, condición que afecta principalmente su apagado, dado que no existe un apagado natural del semiconductor. Esto conlleva la debida utilización de equipos para forzar una conmutación.
- *Asimétricos:* Cuando la capacidad de bloqueo de los tiristores no es relevante, por lo que el uso de diodos en antiparalelo se puede recurrir a estos componentes que son mucho más rápidos que los mencionados, llegando a $8\mu s$ como tiempo de apagado y a una tensión inversa de bloqueo máxima de $15V$.

2.2.2. GTO

Este dispositivo recibe el nombre por "*gate-turn-off*" y corresponde a un componente de la familia de los *SCR* y que a diferencia del tiristor, posee la capacidad de ser apagado con la aplicación de una tensión negativa entre el *gate* y el cátodo. Esta tensión de apagado, debe mantenerse un tiempo suficiente, tal que se produzca una corriente negativa durante el tiempo de apagado del semiconductor y que al igual que el caso del tiristor, es del orden de los microsegundos. Normalmente, la magnitud de dicha corriente es la tercera parte de la que circula desde el ánodo al cátodo (ver Figura 2.2).

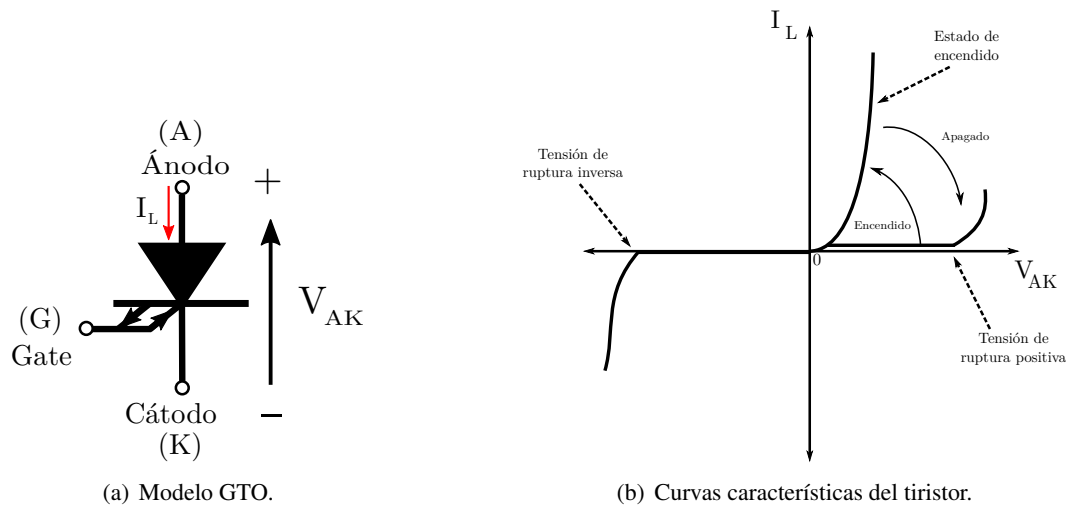


Figura 2.2: GTO.

La tensión entre ánodo y cátodo presente en el *GTO* durante el estado de conducción es mayor al de la tiristor, tal como se aprecia en la Figura 2.2.b, lo cual limita su capacidad de corriente si es que se compara con el tiristor. A pesar de lo anterior, es capaz de bloquear elevadas tensiones (en ambos sentidos) y además su tiempo de apagado es pequeño, lo cual lo vuelve útil en aplicaciones en donde se necesite alta corriente, elevadas tensiones y una frecuencia de conmutación bajo los 2kHz .

Un aspecto importante a mencionar es que se necesita una corriente elevada que circule por el *gate*, junto una dinámica rápida que permite reducir pérdidas por la conmutación, durante el apagado del semiconductor. Bajo ese escenario, la corriente que circula entre ánodo-cátodo decae más rápido que el crecimiento de la tensión V_{AK} . Bajo cargas inductivas, se puede someter al semiconductor a sobretensiones, que podrían dañar al *GTO* (ver Figura 2.3), siendo esto la principal desventaja del dispositivo. Para contrarrestar lo anterior, se sugiere utilizar *snubbers* que actúan como filtros en la tensión, lo que se traduce en una mayor inversión a la hora de utilizar al *GTO* como componente de un inversor en una carga rotativa.

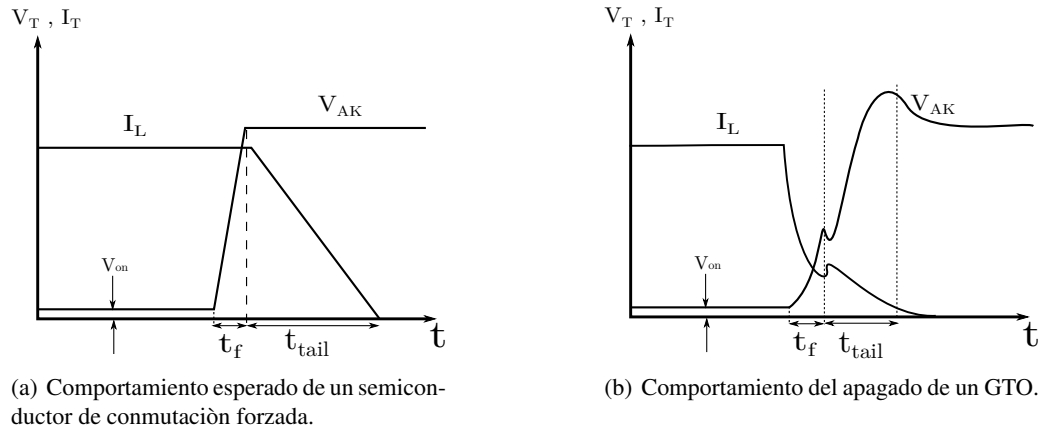


Figura 2.3: *Comportamiento ideal y real de un GTO durante el apagado.*

2.2.3. IGCT

Este dispositivo fue introducido en la década de los 90s por la empresa *ABB* [12] y que buscaba ser una solución a los problemas del *GTO*, en especial al conjunto de elementos adicionales como el uso de *snubbers* y tiempo de apagado. Su nombre corresponde a una sigla, donde sus iniciales hacen mención a *integrated gate commutated thyristor* y son usados principalmente en accionamientos modernos en reemplazo de los *GTO* para instalaciones de media tensión [7].

El dispositivo se puede activar, inyectando en el *gate* una corriente que permita que la corriente fluya entre el ánodo y el cátodo. Una vez encendido, la corriente está determinada solo por el circuito externo. La tensión entre ánodo y cátodo en estado de conducción es, típicamente 3V para un dispositivo clasificado de 4500V. El apagado puede lograrse polarizando inversamente el principal circuito de potencia, o más normalmente extrayendo la corriente del *gate*.

El encendido se inicia mediante la aplicación de una corriente positiva en el *gate*, típicamente 100A. Se pueden usar corrientes de compuerta más bajas, pero esto aumenta el tiempo de encendido y los límites di/dt . Una vez que se inicia la conducción, la corriente de compuerta puede reducirse a un valor de unos pocos amperios.

Para apagar el dispositivo se debe extraer la carga del *gate* de manera tal que las pérdidas en el semiconductor disminuyan y evitar la instalación de circuitos *snubbers*. La nueva tecnología en los *IGCT* poseen una baja inductancia parásita en el *gate* (dado que el circuito del control yace integrado en el dispositivo, tal como se muestra en la Figura 2.4) y requiere tensiones de 10V para satisfacer los requerimientos de di/dt y con ello la potencia requerida de la circuitería del driver [13].



(a) Modelo de IGCT de ABB.

Figura 2.4: IGCT de ABB. Extraído de [12].

En la actualidad existen *IGCTs* que se utilizan en tensiones de $6,5\text{ kV}$ y son capaces de admitir corrientes de hasta 3 kA , aunque es importante señalar que los *IGCT* no son capaces de interrumpir esos niveles elevados de corriente por control sobre la corriente en el gate. Como frecuencia de conmutación se pueden utilizar hasta 2 kHz .

Al igual que el caso de los tiristores existen *IGCTs* que poseen la característica de simetría en cuanto a bloqueo de tensiones, lo que los vuelve ideales para *CSI*. Lo anterior permite reducir tamaños y necesidad de refrigeración, volviendo más confiable, además del hecho de que pueden ser utilizados de manera modular y se requieren menos componentes por módulo, comparado con los *GTO*, dado que no se requeriría circuitos *snubbers*. Esta tecnología queda reservada a accionamientos de alta potencia en media tensión, por lo que accionamiento de potencia reducida es difícil de implementar en aplicaciones menores a 250 kW .

2.2.4. RB-IGBT

Este dispositivo consiste en incorporar una capa adicional de semiconductores dopados, con un método de fabricación similar a la que se utiliza en la fabricación de tiristores. Esto permite aumentar la capacidad de bloqueo del *IGBT*, dado que éste no es capaz de impedir una conducción inversa. Existe también una variante que busca utilizar un *IGBT* en serie con un diodo, tal como se muestra en la Figura 2.5.c, pero esto aumenta las pérdidas en estado de conducción [14].

Para entender mejor el comportamiento del *RB-IGBT* (ver Figura 2.5.b), se requiere conocer las ventajas de los *IGBT*. La sigla proviene del inglés y significa *insulated gate bipolar transistor*. Dichos dispositivos han sido utilizados ampliamente en inversores debido a su sencilla conmutación tanto en encendido y apagado a grandes frecuencias (50 kHz), drivers de baja potencia, tamaño compacto y modular, tensiones máximas de $6,5\text{ kV}$ y corrientes en el orden de los kA . Una de las desventajas yace en la tensión entre colector-emisor cuando el dispositivo está en conducción y que es mayor a la que aparece en los *MOSFET*.

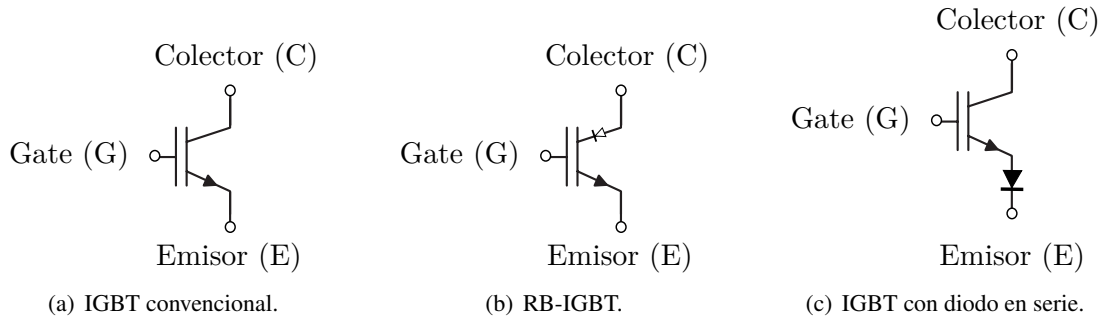
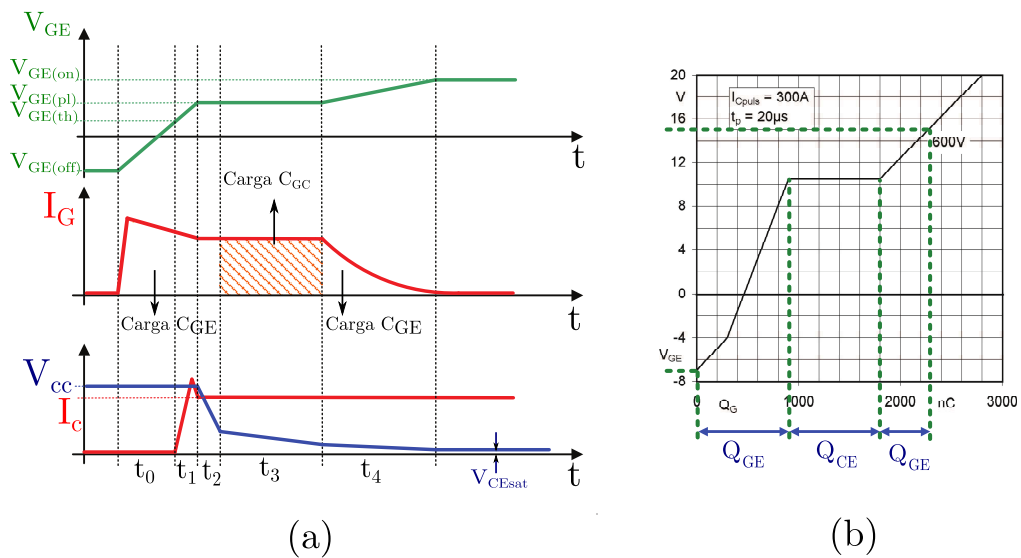


Figura 2.5: Tipos de configuración de IGBT.

Para comprender el comportamiento de encendido y apagado de un IGBT se adjunta la Figura 2.6, aquí se aprecia la dinámica asociada al encendido y apagado. En dicha figura se observa distintos intervalos tiempos, lo cuales tiene como objetivo dar a conocer en detalle la dinámica de encendido y apagado de los semiconductores: t_0 corresponde al tiempo donde la corriente del gate I_G carga al condensador C_{GE} hasta alcanzar el valor de umbral mínimo (threshold), bajo ese nivel el IGBT no entra en conducción por lo que la corriente de carga I_C es cero y la tensión V_{CE} se mantiene como V_{CC} . En el intervalo t_1 se supera el umbral y la conducción comienza, por su parte la corriente en la carga supera el valor en estado estacionario, debido al efecto de la corriente de recuperación del diodo volante, la cual se suma a la corriente de carga. Para el intervalo t_2 , la tensión entre colector y emisor comienza a reducirse con una dinámica asociada producto de efecto capacitivo entre ambos terminales, por otra parte el efecto del diodo volante desaparece. En el intervalo t_3 , la tensión de colector-emisor sigue disminuyendo, pero la capacitancia entre ambos terminales aumenta, siendo cargado por la corriente I_G . Finalmente el intervalo t_4 , la corriente en el gate cae exponencialmente a causa de un incremento en la carga del condensador C_{GE} , lo que hace que no se siga cargando el condensador C_{CE} y la tensión entre dicho terminales caiga al valor de saturación, el cual es el estado deseado para operar al semiconductor.

Figura 2.6: Dinámica asociada a los IGBTs: (a) Curvas de corriente de en la carga I_C , corriente en el gate I_G y tensión de Gate-Emisor V_{GE} . (b) Variación de la carga según tensión aplicada de gate.

La principal desventaja del uso de este semiconductor, en topologías fuente de corriente, yace en la poca capacidad que presentan frente a tensiones entre colector-emisor negativas, por lo que frente a corriente inductivas no se utilizan sin un diodo en antiparalelo que les permita conducir la corriente en sentido contrario y verse expuestos a tensiones inversas por tiempo prolongados. Además, avances en la fabricación de estos semiconductores han permitido disminuir la energía de apagado, junto con la disminución de la caída de tensión en los semiconductores, lo que se traduce en una disminución de pérdidas al momento de compararlos con la cuarta generación de *IGBTs* [15].

La principal desventaja del *RB-IGBT*, aplicadas en *CSI*, yace en las pérdidas durante el encendido. Estas tienen su principal falencia en la corriente de recuperación de los diodos intrínsecos del semiconductor que deja de conducir y que provoca un aumento en el peak de la corriente del semiconductor que comienza a conducir [11]. Dado que en las topologías tipo fuentes de corriente, se puede reducir la frecuencia de conmutación (comparada con una topología *VSI*), se pueden conseguir un aumento en la eficiencia del sistema [16].

2.2.5. Resumen de características semiconductores

En base a lo expuesto anteriormente y a la información de catálogos de semiconductores se puede establecer la Tabla comparativo 2.1, que busca resumir aspectos relevantes de los tipos de semiconductores para *CSI*

Propiedad y calidad	Tiristor	GTO	IGCT	RB-IGBT
Controlar la conmutación	No	Si	Si	SI
Máxima corriente [A]	5000	2000	3300	85
Máxima tensión [V]	12000	6000	5500	1200
Pérdidas de conmutación	Muy altas	Muy altas	Altas	Bajas
Pérdidas en estado de conducción	Bajas	Medias	Bajas	Medias
Apagado seguro frente a corriente (porcentaje del valor nominal)	No aplica	Pobre (50 %)	Media (70 %)	Excelente (100 %)
Apagado seguro frente a cortocircuito en el lado de carga	Ninguna	Pobre	Pobre	Elevada
Necesidad de circuitos snubbers	Si	Si	No	No
Frecuencias máximas de conmutación	250 Hz	500 Hz	500 Hz	50 kHz
Potencia del driver	Bajas	Alta	Altas	Baja
Complejidad del circuito driver	Bajas	Alta	Altas	Baja
Operación en serie y paralelo	Selección adecuada de los dispositivos	Complejo en serie y paralelo	Fácil en serie. Más complejo en paralelo	Fácil en serie. En paralelo la selección debe ser adecuada

Tabla 2.1:

Tabla resumen con las ventajas y desventajas de los principales semiconductores utilizados en convertidores tipo fuente de corriente.

2.3. Topologías fuente de corriente

Hasta el momento se han mencionado características de los *CSI*, junto con los semiconductores que pueden utilizarse en estos. Por otra parte, al igual que en el caso de las topologías *VSI*, existen esquemas multinivel con *PWM* y modulación vectorial, además de las bien conocidas topologías en donde la carga se encarga de conmutar a los semiconductores y que se denominan *LCI* por sus siglas en inglés.

Como base de estudio, tenemos el uso de un inversor trifásico con tiristores 2.7, donde el apagado de los semiconductores depende de la tensión instantánea de línea aplicada sobre los tiristores.

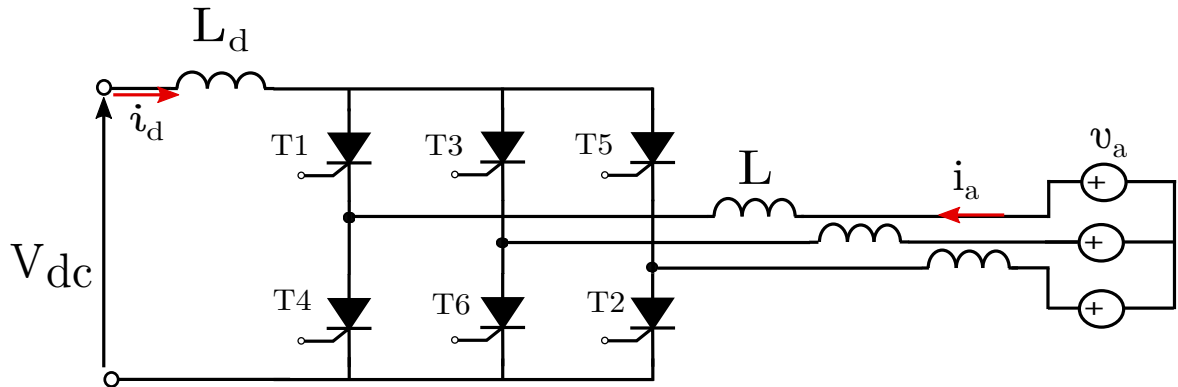
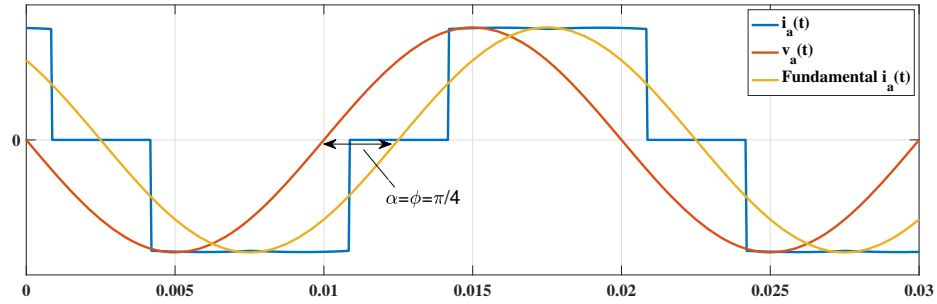
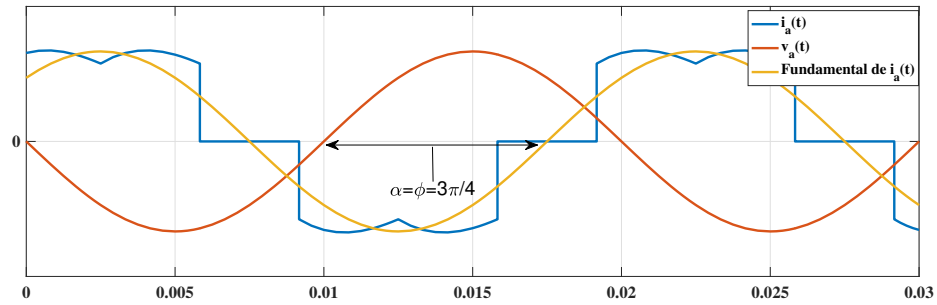


Figura 2.7: Convertidor trifásico de tiristores.

Cada semiconductor puede conducir 120° , pudiendo operar sólo 2 tiristores a la vez. Esto se traduce en armónicos sobre las corrientes de línea, que empobrecen el factor de potencia y en el caso de ser utilizado en una máquina, aumentan las pérdidas y pueden causar momentos oscilatorios. Vale la pena profundizar un poco más en la operación para entender las limitaciones de esta topología, más allá de las armónicos en la corriente.

En la Figura 2.7, se muestra a los tiristores con numeración para indicar el orden en el cual se pueden conmutar. Por otro lado, dependiendo de la potencia o del nivel de corriente i_d necesario, el instante en que cada semiconductor comienza a conducir cambiará, pudiendo estar retrasada la corriente con respecto a la tensión de fase. En base a lo anterior se puede regular la fase de la componente fundamental de la corriente de fase, por lo que a partir de ahora dicho ángulo será referenciado como α y será la referencia para enviar los pulsos a los tiristores.

Dependiendo del ángulo el flujo de potencia puede ir desde el enlace *DC* hacia la fuente de tensión alterna o al revés. Lo anterior queda reflejado en el desfase de la componente fundamental de la corriente mostrado en la Figura 2.8 con respecto a la tensión de fase, basado en la referencia de la Figura 2.7.

(a) Situación con $\alpha = \pi/4$.(b) Situación con $\alpha = 3\pi/4$.Figura 2.8: Comportamiento de la corriente de fase para ángulo de α entre 0° y 180° .

En la Figura 2.8.a el ángulo α es menor a 90° , por lo que el flujo de potencia va hacia el enlace *DC*, mientras que en la Figura 2.8.b la potencia va hacia la red. Se puede extender el análisis entre ángulo de 0° y 180° y llegar a la conclusión de que para ángulo menores a 90° , el convertidor se comporta como un rectificador controlado, mientras que para $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ el comportamiento es de un inversor. En ambas situaciones, el convertidor requiere potencia reactiva siendo una de sus principales desventajas desde el punto de vista de control de máquinas eléctricas, en especial la máquina de inducción.

Para ángulos de α mayores a 180° , no es posible operar de forma normal al convertidor y se requerirá de elementos adicionales que fuercen la conmutación de los semiconductores, tema que será revisado en la siguientes subsecciones.

2.3.1. LCI para máquina sincrónica y de inducción

Este tipo de topología ha sido utilizado principalmente en accionamientos con máquinas sincrónicas, debido al requerimiento de potencia reactiva por parte del convertidor tiristorizado, como el mostrado en la Figura 2.9 y que puede ser controlado por la máquina en cuestión controlando la corriente de campo. Dado que no es posible operar el convertidor con técnicas de *PWM*, no es posible asegurar una corriente sinusoidal y que posee el comportamiento similar a lo mostrado en la Figura 2.8, por lo que la presencia de armónicos producirá torque oscilantes y aumento de pérdidas. Dado que los tiristores son capaces de soportar una elevada corriente, su uso queda restringido a accionamientos de potencia elevada, en el orden de las decenas de *megawatts* [7]. Como información adicional, se debe considerar que este accionamiento no tiene la capacidad de

partir por sí misma, ni tampoco puede operar a bajas velocidades, por lo que se recurre al uso de un tiristor auxiliar para provocar una oscilación en la corriente de i_d y que a su vez logre producir pulsos en la alimentación de la máquina para producir un momento acelerante.

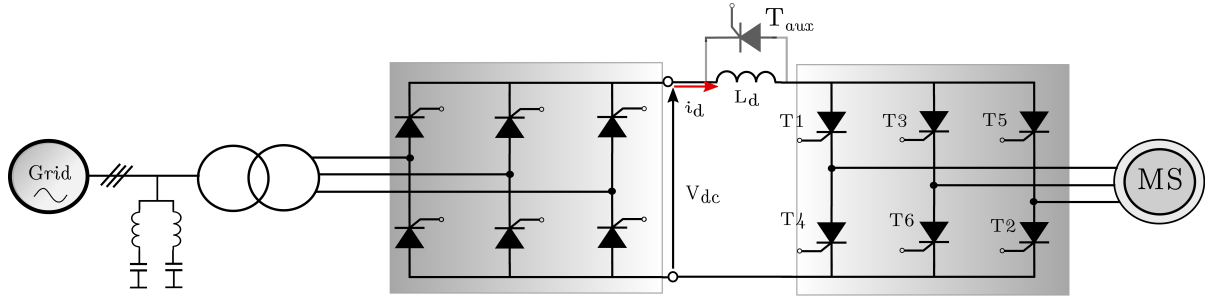


Figura 2.9: Configuración básica de un convertidor LCI para máquinas sincrónicas (MS).

En el caso de una máquina de inducción, el escenario es distinto, dado la inherente necesidad de abastecer de potencia reactiva a la máquina. Para ello la utilización de el convertidor por sí solo no es suficiente y se requerirá equipos adicionales, los cuales consisten en la utilización de condensadores y diodos que permitan forzar la conmutación.

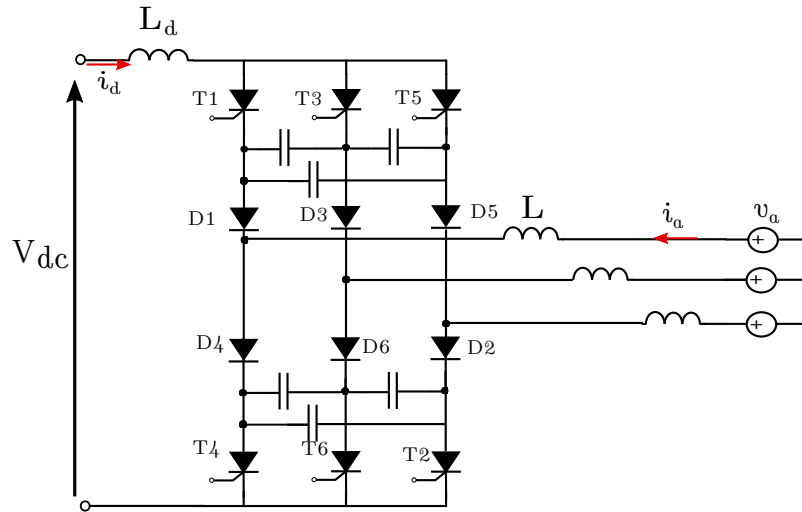


Figura 2.10: Configuración básica de un convertidor LCI de conmutación forzada.

Para comprender la situación, supóngase el escenario en donde el tiristor T_3 conduce y T_2 deja de conducir y se envía el pulso para que T_4 comience a conducir, tal como se muestra en la Figura 2.11, donde además se considera un modelo cuasi-estacionario de la máquina de inducción, compuesta por una inductancia (que busca emular el parámetro inductivo dispersivo) y una fuente de tensión que emula la tensión interna. El diodo D_2 conduce mientras se carga el banco de condensadores y cuando la tensión dicho banco alcanza igual a la tensión v_{ac} , el diodo D_4 comienza a conducir terminando con ello el proceso de conmutación y las fases b y a conducen.

Misma situación se genera cuando se debe conmutar el tiristor T_5 y el diodo D_5 , manteniendo el tiristor T_4 activo y el diodo D_4 . En dicha situación T_3 deja de conducir y entra en operación T_5 , pero al corriente comienza a cargar el condensador hasta que la tensión iguala a v_{ca} y D_5 comienza

a conducir, dejando a las fases c y a activas.

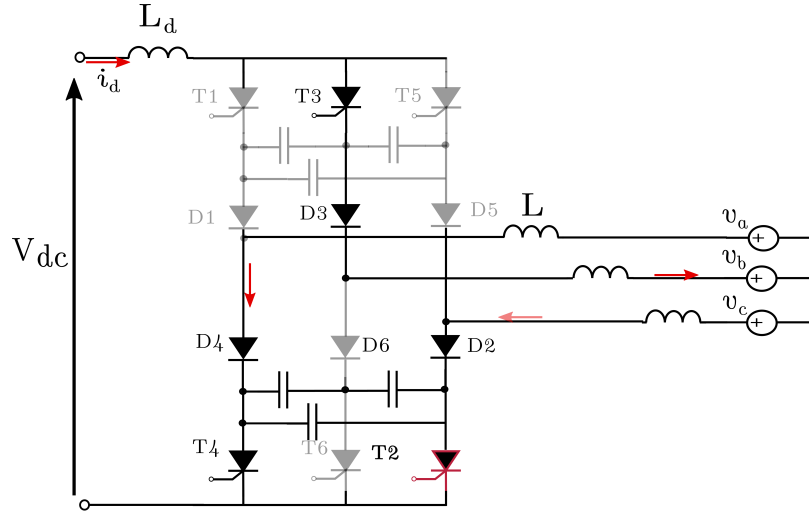
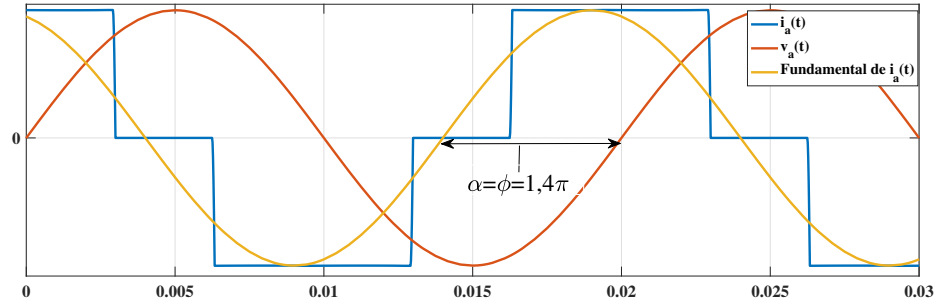
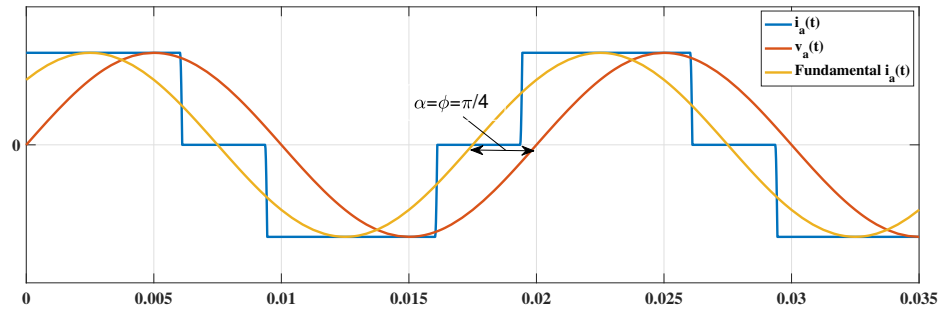


Figura 2.11: Representación del cambio de fase en conducción de una máquina de inducción, cuando el convertidor es tiristorizado.

En base a lo descrito, es posible operar el convertidor tiristorizado para ángulos de fase mayores a 180° y que en el caso del convertidor mostrado en la Figura 2.9 es imposible. En la Figura 2.12 se muestra que es posible conseguir operación como motor ($\alpha = 1,4\pi$) y generador ($\alpha = -\pi/4$).



(a) Situación con $\alpha = 1,4\pi$.



(b) Situación con $\alpha = -\pi/4$.

Figura 2.12: Comportamiento de la corriente de fase para ángulo de α entre 180° y 360° .

2.3.2. PWM para CSI

Para poder utilizar estos convertidores se requiere semiconductores con capacidad de apagado controlada mediante pulsos. Por este motivo se han utilizado *GTOs* y *IGCTs* en la actualidad [7], teniendo en cuenta que son semiconductores adecuados para accionamientos de media tensión y de elevada corriente. En la actualidad, y en accionamientos de potencia en el orden de las decenas de *kW*, se pueden utilizar *RB-IGBTs*.

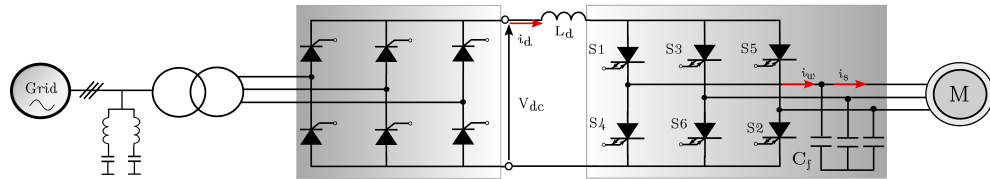


Figura 2.13: Convertidor PWM CSI con GTO a la derecha. Se incorpora el banco de condensadores C_f .

Independiente del semiconductor a utilizar, se requiere el uso de banco trifásico de condensadores como el expuesto en la Figura 2.13 y que cumple la tarea de filtrar las componentes de alta frecuencia producto de la conmutación de los semiconductores y permiten que la corriente que circula por la carga, típicamente inductiva, tenga un camino alternativo y no que se vea forzada a cambiar abruptamente a cero. El valor de dicho condensador es menor a $0,5 p.u$ para frecuencias de conmutación de $400 Hz$.

La topología mostrada en la Figura 2.13, utiliza un rectificador controlado (convertidor de la izquierda) de 6 pulsos. En la industria se prefieren convertidores de 18 a 24 pulsos los cuales utilizan rectificador en serie conectado con transformadores trifásicos de 3 a 4 secundarios con sus respectivos desfases, logrando una mejora en el *THD* de entrada y factor de potencia, lo que permite el uso de dichas topologías en accionamientos de media tensión.

Un aspecto a considerar en el uso de cualquier topología que utilice *PWM*, es el esquema de modulación a implementar. Para el caso de fuentes de corriente, existen 3 principales familias donde la mejora en respuesta dinámica, facilidad en la implementación y reducción de componentes armónicos, las diferencian entre ellas. En cualquier caso, la corriente del enlace *DC* i_d , debe ser continua y la corriente i_w debe estar definida. Lo que en término de restricciones de conmutación se traduce como que siempre deben conducir 2 semiconductores (uno superior y otro inferior), salvo en los instantes de conmutación que es donde transitoriamente 3 semiconductores operan, siempre y cuando uno deja de conducir. En este estado, la corriente depende de la carga y no estará definida por la referencia de i_w .

2.3.2.a. Selective harmonic elimination (SHE)

Corresponde a un método *offline* de modulación en donde se selecciona de manera inteligente la cantidad de pulsos y la separación entre ellos dentro de un ciclo de conmutación. Esto permite seleccionar de manera arbitraria los armónicos de bajo orden en la corriente i_w que desean eliminar, para mejorar la calidad de la corriente i_s o eliminar armónicos que podrían provocar excitación de

frecuencias naturales del subsistema eléctrico o mecánico [9] y [17].

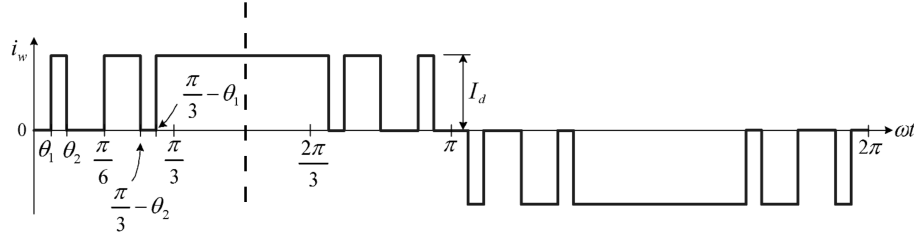


Figura 2.14: Forma genérica de la corriente en la salida del convertidor con SHE. Extraída de [8].

Un ejemplo de la forma de los pulsos de corriente que se logran con la utilización de la estrategia de SHE se muestra en la Figura 2.14. Se aprecia que existe una simetría de cuarto de onda, con 5 pulsos por medio ciclo y donde θ_1 y θ_2 son los valores a seleccionar para alcanzar el objetivo de eliminación de armónicas. Nótese además que existirá un pulso que dure $\theta_2 - \theta_1$ y que posteriormente se deja aplicar pulsos por la misma cantidad de tiempo. Lo mismo ocurre con el pulso que dura $\pi/6 - \theta_2$. Con la forma de la corriente presentada en la Figura 2.14, se logran como máximo eliminar la componente armónica 5 y 7, por lo que a medida que la necesidad de eliminar armónicos crece, la cantidad de pulsos también lo hace y con ello los ángulos a encontrar.

Conociendo la forma general de los pulsos de corriente se puede derivar la expresión de serie de Fourier en función de los ángulos y con ello derivar un sistema de ecuaciones no lineales que permita hallar los ángulos, tal como se indica en [8], capítulo 10, sección 2. Dado que se trata de un sistemas de ecuaciones no lineales, se opta por obtener las soluciones para cada punto de trabajo de manera *offline* y así evitar algoritmos de resolución matemática complejas en el lazo de control.

2.3.2.b. Modulación trapezoidal

Éste método es similar a los métodos de sub-oscilación utilizados en las topologías VSI, pero se diferencia en que durante $\pi/3$ la señal a modular se mantiene en su valor peak y el pulso se mantiene por dicho instante, al hacer cero la señal carrier. Para mantener las restricciones de conmutación, durante el semiciclo negativo la señal carrier se hace cero, tal como se muestra en la Figura 2.15 y que permite visualizar la razón del nombre de la técnica de modulación en cuestión

Como en las técnicas de sub-oscilación convencional, es posible definir un índice de modulación, definido como:

$$m = \frac{\hat{v}_m}{\hat{v}_{cr}} \quad (2.1)$$

Donde $\hat{v}_m$ y $\hat{v}_{cr}$ son los valores peak de la señal a modular y carrier, respectivamente.

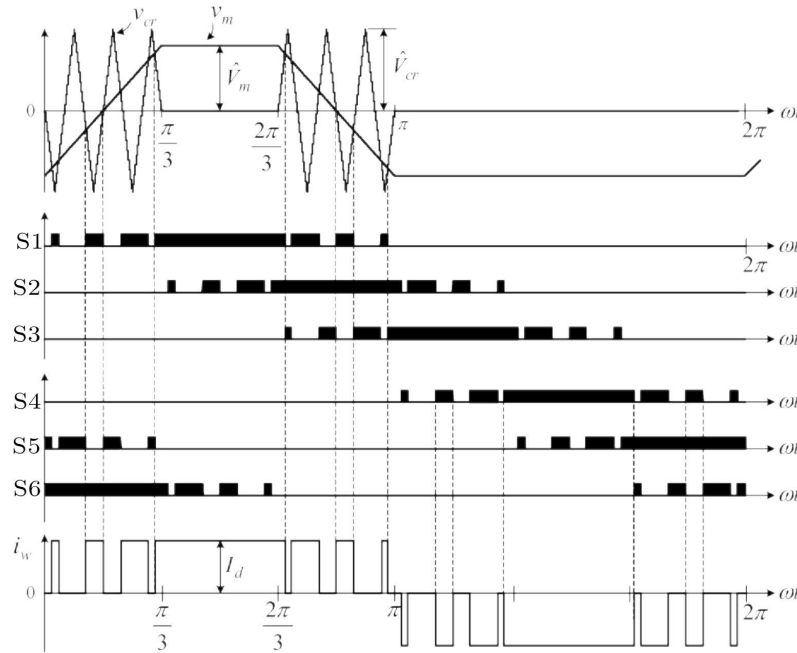


Figura 2.15: *Modulación trapezoidal donde se aprecian la señal a modular con la señal carrier, junto con los pulsos que le corresponden a cada semiconductor y la corriente i_w a la salida del inversor. Extraída de [8].*

La frecuencia de conmutación queda expresada como $f_s = N_p \cdot f_1$, donde N_p corresponde al número de pulsos en la corriente i_w y f_1 es la frecuencia de la componente fundamental de corriente deseada. Las componentes armónicas que aparecen predominantes en el espectro de frecuencia i_w corresponden a $(3N_p - 3 \pm 1)$ y $(3N_p - 3 \pm 5)$. En el caso particular de la Figura 2.15, se aprecian 7 pulsos, lo cuales concuerdan con la frecuencia de la señal carrier con respecto a la señal trapezoidal a modular. Por lo tanto los armónicos predominantes serán del orden de 31, 35, 47 y 41. Mismo orden de armónicos se pueden hallar en la modulación con *SHE*, si es que se supone un comportamiento con 3 ángulos, con la principal mejora de que los armónicos de quinto, séptimo y onceavo orden desaparecen, logrando un valor más pequeño de *THD*.

De lo anterior se logra apreciar que la modulación en cuestión produce problemas para un número de pulsos menores a 7, dado la aparición de armónicos de bajo orden como 5, 7 y 11, pero al mismo tiempo un valor elevado de N_p eleva las pérdidas por conmutación o sobrepasa los tiempos de apagado de algunos semiconductores, por lo que típicamente el uso de este esquema queda restringido para velocidades pequeñas.

Un aspecto importante del uso de la modulación trapezoidal tiene que ver con la magnitud de la componente fundamental con respecto al valor de la corriente en el enlace *DC* y depende de N_p , junto con la cantidad y del índice de modulación. El índice de modulación unitario genera una componente fundamental de i_w igual a $1,046 \cdot i_{dc}$, considerando $N_p = 13$. Por otro lado la modulación *SHE*, proporciona una magnitud de componente fundamental en i_w ente 1,032 y 1,103 veces el valor de la corriente del enlace *DC*.

2.3.2.c. Modulación vectorial (SVM)

Al igual que en el caso de SVM para VSI, se debe conocer los estados discretos del inversor, en base a las restricciones ya mencionadas. Para el convertidor mostrado en la Figura 2.13 se pueden establecer 9 estados; donde 6 de ellos se denominarán como activos y 3 que corresponden a estados cero y que reciben ese nombre debido que se cortocircuita una pierna completa, logrando que ninguna fase conduzca.

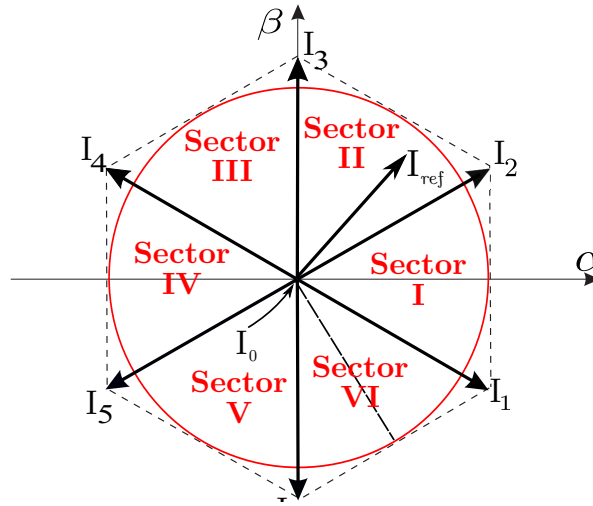


Figura 2.16: Representación de los estados del convertidor CSI con capacidad PWM.

	Dispositivos implicados	i_{wa}	i_{wb}	i_{wc}	Fasor asociado
Estados cero	S1, S4	0	0	0	I_0
	S3, S6				
	S5, S2				
Estados activos	S6, S1	I_d	$-I_d$	0	I_1
	S1, S2	I_d	0	$-I_d$	I_2
	S2, S3	0	I_d	$-I_d$	I_3
	S3, S4	$-I_d$	I_d	0	I_4
	S4, S5	$-I_d$	0	I_d	I_5
	S5, S6	0	I_d	$-I_d$	I_6

Tabla 2.2: Estados y semiconductores involucrados para cada fasor espacial asociado al hexágono de la Figura 2.16.

En base a la información expuesta en la Tabla 2.2 y con lo expuesto en el Capítulo A, es posible asociar un fasor para cada uno de los 12 estados posibles del convertidor fuente de corriente. quedando representados en el plano real-imaginario de la Figura 2.16. En ésta también se aprecia el fasor de corriente de referencia de frecuencia fundamental que rota a dicha frecuencia y que debe ser modulado a partir de los 3 estados discretos del convertidor más cercanos, lo que establece que la cantidad de aplicación de un estado depende de la posición y magnitud del fasor de referencia.

Cada estado discreto activo del convertidor tiene asociado un fasor, descrito por la siguiente expresión:

$$\mathbf{I}_k = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d e^{j((k-1)\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6})} \quad \text{con } k=1,2,\dots,6 \quad (2.2)$$

Para hallar la cantidad de tiempo aplicar un estado del convertidor se debe buscar un balance *ampere-segundo* donde el producto de la fasor de referencia y el tiempo de muestreo es igual a la suma de los productos *ampere-segundo* para cada estado discreto del convertidor, bajo el supuesto de que T_s es lo suficientemente pequeño para considerar I_{ref} constante durante un período de conmutación. En específico para el caso mostrado en la Figura 2.17:

$$\mathbf{I}_{ref} \cdot T_s = \mathbf{I}_1 \cdot T_1 + \mathbf{I}_2 \cdot T_2 + \mathbf{I}_0 \cdot T_0 \quad (2.3)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (2.4)$$

En donde los términos de corriente en la ecuación (2.3) cambian dependiendo del sector, a diferencia de la ecuación (2.4), la cual corresponde a una restricción del sistema.

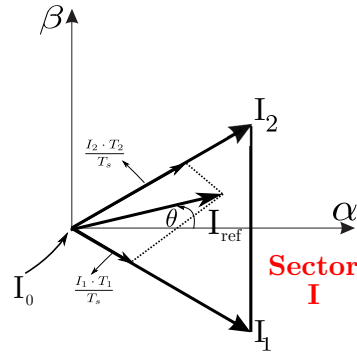


Figura 2.17: Síntesis de modulación para un fasor de referencia en el sector I.

Siguiendo con las ecuaciones (2.3) y (2.4), es posible hallar la solución del tiempo de aplicación mediante las siguientes igualdades, descritas por una igualdad de las componentes real e imaginarias:

$$I_{ref} \cos \theta \cdot T_s = T_1 I_d + T_2 \cdot I_d \quad (2.5)$$

$$I_{ref} \sin \theta \cdot T_s = T_1 \frac{1}{\sqrt{3}} I_d + T_2 \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad (2.6)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.7)$$

Donde la solución corresponde a:

$$T_1 = \frac{m}{2} \cos \theta T_s - \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s \quad (2.8)$$

$$T_2 = \frac{m}{2} \cos \theta T_s + \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s \quad (2.9)$$

Con $m = \frac{I_{ref}}{I_d}$ como índice de modulación. Por lo que el máximo índice de modulación en zona lineal corresponde a la unidad y al igual que en el caso del SVM para el caso de VSI, sucede cuando el fasor de referencia describe una circunferencia que quede circunscrito en el hexágono y cuyo

radio corresponda a la altura del triángulo isósceles compuesto por dos fasores activos adyacentes.

Para el resto de sectores se puede realizar el mismo procedimiento y los tiempos quedan expresados en la siguiente tabla:

Sector	Ángulo	$T_1[s]$	$T_2[s]$	$T_0[s]$
1	$-30^\circ < \theta < 30^\circ$	$\frac{m}{2} \cos \theta T_s - \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s$	$\frac{m}{2} \cos \theta T_s + \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s$	$T_s - T_1 - T_2$
2	$30^\circ < \theta < 90^\circ$	$m \cos \theta T_s$	$\frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s - \frac{m}{2} \cos \theta T_s$	
3	$90^\circ < \theta < 150^\circ$	$\frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s + \frac{m}{2} \cos \theta T_s$	$-m \cos \theta T_s$	
4	$150^\circ < \theta < 210^\circ$	$\frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s - \frac{m}{2} \cos \theta T_s$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s - \frac{m}{2} \cos \theta T_s$	
5	$210^\circ < \theta < 270^\circ$	$-m \cos \theta T_s$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s + \frac{m}{2} \cos \theta T_s$	
6	$270^\circ < \theta < 330^\circ$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \theta T_s - \frac{m}{2} \cos \theta T_s$	$m \cos \theta T_s$	

Tabla 2.3: *Tiempos de activación de los estados discretos según sector en el plano complejo.*

Con la solución general para cada posición del fasor de referencia, sólo resta establecer la secuencia de encendido de cada semiconductor, en un ciclo de conmutación. Para ello se debe considerar las restricciones ya mencionadas, donde cada conmutación considera dos semiconductores (uno que se mantiene “encendido” y otro “apagado”), pero ahora se agrega la condición de que si el fasor de referencia cambia de sector al siguiente, la conmutación requiere la mínima cantidad de cambios en el estado de los semiconductores.

Las Figuras 2.18 y 2.19 muestran el resultado de una simulación para SVM. Se aprecia que por ciclo hay 18 pulsos, donde cada sector posee 2 tiempos de muestreo T_s , por lo que para el sector 1 se utiliza el fasor $\mathbf{I}_1$, $\mathbf{I}_2$ y $\mathbf{I}_0$ en dicho orden. A partir de lo anterior, se entiende que la frecuencia de conmutación corresponde a $18 \cdot f_1$ (con f_1 como la frecuencia fundamental de la señal a modular).

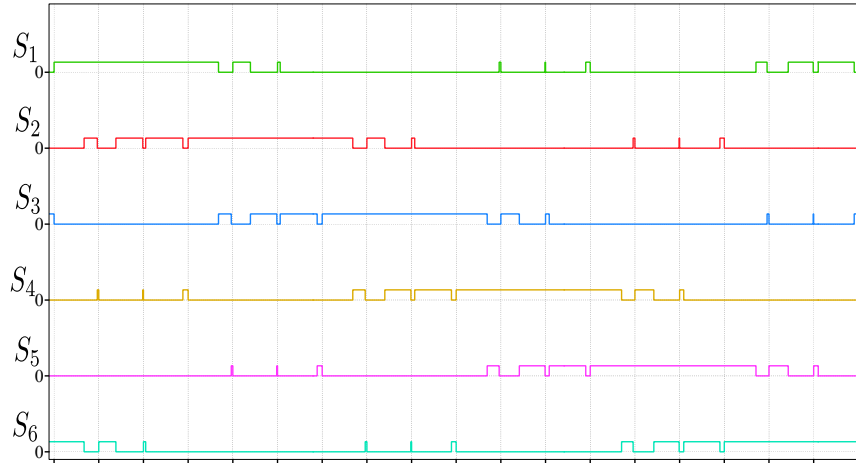


Figura 2.18: *Patrón de pulsos de un período de fundamental.*

Para las Figuras 2.18 y 2.19, se utilizó un accionamiento de 1MVA/4,16kV, con carga resistiva inductiva de $R = 1 p.u.$, $L = 0,1 p.u.$, $C_f = 0,3 p.u.$, frecuencia fundamental de 55Hz e índice de modulación igual a 0,99.

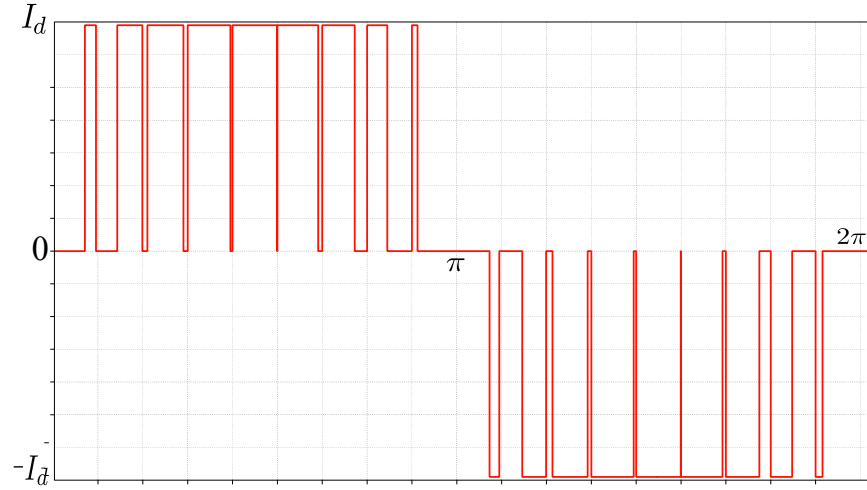


Figura 2.19: Forma de la corriente a la salida del convertidor.

La principal desventaja que presenta este método de modulación es que no es capaz de eliminar por completo las componentes de baja frecuencia como la quinta y séptima armónica, a diferencia del método *SHE*. En la Figura 2.20, se logra apreciar como las componentes de baja frecuencia son inherentes al uso de esta topología y modulación.

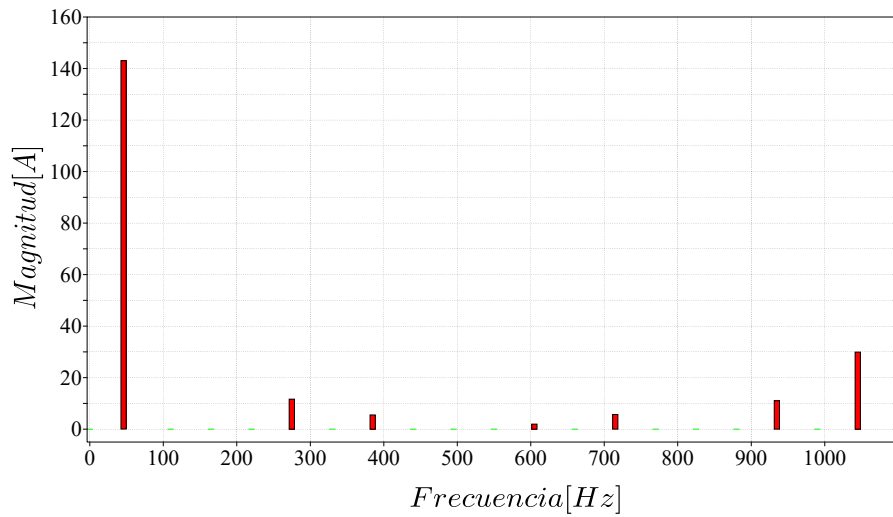


Figura 2.20: FFT de la corriente a la salida del convertidor.

2.3.2.d. SPWM

La comparación de una señal sinusoidal con una señal triangular de alta frecuencia, es una técnica habitual de suboscilación en convertidores de fuente de tensión, dado la sencillez en programación de la estrategia. En dicha operación, siempre habrán 3 semiconductores en conducción, considerando el convertidor de dos niveles, extensión que no es posible realizar en los convertidores tipo fuente de corriente de manera natural y requiere la intervención de los pulsos para pasar de 3 pulsos a sólo 2, lo que se conoce en *bi-logic*, según [18].

El proceso de adaptar las señales, requiere el uso de compuertas lógicas o tablas de verdad las

cuales pasan desde señales que toman valores de ± 1 a señales que toman valores $1, 0, -1$, por lo que el proceso está constituido por dos partes:

- Se compara las señales a modular con una señal triangular de alta frecuencia. A partir de esto se pueden asignar los valores de $+1$ cuando la señal modulada es mayor que la portadora y -1 en caso contrario, para cada una de las fases $X_\phi(t)$, con $\phi = a, b, c$.
- Si a dichas salidas se le aplica se aplica una rotación, se logra obtener la función $Y_\phi(t)$ y que da descrita por la ecuación:

$$\begin{bmatrix} Y_a(t) \\ Y_b(t) \\ Y_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(t) \\ X_b(t) \\ X_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

El mayor problema con esta implementación yace en ordenar los estados cero, de manera tal de producir una secuencia ordenada que evite dejar el circuito en vacío y disminuir las pérdidas por conmutación. En [19], [20] y [21] se muestran ejemplos de implementación de los estados cero de manera adecuada.

En la Figura 2.21 se muestra una implementación, como la sugerida por [19], donde el estado cero se obtiene aprovechando la redundancia del convertidor tipo fuente de corriente. La selección del estado de cero dependerá de los estados activos que se utilicen para reducir pérdidas por conmutación. Los resultados de simulación se aprecian en la Figura 2.22 y su espectro de Fourier se muestra en la Figura 2.23, con una clara demostración de que las armónicas predominantes no son ni la quinta ni séptima, a diferencia del caso de modulación con SVM, pero como desventaja yace un alto contenido armónico del 78 %, mientras que el caso de la Figura 2.20 el THD es de 49 %.

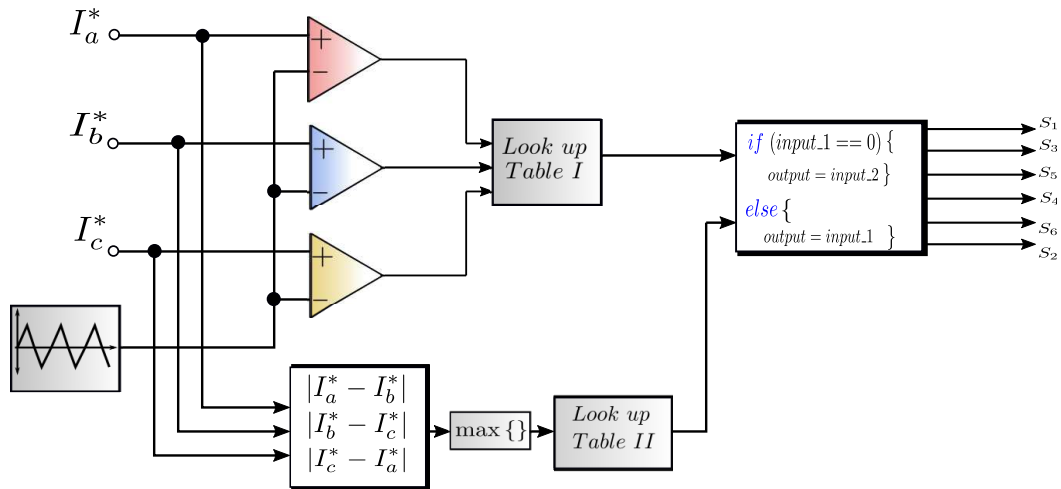


Figura 2.21: Diagramas de bloques para la implementación bi-logic a tr-ilogic, en un inversor de corriente de 3 niveles. Las bloques Look – ip – Table I y II yacen descrita en los anexos.

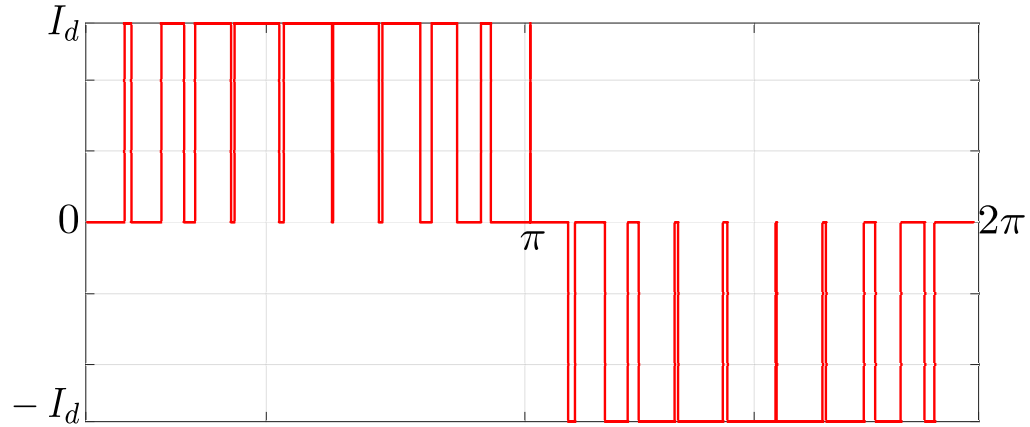


Figura 2.22: Forma de onda de corriente de salida del convertidor con método de subosiclación y utilizando conversión de bi-logic a tri-logic.

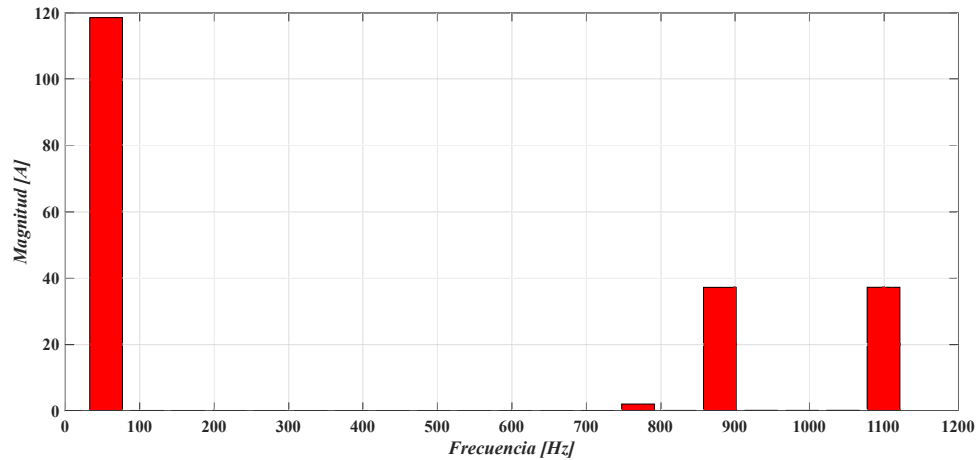


Figura 2.23: Espectro de frecuencia de la corriente de salida del convertidor con método de subosiclación y utilizando conversión de bi-logic a tri-logic, considerando las mismas condiciones de la Figura 2.20.

2.4. Topologías multinivel

Las topologías multinivel han ido emergiendo como una mejora a los convertidores clásicos, típicamente convertidores tipo fuente de tensión de dos niveles, para poder ser utilizados en accionamientos de mayor nivel de tensión y que se caracterizan por tener una forma de onda con menor contenido armónico y a una menor frecuencia de conmutación lo que resulta en una ventaja para accionamientos controlados de alta potencia. En las topologías multinivel de tensión existen topologías *NPC* (*Neutral point clamped*, por sus siglas en inglés), *flying capacitor*, Puente H en cascada (*CHB* [22], en inglés), NPC activo y multinivel modular (*MMC*, por sus siglas en inglés) [18].

Al igual que las topologías fuentes de tensión, también las hay para convertidores de fuente corriente (MCSC, por sus siglas en inglés) y que han sido un tópico de investigación, basados en el principio de dualidad entre fuentes de tensión y corriente. Los MCSC poseen características

especiales:

- Capacidad inherente de operación en los 4 cuadrantes, sin la necesidad de convertidores adicionales, lo cual es útil en procesos de regeneración.
- Mejor capacidad de protección contra cortocircuito debido a la presencia del reactor del enlace *DC*. Esto ha llevado a que su uso se extienda en aplicaciones de *HVDC*.
- Para ciertas aplicaciones de baja tensión, los CSI actúan con un efecto *boost* sobre la tensión de salida, por lo que se vuelve útil para aplicaciones *on-grid* de celdas de combustibles y paneles fotovoltaicos.

Según [18], es posible clasificar las topologías MCSC según lo mostrado en la Figura 2.24. En ésta se logra apreciar que existen topologías ya conocidas y probadas experimentalmente (con color rojizo) y que su principio de operación se puede obtener a partir de las topología multinivel de tensión. Por otro lado, las topologías emergentes (de color azul) buscan reducir componentes activos y pasivos de las topologías ya conocidas y poder seguir aplicando el principio de dualidad entre *VSI* y *CSI*.

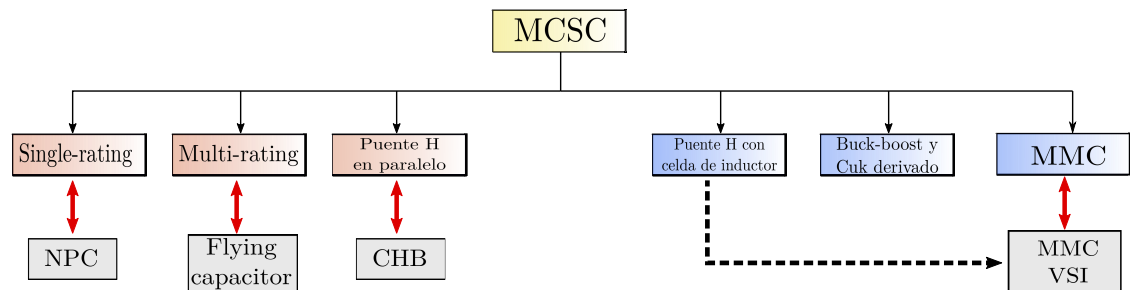


Figura 2.24: Clasificación de las topologías de MCSC, según los autores de [18]. En gris se muestran las topologías duales en su versión *VSI*. Las líneas punteadas sirven para indicar un cierto grado de similitud entre las topologías.

En este trabajo se hará énfasis en las topologías clásicas, en especial en la topología *Single-rating*, mostrado en la Figura 2.25, la cual destaca por su sencillez de construcción modular, redundancia de componentes (lo que permitiría operar solo con la mitad del convertidor) y por ya haber sido probada y estudiada, como en los trabajos de [19],[23] y [24]. La principal desventaja de dicha topología yace en un elevado número de inductancias (a lo menos 4), el tamaño de éstas y el balance de sus corrientes, de manera de no introducir armónicas de bajo orden a la salida.

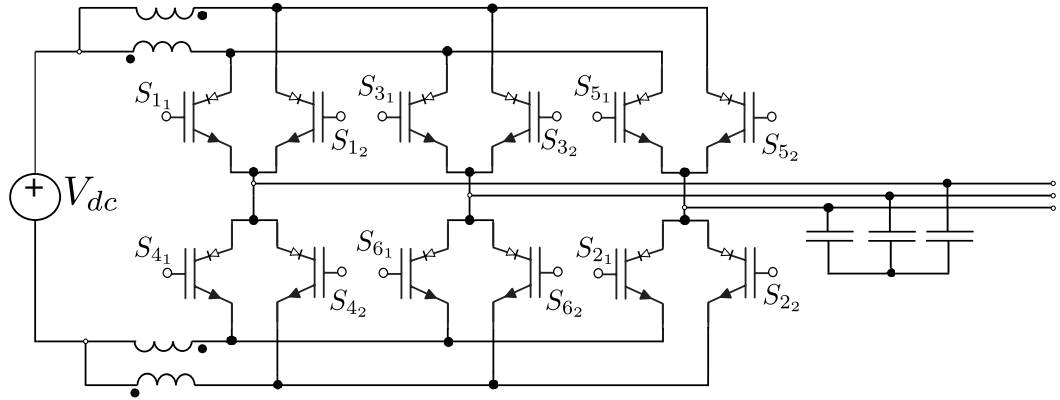


Figura 2.25: Topología del convertidor Single-rating dual al VSI NPC de 3 niveles, con inductores con acoplamiento mutuo, tal como se sugiere en [18].

En la Figura 2.25 se muestra un convertidor de 5 niveles en la corriente de salida $(\pm I_{dc}, \pm \frac{2I_{dc}}{3}, \pm \frac{I_{dc}}{3}, 0)$, compuestos por dos CSI trifásicos en paralelo y con 4 inductores con acoplamiento mutuo, con el fin de reducir tamaño del reactor. En general se tendrán $2N + 1$ niveles, con N igual al número de convertidores en paralelo. El nombre de esta topología proviene del hecho de que todos los inductores del lado DC, deben operar con la misma magnitud de corriente (de otra forma se inyectan armónicas de corrientes de bajo orden), siendo esto una de las consideraciones dentro del control y/o modulación del convertidor y que no debe ser omitido. Detalles del control, utilizando técnicas como SVM y carrier phase-Shifting, se mostrarán en las siguientes secciones.

Dentro de las otras topologías estándar está la llamada *Multi-rating*, y que es dual al convertidor *Flying-capacitor*, tal como se muestra en la Figura 2.24. A diferencia del convertidor de la Figura 2.25, la topología *Multi-rating*, se caracteriza por poseer menos inductancias, lo cual reduce costos y volumen, pero también requiere mantener un balance entre las corrientes i_{up} e i_{lw} de la Figura 2.26, donde también se alcanzan 5 niveles y su estrategia de modulación puede hacerse mediante carrier phase-Shifting y SVM, pero ambas consideran la medición de la tensión en los inductores para realizar la selección de los estados [18].

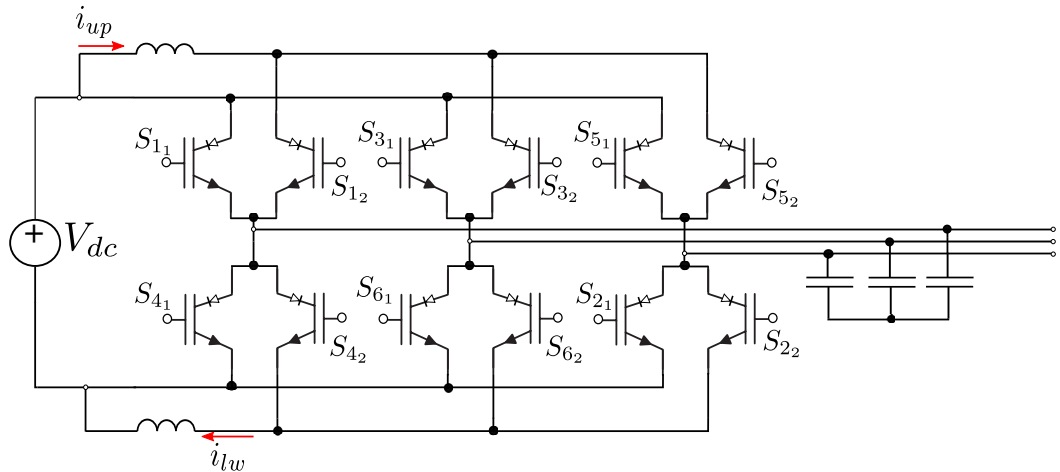


Figura 2.26: Topología del convertidor Multi-rating dual al VSI Flying capacitor.

Otra topología corresponde a los Puentes H en paralelo, que se considera un dual del VSI CHB [22] y que también debe contar con fuentes independientes (en este caso de corriente) iguales, lo cual es su mayor desventaja. Su estructura, como la mostrada en la Figura 2.27, hace pensar de que se trata de una CSI monofásicos, dispuestos en paralelo. Su mayor desventaja yace en la necesidad de incorporar distintas fuentes de corriente aisladas y de igual magnitud, lo que normalmente se hace con múltiples transformadores, volviéndolo un equipamiento intenso en bobinas y semiconductores. Ejemplo de operación de esta topología se muestra en [25], considerando 7 niveles y transformadores de 18 pulsos.

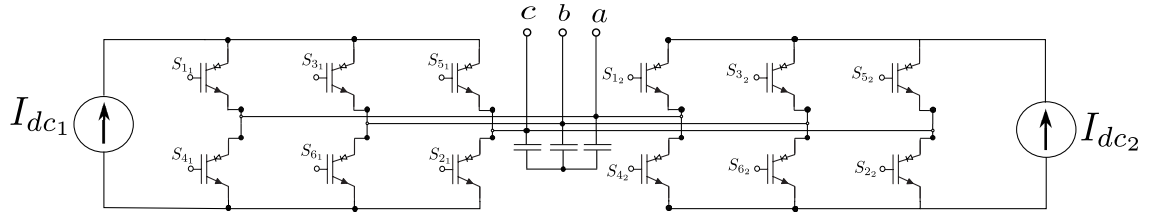


Figura 2.27: Topología del convertidor puente H en paralelo de 5 niveles dual al VSI CHB.

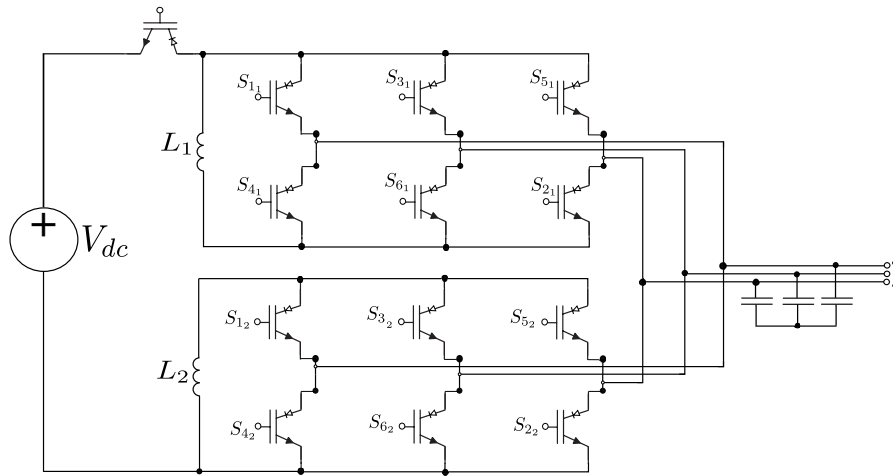


Figura 2.28: Topología del convertidor CSI Buck-Boost de 5 niveles.

El convertidor Buck-boost, mostrados en la Figura 2.28, se caracterizan por tener la capacidad de operar con bajas tensiones, a diferencia de los otras topologías mencionadas que tiene una acción elevadora. Esta excepción de operación se logra mediante el uso de semiconductores en el enlace DC, que permiten entre otras cosas disminuir la corriente circulante entre los convertidores, balance de corrientes y amplio rango de tensiones de operación. Es importante destacar que la corriente de entrada es discontinua, lo cual no puede ser deseable para ciertas aplicaciones en donde la corriente de entrada debe ser suave. Para tales condiciones, existe una variación de la topología mostrada y que recibe el nombre de Čuk y que se muestra en la Figura 2.29 y que utiliza un condensador como acumulador de energía.

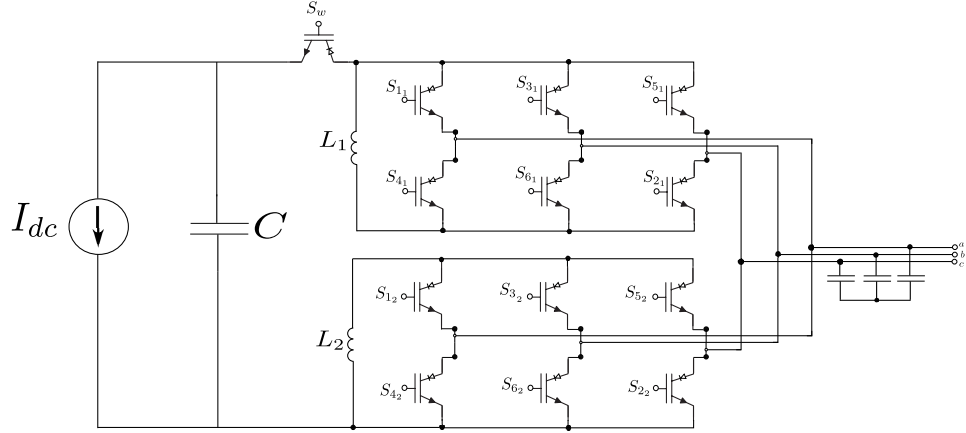


Figura 2.29: Topología del convertidor CSI tipo Čuk, obtenida a partir de la topología Buck-Boost.

Otra topología de interés es la utilización de la misma estructura de Puente H, pero con celdas inductivas, convertidor que se muestra en la Figura 2.30 donde se aprecia que se cuenta con un inversor monofásico conectado en paralelo con celdas auxiliares que permiten incrementar los niveles de salida. Esto permite reducir la cantidad de fuentes DC en la entrada del inversor, pudiendo ser sólo una para el caso monofásico. Se logra apreciar que el aumento de niveles en la salida permite disminuir el tamaño del filtro capacitivo y el de las inductancias implicadas en cada módulo. Por otro lado, el mayor inconveniente que posee esta estructura es que la necesidad de dimensionar corrientes distintas para cada celda y mantener de manera adecuada el nivel de corriente. Una alternativa de control e implementación se muestra en [26], con el uso de controladores lineales y el método de Phase-Shifted para modulación.

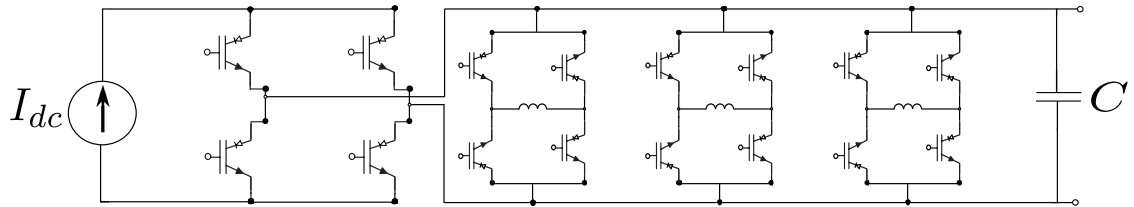


Figura 2.30: Topología del convertidor CSI tipo Celdas inductivas en paralelo.

Como última topología homóloga a los VSI se tiene al MMC en corriente, cuya idea es aumentar la cantidad de niveles utilizando submódulos en paralelo en cada brazo del convertidor, a diferencia del caso del multinivel en tensión en donde los submódulos se conectan en serie. En la Figura 2.31 se logra apreciar que existen 2 topologías de *half-bridge* y *full-bridge*, pudiendo en este último operar en los cuatro cuadrantes con cada submódulo y mejorando la calidad de la señal en la salida. Dado que el MMC en su formato VSI tiene dificultades para maniobrar altos niveles de corriente, el MMC como CSI presenta el inconveniente de manipular altos niveles de tensión por parte de los semiconductores, por lo que los autores de [27], sugieren la utilización de topologías híbridas entre submódulos de corriente y tensión para el convertidor MMC.

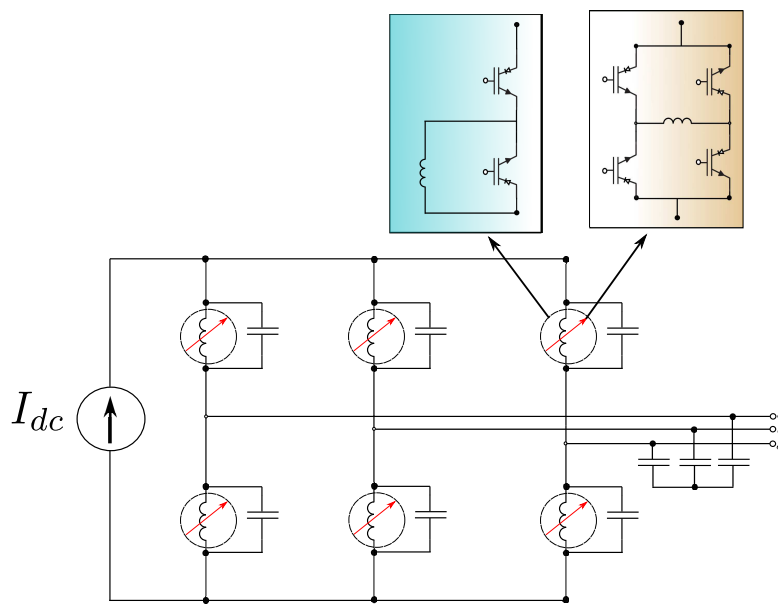


Figura 2.31: Topología del convertidor CSI tipo MMC.

A modo de resumen se presenta la Tabla 2.4 que incorpora la información de las topologías mencionadas en el capítulo, más datos acerca de las potenciales aplicaciones según lo mencionado en [18].

Topología	Single-rated	Multi-rating	Puente H en paralelo	Celda inductiva	Buck-Boost y Cuk	MMC
Ventajas	-Modularidad -Estructura simple	-Modularidad -Estructura simple -Sin inductores en módulos	-Sin desbalance -Sin inductores de acoplamiento	-Disminución de la inductancia -Menor cantidad de drivers -Menor cantidad de inductancias	-Amplio rango de tensión en la salida -Auto balance de corrientes	-Modularidad -Alta capacidad de potencia
Desventajas	-Corrientes circulantes -Desbalance en módulos	-Corrientes circulantes -Desbalance en módulos	-Múltiples fuentes -Balance en la entrada	-Alta capacidad de corriente para los inductores -Control dedicado para corriente en celdas	-Dispositivos con gran capacidad de corriente	-Alto costo -Gran cantidad de componentes
Cantidad de inductores (5 niveles)	4	2	-	1	2	16
Cantidad de switch (5 niveles)	8	8	8	8	10	32
Aplicación	SMES, accionamientos de motores ac	SMES	Plantas solares, accionamientos de motores ac	Plantas solares	SMES	STATCOM

Tabla 2.4: Resumen de topologías Multinivel en corriente.

Control de corriente sobre CSI

En los capítulos anteriores, se mencionó las topologías y las técnicas de modulación, junto con las ventajas y desventajas de estos. En este trabajo se hará uso de un inversor *Single – rated* de 5 niveles, con la técnica de modulación de *Space Vector Modulation* o *SVM*.

Una de las principales justificaciones para la selección de la técnica de modulación, nace de la ventaja de introducir un balance de las corrientes de cada módulo del convertidor, sin la necesidad de incorporar lazos de control adicionales y cuya sintonización se vuelve compleja, tal como se muestra en [19]. Además, se cuenta con la ventaja de no tener que introducir Look-up-table, volviendo mucho más simple la implementación del algoritmo en una *FPGA*.

Por otro lado, se implementará un control de torque sobre la máquina eléctrica mediante el manejo adecuado de las corrientes de estator. En base a la topología del sistema máquina-inversor se deben compensar las corrientes en los condensadores, lo cual es sencillo conociendo los parámetros de la planta, pero, como se analizará en este capítulo, la incorporación de lazos de control adicionales permite mejorar la respuesta dinámica del accionamiento.

Finalmente, se entrega el detalle del esquema de modulación, que nace a partir de lo expuesto en [28] y que considerando las restricciones de la topología multinivel seleccionada e incorporando el análisis mostrado en [8], permite mejorar el balance en corrientes y disminuir el contenido armónico de la señal de salida del inversor.

3.1. Lazos de control

Dado que las máquinas eléctricas rotativas son inductivas, la utilización de un filtro capacitivo introduce una frecuencia de resonancia que puede estar dentro del rango de operación del motor eléctrico, situación que se ve empeorada por el pobre amortiguamiento por parte del sistema, dado el pequeño valor de resistencia. Esto se traduce en oscilaciones importantes y que de no ser compensadas, se traducen en vibraciones y aumento en el consumo de energía.

Para combatir la carencia de amortiguación en el sistema de estudio, se puede agregar resistencias, siendo como desventaja el aumento de consumo de potencia. Los efectos de introducir esto se logra apreciar en la Figura 3.1, donde la amplitud de la frecuencia de resonancia es disminuye a medida que aumenta la resistencia serie. Similar resultado se puede alcanzar si es que se inserta una amortiguación paralelo, entendiendo los órdenes de magnitud involucrados. En ambos casos se debe tener en cuenta que la salida de los controladores se pueden saturar si es que la resistencia introducida es muy grande (caso serie, y pequeña en caso de amortiguación en paralelo), por lo que un esquema adecuado de anti-enrollamiento y compensación a la salida deben ser considerados.

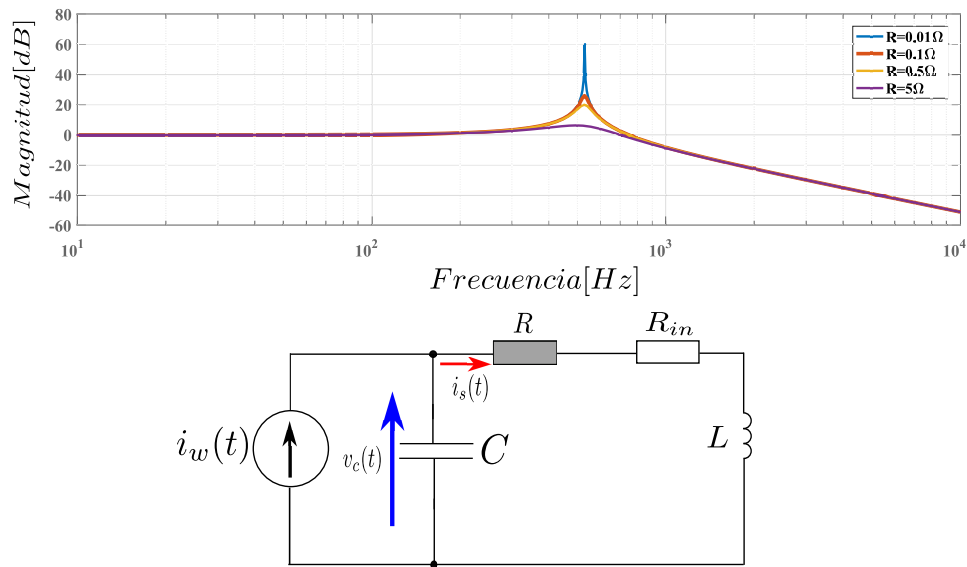


Figura 3.1: Diagrama de Bode para topología LCR, con resistencia en serie con inductancia.

Por otro lado, existe la opción de utilizar resistencia *virtuales*, introducidas dentro de los algoritmos de control o modulación y que dan la libertad de poder seleccionar el valor apropiado sin tener que transformar energía eléctrica en calor. Para esto se han introducido lazos de control, internos y externos y, que han sido utilizados en diversas aplicaciones, algunos de ellos sintonizados con controladores proporcionales resonantes [29]. En el caso de este trabajo se busca trabajar con velocidades variables por lo que el uso de controladores *PI* en un marco de referencia orientado con la posición del flujo de rotor de una máquina de imanes permanentes.

El controlador interno a considerar es normalmente proporcional, enfocado en el rechazo a perturbaciones considerando los efectos sobre el lazo externo, el cual se sintoniza bajo la consigna de error estacionario igual a cero y con amortiguación y ancho de banda adecuados para los requerimientos del sistema físico a controlar. En la Figura 3.2 se muestra el esquema de control (sin compensar) estándar a utilizar, considerando que el lazo interno es la tensión en los condensadores

y el lazo externo es la corriente en la inductancia, siendo K_1 y K_2 las ganancias del controlador PI de corriente y K_{pv} la ganancia del controlador proporcional.

La expresión algebraica de la función de transferencia (considerando entrada la tensión del condensador, salida la corriente en la inductancia y $R_{in} = 0$) en el dominio de *Laplace* se muestra en (3.1), donde se logra concluir que el efecto de dicha ganancia permite introducir amortiguación al sistema incluso si es que la resistencia interna es pequeña. Al mismo tiempo se tiene como consecuencia un cambio en la frecuencia de resonancia, a diferencia de lo expuesto en el primer caso.

$$G_{in}(s) = \frac{k_{pv}}{L \cdot C \cdot s^2 + (C \cdot R + k_{pv} \cdot L) \cdot s + (1 + k_{pv} \cdot R)} \quad (3.1)$$

Por lo tanto la frecuencia natural corresponde a $\omega_n = \sqrt{\frac{1+k_{pv} \cdot R}{L \cdot C}}$, mientras que el *damping* del sistema es igual a $\xi = \frac{(C \cdot R + k_{pv} \cdot L)}{\sqrt{4 \cdot C \cdot L (R \cdot k_{pv} + 1)}}$. En base a esto, se podría inferir que al aumentar la ganancia k_{pv} se mejora el amortiguamiento del sistema y sin adicionar resistencia, pero eso implica que el lazo de tensión del condensador ve incrementada su frecuencia de corte, según la función de transferencia mostrada en la ecuación (3.2).

$$G_{vc}(s) = \frac{k_{pv}/C}{s + K_{pv}/C} \quad (3.2)$$

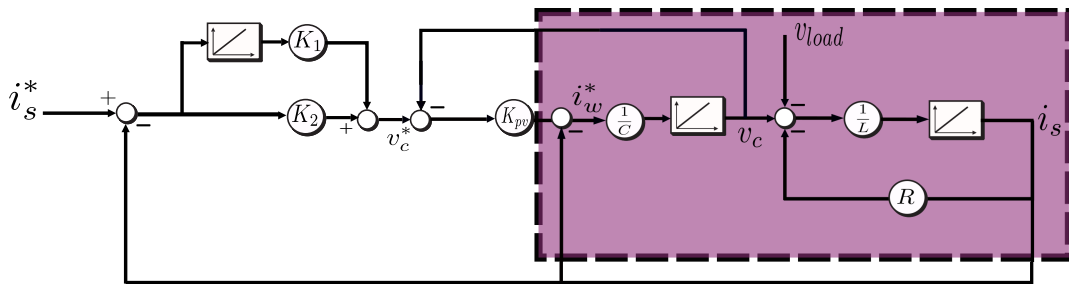


Figura 3.2: Lazo externo de corriente de inductor y lazo interno de tensión en condensador.

En base a lo anterior, la incorporación de *damping* adicional podría eventualmente ser incorporado de manera virtual. Los autores de [30] proponen dos opciones de resistencia en serie y paralelo, además de compensaciones debido a acoplamientos en los canales dq y corrientes en el condensador. La resistencia adicional se considera en el diseño de las ganancias de los controladores de corriente y tensión, para el caso serie y paralelo, respectivamente. Lo anterior se traduce en el cambio de compensaciones, producto de un efecto de tensión (caso de resistencia serie) y corriente (caso compensación paralelo).

En el trabajo presentado en [30], los autores muestran resultados experimentales, tanto con *damping* activo en serie y paralelo, con evidentes mejoras en amortiguación y estabilidad en el caso de la incorporación de una resistencia en serie. Es importante mencionar que el modelo desarrollado consideró un motor de imanes permanentes conectado al inversor tipo fuente de corriente.

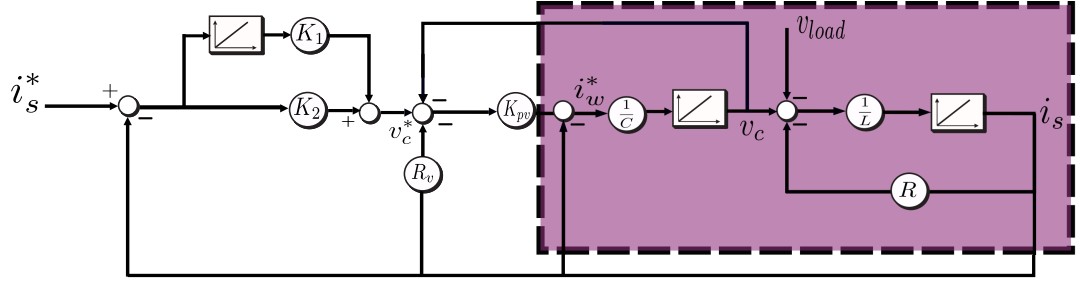


Figura 3.3: Lazo externo de corriente de inductor y lazo interno de tensión en condensador, incorporando damping serie con resistencia R_v .

La incorporación de la estrategia en cuestión, mostrada en la Figura 3.3, produce el diagrama de Bode mostrado en la Figura 3.4 donde queda en evidencia el efecto que existe sobre la frecuencia de resonancia y la ganancia, a pesar de introducir una pequeña resistencia. La función de transferencia (entrada tensión del condensador y salida, corriente de inductor) se muestra en la ecuación (3.4), donde queda claro que la amortiguación decrece con el aumento de la resistencia virtual R_v .

$$G_{in}(s) = \frac{k_{pv}}{L \cdot C \cdot s^2 + (C \cdot R + k_{pv} \cdot L) \cdot s + (1 + k_{pv} \cdot R + k_{pv} \cdot R_v)} \quad (3.3)$$

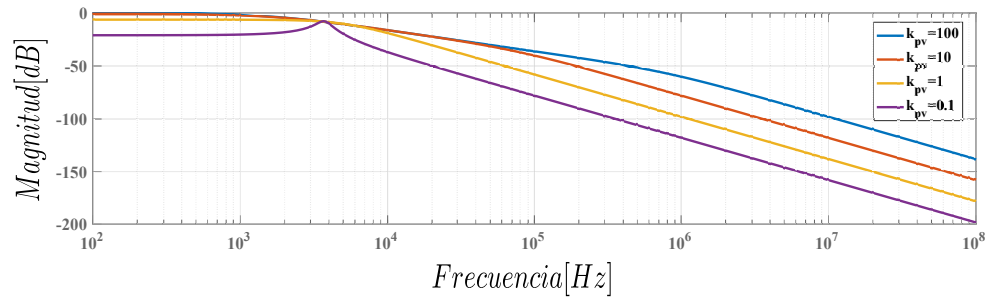


Figura 3.4: Diagrama de Bode para topología LCR, considerando lazo de control de tensión y $R_v = 1\Omega$, $R = 0,01\Omega$ y distintos valores de k_{pv} .

3.2. Diseño lazos de control orientado a máquina eléctrica

3.2.1. Máquina eléctrica

En cuanto a máquinas eléctricas rotatorias, aplicadas a vehículos eléctricos de potencia importante actuales, se cuenta con dos opciones comerciales y que corresponden a los motores sincrónicos de imanes permanentes y motores alternos de inducción, en su versión de tres fases cada uno. En el ámbito de investigación se han realizados pruebas con motores de flujo axial y bobinas concentradas, de corriente continua, reluctancia conmutada (SRM, por sus siglas en inglés) y motores sincrónicos de reluctancia [31].

En la industria automotriz, se ha privilegiado a las tecnologías de imanes permanentes dado que poseen menores pérdidas, gran densidad de potencia y sencillez en su estrategia de control. Por otro lado, la máquina de inducción de jaula de ardilla, presenta la ventaja de poseer una fabricación más económica, mucho más robusta y con la capacidad de desarrollar un gran torque en

los arranques. El gran problema que posee las máquinas de inducción, yace en la dificultad de alcanzar, de manera segura y estable, velocidades 4 a 5 veces por sobre la su valor base, lo que lo vuelve poco apto para vehículos eléctricos y requiere diseños especiales.

Para este trabajo, se utilizará un motor sincrónicos de imanes permanentes trifásico por lo que todo el desarrollo de ecuaciones y estrategias de control en las futuras secciones, apunta hacia ese objetivo al igual que la implementación.

3.2.2. Lazo interno de tensión

En base a lo mencionado a las ecuaciones anteriores, se procede a señalar como es el esquema de control del lazo de tensión considerando las compensaciones necesarias y ecuaciones de la máquina en coordenadas sincrónicas orientadas con el flujo de rotor (ver (3.4)-(3.7)).

$$v_d = Ri_d - \omega \Psi_q + \frac{d\Psi_d}{dt} \quad (3.4)$$

$$v_q = Ri_q + \omega \Psi_d + \frac{d\Psi_q}{dt} \quad (3.5)$$

Donde i_d e i_q son las corrientes en los canales d y q , respectivamente. Las expresiones v_d y v_q son las tensiones instantáneas en los condensadores, también en el marco de referencia denominado dq y ω corresponde a la velocidad mecánica por la cantidad de pares de polos magnéticos y Ψ_d y Ψ_q son los enlaces de flujo, que se pueden representar mediante las expresiones (3.6) y (3.7)

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \quad (3.6)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (3.7)$$

Mientras que las corrientes del condensador corresponden a (3.8) y (3.9).

$$i_{dc} = C \frac{dv_d}{dt} - \omega C v_q \quad (3.8)$$

$$i_{qc} = C \frac{dv_q}{dt} + \omega C v_d \quad (3.9)$$

Y las corrientes a la salida del inversor corresponde a:

$$i_{wd} = i_d + i_{dc} \quad (3.10)$$

$$i_{wq} = i_q + i_{qc} \quad (3.11)$$

A partir de las ecuaciones (3.8) y (3.9), se concluye que al considerar a las corrientes i_{dc} e i_{qc} como perturbaciones, la planta del subsistema corresponde a una del tipo integral puro. Un controlador proporcional asoma como alternativa, compensando las perturbaciones provenientes de las corrientes en los canales d y q . La ganancia k_{pv} , mencionado en la ecuación (3.2), corresponde al valor del controlador y su valor se dimensiona considerando la frecuencia de corte ω_{c1} , del filtro pasabajo, que produce el lazo cerrado del subsistema, mediante la relación $C \cdot \omega_{c1} = k_{pv}$.

3.2.3. Lazo de corriente

En el caso del lazo de corriente, este utilizará un controlador PI para los canales d y q de la corriente de estator de la máquina y un controlador integral para lograr compensar el acople entre canales, con la opción de incorporar compensaciones de las perturbaciones. La acción de este controlador asegurará error estacionario igual a cero en el control de corriente de la carga y además permitirá compensar el error en el seguimiento de la referencia de tensión frente a la carencia de compensación.

El estudio del lazo de corriente se explica de mejor forma con lo expuesto en la Figura 3.5. A partir de ésta se logran desarrollar las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}} \left(\left[K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right] (i_d^* - i_d) + (i_q^* - i_q) \cdot \frac{K_{idq}}{s} + v_{dcomp} \right) = sL_d \cdot i_d + R_s \cdot i_d - \omega L_q \cdot i_q \quad (3.12)$$

$$\frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}} \left(\left[K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right] (i_q^* - i_q) + (i_d^* - i_d) \cdot \frac{K_{iqd}}{s} + v_{qcomp} \right) = sL_q \cdot i_q + R_s \cdot i_q + \omega L_d \cdot i_d + \omega \Psi_f \quad (3.13)$$

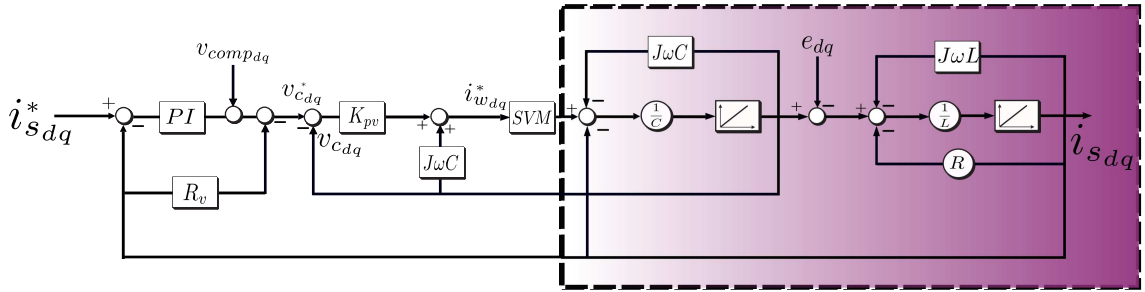


Figura 3.5: Diagrama de control orientado hacia una máquina de imanes permanentes alimentado con CSI.

Al escoger las ganancias de los controladores de manera adecuada se puede obtener funciones de transferencias de lazo cerrado sin acoplamiento. Para aquello se escogen $K_{pd} = L_d \omega_{c2}$, $K_{pq} = L_q \omega_{c2}$, $K_{id} = K_{iq} = R \omega_{c2}$, $K_{idq} = -\omega_{c2} L_d \omega$ y $K_{iqd} = \omega_{c2} L_q \omega$, junto con la compensación:

$$\begin{bmatrix} v_{dcomp} \\ v_{qcomp} \end{bmatrix} = \frac{s + \omega_{c1}}{\omega_{c1}} \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_f \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Y al considerar que la respuesta del subsistema mecánico es más lenta que el eléctrico, la compensación del canal q queda como $v_{qcomp} = \omega \Psi_f$.

Finalmente, la función de lazo cerrado de corriente se expresa como lo mostrado en (3.15), lo que permite sintonizar las ganancias de los controladores considerando un ancho de bando y un amortiguamiento dado. Dichos valores podrán ser evaluados en base algún criterio de diseño, como tiempo de respuesta, *overshoot* o rechazo de perturbaciones, entre otros.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_{c1} \omega_{c2}}{s^2 + \omega_{c1} s + \omega_{c1} \omega_{c2}} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{c1} \omega_{c2}}{s^2 + \omega_{c1} s + \omega_{c1} \omega_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

3.3. Modulación Vectorial para CSI

Como ya se ha mencionado en este trabajo, se hará uso de un convertidor multinivel en corriente de categoría *single rated*, el cual se basa en dos convertidores actuando de manera tal de producir más niveles de corriente. Lo anterior se puede llevar a cabo bajo la consideración de balance de corrientes en el enlace *DC* y conmutación adecuada de los semiconductores implicados.

El proceso para llevar a cabo la conmutación, en un algoritmo *SVM*, requiere conocer todos los estados discretos del convertidor e ir seleccionando la secuencia que cumpla con exigencia de referencia de corriente. Adicionalmente, se puede introducir la exigencia de que la secuencia de estados utilizar disminuya las pérdidas por conmutación al ir conmutando un solo semiconductor a la vez. Los diversos estados de conmutación se puede apreciar en la Tabla 3.1 y su representación en el plano real-imaginario en la Figura 3.6.

Tipo del vector	Nombre	Nomenclatura de conmutación
Largo	$\vec{I}_1$	[1,6,1,6]
	I_2	[1,2,1,2]
	I_3	[3,2,3,2]
	I_4	[3,4,3,4]
	I_5	[5,4,5,4]
	I_6	[5,6,5,6]
Medio	I_7	[1,2,1,6],[1,6,1,2]
	I_8	[3,2,1,2],[1,2,3,2]
	I_9	[3,2,3,4],[3,4,3,2]
	I_{10}	[3,4,5,4],[5,4,3,4]
	I_{11}	[5,4,5,6],[5,6,5,4]
	I_{12}	[5,6,1,6],[1,6,5,6]
Pequeño	I_{13}	[1,6,1,4],[1,4,1,6],[1,6,3,6],[3,6,1,6],[5,6,1,2],[1,2,5,6],[1,6,5,2],[5,2,1,6]
	I_{14}	[1,2,1,4],[1,4,1,2],[1,2,3,6],[3,6,1,2],[1,2,5,2],[5,2,1,2],[1,6,3,2],[3,2,1,6]
	I_{15}	[3,2,3,6],[3,6,3,2],[3,2,5,2],[5,2,3,2],[3,2,1,4],[1,4,3,2],[1,2,3,4],[3,4,1,2]
	I_{16}	[3,4,3,6],[3,6,3,4],[3,4,5,2],[5,2,3,4],[3,4,1,4],[1,4,3,4],[3,2,5,4],[5,4,3,2]
	I_{17}	[5,4,1,4],[1,4,5,4],[5,4,5,2],[5,2,5,4],[5,4,3,6],[3,6,5,4],[3,4,5,6],[5,6,3,4]
	I_{18}	[5,6,5,2],[5,2,5,6],[5,6,3,6],[3,6,5,6],[5,6,1,4],[1,4,5,6],[5,4,1,6],[1,6,5,4]
Cero	I_0	[1,4,1,4],[1,4,3,6],[1,4,5,2],[3,6,1,4],[3,6,5,2],[3,6,3,6],[5,2,5,2],[5,2,1,4]
		[5,2,3,6],[1,2,5,4],[5,4,1,2],[3,2,5,6],[5,6,3,2],[3,4,1,6],[1,6,3,4]

Tabla 3.1: Tabla con los 81 estados discretos que puede adoptar el convertidor.

En el caso de este trabajo, se debe procurar un balance de las corrientes en le enlace *DC*, las cuales pueden ser distintas debido a:

- Variaciones en las tensiones que aparecen en los terminales de los semiconductores una vez que están operando.
- Variación en los tiempos de encendido y apagado de los semiconductores.
- Variación en los parámetros concentrados (resistivos o inductivos) de los filtros del enlace *DC*

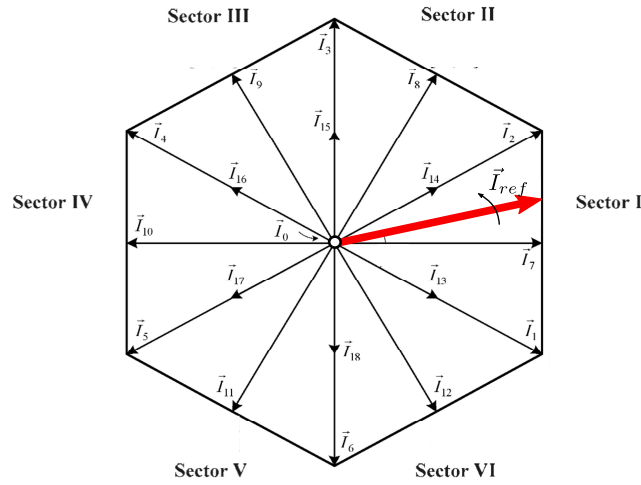


Figura 3.6: Diagrama vectorial en el plano real-imaginario de los 19 estados discretos posibles para el convertidor single-rated de 5 niveles.

Para poder corregir los desbalances de corriente, se debe seleccionar estados de conmutación adecuados, teniendo en consideración que no todos los estados producen los mismos efectos sobre el balance de las corrientes y que son dependientes de las tensiones que aparecen en los terminales de la carga. Para entender esta idea supóngase que se está operando como se muestra en la Figura 3.7, donde las corrientes i_1 e i_3 pueden crecer o disminuir, dependiendo de la tensión v_a y v_c y que se pueden clasificar de la siguiente forma:

- Si $v_a > v_c$, entonces i_1 tenderá a disminuir e i_3 crecerá.
- Si $v_a < v_c$, entonces i_3 tenderá a disminuir e i_1 crecerá.
- Si $v_a = v_c$, entonces no habrán cambios en las corrientes i_1 e i_3 .

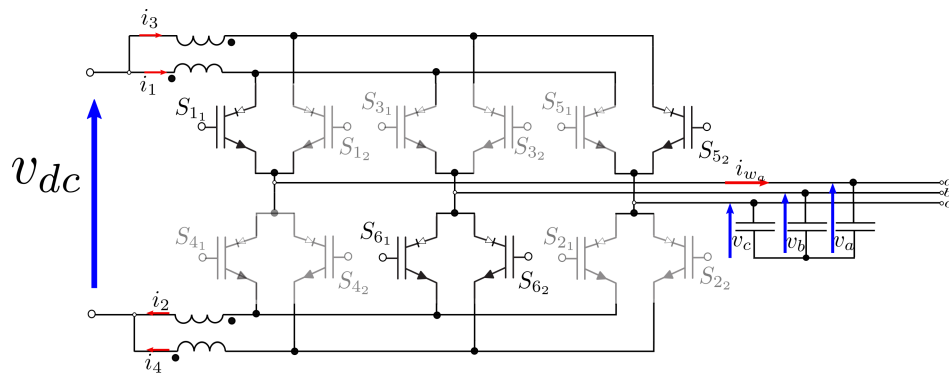


Figura 3.7: Ejemplo de un estado de conmutación para evaluar el efecto del balanceo en las corrientes i_1 e i_3 . El estado señalado corresponde al $[1, 6, 5, 6]$

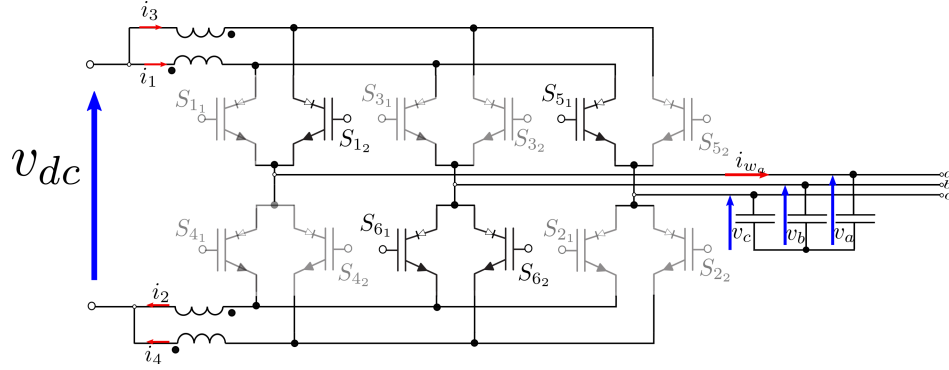


Figura 3.8: Ejemplo de un estado de conmutación para evaluar el efecto del balanceo en las corrientes i_1 e i_3 . El estado señalado corresponde al [5, 6, 1, 6]

Bajo la misma idea, al analizar la Figura 3.8, se produce lo siguiente sobre las corrientes i_1 e i_3 :

- Si $v_a > v_c$, entonces i_3 tenderá a disminuir e i_1 crecerá.
- Si $v_a < v_c$, entonces i_1 tenderá a disminuir e i_3 crecerá.
- Si $v_a = v_c$, entonces no habrán cambios en las corrientes i_1 e i_3 .

Es posible concluir que en los sectores pares (en la división del diagrama de la Figura 3.6), y usando solo los estados vectores de largo medio, se logra producir efectos sobre las corrientes i_1 e i_3 , mientras que en los sectores impares se puede regular la corriente i_2 e i_4 . También se puede advertir que los vectores grandes no generan efecto sobre el control de las corrientes en el enlace DC, no así los vectores pequeños que sí tienen efecto sobre las corrientes y dependen de las tensiones que aparezcan. Por otro lado, los estados cero no permiten controlar las corrientes en cuestión e introducen mayor contenido armónico en la corriente de enlace DC.

Con los estados discretos del convertidor, junto con sus efectos, identificados se puede proceder a detallar la estrategia de modulación vectorial a implementar. Como se aprecia en la Figura 3.6, existen seis sectores, que describen 6 triángulos equiláteros al interior del hexágono.

El algoritmo utilizado requiere identificar la región y el sector en todo momento para luego seleccionar los fasores cercanos activos que se deben ejecutar, junto con los respectivos tiempos de aplicación. En el capítulo 6 y 7 de [32] se muestra el algoritmo más conocido, en donde la determinación de sectores, zonas y tiempos se hace con ecuaciones trigonométricas, lo que vuelve más tedioso de implementar en tiempo real dado el tiempo de cálculo. Para simplificar esto se utiliza el algoritmo propuesto en [33] e implementado en [34], el cual mediante el cambio del sistema de referencia se realiza la búsqueda de regiones y tiempos mediante ecuaciones algebraicas y comparaciones. El cambio de coordenadas y normalización en base a la tensión del DC – LINK (V_{dc}) se hace mediante (3.16), aplicable al sector 1 y que permite describir los fasores activos tal como se muestra en la Figura 3.9.

$$\begin{bmatrix} I_g \\ I_h \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}I_{dc}} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{3} \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Los fasores I_{ul}, I_{lu}, I_{ll} y I_{uu} se obtienen mediante el uso de funciones *ceil* y *floor*:

$$I_{ul} = \begin{bmatrix} \text{ceil}(I_g) \\ \text{floor}(I_h) \end{bmatrix}, \quad I_{lu} = \begin{bmatrix} \text{floor}(I_g) \\ \text{ceil}(I_h) \end{bmatrix}, \quad I_{ll} = \begin{bmatrix} \text{floor}(I_g) \\ \text{floor}(I_h) \end{bmatrix}, \quad I_{uu} = \begin{bmatrix} \text{ceil}(I_g) \\ \text{ceil}(I_h) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

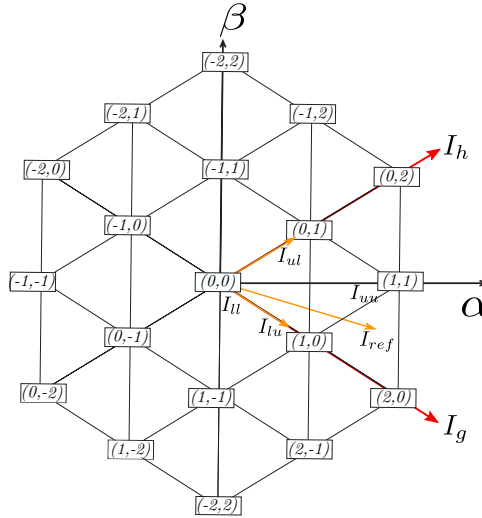


Figura 3.9: Representación de los fasores activos en el sistema de referencia g y h para el sector 1.

Los tiempos de aplicación, para las región II se obtienen mediante las siguientes expresiones algebraicas:

$$t_{lu} = T_{sw}(I_{uu_h} - I_h), \quad t_{ul} = T_{sw}(I_{uu_g} - I_g), \quad t_{uu} = 1 - t_{ul} - t_{lu} \quad (3.18)$$

En el caso de las regiones III y IV se utiliza:

$$t_{lu} = T_{sw}(-I_{ll_g} + I_g), \quad t_{ul} = T_{sw}(-I_{ll_h} + I_h), \quad t_{ll} = 1 - t_{ul} - t_{lu} \quad (3.19)$$

Para el resto de los sectores (del 2 al 6), es posible aplicar el mismo método, solo basta con aplicar la correcta transformación basada en la ecuación (3.16).

La secuencia de operación para una determinada región se muestra en la Figura 3.10. Aquí se utiliza una secuencia de 7 segmentos y donde el vector medio del sector se repite en tres ocasiones, mientras que los vectores pequeños se aplican de manera redundante. Notar también que cada cambio de estado tiene como máximo 2 conmutaciones (1 en cada submódulo), misma idea se aplica para la región III y IV.

El caso particular de la región I, no opera con el uso de los tres estados más cercanos, ya que eso requiere operar con los vectores nulos y los vectores pequeños, lo cual no es una forma efectiva de balancear las corrientes en la entrada del inversor. Por este motivo se prefiere hacer uso de un vector cero, un vector pequeño y vector medio del sector y de esta forma controlar las corrientes de entrada. Para ello divide en dos partes el sector 1, denotándolos como I_{up} e I_{down} y de esta forma lograr una secuencia con el mínimo número de conmutaciones y acotar el valor medio de las tensiones sobre las bobinas de los transformadores [28]. Los tiempos de aplicación los estados discreto involucrados en las regiones I, se obtienen a partir de (3.20)-(3.22) y (3.23)-(3.25). Ejemplo de aplicación de secuencia para región 1, se muestra en la Figura 3.10.

Sector	Región	Orden de la secuencia de estados a utilizar						
		Seq. 1	Seq. 2	Seq. 3	Seq. 4	Seq. 5	Seq. 6	Seq. 7
1	I down	[1,6,1,4] I_{13}	[1,6,1,2] I_7	[1,4,1,4] I_0	[1,4,1,6] I_{13}	[1,4,1,4] I_0	[1,6,1,2] I_7	[1,6,1,4] I_{13}
	I up	[1,4,1,2] I_{14}	[1,6,1,2] I_7	[1,4,1,4] I_0	[1,2,1,4] I_{14}	[1,4,1,4] I_0	[1,6,1,2] I_7	[1,4,1,2] I_{14}
	II	[1,6,1,2] I_7	[1,2,1,4] I_{14}	[1,6,1,4] I_{13}	[1,6,1,2] I_7	[1,4,1,6] I_{13}	[1,4,1,2] I_{14}	[1,6,1,2] I_7
	III	[1,6,1,4] I_{13}	[1,6,1,2] I_7	[1,6,1,6] I_1	[1,4,1,6] I_{13}	[1,6,1,6] I_1	[1,6,1,2] I_7	[1,6,1,4] I_{13}
	IV	[1,4,1,2] I_{14}	[1,6,1,2] I_7	[1,2,1,2] I_2	[1,2,1,4] I_{14}	[1,2,1,2] I_2	[1,6,1,2] I_7	[1,4,1,2] I_{14}
2	I down	[1,2,5,2] I_{14}	[1,2,3,2] I_8	[5,2,5,2] I_0	[5,2,1,2] I_{14}	[5,2,5,2] I_0	[1,2,3,2] I_8	[1,2,5,2] I_{14}
	I up	[5,2,3,2] I_{15}	[1,2,3,2] I_8	[5,2,5,2] I_0	[3,2,5,2] I_{15}	[5,2,5,2] I_0	[1,2,3,2] I_8	[5,2,3,2] I_{15}
	II	[1,2,3,2] I_8	[5,2,3,2] I_{15}	[5,2,1,2] I_{16}	[1,2,3,2] I_8	[1,2,5,2] I_{16}	[3,2,5,2] I_{15}	[1,2,3,2] I_8
	III	[1,2,5,2] I_{16}	[1,2,3,2] I_8	[1,2,1,2] I_2	[5,2,1,2] I_{16}	[1,2,1,2] I_2	[1,2,3,2] I_8	[1,2,5,2] I_{16}
	IV	[5,2,3,2] I_{15}	[1,2,3,2] I_8	[3,2,3,2] I_3	[3,2,5,2] I_{15}	[3,2,3,2] I_3	[1,2,3,2] I_8	[5,2,3,2] I_{15}
3	I down	[3,2,3,6] I_{15}	[3,2,3,4] I_9	[3,6,3,6] I_0	[3,6,3,2] I_{15}	[3,6,3,6] I_0	[3,2,3,4] I_9	[3,2,3,6] I_{15}
	I up	[3,6,3,4] I_{16}	[3,2,3,4] I_9	[3,6,3,6] I_0	[3,4,3,6] I_{16}	[3,6,3,6] I_0	[3,2,3,4] I_9	[3,6,3,4] I_{16}
	II	[3,2,3,4] I_9	[3,4,3,6] I_{16}	[3,2,3,6] I_{15}	[3,2,3,4] I_9	[3,6,3,2] I_{15}	[3,6,3,4] I_{16}	[3,2,3,4] I_9
	III	[3,2,3,6] I_{15}	[3,2,3,4] I_9	[3,2,3,2] I_3	[3,6,3,2] I_{15}	[3,2,3,2] I_3	[3,2,3,4] I_9	[3,2,3,6] I_{15}
	IV	[3,6,3,4] I_{16}	[3,2,3,4] I_9	[3,4,3,4] I_4	[3,4,3,6] I_{16}	[3,4,3,4] I_4	[3,2,3,4] I_9	[3,6,3,4] I_{16}
4	I down	[3,4,1,4] I_{16}	[3,4,5,4] I_{10}	[1,4,1,4] I_0	[1,4,3,4] I_{10}	[1,4,1,4] I_0	[3,4,5,4] I_{10}	[3,4,1,4] I_{16}
	I up	[1,4,5,4] I_{17}	[3,4,5,4] I_{10}	[1,4,1,4] I_0	[5,4,1,4] I_{17}	[1,4,1,4] I_0	[3,4,5,4] I_{10}	[1,4,5,4] I_{17}
	II	[3,4,5,4] I_{10}	[1,4,5,4] I_{17}	[1,4,3,4] I_{16}	[3,4,5,4] I_{10}	[3,4,1,4] I_{16}	[5,4,1,4] I_{17}	[3,4,5,4] I_{10}
	III	[3,4,1,4] I_{16}	[3,4,5,4] I_{10}	[3,4,3,4] I_4	[1,4,3,4] I_{16}	[3,4,3,4] I_4	[5,4,3,4] I_{10}	[3,4,1,4] I_{16}
	IV	[1,4,5,4] I_{17}	[3,4,5,4] I_{10}	[5,4,5,4] I_5	[5,4,1,4] I_{17}	[5,4,5,4] I_5	[5,4,3,4] I_{10}	[1,4,5,4] I_{17}
5	I down	[5,4,5,2] I_{17}	[5,4,5,6] I_{11}	[5,2,5,2] I_0	[5,2,5,4] I_{17}	[5,2,5,2] I_0	[5,4,5,6] I_{11}	[5,4,5,3] I_{17}
	I up	[5,2,5,6] I_{18}	[5,4,5,6] I_{11}	[5,2,5,2] I_0	[5,6,5,2] I_{18}	[5,2,5,2] I_0	[5,4,5,6] I_{11}	[5,2,5,6] I_{18}
	II	[5,4,5,6] I_{11}	[5,6,5,2] I_{18}	[5,4,5,2] I_{17}	[5,4,5,6] I_{11}	[5,2,5,4] I_{17}	[5,2,5,6] I_{18}	[5,4,5,6] I_{11}
	III	[5,4,5,2] I_{17}	[5,4,5,6] I_{11}	[5,4,5,4] I_5	[5,2,5,4] I_{17}	[5,4,5,4] I_5	[5,4,5,6] I_{11}	[5,4,5,2] I_{17}
	IV	[5,2,5,6] I_{18}	[5,4,5,6] I_{11}	[5,6,5,6] I_6	[5,6,5,2] I_{18}	[5,6,5,6] I_6	[5,4,5,6] I_{11}	[5,2,5,6] I_{18}
6	I down	[5,6,3,6] I_{18}	[5,4,5,6] I_{11}	[3,6,3,6] I_0	[3,6,5,6] I_{18}	[3,6,3,6] I_0	[5,4,5,6] I_{11}	[5,6,3,6] I_{18}
	I up	[3,6,1,6] I_{13}	[5,6,1,6] I_{12}	[3,6,3,6] I_0	[1,6,3,6] I_{13}	[3,6,3,6] I_0	[5,6,1,6] I_{12}	[3,6,1,6] I_{13}
	II	[5,6,1,6] I_{12}	[3,6,1,6] I_{13}	[3,6,5,6] I_{18}	[5,6,1,6] I_{12}	[5,6,3,6] I_{18}	[1,6,3,6] I_{13}	[5,6,1,6] I_{12}
	III	[5,6,3,6] I_{18}	[5,6,1,6] I_{12}	[5,6,5,6] I_6	[3,6,5,6] I_{18}	[5,6,5,6] I_6	[5,6,1,6] I_{12}	[5,6,3,6] I_{18}
	IV	[3,6,1,6] I_{13}	[5,6,1,6] I_{12}	[1,6,1,6] I_1	[1,6,3,6] I_{13}	[1,6,1,6] I_1	[5,6,1,6] I_{12}	[3,6,1,6] I_{13}

Tabla 3.2: Tabla con las secuencias según región y sector para balancear corrientes de entrada en el inversor.

Sector	Región	Orden de la secuencia de estados a utilizar						
		Seq. 1	Seq. 2	Seq. 3	Seq. 4	Seq. 5	Seq. 6	Seq. 7
1	I down	[1,4,1,6] I_{13}	[1,2,1,6] I_7	[1,4,1,4] I_0	[1,6,1,4] I_{13}	[1,4,1,4] I_0	[1,2,1,6] I_7	[1,4,1,6] I_{13}
	I up	[1,2,1,4] I_{14}	[1,2,1,6] I_7	[1,4,1,4] I_0	[1,4,1,2] I_{14}	[1,4,1,4] I_0	[1,2,1,6] I_7	[1,2,1,4] I_{14}
	II	[1,2,1,6] I_7	[1,2,1,4] I_{14}	[1,6,1,4] I_{13}	[1,2,1,6] I_7	[1,4,1,6] I_{13}	[1,4,1,2] I_{14}	[1,2,1,6] I_7
	III	[1,4,1,6] I_{13}	[1,2,1,6] I_7	[1,6,1,6] I_1	[1,6,1,4] I_{13}	[1,6,1,6] I_1	[1,2,1,6] I_7	[1,4,1,6] I_{13}
	IV	[1,2,1,4] I_{14}	[1,2,1,6] I_7	[1,2,1,2] I_2	[1,4,1,2] I_{14}	[1,2,1,2] I_2	[1,2,1,6] I_7	[1,2,1,4] I_{14}
2	I down	[5,2,1,2] I_{14}	[3,2,1,2] I_8	[5,2,5,2] I_0	[1,2,5,2] I_{14}	[5,2,5,2] I_0	[3,2,1,2] I_8	[5,2,1,2] I_{14}
	I up	[3,2,5,2] I_{15}	[3,2,1,2] I_8	[5,2,5,2] I_0	[5,2,3,2] I_{15}	[5,2,5,2] I_0	[3,2,1,2] I_8	[3,2,5,2] I_{15}
	II	[3,2,1,2] I_8	[5,2,3,2] I_{15}	[5,2,1,2] I_{16}	[3,2,1,2] I_8	[1,2,5,2] I_{16}	[3,2,5,2] I_{15}	[3,2,1,2] I_8
	III	[5,2,1,2] I_{16}	[3,2,1,2] I_8	[1,2,1,2] I_2	[1,2,5,2] I_{16}	[1,2,1,2] I_2	[3,2,1,2] I_8	[5,2,1,2] I_{16}
	IV	[3,2,5,2] I_{15}	[3,2,1,2] I_8	[3,2,3,2] I_3	[5,2,3,2] I_{15}	[3,2,3,2] I_3	[3,2,1,2] I_8	[3,2,5,2] I_{15}
3	I down	[3,6,3,2] I_{15}	[3,4,3,2] I_9	[3,6,3,6] I_0	[3,2,3,6] I_{15}	[3,6,3,6] I_0	[3,4,3,2] I_9	[3,6,3,2] I_{15}
	I up	[3,4,3,6] I_{16}	[3,4,3,2] I_9	[3,6,3,6] I_0	[3,6,3,4] I_{16}	[3,6,3,6] I_0	[3,4,3,2] I_9	[3,4,3,6] I_{16}
	II	[3,4,3,2] I_9	[3,4,3,6] I_{16}	[3,2,3,6] I_{15}	[3,4,3,2] I_9	[3,6,3,2] I_{15}	[3,6,3,4] I_{16}	[3,4,3,2] I_9
	III	[3,6,3,2] I_{15}	[3,4,3,2] I_9	[3,2,3,2] I_3	[3,6,3,2] I_{15}	[3,2,3,2] I_3	[3,4,3,2] I_9	[3,6,3,2] I_{15}
	IV	[3,4,3,6] I_{16}	[3,4,3,2] I_9	[3,4,3,4] I_4	[3,6,3,4] I_{16}	[3,4,3,4] I_4	[3,4,3,2] I_9	[3,4,3,6] I_{16}
4	I down	[1,4,3,4] I_{16}	[5,4,3,4] I_{10}	[1,4,1,4] I_0	[3,4,1,4] I_{10}	[1,4,1,4] I_0	[3,4,5,4] I_{10}	[1,4,3,4] I_{16}
	I up	[5,4,1,4] I_{17}	[5,4,3,4] I_{10}	[1,4,1,4] I_0	[1,4,5,4] I_{17}	[1,4,1,4] I_0	[5,4,3,4] I_{10}	[5,4,1,4] I_{17}
	II	[5,4,3,4] I_{10}	[1,4,5,4] I_{17}	[1,4,3,4] I_{16}	[5,4,3,4] I_{10}	[3,4,1,4] I_{16}	[5,4,1,4] I_{17}	[5,4,3,4] I_{10}
	III	[1,4,3,4] I_{16}	[5,4,3,4] I_{10}	[3,4,3,4] I_4	[1,4,3,4] I_{16}	[3,4,3,4] I_4	[3,4,5,4] I_{10}	[1,4,3,4] I_{16}
	IV	[5,4,1,4] I_{17}	[5,4,3,4] I_{10}	[5,4,5,4] I_5	[1,4,5,4] I_{17}	[5,4,5,4] I_5	[5,4,3,4] I_{10}	[5,4,1,4] I_{17}
5	I down	[5,2,5,4] I_{17}	[5,6,5,4] I_{11}	[5,2,5,2] I_0	[5,4,5,2] I_{17}	[5,2,5,2] I_0	[5,6,5,4] I_{11}	[5,2,5,4] I_{17}
	I up	[5,6,5,2] I_{18}	[5,6,5,4] I_{11}	[5,2,5,2] I_0	[5,2,5,6] I_{18}	[5,2,5,2] I_0	[5,6,5,4] I_{11}	[5,6,5,2] I_{18}
	II	[5,6,5,4] I_{11}	[5,6,5,2] I_{18}	[5,4,5,2] I_{17}	[5,6,5,4] I_{11}	[5,4,5,2] I_{17}	[5,2,5,6] I_{18}	[5,6,5,4] I_{11}
	III	[5,2,5,4] I_{17}	[5,6,5,4] I_{11}	[5,4,5,4] I_5	[5,4,5,2] I_{17}	[5,4,5,4] I_5	[5,6,5,4] I_{11}	[5,2,5,4] I_{17}
	IV	[5,6,5,2] I_{18}	[5,6,5,4] I_{11}	[5,6,5,6] I_6	[5,2,5,6] I_{18}	[5,6,5,6] I_6	[5,6,5,4] I_{11}	[5,6,5,2] I_{18}
6	I down	[3,6,5,6] I_{18}	[1,6,5,6] I_{11}	[3,6,3,6] I_0	[5,6,3,6] I_{18}	[3,6,3,6] I_0	[1,6,5,6] I_{11}	[3,6,5,6] I_{18}
	I up	[1,6,3,6] I_{13}	[1,6,5,6] I_{12}	[3,6,3,6] I_0	[3,6,1,6] I_{13}	[3,6,3,6] I_0	[1,6,5,6] I_{12}	[1,6,3,6] I_{13}
	II	[1,6,5,6] I_{12}	[3,6,1,6] I_{13}	[3,6,5,6] I_{18}	[1,6,5,6] I_{12}	[5,6,3,6] I_{18}	[1,6,3,6] I_{13}	[1,6,5,6] I_{12}
	III	[3,6,5,6] I_{18}	[1,6,5,6] I_{12}	[5,6,5,6] I_6	[5,6,3,6] I_{18}	[5,6,5,6] I_6	[1,6,5,6] I_{12}	[3,6,5,6] I_{18}
	IV	[1,6,3,6] I_{13}	[1,6,5,6] I_{12}	[1,6,1,6] I_1	[3,6,1,6] I_{13}	[1,6,1,6] I_1	[1,6,5,6] I_{12}	[1,6,3,6] I_{13}

Tabla 3.3: Tabla con las secuencias según región y sector para balancear corrientes de entrada en el inversor.

Se debe tener en cuenta que el uso de los transformadores planos de alta frecuencia permite disminuir el tamaño físico de los componentes inductivos del sistema y además disminuye la magnitud de la corriente circulante, ya que la impedancia involucrada en esta malla depende fuertemente de los parámetros del transformador (ver Figura 3.12). Al tener corriente circulante, se introducirá necesariamente un desbalance entre las corrientes, alejándose del óptimo en que $i_1 = i_2 = i_3 = i_4$, para obtener la mejor calidad de señal a la salida del convertidor y aprovechar la capacidad y topología multinivel.

Es importante mencionar que estas corrientes circulantes $i_{cir} = (i_2 - i_1) - (i_3 - i_4)$ dependen de la frecuencia de giro del motor y de la corriente y tensión en la máquina, por lo que a mayor nivel de potencia requerida por la máquina, mayor amplitud podrá tener esta corriente circulante. El problema de evitar corrientes circulantes, es homólogo al balance de tensión del convertidor VSI del tipo NPC, pero en el caso del CSI, esta corriente se traduce en un aumento de las pérdidas.

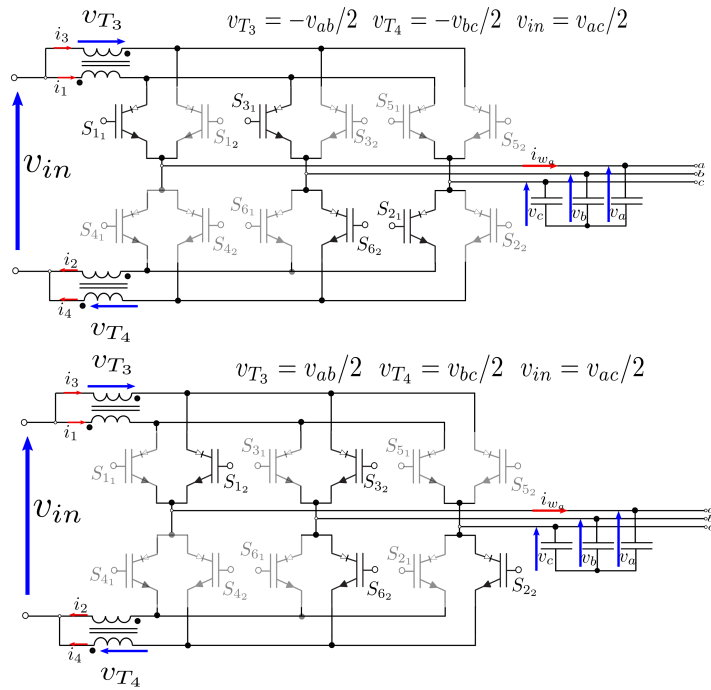


Figura 3.11: Tensiones que aplican sobre los devanados de los transformadores, al aplicar fasores activos pequeños. Arriba, se aplica combinación [1, 2, 3, 6], Abajo, se aplica combinación [3, 6, 1, 2]. Se asumen semiconductores ideales.

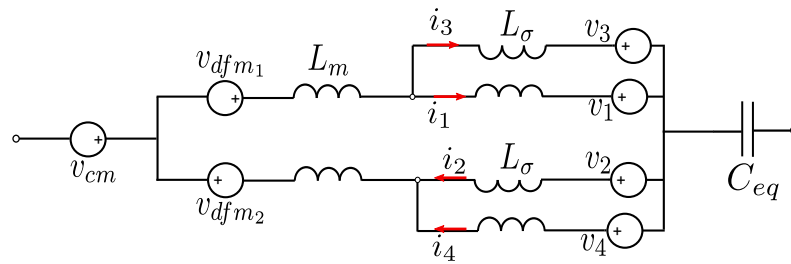


Figura 3.12: Circuito equivalente en el enlace DC, con énfasis en las corrientes que circulan por el transformador de alta frecuencia.

Dispositivos de almacenamiento de energía y su control

Uno de los principales puntos de este trabajo consiste en incorporar la celda de combustible como fuente de energía del sistema. La dinámica de este dispositivo, como se verá en el presente capítulo, queda determinado por la dinámica de los gases, la cual es mucho más lenta comparada con una dinámica de baterías de litio o incluso la carga y descarga de un capacitor. Por este motivo, se añadirá un equipo adicional que pueda reaccionar de manera más rápida frente a transitorios de potencia.

En la Figura 4.1 se muestran ejemplos de densidades de potencia y energía por unidad de masa, de diversos dispositivos de almacenamiento de energía. Dado que la celda de combustible tiene una pequeña densidad de potencia por lo que frente a maniobras de arranque, en un vehículo eléctrico, se requerirá contar con una celda de combustible de potencia nominal elevada comparada con un banco de baterías que presenta mayor densidad de potencia y menor densidad de energía, siendo este parámetro la principal ventaja de la celda de combustible, al igual que la gasolina.

De la misma Figura 4.1, se aprecia que los supercapacitores, además de ser recargables, cuenta con una elevada densidad de potencia, volviéndolo un interesante dispositivo a complementarse con la celda de combustible, ya que este podría responder de manera mucha más rápida frente a las maniobras de aceleración y frenado de un vehículo eléctrico.

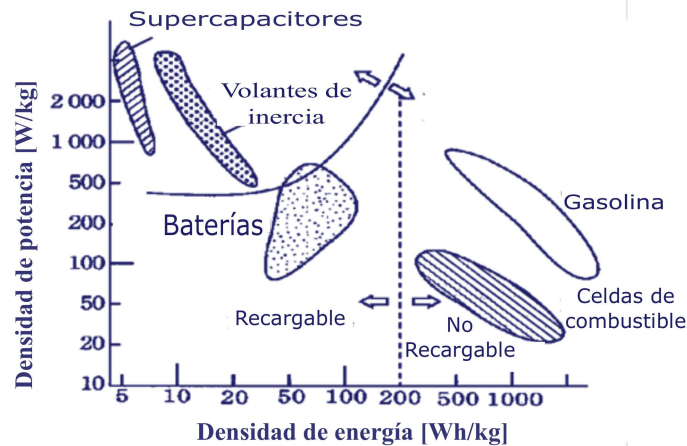


Figura 4.1: Gráfico de general para identificar densidades de potencia y densidad de energía.

4.1. Celda de combustible

Una celda de combustible es un dispositivo capaz de convertir energía química en energía eléctrica y calor, sin aplicar un proceso de combustión. Este proceso fue observado hace más de 180 años por William Robert Grove, en donde se obtiene electricidad y agua, a partir de hidrógeno y oxígeno dentro de una baño de ácido sulfúrico utilizando electrodos porosos de platino y ánodo de zinc (ver Figura 4.2). La reacción química desarrollada se asemeja bastante al proceso que ocurre al interior de una batería; en este caso el hidrógeno se oxida en electrodo, mientras que el oxígeno se reduce en otro. Esto se traduce en movimiento de iones, que pueden ser utilizados en circuitos eléctricos externos para producir trabajo.

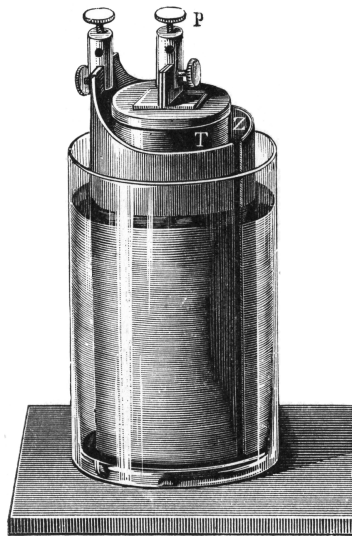


Figura 4.2: Imagen de una pila de Grove. Estaríada de *Physikalisches Praktikum mit besonderer Berücksichtigung der physikalischen-chemischen Methoden* von Eilhard Wiedemann und Hermann Ebert; Dritte verbesserte und vermehrte Auflage; Braunschweig, Friedrich Vieweg und Sohn; 1897.

La reacción mencionada no es la única que libera carga eléctrica en la reacción química. Dependiendo del combustible y el oxidante se tiene diferentes tipos de celdas de combustible:

- **Membrana intercambiadora de protones;** (o PEM, por sus siglas en inglés) utilizan polímeros sólidos como electrolitos y electrodos de carbono porosos que contengan un catalizador de platino o aleación de este metal noble. Solo necesitan hidrógeno y oxígeno para funcionar y además lo hace a temperaturas relativamente bajas, (alrededor de 80°C). Esto les permite comenzar rápidamente y resulta en un menor desgaste de los componentes del sistema, lo que resulta en una mejor durabilidad. Sin embargo, requiere que se use un catalizador de metal noble (típicamente platino) para separar los electrones y protones del hidrógeno, lo que aumenta el costo del sistema. El catalizador de platino también es extremadamente sensible al envenenamiento por monóxido de carbono, por lo que es necesario emplear hidrógeno de una alta pureza.
- **Ácido Fosfórico;** ocupan electrolitos líquidos basado en ácido fosfórico, utilizando hidrógeno como combustible. Operan a temperaturas elevadas, por lo que su dinámica de arranque toma más tiempo que las del tipo PEM y Alcalina, restringiendo su uso a aplicaciones estacionarias. Una de las principales desventajas es la cantidad de platino (en comparación con las del tipo PEM).
- **Carbono fundido;** el electrolito es de una mezcla de sales de carbonato fundido. Operan a temperaturas en torno a 650°C , por lo que se vuelven útiles en centrales de generación con procesos de co-generación. Además cuenta con mayor tolerancia a impurezas en el combustible, que no sólo es hidrógeno.
- **óxido sólido;** utilizan una membrana cerámica. Operan a 1000°C por lo que no se necesitan catalizadores hecho de metales preciosos como platino. Son más resistentes a la presencia de impurezas y dióxido de carbono, pudiendo utilizar gas natural, bio-gas o gases hechos a partir de vapor. Su elevada temperatura de operación permite procesos de co-generación, por lo que su uso queda exclusivo para aplicaciones estacionarias.

En este trabajo solo hará mención de las celda de combustible del tipo PEM y su comportamiento. El detalle de componentes y funcionamiento se muestra en la Figura 4.3 en donde se aprecia que el residuo de la reacción química es solo calor y agua.

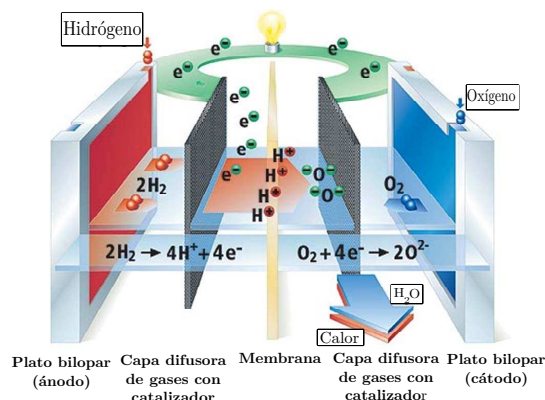


Figura 4.3: Identificación de principales componentes de una celda de combustible del tipo PEM. Extraído de [35]

Dentro de los componentes señalados en la Figura 4.3, se tiene:

- **Plato bipolar:** son placas con canales de flujo que aseguran la distribución del combustible y del oxidante por todo el área de la celda, además de poder actuar como colectores de corriente eléctrica. Diferentes tipos de canales en forma de serpentín, paralelos e interdigitados se mecanizan en las placas por donde los gases (en este caso hidrógeno y aire) fluirán. Para las celdas tipo PEM, son construidas a partir de grafito, acero inoxidable y plástico.
- **Capa difusora de gases:** Denominadas también como GDL (por sus siglas en inglés de *Gas Diffusion Layer*), son las responsables de la distribución de los reactantes hacia la superficie del electrodo y de eliminar los productos de la reacción. Otra tarea importante que deben cumplir, es la eliminación del agua del cátodo y dada la ubicación (entre los electrodos y los colectores de corriente) esta capa deben ser eléctricamente conductoras y tener capacidades hidrofóbicas.
- **Electrodos:** Las reacciones electroquímicas tienen lugar en la superficie de los electrodos. El combustible (hidrógeno, en este caso) es oxidado en el ánodo y el oxígeno es reducido en el cátodo. La combinación de una membrana y dos electrodos se conoce como conjunto MEA (*membrane electrode assembly*). En el caso de las celdas tipo PEM, se utiliza el platino como catalizador para aumentar la velocidad de reacción.
- **Membrana:** Tiene como funciones actuar como conductor iónico, aislante electrónico y separador de los reactantes anódicos y catódicos. Los iones deben pasar a través de la membrana del tipo polímera del tipo politetrafluoroetileno conductora de protones, y para mantener el equilibrio de cargas entre el ánodo y el cátodo. Como se ha descrito en los fundamentos, la idea básica de una pila de combustible es la separación de los reactantes y que las reacciones electroquímicas anódica y catódica tengan lugar separadamente. Cualquier flujo, corriente o reactantes a través de la membrana disminuirá las prestaciones de la celda.

En cuanto al modelo eléctrico de la celda de combustible, es posible concluir que los parámetros concentrados que modelan a la celda de combustible dependen de variables como presión, calidad de componentes, temperatura y concentración de combustible y oxidante. Es importante mencionar que el equipo en cuestión requiere entrada de aire constante, además de refrigeración de las celdas, por lo que ambas prestaciones deben ser tarea de los equipos auxiliares y que son de carácter indispensables para el correcto funcionamiento de la celda de combustible.

Dada el tipo de reacción química que se produce al interior de las celdas, es correcto concluir que la dinámica de respuesta de la celda de combustible es dominada por el comportamiento de gases, desplazamiento de iones, presiones y temperaturas, las cuales se caracterizan por ser más lentas que los fenómenos electromagnéticos o electrostáticos. Por lo tanto, se espera que el tiempo de respuesta de la celda de combustible sea más lenta que la respuesta del supercondensador.

Para continuar con la comprensión de la dinámica de la celda de combustible, es importante comprender uno de los fenómenos que más impactan sobre la dinámica eléctrica. Dado que el énfasis del presente trabajo se enfoca en el control de las variables eléctricas de la celda de combustible, lo que se busca es modelar el comportamiento del dispositivo usando parámetros concentrados utilizando resistencias y condensadores.

En la descripción de la celda de combustible PEM dada en la Figura 4.3, los dos electrodos están separados por una sólida membrana que solo permite el flujo de iones H^+ , pero bloquea el flujo de electrones. Éstos fluyen desde el ánodo a través de la carga externa y se juntan en el cátodo, al

mismo tiempo que los protones de hidrógeno son atraídos. Luego se forman dos capas cargadas opuestas a través del límite poroso entre el cátodo y la membrana. En los sistemas electroquímicos, la doble capa de carga es en parte debido a los efectos de difusión, y también debido a la reacción entre electrones en los electrodos y los iones en el electrolito. Este fenómeno se representa en la Figura 4.4.

La capa de carga que se genera cerca de la interfaz electrodo-electrolito es una reserva energía eléctrica, y como tal se comporta como un condensador eléctrico. Por lo tanto al existir cambios en la corriente, tomará algo tiempo para que esta carga (y su tensión asociado) se disipe (si la corriente se reduce) o para acumularse (si hay un aumento de corriente). En otras palabras, existe un cierto desfase entre tensión y corriente, dando como resultado que si la corriente cambia repentinamente, la tensión en los terminales de la celda de combustible, muestra un cambio inmediato debido a la resistencia interna, pero su nuevo punto de equilibrio no se alcanza de manera instantánea. El valor del parámetro concentrado capacitivo depende del tamaño de las celdas y de sus características, pero oscila entre $0,013$ y $0,042 F/cm^2$ [36].

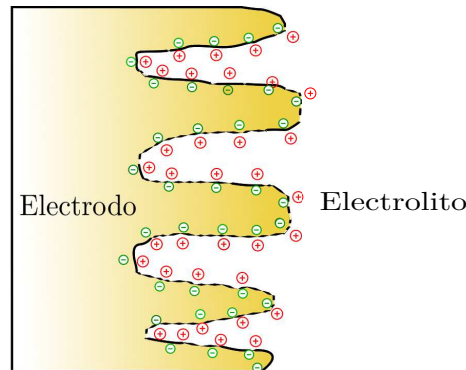
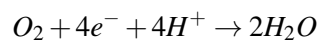


Figura 4.4: Representación del efecto doble capa que ocurre en el intersticio del cátodo y electrolito de las celdas.

Con respecto a las pérdidas que posee la celda de combustible, éstas se dividen en 4 grandes grupos [37] (capítulo 3):

- Pérdidas de activación: Estos son causados por la lentitud de las reacciones que tienen lugar en la superficie de los electrodos. Donde se utiliza energía en mover electrones hacia o desde el electrodo y queda determinada mediante una expresión altamente no lineal y que se relaciona con la rapidez en que ocurre la reacción química



- Cruce de combustible y corrientes internas: Aunque el electrolito de una pila de combustible se escoge por su conducción iónica siempre podrá soportar cantidades muy pequeñas de conducción de electrones, produciendo corrientes internas. También se producirá el efecto en que parte del combustible se difundirá desde el ánodo, a través de el electrolito, al cátodo. Aquí, debido al catalizador, reaccionará directamente con el oxígeno, sin producir corriente eléctrica. Esta pequeña cantidad de combustible desperdiciado, producto migraciones a través del electrolito, se conocen como cruce de combustible. Ambos efectos señalados (cruce

de combustible y corrientes internas) son esencialmente equivalentes; el cruce de una molécula de hidrógeno del ánodo hacia cátodo, reacciona desperdiciando dos electrones, misma cantidad de electrones que cruzan del ánodo cátodo, produciendo una corriente interna.

El flujo de combustible y electrones es pequeño, por lo que en términos de pérdida de energía no es muy importante. Sin embargo, en las celdas de baja temperatura causan una caída de voltaje muy notable en circuito abierto, como es el caso de las PEM.

- **Óhmicas:** Esta caída de tensión modela el parámetro resistivo relacionados con los materiales de los electrodos y las diversas interconexiones, así como la resistencia al flujo de iones a través del electrolito. Esta caída de voltaje es esencialmente proporcional a la densidad de corriente.
- **Transporte masivo o pérdidas de concentración:** Estos resultan del cambio en la concentración de los reactivos en la superficie de los electrodos a medida que se usa el combustible. La concentración afecta la tensión de las celdas, por lo que este tipo de irreversibilidad es a veces se llama pérdida de concentración, donde el problema nace de transportar suficiente reactivo a la superficie del electrodo.

Si el suministro de aire es solo mediante el aire circundante, entonces existirá una reducción en la concentración en la región del electrodo a medida que el oxígeno es utilizado. La cantidad y la tasa de cambio, dependerá de la corriente que sea requerida a la celda, la forma en que se suministre el aire al equipo y como este puede circular al interior de las celdas. El cambio en la concentración de dicho gas se traduce en una reducción de la presión.

De la misma forma, en el ánodo la presión del hidrógeno decae a medida que aumenta la potencia solicitada de la celda de combustible. La razón de esto se relaciona con la pérdida de presión, causada por resistencia del fluido al circular por tubos y cañerías. La disminución de presión dependerá de las características de la red de suministro de hidrógeno y la demanda de potencia instantánea de la celda.

En base a lo expuesto, se entiende que la tensión en terminales depende fuertemente del diseño, tamaño, suministro de combustible y oxidante, además del tipo de celda. El modelo eléctrico, en términos de parámetros concentrados, quedará en función de variables de presión, temperatura y corrientes eléctricas [36], tal como se muestra en la Figura 4.5. A partir de esta se define:

$$E_{thermo} = E_0^0 + (T_{op} - T_0) \frac{\Delta S^\circ}{nF} + \frac{RT_{op}}{nF} \ln(\sqrt{(p_{O_2})(p_{H_2O}))} V \quad (4.1)$$

Donde:

- E_0^0 :Potencial eléctrico termodinámico a condiciones estándar (V).
- T_0 :Temperatura ambiente 298,15 K.
- T_{op} :Temperatura de operación (K).
- ΔS° :Cambio en la entropía de la reacción a temperatura ambiente.
- n :número de electrones intercambiados producto de la reacción.
- F :Constante de Faraday $C \cdot mol^{-1}$.
- R : Constante universal de los gases ($J \cdot mol^{-1} \cdot K^{-1}$).

- p_x : Presión en *atm* del elemento x .
- C_{dl} : Condensador equivalente producto del efecto doble capa.
- R_{conc} : Resistencia por efectos de cambio de concentración.
- R_{act} : Resistencia por efectos de activación.
- R_{ohm} : Resistencia de efectos óhmicos.

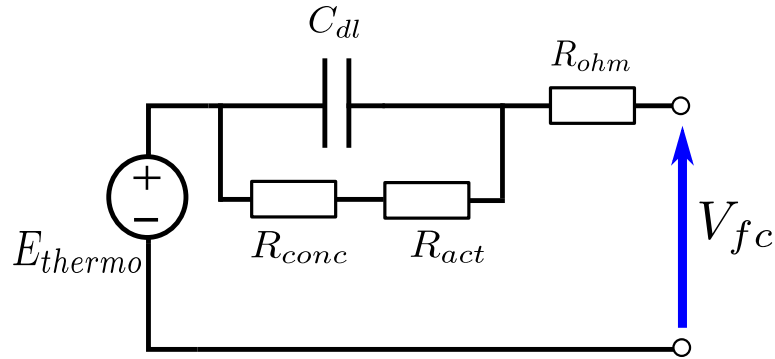


Figura 4.5: Circuito eléctrico equivalente celda de combustible tipo PEM.

La obtención de los parámetros concentrados normalmente se obtiene mediante ensayo de la celda de combustible a distintos grados de carga, para una determinada temperatura y presión [36].

Los fabricantes de celdas de combustible, entregan una curva característica entre la relación de tensión de terminales y la corriente propia de la celda. Dicha curva entrega solo información en estado estacionario de las variables eléctricas a una presión de operación y temperatura nominal. En el caso de este trabajo se utilizará la curva de la celda de combustible *HyPM-HD-15kW* de la empresa Hydrogenics.

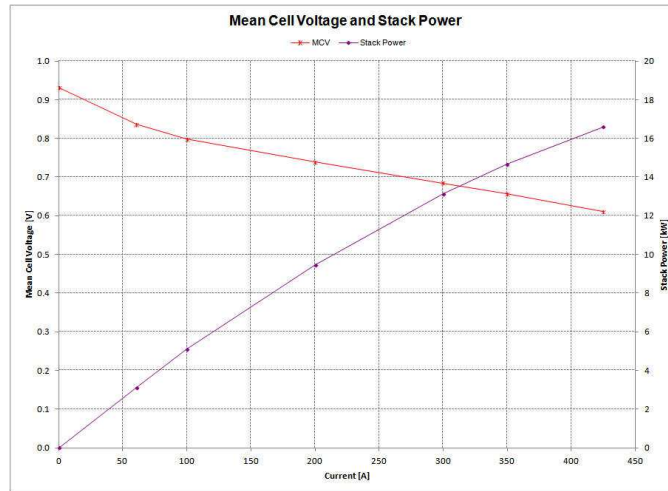


Figura 4.6: Curva tensión v/s corriente de la celda de combustible modelo *HyPM-HD-15kW*, entregada por el fabricante.

En el laboratorio se cuenta con el modelo de celda de combustible señalada. Debido al cierre de la Universidad durante el estallido social y a la pandemia del virus SARS-CoV-2, la celda no pudo ser probada para este trabajo y se decidió emular el comportamiento de la celda, según la curva de la Figura 4.6, mediante una fuente *DC* controlada programable.

4.2. Supercondensador

Un supercapacitor (SC) es un dispositivo electroquímico en el cual ocurre un proceso cuasi-reversible de carga/descarga, permitiendo almacenar energía en su campo eléctrico, según los mismos principios físicos en los que se basan los capacitores comunes. Los SC se clasifican en: Capacitores eléctricos de doble capa o *Electrochemical Double-Layer Capacitor* (EDLCs), Pseudocapacitores (PsCs) y Capacitores Híbridos (HCs). Los EDLC almacenan energía electrostáticamente entre sus placas. Los PsCs almacenan la energía electroquímicamente. Finalmente los HCs lo hacen tanto de forma electrostática como electroquímica.

Una característica de los SC, es la gran densidad de potencia que estos poseen, tal como se muestra en la Figura 4.1. Mientras que su densidad energética es baja, en comparación a combustibles químicos (bencinas e hidrógeno). Por este motivo, los supercapacitores se utilizan principalmente como fuentes de energía pulsante, permitiendo su uso en centrales de energía variable, como eólica y solar, suavizando la curva de potencia entregada a la red y permitiendo responder con mayor velocidad a las variaciones abruptas en la demanda o generación eléctrica. Además, por motivos similares, pueden implementarse en vehículos de tracción híbridos, que combinen combustibles y baterías o celda de combustible y baterías. Esto permite exigir una alta demanda de potencia a un motor eléctrico, por ejemplo, durante ciertos intervalos de tiempo o facilitar frenados regenerativos, sin necesidad de quemar parte de la energía del frenado en resistencias:

Los supercondensadores están contruidos con dos láminas de metal, tal como se muestra en la Figura 4.7, que actúan como colectores de corriente, cada uno recubierto con un material de electrodo como el carbón activado, que sirve como conexión de alimentación entre el material del electrodo y los terminales externos del condensador. Específicamente para el material del electrodo es un área de superficie muy grande, por ejemplo, el carbón activado se graba electroquímicamente para que el área superficial del material sea aproximadamente 100,000 veces mayor que la superficie lisa. Los electrodos se mantienen separados por una membrana permeable a los iones utilizada como aislante para proteger los electrodos contra cortocircuitos. Posteriormente, esta construcción se enrolla o se pliega en forma cilíndrica o rectangular y se puede apilar en una cilindro de aluminio o en una carcasa rectangular. La célula se impregna luego con un electrolito líquido o viscoso de tipo orgánico o acuoso. Éste ingresa a los poros de los electrodos y sirve como conductor entre los electrodos, a través del separador.

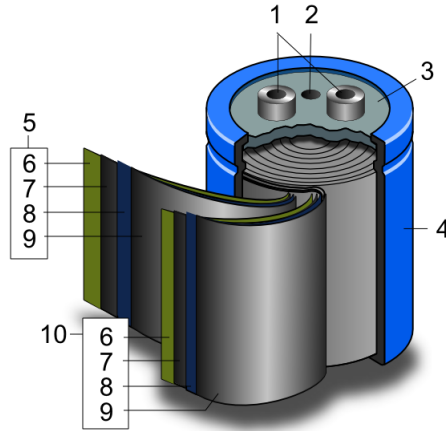


Figura 4.7: Detalle de la construcción de un supercondensador cilíndrico: 1. Terminales, 2. Ventilación de seguridad, 3. Disco de sellado, 4. Carcasa de aluminio, 5. Polo positivo, 6. Separador, 7. Electrodo de carbón, 8. Colector, 9. Electrodo de carbón, 10. Polo negativo.

Con respecto al modelo equivalente, en término de parámetros concentrados eléctricos, el trabajo mostrado en [38] permite comprender que un modelo aceptado, para el estudio de respuestas dinámicas, corresponde a un condensador ideal en serie con una resistencia que modela las pérdidas por conducción. Normalmente estos parámetros se obtienen a partir de la información del fabricante. De igual forma, en el trabajo señalado se puede encontrar modelos más complejos y que son útiles en estado estacionario y a bajas frecuencias.

En este trabajo se hará uso de un supercondensador de 62 F y 129 V de la empresa *LSMtron* y que es capaz de soportar 200 A . El módulo cuenta con sistema de balanceo activo incorporado por el fabricante.

4.3. Control de SC y FC

En esta subsección se aborda el concepto detrás del diseño del controlador de las fuentes de energía. Dado que dichos elementos irán interconectados con el sistema de potencia mediante convertidores dc/dc , para la manipulación de potencia instantánea en cada dispositivo (FC o SC). La Figura 4.8 muestra un esquema de como se realizará la conexión de los dispositivos. La variable de control de los semiconductores del convertidor dc/dc será la corriente de cada uno de los dispositivos y cuyo valor de referencia vendrá dado por la salida del control planteado por pasividad, pero con la introducción del asignación de dinámica inversa o conocida por sus siglas en inglés como *IDA-PBC*. En estos, se selecciona la estructura del sistema de lazo cerrado, por ejemplo, Hamiltoniano de Lagrange o puerto controlado (PCH), y luego se caracterizan todas las funciones de la energía asignables compatibles con la estructura. Esta caracterización se da en términos de la solución de una ecuación diferencial parcial (PDE). Las dos principales ventajas de utilizar este tipo de controlador son: La función de energía determina no sólo el funcionamiento estático, sino que también por medio de la transferencia de energía entre subsistemas, su funcionamiento transitorio y permite una interpretación física de la acción de control.

En una primera etapa se definirán conceptos de Pasividad y Disipación, los cuales son claves para entender como se mitiga el error en la función de lazo cerrado del sistema a controlar. Posteriormente, se introduce el Teorema de Lyapunov, clave para establecer criterios de estabilidad en cualquier sistema de estudio. Finalmente se presenta el problema de controlar la tensión de

un enlace DC, de un sistema de fuentes híbridas y conectadas a convertidores dc/dc, mediante IDA-PBC.

4.3.1. Conceptos de Disipación y Pasividad

La disipación es una propiedad fundamental de los sistemas, relacionada (de forma intuitiva) con la disipación de energía. Ejemplos de dicha propiedad son la energía eléctrica que se transforma en calor en una resistencia o el roce en los engranajes de componentes rotativas. Una definición matemática requiere la introducción de dos funciones; la tasa de energía que entra al sistema y una función de almacenamiento de dicha energía. Ambas se relacionan mediante la desigualdad de disipación la cual establece que a lo largo de las trayectorias, en el tiempo, de un sistema disipativo la razón de alimentación es a lo menos igual al incremento de la energía almacenada, lo que finalmente se traduce en el hecho de que un sistema disipativo no puede almacenar más energía de la que se le suministra.

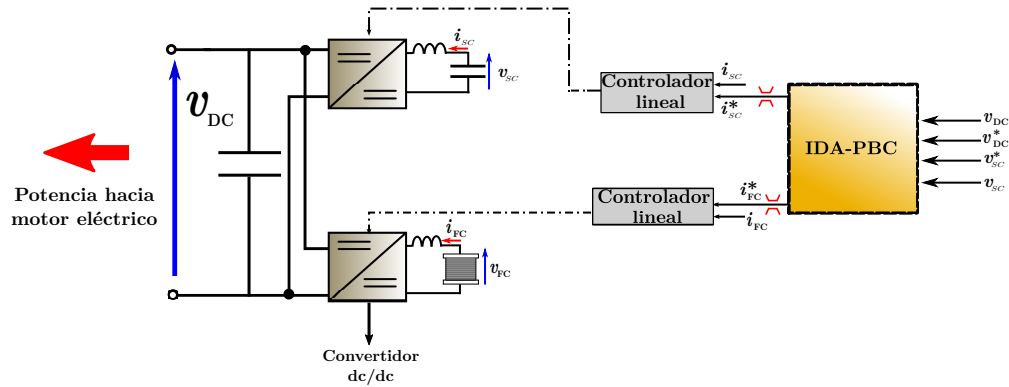


Figura 4.8: Esquema de interconexión y control de dispositivos de almacenamiento de energía utilizados en este trabajo.

Considérese un sistema descrito, denominado por Σ , tal que:

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u), & x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^n; \\ y = h(x, u); \end{cases} \quad (4.2)$$

Donde $x \in \mathbb{R}^n$ y corresponde a los estados del sistema, $u \in \mathbb{R}^m$ y corresponde a la entrada del sistema e $y \in \mathbb{R}^m$, la cual corresponde a la salida. Por lo tanto la expresión anterior define un operador dinámico $\Sigma: u \mapsto y$, con lo que se hacen las siguientes definiciones:

- **Disipatividad:** Σ es disipativo con respecto a la alimentación $w(u, y) : \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}$, si y solo si, existe una función de almacenamiento $\mathcal{H} : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$, tal que:

$$\mathcal{H}(x(T)) - \mathcal{H}(x(0)) \leq \int_0^T w(u(t), y(t)) dt; \forall u, T \geq 0, x_0 \in \mathbb{R}^n \quad (4.3)$$

- **Pasividad:** Σ es pasivo, sólo si es disipativo con la razón de alimentación $w(u, y) = u^\top y$. Se define estrictamente pasivo a la entrada (de ahora en adelante ISP) si Σ es disipativo con una razón de alimentación $w(u, y) = u^\top y - \delta \|u\|^2$, con $\delta \geq 0$. Se define estrictamente pasivo

a la salida (de ahora en adelante OSP), si Σ es disipativo con una razón de alimentación $w(u, y) = u^\top y - \delta \|y\|^2$, con $\delta \geq 0$. Nótese que:

$$\int_0^T u^\top y \, dt > \delta \int_0^T u^\top u \, dt \quad (4.4)$$

$$\int_0^T u^\top y \, dt > \delta \int_0^T y^\top y \, dt \quad (4.5)$$

Donde un valor de $\delta > 0$ indica que el sistema es pasivo (ISP u OSP, según corresponda). En el caso de que δ sea menor a cero, se habla de una carencia de pasividad, por lo que las desigualdades anteriores podrían servir para encontrar la ganancia de los controladores para que un sistema que no sea pasivo si lo sea.

Para entender de mejor forma la idea de pasividad, se hará uso de un circuito eléctrico como el mostrado en la Figura 4.9. En dicha topología se encuentran elementos de almacenamiento de energía, por otro lado la entrada del sistema corresponde a la fuente de tensión independiente y la salida es la corriente de dicha fuente.

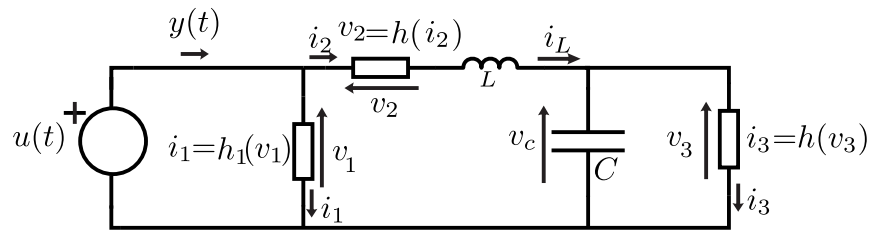


Figura 4.9: Circuito eléctrico, con entrada la fuente de tensión independiente y salida la corriente de dicha fuente.

Sólo con el conocimiento de circuitos eléctricos, tanto leyes como ley de elementos en referencia carga, se logra expresar el balance energético del sistema:

$$u(t)y(t) = i_2(t)L\dot{i}_2(t) + v_c(t)C\dot{v}_c + u(t)h_1(u) + i_2(t)h_2(i_2) + v_c(t)h_3(v_c) \quad (4.6)$$

Si a los términos de potencia instantánea de los elementos almacenadores de energía, se les denota con $\dot{V}(i_2, v_c)$ como la variación en el tiempo de la energía almacenada $V(i_2, v_c)$, es posible reescribir la ecuación (4.6) como:

$$u(t)y(t) = \dot{V}(i_2, v_c) + u(t)h_1(u) + i_2(t)h_2(i_2) + v_c(t)h_3(v_c) \quad (4.7)$$

Siendo la ecuación (4.7), una expresión pasiva si es que las funciones h_1 , h_2 y h_3 lo son, es decir, que los elementos resistivos consuman energía y no la generen. Cuando el sistema es pasivo se satisface la desigualdad mostrada en la definición de disipatividad, en donde la potencia de entrada es a lo menos igual a la energía almacenada:

$$\dot{V}(i_2, v_c) \leq u(t)y(t) \implies (V(i_2(t), v_c(t)) - V(i_2(0), v_c(0))) \leq \int_0^t u(s)y(s)ds \quad (4.8)$$

Si las funciones $h_2(i_2)$ y $h_3(v_c)$ yacen definidas en el intervalo $[0, \infty)$, se puede cumplir la siguiente desigualdad:

$$u(t)y(t) \geq \dot{V}(i_2, v_c) + u(t)h_1(u) \quad (4.9)$$

Por lo que el sistema cuenta con un exceso de pasividad si es que $h_1(u)$ es positiva y la entrada es estrictamente mayor a cero.

Si ahora se define $h_1(u) = 0$ y h_3 perteneciente a un intervalo igual a $[0, \infty)$, se satisface la siguiente desigualdad:

$$u(t)y(t) \geq \dot{V}(i_2, v_c) + y(t)h_2(y) \quad (4.10)$$

En donde al ser $h_2(y)$ mayor que cero, el sistema posee un exceso de pasividad y al ser menor que cero se habla de una deficiencia de pasividad. Por esta razón, se habla de un sistema estrictamente pasivo a la salida bajo las condiciones de la topología y de las funciones h_1 , h_2 y h_3 .

Finalmente, nótese que si las funciones $h_1(u)$, $h_2(i_2)$ y $h_3(v_c)$ son definidas para todo tiempo en los reales positivos, se puede expresar la siguiente desigualdad:

$$u(t)y(t) \geq \dot{V}(i_2, v_c) + i_2(t)h_2(i_2) + v_c(t)h_3(v_c) = \dot{V}(i_2, v_c) + M(i_2, v_c) \quad (4.11)$$

Siendo la ecuación (4.11), una desigualdad que establece que siempre el sistema será pasivo a menos que los estados $i_2(t)$ y $v_c(t)$ sean cero. En otras palabras la energía almacenada será menor a la energía suministrada. Esta definición corresponde a estrictamente pasivo y que no había sido previamente definido.

4.3.2. Estabilidad mediante el criterio de Lyapunov

En la teoría de control clásica de sistemas lineales, los controladores en conjunto con la planta son sometidos a un análisis que permita establecer si son estables o no y que tan rápido convergen a la referencia. Para ello se recurren a distintos criterios de estabilidad: asignación de polos en lazo cerrado, Routh-Hurwitz, Nyquist, entre otros.

En el caso de sistemas no lineales y diseño de controladores no lineales, se debe utilizar un criterio más general que permita evaluar la naturaleza del sistema en el tiempo. Para ello se utiliza el criterio de estabilidad de Lyapunov, el cual se basa en el estudio de puntos de equilibrios. Este criterio forma parte del teorema de estabilidad de Lyapunov y establece condiciones suficientes para probar la estabilidad del sistema.

En términos generales, el criterio de estabilidad establece que un punto de equilibrio puede ser catalogado como: estable, asintóticamente estable y bajo ciertas condiciones se declara inestable. Para extender, esta idea en un lenguaje más formal, considérese un sistema de la forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) \quad (4.12)$$

Donde $f : D \rightarrow \mathbb{R}^n$ es un mapa localmente Lipschitz ¹ desde un dominio $D \subset \mathbb{R}^n$ en $\mathbb{R}^n$ con $\mathbf{x} \in D$. Se dice que $\mathbf{x} = 0$ es un punto de equilibrio, por lo que se considera que $f(\mathbf{x}) = 0$. Nótese que si

¹Una función Lipschitz $f(t, \mathbf{x})$ satisface $\|f(t, \mathbf{x}) - f(t, \mathbf{y})\| \leq L \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\|$ con L como constante. Esto es útil para establecer la existencia y unicidad de solución

bien se considera al origen como punto de equilibrio, bien podría ser otro punto, tan solo bastaría con trasladar el origen al punto de interés definiendo $\mathbf{y} = \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ y $g(\mathbf{y}) = f(\mathbf{y} + \bar{\mathbf{x}})$, manteniendo la generalidad.

Entonces se establece que un punto de equilibrio $\mathbf{x}_0 = 0$ es estable, en el sentido de Lyapunov, si para cualquier $R > 0$, hay un $r > 0$, tal que satisface $\|\mathbf{x}(t)\| < r$, entonces $\|\mathbf{x}(t)\| < R$ para todo $t \geq 0$. En caso contrario se determina inestable.

Adicionalmente, si el sistema es estable puede catalogar como asintóticamente estable, exponencialmente estable o marginalmente estable. El primero establece que si $\mathbf{x}_0 = 0$ es punto de equilibrio y si en adición existe algún $r > 0$ tal que $\|\mathbf{x}(t)\| < r$ implica que $\mathbf{x}(t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$. La segunda definición se produce si el punto de equilibrio $\mathbf{x}_0 = 0$ y si existen un valor positivo para α y λ tal que para todo $t > 0$ $\|\mathbf{x}(t)\| < \alpha \|\mathbf{x}(0)\| e^{-\lambda t}$. Nótese que la diferencia entre ellas se produce, en qué la segunda logra acotar el tiempo en que la solución alcanza el punto de equilibrio, además si se logra comprobar que si éste es exponencialmente estable, también se comprueba estabilidad asintótica, lo inverso no necesariamente se cumple. La idea de marginalmente solo satisface la condición de estable.

El resumen de los comportamientos de las soluciones se aprecia en la Figura 4.10², donde se aprecia la evolución de las soluciones considerando el punto de inicio $\mathbf{x}(0)$. Finalmente, se entiende que la estabilidad asintótica implica que dado un punto de origen, las soluciones convergen al punto de equilibrio y permanecen en él, mientras que la marginalmente estable se mantiene en acotada dentro de una región, a una distancia acotada del punto de equilibrio.

Se establece, además que, la estabilidad asintótica o exponencial se comprueba para cualquier punto inicial, entonces se habla de estabilidad global.

Esta representación gráfica es útil para observar lo que se espera la de la solución de los sistemas $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, t)$, pero dicha función puede estar compuesta por la acción del controlador y el sistema físico modelado, por lo que la evaluación gráfica de un sistema de más de 3 variables se torna dificultoso. Por lo tanto se debe buscar un método de evaluación algebraica, el cuál es más sencillo de evaluar. Ésto requiere la utilización del método directo de Lyapunov, el cual no es más que una extensión de una observación física fundamental de la energía, la cual si es continuamente disipada, entonces el sistema debe llegar a un punto de equilibrio. Al trabajar con energía, se trabaja con funciones escalares, lo que facilita el manejo y entendimiento del análisis, procurando observa el comportamiento en el tiempo.

²Fuente: Apuntes Introducción al Análisis de Sistemas No-Lineales, novena edición agosto 2009, Prof. José R. Espinoza, Universidad de Concepción, Depto. de Ingeniería Eléctrica.

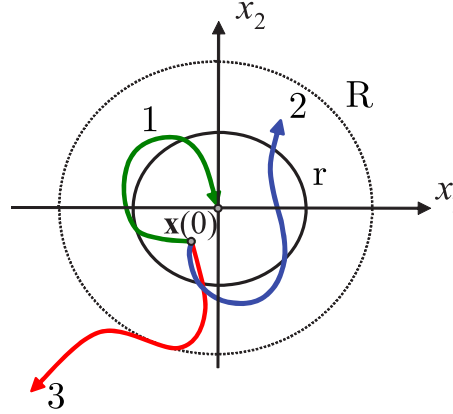


Figura 4.10: Representación gráfica de las posibles evoluciones de las soluciones y su evaluación según el criterio de Lyapunov: 1 corresponde a asintóticamente estable, 2 estable y 3 inestable.

Para ello se define la función escalar $V(\mathbf{x})$ la cuál tiene sus dominio en $\mathbb{R}^n$ y recorrido en $\mathbb{R}$ y si existe una bola B_{R_0} en la que la función $V(\mathbf{x})$ es definida positiva, con derivadas parciales continuas respecto al tiempo a lo largo de las trayectorias de los estados del sistema es semi-definida negativa, es decir $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$, entonces $V(\mathbf{x})$ es una función de Lyapunov del sistema. Aún más, el origen se considera un punto de equilibrio estable. Para establecer que el punto de equilibrio es asintóticamente estable, se requiere que la derivada con respecto al tiempo de la función candidata sea definida negativa.

Una función escalar $V(\mathbf{x})$, se considera definida positiva localmente si $V(0) = 0$ y que $V(\mathbf{x}) > 0$ para $\mathbf{x} \neq 0$, en un bola B_{R_0} se cumple. Si esto se cumple para todo el espacio de estados, entonces se considera que la función es definida positiva globalmente. Si $V(0) = 0$ y $\dot{V}(\mathbf{x}) \geq 0$ para $\mathbf{x} \neq 0$, entonces se define la función $V(\mathbf{x})$ como semi-positiva. Las funciones definidas negativas y semi-negativas se comprueban de la misma forma, pero se evalúan como $-V(\mathbf{x})$.

Si la derivada de la función candidata de Lyapunov es semi-definida, no es posible establecer nada sobre la estabilidad asintótica. Para poder complementar la estabilidad en estos casos se recurre al Teorema de los Conjuntos Invariantes, el cual se define como un conjunto en donde todas las trayectorias del sistema dinámico a estudiar que partan de él se quedan dentro del mismo conjunto en todo momento.

Considérese un sistema autónomo $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x})$, siendo f una función continua y sea $V(\mathbf{x})$ una función escalar con primeras derivadas parciales continuas. Si existe un $b > 0$, habrá una región Ω_b acotada, definida por $V(\mathbf{x}) < b$ y que los valores de $\mathbf{x}$ pertenecientes a Ω_b producen que $\dot{V}(\mathbf{x}) = \frac{\partial V(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \dot{\mathbf{x}} \leq 0$. En la Figura 4.11, se muestra un caso en dos variables de estado, pero puede ser generalizado a partir de estas curvas, para ello considérese que R es el conjunto de puntos dentro de Ω_b que satisfacen $\dot{V}(\mathbf{x}) = 0$ y si M es el conjunto invariante más grande en R , entonces cada solución $\mathbf{x}(t)$ que nazca en Ω_b tenderá a M cuando $t \rightarrow \infty$, aplicando la noción disipativa de la energía de la función de Lyapunov.

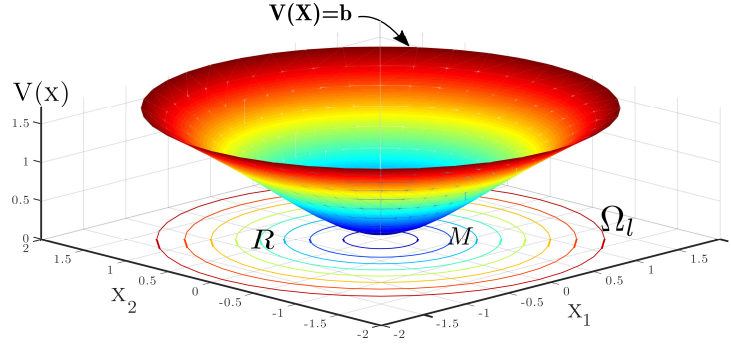


Figura 4.11: Representación geométrica de conjuntos invariantes para una función $V(x_1, x_2)$.

Si la idea del párrafo anterior se extiende a la idea de que el conjunto R , conjunto de todos los puntos tal que $\dot{V}(\mathbf{x}) = 0$, solo contiene trayectorias $\mathbf{x} = 0$ en dicha región, es decir $M = 0$, se considera que el origen corresponde a un punto asintóticamente estable.

Un caso sencillo, para mejorar la comprensión de lo expuesto en los anteriores párrafos, corresponde al ejemplo de un péndulo con fricción, el cual al ser soltado en un punto cualquiera comenzará a seguir una trayectoria definida y su energía se irá disipando y transformando hasta que se estabilice en el punto de equilibrio con cero movimiento (cero energía cinética) y nula variación de altura (cero energía potencial) y solo saldrá de ese estado hasta que exista una perturbación externa. Intuitivamente, dicho punto de equilibrio corresponde al origen y puede ser demostrado matemáticamente, para ello considere las referencias mostradas en la Figura 4.12

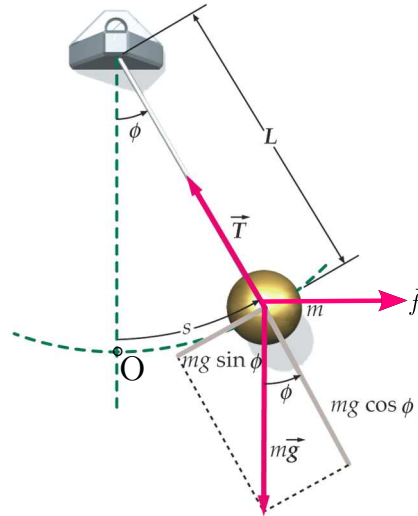


Figura 4.12: Péndulo con fricción y fuerza externa aplicada.

Por lo tanto:

$$mL\ddot{\phi} + kL\dot{\phi} + mg \sin \phi = f$$

$$mL\ddot{x}_2 + kLx_2 + mg \sin x_1 = f$$

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$y(x_2, t) = x_2$$

Con $x_1 = \phi$, k un coeficiente de roce, $y(x_2, t) = x_2$ la salida y $x_2 = \dot{x}_1 = \omega$, donde ω es la velocidad angular. Al tratarse de un sistema físico podemos plantear una función de energía de Lyapunov que depende de la energía cinética y potencial

$$V(x_1, x_2) = \frac{1}{2}mL^2(x_2)^2 + mgL - mgL\cos(x_1); \quad (4.13)$$

Al derivar la ecuación anterior:

$$\dot{V} = mL^2(x_2)\dot{x}_2 + mgL\sin(x_1)x_2 = Lx_2(f - kLx_2) \quad (4.14)$$

Supóngase que la fuerza externa f no actúa y que el péndulo parte de una posición inicial cualquiera (energía inicial acotada), por lo tanto la variación de la energía $-kL^2x_2^2$ es menor o igual a cero y con punto de equilibrio $x_2 = 0$, es decir, cero velocidad angular. Nótese que la función V es definida positiva, pero la función $\dot{V}$ es sólo semi-definida negativa. Por lo tanto, al ocupar el teorema de de Conjuntos Invariantes se puede definir a R como el conjunto $(x_1, x_2 = 0)$ y a M como el conjunto invariante más grande dentro de R , que en un principio se puede definir del mismo tamaño que R . Entonces todas las soluciones deberían satisfacer $mL\dot{x}_2 + kLx_2 + mg\sin x_1 = 0$, al ser $x_2 = 0$ e x_1 arbitrario se desprende que sólo $\dot{x}_2 \neq 0$ satisface esa condición, situación que es inviable dado que si la variación de la velocidad en el tiempo es distinta de cero, la velocidad angular es distinta de cero. Por lo tanto, en el instante que la velocidad sea hace cero y permanece en ese estado, su variación también lo hace, por lo que el único punto que satisface la situación es $x_1 = 0$, por lo que la región R es solo el punto $(0, 0)$, es decir, el origen. En cualquier otro instante en que la velocidad angular sea cero, la variación de ésta no lo será y el sistema quedará en un punto inestable.

Es evidente que existe una relación entre pasividad y la estabilidad en sentido de Lyapunov; ambas plantean ecuaciones en términos de energía, solo que un sistema pasivo es considerado estable. Lo contrario no necesariamente es válido. Es importante tener en cuenta que el teorema de Lyapunov plantea los criterios necesarios para establecer estabilidad y las clases de esta, mientras que la pasividad es una propiedad de los sistemas y que será utilizada para rediseñar el comportamiento de la energía almacenada en el sistema físico de estudio. Para complementar éste último punto, supóngase un sistema descrito por:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})u \quad (4.15)$$

$$y = h(x) \quad (4.16)$$

Y una función de energía $V(\mathbf{x})$, candidata a función de Lyapunov definida positivamente, tal que $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq y^\top u$. Téngase en cuenta de que si la entrada u es cero $\dot{V} \leq 0$, al igual que si la salida es cero. Estas dos condiciones prueban que el sistema es asintóticamente estable, pero existe otra opción la cuál implica cambiar la forma de alimentar al sistema, con una retroalimentación pasiva del tipo $u = -ky$, siendo k una constante arbitraria mayor a cero. De ésta forma se acota por arriba a $\dot{V}(\mathbf{x})$, dado que $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq y^\top u$ siempre será menor o igual a cero.

La misma idea es la que se utilizará para hallar el controlador del subsistema eléctrico y el subsistema mecánico, el cual será de carácter anidado, es decir, se aplicará la misma idea de control que en el caso de controladores lineales, aprovechando las diferencias en escalas de tiempo propias de los subsistemas.

4.3.3. Controlador basado en IDA-PBC

En IDA-PBC, la PDE particular que tenemos que resolver está parametrizada por tres matrices (elegidas por el diseñador) que están relacionados con la interconexión entre el subsistemas, la amortiguación y el núcleo de los sistemas matriz de entrada, respectivamente. Varias interpretaciones se le pueden atribuir al papel desempeñado por estas matrices; en el nivel más básico pueden ser simplemente visto como grados de libertad para simplificar la solución del PDE, Desde el punto de vista teórico de los sistemas puede verse como multiplicadores que nos ayudan a hacer cumplir la propiedad de pasividad requerida o como acoplamientos dinámicos que permiten la propagación de la disipación y en el caso de sistemas físicos la interconexión y la matrices de amortiguación determinan el intercambio de energía y la disipación del sistema.

La principal idea detrás del controlador por *IDA-PBC*, consiste en identificar la función natural de energía del sistema $H(\mathbf{x})$, matrices de amortiguación propia del sistema y una matriz de interconexión de los estados del sistema. En base a lo anterior, un sistema no lineal como:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u; \quad x \in \mathbb{R}^n; \quad u \in \mathbb{R}^m \\ y &= h(x); \quad y \in \mathbb{R}^m\end{aligned}\tag{4.17}$$

Puede ser reescrito de la manera expuesta en la ecuación (4.18)

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [J(x) - R(x)] \nabla H(x) + g(x)u \\ y &= g^T(x) \nabla H(x)\end{aligned}\tag{4.18}$$

La matriz $J(x)$ es anti-simétrica, es decir, $J(x) = -J(x)^T$ de dimensión $n \times n$, mientras que la matriz $R(x)$ es diagonal de la misma dimensión y semi-positiva.

Si se considera el sistema de lazo cerrado, es posible agregar amortiguación e incorporar o eliminar términos de interconexión, armando nuevas matrices y funciones de energía. En este sentido se define $J_d(x) = -J_d(x)^T$ como la matriz de interconexión de lazo cerrado, $R_d(x) \geq 0$ es la matriz de amortiguamiento de lazo cerrado y $H_d(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ es la función de energía en lazo cerrado. Según [39], el sistema no lineal puede reescribirse como lo expuesto en la ecuación (4.19):

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \nabla H_d(x)\tag{4.19}$$

Si se iguala las ecuaciones (4.17) y (4.19) y ponderar por la izquierda la pseudo-inversa de la matriz $g(x)$:

$$g^+(x)f(x) + g^+(x)g(x)u = g^+(x)[J_d(x) - R_d(x)]\nabla H_d(x)$$

A partir de esto se puede obtener la variable de actuación u :

$$u = [g^T(x)g(x)]^{-1} g^T(x) ([J_d(x) - R_d(x)] \nabla H_d(x) - f(x))\tag{4.20}$$

Se considera que $H_d(x)$ es tal que $\mathbf{x}^*$ es el mínimo local de dicha función y que además corresponde a un punto de equilibrio hacia donde la actuación busca llevar al sistema. Para que el sistema sea asintóticamente estable, el vector $\mathbf{x}^*$ debe ser un mínimo aislado en la función de energía $H_d(x)$ y si el conjunto invariante más grande bajo la dinámica de bucle cerrado contenido en $\{x \in \mathbb{R}^n \mid [\nabla H_d(x)^T R_d(x) \nabla H_d(x)] = 0\}$ igual a $\mathbf{x}^*$.

La prueba de la estabilidad del punto $\mathbf{x}^*$ se establece a lo largo de las trayectorias expuesta en (4.19), de forma tal que:

$$\dot{H}_d = [\nabla H_d]^T \dot{x} = -[\nabla H_d]^T R_d(x) \nabla H_d \leq 0 \quad (4.21)$$

En ese mismo sentido, H_d es un candidato a función de Lyapunov y la estabilidad asintótica se verifica invocando el principio de invariación de La Salle (Teorema de Conjuntos Invariantes). Nótese también que los niveles de H_d pueden ser acotados, quedando acotado el espacio de búsqueda de la solución.

4.3.3.a. Modelado del sistema

El sistema híbrido yace compuesto por una celda de combustible conectada a un convertidor dc/dc tipo *boost* y un supercapacitor conectado a su propio convertidor *buck/boost*, ambos del tipo multifase o *interleaved*. Los convertidores, mostrados en la Figura 4.13, son utilizados para reducir el nivel de corriente que debe conmutar cada semiconductor y además de poder lograr un ripple de mayor frecuencia a una mayor período de conmutación, por lo que se logra la disminución de pérdidas en los semiconductores. En el caso del convertidor de la celda de combustible, cada semiconductor deberá soportar 1/3 de la corriente instantánea que circula por la celda de combustible y en el caso de los otros semiconductores, sólo 1/2 de la corriente instantánea que circula por el supercondensador.

La variable de actuación corresponde a los estados de conducción de cada semiconductor, tal como se muestra en la Figura 4.13 según las funciones w_{1x} y w_{2x} y que están relacionadas con los ciclos de trabajo del convertidor. El objetivo del lazo de control es mantener un referencia de tensión, mediante IDA-PBC y la actuación de dicho lazo cerrado será la corriente de referencia de la celda de combustible y supercondensador. Las ecuaciones que modelan el sistema dinámico son:

$$i_C = C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (4.22)$$

$$v_{sc} - v_{dc}(1 - w_{2x}) = L_{sc} \frac{di_{scx}}{dt} + R_{sc} i_{scx} \quad (4.23)$$

$$v_{fc} - v_{dc}(1 - w_{1x}) = L_{fc} \frac{di_{fcx}}{dt} + R_{fc} i_{fcx} \quad (4.24)$$

$$i_L + i_C = i_{scx}(1 - w_{2x}) + i_{fcx}(1 - w_{1x}) \quad (4.25)$$

$$v_{dc} - v = L \frac{di_L}{dt} + i_L R_L \quad (4.26)$$

$$C_{sc} \frac{dv_{sc}}{dt} = -i_{sc} \quad (4.27)$$

Siendo w_{1x} y w_{2x} funciones binarias que toman valores de 1 o 0.

El objetivo es controlar el valor medio de las variables de terminales, por lo que se trabajará con valores medios de la señales mencionadas en las (4.22)-(4.27). A partir de estas, se observa que

el sistema es de orden 5 y el problema del controlador no lineal se puede desacoplar, haciendo que la dinámica de lazo cerrado en la corriente de los inductores de los convertidores sea mucho más rápida que las dinámicas de las tensiones y corriente en la carga y cada convertidor multifase reparta en igual cantidad la carga. En ese sentido, es posible asumir que las referencias de corriente se alcanzan en un lapso de tiempo muy pequeño, por lo que se podría replantear un nuevo sistema no lineal:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{v_{fc}(t)}{v_b(t)} \cdot i_{fc}^* + \frac{v_{sc}(t)}{v_b(t)} i_{sc}^* - i_L(t) \right) \quad (4.28)$$

$$\frac{dv_{sc}(t)}{dt} = -\frac{i_{sc}^*}{C_{sc}} \quad (4.29)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L(t) + \frac{v_{dc} - v(t)}{L} \quad (4.30)$$

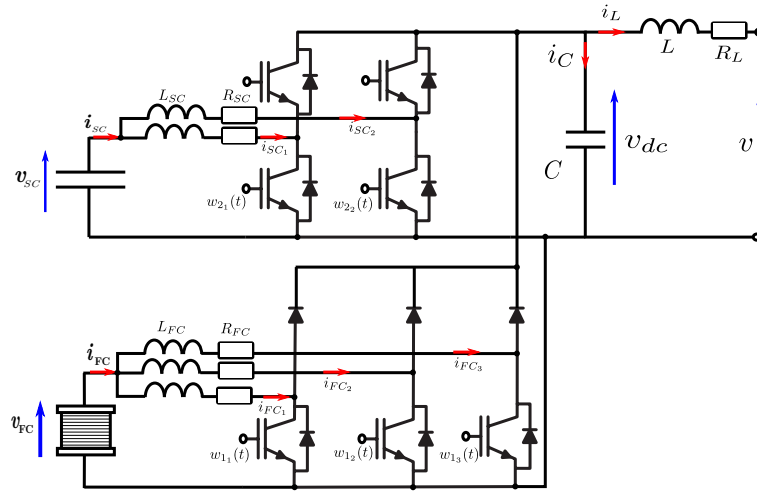


Figura 4.13: Topología de convertidores utilizados para la interconexión de la celda de combustible y supercapacitor.

Considerando que la actuación del sistema son $u = [i_{fc}^* \ i_{sc}^*]^T$ y que $\nabla H_d(\tilde{x}_r(t)) = [C\tilde{v}_b \ C_{sc}\tilde{v}_{sc} \ L\tilde{i}_L]^T$. Por otro lado:

$$g(\tilde{x}_r(t)) = \begin{bmatrix} \frac{v_{fc}}{Cv_b} & \frac{v_{sc}}{Cv_b} \\ 0 & -\frac{1}{C_{sc}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$d(t) = \begin{bmatrix} -\frac{i_L^*}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Si dejamos que la tensión del enlace DC sea controlado por el supercapacitor, esto quiere decir que frente aumentos o disminución de la energía en el condensador de desacople, el supercondensador actuará cargándose o descargándose. En ese sentido podríamos establecer que $r_2 = 0$ y $J_{23} = 0$. Por otra parte, es conveniente que la celda de combustible esté a cargo de suministrar potencia en función del comportamiento de la referencia de corriente deseada en la carga, por lo que existirá

un continuo suministro hacia la carga. Para aquello se establece que $r_3 = R_L/L^2$, la actuación determinada en (4.20) se expresa como:

$$\begin{aligned} i_{fc}^* &= \frac{v_b}{v_{fc}} \left(i_L^* + C_{sc} \left(C J_{12} - C_{sc} r_2 \frac{v_{sc}}{v_b} \right) \tilde{v}_{sc} - C \left(C_{sc} J_{12} \frac{v_{sc}}{v_b} + r_1 C \right) \tilde{v}_b \right) \\ i_{sc}^* &= C_{sc} (C J_{12} \tilde{v}_b + r_2 C_{sc} \tilde{v}_{sc}) \end{aligned}$$

Si se establece que $C_{sc} C J_{12} = -\alpha$ como parámetro de ajuste y $r_1 = v_{sc} \alpha / C^2 v_b$, se logra obtener una ley de control igual a la expresión señalada en (4.33) y (4.34). Nótese que solo un existe un parámetro de ajuste y que existe libertad de escoger las referencias de corrientes en la carga y tensiones del supercondensador. Por otra parte, es evidente que para que todas las referencias sean satisfechas, la tensión de referencia del enlace dc debe ser igual a $R_L \cdot i_L + v$.

$$i_{fc}^* = \frac{v_{dc}}{v_{fc}} (i_L^* - \alpha \tilde{v}_{sc}) \quad (4.33)$$

$$i_{sc}^* = -\alpha v_{dc} \quad (4.34)$$

En [40] se propone que $i_L^* = v_{dc}^* \cdot Y_L$, donde Y_L corresponde a la admitancia equivalente de la carga, de esta forma siempre se podrá satisfacer las referencias (idealmente). Al mismo tiempo introduce la necesidad de conocer la admitancia de la carga en todo momento y considerando que la carga puede variable y pulsante (debido a que el convertidor puede estar conectada a un inversor u otro convertidor), se requiere un tratamiento adicional en donde la estimación se obtiene mediante la división de i_L sobre v_{dc} y filtrada mediante una función de transferencia de primer orden y cuyos parámetros deben ser ajustados. En el presente trabajo, no será necesario incluir dicho filtro debido a que establecerá un relación entre la corriente de entrada del inversor y la tensión de v_{dc} .

Sin embargo, si es que se escoge otros parámetros de amortiguamiento e interconexión se le puede exigir al supercondensador que opere frente a variaciones en la carga. Si se deja a $J_{13} = 0$, $r_2 = 0$ y $-C_{sc} J_{23} L = \beta$, al mismo tiempo que $r_1 = v_{sc} \alpha / C^2 v_b$, la ley de control queda como:

$$i_{fc}^* = \frac{v_{dc}}{v_{fc}} (i_L - \alpha \tilde{v}_{sc}) - \frac{\beta v_{sc}}{v_{fc}} \tilde{i}_L \quad (4.35)$$

$$i_{sc}^* = -\alpha v_{dc} + \beta \tilde{i}_L \quad (4.36)$$

Según (4.36), cuando la corriente en la carga disminuye, el supercondensador actúa con retro-alimentación positiva, es decir, exige mayor potencia y comienza a cargarse. Caso contrario se produce en el caso de celda de combustible, tal como lo señala (4.35). Por lo tanto esta ley de control no es muy útil, dado que las acciones de control se contraponen frente a las variaciones en la carga.

De la misma forma, se puede establecer distintas leyes de control, con más o menos parámetros de ajustes, pero la expresión detallada en (4.33) y (4.34) es bastante simple y sencilla de implementar y será esta, la cual se llevará a cabo.

4.4. Topología completa convertidores dc/dc a implementar

Dado que el inversor a utilizar para la alimentación de una máquina eléctrica es del tipo fuente de corriente, se requerirá establecer un control sobre la corriente de entrada del inversor y dada

la naturaleza de este la corriente solo podrá tener una polaridad. El convertidor a implementar debe entonces aplicar tensiones discretas positivas negativas y cero, para disminuir el *ripple* en las corrientes. En la Figura 4.14, se aprecia el esquema completo que permitirá realizar el nexo entre las topología dc/dc mencionada en las secciones anteriores y el convertidor multinivel de corriente. El nuevo convertidor introducido presenta una estructura similar a un puente H, pero en este caso solo se requiere que opere en dos cuadrantes (corriente siempre positiva y tensiones con ambas polaridades).

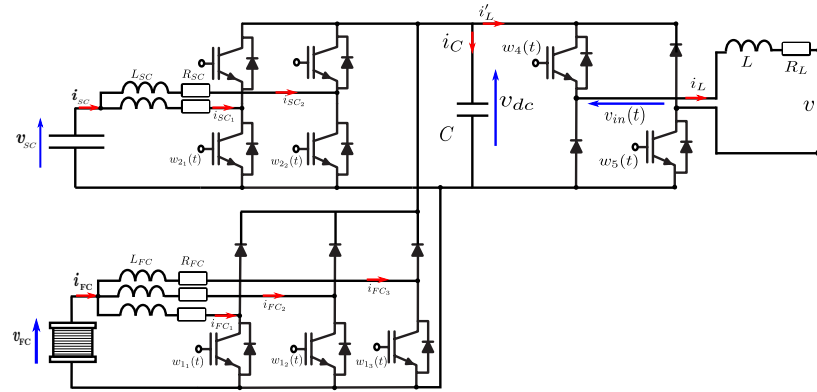


Figura 4.14: Topología de convertidores utilizados para la interconexión de la celda de combustible y supercapacitor y CSI.

La tensión V_{in} podrá tomar valores v_{dc} , 0 y $-v_{dc}$, dependiendo de los estados de conducción de los IGBTs:

- Si $w_5 = w_4 = 1$ entonces $V_{in} = v_{dc}$.
- Si $w_4 = 0$ y $w_5 = 1$, entonces $V_{in} = 0$.
- Si $w_4 = 1$ y $w_5 = 0$, entonces $V_{in} = 0$.
- Si $w_4 = 0$ y $w_5 = 0$, entonces $V_{in} = -v_{dc}$.

En base a esto, se podría emplear una modulación unipolar o un esquema que introduzca menos conmutaciones, pero aumentando el *ripple* en la corriente. Para este trabajo, se escogió la primera opción. El esquema en cuestión, se muestra en la Figura 4.15.

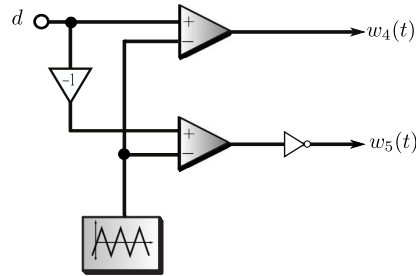


Figura 4.15: Esquema de modulación unipolar implementada para conmutación de convertidor buck bidireccional.

Estrategia MTPA y FW en IPMSM

PARA el control de esta máquina, se considera el modelo fundamental de una máquina anisotrópica de imanes permanentes descrito en coordenadas fijas al rotor, orientado con el flujo de rotor, descrita por:

$$v_d = Ri_d - \omega \Psi_q + \frac{d\Psi_d}{dt} \quad (5.1)$$

$$v_q = Ri_q + \omega \Psi_d + \frac{d\Psi_q}{dt} \quad (5.2)$$

Considerando a los enlaces de flujo como:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_1 \quad (5.3)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (5.4)$$

Se aplicará un esquema anidado de control clásico, utilizando un lazo externo velocidad y uno interno de corriente en coordenadas sincrónicas. Los parámetros de la máquina corresponden a una de 7480 W de potencia nominal y 230/400[V] de tensión nominal, que corresponde a la máquina utilizada en [41], siendo del tipo imanes permanentes (flujo de rotor de 0,215 Wb @ 1000 rpm) del tipo interno, dándole la característica de una mayor permeancia en el eje directo que en el eje de cuadratura lo que ocasiona que las inductancia de eje de cuadratura sea mayor que la de eje directo (3,075 mH y 2,94 mH respectivamente) .

5.1. Implementación estrategia MTPA

Para poder maximizar el torque electromagnético por unidad de ampere, y con ello minimizar pérdidas, en máquinas anisotrópicas, se requiere incorporar referencias adecuadas de corriente en ambos canales, hecho que queda en evidencia al observar la ecuación (5.5). La correcta elección de corriente se basa conociendo la solución de una ecuación no lineal que involucra a ambas corrientes y que nace de las derivadas parciales del torque con respecto a las corrientes d y q , sujeto a la restricción de la magnitud de corriente, ver Figura 5.1. Para resolver esto, se recurre a lo multiplicadores de Lagrange para hallar el punto máximo.

$$T_{eli} = \frac{3p}{2} (\Psi_1 i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (5.5)$$

Las función a maximizar corresponde a la ecuación (5.5), sujeto a $I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$, lo que se traduce en las siguientes igualdades:

$$1,5p\Psi_1 + 1,5p(L_d - L_q)i_d = \frac{-i_q\lambda}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \quad (5.6)$$

$$1,5p(L_d - L_q)i_q = \frac{-i_d\lambda}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \quad (5.7)$$

Con λ como multiplicador de Lagrange. Al resolver esto, se logra obtener que:

$$i_d = \frac{-\Psi_1 \pm \sqrt{\Psi_1^2 + 4i_q^2(L_d - L_q)^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (5.8)$$

$$i_q = \sqrt{\frac{i_d\Psi_1}{(L_d - L_q)} + i_d^2(L_d - L_q)} \quad (5.9)$$

En [42] y [43] se sugiere que es mejor normalizar las ecuaciones (5.8) para simplificar las expresiones de las ecuaciones a resolver, considerando la corriente y torque base como $\Psi_1/(L_d - L_q)$ y $\frac{p\Psi_1^2}{L_q - L_d}$, bases que no guardan relación con la normalización en base a los valores peaks. De esto se logra expresar el torque electromagnético normalizado como:

$$(T_e)^* = 1,5\sqrt{-(i_d)^*(1 - (i_d)^*)^3} \quad (5.10)$$

$$(T_e)^* = 0,75(i_q)^* \left(1 + \sqrt{1 + 4(i_q)^*{}^2} \right) \quad (5.11)$$

Con las ecuaciones (5.10) y (5.11) se puede obtener las referencias de corrientes que entran a sus respectivos controladores. Dado que resolver ambas ecuaciones en tiempo real requiere mucho cálculo, y pensando en una implementación digital se puede utilizar *look-up table* o aproximación por polinomios como en [43], herramienta que se implementa en este trabajo. En particular se recurre a polinomios de orden 3, dado que se necesita mayor exactitud en zonas de bajo torque normalizado (nótese que el valor de torque base en las ecuaciones normalizadas corresponde a 1712 Nm, mientras que el torque nominal de la máquina corresponde a 35,58 Nm.)

La aproximación para hallar las referencias de corriente, en un intervalo de 0 a 0,05 pu de torque, corresponden a:

$$(i_q) = -(0,2651(T_e)^3 + 0,003993(T_e)^2 - 0,6688(T_e) + 1,28 \cdot 10^{-6}) \quad (5.12)$$

$$(i_d) = (0,02197(T_e)^3 - 0,4447(T_e)^2 + 1,555 \cdot 10^{-6}(T_e) - 2,879 \cdot 10^{-9}) \quad (5.13)$$

En la Figura 5.1, se muestra las curvas MTPA intersectando distintos niveles torque y el lugar geométrico de la corriente para cada nivel de torque. La intersección de éstas últimas curvas establece el punto de operación para alcanzar la curva MTPA.

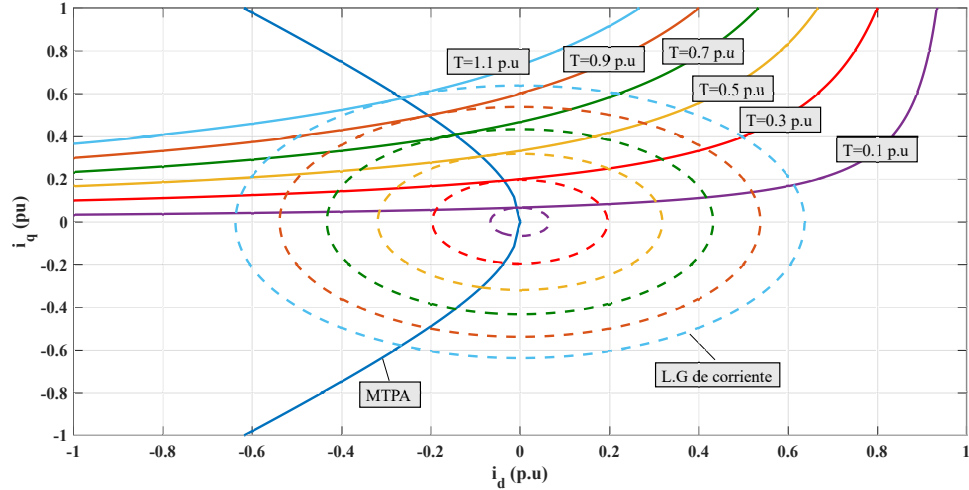


Figura 5.1: Curva MTPA según los parámetros de la máquina señalada. Se muestran distintos niveles de torque (líneas continuas) y con sus respectivas Lugar Geométrico de corrientes (línea segmentada).

5.2. Estrategia Debilitamiento de campo (Field-Weakening)

La operación normal de la máquina implica no sobrepasar, de manera permanente, los valores de tensión y corriente impuestas por la máquina o inversor. En este caso el límite de corriente queda establecido por la máquina, mientras que el límite de tensión queda establecido por la máxima tensión modulable en el inversor (sin tener que entrar en zonas de sobremodulación). Expresado en términos matemáticos:

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2 \quad (5.14)$$

$$u_d^2 + u_q^2 \leq u_{max}^2 \quad (5.15)$$

En el caso del uso de inversor tipo fuente corriente, la corriente máxima no podrá ser mayor a la corriente del enlace DC, pero se debe considerar que el convertidor posee una ganancia en tensión y que eventualmente permite incrementar la operación de control de torque. Dado que existen limitaciones técnicas en la máxima tensión aplicable a la máquina. En el caso particular de este trabajo corresponde a 230 V. El banco de condensadores se consideró para poder operar a ese nivel de tensión.

La idea de la zona de campo debilitado es que mediante la introducción de corrientes controladas se disminuya el flujo enlazado por estator. Dado que el torque electromagnético desarrollado por la máquina se vería disminuido, la velocidad puede incrementar a fin de mantener la potencia mecánica nominal. Al utilizar máquinas con imanes permanentes al interior del rotor, el entre-hierro se hace más pequeño, comparado con máquinas de imanes superficiales, por lo que las inductancia magnetizante se vuelve más grande y con ello el efecto desmagnetizante también [42].

Al introducir estas restricciones en las ecuaciones (3.4) y (3.5) y despreciando el término de caída de tensión resistiva [42], se logra la desigualdad expuesta en (5.16) y que describe una elipse en el plano real-imaginario, cuyo radios (mayor y menor) van disminuyendo a medida que la velocidad aumenta y su centro permanece fijo en el punto $(-\frac{\Psi_1}{L_d})$.

$$\left(\frac{u_{max}}{\omega_e}\right)^2 \geq L_d^2 \left(i_d + \frac{\Psi_1}{L_d}\right)^2 + (L_q i_q)^2 \quad (5.16)$$

Por lo tanto, se aprecia que a medida que aumenta la velocidad se debe manipular las corrientes para evitar superar la tensión máxima, evitando la introducción de armónicos de bajo orden junto y aumentar con ello el valor efectivo de la corriente y las pérdidas. Las curvas para la máquina a utilizar se exponen en la Figura 5.2, siendo ω_e la velocidad mecánica nominal de 282,5 rad/s.

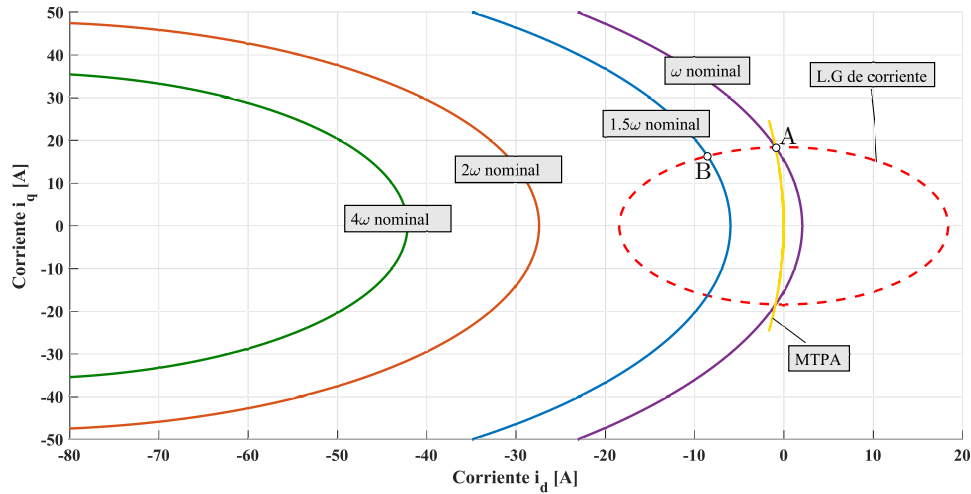


Figura 5.2: Curvas de límites de corriente y tensión a distintas velocidades, siendo ω nominal igual a p veces 282,5 rad/s.

A partir de la Figura 5.2, se aprecia que a medida que aumenta la velocidad por sobre el valor nominal, no se vuelve posible seguir la curva MTPA para todos los casos. De hecho existen velocidades donde la corriente supera el valor nominal para poder operar de manera estacionaria. Dado que la saliencia de la máquina es pequeña y que la corriente nominal del motor es pequeña, el centro de la elipse está muy alejado y yace afuera del lugar geométrico de la corriente. Para implementar la estrategia de control, se debe tener en cuenta que el ángulo de la corriente aumentará para operar del punto A al punto B y continuar por la circunferencia de la corriente. Para aquello, se debe intervenir las referencias de corriente es la idea de lo expuesto en [43] y [44], lo cual se traduce en utilizar un controlador lineal y que no necesariamente asegura estabilidad en todo el

rango de operación.

Si se utiliza un método que dependa de funciones matemáticas, determinadas por ecuaciones de la máquina en estado estacionaria, no requiere el uso de controladores o de *look-up-tables*, pero se vuelve muy dependiente de los parámetros del motor de imanes permanentes. Si se cuenta con la información de como varían los parámetros concentrados y flujo de rotor en la operación de la máquina se podría compensar aquellos efectos.

En base a (5.16), se puede obtener la referencia de la corriente i_d de la máquina, cuando se acerca a la velocidad nominal de giro, tal como lo expresa la ecuación (5.17), donde I_{max} es el mínimo entre la corriente nominal de la máquina y la corriente que puede suministrar el convertidor CSI a la máquina. Por otro lado, V_n es la tensión nominal de la máquina y ω es la velocidad eléctrica de giro del motor. La referencia de la corriente i_q se obtiene mediante la (5.18), la cual se basa en el lugar geométrico de radio más grande que se puede trazar, según las operación del sistema.

$$i_d^* = \frac{-2L_d\Psi_1 + \sqrt{4L_d^2\Psi_1^2 - 4(L_d^2 - L_q^2)\left(\Psi_1^2 + L_q^2I_{max}^2 - \frac{V_n^2}{\omega^2}\right)}}{2(L_d^2 - L_q^2)} \quad (5.17)$$

$$i_q = \sqrt{I_{max}^2 - i_d^{*2}} \quad (5.18)$$

A partir de (5.17) y (5.18), se puede calcular un torque electromagnético que no puede ser mayor que el valor de referencia entregado por el usuario (o controlador de velocidad, en caso de existir). Una vez definido el valor definitivo de torque electromagnético, se rectifica el valor de la corriente en el canal q , mediante la siguiente expresión:

$$i_q^* = \frac{2 \cdot T_e}{3p \cdot (\Psi_1 + (L_d - L_q) \cdot i_d)} \quad (5.19)$$

El esquema de control se muestra en la Figura 5.3 de manera resumida y haciendo mención a la ecuaciones anteriormente expuestas. El valor de T_{ref} es introducido por un lazo de velocidad externo o por el usuario, pensando en aplicación de vehículo eléctrico. En los esquemas mencionados no aparece nada acerca de los límites de la corriente en la máquina, pero pueden ser agregados tanto en I_{max} como en la salidas de la corrientes de los respectivos canales.

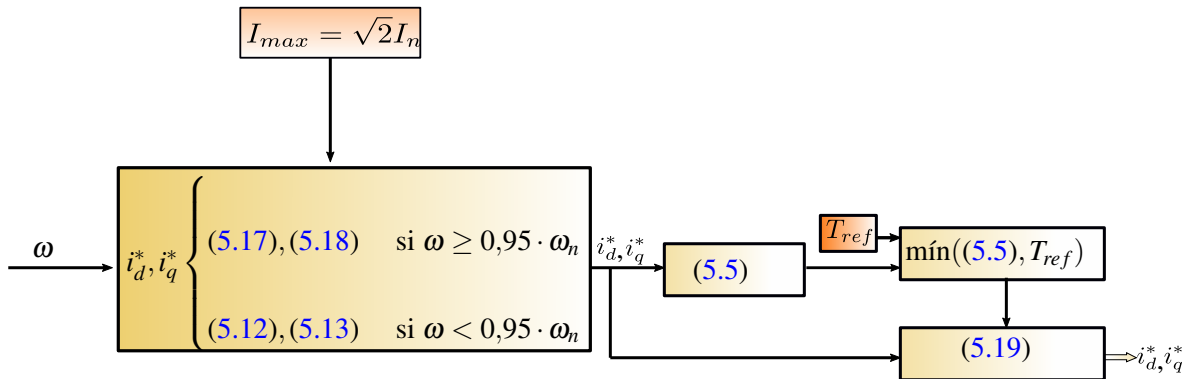


Figura 5.3: Estrategia de campo debilitado

5.2.0.a. Límites de operación

Las limitaciones de tensión y corriente de la máquina son restricciones que no se deben superar para evitar dañar los devanados de la máquina que pueden ser irreversibles. También existen límites de velocidad mecánicas impuestas por el fabricante, para evitar daños en rodamientos o evitar excesos de esfuerzos mecánicos sobre los componentes de la máquina. Dado que este trabajo utiliza un CSI, se requiere conocer las limitaciones de tensión de los condensadores y los límites de las corriente en el enlace DC, determinada por la capacidad de los reactores y los semiconductores.

Un correcto diseño del inversor aplicada una máquina eléctrica, debe considerar esto tanto en la zona de control de torque como en zona de campo debilitado, siendo esta última un caso particular de estudio para corrientes, dado la exigencia en corriente a medida que aumenta la frecuencia de giro del rotor. Para esto se propone un revisión, en estado estacionario, del comportamiento del sistema de estudio utilizando el isomorfismo que existe entre el fasor temporal y espacial.

En el caso de la máquina de imanes permanentes a utilizar, existen limitaciones de corriente, tensión y velocidad mecánica, dictaminados por el fabricante. Según éste, el modelo *NX860EAJ* soporta tensiones hasta de 400V, con una corriente y velocidad nominal (y máxima) de 12,78A y 2600rpm, respectivamente. Dado que la velocidad nominal no puede ser superada, se realizará pruebas con tensión reducida de 230V y que permite alcanzar una velocidad nominal de 1450rpm con una corriente nominal de 16,28A, por lo que en éstas condiciones la potencia nominal corresponde a 5400W.

Con las limitaciones señaladas, se procederá a trabajar en zona de control de torque y campo debilitado, siendo el límite de velocidad igual a 1450rpm. Al mismo tiempo, se debe considerar limitaciones de semiconductores³ y condensadores, en donde los primeros son capaces de conmutar hasta 80A (a 25°C) y soportar tensiones de bloqueo de 600V y los componentes capacitivos⁴ poseen una tensión nominal de 250V una corriente nominal de 18A, con el parámetro concentrado igual a 30μF.

Una vez definida las restricciones del problema de la máquina, banco de condensadores y semiconductores, se procede a instaurar las limitaciones de la corriente del enlace DC, considerando que no existirá sobremodulación. Para obtener una cota superior de dicha corriente se hará uso del Lugar Geométrico (LG) de la corriente a la salida del inversor, considerando solo la componente fundamental en estado estacionario. Para ello, considérese un nuevo cambio en el marco de referencia, en donde el eje real coincida el fasor de tensión del banco de condensadores. La Figura 5.4 representa el diagrama fasorial de las tensiones y corrientes involucradas en el sistema de estudio con el cambio del sistema de referencia.

³IGBT discreto de marca IXYS, modelo IXYH40N120C3.

⁴Condensadores para montaje en PBC de film de polipropileno metálico de la marca Vishay, modelo MKP1847H63025

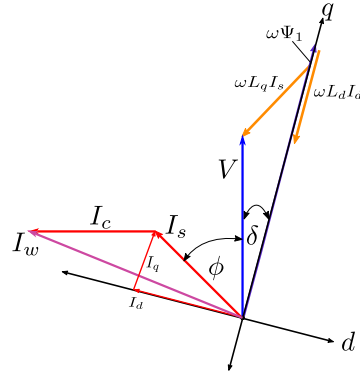


Figura 5.4: Diagrama fasorial de tensiones y corrientes involucrados del modelo en estado estacionario de la máquina, banco capacitivo y corriente del inversor.

Las ecuaciones de la máquina en estado estacionario, en un marco de referencia orientado con el flujo de rotor, se expresa como:

$$\vec{v}_{s,r} = v_d + jv_q = V \cdot e^{j\gamma_0} = Ri_d + jRi_q - \omega L_q i_q + j\omega L_d i_d + j\omega \Psi_1 \quad (5.20)$$

Al realizar el cambio de marco de referencia, se expresa como:

$$\vec{v}_{s,r} e^{-j\gamma_0} = V = RI_1 + jL_d \omega I_d + jL_q \omega I_q + j\omega \Psi_1 e^{j\delta} \quad (5.21)$$

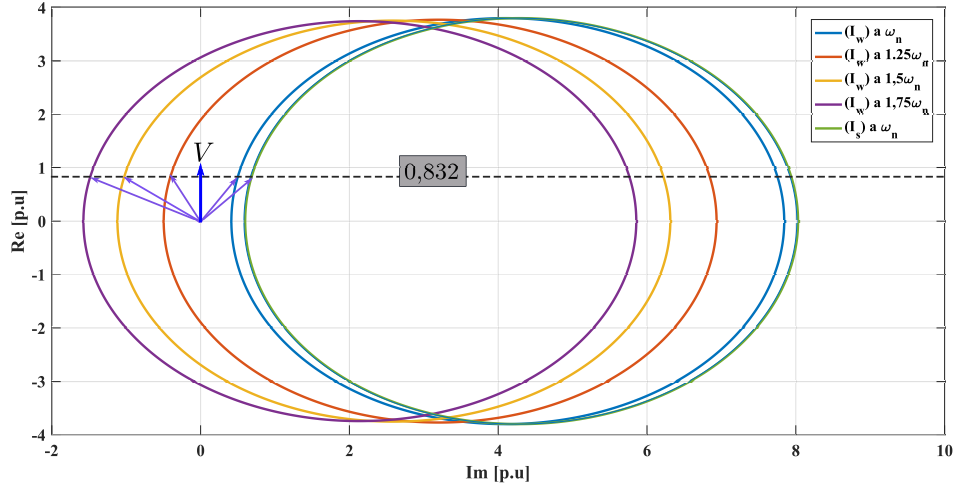


Figura 5.5: Lugar geométrico de la corriente a la salida del inversor, para distintas velocidades de giro.

Donde

$$I = I_d + I_q = -ji_d e^{j\delta} + i_q e^{j\delta} \quad (5.22)$$

Siendo $\gamma_0 = \frac{\pi}{2} - \delta$, con δ como ángulo carga, tal como la teoría clásica de máquina sincrónica de rotor devanado. Si se desprecia la caída de tensión resistiva en las ecuaciones (3.4) y (3.5) y al utilizar (5.22), se puede escribir que el fasor de corriente a la salida del inversor corresponde a:

$$\dot{I}_w = \dot{I}_c + \dot{I}_d + \dot{I}_q = \frac{j\Psi_1}{L_d} e^{j\delta} - j \frac{V}{2\omega} \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} - 2\omega^2 C \right) + j \frac{V}{2\omega} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) e^{j2\delta} \quad (5.23)$$

En base a (5.23), es posible obtener la Figura 5.5, donde se aprecia el lugar geométrico de la corriente, con las ecuaciones normalizadas en base a las amplitudes de los valores nominales del motor eléctrico. La Figura, en estricto rigor corresponde a un Limacon de Pascal, pero a medida que aumenta la velocidad de giro de la máquina, el lugar geométrico se asemeja mucho más a una circunferencia, lo que permite modelar a una máquina anisotrópica como isotrópica.

Adicionalmente, se aprecia que la parte real de la corriente es proporcional a la potencia mecánica (y al torque desarrollado). Si dicha componente coincide con el factor de potencia nominal, entonces se puede generar un nuevo Lugar Geométrico para determinar el torque nominal a desarrollar (y límite superior en estado estacionario). De la misma forma, la componente imaginaria de la corriente determina la potencia reactiva, que para las zonas de campo debilitado, la mayoría de las curvas advierten que el factor de potencia es del tipo capacitivo (considerando no sobrepasar la corriente nominal de la máquina).

Resultados de simulación

Para esta sección, las simulaciones realizadas en el software MATLAB® en conjunto con PLECS®. Las simulaciones consideran un modelo de la máquina en coordenadas fijas al rotor, banco capacitivo, inversor tipo fuente de corriente de cinco niveles con semiconductores ideales, implementación de una modulación SVM a $20kHz$ considerando un tiempo de *overlapping* igual $250ns$, un DC – LINK compuesto por un filtro diferencial inductivo y transformadores de relación 1 : 1 con control de corriente sobre la corriente del enlace, fuentes de energía (FC y SC) con sus *dc/dc* respectivos y controladores, tal como lo muestra la Figura 6.1. El diseño del control de torque que opera sobre la máquina de imanes permanentes, requiere información de las corrientes de ésta y la tensión de terminales, en donde las referencias de cada variable se obtiene a partir de torque electromagnético. El modelo de carga mecánica, se obtienen a partir del ciclo *FUDS* (por sus siglas en inglés de *Federal Urban Driving Schedule*)[45].

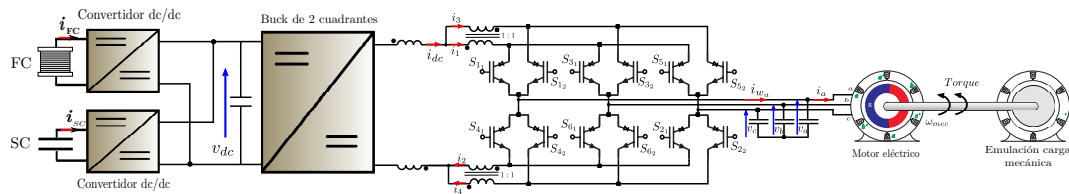


Figura 6.1: Esquema de la topología de interconexión de convertidores a simular e implementar en laboratorio.

6.1. Control de torque con enlace DC ideal

En una primera etapa se realizará una simulación, para verificar el comportamiento de los lazos de corriente y tensión mencionados en el Capítulo 3 utilizando la estrategia *MTPA* y un enlace DC generado por fuentes de corrientes. Los controladores consideran una frecuencia natural

$\omega_n = 1800\pi$, $\xi = 0,9$ y una resistencia virtual de $R_{vir} = 2,5\Omega$. Los parámetros mencionados fueron escogido en base a diferentes pruebas que poseen un ancho de banda suficiente como para compensar perturbaciones de hasta 7.5 veces la frecuencia eléctrica nominal y de esta forma actuar frente a las armónicas de bajo orden (quinta y séptima armónica) que se introducen por el uso del SVM.

En la Figura 6.2 se muestra el comportamiento de las corrientes en los canales d y q, cuando se solicita torque nominal como referencia. Se aprecia que hay un correcto seguimiento de las referencias en ambos canales, con poco *overshoot* y pocas oscilaciones. Dado que la saliencia es pequeña ($L_q/L_d = 1,24$) y que no se está operando en zona de campo debilitado, la referencia de corriente en el eje d es pequeña, comparada con la situación en canal q. El comportamiento de las corrientes de fase se muestra en la Figura 6.3, en donde aprecia que la calidad de esta variable de terminales no muestra ripple y solo algunas oscilaciones sobrepuestas en la componente fundamental producto de la modulación SVM. Finalmente, la corriente a la salida del inversor se muestra en la Figura 6.4, en donde se aprecia la cantidad de niveles y los efectos del *overlapping* en las corrientes moduladas.

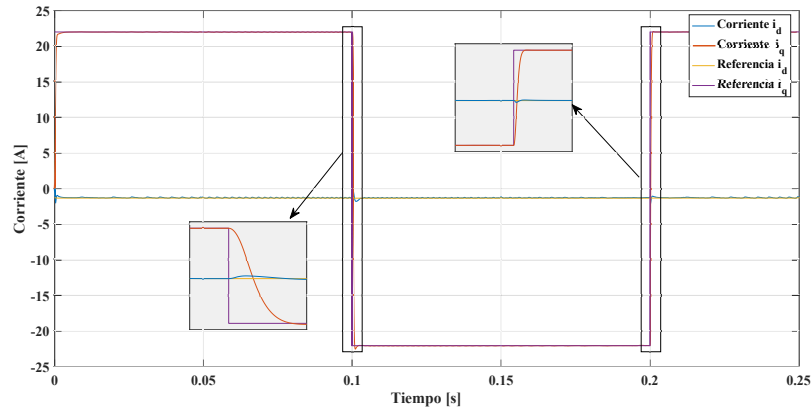


Figura 6.2: Corrientes en los canales d y q, al aplicar torque nominal con estrategia MTPA.

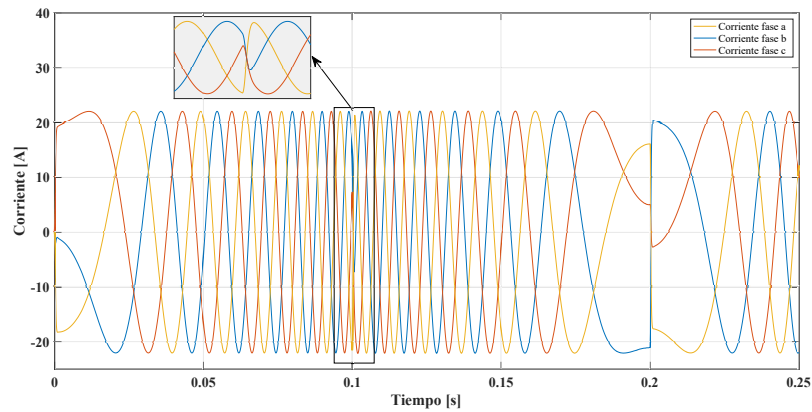


Figura 6.3: Corrientes de las fases de la máquina, al aplicar torque nominal con estrategia MTPA.

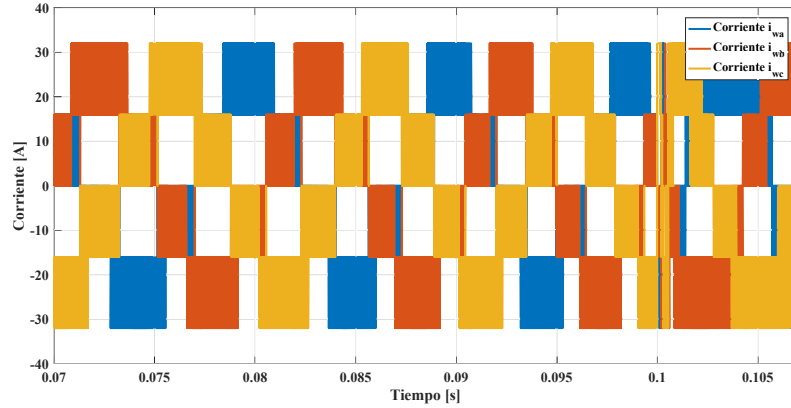


Figura 6.4: Corrientes a la salida del inversor con corriente nominal y corriente de DC-LINK ideal.

6.2. Estrategia de campo debilitado con enlace DC ideal

Bajo condiciones ideales del enlace DC se decide aplicar la estrategia de campo debilitado (o en inglés *Field-Weakening*) mencionada en la sección 5.2. La velocidad mecánica nominal, según datos de placa, corresponde a 1450 rpm y considerando que el flujo de rotor enlazado por el estator tiene una magnitud igual a $0,215\text{ Wb}$, por lo que la tensión a la cual se comienza a debilitar campo es de alrededor $200V_{rms}$, quedando un margen de 15 % con respecto a la tensión nominal indicada por el fabricante. Dado que en el inversor CSI la tensión en el banco capacitivo se adecua a la exigencias en las corrientes de la máquina y restricciones de modulación, se cuenta con ganancia mayor a uno en esta variable eléctrica, a diferencia del inversor tipo fuente de tensión de dos niveles, queda claro que es posible operar con control de torque hasta una velocidad de 1668 rpm , antes de comenzar a debilitar campo y no sobrepasar, de manera permanente, la tensión nominal de la máquina. Para ser más conservador y evitar maniobras que superen por un tiempo importante la tensión nominal y mantener un margen de actuación frente a perturbaciones, se opta por comenzar la estrategia *Fiel-Weakening* cuando la tensión sea igual o superior a 95 % de la tensión nominal y cuando la velocidad sea mayor o igual a 1584 rpm (o 166 rad/s).

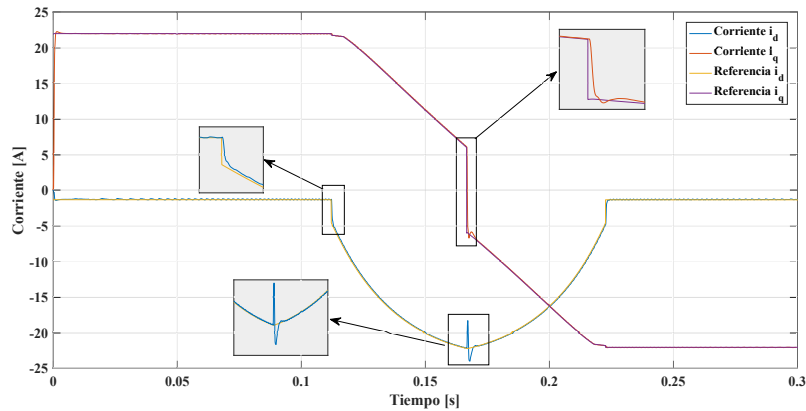


Figura 6.5: Corrientes en los canales d y q , al aplicar torque nominal con estrategia *Field-Weakening*.

En las simulaciones mostradas en las Figuras 6.5, 6.6 y 6.7, se aplica torque nominal durante

un $1/6$ de segundo, para luego exigir torque nominal negativo en la misma cantidad de tiempo. El efecto de debilitamiento comienza cuando la corriente i_q comienza a decaer y la corriente i_d aumenta su magnitud, lo que se traduce en una disminución del torque electromagnético que es capaz de producir la máquina. Antes de que la corriente del canal q llegue a cero, existe un cambio en la referencia de torque, lo que se traduce a que la corriente i_q cambie de polaridad y dado que aún la máquina se encuentre girando a una velocidad por sobre la nominal, la corriente en el canal d debe seguir actuando para evitar una sobre tensión en la máquina. Una vez que la velocidad es menor a 1584 rpm , entonces se vuelve a control de torque y la corriente en ambos canales vuelven a operar en base a la referencias entregadas por la estrategia de *MTPA*. Se observa también que se cumple el seguimiento de referencias en ambos canales, pero en particular el canal d cuenta con mayor oscilaciones cuando existe un cambio en la referencia del canal q, causado por el rápido cambio en polaridad de corriente del canal opuesto.

Las corrientes de la máquina mostradas en la Figura 6.6, señalan que el torque nominal de la máquina se alcanza con un poco menos de 23A, dado que se aplica la estrategia *MTPA*. Una vez que la máquina entra en zona de campo debilitado, la magnitud de éstas alcanza el valor nominal de placa, dada la exigencia de potencia comentada anteriormente. Por otro lado, las tensiones de línea de la máquina superan brevemente la amplitud máxima de 325V, tal como lo indica la Figura 6.7

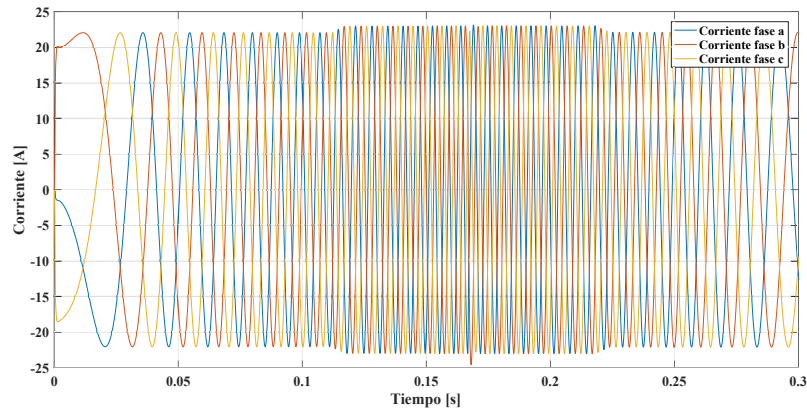


Figura 6.6: Corrientes de las fases de la máquina, al aplicar torque nominal con estrategia *Field-Weakening*.

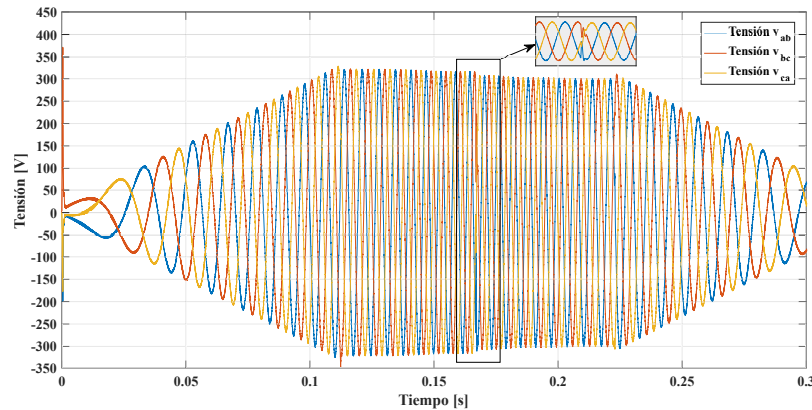


Figura 6.7: Tensiones de línea en los terminales de la máquina, al aplicar torque nominal con estrategia *Field-Weakening*.

6.3. Control de torque con accionamiento completo

En la sección anterior se mostró el comportamiento del accionamiento de la máquina eléctrica conectada a un inversor con un enlace DC idealizado, con el objetivo de presentar un caso base, considerando los lazos de control y la perturbación no compensada del *overlapping* y los retardos por cálculo.

Según la Figura 6.1, el convertidor *buck* de dos cuadrantes se utiliza para controlar la corriente en el enlace DC y cuya donde la tensión de entrada de cada submódulo se traduce como una perturbación a dicho sistema. Se diseña un controlador, cuya actuación corresponde al índice de modulación del convertidor *dc/dc* señalado. La frecuencia natural del lazo cerrado se sintonizó para que calzara con la frecuencia natural de lazo cerrado del control de corriente de la máquina síncrona y se consideró un amortiguamiento de $\xi = 0,9$.

Por otro lado, el control de las corrientes en el convertidor *boost-interleaved*, se sintonizó utilizando la información detallada en [46], donde la frecuencia natural del lazo cerrado es de la mitad del lazo de control de corriente del enlace DC y con el mismo amortiguamiento.

Caso similar ocurre con el controlador del convertidor *buck-boost-interleaved*, cuya frecuencia de lazo cerrado corresponde a 75 % del valor de sintonización del controlador de corriente de la máquina, utilizando el mismo amortiguamiento. El valor de las frecuencias se obtuvieron en base a la comparación de diferentes simulaciones con controladores *PI*, al igual que la ganancia α del controlador de *IDA – PBC* mencionado en el Capítulo 4 y que se fijó en un valor de 2. Al mismo tiempo este último controlador, requiere fijar la referencia de tensión v_{dc} y v_{sc} y que para este caso se selecciona 250V y 70V respectivamente.

La simulación se realiza con una referencia de torque eléctrico de 15 Nm que aparece en el instante de 2ms. La carga mecánica del motor eléctrico aparece en el instante 0,15s con un valor de 15 Nm en sentido contrario al torque desarrollado por la máquina eléctrica. La velocidad mecánica que se alcanza corresponde a 92,5 rad/s.

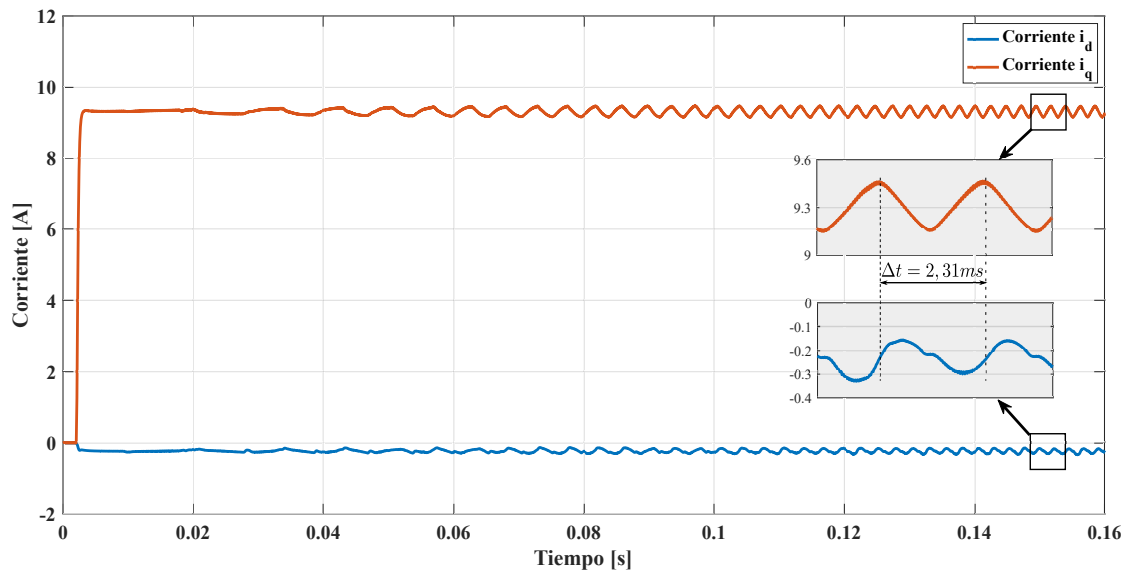
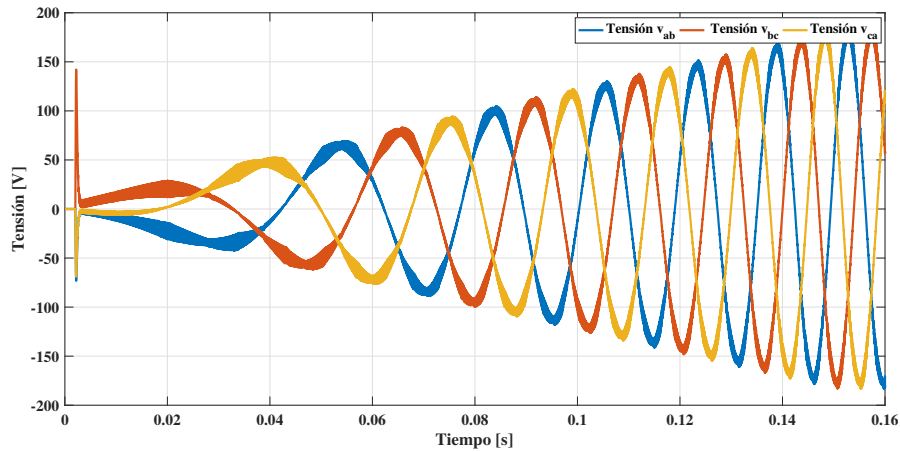


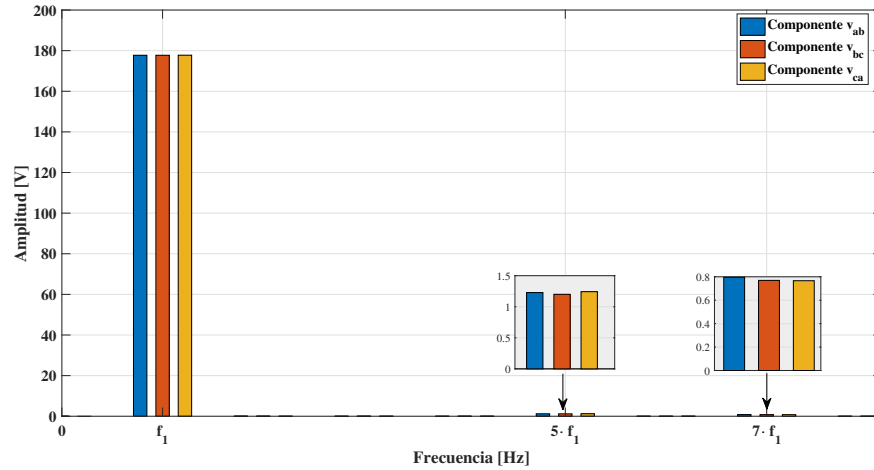
Figura 6.8: Corriente en la máquina en los ejes d y q considerando accionamiento completo.

En la Figura 6.8 se muestra el comportamiento de las corrientes en los canales d y q (en un mar-

gen de referencia que gira orientado al flujo de rotor) aplicando el algoritmo de MTPA. Se aprecia que existen oscilaciones entorno al valor medio estacionario y donde la frecuencia predominante corresponde al múltiplo seis de la frecuencia eléctrica de giro, causado por la inyección de la quinta y séptima armónica por parte del inversor y que tienen secuencias negativa y positiva (respecto al sentido de la frecuencia fundamental), respectivamente. El mismo efecto se aprecia en las tensiones aplicadas sobre la máquina, tal como lo muestra la Figura 6.9 en donde se aprecia que las tensiones cuentan con términos armónicos (de bajo orden) tal como se predijo al examinar las corrientes de la máquina y de armónicos de altas frecuencias ($40kHz$), debido a la conmutación de los semiconductores.



(a) Tensiones línea a línea instantáneas.



(b) FFT de tensiones.

Figura 6.9: Tensiones de línea-línea para observar el efecto de la modulación SVM.

Con respecto a las variables involucradas al enlace DC de corriente y tensión, en conjunto de las variables eléctricas involucradas en los dispositivos de almacenamiento de energía. En la Figura 6.10 se muestra el comportamiento de las corrientes involucradas en el convertidor de la celda combustible y dada la topología y método de modulación, la corriente en el dispositivo es del

triple de la frecuencia de conmutación y con un menor ripple, que en los ramos del convertidor. Dado que se está emulando la celda de combustible con una fuente de tensión en función de la corriente (en base a la celda de combustible *Hydrogenics*, mencionada en el capítulo 4) y con una cota superior de 20A.

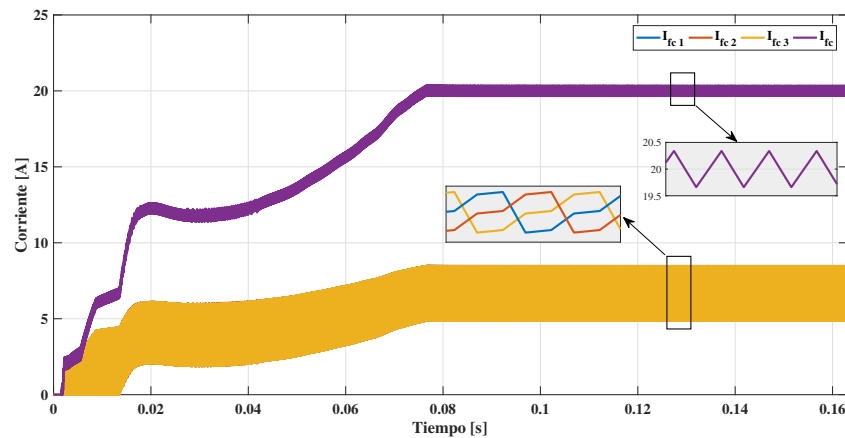


Figura 6.10: Corrientes en fuente de tensión emulando la celda de combustible (morado), y corrientes en la ramas del convertidor (amarilla, roja, azul).

Paralelamente, el supercondensador actúa para tratar de compensar las fluctuaciones en la tensión del enlace DC (Figura 6.11). En la Figura 6.12 se muestra la corriente del convertidor, donde nuevamente se aprecia el efecto de la topología del convertidor *buck-boost* multifase y su disminución del ripple en el dispositivo de almacenamiento de energía. Dado que la exigencia de potencia por parte del motor eléctrico, la tensión del enlace DC disminuye y dada las restricciones de la celda de combustible y la ganancia del controlador, el supercondensador no logra compensar la caída de tensión. Eventualmente, esta situación se puede remediar considerando un modelo de mayor potencia por parte de la celda de combustible.

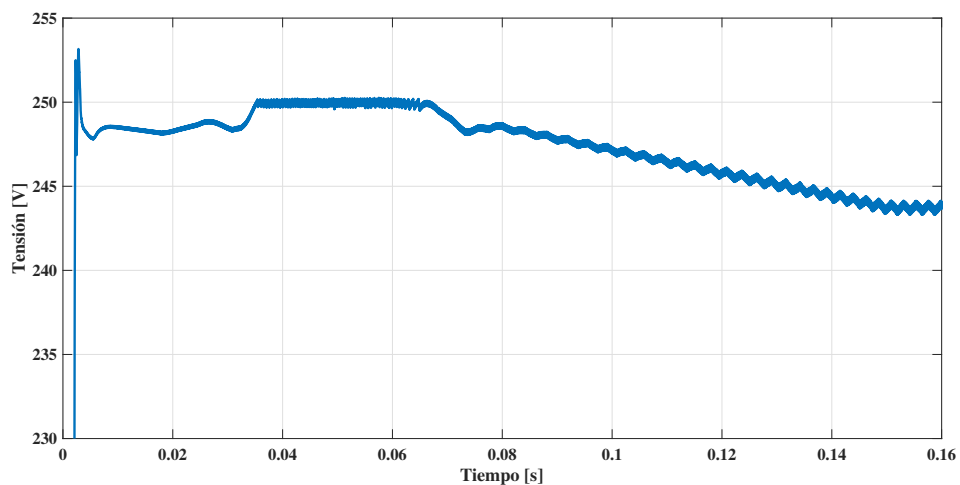


Figura 6.11: Oscilograma de la tensión v_{dc} .

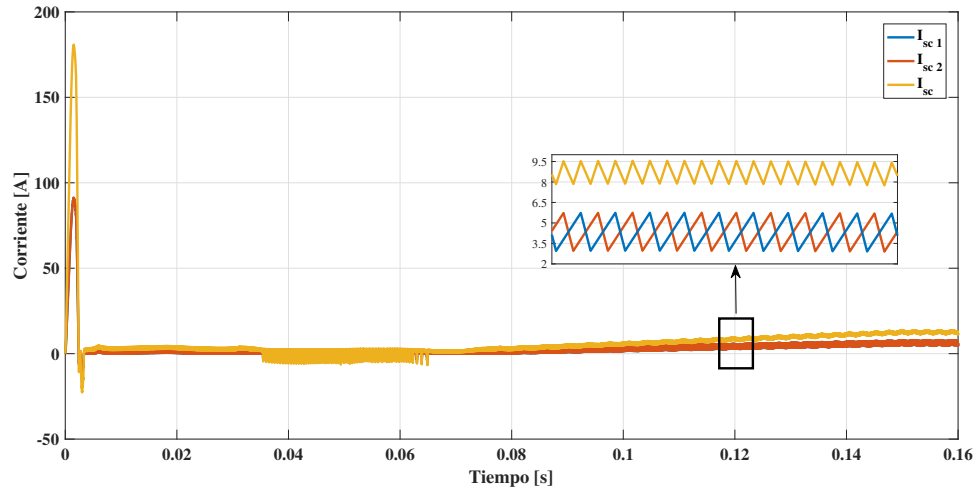


Figura 6.12: Corrientes en el supercondensador (amarillo), y corrientes en la ramas del convertidor (azul y roja).

Con respecto a las corrientes del enlace DC, denominadas como i_1 , i_2 , i_3 , i_4 e i_{dc} mostradas en la Figura 6.1. Se aprecia en el oscilograma de la Figura 6.13, la corriente i_{dc} sigue la referencia de 32A y que el algoritmo SVM logra balancear las corrientes de entrada (i_1 e i_3) y salida (i_2 e i_4) de convertidor, en donde se ha introducido un desbalance en las resistencias de los transformadores de $\pm 10\%$. Se aprecia además, que la presencia de armónicos de bajo orden en las corrientes y tensiones de la máquina, repercuten en las corrientes del enlace DC, y que a medidas que la tensión en los bornes del motor crecen, las oscilaciones se vuelven más notorias. Finalmente, en la misma Figura 6.13, se logra apreciar el efecto de balance de las corrientes por sectores definidos en la Figura 3.6 y Tablas 3.2 y 3.3.

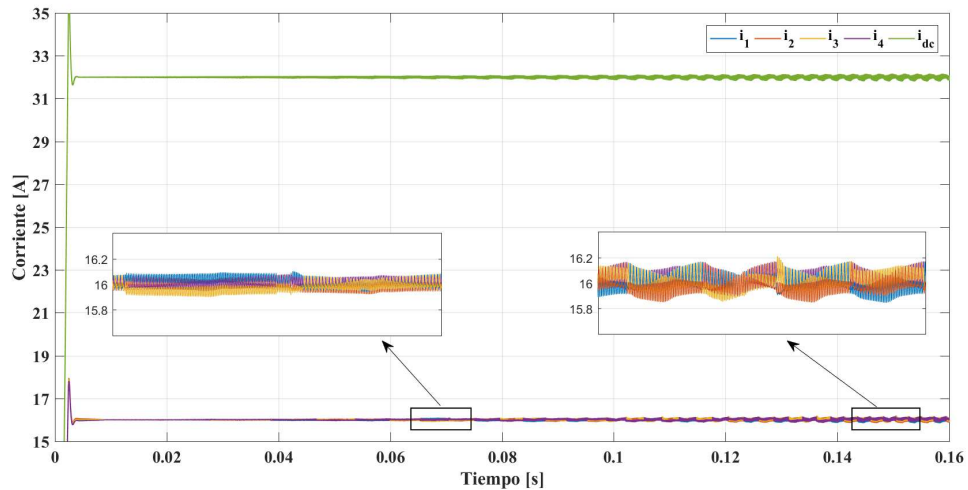


Figura 6.13: Corrientes en el enlace DC, con las ramas respectivas del convertidor. Se aprecia el balance de las corrientes siendo uno de los objetivos del algoritmo SVM.

6.4. Campo debilitado con accionamiento completo

En esta sección, la estrategia de campo debilitado se implementa considerando el accionamiento completo, al igual que en el caso de la sección anterior, con la salvedad de que en esta oportunidad la corriente del enlace DC se disminuye a 15A para obtener mayores índices de modulación en el inversor fuente de corriente y ver como afectan a las variables de terminales de máquina y específicamente la corriente del enlace DC. La referencia de torque se fijó en un valor de 15 Nm para evitar que la tensión a la salida de los convertidores dc/dc descienda muy por debajo del valor de referencia, según lo observado en la sección anterior.

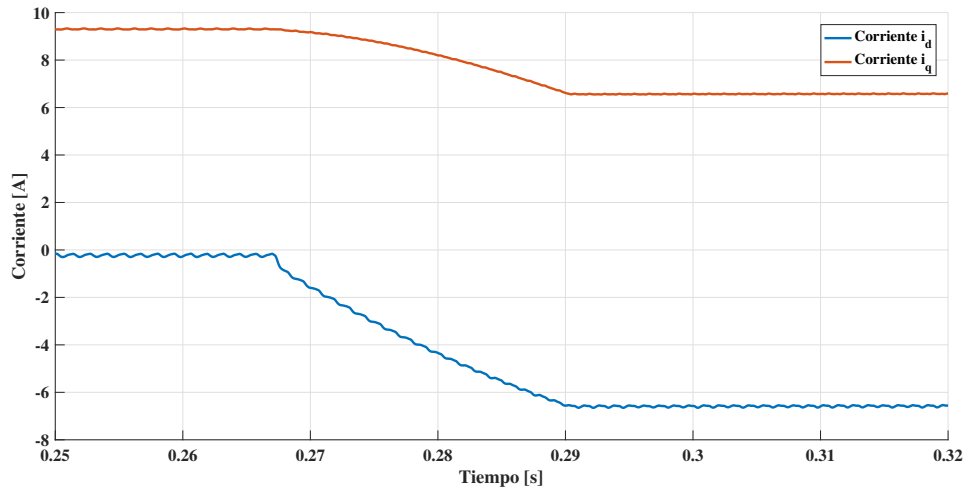


Figura 6.14: Corrientes en la máquina, considerando FW y accionamiento completo.

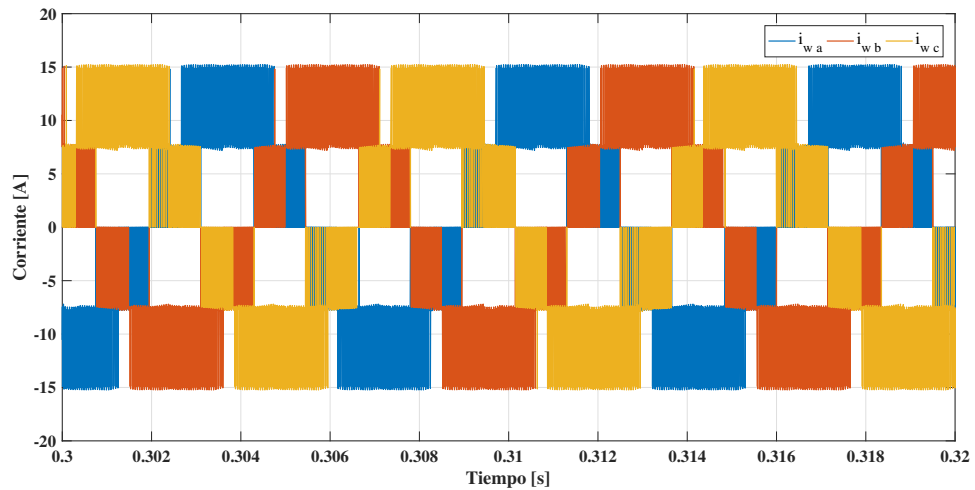
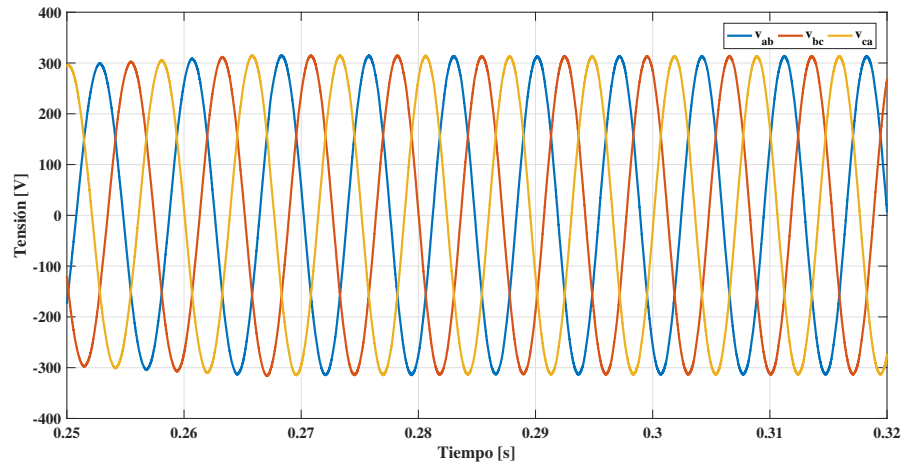


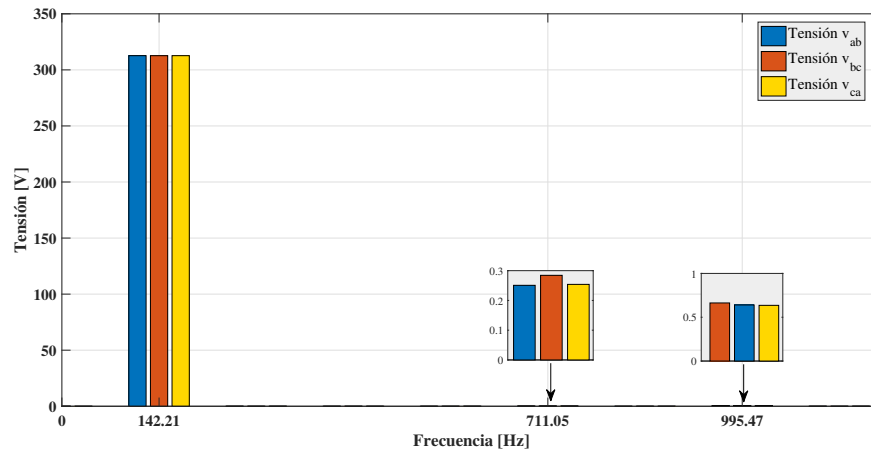
Figura 6.15: Corrientes a la salida del inversor CSI, considerando FW y accionamiento completo.

A contar de los 0,29 s se aplica un torque mecánico de acción frenante y de la misma magnitud del torque máximo capaz de desarrollar la máquina, considerando las limitaciones de la zona de campo debilitado, tal como se logra apreciar en la Figura 6.14, en donde la magnitud de la corriente en el

canal d aumenta. Se logra apreciar que las oscilaciones producto de la inyección de armónicos de bajo orden, se ven aminoradas en comparación con lo expuesto en la Figura 6.8. Esto se debe a un mayor índice de modulación y que se traduce en menor inyección de contenido armónico tal como lo muestra la Figura 6.15, la cual evidencia la presencia de los 5 niveles del inversor.



(a) Tensiones línea a línea instantáneas.



(b) FFT de tensiones.

Figura 6.16: Tensiones de línea-línea para observar el efecto de la modulación SVM.

La disminución del contenido armónico también se plasma en las tensiones de línea y su espectro de frecuencia mostrados en la Figura 6.16. La disminución con respecto a lo señalado en la Figura 6.9 es, en términos cuantitativos, de 75 % para el caso de la quinta armónica y 25 % para la séptima armónica. Se destaca también el hecho de que en la maniobra nunca se supera la tensión nominal de la máquina de 230 V.

Finalmente, las corrientes del enlace DC, señaladas en los oscilogramas de la Figura 6.17, se mantienen balanceadas y con menores oscilaciones que lo mostrado en la sección anterior. Se aprecia también que un aumento en el índice de modulación trae consigo una mejora en el balance

de corrientes de entradas y salidas del inversor.

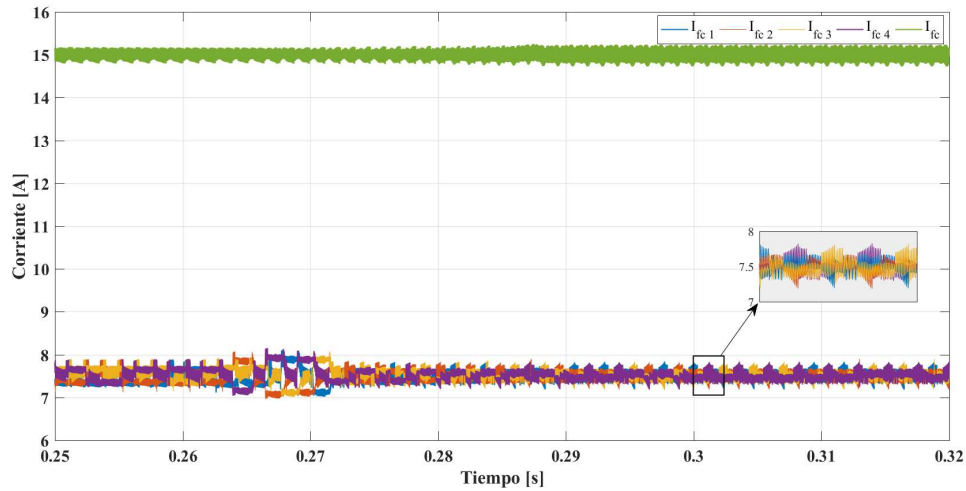


Figura 6.17: Corrientes en el enlace DC, con las ramas respectivas del convertidor, considerando zona de campo debilitado.

6.5. Implementación del FTP75

Uno de los análisis que se realizan sobre los vehículos eléctricos, corresponde a los *driving cycle* y sirven para establecer consumo de combustible, autonomía y peaks de potencia, entre otros. Existen diferentes tipos y que varían según región, vehículo y normativa vigente del país. Al aplicar estos test, que son reproducibles, se logra estandarizar las exigencias sobre los vehículos y realizar comparaciones entre tecnologías.

En el caso del presente trabajo, se hará uso de las curvas **FTP75** para ciudad y que corresponde a la *Federal Test Procedure*, y que forma parte de una serie de pruebas definidas por la Agencia de Protección Medioambiental (EPA) de Estados Unidos y que nace, originalmente en 1978, para medir las emisiones del tubo de escape y economía de combustible de vehículos urbanos ligeros. En la actualidad se emplean en vehículos eléctricos para estimar como se verán exigidos a nivel de su accionamiento eléctrico [47] y [48].

La curva a emplear consiste en un ensayo de 1372 s y con zonas de aceleración, frenados, donde existe máximos de velocidad en los primeros instantes, para luego transitar por una zona más homogénea en velocidad, tal como se aprecia en la Figura 6.18.

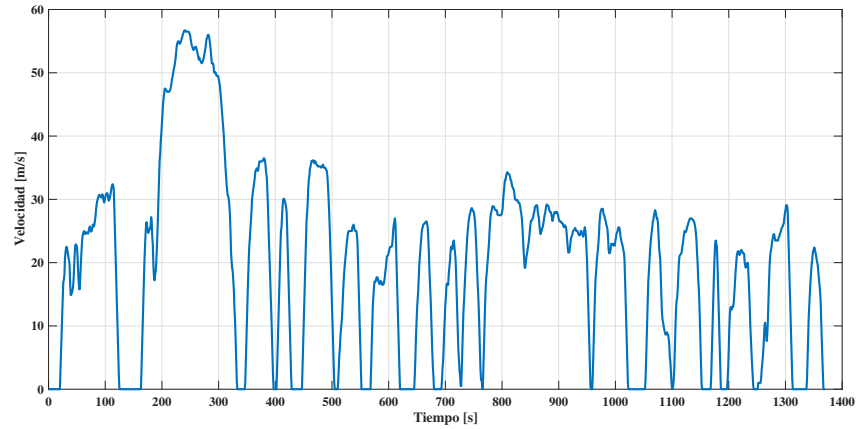


Figura 6.18: Curva patrón FTP75 de velocidad del vehículo.

Para la implementación de estas curvas resulta más práctico, desde el punto de vista de las respuestas de los lazos de control, escalar la duración de las pruebas. Además, a partir de la Figura 6.18, se advierte que existe una zona de mayor exigencia en un vehículo y que corresponde en la zona en donde ocurre el máximo de velocidad. El primer arranque, normalmente en "frío", también se simulará, dejando las otras zonas de comportamiento similar (en magnitud) para trabajos futuros.

Se debe recordar que el principal propósito del modelamiento teórico de vehículos (en general) es convertir los parámetros de entrada (rendimiento, ciclos de conducción y los tipos componentes y sistemas de almacenamiento) en parámetros como potencia del motor requerido, sistemas de refrigeración, costos y autonomía. Dado que la curva patrón es de velocidad traslacional, se requiere un modelo que permita describir el torque electromagnético desarrollado por la máquina eléctrica y la velocidad de giro de la misma, para ello se debe utilizar un modelo de fuerzas mecánicas actuando sobre un cuerpo, mediante un DLC (diagrama de cuerpo libre) en donde se deben considerar acción frenante del viento, la resistencia a la rodadura, fuerza de roce y masa del vehículo, tal como se muestra en la Figura 6.19.

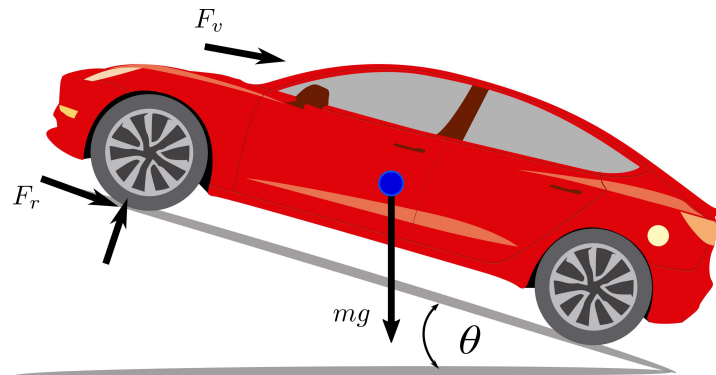
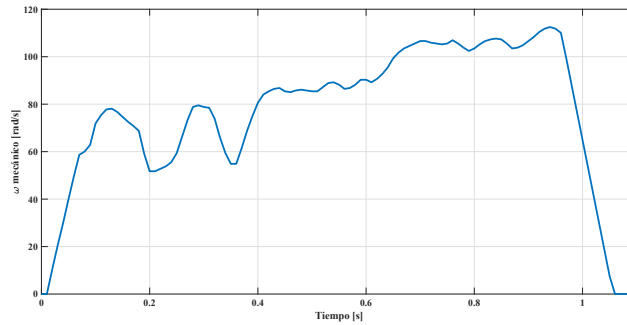


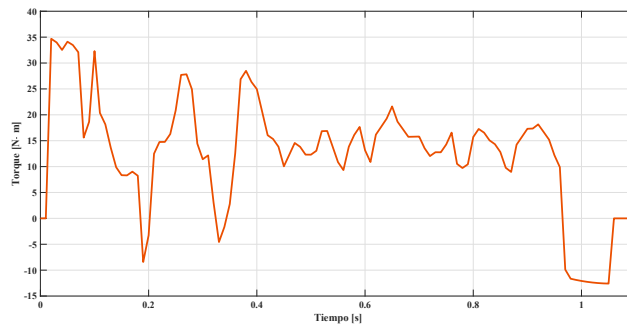
Figura 6.19: Diagrama de cuerpo libre.

Al implementar las sugerencias mostradas en [45] y [49] se puede estimar la potencia de los equipos involucrados en el accionamiento eléctrico como el producto escalar de la velocidad de traslación del vehículo y las sumatorias de las fuerzas sobre el vehículo (mostradas en la Fi-

gura 6.19), divididas por la eficiencia del motor y el controlador, más la potencia de los equipos auxiliares. Al considerar un eje de transmisión rígido, sin dinámica y con pérdidas despreciables, se puede suponer que la potencia mecánica corresponde al producto de torque por velocidad giro y si se aproxima la velocidad rotacional como un variable proporcional a la velocidad traslacional, el torque mecánico y que será la referencia para obtener las corrientes de referencias, se obtiene facilmente mediante una división. Lo mencionado anteriormente queda graficado en la Figuras 6.20 y 6.23, que serán denotadas como la primera y segunda parte del FTP75, respectivamente.



(a) Velocidad mecánica de giro por parte de la máquina eléctrica.



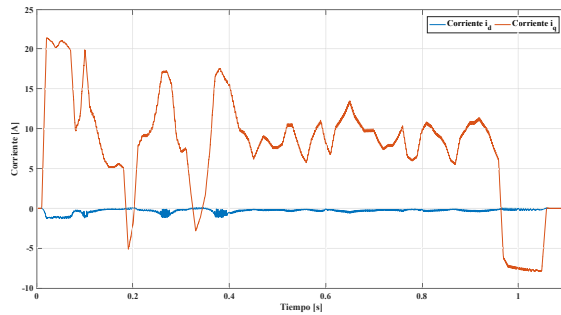
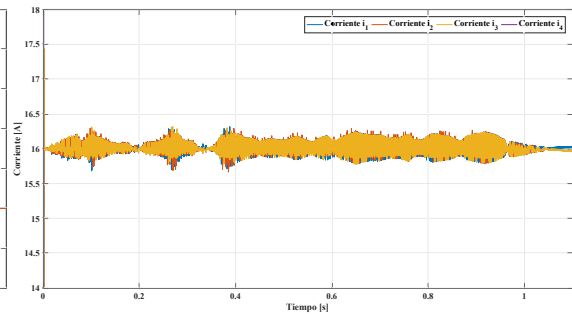
(b) Torque electromagnético de referencia.

Figura 6.20: Curvas de referencia de torque y velocidad de la primera parte del FTP75.

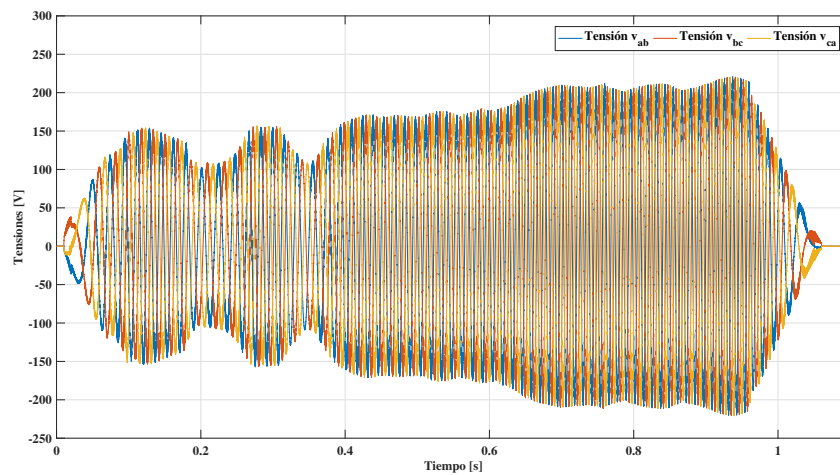
Durante la primera parte del ciclo de conducción, el cual se acortó para tener duración de 1,1 s, las corrientes de la máquina y entrada del inversor, al igual que las tensiones de línea se muestran en el Figura 6.21. En esta, se aprecia que el comportamiento de la corriente, en especial en el canal q, posee una forma similar a la del torque de referencia y dada los valores de la corriente en el eje d, la máquina no opera en zona de campo debilitado hecho que se condice con lo mostrado en el oscilograma de las tensiones de línea, en donde la tensión no supera la amplitud de 325 V. Por su parte, las corrientes de entradas en el inversor se muestran oscilando con un pequeño *ripple* en torno a $\frac{i_{dc}}{2}$, según lo expuesto en la Figura 6.1 y que el esquema opera bien incluso en maniobras de frenado regenerativos. En el mismo oscilograma se alcanza a apreciar que el aumento de la amplitud de las oscilaciones guarda relación con el aumento de las tensiones en la máquinas, situación que es advertida en el esquema de modulación SVM y que se verá influenciada por la exigencia de potencia y su tasa de cambio.

Por su parte, las variables asociadas a los convertidores y su enlace DC de tensión se muestran en la Figura 6.22. En estos escenarios de simulación, se reemplazó la capacidad máxima de corriente del modelo de celda de combustible, quedando en el valor nominal del modelo HyPM15, señala-

do en capítulos anteriores. La corriente en la celda de combustible demuestra una dinámica más lenta, en comparación con la corriente en el supercondensador, lo cual es una respuesta esperada tendiendo un comportamiento similar a la exigencia de torque pero desfasada en el tiempo, existiendo instantes en los que solo opera este dispositivo. Por su parte, el supercondensador reacciona con una mayor rapidez (en comparación a la dinámica de la celda de combustible) frente a exigencias de mayor potencia, acción que queda reflejada en el seguimiento de la tensión de referencia del enlace DC. Se aprecia además que, este dispositivo es capaz de almacenar la energía proveniente del frenado regenerativo. Finalmente la tensión del enlace DC se mantiene en las cercanías del valor de consigna, con una variación no superior al 4 %, con respecto al valor de referencia.

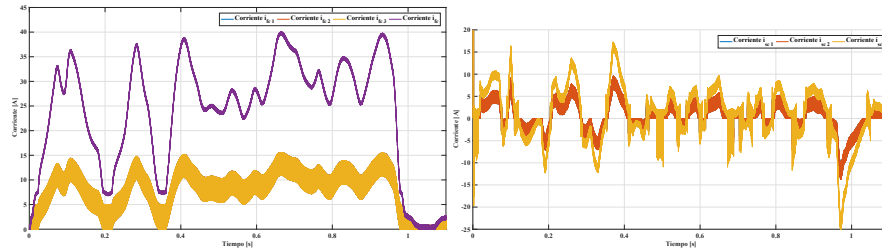
(a) Corriente i_d e i_q de la máquina.

(b) Corrientes en la entrada del inversor.

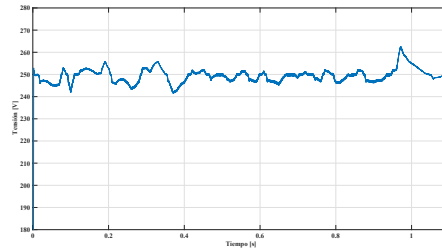


(c) Tensiones instantáneas de la máquina.

Figura 6.21: Variables de terminales en la entrada y salida del inversor.

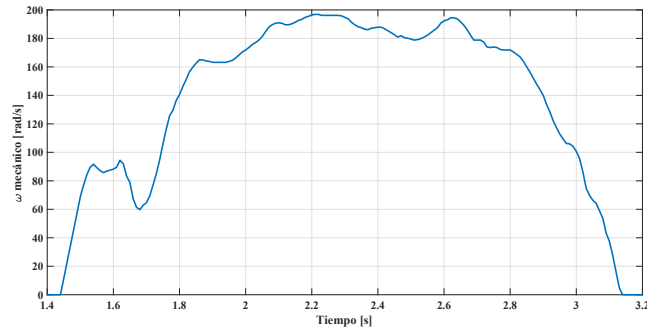


(a) Corrientes en la celda de combustible y (b) Corrientes en la entrada del inversor.
su convertidor.

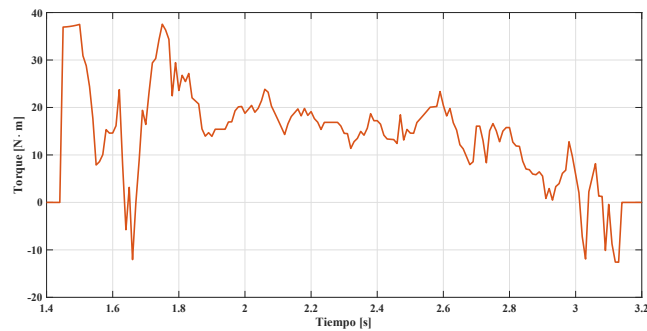


(c) Tensiones instantáneas de la máquina.

Figura 6.22: Variables corrientes de convertidores dc/dc y tensión del enlace DC durante la primera parte del FTP75.



(a) Velocidad mecánica de giro por parte de la máquina eléctrica.



(b) Torque electromagnético de referencia.

Figura 6.23: Curvas de referencia de torque y velocidad de la segunda parte del FTP75.

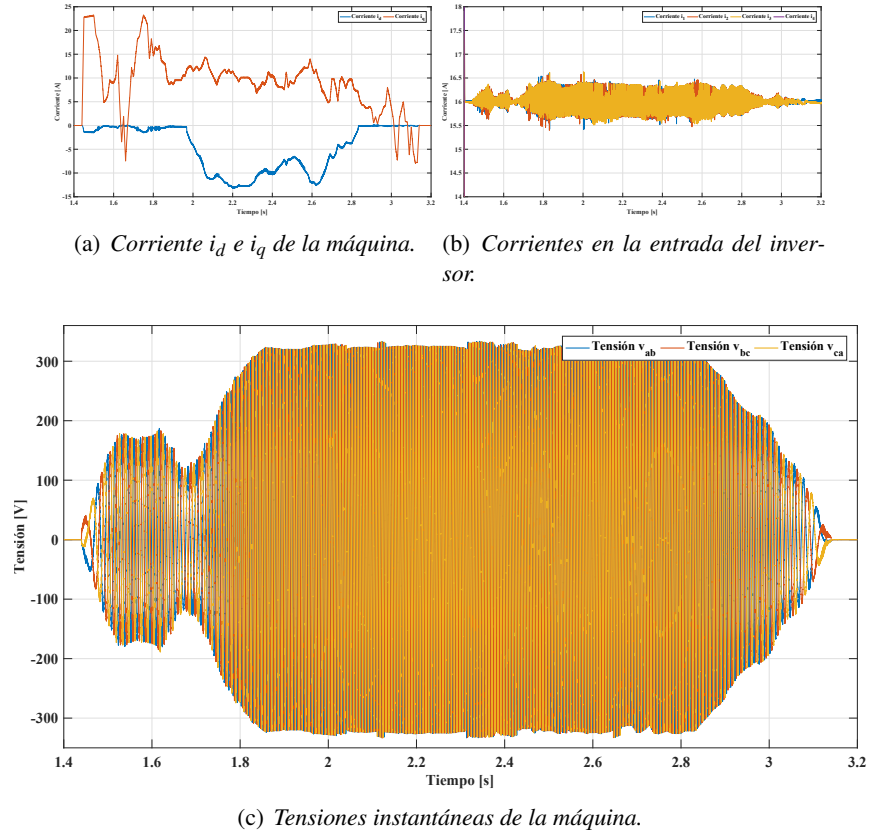
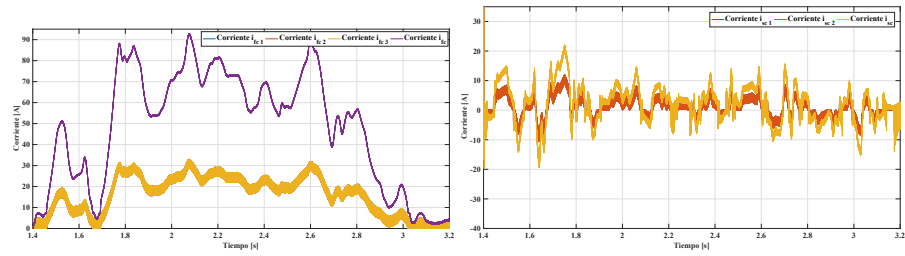


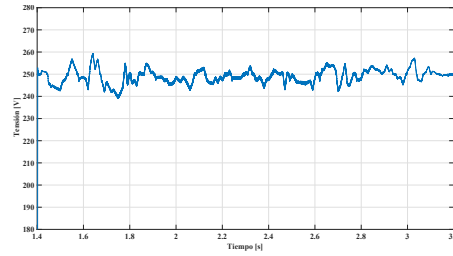
Figura 6.24: Variables de terminales en la entrada y salida del inversor durante la segunda parte del FTP75.

En la segunda parte de la curva FTP75, mostrada en la Figura 6.23, la existencia de una mayor exigencia de potencia y la existencia de campo debilitado tal como se muestra en la Figura 6.24, en donde la corriente en el canal d aumenta. En esa misma situación la corriente en el canal q logra suplir la demanda de torque. Dado que las magnitudes de la tensiones de línea (operando en las cercanías del valor nominal de tensión de 230V) son elevadas, las corrientes a la entrada del inversor presentan oscilaciones, en torno al valor de referencia, notorias.

Por otra parte las variables que afectan a los convevtidores dc/dc y la tensión del enlace DC, se muestran en los oscilogramas de la Figura 6.25. En ésta la exigencia de potencia se logra apreciar en la corriente de la celda de combustible que alcanza niveles mayores que las expuesta en la Figura 6.22, al mismo tiempo, no existen instantes en donde la exigencia a este dispositivo sea nula. En el caso del supercondensador, se aprecia una dinámica más rápida en compración al esquema de la celda de combustible y con valores más pequeños de magnitud. Durante esta prueba, existen diversos instantes de maniobras de frenado regenerativo, pero la potencia asociada a la maniobra es menor que el caso mostrado en la Figura 6.22, hecho que también se refleja en el comportamiento de la tensión del enlace DC.



(a) Corrientes en la celda de combustible y su convertidor. (b) Corrientes en la entrada del inversor.



(c) Tensiones instantáneas de la máquina.

Figura 6.25: Variables corrientes de convertidores dc/dc y tensión del enlace DC durante la segunda parte del FTP75.

Resultados experimentales preliminares

La finalidad del presente trabajo implica la construcción de los convertidores e inversor, además de la utilización de transductores eléctricos en conjunto con la plataforma de adquisición y control. En el presente capítulo se muestra los componentes desarrollados para la implementación en laboratorio, tal como se muestra en la Figura 7.1.

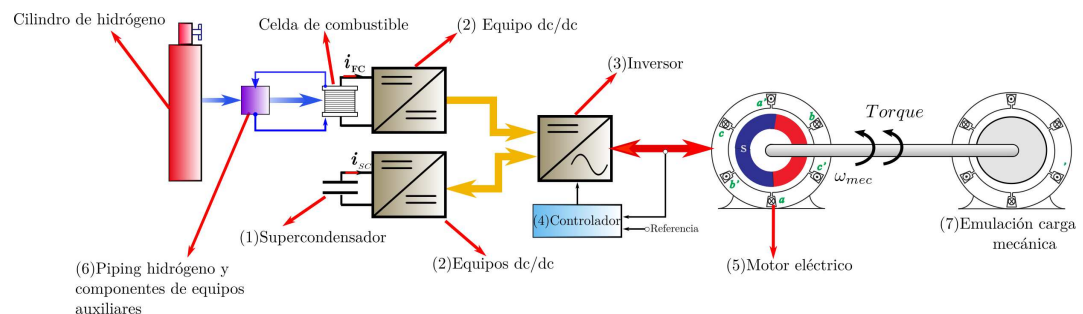


Figura 7.1: *EVirtual implementación de laboratorio para accionamiento de fuentes híbridas y MCSI.*

7.1. Plataforma de trabajo

Para la implementación del controlador, y también para la obtención de parámetros, se utilizó un equipo de adquisición y procesamiento de señales en tiempo real de la empresa dSPACE, modelo MicrolabBox, el cual cuenta con entradas y salidas tanto digitales como análogas y su programación se puede llevar a cabo usando la misma interfaz de Simulink. El equipo en cuestión se muestra en la Figura 7.2.

El MicroLabBox posee las siguientes características:

- 32 entradas análogas ADC con niveles de $\pm 10V$ y hasta 14-bit.
- 16 salidas análogas DAC con niveles de $\pm 10V$ y 16-bit.
- 48 canales digitales *I/O* bidireccionales, con capacidad de *PWM* tanto de generación como de medición con una capacidad de muestreo de $10ns$.
- Capacidad para alimentar hasta dos sensores.
- Una FPGA programable Xilinx Kintex-7 XC7K325T.



Figura 7.2: Equipo MicrolabBox en donde se procesan las señales para la implementación de los controladores.

La segunda parte de la plataforma trabajo, corresponde a los elementos de electrónica de potencia y su sistema de *driver*. En la Figura 7.3 se reconoce a los *drivers* para los convertidores *dc/dc* e inversores. El diseño se realizó en las dependencias del laboratorio, con el fin de usar los canales digitales para *PWM* del equipo MicrolabBox, ajustando la amplitud de tensión de dichos pulsos, pasando de $5V$ a $15V$ para lograr hacerlos compatibles con los pulsos requeridos por los *drivers*.



Figura 7.3: Drivers para convertidores (izquierda) *dc/dc* e inversor (derecha), que cuenta con desarrollo propio.

La comunicación de señales digitales desde el MicroLabBox hasta los diferentes drivers, se realizó mediante el diseño de una tarjeta de comunicación que utiliza fibra óptica y que se muestra en la

Figura 7.4.

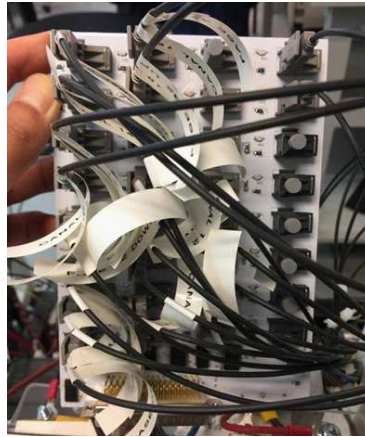


Figura 7.4: Tarjeta para comunicación mediante fibra óptica desde equipo dSpace a drivers y que cuenta con desarrollo propio.

Por parte de los dispositivos de almacenamiento de energía, en las Figuras 7.5 y 7.6 se muestran respectivamente el supercondensador *LSMtron* y la fuente de tensión controlada *BK Precision*, modelo *XLN6024* que busca emular el comportamiento de la celda de combustible para pruebas previas. La celda de combustible de la compañía *Hydrogenics*, modelo *HyPM15HD*, yace señalada en la Figura 7.7 y se aprecia parte de los componentes auxiliares.



Figura 7.5: Supercondensador *LSMtron* de 62F y 129V.



Figura 7.6: Fuente de tensión regulable, marca *BK* que emulará el comportamiento de la celda de combustible.



Figura 7.7: Celda de combustible HyPM15HD.



Figura 7.8: Implementación inversor multinivel de corriente.

Finalmente, en la Figura 7.8 se muestra el montaje del inversor multinivel de corriente, diseñado en las dependencias del laboratorio del Departamento de Ingeniería Eléctrica del Campus San Joaquín.

7.1.1. Resultados experimentales preliminares

El algoritmo de control, modulación y topología de inversor, fueron probados en las dependencias del Laboratorio de Ingeniería Eléctrica del Campus San Joaquín.

Producto del escenario político-social de octubre de 2019 en Chile y la pandemia que produce la enfermedad del Covid-19, solo se cuenta con resultados parciales. Estos se realizaron utilizando los equipos mencionados anteriormente.

El escenario a evaluar fue un control de corriente sobre la máquina de imanes permanentes, considerando control de tensión en el enlace DC continua de los convertidores respectivos a cada dispositivo. Dado que el control de corrientes sobre la máquina requiere una orientación con el flujo de rotor y considerando la carencia de un sistema de comunicación apto para las señales de resolver, se implementó un observador mediante Filtro de Kalman Extendido de cuarto orden y que supone una inercia infinita para la simplificación del modelo mecánico, basado en [50]. Las ecuaciones discretas que describen el comportamiento dinámico del sistema yacen expuesta en (7.1)-(7.4) y su implementación (en lenguaje de Matlab) de detalla a continuación:

```

1      function x_k1 =kalman_CSI(vd,vq,id,iq,Ts,R_k,Q_d)
2      %-----Parámetros accionamiento-----%
3      %p=5;
4      R=0.75;
5      Phi=0.215;
6      Ld=2.15e-3;
7      Lq=3e-3;
8      %d=0.022;
9      C=30e-6;
10     %-----%
11     %-----Predicción-----%
12
13     persistent P_k1_aux;
14     if isempty(P_k1_aux)
15         P_k1_aux=eye(4);
16     end
17     persistent x_k1_aux;
18     if isempty(x_k1_aux)
19         x_k1_aux=zeros(4,1);
20     end
21     id_ant=x_k1_aux(1,1);
22     iq_ant=x_k1_aux(2,1);
23     omega_ant=x_k1_aux(3,1);
24     theta_ant=x_k1_aux(4,1);
25
26     id_k=id_ant*(1-Ts*R/Ld)+Ts*omega_ant*iq_ant*Lq/Ld+Ts*vd/
        Ld;
27     iq_k=-omega_ant*Ts*id_ant*Ld/Lq+iq_ant*(1-Ts*R/Lq)+Ts*vq
        /Lq-Ts*Phi*omega_ant/Lq;
28     omega_k=omega_ant;
29     theta_k=theta_ant+Ts*omega_ant;
30
31     F_k_ant=[      (1-Ts*R/Ld)          Ts*omega_ant*Lq/Ld
                   Ts*Lq*iq_ant/Ld
                   0;
32     -omega_ant*Ts*Ld/Lq          (1-Ts*R/Lq)
                   -Ts*Ld*id_ant/Lq-Ts*Phi/Lq
                   0;
33     0          0          1
                   0;
34     0          0          Ts
                   1];
35
36     % P_k=P_k1_aux+(F_k_ant*P_k1_aux+P_k1_aux*F_k_ant')*Ts+
        Q_d;
37     P_k=F_k_ant*P_k1_aux*F_k_ant'+Q_d;

```

```

38 %-----%
39 %-----Matriz de Kalman-----%
40 x_k=[ id_k ;
41      iq_k ;
42      omega_k ;
43      theta_k ];
44
45 y= [ id ;
46      iq ];
47
48 H=[1 0 0 0 ;
49    0 1 0 0];
50
51 K_k=P_k*H'*(H*P_k*H'+ R_k)^-1;
52
53 %-----Corección-----%
54 x_k1=x_k+K_k*(y-H*x_k) ;
55 P_k1_aux=P_k-K_k*H*P_k ;
56 x_k1_aux=x_k1 ;

```

$$i_d[k+1] = i_d[k] \left(1 - T_s \frac{R}{L_d} \right) + T_s \omega[k] i_q[k] \frac{L_q}{L_d} + T_s \frac{v_d}{L_d}; \quad (7.1)$$

$$i_q[k+1] = i_q[k] \left(1 - T_s \frac{R}{L_q} \right) - T_s \omega[k] i_d[k] \frac{L_d}{L_q} + T_s \frac{v_q}{L_q}; \quad (7.2)$$

$$\omega[k+1] = \omega[k]; \quad (7.3)$$

$$\theta[k+1] = \theta[k] + T_s \omega[k]; \quad (7.4)$$

Las matriz de covarianza del ruido de observaciones $Q_{4 \times 4}$ y covarianza del ruido del proceso $R_{2 \times 2}$, fueron definidas mediante ensayo y error. Partiendo del escenario propuesto en .

Como primera prueba, se observó el comportamiento del filtro de Kalman, estimando la velocidad y comparándola con la información entregada por el variador de frecuencia del motor de inducción, acoplado mecánicamente a la máquina de imanes permanentes la cual yace girando en vacío. El ensayo se muestra en la Figura 7.11, donde la señal de color verde corresponde a la estimación del Filtro de Kalman y la señal de color amarillo corresponde a la información entregada por el variador de frecuencia.

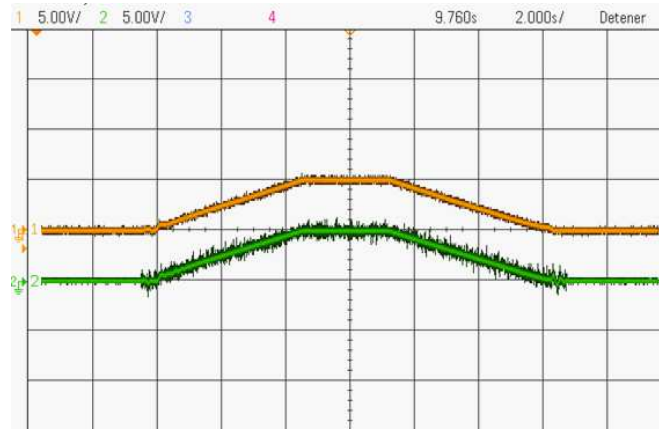


Figura 7.9: Prueba experimental de Filtro de Kalman para estimación de posición y velocidad, considerando lazo abierto.

La segunda parte de las pruebas experimentales se basó exclusivamente en el control de la máquina de imanes permanentes e inversor fuente de corriente. Para ello se dispuso de un arranque con un torque pequeño para observar comportamiento dinámico del sistema y observador.

La referencia de corriente se fijó en -1 A para el canal q y 0 A para el canal d . El comportamiento de dichas corrientes se muestran en la Figura 7.10, en donde existe un seguimiento de las referencias y oscilaciones producto de las armónicas de bajo orden introducidas por el convertidor.

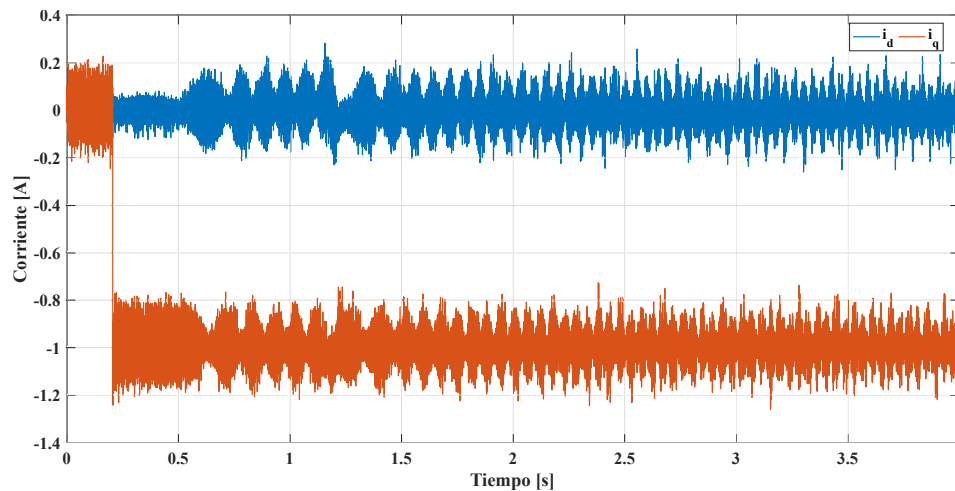


Figura 7.10: Corrientes experimentales de la máquina en coordenadas dq .

Al aplicar una corriente negativa en el canal q se producirá un torque electromagnético del mismo signo, que provoca una aceleración negativa en el mecánico lo que se traduce en una velocidad mecánica de giro negativa, tal como se muestra en la Figura 7.11. Nótese que la velocidad se logra estabilizar en alrededor de 17 rad/s , producto de la acción de frenado que provoca el roce en la máquina.

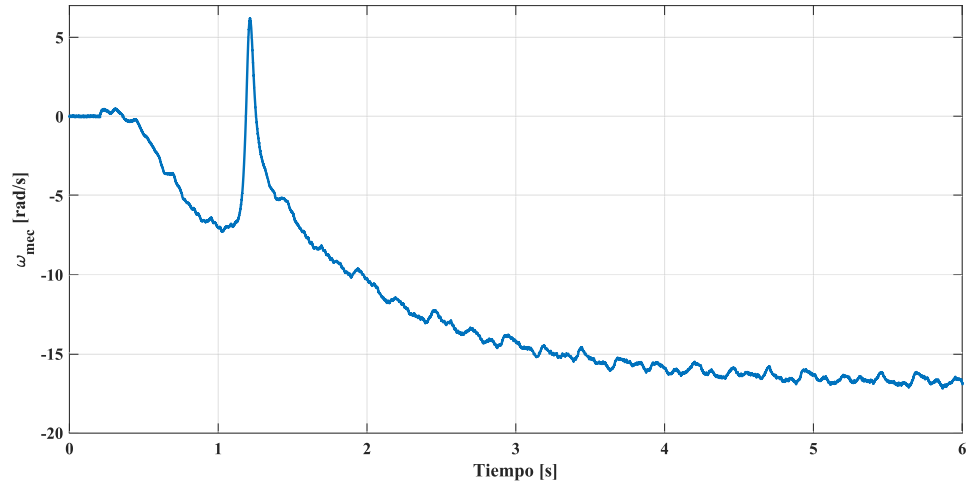


Figura 7.11: *Velocidad mecánica de giro de la máquina eléctrica.*

Las corrientes y tensiones de terminales, en un marco de referencia fijo al estator, se muestran en las Figuras 7.12 y 7.13, respectivamente. Al igual que en la Figura 7.11, alrededor del segundo uno, se produce una perturbación en la observación de velocidad (y posición mecánica) que se traduce en oscilaciones de tensión y corriente. En los oscilogramas mencionados se aprecia que las corrientes exhiben un comportamiento de amplitud máxima igual a 1 A y que las tensiones de línea comienzan a incrementar su amplitud máxima a medida de que la velocidad crece.

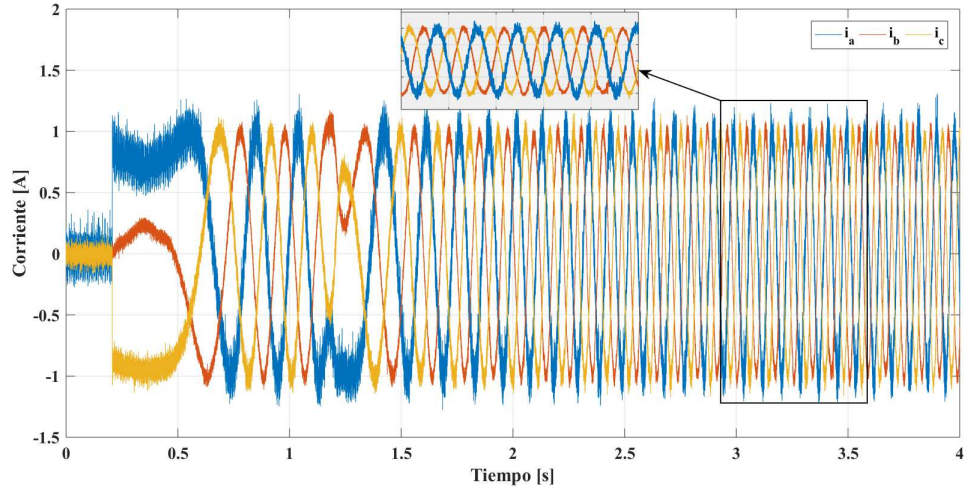


Figura 7.12: *Corrientes instantáneas experimentales en los terminales de la máquina eléctrica.*

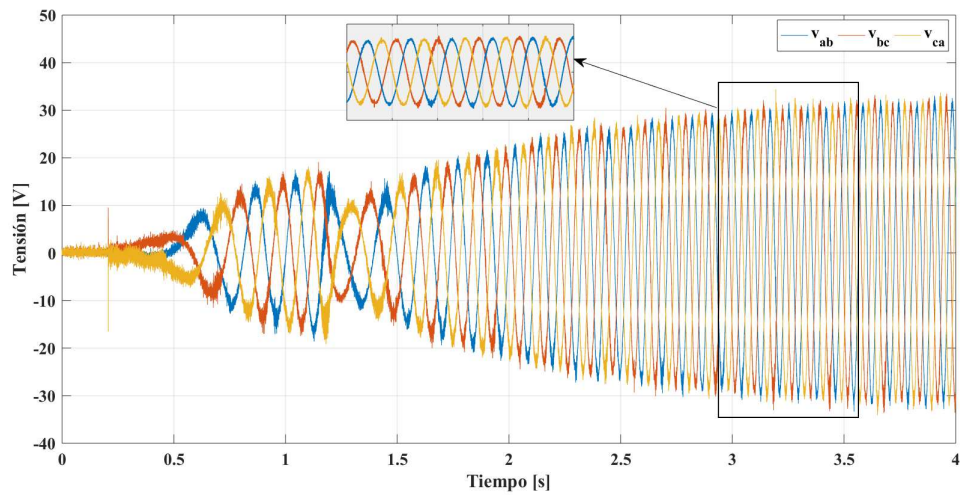


Figura 7.13: *Tensiones instantáneas de línea-línea experimentales.*

Finalmente, las corrientes en la entrada del inversor se muestran en la Figura 7.14. En dicho oscilograma, las corrientes se logran estabilizar en torno a los 3A. La perturbación mencionada anteriormente, también repercute en el balance de las corrientes de entrada, pero logran retornar al valor de referencia.

La perturbación que se produce en la estimación de velocidad y posición se deben principalmente a la dificultad de lograr estimar la posición en zonas de muy baja velocidad, situación que puede empeorar aún más si es que la estimación de parámetros concentrados no es precisa.

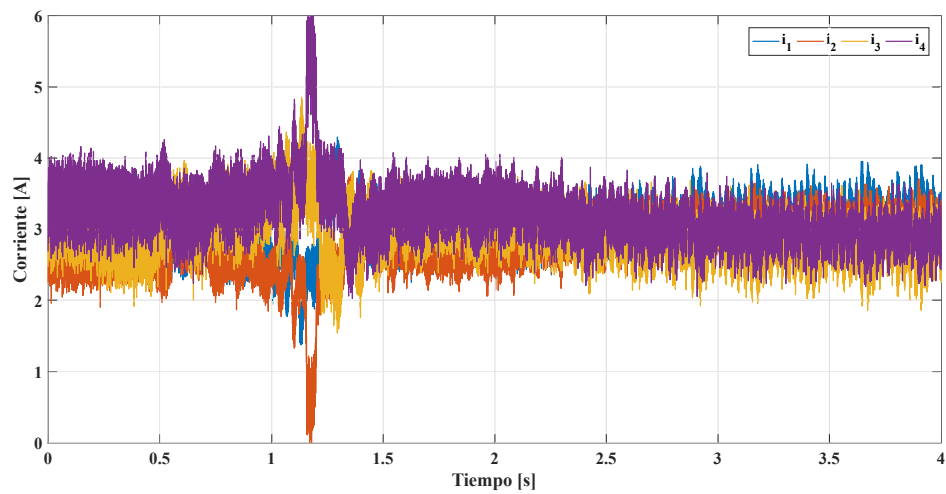


Figura 7.14: *Corrientes del enlace DC a la entrada del inversor.*

Conclusiones

A partir de lo expuesto en las secciones anteriores, se puede concluir que los inversores fuente de corriente presentan un comportamiento adecuado para el funcionamiento en accionamientos eléctricos de velocidad variable. A nivel de simulación se logró una operación tanto para MTPA y campo debilitado, considerando los límites de tensión y corriente de la máquina eléctrica y convertidor. Además, el esquema de control implementado, a través de controladores lineales, permitió ingresar un amortiguamiento virtual que otorga una mayor estabilidad al sistema.

Por otro lado, la estrategia de modulación vectorial implementada permitió mantener equilibrada las corrientes de entrada del inversor dentro de todo el régimen de operación, a pesar del desbalance adicional agregado en los transformadores de alta frecuencia utilizados. Además, el mismo algoritmo en cuestión, logró una aceptable calidad de corriente en los terminales de la máquina.

Con respecto a los dispositivos de almacenamiento de energía y el control asociado a estos, se establece que la estrategia de control, mediante el controlador IDA-PBC, funciona y se complementa adecuadamente con el controlador lineal de corriente en el enlace DC. Asimismo, la compensación de perturbaciones y la selección correcta de la ganancia de los controladores involucrados son esenciales para asegurar una operación en todo el rango de velocidad y torque.

Como recomendación a futuros trabajos de memoria o tesis se considera:

- Obtener los resultados experimentales del sistema de potencia y control considerando o no sensor de posición mecánico, y obtener información de la eficiencia del tren de propulsión.
- Revisar el efecto del tiempo de solapamiento (*overlap time*) y una forma de compensarlo para aplicar tanto en controladores como en observadores de estados.
- Implementar un sistema de detección de falla que permita cambiar la topología del inversor y operar como un convertidor de dos niveles.

- Revisar la modulación SHE para el inversor multinivel que considere el balance de las corrientes en la entrada del inversor y la factibilidad de operar con este en accionamiento de frecuencia variable.
- Implementar una secuencia de conmutación diferente a lo expuesto que solo considere como máximo un apagado y encendido de los IGBTs durante la transición de fasor activo hacia otro. Con esto evaluar la eficiencia del sistema y apuntar hacia la reducción de la densidad de potencia del convertidor.
- Utilización de convertidores dc/dc diseñados para interactuar directamente con en el enlace DC del CSI sin la necesidad de operar con un segundo convertidor de dos cuadrantes.
- Implementar un sistema de control IDA-PBC para el torque de la máquina eléctrica, incluyendo la dinámica del enlace DC.

Breve resumen de fasores espaciales

El fasor espacial tiene por finalidad, en una máquina eléctrica, representar una distribución de fuerza magnetomotriz o enlace de flujo las cuales varían, idealmente, de forma sinusoidal en el espacio y sus valores instantáneos dependen de la corriente o tensión de terminales (según ciertas consideraciones). Para contextualizar, considérese una máquina de flujo radial con corte transversal de un par de polos y devanado concentrado equivalente y con un plano real-imaginario superpuesto de tal forma de que la parte real coincida con el eje magnético de la fase a :

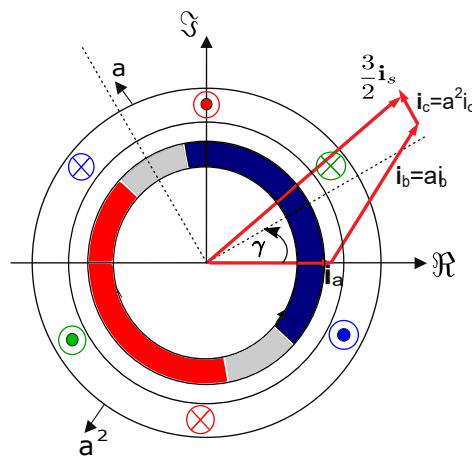


Figura A.1: Corte transversal máquina de flujo radial con plano Real-Imaginario superpuesto para representar distribuciones espaciales.

En la figura A.1, muestra un instante en el cual solo las corrientes de las fases a y b son positivas, y a las corrientes de las fases b y c se le asigna dirección a través de un fasor de magnitud unitaria y con un desfase acotado, representado por $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ y $\mathbf{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$. Esto no es más que: "la repre-

sentación de la distribución de fmm de cada fase en el plano complejo mediante un fasor espacial cuyo módulo es proporcional al valor instantáneo de la corriente en la fase y cuyo argumento corresponde a la ubicación del eje magnético de la fase representada” [?].

Por lo tanto, es posible representar el fasor espacial de corriente como:

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3}(i_a(t) + \mathbf{a}i_b(t) + \mathbf{a}^2i_c(t))$$

Donde el factor de $2/3$ corresponde a un valor arbitrario, tal que la proyección del fasor espacial $\mathbf{i}_s$ ⁵ sobre el eje real sea igual a la corriente en la fase a . El fasor espacial es una representación compleja perteneciente a $\mathbb{C}$. Dado que está compuesto por una parte real y otra imaginaria, se dice que $\mathbb{C}$ es un espacio vectorial representado por $\mathbb{R}^2$, de tal forma que:

$$\mathbb{C} \rightarrow \mathbb{R}^2 : \vec{z} = z_1 + jz_2 \mapsto \vec{z} = (z_1, z_2); z_1, z_2 \in \mathbb{R}$$

Lo anterior deja ver que existen ciertas relaciones básicas, que presentan similitudes con un vector y que resulta útil definir como se representará en su notación fasorial y su respectiva operación algebraica como vector:

- Producto punto: en el caso de vectores $\vec{x}$ e $\vec{y}$ de dos coordenadas queda representado como:

$$\vec{x} \cdot \vec{y} = x_1y_1 + x_2y_2$$

En una representación fasorial, con $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$, se hará la notación como:

$$\Re \{\mathbf{x}^* \mathbf{y}\} = \Re \{\mathbf{xy}^*\}$$

- Producto cruz: en el caso de vectores $\vec{x}$ e $\vec{y}$ de 2 coordenadas queda representado como

$$\vec{x} \otimes \vec{y} = (x_1y_2 - x_2y_1)\hat{z}$$

Donde resulta un vector en una tercera coordenada, denotada por el vector unitario $\hat{z}$.

Para el caso de un fasor espacial, con $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$, se hará la notación de:

$$\Im \{\mathbf{x}^* \mathbf{y}\} = -\Im \{\mathbf{xy}^*\}$$

⁵Se asumirá la notación de fasor como la letra en negrita

Principios variacionales y ecuaciones de Euler-Lagrange

En el cálculo diferencial lo que se busca es encontrar el valor de variable que maximiza o minimiza una función dada. Por otro lado, en el cálculo variacional, se busca encontrar la función que hace una integral definida sea máxima o mínima.

Para entender más este nuevo concepto de cálculo se debe establecer el concepto de funcional en una variable, el cual representa a una función de varias variables donde sus argumentos son las funciones a considerar, sus derivadas y los argumentos de estas, es decir, $f(y(x), y'(x), x)$. Por lo tanto una funcional es una función de funciones dadas y el principio variacional busca que la integral de la funcional sea máximo (o mínimo) entre los extremos acotados del argumento de $y(x)$, es decir:

$$I = \int_{x_1}^{x_2} f(y, y', x) dx \quad (\text{B.1})$$

Se designa como extrema a I , si el valor de este es máximo o mínimo, lo que implica que otra trayectoria cercana a $y(x)$ aumenta o disminuye el valor de I . Dicha variación se expresa en δI , el cual debe ser cero para hallar el extremo, imponiendo una condición sobre la función $y(x)$. Para entender esto último, considérese que existe una nueva función $y(x, \alpha) = y(x) + \alpha \eta(x)$, en donde η es una función diferenciable entre x_1 y x_2 y $\eta(x_1) = \eta(x_2) = 0$ y α es un parámetro constante que mide la desviación respecto a $y(x)$ y $\eta(x)$. Se define $I(\alpha)$ de la señal perturbada $y(x, \alpha)$ como:

$$I(\alpha) = \int_{x_1}^{x_2} f(y(x, \alpha), y'(x, \alpha), x) dx \quad (\text{B.2})$$

Se desea que δI sea igual a cero para hallar el extremo, lo que equivale a decir que la derivada de

I con respecto a α sea nula para $\alpha = 0$:

$$\frac{dI}{d\alpha} = \int_{x_1}^{x_2} \left[\frac{\partial f}{\partial y} \frac{\partial y(x, \alpha)}{\partial \alpha} + \frac{\partial f}{\partial y'} \frac{\partial y'(x, \alpha)}{\partial \alpha} \right] dx \quad (B.3)$$

$$\frac{dI}{d\alpha} = \int_{x_1}^{x_2} \left[\frac{\partial f}{\partial y} \eta(x) + \frac{\partial f}{\partial y'} \frac{\partial \eta}{\partial x} \right] dx \quad (B.4)$$

Nótese que el segundo término a la derecha de la igualdad, se puede descomponer como:

$$\int_{x_1}^{x_2} \frac{\partial f}{\partial y'} \frac{\partial \eta}{\partial x} dx = \left. \frac{\partial f}{\partial y'} \eta(x) \right|_{x_1}^{x_2} - \int_{x_1}^{x_2} \frac{d}{dx} \left(\frac{\partial f}{\partial y'} \right) \eta(x) dx \quad (B.5)$$

Y dado que $\eta(x_1) = \eta(x_2) = 0$ y la variación de I con respecto a α es nula cuando $\alpha = 0$, la ecuación B.4 se expresa como:

$$\left. \frac{dI}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = \int_{x_1}^{x_2} \left[\frac{\partial f}{\partial y} - \frac{d}{dx} \left(\frac{\partial f}{\partial y'} \right) \right]_{\alpha=0} \cdot \eta(x) dx = 0 \quad (B.6)$$

Dado que $\eta(x)$ es una función arbitraria no nula, implica que:

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{\partial f}{\partial y'} \right) - \frac{\partial f}{\partial y} = 0 \quad (B.7)$$

Siendo esta última expresión se conoce como ecuación de Euler y es la condición que la función $y(x)$ debe cumplir.

Ahora considérese que existe una funcional con n funciones y sus respectivas derivadas:

$$f(y_1(x), y_1'(x), \dots, y_n(x), y_n'(x), x) ; \text{Para } i=1, 2, \dots, n \quad (B.8)$$

Tal que el valor de I es extremo para cada función $y_i(x)$ que pasa por x_1 y x_2 :

$$I = \int_{x_1}^{x_2} f(y_i, y_i', x) dx \quad (B.9)$$

Considérese ahora la funcional de trayectorias perturbadas:

$$f(y_i(x, \alpha), y_i'(x, \alpha), x) dx ; \text{Para } i=1, 2, \dots, n \quad (B.10)$$

Donde $y_i(x, \alpha) = y_i(x) + \alpha \eta_i(x)$, con $\eta_i(x)$ como función no nula y que cumple con que $\eta_i(x_1) = \eta_i(x_2) = 0$. En la siguiente imagen se muestra la representación en tres dimensiones, considerando dos ejes como funciones del eje x , más la presencia de las trayectorias perturbadas. Nótese que el problema se reduce a encontrar el extremo en las proyecciones de la función en sus respectivos ejes, por lo que las ideas mostradas anteriormente serán la base para la extensión a explicar:

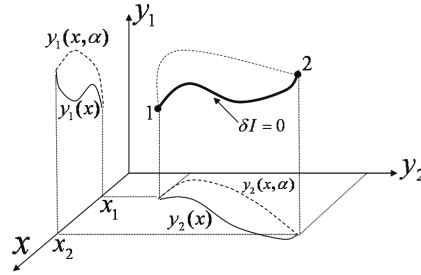


Figura B.1: Trayectorias $y_1(x)$ e $y_2(x)$ en el espacio (x, y_1, y_2) . Imagen extraída de *Apuntes Mecánica Clásica Universidad de Los Andes, Venezuela*.

Por lo tanto:

$$\frac{dI}{d\alpha} = \int_{x_1}^{x_2} \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial f}{\partial y_i} \frac{\partial y_i}{\partial \alpha} + \frac{\partial f}{\partial y'_i} \frac{\partial y'_i}{\partial \alpha} \right] dx \quad (\text{B.11})$$

Recordando que:

$$\frac{\partial y_i(x, \alpha)}{\partial \alpha} = \eta_i(x)$$

$$\frac{\partial y'_i(x, \alpha)}{\partial \alpha} = \eta'_i(x)$$

$$\eta_i(x_1) = \eta_i(x_2) = 0$$

La ecuación B.11 queda como:

$$\frac{dI}{d\alpha} = \sum_{i=1}^n \int_{x_1}^{x_2} \left[\frac{\partial f}{\partial y_i} - \frac{d}{dx} \left(\frac{\partial f}{\partial y'_i} \right) \right] \eta_i(x) dx \quad (\text{B.12})$$

Recordando que $\eta_i(x)$ es arbitrario y que

$$\left. \frac{dI}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = 0$$

La ecuación B.12 cumple que con que $\delta I = 0$, si:

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{\partial f}{\partial y'_i} \right) - \frac{\partial f}{\partial y_i} = 0 ; \text{Para cada } i=1,2,\dots,n \quad (\text{B.13})$$

Lo que corresponde a las ecuaciones de Euler, considerando todas funciones $y_i(x)$.

Para formular las ecuaciones de Lagrange, es necesario cambiar el sistema de coordenadas rectangulares (o cilíndricas, esféricas, etc.) a uno generalizado, el que permita solo necesite conocer fuerzas que participen en el movimiento.

Para explicar el cambio de coordenadas, considérese un sistema de N partículas, $i = 1, 2, 3, \dots, N$, cuyos vectores de posición son $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_n$, donde cada vector $\mathbf{r}_i$ posee coordenadas en el eje x , y y z , por lo que todo el sistema está descrito por $3N$ coordenadas.

En general existen restricciones asociadas a las coordenadas (o ligaduras), las cuales se pueden expresar como funciones que dependen de las vectores y del tiempo $f_k(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_n, t) = 0$. Dichas funciones reciben el nombre de relaciones holonómicas. Si se considera que existen k restricciones de este tipo, las $3N$ coordenadas del sistema inicial poseen dependencias entre ellas, por lo que el número de coordenadas independientes será igual a $s = 3N - k$, siendo igual a los grados de libertad del sistema. Este conjunto de coordenadas definen un conjunto generalizado de coordenadas denotadas por $q_1, q_2, \dots, q_s$.

Las coordenadas generalizadas no son necesariamente coordenadas cartesianas, pero podrían ser unidades físicas como áreas, volúmenes, incluso energía. A pesar de lo anterior, las coordenadas generalizadas están relacionadas con las cartesianas y viceversa, por lo que la transformación es invertible.

Ahora considérese un sistema descrito por una cantidad s de coordenadas generalizadas $q_1, q_2, \dots, q_s$ y sus correspondientes variaciones en el tiempo generalizadas $\dot{q}_1, \dot{q}_2, \dots, \dot{q}_s$. Con esto se define una funcional (que se denominará Lagrangiano a partir de ahora) de $q_i, \dot{q}_i$ y t :

$$\mathcal{L}(q_i, \dot{q}_i, t) = \mathcal{T} - \mathcal{V} ; \text{ Para } i=1, 2, \dots, s \quad (\text{B.14})$$

Donde $\mathcal{T}$ y $\mathcal{V}$ corresponde a la energía cinética y potencial del sistema en término de las coordenadas generalizadas, respectivamente.

A partir de lo anterior se puede enunciar el Principio, de carácter variacional, de mínima Acción o de Hamilton:

$$S = \int_{t_1}^{t_2} L(q_i, \dot{q}_i, t) dt \quad (\text{B.15})$$

Este postula lo siguiente: Las ecuaciones del movimiento de un sistema descritas en coordenadas generalizadas, pueden formularse a partir del requerimiento de una cierta condición sobre L para que la condición de que S sea mínima (extremo o $\delta S = 0$) sea satisfecha. Este requerimiento es el mismo mencionado en la obtención de las ecuaciones de Euler.

Para encontrar las ecuaciones de movimiento de mínima acción, se realiza un procedimiento similar al de las ecuaciones de Euler considerando, ésta vez; coordenadas generalizadas $q_1, q_2, \dots, q_s$, variaciones de la j -ésima coordenada como $q_j + \delta q_j$, variaciones $\dot{q}_j$ como $\dot{q}_j + \delta \dot{q}_j$ y extremos fijos, es decir, $q_{t_1} = q_{t_2} = 0$. Al producirse un incremento en las coordenadas generalizadas se produce una variación en la cantidad de S , la cual se expresa como:

$$\delta S_j = \int_{t_1}^{t_2} L(q_j + \delta q_j, \dot{q}_j + \delta \dot{q}_j, t) dt - \int_{t_1}^{t_2} L(q_j, \dot{q}_j, t) dt = \int_{t_1}^{t_2} \delta L(q_j, \dot{q}_j, t) dt \quad (\text{B.16})$$

$$\delta S = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{j=1}^s L(q_j, \dot{q}_j, t) dt \quad (\text{B.17})$$

En base a ésta última expresión y realizando el mismo procedimiento que las ecuaciones de Euler, es posible demostrar que para que el principio de mínima acción se cumpla ($\delta S = 0$) las s ecuaciones deben satisfacer la siguiente ecuación diferencial:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_j} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_j} = 0 \text{ ; Para } j=1,2,\dots,s \quad (\text{B.18})$$

La expresión en la ecuación B.18 se conoce como la ecuación de Lagrange, las cuales centran su enfoque en la energía potencial y cinética del cuerpo, describiendo el movimiento de éste como una propiedad de todo del sistema y no partícula a partícula como lo hacen las ecuaciones Newtonianas. Téngase en cuenta que las ecuaciones de Lagrange no introducen una nueva teoría de movimiento, sólo describen el mismo fenómeno físico de una forma distinta. Además, las ecuaciones de Lagrange son útiles en fenómenos electromagnéticos los cuales son de interés en el presente documento.

B.1. Aspectos energéticos en PMSM

El sistema de interés particular de este documento se halla en un sistema electromecánico, el cual está compuesto por puertos eléctricos de entrada y un puerto mecánico de salida. Dicho de otra forma, el sistema es capaz de almacenar energía magnética y energía cinética rotacional.

En base a lo expuesto en [52], y considerando una máquina con armónicas en el enlaces de flujo de rotor, se puede extraer la idea de que el Lagrangiano quedará determinada por:

$$\mathcal{L} = \frac{1}{2} \dot{q}_e^\top D_e(q_m) \dot{q}_e + \mu(q_m)^\top \dot{q}_e + \frac{1}{2} D_m \dot{q}_m^2 - V(q_m) \quad (\text{B.19})$$

Donde q_m corresponde a la posición de rotor, D_m corresponde a la inercia del sistema, $D_e(q_m)$ la matriz de inductancias, $\dot{q}_e$ es el vector de corrientes, $\mu(q_m)$ corresponde al enlace de flujo de los imanes, visto por los devanados de estator y la función $V(q_m)$ hace referencia a la energía almacenada producida por la interacción de los imanes permanentes y el circuito magnético de las ranuras de la armadura⁶, fenómeno que no será considerado. De ésta última expresión es posible identificar el Lagrangiano del subsistema eléctrico y mecánico, en donde el primero solo depende del enlace de $\frac{1}{2} \dot{q}_e^\top D_e(q_m) \dot{q}_e + \mu(q_m)^\top \dot{q}_e$, donde se aprecia la dependencia de la velocidad de la coordenada generalizada $\dot{q}_e$ y que la energía potencial (en caso de existir) solo dependería de la posición angular y no de la velocidad de dicha coordenada generalizada. Éstos hechos permiten invocar el teorema de Euler para funciones homogéneas, la cual determina que si una función $f(\mathbf{x})$ es homogénea de orden k , se cumplirá para cualquier valor arbitrario de λ que:

$$f(\lambda \mathbf{x}) = \lambda^k f(\mathbf{x}) \quad (\text{B.20})$$

Por lo que es posible afirmar que:

⁶Ésta interacción será la encargada de producir el torque de ranuración, fenómeno mencionado en [41].

$$\sum_{i=1}^n x_i \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) = kf \quad (\text{B.21})$$

En el caso particular de la Lagrangiano eléctrico, se puede establecer que esta es una función homogénea de orden dos, tal que:

$$\sum_{i=1}^n \dot{q}_{e_i} \left(\frac{\partial \mathcal{L}_e}{\partial \dot{q}_{e_i}} \right) = \frac{\partial \mathcal{L}_e^\top}{\partial \dot{q}_e} \dot{q}_e = 2\mathcal{T} \quad (\text{B.22})$$

Bibliografía

- [1] P. Thounthong, E. Phatiphatthoung, I. National, P. D. Lorraine, A. De, and F. D. Haye, “A Control Strategy of Fuel Cell / Battery Hybrid Power Source for Electric Vehicle Applications,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006.
- [2] B. Bandi Mallikarjuna Reddy, P. Samuel, and N. Siva Mohan Reddy, “Government Policies Help Promote Clean Transportation in India,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 26–36, 2018.
- [3] J. Kim and S. Kim, “Obstacles to the Success of Fuel-Cell Electric Vehicles: Are They Truly Impossible to Overcome?” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 48–54, 2018.
- [4] A. Martinez, “The Future Is Present in California: Delivering on the Promise of Fuel Cell-Powered Transportation,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 37–47, 2018.
- [5] J. Kast, R. Vijayagopal, J. J. Gangloff, and J. Marcinkoski, “Clean commercial transportation: Medium and heavy duty fuel cell electric trucks,” *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 7, pp. 4508–4517, 2017.
- [6] B. S. E. Schulz, “Exploring the High-Power Inverter,” *EEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 28–35, 2017.
- [7] B. Wu, J. Pontt, J. Rodríguez, S. Bernet, and S. Kouro, “Current-source converter and cyclo-converter topologies for industrial medium-voltage drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2786–2797, 2008.
- [8] W. Bin, *High Power Converters and AC Drives*. New Jersey: IEEE Press Wiley, 2006.
- [9] J. Holtz, “Pulsewidth modulation for electric power conversion,” *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.
- [10] Bill Drury, *The Control Techniques Drives and Controls Handbook*, 2nd ed. London: IET Power and energy series, 2009.

- [11] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "Using Reverse-Blocking IGBTs in Power Converters for Adjustable-Speed Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 807–816, 2006.
- [12] U. Vemulapati, M. Rahimo, M. Arnold, T. Wikström, J. A. N. Vobecky, B. Backlund, and T. Stiasny, "La conmutacion se renueva," ABB Corporate Research, Baden-Dättwil, Suiza, Tech. Rep. ABB review 4116.
- [13] H. Grüning, "IGCT Technology A Quantum Leap for High-power Converters," ABB, Switzerland, Tech. Rep., 1998.
- [14] G. J. Su and P. Ning, "Loss modeling and comparison of VSI and RB-IGBT based CSI in traction drive applications," in *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo: Components, Systems, and Power Electronics - From Technology to Business and Public Policy, ITEC 2013*, 2013.
- [15] E. R. Motto, J. F. Donlon, M. Tabata, H. Takahashi, Y. Yu, and G. Majumdar, "Application characteristics of an experimental RB-IGBT (reverse blocking IGBT) module," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, vol. 3, 2004, pp. 1540–1544.
- [16] M. Mohr, F. W. Fuchs, and C.-a.-u. Kiel, "Comparison of Three Phase Current Source Inverters and Voltage Source Inverters Linked with DC to DC Boost Converters for Fuel Cell Generation Systems," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference*, 2005, pp. 1–10.
- [17] J. Espinoza, G. Joos, J. Guzman, and L. Moran, "Real-Time Implementation of a Generalized Approach for SHE and Fundamental Current Control in Current Source Topologies," in *7th IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP 2000*, 2000, pp. 21–26.
- [18] K. Gnanasambandam, A. K. Rathore, A. Edpuganti, D. Srinivasan, and J. Rodriguez, "Current-Fed Multilevel Converters: An Overview of Circuit Topologies, Modulation Techniques, and Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3382–3401, 2017.
- [19] P. Cossutta, M. P. Aguirre, M. A. Engelhardt, and M. I. Valla, "Control system to balance internal currents of a multilevel current-source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2280–2288, 2018.
- [20] M. P. Aguirre, L. Calvino, S. Member, and M. I. Valla, "Multilevel Current-Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 3–10, 2013.
- [21] J. Espinoza and G. Joos, "CURRENT SOURCE CONVERTER ON-LINE PATTERN GENERATOR SWITCHING FREQUENCY MINIMIZATION," in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, no. 1, 1994, pp. 813–819.
- [22] A. Mora, "Control de un Motor de Inducción Alimentado por un Convertidor Multicelda en Condiciones de Falla Control de un Motor de Inducción Alimentado por un Convertidor Multicelda en Condiciones de Falla," Master's thesis, Universidad Técnica Federico Santa María, 2010.

- [23] A. Hu, D. Xu, J. Su, and B. Wu, "DC-link current balancing and ripple reduction for direct parallel current-source converters," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 4955–4960, 2012.
- [24] L. Ding, Y. Lian, and Y. W. Li, "Multilevel Current Source Converters for High Power Medium Voltage Applications," vol. 1, no. 3, 2017.
- [25] D. Xu and B. Wu, "Multilevel current source inverters with phase-shifted trapezoidal PWM," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2005, 2005, pp. 2540–2546.
- [26] Suroso and T. Noguchi, "Multilevel current waveform generation using inductor cells and H-bridge current-source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1090–1098, 2012.
- [27] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen, and G. D. Demetriades, "Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on converter cells and functionalities," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 18–36, 2015.
- [28] B. S. Dupczak, A. J. Perin, and M. L. Heldwein, "Space vector modulation strategy applied to interphase transformers-based five-level current source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2740–2751, 2012.
- [29] Y. W. Li, "Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with LC filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1511–1521, 2009.
- [30] H. Lee, S. Jung, and S.-K. Sul, "A Current Controller Design for Current Source Inverter-Fed AC Machine Drive System," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 1366–1381, 2013.
- [31] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746–765, 2007.
- [32] M. N. Bin Wu, *High-Power Converters and AC Drives*. IEEE Press Wiley, 2006.
- [33] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 637–641, 2001.
- [34] Y. Jiao, S. Member, F. C. Lee, L. Fellow, S. Lu, and S. Member, "Space Vector Modulation for Three-Level NPC Converter With Neutral Point Voltage Balance and Switching Loss Reduction," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5579–5591, 2014.
- [35] D. Garraín, Y. Lechón, and C. D. Rúa, "Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells (PEMFC) in Automotive Applications : Environmental Relevance of the Manufacturing Stage," *Smart Grid and Renewable Energy, Scientific Research*, vol. 2, pp. 68–74, 2011.
- [36] K. P. Adzakpa, K. Agbossou, Y. Dubé, M. Dostie, M. Fournier, and A. Poulin, "PEM Fuel Cells Modeling and Analysis Through Current and Voltage Transient Behaviors," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 581–591, jun 2008.

- [37] J. Larminie and A. Dicks, *Fuel Cell Systems Explained*, second ed. John Wiley and Sons, 2003.
- [38] F. Ruiz, “Modelado de un sistema de almacenamiento basado en un banco de supercondensadores,” 2017.
- [39] R. Ortega and E. García-Carrasco, “Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control : A Survey,” *European Journal of Control*, vol. 10, pp. 432–450, 2004.
- [40] M. Hilairret, O. Béthoux, M. Ghanes, V. Tanasa, J. P. Barbot, and M. D. Normand-Cyrot, “Experimental validation of a sampled-data passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 5187–5194, 2015.
- [41] Á. Orellana, “Compensación del Ripple del Torque en Motores Sincrónicos de Imanes Permanentes con algoritmo de Control Predictivo Compensación del Ripple del Torque en Motores Sincrónicos de Imanes Permanentes con algoritmo de Control Predictivo,” 2013.
- [42] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, 1st ed. Prentice Hall, 2002.
- [43] S. Huang, Z. Chen, K. Huang, and J. Gao, “Maximum torque per ampere and flux-weakening control for PMSM based on curve fitting,” in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2010*, vol. 4, no. 3, 2010, pp. 3–7.
- [44] J. Wai and T. Jahns, “A new control technique for achieving wide constant power speed noperation with an interior PM alternator machine,” in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 2, no. C, Chicago, IL, USA, 2001, pp. 807–814.
- [45] Pablo Briceño, “Desarrollo , simulación y pruebas experimentales de un controlador de velocidad no lineal para un motor de flujo axial utilizado en vehículos eléctricos.” 2017.
- [46] J. Escobar, “Convertidor DC-DC Para Ion-Litio y Supercapacitores Para Aplicación En Electromovilidad,” Ph.D. dissertation, Universidad Técnica Federico Santa María, 2019.
- [47] P. Pany, R. K. Singh, and R. K. Tripathi, “Performance Analysis of Fuel Cell and Battery fed PMSM Drive for Electric vehicle Application .” in *International Conference on Power, Contrl and Embedded Systems*. Allahabad, India: IEEE, 2012.
- [48] S. Changizian, P. Ahmadi, M. Raeesi, and N. Javani, “Performance optimization of hybrid hydrogen fuel cell-electric vehicles in real driving cycles,” *International Journal of Hydrogen Energy*, pp. 1–18, 2020.
- [49] B. Lin, “CONCEPTUAL DESIGN AND MODELING OF A FUEL CELL SCOOTER FOR URBAN ASIA,” Ph.D. dissertation, Princeton, 1999.
- [50] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, “Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives,” *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002, PCC-Osaka 2002*, vol. 1, no. 6, pp. 276–281, 2002.
- [51] —, “EKF-based sensorless IPM synchronous motor drive for flux-weakening applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 768–775, 2003.

-
- [52] R. Ortega, G. E. P, and A. Astolfi, “Theory for the User and Application Examples of the Passivity based Control for AC Electric Machines,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Hangzhou, China, 2012.