

Implementación experimental de sistema de carga rotatoria con control de torque y capacidad de regeneración

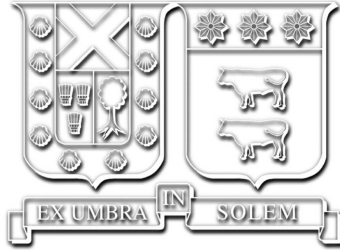
Joaquín Eduardo Osorio Paveri

2018

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesores Guías:
Sr. Antonio Sánchez Squella (UTFSM)
Sr. Álvaro Orellana Cortés (UTFSM)

Santiago, 31 de Julio



Implementación experimental de sistema de carga rotatoria con control de torque y capacidad de regeneración

Joaquín Eduardo Osorio Paveri

2018

“Poder decir adiós... es crecer”
— *Gustavo Cerati*

Agradecimientos

Quiero agradecer en primer lugar a mi núcleo familiar, mis padres Orietta y Jorge, por su amor incondicional, por ser el pilar fundamental en mi desarrollo como persona y creer en mí a pesar de todas las rabias que les hecho pasar. A mi prima Romina por su cariño y buena onda. Ninguno de los pequeños logros de mi vida estaría completo sin ustedes. Gracias por todo.

A mi polola Romina, por su cariño y buenos sentimientos.

A mis amigos del colegio, por todas las experiencias compartidas desde chico. Agradezco haber mantenido la amistad a pesar de haber tomado caminos diferentes.

A mis compañeros de carrera, por la amistad, los gratos momentos vividos y toda la ayuda que me han brindado durante este largo proceso. En especial al Vera, Ligueros, Leiva, Alexis, Cortesano, Bombero, Colomera, Pitox, Sucio Morales, Lorenzi y Sapunar. Espero que mantengamos la amistad por mucho tiempo más.

De la misma forma, quiero agradecer a todos los profesores del departamento, en especial a Antonio Sánchez, por confiar en mi trabajo y darme la oportunidad de experimentar en el laboratorio. A Álvaro Orellano por sus conocimientos y buena voluntad en todo momento. A Carlos, don Gerardo y Romina por su ayuda durante todo el proceso de implementación. A Nancy por su buena disposición. Gracias por los valiosos consejos que siempre supieron entregar.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
Índice de Figuras	III
Índice de Tablas	VI
Nomenclatura	VII
Resumen	1
Abstract	2
1. Introducción	3
1.1. Rectificador Activo	6
2. Convertidor Trifásico de Dos Niveles	7
2.1. Convertidor Ideal	7
2.2. Espacio de estados	10
3. Método de control y compensación	14
3.1. Esquema de control	16
3.2. Modulación PWM	17
3.3. Phase-Locked-Loop (PLL)	18
3.3.1. SRF-PLL	19
3.3.2. Ajuste de controlador	20
3.4. Control en marco d-q	21
3.4.1. Controlador de corriente	23
3.4.2. Controlador de tensión DC	25
4. Dinámica longitudinal del vehículo	27
4.1. Resistencia aerodinámica	28
4.2. Resistencia a la rodadura	28
4.3. Fuerza gravitacional	29
4.4. Fuerza resultante	30
4.5. Modos de operación del motor	30
4.6. Ciclo de conducción	32
4.7. Balance de Potencia	33
4.8. Expresión del Torque	34

5.	Implementación y Resultados	36
5.1.	Plataforma de Trabajo	36
5.1.1.	Procesador digital de señales	37
5.1.2.	Medición y acondicionamiento de señales	38
5.1.3.	Sistema Impulsor	38
5.1.4.	Sistema de carga controlada	39
5.1.5.	Rectificador Activo	40
5.2.	Procedimientos	42
5.2.1.	Señales de Disparo	43
5.2.2.	Operación como inversor en lazo abierto	43
5.2.3.	Accionamiento con capacidad de regeneración	47
5.2.3.a.	Transitorio de carga DC-link	48
5.2.3.b.	Validación PLL	49
5.2.3.c.	Cambio de referencia de tensión DC	51
5.2.3.d.	Operación bajo carga variable	55
5.2.3.e.	Driving Cycle	61
6.	Conclusiones	71
6.1.	Trabajos Futuros	72
	Apéndices	73
A.	Breve resumen de fasores espaciales	73
B.	Linealización de funciones mediante expansión en series de Taylor	75
B.0.1.	El polinomio de Taylor en varias variables	75
C.	Datos Técnicos	77
C.1.	Amplificador Aislador AD-215	77
C.2.	Brushless Motor NX860EAJ	78
C.3.	Módulo IGBT SKM145GB066D	79
C.4.	dSPACE MicrolabBox	80
C.5.	Driver Semikron SKHI21 AR	81
	Bibliografía	83

Índice de Figuras

1.1.	Elementos más importantes del esquema de conversión de energía para tracción de vehículos [2].	4
1.2.	Modos de operación de accionamiento en cuatro cuadrantes [4].	5
1.3.	Topología bidireccional para accionamiento de motor. [5]	6
2.1.	Convertidor trifásico [5].	7
2.2.	a)Representación simbólica de IGBT con diodo en anti-paralelo b) Modo de operación (bi-direccional).	8
2.3.	Circuito equivalente por fase del convertidor: a)IGBT superior encendido b) IGBT inferior encendido.	9
2.4.	Rectificador trifásico PWM en modelo de estado promedio [8].	10
3.1.	Esquema equivalente para componente fundamental.	14
3.2.	Modos de operación del convertidor [5].	15
3.3.	Esquema para control de Voltaje orientado [17].	17
3.4.	Lugar geométrico del fasor de conmutación en porcentaje de la zona dada por el hexágono regular de posibles estados de conmutación.	18
3.5.	Esquema de seguimiento de fase orientado en marco de referencia síncrono [18].	19
3.6.	Respuesta a escalón para seguimiento de referencia y rechazo de perturbación controlador PLL	21
3.7.	Circuito equivalente para modelar la dinámicas de las variables en un marco giratorio dq [17].	22
3.8.	Diagrama de bloques del esquema de control para cada eje de coordenadas.	22
3.9.	Localización de polos y ceros en lazo cerrado para sistema compensado.	24
3.10.	Respuesta a escalón para seguimiento de referencia y rechazo de perturbación controlador interno de corriente.	25
3.11.	Respuesta a escalón para seguimiento de referencia y rechazo de perturbación controlador externo de tensión DC.	26
4.1.	Representación esquemática de las fuerzas que actúan sobre un vehículo en movimiento [14].	27
4.2.	Diagrama de fuerzas sobre neumático a)en reposo y en movimiento b) sobre superficie "rugosa" y c) sobre superficie "lisa" [13].	29
4.3.	Modos de operación del vehículo [2].	31
4.4.	Ciclo de conducción americano FUDS FTP-76 (Federal Test Procedure) [14].	32

5.1.	Diagrama de bloques de la plataforma de trabajo.	37
5.2.	Equipo dSPACE MicrolabBox.	38
5.3.	Sistema impulsor. a) Máquina de inducción b) Convertidor Parker AC690+. . .	39
5.4.	Sistema de carga controlada. a) PMSM b) Convertidor Parker 890SD. . .	40
5.5.	Esquema de Resolver utilizado para la estimación de posición de la PMSM [20].	40
5.6.	Convertidor trifásico. a) Vista superior. I) IGBT, II) Snubber, III) Condensador) b) Vista lateral. (IV) Driver.	41
5.7.	Inductancias de línea	42
5.8.	Señales a la salida del Driver para IGBTs de una rama	43
5.9.	Dinámica de corrientes i_d e i_q en lazo abierto. Ensayo con $S_d = 0,4$ y $S_d = 0,8$	44
5.10.	Dinámica de corrientes i_a , i_b e i_c en lazo abierto. Ensayo con $S_d = 0,4$ y $S_d = 0,8$	45
5.11.	Tensión entre líneas V_{ab} del convertidor operando con carga.	46
5.12.	Espectro de Fourier del Voltaje entre líneas V_{ab} del convertidor.	46
5.13.	Corrientes de línea durante proceso de carga del DC link.	48
5.14.	Voltaje DC durante transitorio de carga.	49
5.15.	Velocidad angular estimada por PLL frente a escalón de tensión trifásica. . .	50
5.16.	Proyecciones de la tensión de la red en marco de referencia dq obtenido mediante PLL	50
5.17.	Comparación entre Voltaje V_a y ángulo calculado por PLL.	51
5.18.	Voltaje en el bus DC para prueba de cambio de referencia.	52
5.19.	Corrientes en eje directo i_d e i_d^* para prueba de cambio de referencia. . .	53
5.20.	Corrientes en eje de cuadratura i_q e i_q^* para prueba de cambio de referencia. .	53
5.21.	Índice de modulación en eje directo y de cuadratura S_d e S_q para prueba de cambio de referencia.	54
5.22.	Señales de referencia para la modulación utilizando inyección de tercera armónica ($min - max$).	55
5.23.	Corrientes en eje directo i_d e i_d^* para prueba de bajo carga variable. . . .	56
5.24.	Tensión DC-link del accionamiento de ambas máquinas.	57
5.25.	Índice de modulación en eje directo y de cuadratura S_d e S_q para prueba de impacto de carga.	58
5.26.	Voltaje fase neutro V_{an} y corriente de línea de la misma fase i_a para operación como inversor y rectificador respectivamente.	59
5.27.	Análisis del espectro armónico para la corriente de línea i_a	60
5.28.	Trayectoria de corrientes I_α e I_β	60
5.29.	Potencia activa y reactiva inyectada a la red.	61
5.30.	Velocidad de referencia para MI.	62
5.31.	Torque y potencia requerida para llevar a cabo el ciclo de conducción. . .	63
5.32.	Velocidad de referencia y velocidad medida para el conjunto.	64
5.33.	Torque de referencia y Torque medido para PMSM.	65
5.34.	Potencia mecánica en el eje y potencia eléctrica medida durante la prueba. .	66
5.35.	Comparación entre potencia instantánea requerida para caso de baja y alta inercia respectivamente.	67
5.36.	Comparación entre energía cinética y energía disipada producto de fuerzas resistentes al movimiento.	69

5.37.	Tensión DC-link del accionamiento de ambas máquinas durante ciclo de conducción.	70
5.38.	Corriente de línea i_a medida durante ciclo de conducción.	70
A.1.	Representación en el plano complejo del fasor espacial a partir de las variables primitivas.	74
B.1.	Linealización de función de una variable en torno a un punto de equilibrio x_0	76
C.1.	Datos técnicos Amplificador Aislador AD-215	77
C.2.	Datos técnicos Brushless Motor NX860EAJ.	78
C.3.	Datos técnicos Módulo IGBT SKM145GB066D.	79
C.4.	Datos técnicos dSPACE MicrolabBox.	80
C.5.	Datos técnicos Driver Semikron SKHI22 AR.	81
C.6.	Diagrama de entradas y salidas Driver Semikron SKHI21 AR.	82

Índice de Tablas

5.1.	Datos de placa PMSM	39
5.2.	Parámetros Módulo IGBT	41
5.3.	Ensayo lazo abierto	45
5.4.	Obtención de parámetro a partir de ensayo de lazo abierto	45
5.5.	Parámetros Sistema	47
5.6.	Valores importantes perfil de velocidad	62
5.7.	Parámetros del vehículo utilizado para realizar el ciclo de conducción	63
5.8.	Parámetros de interés para ciclo de conducción	66

Nomenclatura

x	: Valor temporal o variable de la cantidad x .
x^*	: Valor de referencia para la cantidad x .
$\vec{x}$	: Vector.
$\dot{x}$	: Derivada temporal de la variable x .
$\mathbf{x}$	: Fasor espacial.
$\mathbf{x}^*$	: Conjugado del Fasor espacial $\mathbf{x}$.
$\mathbf{x}_{dq}$	: Fasor espacial en marco de referencia giratorio.
$\Re\{\mathbf{x}^*\mathbf{y}\}$	: Producto escalar entre los fasores espaciales $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$.
$\Im\{\mathbf{x}^*\mathbf{y}\}$	: Producto vectorial entre los fasores espaciales $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$.
X_0	: Valor de la variable x evaluada en el punto de operación (pequeña señal).
S	: Índice de modulación.
$\hat{x}$	: Variación de pequeña señal para la variable x perturbada.
$\underline{\mathbf{X}}$	: Fasor temporal.

AC	: Alternating Current.
AFE	: Active Front End.
AFPM	: Axial Flux Permanent Motor.
DC	: Direct Current.
DPF	: Displacement Power Factor.
DSP	: Digital Signal Processor.
EUDC	: Extra-Urban driving Cycle .
FOC	: Field Oriented Control.
FPGA	: Field Programmable Gate Array.
FUDS	: Federal Urban Driving Cycle.
IM	: Induction Motor.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
NEDC	: New European Driving Cycle.
PI	: Proportional and Integrative.
PLL	: Phase Locked Loop.
PMSM	: Permanent Magnet Synchronous Motor.
PWM	: Pulse-Width Modulation.
SRF-PLL	: Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop.
VSC	: Voltage Source Converter.
VSI	: Voltage Source Inverter.
VSR	: Voltage Source Rectifier.

Resumen

Actualmente el diseño de sistemas de tracción para vehículos eléctricos, se ha enfocado principalmente, en aprovechar al máximo la energía regenerada durante procesos de frenado.

Considerando esto, el presente trabajo tiene por objetivo exponer mediante simulaciones y resultados experimentales, las dinámicas involucradas en los procesos de aceleración y desaceleración de vehículos eléctricos, utilizando para ello, perfiles urbanos de conducción estándar (Driving Cycle). Se implementó un sistema de carga rotatoria controlada que permite simular el perfil de conducción y cuyo accionamiento, además, tiene la capacidad de inyectar la energía regenerada hacia la red de alimentación.

El sistema emulador consiste básicamente de un sistema rotatorio inercial conformado por dos máquinas acopladas, además de un circuito rectificador de frente activo (AFE) controlado mediante plataformas digitales de control DSP+FPGA, para realizar el control de la tensión DC del accionamiento durante el ciclo de conducción previamente programado. Con respecto al control, se utilizó un lazo anidado externo de tensión DC, con un lazo de control interno de corriente de línea, junto con un esquema de seguimiento de fase (PLL).

Los resultados obtenidos sirven como base para el estudio del dimensionamiento de accionamientos aplicados a la tracción de vehículos, destacando los altos requerimientos transitorios durante procesos de frenado y arranque, en particular para sistemas de alta inercia.

Los experimentos se realizaron en el Laboratorio del Departamento de Ingeniería Eléctrica, de la Universidad Técnica Federico Santa María, Campus San Joaquín. Esta memoria de título fue desarrollada con financiamiento del proyecto Fondecyt de iniciación N°11150911.

Abstract

The design of propulsion system for electric vehicles has focused mainly on take advantage of regenerated energy, during braking processes.

The present work aims to expose through simulations and experimental results, the dynamics involved in acceleration and deceleration processes of electric vehicles using standard driving cycle profiles. A controlled rotary load system was implemented to simulate the driving profile and whose operation also has the capacity to inject the regenerated energy into the grid.

The emulator system basically consists of an inertial rotating system made up of two coupled machines, in addition to an active front end rectifier (AFE) controlled by DSP + FPGA digital control platforms, which allowed to control the DC-link voltage of the drive during the programmed driving cycle.

The results obtained serve as a very general support for the correct dimensioning of drives applied to propulsion system vehicles, considering the high transient requirements during braking and starting processes, specifically for high inertia systems.

The experiments were carried out in the Laboratory of the Department of Electrical Engineering, Universidad Técnica Federico Santa María, Campus San Joaquín. This title report was developed with financing from the Fondecyt project $N^{\circ}11150911$.

Capítulo 1

Introducción

Desde el punto de vista medioambiental, los esfuerzos en la reducción de emisiones contaminantes en automóviles a combustión, ha llevado a la búsqueda de energías alternativas y de nuevos sistemas de propulsión para sistemas de tracción de pasajeros [1]. De esta manera, la búsqueda de automóviles más eficientes ha impulsado el desarrollo de vehículos híbridos y eléctricos como reemplazo al vehículo de combustión interna. Se han estudiado nuevos elementos de tracción cada vez más eficientes, como motores de imanes permanentes de flujo axial (AFPM), nuevas y mejores alternativas de control para convertidores de potencia y fuentes de almacenamiento de energía tales como celdas de combustible, baterías y supercondensadores.

No cabe duda que la consigna apunta a sistemas de tracción menos contaminantes y más eficientes en lo que respecta al consumo energético. Es por esto que es necesario utilizar modelos que puedan cuantificar dicho consumo, considerando cada etapa de transformación de la energía utilizada finalmente en la tracción del vehículo [2].

Siguiendo con lo anterior, es posible identificar al menos dos pasos de conversión de energía que son relevantes para el análisis del consumo requerido por automóviles para pasajeros. Como se ilustra en la Fig. 1.1, la energía química disponible en hidrocarburos fósiles, es transformada, mediante procesos de refinación, en un tipo de combustible adecuado para el almacenamiento a bordo del vehículo (Gasolina, gas, diesel). Por otro lado, para el caso eléctrico, la energía proveniente de la generación es almacenada en baterías, celdas de hidrógeno y supercondensadores respectivamente. La segunda transformación de energía está determinada por los parámetros físicos del vehículo y el perfil de conducción, donde básicamente la energía puede transformarse en energía cinética; potencial y pérdidas. Dado que el consumo depende del comportamiento del conductor, se han utilizado perfiles de conducción estándar (Driving Cycle) para poder normalizar el requerimiento energético promedio de diferentes tipos de vehículos.

El estudio del consumo específico de vehículos eléctricos podría adquirir un mayor interés pensando en una inminente retirada del vehículo a combustión en el mercado. Se identifican dos áreas de interés en este sentido:

1. El impacto que pudiese tener a nivel macro en el consumo del Sistema Eléctrico pensando en un reemplazo total del vehículo a combustión.

2. El estudio de la dinámica energética del vehículo para el desarrollo de nuevas tecnologías, en específico con respecto al almacenamiento.

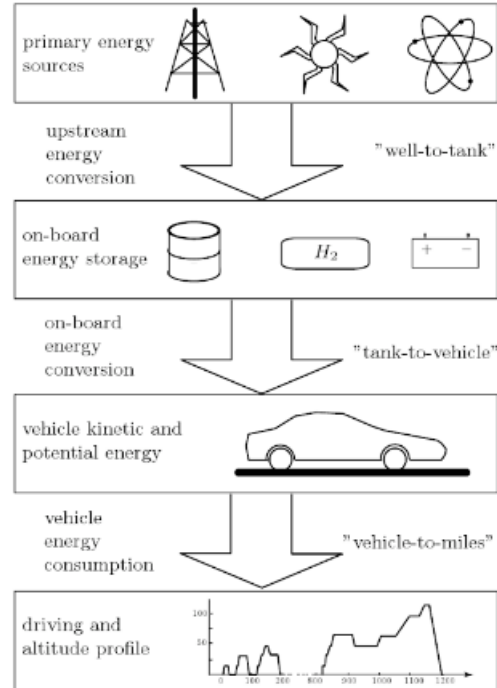


Figura 1.1. Elementos más importantes del esquema de conversión de energía para tracción de vehículos [2].

El objetivo de este trabajo está relacionado con el segundo punto. La idea es implementar un sistema que sea capaz de emular de manera experimental la dinámica de un vehículo eléctrico considerando procesos de aceleración y desaceleración a partir del perfil de conducción o Driving Cycle (Fig. 1.1). Durante estos transitorios pueden existir grandes transferencias de energía, en particular para vehículos de alta inercia, en donde los procesos de regeneración hacia el motor de tracción son considerables. Los estudios asociados a estos fenómenos son fundamentales para el dimensionamiento de equipamiento y aprovechamiento de la energía recuperada.

Para lograr lo expuesto anteriormente, se propone implementar, en el laboratorio, un sistema de carga rotatoria que permita llevar a cabo pruebas controladas a un motor impulsor que representará el motor del vehículo eléctrico. Este sistema de carga corresponde a una máquina de imanes permanentes (PMSM) accionada por un variador de frecuencia y mecánicamente acoplada al motor de tracción. El accionamiento tendrá como objetivo controlar el torque de la PMSM y permitir la inyección de energía hacia la red. De esta manera será posible emular perfiles de carga estándar del movimiento del vehículo a partir de las fuerzas involucradas.

En la Fig. 1.2 se presentan los modos de operación de un accionamiento realizando la analogía entre el movimiento longitudinal y angular de un cuerpo. Se presenta la operación

en cuatro cuadrantes en los planos *Fuerza-velocidad* y *Torque-velocidad angular* respectivamente. Utilizando el sistema rotatorio esquematizado en la Fig. 1.2 se puede representar la dinámica involucrada en el movimiento longitudinal de un vehículo. Observe que en este sistema el flujo de potencia mecánica puede invertirse. Esta cualidad se presenta constantemente en procesos de tracción. Durante las aceleraciones existe una transferencia de potencia desde el motor hacia la carga. Por el contrario, durante los procesos de frenado existe transferencia de potencia desde la carga hacia el motor. Esta característica requiere consideraciones especiales para las etapas rectificadoras de convertidores de potencia que deben almacenar, disipar o inyectar dicha energía.

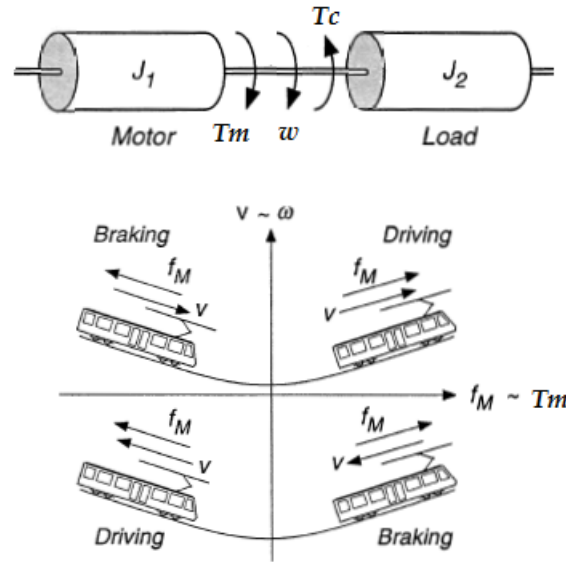


Figura 1.2. Modos de operación de accionamiento en cuatro cuadrantes [4].

Considerando la maqueta experimental para caracterizar la dinámica de un sistema de tracción, se ha decidido dividir este trabajo en dos temas principales:

- En primer lugar, implementar el accionamiento para el control de torque de la PMSM, utilizando en la etapa de rectificación un rectificador de frente activo (AFE). Esta característica del accionamiento se justifica dado que en condiciones normales la energía será absorbida por la carga rotatoria.
- En segundo lugar, se propone diseñar un modelo que calcule la potencia instantánea requerida por el motor impulsor mientras viaja a través de un patrón de conducción pre-establecido. Una vez obtenida la potencia instantánea en el eje del motor, a partir del perfil de velocidad, se obtendrá el torque de referencia que será utilizado para el control de la máquina que actúa como carga.

1.1. Rectificador Activo

Por lo general la primera etapa de un accionamiento para el control de máquinas alternas suele ser un rectificador de diodos o de tiristores para regular el flujo de potencia. La principal desventaja de este tipo de convertidores es la generación de armónicos y potencia reactiva. Los armónicos tienen un efecto negativo sobre el funcionamiento del sistema eléctrico y, por lo tanto, se presta cada vez más atención a su generación y control. Además, varias aplicaciones exigen la capacidad de regeneración de energía a la fuente de alimentación. Para superar estas dos restricciones, se han propuesto nuevas estructuras para la función de rectificación. Los rectificadores controlados de frente activo (AFE), han sido investigados en las últimas décadas y ofrecen una alternativa viable de reemplazo del tradicional y clásico rectificador de diodos [5]. Los sistemas AFE utilizan un puente rectificador basado en semiconductores controlados, como los IGBT que permite el flujo bidireccional de energía entre la carga y la alimentación AC. Esto garantiza niveles de eficiencia mucho más altos en aplicaciones en las que el frenado eléctrico del sistema mecánico supondría el despilfarro de grandes cantidades de energía a través de bancos de resistencias. Los módulos estándar de los accionamientos AC, se pueden conectar a un sistema AFE mediante la unión del DC-link. El esquema de un accionamiento con control de la tensión DC se muestra en la Fig. 1.3.

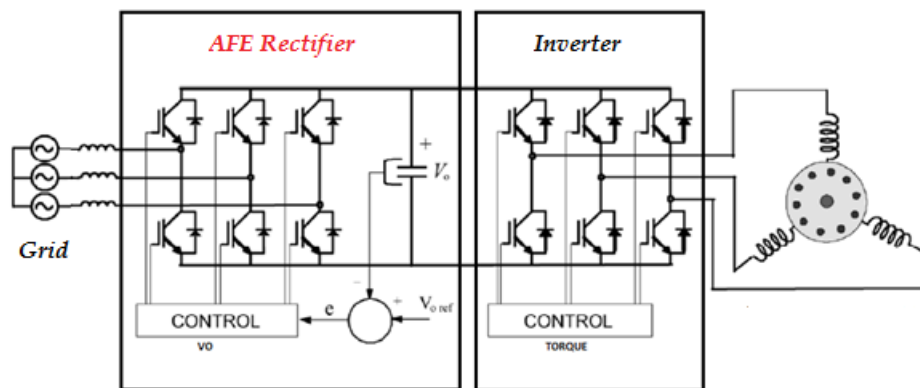


Figura 1.3. Topología bidireccional para accionamiento de motor. [5]

El rectificador trifásico (AFE) corresponde al convertidor conectado al lado de la red. Se trata de un conversor fuente de tensión (VSC) de dos niveles, el cual se puede comportar como rectificador (VSR) o como inversor (VSI) en función del sentido que tenga el flujo de potencia. Por tanto, se trata de una estructura completamente bidireccional. Esta topología tiene numerosas ventajas frente a los rectificadores no controlados o controlados basados en diodos o tiristores, respectivamente. Entre las principales ventajas se puede destacar:

- Menor rizado de tensión en el DC-link con condensadores de menor capacidad.
- Control del flujo de potencias activa y reactiva entre la red eléctrica y el convertidor.
- Reducción de la distorsión armónica de la corriente de la red eléctrica.
- Control del factor de potencia de desplazamiento (DPF).

Capítulo 2

Convertidor Trifásico de Dos Niveles

En este capítulo se presenta el modelo dinámico del convertidor trifásico AC/DC de dos niveles que será utilizado como rectificador activo. Se tratará el sistema en un marco de referencia giratorio $d-q$, el cual será tomado como base para establecer las leyes de control que darán origen a las señales de conmutación del convertidor en el Capítulo 3.

2.1. Convertidor Ideal

En la Fig. 2.1 se presenta la topología del sistema que se busca modelar. El modelo matemático utilizado en este capítulo considerará un convertidor ideal. Es decir, un modelo idealizado donde no existen pérdidas asociadas a la conmutación y conducción de los semiconductores. De esta manera, la dinámica de las corrientes y tensiones quedarán determinadas únicamente por los elementos pasivos capaces de almacenar energía. El comportamiento transitorio de las corrientes dependerá de la inductancia de línea en el lado AC. Por otro lado, el comportamiento del voltaje DC quedará definido por el valor de la capacitancia equivalente del DC-link. En primera instancia, se considerará la red trifásica AC y la carga DC como agentes externos al sistema.

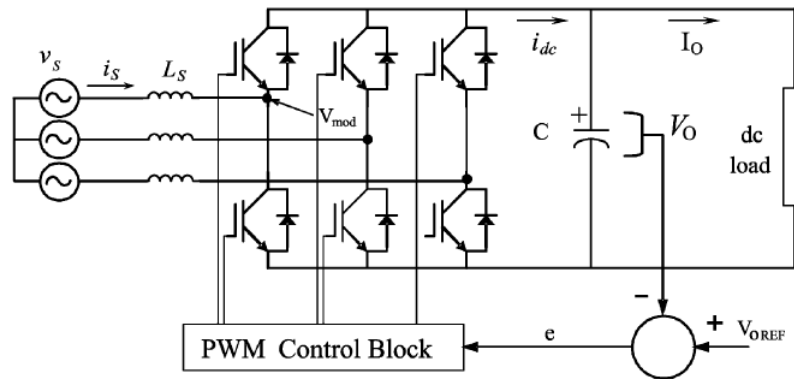


Figura 2.1. Convertidor trifásico [5].

Evidentemente la dinámica del convertidor se comporta de manera global como un sistema de segundo orden (L-C), sin embargo como se verá a partir de la linealización y para efectos del control, resulta conveniente estudiar el comportamiento de ambas sistemas de primer orden por separado. El control realizado en el siguiente capítulo, permitirá desacoplar ambas plantas modificando las dinámicas naturales de cada sistema.

El módulo electrónico de potencia fundamental de la topología de la figura 2.1 corresponde a un IGBT (dispositivo de conmutación forzada) con un diodo en anti-paralelo. Esta celda de conmutación permite circular corriente en sentido colector emisor mediante la excitación de la compuerta “gate”, y de manera contraria de emisor a colector por medio del diodo en anti-paralelo externo como se observa en la Fig. 2.2.

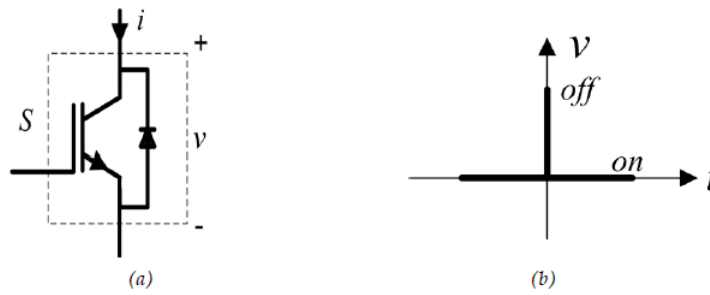


Figura 2.2. a) Representación simbólica de IGBT con diodo en anti-paralelo b) Modo de operación (bi-direccional).

Cada una de las ramas de cada fase esta compuesta por 2 módulos IGBT-Diodo. Para el modelado, cada dispositivo se pueden considerar como un interruptor ideal de dos estados. Los posibles estados son:

- $S_{x,y} = 1$: Conduce. El elemento se modela como un corto-circuito. En la práctica, en modo de conducción existe una pequeña caída de tensión que en este apartado no será considerada.
- $S_{x,y} = 0$: Bloqueo. El elemento se modela como un circuito abierto bloqueando la conducción de corriente. Las dinámicas de encendido y apagado tampoco han sido consideradas.

Además, debe cumplirse para cada rama:

$$S_{1,y} + S_{2,y} = 1 \quad (2.1)$$

La ecuación (2.1) indica que los IGBT que conforman una rama son complementarios para evitar el cortocircuito en el lado DC. Además, bajo operación normal las corrientes en el lado AC no deben quedar en circuito abierto. Lo anterior se logra asegurando un camino de retorno para la corriente de entrada. En la Fig. 2.3 se presenta los dos estados de operación de una rama considerando sólo el caso de corriente en sentido positivo, es decir corriente fluyendo hacia el lado DC del convertidor. El comportamiento para corrientes en

sentido negativo es similar para los dos posibles estados de cada rama y su explicación es redundante.

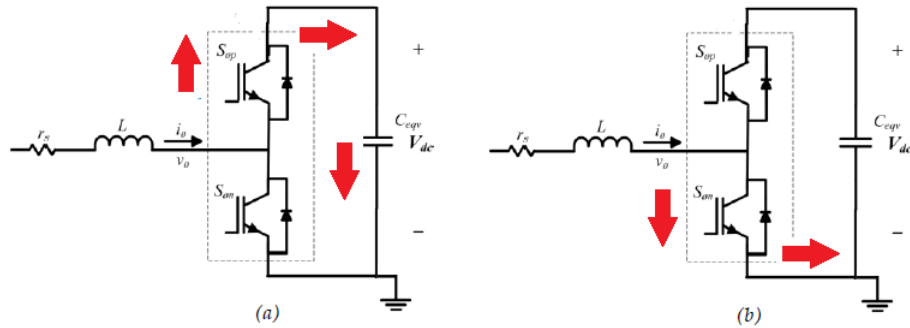


Figura 2.3. Circuito equivalente por fase del convertidor: a) IGBT superior encendido b) IGBT inferior encendido.

Cuando el IGBT superior está encendido y el inferior bloqueado el condensador se carga. Es importante destacar que la corriente fluye a través del diodo superior y no por el IGBT a pesar de que éste se encuentra encendido.

Sin embargo cuando el IGBT inferior está encendido y el superior bloqueado el condensador queda en vacío (desacoplado temporalmente del lado AC). La corriente fluye a través del IGBT desde colector a emisor. Bajo esta última condición, los diodos evitan la descarga del condensador DC hacia el lado de alterna; de esta manera, la operación es análoga a un convertidor Boost DC-DC. En el caso AC-DC trifásico, el convertidor debe operar a una tensión siempre mayor que la mínima tensión obtenida a partir del rectificador no controlado. Esto permite asegurar la condición de bloqueo de los diodos y mantener una correcta operación del rectificador. Por este motivo, en la literatura, a este tipo de topología se le denomina comúnmente Rectificador Trifásico Boost (Elevador) [6] [7] [8].

La señal discreta $S_{x,y}$ de cada semiconductor puede ser interpretada de manera global, como una señal continua, calculando el valor medio de la función durante un periodo de tiempo adecuado. Esta función, no necesariamente, corresponde a un valor constante y corresponde al ciclo de trabajo promedio de conducción para cada fase, en adelante $\bar{S}_y$.

Considerando las restricciones impuestas para la conducción de los IGBTs, resulta conveniente modelar el convertidor desde el lado AC como una fuente de tensión controlada y desde el lado DC como una fuente de corriente controlada. La variable de control sobre estas fuentes ficticias corresponde a $\bar{S}_y$.

Utilizando el circuito equivalente de corriente promedio por rama presentado en [8], e incluyendo éste en el circuito del rectificador trifásico controlado de la Fig. 2.1, se obtiene el circuito equivalente de la Fig. 2.4. La premisa básica es simple: Al obtener valores promediados para cada voltaje y corriente de nodo relevante, se puede desarrollar un modelo que colectivamente ignora los efectos de la conmutación de alta frecuencia [8]. Entonces, por definición, se puede construir el fasor espacial de estados de conmutación del convertidor considerando el ciclo de trabajo promedio de conducción de cada fase:

$$\mathbf{S} = \frac{2}{3} \{ \bar{S}_a + \bar{S}_b \cdot \mathbf{a} + \bar{S}_c \cdot \mathbf{a}^2 \} \quad (2.2)$$

Finalmente el fasor espacial de tensión del convertidor, considerando la máxima tensión DC (tensión peak línea-línea) queda representado como:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{S} \cdot \frac{|v_{dc}|}{\sqrt{3}}, \quad 0 < |\mathbf{S}| \leq 1 \quad (2.3)$$

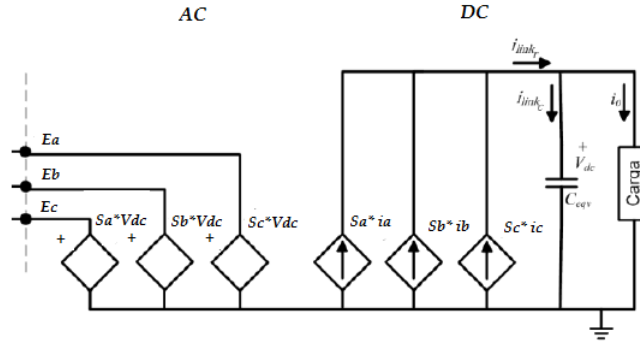


Figura 2.4. Rectificador trifásico PWM en modelo de estado promedio [8].

La corriente DC queda inmediatamente definida como:

$$i_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \Re\{\mathbf{S}^* \mathbf{i}_s\} = \frac{\sqrt{3}}{2} \{ \bar{S}_a \cdot i_a + \bar{S}_b \cdot i_b + \bar{S}_c \cdot i_c \} \quad (2.4)$$

Lo anterior se logra realizando un balance de potencia real entre el lado AC y DC (Convertidor ideal). Esto es:

$$\frac{3}{2} \Re\{\mathbf{v}_s^* \mathbf{i}_s\} = v_{dc} \cdot i_{dc} \quad (2.5)$$

La idea de usar el promedio de espacio de estado (comúnmente abreviado como SSA por State-Space Averaging [8]) como una forma de modelar convertidores conmutados fue presentada por primera vez por R.D. Middlebrook y Slobodan Cuk [9]. Desde entonces, se ha utilizado ampliamente como una forma de extraer diversas funciones de transferencia de pequeña señal.

2.2. Espacio de estados

Para obtener el modelo del rectificador trifásico en ecuaciones de estado se realizan dos operaciones considerando el circuito equivalente de la Fig. 2.4 :

- Sumatoria de voltajes de entrada (AC).
- Sumatoria de corrientes de salida (DC).

La sumatoria de voltajes, del equivalente para cada fase en lado AC, queda representada de forma escalar como:

$$\begin{aligned} E_a &= R i_a + L \frac{d}{dt} i_a + V_{an} \\ E_b &= R i_b + L \frac{d}{dt} i_b + V_{bn} \\ E_c &= R i_c + L \frac{d}{dt} i_c + V_{cn} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Donde las tensiones V_{xn} representan el valor instantáneo de las tensiones fase-neutro del convertidor y las tensiones E_x representan el valor instantáneo de las tensiones de la red trifásica que se considera balanceada y simétrica. Por otro lado se tiene la suma de las corrientes en el lado DC:

$$i_{dc} = C \frac{d}{dt} v_{dc} + I_0 \quad (2.7)$$

Donde I_0 representa la corriente de carga DC conectada al rectificador. Utilizando la transformación en término de fasores espaciales en las ecuaciones definidas en 2.6, es posible escribir de manera compacta:

$$\mathbf{E}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + \mathbf{v}_s \quad (2.8)$$

La ecuación dinámica presentada en (2.8) describe el comportamiento de la planta en un marco de referencia estacionario. Sin embargo es conveniente, describir el sistema en un marco de referencia que permita obtener valores constantes en estado permanente. Existen infinitos marcos que cumplen con esta condición. En particular todos aquellos que giran a la misma velocidad del fasor espacial de tensión de red. Definiendo:

$$\theta = 2\pi f \cdot t \quad (2.9)$$

Donde f representa la frecuencia de la red. La ecuación (2.8) puede ser reescrita en término de fasores espaciales en el nuevo marco de referencia como:

$$\{\mathbf{E}_{dq}\} \cdot e^{j\theta} = [R_s \{\mathbf{i}_{dq}\} + L_s \frac{d}{dt} \{\mathbf{i}_{dq}\} + j\omega L_s \{\mathbf{i}_{dq}\} + \{\mathbf{v}_{dq}\}] \cdot e^{j\theta} \quad (2.10)$$

Ahora bien, la tensión del convertidor en el nuevo marco $\mathbf{v}_{dq}$ pueden ser expresada en términos del fasor que representa el ciclo de trabajo promedio como se explicó en la ecuación (2.3). Las ecuaciones que describen la dinámica de las variables i_d, i_q y v_{dc} en un único marco de referencia que convenientemente cumple con la condición $E_q = 0$, se obtienen separando en parte real e imaginaria los términos de la ecuación 2.10 y considerando, además, la ecuación 2.7. Esto es:

$$\begin{aligned}
E_d &= R_s i_d + L_s \frac{d}{dt} i_d - \omega_s L_s i_q + S_d \left\{ \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \right\} \\
0 &= R_s i_q + L_s \frac{d}{dt} i_q + \omega_s L_s i_d + S_q \left\{ \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \right\} \\
C \frac{d}{dt} v_{dc} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \{S_d i_d + S_q i_q\} - I_0
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Considerando i_d , i_q , v_{dc} como variables de estado y S_d , S_q como actuaciones, se observa que el sistema de ecuaciones diferenciales presentado en (2.11) no es lineal. Por lo tanto, se decide aplicar un modelo de pequeña señal, linealizando las ecuaciones en torno a una vecindad acotada y definida por el punto de operación nominal del convertidor (ver apéndice B). De esta manera será posible aplicar la teoría de sistemas lineales al estudio de la planta que se desea describir.

El modelo de pequeña señal del rectificador puede ser encontrado sustituyendo la ecuación (2.12) en las variables de las ecuaciones definidas en (2.11). Los términos X_0 y $\hat{x}(t)$, denotan el valor del punto de operación nominal y el término de pequeña señal de la variable perturbada respectivamente.

$$x(t) = X_0 + \hat{x}(t) \tag{2.12}$$

La aplicación de este modelo linealizado [10] para describir la dinámica del convertidor se puede justificar por las siguientes razones:

- Durante la operación del rectificador las variaciones de la tensión DC son pequeñas.
- Considerando lo anterior y que la caída de tensión en la reactancia de línea es pequeña, se entiende que el índice de modulación se mantendrá dentro de valores acotados y definidos por el punto de operación.

Una vez aclarado esto, es posible representar el sistema de ecuaciones diferenciales lineales que describe la variación temporal de las variables de estado i_d , i_q y v_{dc} en un modelo de pequeña señal como:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \hat{i}_d &= \frac{1}{L_s} [-R_s \hat{i}_d + \omega_s L_s \hat{i}_q + \hat{S}_d \left\{ \frac{V_{dc0}}{\sqrt{3}} \right\} + S_{d0} \left\{ \frac{\hat{v}_{dc}}{\sqrt{3}} \right\} - E_d] \\
\frac{d}{dt} \hat{i}_q &= \frac{1}{L_s} [-R_s \hat{i}_q - \omega_s L_s \hat{i}_d + \hat{S}_q \left\{ \frac{V_{dc0}}{\sqrt{3}} \right\} + S_{q0} \left\{ \frac{\hat{v}_{dc}}{\sqrt{3}} \right\}] \\
\frac{d}{dt} \hat{v}_{dc} &= \frac{\sqrt{3}}{2C} \{S_{d0} \hat{i}_d + S_{q0} \hat{i}_q + I_{d0} \hat{s}_d + I_{q0} \hat{s}_q\}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

Los términos que involucran la multiplicación de dos pequeñas variaciones han sido despreciados. Usualmente es posible ir más allá con la simplificación y considerar que para las corrientes, las principales variaciones son debidas a cambios en el índice $\hat{s}_d$ y $\hat{s}_q$. Para la tensión v_{dc} , las principales variaciones son debidas al cambio de la corriente $\hat{i}_d$ [11]. En forma matricial es posible escribir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega_s & \frac{S_{d0}}{\sqrt{3}} \\ \omega_s & \frac{-R_s}{L_s} & \frac{S_{q0}}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{3}S_{d0}}{2C} & \frac{\sqrt{3}S_{q0}}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc0}}{\sqrt{3}L_s} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc0}}{\sqrt{3}L_s} \\ \frac{\sqrt{3}}{2C} I_{d0} & \frac{\sqrt{3}}{2C} I_{q0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{S}_d \\ \hat{S}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{E_d}{L_s} \\ 0 \\ -\frac{I_0\sqrt{3}}{2C} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Cada término de la ecuación (2.14) puede ser comparado con la forma estándar de la ecuación de estado:

$$\frac{d}{dt} \vec{x}_s = [A] \vec{x}_s + [B] \vec{u} + [C] \quad (2.15)$$

Ahora, todos los términos en las matrices son constantes y dependen de las variables evaluadas en el punto de operación I_{d0} , I_{q0} , V_{dc0} , S_{d0} y S_{q0} . El vector $\vec{x}_s$ representa el vector de variables de estado y la matriz A corresponde a la matriz de estado que contiene la información de los modos naturales del sistema (planta).

Por otro lado, es posible identificar, a partir de la ecuación (2.15), que la actuación corresponde a $\vec{u}$. El vector $\vec{u}$ representa el vector de los estados de conmutación del convertidor. En la práctica para la dinámica de la tensión DC es posible considerar como invariante el valor de los índice de modulación en torno al punto de equilibrio [10]. El modelo recién propuesto, ha permitido simplificar el estudio del convertidor y desacoplar el comportamiento de la planta de corriente y de tensión para poder aplicar estrategias clásicas de control lineal.

Finalmente el voltaje de la red trifásica AC y la corriente de carga en el lado DC son interpretadas como perturbaciones externas al sistema. Su efecto queda representado en la matriz C .

Las ecuaciones y consideraciones discutidas en este capítulo serán utilizadas como base para el esquema de control desarrollado en el Capítulo 3.

Capítulo 3

Método de control y compensación

En este capítulo se presenta el esquema de control utilizado. Se aborda el diseño de los dos controladores PI (de corrientes dq y de tensión DC) tomando como base el modelo matemático de la planta presentado en el Capítulo 2.

Básicamente, el objetivo es controlar el intercambio de energía entre la red y el convertidor. Si se modifica de manera adecuada la tensión de este último es posible regular el flujo de potencia desde la red. Para esto, siguiendo con lo expuesto en el capítulo anterior, se representa el circuito equivalente por fase del sistema en la Fig. 3.1, donde el convertidor ha sido convenientemente reemplazado en el lado AC por una fuente de tensión controlada.

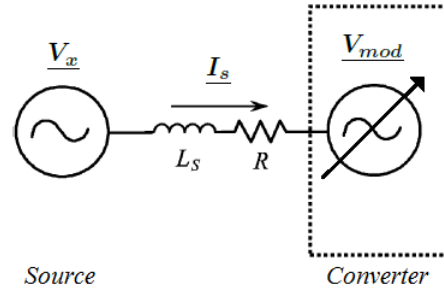


Figura 3.1. Esquema equivalente para componente fundamental.

Los términos $\underline{V}_x$ y $\underline{V}_{mod}$ representan las expresiones fasoriales de la tensión de red y del convertidor en el lado AC respectivamente. El fasor de corriente de línea queda representado por $\underline{I}_s$. Considere:

$$\begin{aligned}\underline{V}_x &= |V_x| \cdot e^{j\cdot\phi_x} \\ \underline{V}_{mod} &= |V_{xmod}| \cdot e^{j\cdot\phi_{xmod}}\end{aligned}\tag{3.1}$$

Las ecuaciones potencia ángulo para un sistema de dos nodos, son útiles para entender los modos de operación del sistema red-convertidor. La potencia activa y reactiva

suministradas por la red quedan definidas como:

$$\begin{aligned} P &= \frac{|V_x| \cdot |V_{xmod}|}{\omega \cdot L_s} \cdot \sin(\delta) \\ Q &= \frac{|V_x| \cdot \{|V_x| - |V_{mod}| \cdot \cos(\delta)\}}{\omega \cdot L_s} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Donde δ representa el ángulo de desfase entre la tensión de la red y del convertidor respectivamente. En la ecuación 3.2 se observa que se puede regular el flujo de potencia modificando el valor de $|V_{xmod}|$ y de δ . El flujo de potencia activa depende fuertemente del ángulo de desfase, y el flujo de potencia reactiva, del módulo de la diferencia de las tensiones. Considerando que los parámetros de la red no cambian, el control de potencia entonces, se reduce a controlar la corriente de línea mediante la modificación de la tensión del convertidor. En particular son de interés cuatro modos de operación, los cuales se presentan en la Fig. 3.2:

- Rectificador operando con factor de potencia unitario.
- Inversor operando con factor de potencia unitario.
- Condensador operando con factor de potencia nulo (Compensador de reactivo).
- Inductor operando con factor de potencia nulo.

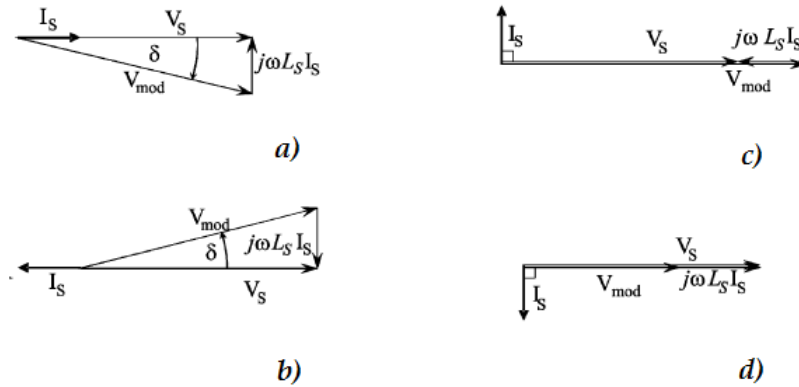


Figura 3.2. Modos de operación del convertidor [5].

El estudio de los modos de operación como condensador e inductor estático no serán abordados en la implementación. En este trabajo se desea operar como rectificador-inversor con factor de potencia unitario. Bajo estas condiciones observe que el módulo de la tensión del convertidor es siempre mayor al de la red debido a la presencia de la reactancia de línea. En teoría la proyección de la tensión del convertidor sobre la tensión de la red se mantiene

constante. No obstante lo anterior, ambas tensiones deben ser similares en magnitud para asegurar un correcto funcionamiento del sistema. La relación entre la magnitud de ambas tensiones queda reflejada por el índice de modulación. Por lo tanto ha quedado esquematizado que durante la operación, el índice de modulación sufre variaciones acotadas.

La operación como condensador estático resulta interesante. Observe que a partir de la Fig. 3.2 c), la caída de tensión en la inductancia queda en contra-fase con la tensión de la red, reduciendo la magnitud de la tensión del convertidor. Esto permite menores índice de modulación y un mayor rango de operación del convertidor, sin entrar en la zona de sobre-modulación. Esto a cambio de la inyección de reactivo y disminución del factor de potencia, por supuesto. Este modo de operación resulta útil bajo condiciones de falla en las que la tensión DC alcanza valores inferiores a los mínimos permitidos.

3.1. Esquema de control

El principio de funcionamiento básico del VSR consiste en mantener el voltaje del DC-link en un valor de referencia deseado, a través del control de la corriente de línea [5]. En definitiva, se controla de manera indirecta el flujo de potencia activa hacia el convertidor como se mencionó anteriormente.

Utilizando un circuito de control de realimentación como se muestra en la Fig. 3.3, se puede controlar el valor de la tensión DC a un valor de referencia, que debe ser lo suficientemente alto para mantener bloqueados los diodos del convertidor (condición Boost). Este esquema de control se denomina control de voltaje orientado, por el símil con el control para máquinas de inducción (FOC) [17]. En este modelo, el control se realiza sobre un marco orientado con el fasor de la red trifásica. Lo anterior se logra con un esquema de seguimiento de fase o PLL.

Los principales elementos del esquema de la Fig. 3.3 se enumeran a continuación:

1. Esquema de seguimiento de fase PLL (Phase-Locked-loop).
2. Controladores de corriente para i_d e i_q .
3. Controlador anidado externo de tensión V_{dc} .
4. Esquema de modulación PWM.

En primer lugar se miden las tensiones trifásicas de la red y se construye el fasor espacial en coordenadas $\alpha - \beta$. Luego se orienta el sistema a un marco de referencia giratorio dq alineado con el fasor de tensión mediante la utilización del PLL. De esta manera, la componente en cuadratura de la red es nula. Luego, el controlador de tensión DC (externo y más lento) calcula la corriente en eje directo adecuada para mantener el valor de la tensión DC en un valor de referencia constante (control de potencia real). El valor de referencia para la corriente en d entra al controlador de corriente (interno y más rápido) para el cálculo del valor del índice de modulación S_d . Esta señal es comparada con una señal carrier de alta frecuencia mediante un algoritmo de modulación PWM para finalmente enviar el patrón de encendido y apagado a las compuertas de los semiconductores. Observe que la referencia para el control de la corriente i_q queda libre, lo que permite un control de la

potencia reactiva transferida entre la red y el convertidor. En este trabajo dicha referencia se mantendrá en cero para asegurar la operación bajo factor de potencia unitario. Cada uno de los elementos fundamentales que componen el esquema de control de la Fig. 3.3 serán explicados a continuación.

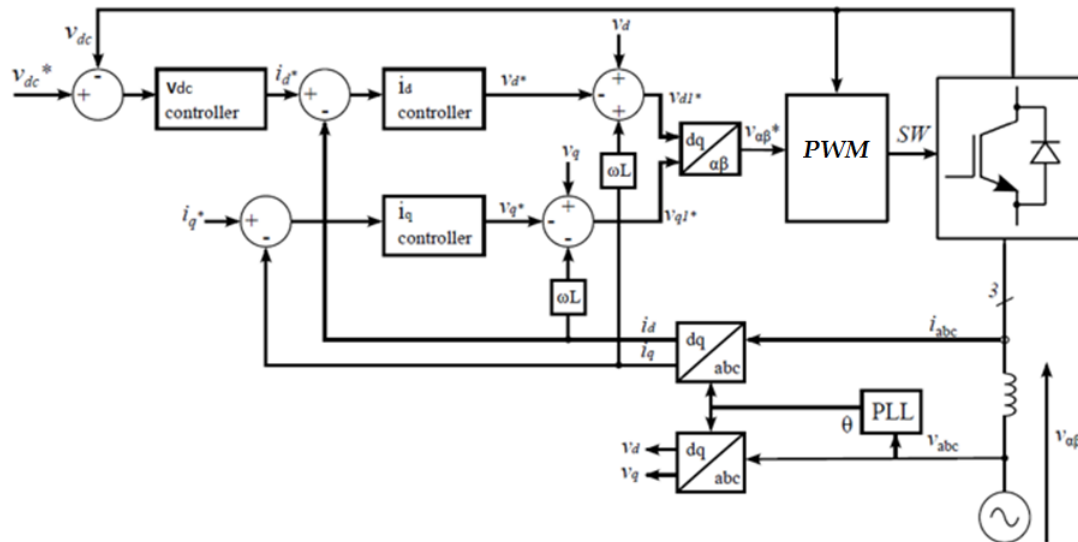


Figura 3.3. *Esquema para control de Voltaje orientado [17].*

3.2. Modulación PWM

Actualmente existe gran variedad de técnicas de modulación utilizadas en el control de convertidores de potencia, a pesar de que sus bases se derivan del área de las telecomunicaciones. Dentro de esta técnica se han propuesto diversos algoritmos de modulación, cada uno pretendiendo mejorar alguna característica dentro del proceso, como por ejemplo las pérdidas por conmutación, la eficiencia de la conversión o el contenido armónico presente en la onda de salida [19].

El convertidor utilizado puede generar hasta 8 estados posibles en la conmutación, generando sólo 7 fasores de tensión que quedan representados por el hexágono regular en el plano complejo. Para lograr representar esos valores, se ocupan técnicas de modulación variando el ancho del pulso de la señal (PWM). Se busca que el promedio del patrón generado se asemeje a la tensión deseada. Para ello se recurre a una comparación entre la señal de referencia (típicamente sinusoidal) y una señal carrier de mayor frecuencia, normalmente triangular de valor medio cero. Si la señal de referencia (proporcional a la referencia deseada) es más grande que la carrier, entonces el patrón se hace positivo, caso contrario el patrón de salida se hace cero.

En este trabajo se utilizará el algoritmo de inyección de tercera armónica a diferencia del esquema de modulación clásico (SPWM). Mediante este método se logra obtener un rango de tensión adicional a la salida del convertidor de al rededor de un 15 % con una misma tensión DC. Esto permitirá reducir el índice de modulación para tensiones DC me-

nores y aumentar el rango de modulación lineal. En la Fig. 3.4 se presenta la comparación del rango de operación entre el SVPWM y el SPWM.

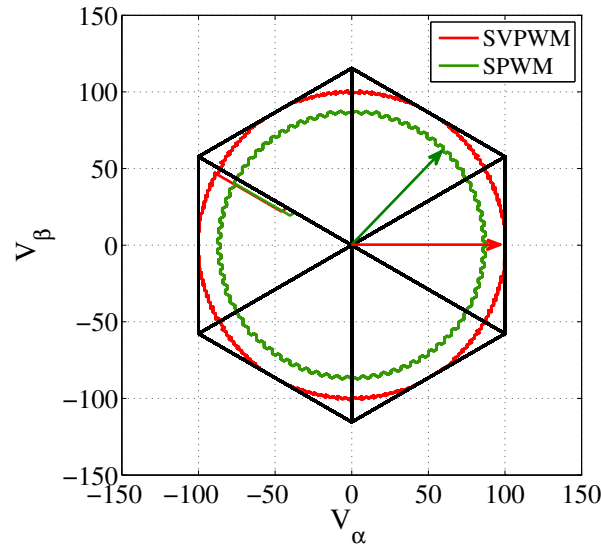


Figura 3.4. Lugar geométrico del fasor de conmutación en porcentaje de la zona dada por el hexágono regular de posibles estados de conmutación.

La modulación min-max permite obtener un rango equivalente al método de modulación vectorial, utilizando para su implementación un esquema mucho más sencillo.

3.3. Phase-Locked-Loop (PLL)

La sincronización es uno de los aspectos más importantes en el control de convertidores de potencia conectados a la red. El ángulo de fase de la componente fundamental de la red debe medirse en tiempo real para establecer la operación adecuada del convertidor. El esquema básico de un PLL trifásico en un marco de referencia síncrono (SRF-PLL) se presenta en la Fig. 3.5. En primer lugar se miden las tres tensiones fase-neutro de la red. Luego se realiza el cambio de coordenadas a un marco de referencia giratorio dq . Observe que en este modelo el ángulo para realizar dicha transformación θ se estima para lograr que la componente en q sea cero. Para esto se utiliza un sistema re-alimentado con un controlador PI que calcula la velocidad necesaria (actuación) para lograr dicha consigna. En ocasiones y como se muestra en la Fig. 3.5 se suma a la actuación, la velocidad angular de la red, que en la práctica es conocida. Esto mejora la respuesta dinámica del sistema [18].

Entonces, suponiendo una correcta sintonización de los parámetros del controlador PI, se espera que, en estado estacionario, V_q sea cero y, por lo tanto, que la amplitud de la secuencia positiva de la componente fundamental del vector de red quede representado en su totalidad por V_d . En tal situación, la diferencia angular entre el fasor medido y el estimado por el PLL es cero, y, por lo tanto, el sistema rastrea la secuencia positiva fundamental en cada instante. Si sólo se considera la secuencia positiva en la entrada, el esquema del SRF-PLL puede trabajar con un ancho de banda muy alto, que es una de las

características más atractivas de este algoritmo [18]. Sin embargo, cuando se consideran condiciones distorsionadas, particularmente, desequilibrio en las entradas, se recomienda una afinación de baja ganancia para lograr variaciones acotadas en la señal de actuación.

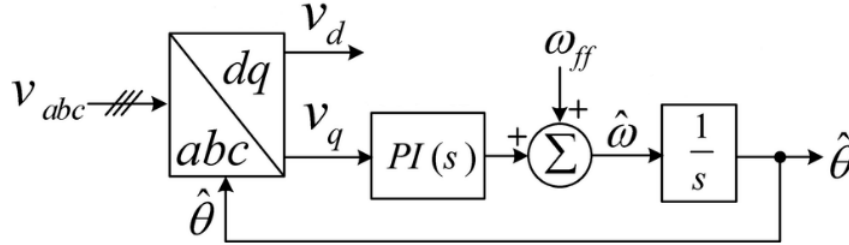


Figura 3.5. Esquema de seguimiento de fase orientado en marco de referencia síncrono [18].

3.3.1. SRF-PLL

El esquema para el SRF-PLL corresponde a un sistema no lineal de ecuaciones, que debe ser linealizado para estudiar su dinámica [18]. Considere un sistema trifásico simétrico y balanceado de tensiones. Entonces, el fasor espacial de tensión en coordenadas estacionarias queda representado por:

$$\mathbf{v}_{red} = |\sqrt{2} \cdot \mathbf{V}_1| \cdot \mathbf{e}^{j\{\theta_{red}\}} \quad (3.3)$$

El objetivo del PLL es orientar el fasor espacial de la expresión anterior en un marco de referencia que anule las componentes de carácter oscilatorio. Bajo estas condiciones las tensiones en ejes dq serán constantes. El PLL debe estimar la velocidad y el ángulo de la red, realizando la siguiente operación para el cambio de coordenadas:

$$\mathbf{v}_{red_{dq}} = |\sqrt{2} \cdot \mathbf{V}_1| \cdot \mathbf{e}^{j\{\theta_{red}\}} \cdot \mathbf{e}^{-j\{\theta_{PLL}\}} \quad (3.4)$$

Ahora bien, separando la expresión anterior en componentes real e imaginaria es posible obtener las proyecciones de las tensiones V_d y V_q en el nuevo marco de referencia, esto es:

$$\begin{aligned} v_d &= |\sqrt{2} \cdot V_1| \cdot \cos\{\theta_{red} - \theta_{PLL}\} \\ v_q &= |\sqrt{2} \cdot V_1| \cdot \sin\{\theta_{red} - \theta_{PLL}\} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Evidentemente el sistema de ecuaciones anterior corresponde a un sistema de ecuaciones no lineales. Sin embargo, observe que en estado estacionario se requiere que el argumento de las funciones $\cos$ y $\sin$ sea cero. Para la linealización, el sistema podría considerarse alrededor de este punto de seguimiento, es decir :

$$\theta_{\delta} = \theta_{red} - \theta_{PLL} \approx 0 \quad (3.6)$$

Linealizando en torno a este punto de operación, las expresiones para las tensiones en el nuevo marco de referencia pueden ser aproximadas de la siguiente manera :

$$\begin{aligned} v_d &= |\sqrt{2} \cdot V_1| \cdot \cos(\theta_\delta) \approx |\sqrt{2} \cdot V_1| \\ v_q &= |\sqrt{2} \cdot V_1| \cdot \sin(\theta_\delta) \approx |\sqrt{2} \cdot V_1| \cdot \theta_\delta \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ahora el sistema de ecuaciones corresponde a un sistema de ecuaciones lineales. En particular, la función de transferencia en el dominio de s entre la tensión V_q y el ángulo θ_δ queda:

$$H_{PLL(s)} = \frac{V_{q(s)}}{\theta_{\delta(s)}} = |\sqrt{2} \cdot V_1| \quad (3.8)$$

La función de transferencia en lazo abierto para la estimación del ángulo depende únicamente de la amplitud pico del voltaje fase neutro. Para eliminar esta dependencia, es común normalizar el sistema dividiendo las mediciones instantáneas de las tensiones por la máxima amplitud nominal fase neutro de la red [18]. De esta manera la función de transferencia de la ecuación (3.8) resulta en una constante de valor unitario. Es importante considerar que las componentes armónicas de orden superior que componen el fasor de red, se traducen en perturbaciones para el sistema de control recién propuesto. Para redes contaminadas será necesario utilizar controladores con un ancho de banda mayor para poder compensarlas, sin embargo la naturaleza de estas perturbaciones es oscilatorias. Esto significa un problema para controladores del tipo PI, adecuados para seguir y neutralizar referencias y perturbaciones de tipo constante respectivamente. En consecuencia para redes contaminadas o des-balanceadas (condición de falla) el control propuesto pierde validez. Afortunadamente, este no es el caso de la red estudiada en el presente trabajo.

3.3.2. Ajuste de controlador

El controlador de tipo PI ajustado para el esquema de seguimiento de fase PLL, que equilibra rapidez del control y contenido de ruido, se basa en un coeficiente de amortiguamiento de $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Se estudia el comportamiento del lazo cerrado ante la aplicación de un escalón de entrada representado por las tensiones de la red trifásica estudiada. La respuesta a escalón y rechazo de perturbación se muestran en la Fig. 3.6.

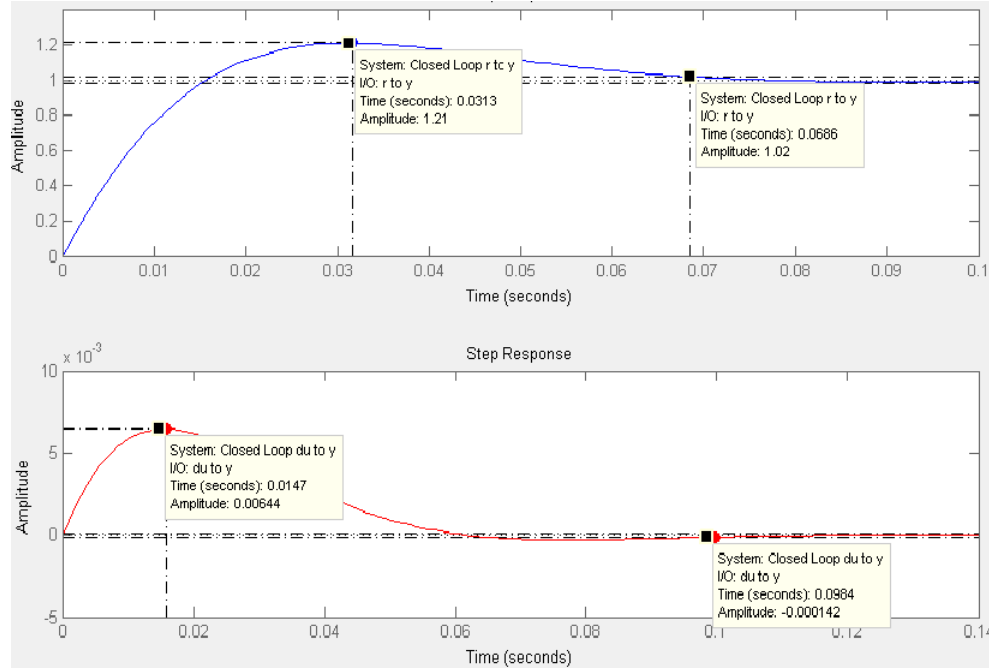


Figura 3.6. Respuesta a escalón para seguimiento de referencia y rechazo de perturbación controlador PLL

La función de transferencia en tiempo continuo del controlador se presenta a continuación:

$$C_{PLL(s)} = \frac{180 + 3200 \cdot s}{s} \quad (3.9)$$

3.4. Control en marco d-q

Una vez orientado el sistema a un marco adecuado se realiza el control para cada eje de coordenadas. Las variables en estado estacionario serán constantes, lo que permite una correcta implementación de controladores del tipo PI. Las ecuaciones expuestas en el capítulo anterior representan la base para esta sección. Estas ecuaciones, ahora, se presentan en el dominio de s . Aplicando la transformada de Laplace y simplificando las ecuaciones presentadas en el capítulo 2 se obtiene:

$$\begin{aligned} V_d - \hat{S}_d \frac{V_{dc(0)}}{\sqrt{3}} - \omega_s L_s I_{q(s)} &= I_{d(s)} \cdot \{R_s + s \cdot L_s\} \\ V_q - \hat{S}_q \frac{V_{dc(0)}}{\sqrt{3}} + \omega_s L_s I_{d(s)} &= I_{q(s)} \cdot \{R_s + s \cdot L_s\} \\ \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot C} \{S d_{(0)} \cdot I_{d(s)} + S q_{(0)} \cdot I_{q(s)}\} &= s \cdot V_{dc}(s) \end{aligned} \quad (3.10)$$

También es de utilidad usar el circuito equivalente de la Fig. 3.7 para poder estudiar las dinámicas de cada eje.

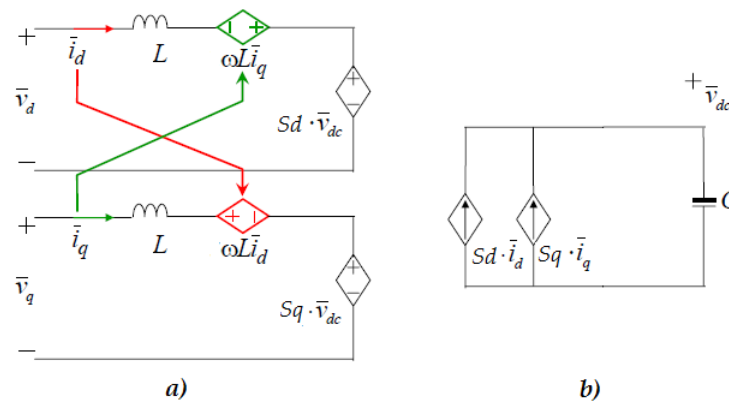


Figura 3.7. Circuito equivalente para modelar la dinámicas de las variables en un marco giratorio dq [17].

Aquí, el factor ωLi corresponde al acoplamiento entre ambos ejes que puede ser modelado como una perturbación. Es común utilizar un esquema del tipo Feed-forward para compensar dicho acoplamiento [6]. Además, los voltajes de la red también representan perturbaciones para el sistema. Sin embargo, como se verá a continuación la condición de corriente $I_q = 0$, anula la perturbación en el eje d. Por otro lado, la condición de $V_q = 0$, dada por el PLL anula la perturbación en el eje q. Esto ayuda a desacoplar el control de ambos canales. Es interesante interpretar al convertidor trifásico como dos rectificadores boost DC-DC girando en un marco síncrono.

En la Fig. 3.8 se presenta el esquema de control en diagrama de bloques para el canal d y q respectivamente.

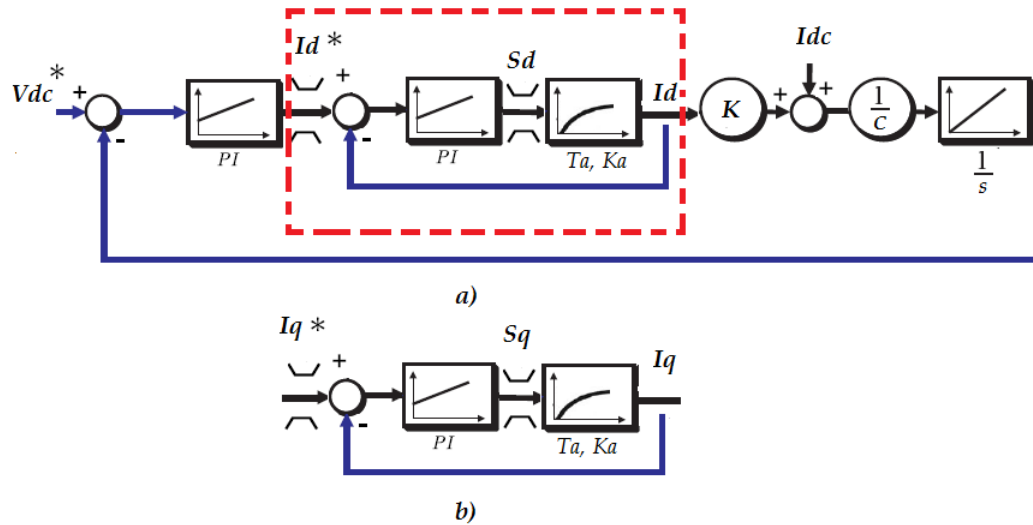


Figura 3.8. Diagrama de bloques del esquema de control para cada eje de coordenadas.

Se muestra en rojo, el lazo interno de corriente en el eje d y las saturaciones de la actuación a la salida de cada controlador. La constante K se obtiene a partir del modelo de pequeña señal utilizado en la linealización.

3.4.1. Controlador de corriente

El control de corriente se realizará actuando sobre el índice de modulación, utilizando el modelo promedio de cada canal. La función de transferencia de la planta se obtiene, por superposición, anulando el efecto de todas las perturbaciones. Entonces:

$$G_{I(s)} = \frac{\hat{I}_{dq(s)}}{\hat{S}_{dq(s)}} = \frac{K_A}{1 + T_A \cdot s} = \frac{\frac{V_{dc(0)}}{\sqrt{3} \cdot R_s}}{1 + \frac{L_s}{R_s} \cdot s} \quad (3.11)$$

La dinámica de la planta que se va a controlar corresponde a una función de transferencia de primer orden caracterizada por una constante de tiempo T_a y una ganancia K_a . Para realizar el diseño de los parámetros del controlador se supondrá que la componente de acoplamiento presente en las ecuaciones dinámicas del convertidor ha sido compensada previamente, de manera que su efecto pueda suprimirse de cara al diseño independiente de cada lazo. Tal y como se muestra en la Fig. 2.3

La función de transferencia del controlador PI puede ser escrita de la siguiente forma:

$$C_{I(s)} = \frac{K_I \{1 + T_I \cdot s\}}{T_I \cdot s} \quad (3.12)$$

El bucle interno de corriente es común para los dos subsistemas de corriente dq . Para calcular los parámetros del controlador PI (K_I , T_I), se procederá a reducir cada bucle a su función de transferencia equivalente y ésta se comparará con otra del mismo orden con un patrón de respuesta deseado (factor de amortiguamiento ξ y frecuencia de oscilación ω_n).

La función de transferencia en lazo cerrado H_{0I} de este bucle interno se calcula como sigue:

$$H_{0I} = \frac{C_{I(s)} \cdot G_{I(s)}}{1 + C_{I(s)} \cdot G_{I(s)}} \quad (3.13)$$

Reemplazando las ecuaciones 3.11 y 3.12 en 3.13 se obtiene:

$$H_{0I} = \frac{K_I \cdot K_A \cdot \{T_I \cdot s + 1\}}{T_I \cdot \{T_A \cdot s + 1\} \cdot s + K_I \cdot K_A \cdot \{T_I \cdot s + 1\}} \quad (3.14)$$

Si se compara la ecuación anterior con la función de transferencia estándar de un sistema de segundo orden;

$$H_{orden2} = \frac{N(s)}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad ; \quad (3.15)$$

Se observa que los parámetros del polinomio característico del denominador dependen de las constantes del controlador. Comparando las expresiones 3.14 y 3.15, es posible

definir los parámetros fundamentales que determinan la respuesta del sistema. Estos son la frecuencia de oscilación y el factor de amortiguamiento:

$$\begin{aligned}\omega_n &= \sqrt{\frac{K_I \cdot K_A}{T_I \cdot T_A}} \\ \xi &= \frac{K_A \cdot K_I + 1}{2 \cdot T_A} \cdot \sqrt{\frac{T_I \cdot T_A}{K_I \cdot K_A}}\end{aligned}\quad (3.16)$$

Ahora bien, la constante de tiempo y la ganancia de la planta dependen del parámetro inductivo y resistivo en el lado AC, además del nivel de tensión DC de operación. El valor de estos parámetros se explicará en el capítulo 5.

Para proseguir con el diseño del controlador de corriente, como punto de inicio se adoptarán dos criterios:

- Se toma una constante de tiempo T_I proporcional a la constante de tiempo de la planta T_A . Cuanto mayor sea su valor menor es el ancho de banda del sistema. El valor que se ha tomado en este caso es $T_I = \frac{T_A}{10}$.
- En segundo lugar se ajusta la ganancia proporcional del controlador de tal forma que el amortiguamiento de los polos del sistema en lazo cerrado sea de $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Bajo estas condiciones, la parte real e imaginaria de los polos en lazo cerrado son iguales en magnitud (Fig. 3.9).

Considerando estos dos criterios se presenta en la Fig. 3.9 el lugar de las raíces de la función de transferencia modificada para el lazo de corriente.

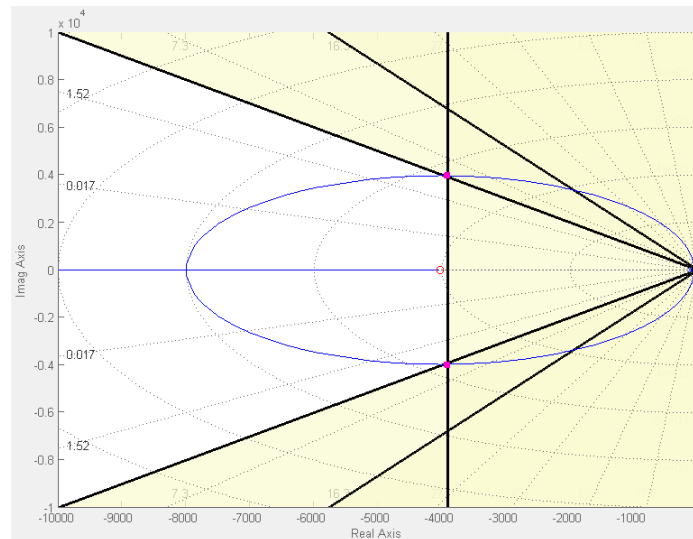


Figura 3.9. Localización de polos y ceros en lazo cerrada para sistema compensado.

Se muestra en la Fig. 3.10 la respuesta a escalón para seguimiento de referencia y rechazo de perturbación para el sistema en lazo cerrado. La función de transferencia del controlador corresponde a:

$$C_I(s) = \frac{0,1s + 121}{s} \quad (3.17)$$

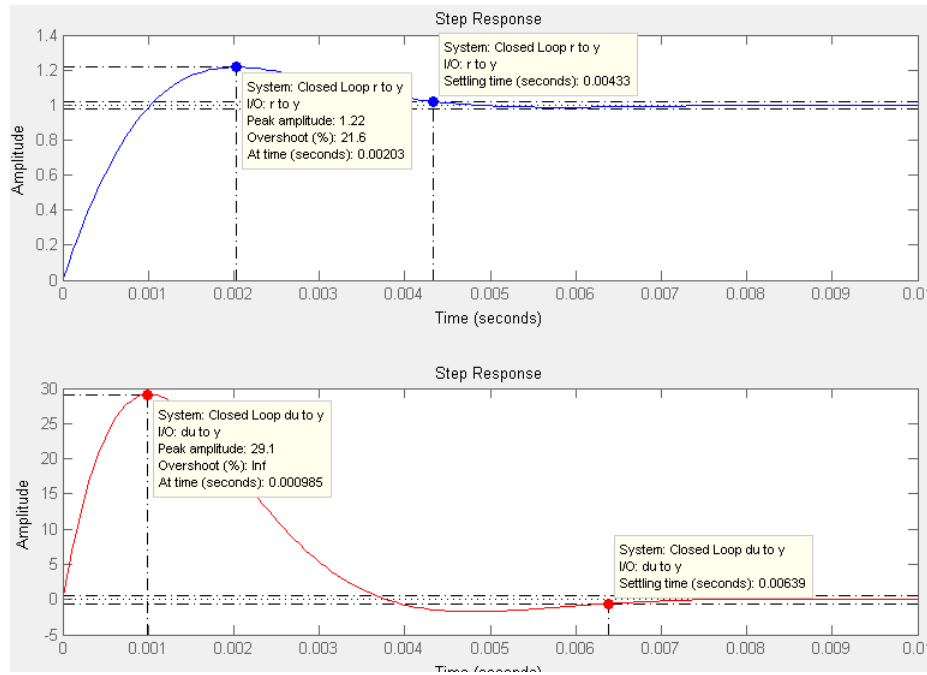


Figura 3.10. Respuesta a escalón para seguimiento de referencia y rechazo de perturbación controlador interno de corriente.

Se obtiene un tiempo de establecimiento de 5ms para la dinámica del sistema en lazo cerrado (un cuarto de ciclo de red). Por tiempo de establecimiento se entiende el valor de tiempo que el sistema necesita en alcanzar un error del 5 % ó 2 %, según criterio, del valor final en régimen permanente. En este trabajo se considera el criterio del 2 %.

3.4.2. Controlador de tensión DC

La configuración del controlador de voltaje en el bus DC es del tipo anidado. La idea es que el lazo interno sea lo más rápido posible para que las perturbaciones sean corregidas antes de que puedan afectar al lazo externo. Para el diseño de este controlador simplemente se reemplaza el lazo interno de corriente por un sistema equivalente de primer orden caracterizado por la constante de tiempo en lazo cerrado. En base al diseño realizado anteriormente esta constante corresponde a 5ms. Luego aprovechando la linealización del sistema se tiene una planta del tipo integrativa. El tiempo de establecimiento del controlador se escoge del orden de 20 veces más lento que el lazo de corriente para asegurar un desacople temporal entre la actuación de ambos controladores. Lo anterior implica un tiempo de establecimiento de 0,1s aproximadamente. La respuesta a escalón y rechazo de perturbación para el sistema compensado se muestran en la Fig. 3.11.

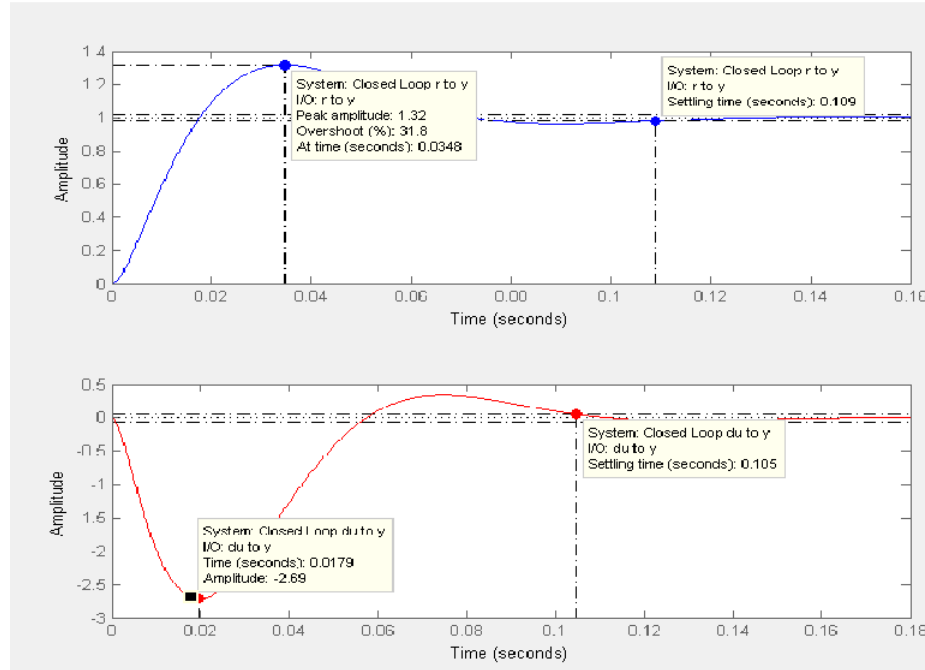


Figura 3.11. Respuesta a escalón para seguimiento de referencia y rechazo de perturbación controlador externo de tensión DC.

En este caso, debido a la referencia de corrientes escogida, las constantes presentan valores negativos. Es decir, para aumentar la tensión DC (proceso de carga), la actuación de corriente de referencia en eje directo será negativa (corriente entrando al condensador). Por el contrario, para disminuir la tensión el controlador (proceso de descarga), el controlador deberá actuar con una corriente de referencia positiva (corriente saliendo del condensador).

La función de transferencia del controlador se presenta a continuación:

$$C_{V(s)} = \frac{-0,24s - 13}{s} \quad (3.18)$$

Finalmente es importante considerar que se incorporó un esquema de saturación más anti-enrollamiento a todos los controladores diseñados en este capítulo.

Capítulo 4

Dinámica longitudinal del vehículo

En este capítulo se presenta el estudio de la dinámica del movimiento longitudinal de un vehículo y el modelo desarrollado para la estimación de la potencia instantánea requerida.

Para determinar el comportamiento de un vehículo, es necesario conocer las interacciones que tienen lugar entre el vehículo y su entorno, a fin de clasificar y medir los efectos que ejercen las distintas fuerzas sobre él. En primer lugar el sistema de propulsión transmite energía mecánica que se supone momentáneamente almacenada en el vehículo. La energía mecánica es almacenada en forma de energía cinética cuando el vehículo se acelera y en forma de energía potencial, cuando alcanza mayores altitudes. De la misma manera, el vehículo “entrega” energía cinética cuando desacelera y potencial, cuando desciende una colina, por ejemplo. Además de estos dos tipos, la cantidad de energía mecánica requerida por un vehículo al conducir un perfil pre-establecido depende principalmente de dos efectos [2]:

- Las pérdidas por fricción aerodinámica
- Las pérdidas de fricción de rodadura

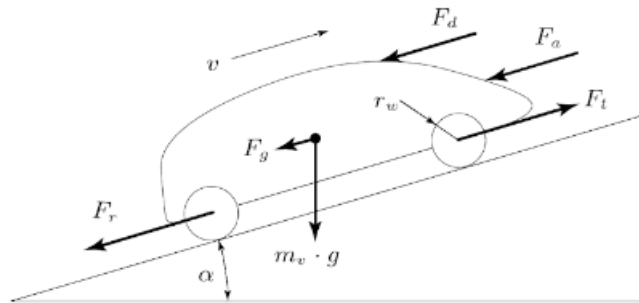


Figura 4.1. Representación esquemática de las fuerzas que actúan sobre un vehículo en movimiento [14].

La energía utilizada en este proceso esta relacionada con las fuerzas que debe vencer el sistema impulsor para lograr el movimiento. Considerando lo expuesto anteriormente, la ecuación elemental que describe la dinámica longitudinal de un vehículo de carretera tiene la siguiente forma [14]:

$$m_v \frac{d}{dt} v = F_t(t) - \{F_a(t) + F_r(t) + F_g(t)\} \quad (4.1)$$

En la Fig. 4.1 se muestran las fuerzas involucradas. F_a representa la fricción aerodinámica, F_r la resistencia a la rodadura y F_g la fuerza causada por la gravedad cuando la conducción es sobre una superficie inclinada. La fuerza de tracción F_t es la fuerza generada por el motor impulsor menos las fuerzas utilizadas en acelerar las partes rotativas dentro del vehículo considerando roce en cojinetes y rodamientos. A continuación se realizará una breve descripción de cada una de estas fuerzas.

4.1. Resistencia aerodinámica

La resistencia aerodinámica que actúa sobre un vehículo en movimiento es causada, por un lado, por la fricción viscosa del aire circundante en la superficie del vehículo. Por otro lado, las pérdidas son causadas por la diferencia de presión entre la parte delantera y trasera del vehículo, generada por una separación del flujo de aire [12]. Para formas de vehículo idealizadas, el cálculo de un campo de presión aproximado y la fuerza resultante es posible con la ayuda de métodos numéricos. Un análisis detallado de los efectos particulares de la ventilación del motor, turbulencias en los alojamientos de las ruedas, sensibilidad al viento transversal, entre otros, es posible sólo con mediciones específicas en un túnel de viento [12].

Por lo general, la fuerza de resistencia aerodinámica se aproxima simplificando el vehículo para que sea un cuerpo prismático con un área frontal A_f . La fuerza causada por la presión se multiplica por un coeficiente aerodinámico de arrastre $c_d(v)$ que modela la condición de flujo real. La fuerza producto de la resistencia aerodinámica es usualmente modelada por la siguiente expresión

$$F_a(v) = \frac{1}{2} \cdot \rho_a \cdot A_f \cdot c_d(v) \cdot v^2 \quad (4.2)$$

Aquí, v es la velocidad del vehículo y ρ_a la densidad del aire a temperatura ambiente. En este trabajo el parámetro $c_d(v)$ se considerará constante durante el ciclo de conducción establecido, si bien es sabido que su valor depende de la velocidad instantánea. Observe que esta fuerza resistente depende del cuadrado de la velocidad por lo que a velocidades elevadas este término toma mayor relevancia.

4.2. Resistencia a la rodadura

La resistencia a la rodadura tiene lugar cuando el neumático del vehículo rueda por la superficie sobre la que circula. Esta resistencia es debida principalmente al fenómeno de histéresis, que se presenta en el neumático, debido a la naturaleza visco-elástica del caucho

que lo compone [13]. Cuando una fuerza se aplica sobre un material elástico, se produce una deformación en el cuerpo que desaparece una vez que ha cesado la fuerza aplicada. La particularidad que define el fenómeno de la histéresis, es que esa recuperación no se produce instantáneamente cuando cesa la fuerza, sino que la deformación permanece incluso cuando la fuerza ha cesado totalmente. La forma original se recupera unos instantes después. Cuando el vehículo se encuentra en reposo la distribución de presiones entre el neumático y la superficie de rodadura son perfectamente simétricas con respecto al eje de simetría del vehículo y su resultante es vertical. Pero cuando el neumático comienza a rodar y conforme va adquiriendo velocidad, el fenómeno de la histéresis produce un desfase entre el cese de la fuerza y la recuperación de la deformación. Esto hace que la energía que se emplea en la deformación no sea recuperada, al no volver el caucho instantáneamente a su forma cuando cesa la fuerza. Este efecto hace que la distribución de presiones se desplace hacia el lado de la marcha del vehículo, produciendo una fuerza resultante que se opone al movimiento de avance [13].

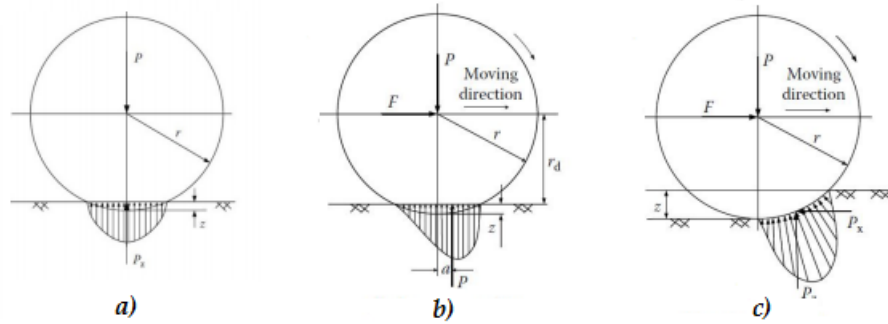


Figura 4.2. Diagrama de fuerzas sobre neumático a) en reposo y en movimiento b) sobre superficie "rugosa" y c) sobre superficie "lisa" [13].

La resistencia a la rodadura es usualmente modelada por la siguiente expresión:

$$F_r(v, p) = c_r(v, p) \cdot m_v \cdot g \cdot \cos(\alpha), \quad v > 0 \quad (4.3)$$

Donde m_v es la masa del vehículo y g la aceleración de gravedad. A partir de la Fig. 4.1 se observa que el término $\cos(\alpha)$ refleja que la fuerza de rodadura depende de la componente normal a la superficie de desplazamiento del vehículo que se obtiene como descomposición del peso $F_N = m \cdot g$. El coeficiente c_r se denomina coeficiente de fricción a la rodadura y depende de diversos factores como lo son la velocidad v y la presión de la llanta p , sin embargo en este trabajo se considerara como una constante por efectos de simplificación.

4.3. Fuerza gravitacional

Cuando un vehículo se desplaza a lo largo de una pendiente, el motor de tracción necesita vencer la proyección de la fuerza peso que actúa sobre la superficie de desplazamiento para poder mantener el movimiento del sistema. Esta fuerza queda representada por F_g

en la ecuación 4.1. La fuerza producto de la gravedad para el movimiento de un cuerpo a través de un plano inclinado es usualmente modelada por la siguiente expresión:

$$F_g = m \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (4.4)$$

En el caso de la fuerza gradiente, ésta podrá ser en contra del movimiento del vehículo (en ascenso o valores positivos de α), o a favor del movimiento del vehículo (en descenso o valores negativos de α). Lo anterior queda reflejado en la naturalidad impar de la función $\sin(x)$.

4.4. Fuerza resultante

Para acelerar un vehículo, gran parte de la energía proveniente del motor es almacenada en energía cinética como:

$$E_0 = \frac{1}{2} \cdot m_v \cdot v_0^2 \quad (4.5)$$

Si todas las fuerzas resistentes de la ecuación (4.1) son despreciadas, la energía E_0 es exactamente la misma que tiene que ser aportada por el motor de tracción. Es decir la fuerza resultante:

$$\sum \vec{F} = m \cdot \frac{d}{dt} \vec{v} \quad (4.6)$$

está relacionada con la cantidad de energía transferida entre la masa inercial y el motor impulsor.

Para los efectos considerados en este trabajo, la fuerza resultante involucrada en aceleraciones y desaceleraciones, será tomada en cuenta como una solicitud adicional a las que el motor y consecuentemente el sistema de almacenamiento energético tiene que hacer frente. Tanto la fuerza aerodinámica como la de rodadura siempre se oponen al movimiento del vehículo, mientras que en el caso de la fuerza gradiente, podrá ser en contra del movimiento del vehículo (en ascenso), o a favor del movimiento del vehículo (en descenso). Lo mismo ocurre con la fuerza necesaria para acelerar. El sistema tendrá que aportar más energía cuando el vehículo aumente la velocidad, pero se requerirá un menor aporte de energía cuando el vehículo disminuya su velocidad una vez que ya está en movimiento.

4.5. Modos de operación del motor

A partir de la ecuación diferencial de primer orden (4.1), se observa que la velocidad v puede ser calculada a partir de la fuerza F_t . Dependiendo del valor de esta fuerza y considerando en todo momento $v > 0$, el motor del vehículo puede operar en los siguientes tres “modos” [2].

1. $F_t > 0$, Régimen motor, es decir, el motor provee de una fuerza de tracción hacia al vehículo en el mismo sentido que la velocidad.

2. $F_t < 0$, Régimen regenerativo, es decir, el motor provee de una fuerza de tracción hacia al vehículo en sentido contrario a la velocidad. El vehículo se desacelera y la diferencia de energía cinética es “devuelta al motor”.
3. $F_t = 0$, Operación en vacío, es decir, el motor no ofrece fuerza alguna, bajo estas condiciones las fuerzas resistentes son exactamente iguales a las disminuciones de energía cinética durante desaceleraciones. En la Fig. 4.3 para hacer referencia a este modo de operación se utiliza el término “coasting” [2].

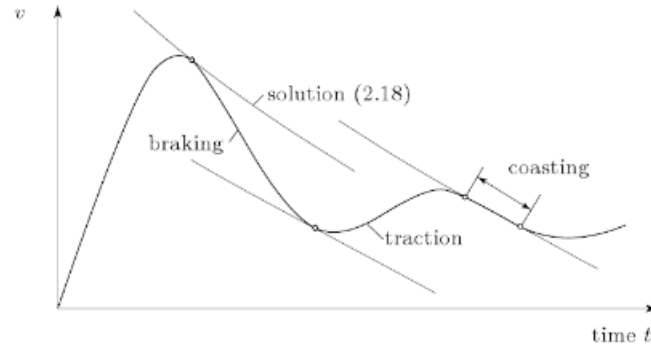


Figura 4.3. Modos de operación del vehículo [2].

Para el caso límite en que $F_t = 0$, bajo conducción sobre un plano horizontal y despreciando todo tipo de perturbaciones externas, la velocidad de vacío v_0 puede ser obtenida resolviendo la siguiente ecuación diferencia de primer orden deducida a partir de la ecuación 4.1:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}v_0(t) &= \frac{-1}{2 \cdot m_v} \cdot \rho_a \cdot A_f \cdot c_d \cdot v_c(t)^2 - g \cdot c_r \\ &= -\alpha^2 \cdot v_0^2(t) - \beta^2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Para $v_0 > 0$, esta ecuación puede ser integrada en forma definida obteniendo el siguiente resultado:

$$v_c(t) = \frac{\beta}{\alpha} \cdot \tan \left\{ \arctan \left(\frac{\alpha}{\beta} \cdot v_0 \right) - \alpha \cdot \beta \cdot t \right\} \quad (4.8)$$

Estas ecuaciones son importantes porque se utilizan para definir los modos operativos principales del vehículo. Como se muestra en la Fig. 4.3, el vehículo está en:

- Modo de tracción si la velocidad disminuye menos de lo que la velocidad de vacío v_0 disminuiría al arrancar a la misma velocidad inicial.
- Modo de freno regenerativo si la velocidad disminuye más de lo que la velocidad de vacío v_0 disminuiría al arrancar a la misma velocidad inicial.

4.6. Ciclo de conducción

En la actualidad, se han introducido ciclos de prueba consistentes en perfiles estandarizados de velocidad y elevación para comparar las emisiones contaminantes de diferentes vehículos sobre la misma base [16]. Después de esa primera aplicación, se ha encontrado que los mismos ciclos son útiles para la comparación del ahorro de combustible también. En la práctica, estos ciclos se utilizan a menudo en dinamómetros de chasis donde se actúa sobre la fuerza en las ruedas para emular las pérdidas de energía del vehículo mientras conduce el ciclo específico. Estas pruebas se llevan a cabo en entornos controlados (temperatura, humedad, etc.), siguiendo estrictos procedimientos para alcanzar condiciones iniciales térmicas definidas con precisión para el vehículo [16].

Hay varios ciclos de prueba comúnmente utilizados. En Europa, el ciclo de conducción urbano (ECE) consiste en tres maniobras de arranque y almacenamiento. El New European Driving Cycle (NEDC), es un ciclo de conducción compuesto de cuatro ciclos de conducción repetidos (que representa una conducción urbana), y un ciclo de conducción extraurbano, representado por el ciclo Extra-Urban Driving Cycle (EUDC) [2].

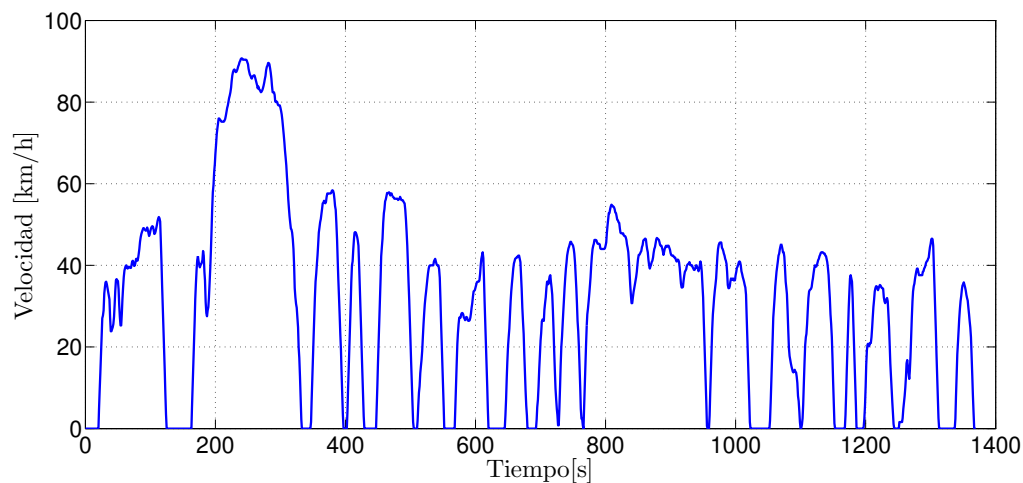


Figura 4.4. *Ciclo de conducción americano FUDS FTP-76 (Federal Test Procedure) [14].*

En los Estados Unidos, el ciclo de conducción urbana federal (FUDS) representa un ciclo de conducción urbano típico, mientras que el ciclo de conducción de carretera federal (FHDS) refleja la condición de conducción extra urbana. En este caso, después del ciclo urbano y del extra-urbano, aparece una tercera fase. De nuevo un ciclo urbano, pero con la cualidad de que este ciclo urbano repetido, se realiza con el motor de automóvil ya en rangos óptimos de temperatura de funcionamiento. Esta repetición de la parte urbana beneficia la eficiencia, tanto en emisiones como en consumo, puesto que hace que mejoren estos resultados al evaluar una parte en rangos óptimos de funcionamiento del motor [16]. En este trabajo, se utilizará el perfil de velocidad dado por el ciclo de conducción urbana federal (FUDS) como referencia de velocidad para el motor impulsor. Este ciclo se adecua de mejor manera a las condiciones de Chile. El perfil velocidad-tiempo utilizado se presenta en la Fig. 4.4 y fue obtenido a partir de los datos presentados en [14]. En este trabajo sólo

se reproducirán los dos primeros ciclos del FUDS debido a que en esencia esta conformado por maniobras cíclicas en el tiempo como se acaba de explicar. El objetivo de este trabajo no es realizar pruebas óptimas de funcionamiento para el motor de tracción, sino que simplemente estudiar las dinámicas de las variables más importantes durante un perfil de conducción estandarizado.

4.7. Balance de Potencia

Es posible realizar un balance de potencia del sistema en cuestión, multiplicando la ecuación 4.1 por la velocidad instantánea. Además, si se reemplazan las expresiones para cada una de las fuerzas explicadas anteriormente se obtiene

$$P_t(t) = P_k(t) + P_a(t) + P_r(t) + P_g(t) \quad (4.9)$$

Según la referencia utilizada, valores de potencia positiva implican una transferencia de energía desde el motor impulsor hacia el sistema masa-vehículo.

1. Potencia almacenada en forma de energía cinética W_k :

$$P_k = m_v \cdot \frac{d}{dt} v \cdot v \quad (4.10)$$

Observe que el término $\frac{dv}{dt}$ representa la aceleración instantánea del vehículo. El sentido del flujo de esta potencia queda, entonces, determinado por el signo de la aceleración (Observe que a partir del FUDS en todo momento se considera $v > 0$).

2. Potencia necesaria para vencer la fricción aerodinámica:

$$P_a = \frac{1}{2} \cdot \rho_a \cdot A_f \cdot c_d \cdot v^3 \quad (4.11)$$

Para vehículos de pasajeros, la información de la velocidad máxima no es relevante, dado que es sustancialmente mayor a los límites legales. Sin embargo, en algunas regiones y para tipos específicos de vehículos esta información se sigue suministrando [15]. Este límite usualmente se obtiene directamente a partir de la potencia máxima y la resistencia aerodinámica. Despreciando todas las demás pérdidas, la velocidad máxima se obtiene al resolver el siguiente equilibrio de potencia.

$$P_{max} \approx \frac{1}{2} \cdot \rho_a \cdot A_f \cdot c_d \cdot v_{max}^3 \quad (4.12)$$

Donde P_{max} es la potencia máxima de tracción disponible en las ruedas. La información relevante obtenida a partir de esta ecuación, es el hecho de que la demanda de potencia depende del cubo de la velocidad del vehículo. En otras palabras, la potencia del motor debe ser duplicada para aumentar la velocidad máxima en un 25 %.

3. Potencia necesaria para vencer la fricción a la rodadura

$$P_r(t) = c_r \cdot m_v \cdot g \cdot \cos(\alpha) \cdot v \quad (4.13)$$

4. Potencia almacenada en forma de energía potencial W_p

$$P_g(t) = m \cdot g \cdot \sin(\alpha) \cdot v \quad (4.14)$$

5. Potencia mecánica suministrada por el motor impulsor :

$$P_t = F_t(t) \cdot v \quad (4.15)$$

La potencia neta transferida entre el vehículo y el motor queda representado por el término P_t y se obtiene a partir de la suma de todas las potencias, como se muestra en la ecuación (4.9). Para valores positivos, el flujo de potencia es hacia el vehículo y para negativo es hacia el motor (regeneración).

Observe que bajo el modelo utilizado en el cálculo de la potencia, es posible identificar dos tipos de carga. Cargas de tipo lineal (para aceleraciones constantes) y cargas de comportamiento cúbico con respecto a la velocidad (aerodinámica).

4.8. Expresión del Torque

La expresión del torque en el eje del motor de tracción durante el ciclo de conducción puede ser obtenida directamente de la expresión de la potencia instantánea calculada y de la velocidad angular. Como ya se explicó, se puede modelar un sistema en movimiento lineal por un equivalente rotatorio.

La velocidad angular mecánica se obtiene a partir de la velocidad de referencia longitudinal:

$$\omega_{mec} = \frac{v_{lineal}}{r} \quad (4.16)$$

Donde r representa el radio de la llanta del vehículo. Para que r sea el radio de la llanta, se supone un sistema “in wheel”. También para efectos del modelo se podría considerar la caja diferencial o sistema de engranajes del sistema mecánico. En tal caso, r sería el radio equivalente o la relación entre la velocidad lineal y angular respectivamente. Considerando esto, si se multiplica ambos lados de la igualdad de la ecuación 4.1 por el radio equivalente r y se reemplaza la expresión de la ecuación 4.16, se obtiene:

$$m_v \cdot r^2 \cdot \frac{d}{dt}\omega = F_t \cdot r - \{F_a(t) + F_r(t) + F_g(t)\} \cdot r \quad (4.17)$$

El término $m_v \cdot r^2$ corresponde a la inercia equivalente del sistema rotatorio. Además, aprovechando la relación entre fuerza y torque, la ecuación 4.17 puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$J_{eq} \cdot \frac{d}{dt}\omega = T_t - T_c \quad (4.18)$$

La ecuación 4.18 representa la dinámica del sistema lineal utilizando un sistema equivalente giratorio. T_t representa el torque que debe ser aplicado directamente por el motor de tracción bajo las consideraciones recién expuestas. El valor instantáneo de T_t será utilizado como el torque de referencia para el sistema de carga controlada presentado en el capítulo 5.

Implementación y Resultados

En este capítulo, se presenta la plataforma de trabajo y los procedimientos para poder llevar a cabo las pruebas de ciclo de conducción. Se detallan los elementos utilizados y el desempeño de los controladores mediante resultados experimentales.

5.1. Plataforma de Trabajo

Esquemáticamente se muestra en la Fig. 5.1 la implementación práctica de la plataforma de trabajo. A grandes rasgos, el sistema se divide en la parte de control y la parte de potencia. Esta última, está conformada por una máquina de inducción (MI) acoplada mecánicamente a una máquina de imanes permanentes (PMSM). La MI es alimentada por medio de un convertidor de frecuencia previamente programado para operar con control de velocidad (Sistema impulsor). De manera similar, la PMSM es accionada por otro convertidor programado para operar con control de Torque (Carga controlada). Cada convertidor está constituido básicamente por la configuración clásica de accionamientos de CA. Esto es, un puente rectificador de diodos, un enlace DC con condensador de alisamiento y una etapa inversora. Para el convertidor de la PMSM, sin embargo, se reemplaza el rectificador de diodos por el rectificador controlado, diseñado y construido en el laboratorio. Esto permitirá inyectar energía hacia la red. Las fuentes de alimentación trifásicas son independientes.

El elemento fundamental de la parte de control corresponde al procesador digital de señales. Su finalidad es la ejecución de los algoritmos de control y de las señales de referencia para el sistema impulsor-carga. El DSP se comunica con un computador personal donde se programan los controladores del rectificador activo y la rutina de conducción. De esta manera, el usuario puede comunicarse con el banco de pruebas en tiempo real. Además en la Fig. 5.1, se representa la etapa intermedia entre el DSP y la parte de potencia. Esta parte desacopla los neutros del sistema de adquisición y el sistema de potencia para evitar dañar la electrónica involucrada.

La principal ventaja del banco de pruebas implementado es que permite ofrecer una carga mecánica controlada utilizando como referencia una señal análoga de Torque pre-

establecida. Con esto se pueden simular diversos tipos de cargas que son característicos del mundo industrial, como cargas de par constante (cintas transportadoras); cargas de par cuadrático (bombas y ventiladores) o cargas de potencia constante (bobinadoras). No obstante, también hay otros tipos de cargas difíciles de describir. Algunos de ellos podrían ser función del ángulo de la posición del rotor (compresores) o del tiempo por ejemplo.

En este trabajo, a modo de simplificación, se considera que las señales de torque y de velocidad dependen exclusivamente del tiempo.

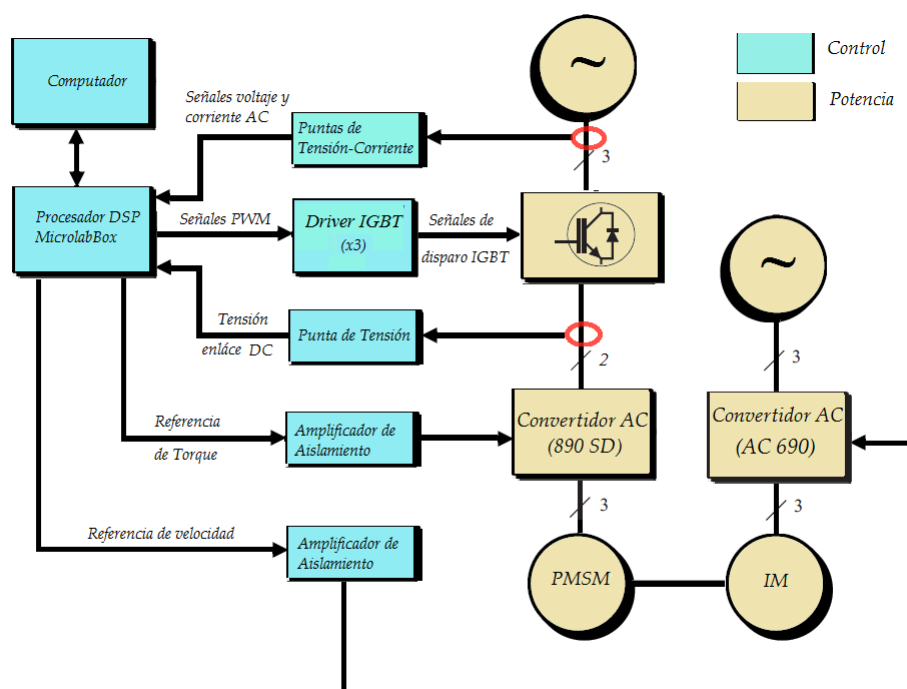


Figura 5.1. Diagrama de bloques de la plataforma de trabajo.

5.1.1. Procesador digital de señales

Para la implementación de los controladores diseñados, se utilizó un equipo de adquisición y procesamiento de señales en tiempo real de la empresa dSPACE, modelo Microlab-Box, 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 se muestra en la Fig. 5.2.

El MicroLabBox posee las siguientes características (ver apéndice C.4):

- 32 entradas análogas ADC con niveles de ± 10 V y hasta 14-bit.
- 16 salidas análogas DAC con niveles de ± 10 V 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 10 ns.
- Capacidad para alimentar hasta dos sensores.

- Una FPGA programable Xilinx Kintex-7 XC7K325T.

En este trabajo, para llevar a cabo las pruebas experimentales, se utilizaron :

- 7 entradas análogas para medir las tres señales de corriente AC (i_a, i_b, i_c), tres señales de voltaje fase neutro AC (v_a, v_b, v_c) y la tensión continua del enlace DC (v_{dc}).
- 7 salidas digitales, donde seis corresponden a las señales PWM para cada IGBT y una señal de protección para interrumpir la fuente de alimentación de los Drivers mediante un relé de estado sólido.
- 2 salidas análogas para las señales de referencia de velocidad y torque respectivamente.



Figura 5.2. Equipo dSPACE MicrolabBox.

5.1.2. Medición y acondicionamiento de señales

Para las mediciones de tensión se utilizan puntas del tipo diferencial Precision CT2593. Básicamente las puntas aíslan y reducen la amplitud de la señal medida a un nivel adecuado para su procesamiento. Para las mediciones de corriente se utilizaron puntas de corriente AEMC-SL261. Estas son transductores capaces de generar una diferencia de potencial proporcional al flujo magnético que enlazan.

Para el envío de las señales digitales PWM a los Drivers se utilizó una tarjeta adaptadora/aisladora, la cual tiene la circuitería necesaria para amplificar la señal de entrada de 5 V a 15 V.

Para las señales de referencia de velocidad y torque se utilizó un Amplificador Aislador AD-215 (C.1) para realizar la conexión entra las entradas análogas de los variadores y el DSP.

5.1.3. Sistema Impulsor

El sistema impulsor consiste en una máquina de inducción controlada por un convertidor AC (Fig. 5.3). El convertidor usado es modelo Parker AC 690+ de 5.5 kW funcionando con un método de control vectorial con realimentación de velocidad vía encoder. El modo de operación programado corresponde a un control de velocidad remota, donde se envía la señal de referencia a una de las entradas análogas del variador. Esto permite utilizar el

motor como mecanismo impulsor, simulando el comportamiento del accionamiento para realizar el control de velocidad del sistema de tracción del vehículo eléctrico. El motor es de inducción, tipo jaula de ardilla de 5.5 kW, 1440 rpm y 380 V marca Marelli.

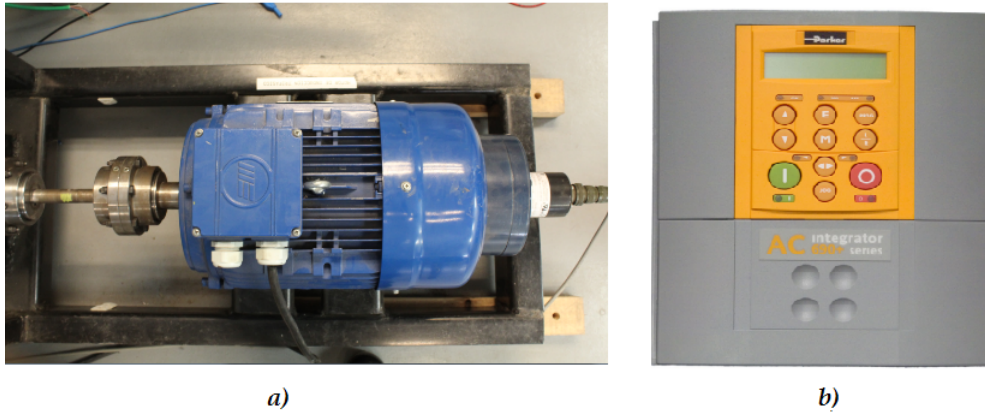


Figura 5.3. Sistema impulsor. a) Máquina de inducción b) Convertidor Parker AC690+.

5.1.4. Sistema de carga controlada

El sistema de carga controlada esta compuesto por un Servomotor Brushless AC Parvex NX860EAJ (C.2) de 10 polos y 12 ranuras, con rotor de imanes de flujo concentrado, diseñado para redes de 230 V y 480 V (Fig. 5.4). Se utilizan valores nominales para alimentación de 230 V, los que se detallan en la tabla 5.1.

Tabla 5.1
DATOS DE PLACA PMSM

Parámetro	Valor	Unidad
U_n	230	V_{rms}
N_n	1450	rpm
T_n	35.581	Nm
I_n	16.28	A_{rms}
P_n	5400	W

El convertidor utilizado para alimentar la PMSM corresponde a un variador de frecuencia modelo Parker 890SD (Standalone Drive) de 7.5 kW funcionando con un método de control denominado PMAC. Este método de control corresponde a una aplicación de alto rendimiento, donde el variador, es capaz de proporcionar una rápida respuesta dinámica para el control en lazo cerrado de velocidad o de torque para servo-motores [20]. Como ya se mencionó, se utilizará el modo control de torque para representar el efecto de las fuerzas involucradas durante el ciclo de conducción.

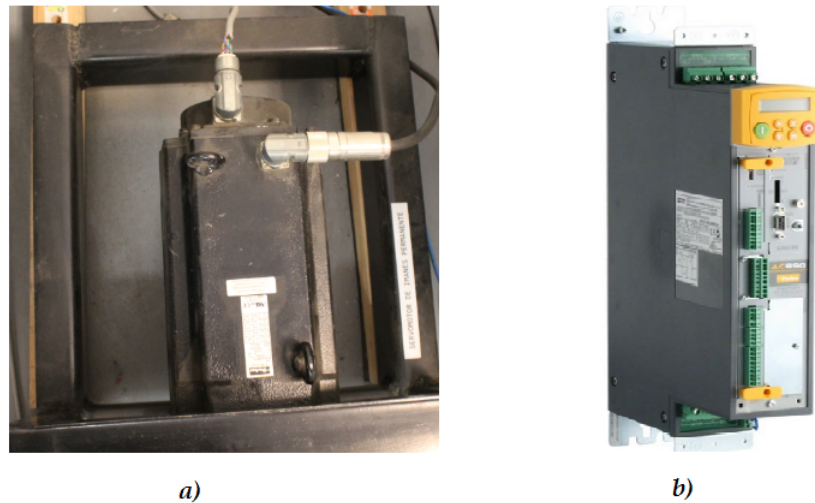


Figura 5.4. Sistema de carga controlada. a) PMSM b) Convertidor Parker 890SD.

La estimación de la posición del rotor de la máquina se realiza esta vez, vía Resolver. Mediante este método se inyecta por cada fase del estator una señal de baja amplitud y alta frecuencia (7 Vrms, 8 kHz simétricas) que no aportan a la producción de torque de la máquina. Estas señales interactúan con dos devanados en cuadratura insertos en la máquina. A partir de las tensiones inducidas en estos devanados, es posible estimar la posición del rotor en cada instante, comparando la componente de baja frecuencia producto de la anisotropía de la máquina, tal y como se muestra en la Fig. 5.5.

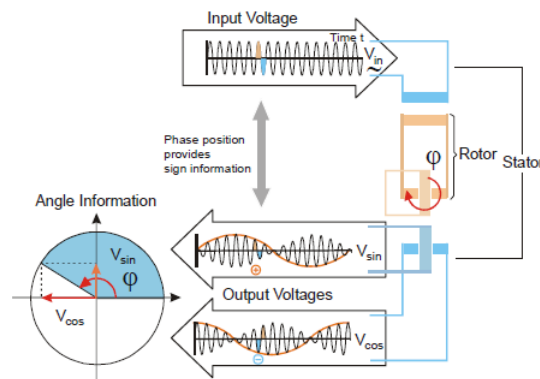


Figura 5.5. Esquema de Resolver utilizado para la estimación de posición de la PMSM [20].

5.1.5. Rectificador Activo

Para mejorar el desempeño del accionamiento de la PMSM y asegurar la operación en todo el rango de potencia, se decide modificar la etapa de rectificación. Para lograrlo, se alimenta el variador 890SD directamente desde los terminales del DC-link, a través del

convertidor trifásico AC/DC construido en el laboratorio.

El convertidor trifásico se muestra en la Fig. 5.6. Los semiconductores utilizados corresponden a módulos SKM145GB66 (C.3) de la empresa SEMIKRON, cuyas características principales se presentan en la tabla 5.2

Tabla 5.2
PARÁMETROS MÓDULO IGBT

Parámetro	Valor	Unidad	Especificación
I_{IGBT}	195	A	$25^{\circ}C$
V_{gate}	15	V	-
$V_{colec-emis}$	600	V	-
I_{Diodo}	150	A	$25^{\circ}C$

Cada bloque SKM contiene dos IGBTs conectados de forma interna, para formar una pierna. También se presentan los snubbers que se incorporan al circuito de potencia para reducir en los semiconductores las componentes de tensión de alta frecuencia durante la conmutación.

Los Drivers utilizados para asegurar la energización y apagado de los IGBT corresponden a módulos SKHI22 AR de la marca SEMIKRON (C.5). Estos fueron montados sobre la tarjeta adaptadora y a un costado de la carcasa del convertidor como se muestra en la Fig. 5.6 b). El tiempo muerto programado por hardware T_{μ} es de $3 \mu s$. El enlace de continua tiene dos condensadores en serie de $400 V/2200 \mu F$ cada uno. Con este arreglo se logra un capacitor equivalente de $800 V/1100 \mu F$.

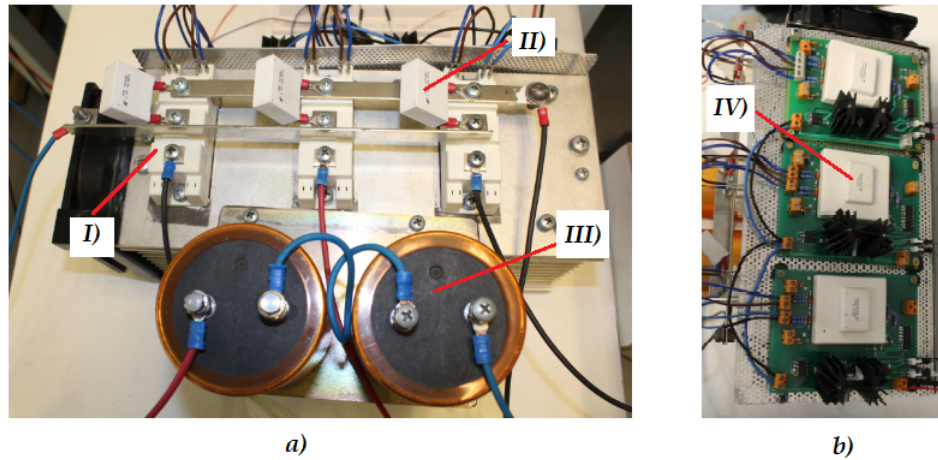


Figura 5.6. Convertidor trifásico. a) Vista superior. I) IGBT, II) Snubber, III) Condensador) b) Vista lateral. (IV) Driver.

En la parte AC se utilizan tres inductores monofásicos de $5 mH$ y $20 A$ según datos de placa. Las inductancias se presentan en la Fig. 5.7

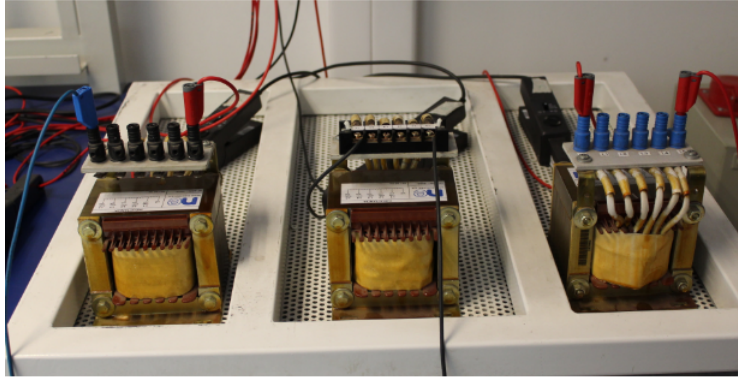


Figura 5.7. *Inductancias de línea*

5.2. Procedimientos

Antes de comenzar con la explicación de los procedimientos realizados en el laboratorio, es necesario tener en cuenta algunas consideraciones.

Se utilizará una alimentación trifásica de 400 V_{L-L} y se considerará una potencia máxima de operación del convertidor de 3 kW por temas de seguridad (Al rededor de un 60 % de la potencia nominal de la PMSM). Teniendo esto presente se deben cumplir dos condiciones básicas para la correcta operación del convertidor:

- Tensión DC mínima: La mínima tensión bajo la cual puede operar el convertidor corresponde a la operación como rectificador no controlado. Según el método de modulación utilizado, la tensión de referencia en el DC link no puede ser menor a:

$$V_{DCmin} = V_{L-L} \cdot \sqrt{2} = 565,7 [V] \quad (5.1)$$

En este trabajo se utiliza un valor de referencia de 720 V para el controlador del bus DC. Este valor es recomendado en el manual del variador 890SD [20] para operación en cuatro cuadrantes (4-Q AFE).

- Inductancia máxima: La máxima inductancia que limita la operación del convertidor, se obtiene a partir del diagrama fasorial estudiado en el capítulo 3

$$L_{max} = \frac{\sqrt{\frac{V_{dc}^2}{3} - \hat{V}_{fn}^2}}{\omega I_d} \quad (5.2)$$

Una alta inductancia reduce el contenido armónico de las corrientes de línea, sin embargo limita la operación del convertidor. En este trabajo se considera razonable tener como máximo una caída de tensión del 2 % al 5 % de la tensión de la red en la línea operando con una potencia de 3 kW y $fp = 1$.

Por otro lado, el DSP permite programar un amplio rango de frecuencias para la señal carrier utilizada en la modulación PWM. Una mayor frecuencia de conmutación permite

reducir el ripple en las corrientes de línea, pero representa un aumento en las pérdidas asociadas a la conmutación. Considerando que la dinámica del controlador de corriente (más rápido) es del orden de los ms se decide utilizar una frecuencia de conmutación de 10 kHz para el control del convertidor.

5.2.1. Señales de Disparo

En primer lugar, para corroborar el correcto envío de las señales de encendido y de apagado a los semiconductores, se miden los voltajes de los gates de un par de IGBTs que conforman una rama (complementarios). La medición se presenta en la Fig. 5.8

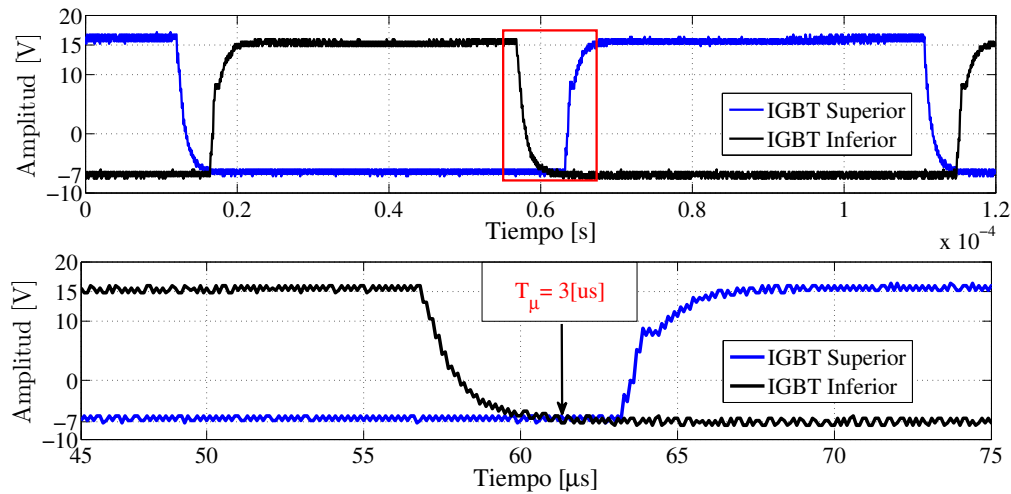


Figura 5.8. Señales a la salida del Driver para IGBTs de una rama

Para el encendido se tiene una tensión de 15.2 V y para el apagado de -7 V como se esperaba. Se observa, además, el tiempo de subida y de bajada de las señales, destacando el efecto del tiempo muerto. Una vez que la tensión en el gate de uno de los IGBT es cero, el otro espera un tiempo de alrededor de 3 μs para conducir. Durante este tiempo ambas IGBTs se encuentran en condición de bloqueo. El tiempo muerto introduce distorsiones en el valor real del índice de modulación, en particular para las zonas en que el ancho de los pulsos es muy pequeño. Si la duración del pulso es menor al tiempo muerto no se podrá realizar el encendido. Según las especificaciones entregadas por el fabricante, los Drivers suprimen y no transmiten los pulsos de conmutación menores a 0.5 μs . De todas formas se espera que los controladores implementados en este trabajo puedan compensar el efecto de distorsión introducido por este tiempo de seguridad.

5.2.2. Operación como inversor en lazo abierto

Para poder realizar una mejor descripción de la planta de corriente, como prueba preliminar, se estudiará la dinámica en lazo abierto del sistema actuando sobre el índice de modulación. Para esto, se utiliza el convertidor como inversor alimentando en el lado AC la inductancia trifásica (en estrella). Esta inductancia posteriormente será utilizada como

filtro de línea para la implementación del rectificador activo. El lado DC del convertidor se alimenta mediante una fuente de tensión DC. Para realizar este ensayo, se debe tener precaución con el valor de las corrientes, dado la baja impedancia de carga. Como ya se explicó esta impedancia debe ser pequeña para aprovechar de mejor manera la capacidad del convertidor. Considerando lo anterior, se trabajará con una tensión reducida de 40 [V] DC. Se utilizará un índice de modulación S_d de 0.4 y de 0.8 para estudiar las dinámicas de las corrientes en d y q respectivamente. El índice de modulación S_q se mantiene en cero. Además, se utiliza un marco de referencia síncrono arbitrario de frecuencia 50 Hz para realizar el cambio de coordenadas. En la Fig. 5.9 se presenta la dinámica de las corrientes en el marco de referencia giratorio.

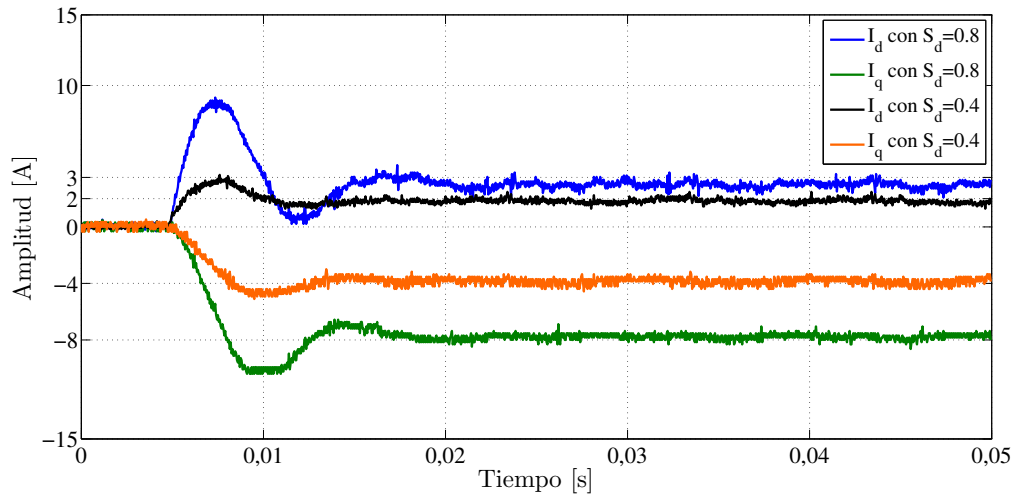


Figura 5.9. *Dinámica de corrientes i_d e i_q en lazo abierto. Ensayo con $S_d = 0,4$ y $S_d = 0,8$*

Del análisis en estado estacionario y aprovechando el isomorfismo entre la definición de fasor espacial y temporal es posible obtener la expresión de la impedancia de la carga para cada fase. Esto es

$$Z = \frac{V_{sdq}}{I_d + jI_q} = \frac{V_{sdq}}{I_{sdq}} \quad (5.3)$$

La amplitud de la componente fundamental de la tensión aplicada por el inversor se obtiene multiplicando el índice de modulación por la máxima tensión fase neutro disponible. Evidentemente esta tensión se obtiene para $S_d = 1$.

$$V_s = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} = 23,09 [V], \quad S_d = 1 \quad (5.4)$$

La tabla 5.3 resume los resultados obtenidos.

Tabla 5.3
ENSAYO LAZO ABIERTO

$S_d[-]$	$V_s[V]$	$I_d[A]$	$I_q[A]$	$I_{sdq}[A]$	$Z[\Omega]$	$R[\Omega]$	$L[mH]$
0.4	9.24	2	-4	$4.47\angle -63.43^\circ$	$2.06\angle 63.43^\circ$	0.92	5.88
0.8	18.48	3	-8	$8.54\angle -69.44^\circ$	$2.16\angle 69.44^\circ$	0.75	6.44

En la Fig. 5.10 se presenta la dinámica de las corrientes de cada fase para ambos ensayos respectivamente.

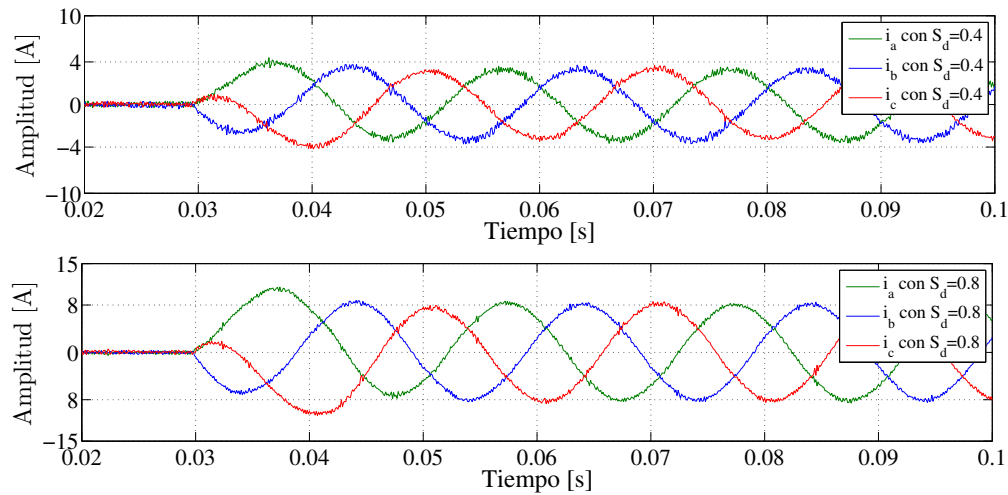


Figura 5.10. Dinámica de corrientes i_a , i_b e i_c en lazo abierto. Ensayo con $S_d = 0,4$ y $S_d = 0,8$

Se observa una leve diferencia para los parámetros de la impedancia con los dos niveles de tensión ensayados. En la Fig. 5.10 es posible observar una mejora en la forma de onda de las corrientes para el caso de mayor tensión. La naturaleza de la carga es más inductiva para corrientes mayores (Comportamiento no lineal). Queda claro que el transitorio de las corrientes cambian para niveles de tensión diferentes (Mayor *overshoot* y mayor tiempo de establecimiento para el caso de mayor tensión). La dinámica de la planta está relacionada con una función de transferencia de segundo orden debido al acoplamiento de canales, sin embargo es posible simplificar el comportamiento general por una constante de tiempo característica de la respuesta de un sistema de primer orden. Realizando un promedio de los valores de la tabla 5.3 se obtienen los parámetros de la planta equivalente. Estos valores se presentan en la tabla 5.4 y son los considerados para el control de corriente.

Tabla 5.4
OBTENCIÓN DE PARÁMETRO A PARTIR DE ENSAYO DE LAZO ABIERTO

$R_s[\Omega]$	$L_s[mH]$	$\tau[s]$
0.835	6.16	0.0075

Aprovechando el ensayo para $S_d = 0,8$ se mide la diferencia de tensión entre dos fases del convertidor. La tensión entre líneas se presenta en la Fig. 5.11. Gran parte de los errores

numéricos que se obtienen es por la caída de los semiconductores. Esto se puede apreciar en el oscilograma donde el voltaje es entre 0 y 40 V. En realidad se alcanza como mínimo un valor negativo, que depende del sentido de la corriente en cada instante. A menor voltaje de alimentación, ese efecto es más notorio, porque la caída de los semiconductores es más apreciable.

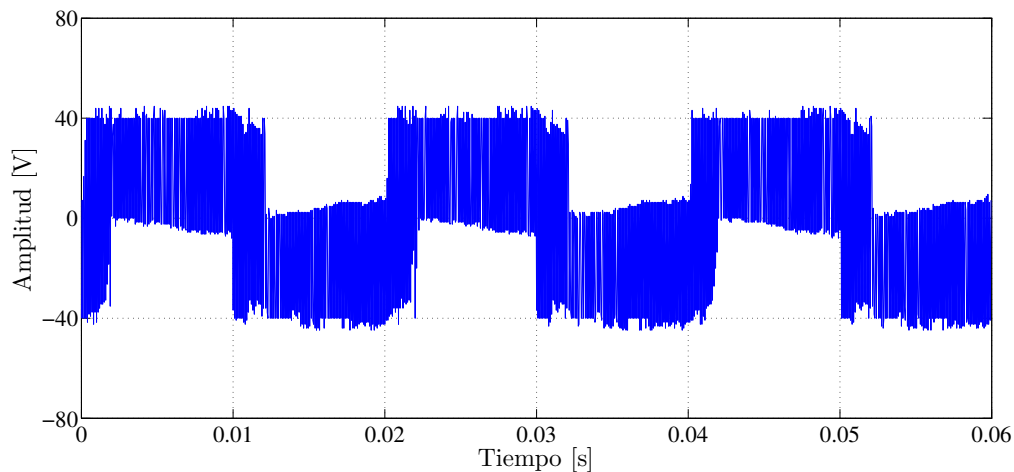


Figura 5.11. Tensión entre líneas V_{ab} del convertidor operando con carga.

La señal presenta una periodo de 0.02 s. En el laboratorio se observó una leve deformación de esta señal comparando el caso en vacío y con carga (Efecto de conducción bajo carga). Continuando con el estudio se muestra en la Fig. 5.12 el espectro de Fourier de la tensión entre líneas para identificar las componentes armónicas que la componen.

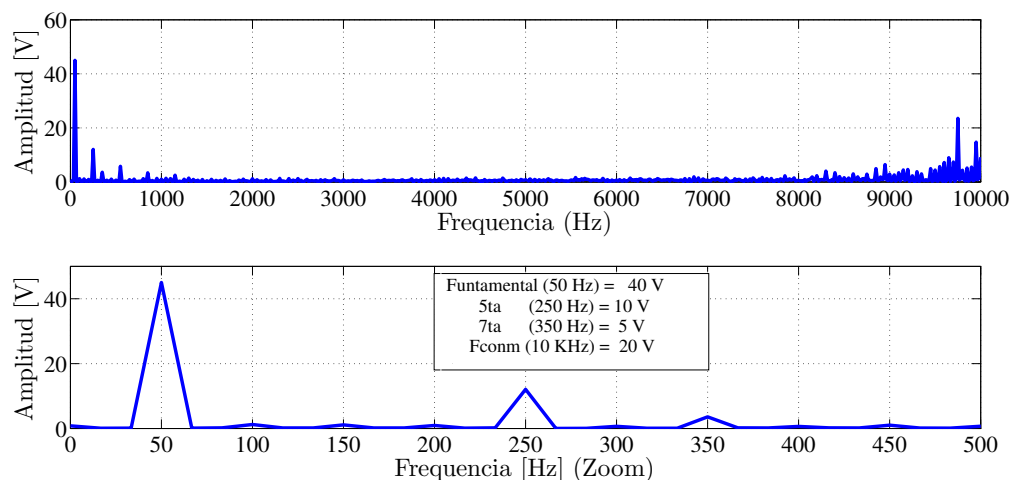


Figura 5.12. Espectro de Fourier del Voltaje entre líneas V_{ab} del convertidor.

Se evidencia claramente el predominio de la componente fundamental de 50 Hz. Observe que la tercera armónica no aparece en el espectro al tratarse de la tensión entre líneas.

Es posible identificar la presencia de 5^{ta} y 7^{ta} armónica. Estas componentes se explican por los efectos de conducción y tiempo muerto.

Se identifica, además, la presencia de componentes de alta frecuencia en torno a la frecuencia de conmutación (10 KHz).

5.2.3. Accionamiento con capacidad de regeneración

Para comprobar la correcta operación del accionamiento en su conjunto, se validan los controladores implementados tanto para el sistema eléctrico (rectificador controlado) como para el sistema mecánico (*carga – impulsor*).

Como ya se explicó, el rectificador controlado se conecta en paralelo a los terminales del DC-link del variador 890SD. De esta manera, la capacitancia equivalente aumenta. Esto resulta conveniente para reducir el rizado de la tensión en el enlace DC. De hecho, es usual unir los DC-link de accionamientos sin capacidad de regeneración, en sistemas con múltiples máquinas, para permitir la transferencia de potencia entre ellas (No hacia la alimentación). Las máquinas que operan bajo régimen motor utilizan la energía regenerada por las máquinas que actúan como carga. Esto reduce el consumo de energía en procesos que se repiten varias veces durante el día como por ejemplo sistemas de laminación y tracción de trenes subterráneos. En este trabajo, a diferencia del caso recién explicado, se enfatiza la capacidad del accionamiento en transferir potencia *hacia* la red. Como resumen general, en la tabla 5.5 se presenta los valores característicos que componen el sistema, además de las constantes KP y KI de cada controlador PI. Todo el diseño de controladores fue realizado en tiempo continuo mediante la interfaz en tiempo real (*Real-Time-Interface*) de Simulink. La modificación de los parámetros on-line puede realizarse vía software mediante la plataforma Dspace Control-Desk.

Tabla 5.5
PARÁMETROS SISTEMA

Parámetro	Valor	Unidad
f_{conm}	10	kHz
V_{red}	400	$V_{LL_{rms}}$
f_{red}	50	Hz
L_{linea}	6.16	mH
R_{linea}	0.835	Ω
$C_{DC-link}$	2200	μF
KP_{PLL}	180	$\frac{rad}{s}$
KI_{PLL}	3200	$\frac{rad}{s^2}$
$KP_{corriente}$	0.1	$\frac{[-]}{A}$
$KI_{corriente}$	121	$\frac{[-]}{A \cdot s}$
$KP_{voltajeDC}$	-0.24	$\frac{[-]}{V}$
$KI_{voltajeDC}$	-13	$\frac{[-]}{V \cdot s}$

5.2.3.a. Transitorio de carga DC-link

Para la puesta en marcha del sistema, se carga el DC link mediante la red trifásica utilizando el rectificador de diodos en anti-paralelo. Es decir con todos los IGBTs del puente bloqueados. El voltaje en los condensadores es cero inicialmente. Como se impone un escalón de tensión a los condensadores del DC-link, la corriente de carga es muy elevada. Por otro lado, como la componente resistiva en la línea es baja, se tiene una constante de tiempo muy rápida. Es decir la corriente de carga presenta un valor muy elevado en un tiempo muy corto. En primera instancia, el proceso de carga del DC link accionó el sistema de protecciones interno del tablero, por lo que se decidió utilizar una resistencia de carga para el proceso. Una vez alcanzado un nivel de tensión adecuado la resistencia es retirada del sistema cortocircuitando sus terminales de manera manual mediante un interruptor. Para el dimensionamiento de la resistencia se limita la corriente a un valor adecuado considerando el peor caso, es decir cuando toda la tensión de la red cae en la impedancia de línea. Esto es

$$I_{max} = \frac{\hat{V}_{fn}}{R_{ad} + R_{linea}} = \frac{320[V]}{R_{ad} + R_{linea}[\Omega]} \quad (5.5)$$

Limitando la corriente a un valor de 20 [A] se obtiene una resistencia adicional de 16.33 Ω . En el laboratorio se utilizaron tres resistencias de 20 Ω , 2 kW para realizar el arreglo. En la Fig. 5.13 se presentan las corrientes de cada fase para el proceso de carga. Se observa una corriente instantánea máxima de alrededor de 18 A la cual no es suficiente para hacer operar la protección. La forma de la corriente presenta el típico comportamiento del rectificador de diodos. A los 2.3 s aproximadamente se cortocircuita la resistencia.

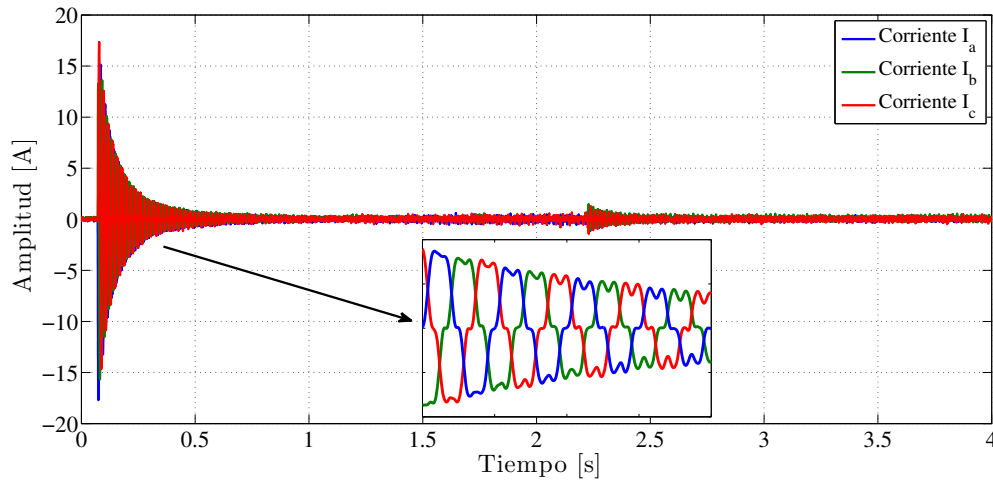


Figura 5.13. Corrientes de línea durante proceso de carga del DC link.

El voltaje del DC-Link se presenta en la Fig. 5.14. El proceso de carga ahora es más lento debido al aumento de la constante RC del sistema, sin embargo la energía almacenada en los condensadores es siempre la misma. Teóricamente, la energía almacenada en los condensadores es exactamente igual a la energía disipada, independiente de la resistencia de carga utilizada. El voltaje en la barra DC, finalmente, corresponde a 560 V. Lo anterior corrobora la consideración expuesta en la ecuación 5.1.

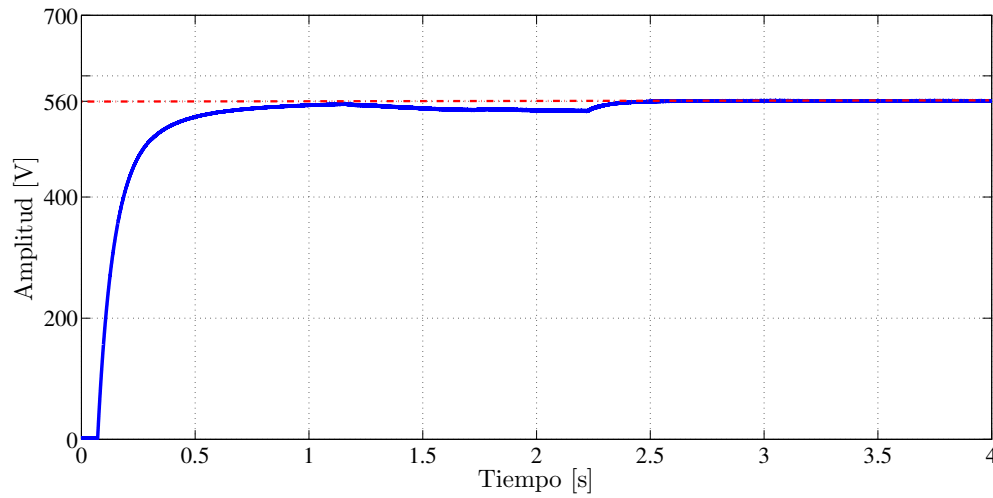


Figura 5.14. *Voltaje DC durante transitorio de carga.*

5.2.3.b. Validación PLL

Uno de los aspectos más importantes para la realización del control, radica en la estimación correcta del ángulo de la red en cada instante. Para la validación del PLL se implementa el controlador PI, utilizando como constantes los valores presentados en la tabla 5.5. La condición inicial del integrador se deja en cero. Se aplica un escalón de tensión accionando el interruptor trifásico de la alimentación. En la Fig. 5.15 se presenta la dinámica de la velocidad angular estimada por el PLL. Una vez se aplica tensión, la frecuencia angular alcanza un *overshoot* de aproximadamente un 8 %. El tiempo de establecimiento de la referencia corresponde a 0.095 s (Al rededor de 5 ciclos de red). Un controlador más rápido implica un mayor ancho de banda para el lazo cerrado, amplificando el efecto del ruido en la medición. Por el contrario, un ancho de banda menor genera una respuesta más lenta, pero filtrando más ruido de la medición en estado estacionario. El controlador finalmente implementado fue el que presentó un mejor equilibrio entre la respuesta transitoria y respuesta estacionaria respectivamente. Se obtiene para la frecuencia angular variaciones menores al 2 % en estado estacionario. Se observa que la señal de velocidad presenta una periodicidad de 0.01 s, es decir una señal del doble de la frecuencia de la red. Lo anterior, se explica por la presencia de componente de secuencia negativa en el voltaje de alimentación. Esto debido al pequeño desbalance en las tensiones de la red utilizada. Estas componentes se “ven” con el doble de la frecuencia en un marco alineado con la componente fundamental. Es decir el controlador PLL debe compensar dicha perturbación oscilatoria para mantenerse alineado con la componente de secuencia positiva. De aquí, la presencia de componentes oscilatorias del doble de la frecuencia en la actuación. Es muy probable que también exista 6ta armónica en esta señal, la cual es por contaminación de 5ta y 7ta armónica en las fases. El efecto de estas componentes es menor que el efecto introducido por el desbalance.

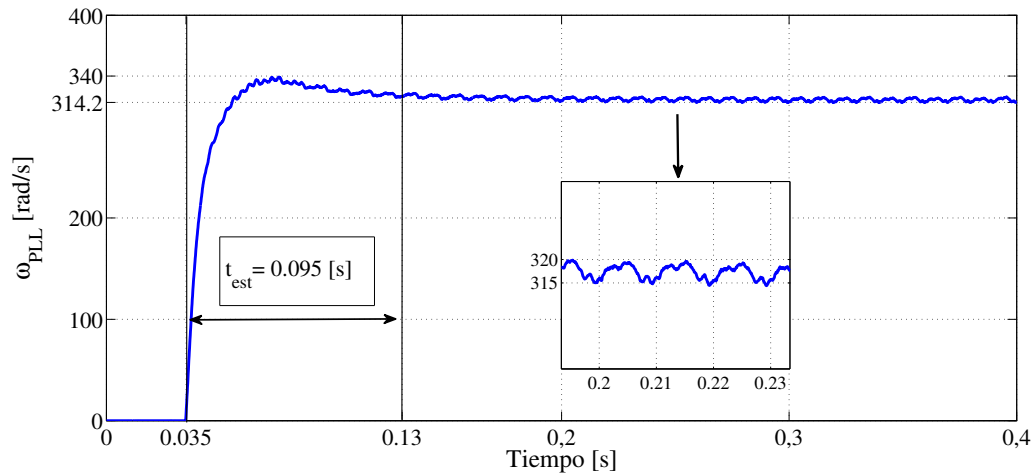


Figura 5.15. Velocidad angular estimada por PLL frente a escalón de tensión trifásica.

En la Fig. 5.16 se presenta el comportamiento de los voltajes E_d y E_q en el marco de referencia giratorio estimado por el PLL. Estos valores han sido normalizados dividiendo la medición de las tensiones por la máxima tensión fase neutro. Con esto, el valor de la constante proporcional e integral del controlador no dependan de la amplitud de la red. El valor para E_d y E_q en estado estacionario corresponde a 1 y 0, como se esperaba. Esto permite representar la máxima amplitud del fasor espacial de red, únicamente mediante la componente en eje directo.

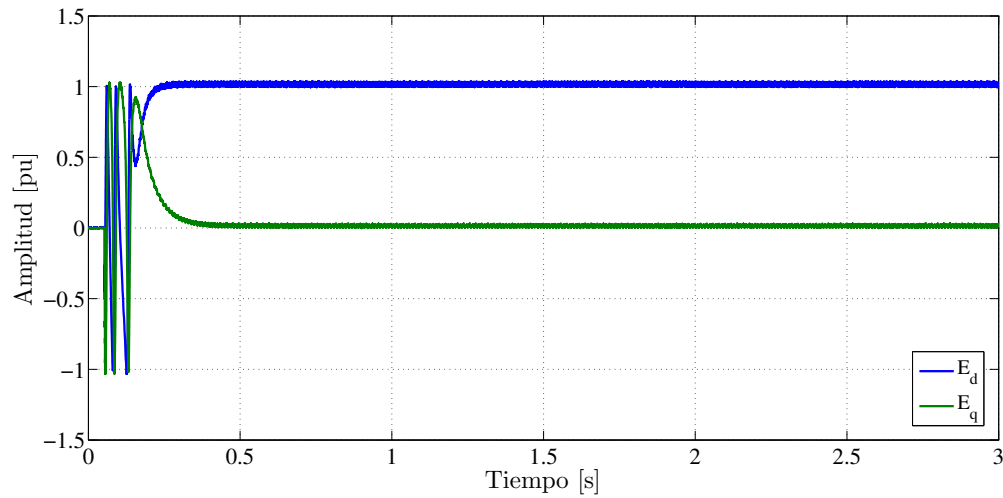


Figura 5.16. Proyecciones de la tensión de la red en marco de referencia dq obtenido mediante PLL .

En la Fig. 5.17 se presenta la tensión V_a alineada con la posición angular del PLL. Para la transformación de coordenadas se consideró la fase **a** como la referencia del sistema primitivo (estacionario). En definitiva el PLL puede ser interpretado como un observador que “sigue” en todo momento el valor máximo de la onda sinusoidal (Velocidad relativa nula entre el observador y el fasor giratorio).

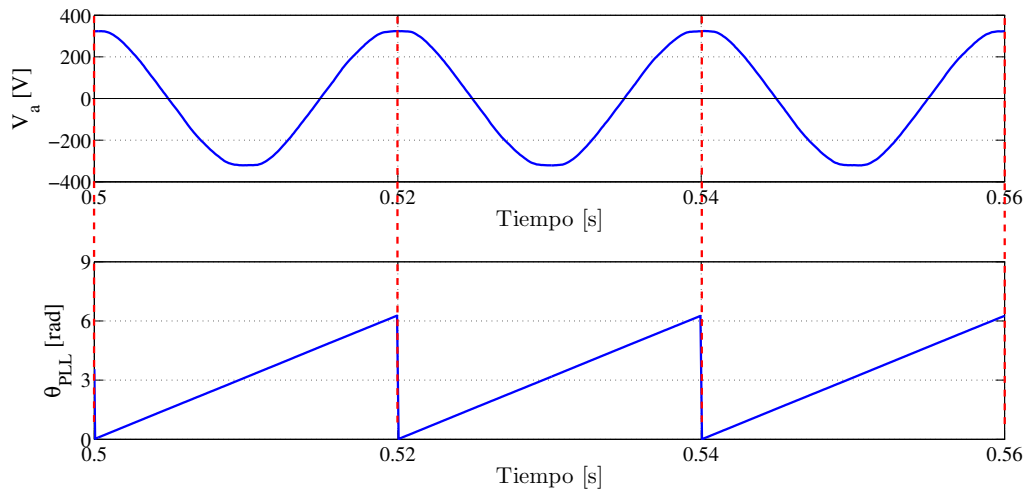


Figura 5.17. Comparación entre Voltaje V_a y ángulo calculado por PLL.

5.2.3.c. Cambio de referencia de tensión DC

Se presenta a continuación la operación del rectificador controlado en vacío. En primer lugar se carga el DC-link, tal y como se realizó anteriormente, alcanzando un valor de 560 V. Una vez que el PLL ha estimado la posición angular de la red se realiza la sincronización utilizando los controladores de corriente y tensión presentados en la tabla 5.5. Para esto es necesario que la componente fundamental de la tensión del convertidor sea igual a la tensión de la red y así asegurar que no exista flujo de corriente. Para limitar el transitorio de la corriente durante este proceso, se inician todos los integradores de los controladores al valor que alcanzan en estado estacionario según simulaciones realizadas previamente. Solamente para la operación en vacío se limitará la actuación del controlador de tensión a un valor menor para que la tasa de cambio del voltaje de los condensadores no sea grande (800 V/s). En particular, se limita la corriente de referencia en eje directo a un valor máximo de ± 3 A (Como seguridad por condición de vacío). El valor de saturación para los índice de trabajo en cada eje se obtiene asegurando que el módulo del fasor $\mathbf{S}_{dq}$ sea menor o igual a la unidad para no operar en zona de sobre-modulación.

Una vez hecho esto, se realiza la siguiente prueba. Tomando como punto de inicio el valor de tensión de 560 V se realiza un cambio en la referencia a 720 V (Recomendado por manual 890SD [20]). Luego se cambia la referencia al valor inicial de 560 V. En la Fig. 5.18 se presenta el valor de la tensión DC durante este ensayo. De manera similar en la Fig. 5.19 se presentan las señales de corriente en eje directo. Realizar un cambio considerable en la referencia servirá para evaluar el desempeño de los controladores.

La dinámica es la siguiente. Una vez que se realiza el cambio de referencia, el controlador de tensión externo y más lento recibe una señal de error de 160V. Este gran error hace que la actuación (corriente de referencia en el eje d) se sature en un valor de -3 A (Según la referencia utilizada se consideran como negativas las corrientes entrando al convertidor). En este momento el controlador de corriente recibe como referencia un cambio de tipo escalón (de 0 A a -3[A]) por lo tanto, el transitorio de la corriente medida queda determi-

nado únicamente por la dinámica del lazo interno. Observe en la Fig. 5.19 que el tiempo de establecimiento de la corriente es de alrededor de 6 ms, presentando un *undershoot* de un 6 % aproximadamente. Se observa la presencia de una dinámica lenta en el sistema controlado durante este proceso. Siguiendo con el análisis, una vez alcanzada la referencia de corriente, los condensadores en el DC-link se cargan de manera lineal. Bajo estas circunstancias el convertidor se comporta como una fuente de corriente DC controlada. El tiempo de carga es de 0.2 s aproximadamente. Procesos de carga y descarga más rápidos se obtienen aumentando el límite de corriente de referencia del controlador de tensión.

En la última etapa de carga, para alcanzar la referencia, el controlador externo de tensión ajusta la corriente de referencia necesaria para poder lograr la consigna. Este cambio de referencia, a diferencia de la primera etapa, queda determinado por la dinámica del lazo externo. Observe en la Fig. 5.19 que el tiempo de establecimiento de la corriente es de alrededor de 0.08 s. Esta misma dinámica se ve reflejada en la tensión DC que presenta un pequeño sobrepaso antes de alcanzar la referencia.

Con este ensayo es posible comprobar la diferencia entre la rapidez del controlador interno y el externo considerada previamente en el diseño. En efecto, a partir de los resultados:

$$T_k = \frac{\Delta_{LazoTension}}{\Delta_{LazoCorriente}} = \frac{0,08[s]}{0,006[s]} = 13,33[-] \quad (5.6)$$

El factor T_k deja en manifiesto que el lazo interno de corriente, es aproximadamente 10 veces más rápido que el lazo externo de tensión. Los resultados obtenidos están en concordancia con el diseño realizado en el Capítulo 3.

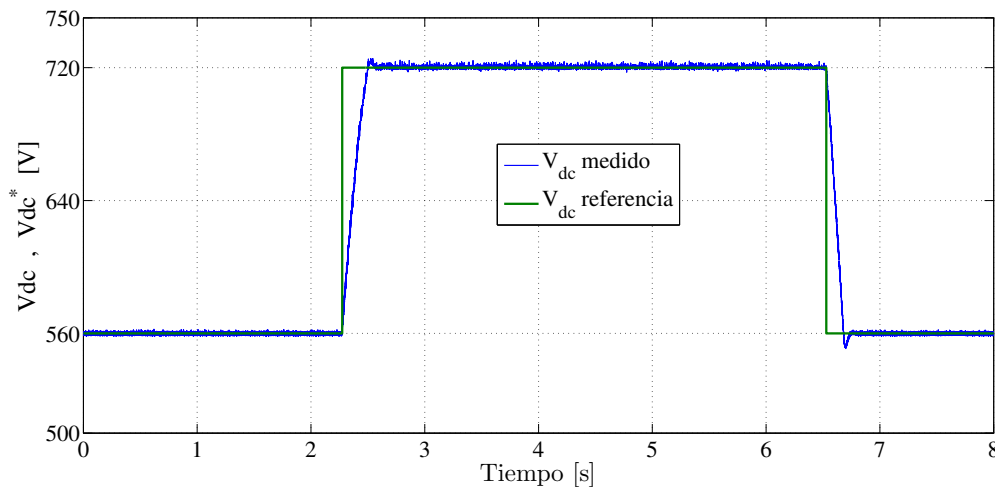


Figura 5.18. Voltaje en el bus DC para prueba de cambio de referencia.

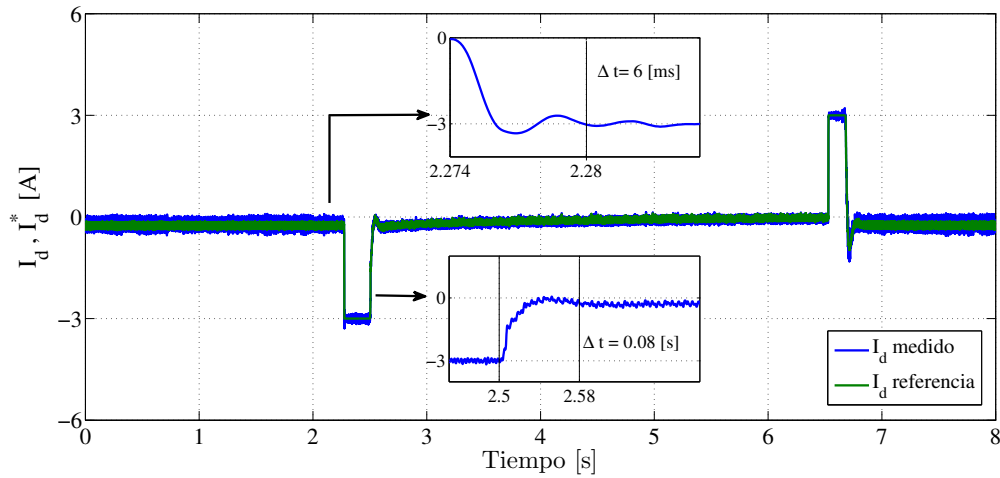


Figura 5.19. Corrientes en eje directo i_d e i_d^* para prueba de cambio de referencia.

La dinámica del proceso de descarga es análoga. La energía almacenada durante el proceso de carga por el condensador es suministrada por la red trifásica. Por el contrario, durante el proceso de descarga, el flujo de energía es desde el DC-link hacia la red. Este hecho ejemplifica la característica bi-direccional del convertidor implementado. Como la tensión de la barra DC depende exclusivamente de la potencia real, se mantiene la corriente de referencia de cuadratura en cero. Esto para asegura operación con factor de potencia unitario. En la Fig. 5.20 se presenta el comportamiento de la corriente i_q .

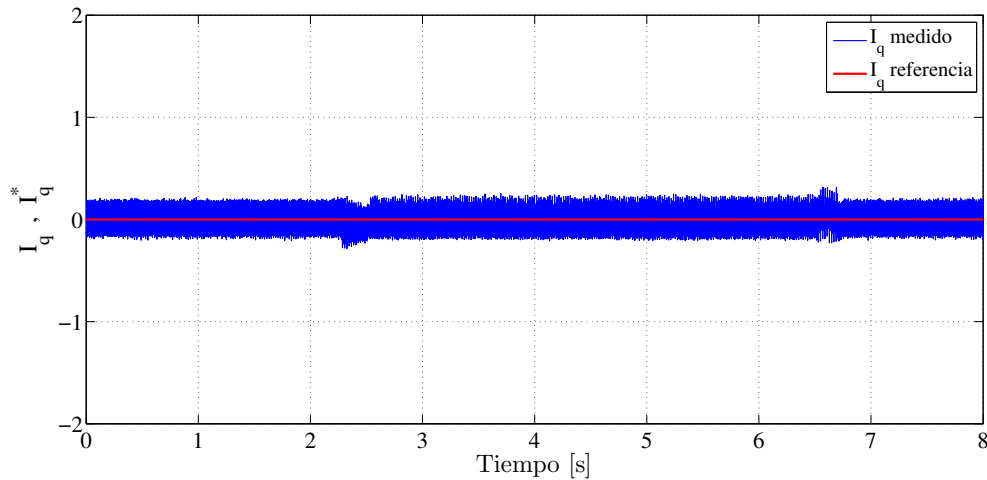


Figura 5.20. Corrientes en eje de cuadratura i_q e i_q^* para prueba de cambio de referencia.

Durante todo el proceso, la corriente mediada en i_q se mantiene en torno a cero. Los cambios de corriente en el eje directo corresponden a perturbaciones en este lazo. Como se observa, estas perturbaciones son compensadas rápidamente por el controlador. Con esto, se suprime la perturbación en el eje directo producto de la corriente i_q .

En la Fig. 5.21 se presenta la dinámica de los índices de modulación para cada eje. Estas señales corresponden a la actuación del lazo interno de corriente. Observe que para mantener la tensión del DC link en 560 V, el módulo del fasor $\mathbf{S}_{dq}$ se encuentra en su valor límite, es decir en torno a la unidad. Esta operación no es óptima. Una vez que se realiza el cambio de referencia se evidencia una discontinuidad en los índice de modulación. El efecto se observa de mejor manera en S_d . Para permitir el intercambio de potencia activa el controlador desfasa instantáneamente la tensión del convertidor (Ecuaciones *Potencia-ángulo* definidas en 3.2). A partir de este momento, la tensión del DC link aumenta de manera lineal. Luego de la discontinuidad, el índice *disminuye* también de manera lineal, para asegurar que la corriente se mantenga constante durante el proceso.

Una vez alcanzada la referencia de tensión se obtiene un índice de modulación S_d de 0,7 aproximadamente. Este valor, a diferencia del anterior, representa un punto adecuado de operación. Este punto de trabajo será el utilizado cuando se realicen ensayos bajo carga. Por otro lado, el índice de modulación S_q sufre pequeñas variaciones en torno a cero para poder compensar el efecto de la corriente directa en el eje de cuadratura.

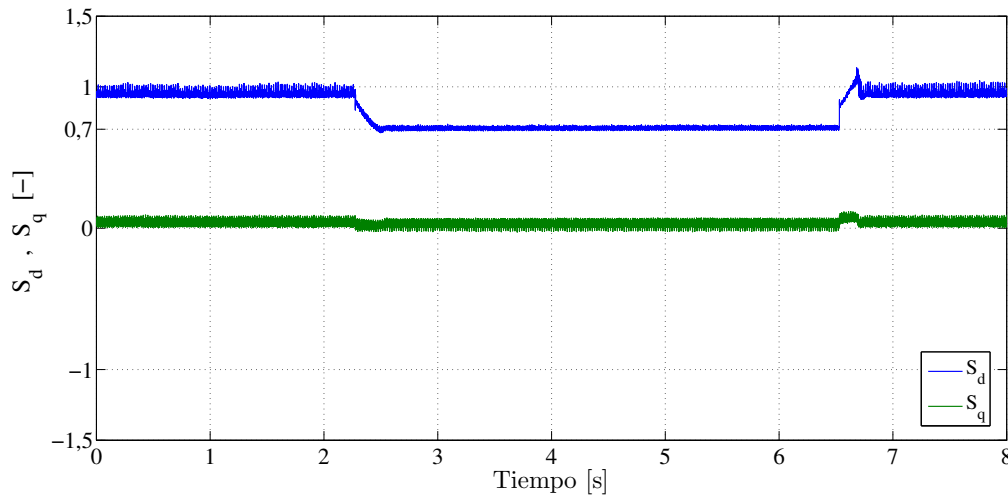


Figura 5.21. Índice de modulación en eje directo y de cuadratura S_d e S_q para prueba de cambio de referencia.

En la Fig. 5.22 se presentan las señales que son utilizadas como referencia en la modulación PWM. La envolvente de las señales describe la dinámica de índice de modulación mostrada anteriormente. Se aprecia claramente la presencia de la tercera armónica introducida para poder aumentar el rango de modulación lineal del convertidor.

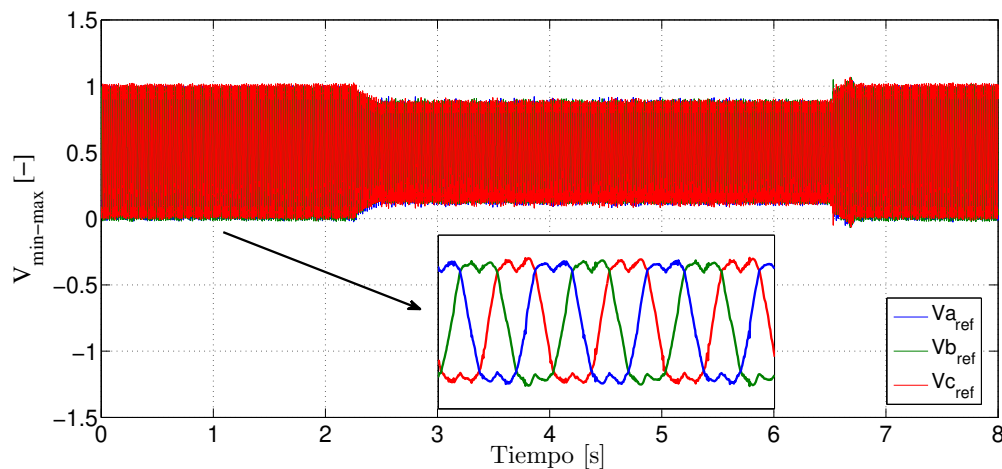


Figura 5.22. Señales de referencia para la modulación utilizando inyección de tercera armónica (*min – max*).

5.2.3.d. Operación bajo carga variable

Una vez comprobada la correcta operación del rectificador controlado, se procede a realizar ensayos bajo carga variable. Para esto es necesaria la puesta en marcha del sistema *impulsor – carga*. Como la etapa rectificadora del accionamiento del motor de inducción está compuesta por un rectificador de diodos, se decide conectar una resistencia de frenado para disipar la energía que fluye hacia el DC-link durante procesos de regeneración. Considerando esto, se utilizó una resistencia de $80 \, \Omega$ y $2 \, \text{kW}$. A diferencia de la PMSM, la máquina de inducción admitirá procesos de regeneración, sólo de manera transitoria.

Para el ensayo de carga se realiza la siguiente prueba. En primer lugar, se fija la velocidad de referencia de la MAS en un 80 % de la velocidad nominal, esto es 1200 rpm. Luego, con el conjunto operando en vacío se lleva la tensión del DC-link del convertidor de la PMSM a un valor de 720 V. Una vez realizado esto se cambia la saturación de las corrientes a $\pm 10 \, \text{A}$. Luego, con la MAS operando en vacío se aplica repentinamente un torque de carga, modificando el valor de la referencia de torque de la PMSM de cero a un 60 % del torque nominal de la máquina. Luego se regresa a la condición de vacío dejando el torque de referencia de la PMSM en cero. Posteriormente se modifica la referencia de torque de la PMSM de cero a un -40% del torque nominal de la máquina. Es decir, esta vez, el torque aplicado por la PMSM será a favor del movimiento. Finalmente se regresa a la condición de vacío.

En la Fig. 5.23 se presenta la corriente en eje directo durante el ensayo. Según la referencia utilizada, corrientes positivas implican un flujo de potencia desde el convertidor hacia la red. En la primera parte, el controlador de tensión requiere una corriente positiva para poder evacuar la energía regenerada hacia la red. El transitorio de la corriente demora $0,1 \, \text{s}$ aproximadamente. Básicamente la corriente en eje directo debe “seguir” el comportamiento del torque requerido por la máquina (Control de corriente). De esta manera se busca que la potencia a la entrada y salida del convertidor sea la misma para que no se acumule energía en el enlace DC. En esta etapa es importante mencionar que el con-

trolador de voltaje DC de la etapa rectificadora es totalmente independiente del control de torque de la etapa inversora del convertidor. Sin embargo, este último es más rápido que el primero. El elemento que acopla las dinámicas de ambos controladores corresponde al condensador del DC-link. Este condensador entrega o almacena de manera transitoria la energía necesaria para compensar la diferencia en la dinámica de ambos controladores. Este comportamiento será explicado a continuación.

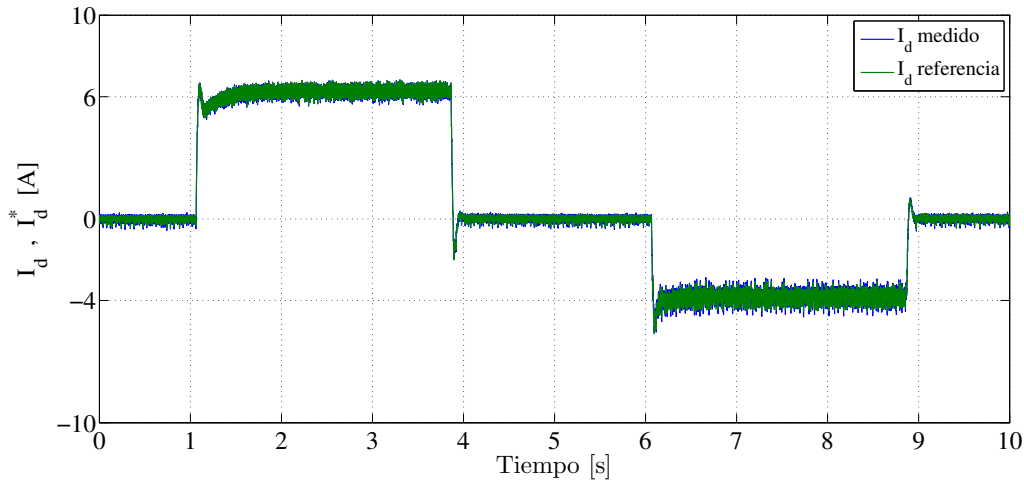


Figura 5.23. Corrientes en eje directo i_d e i_d^* para prueba de bajo carga variable.

En la Fig. 5.24 se presenta la tensión en el DC-link de cada convertidor. De manera general se observa que la tensión del rectificador activo se mantiene controlada y en el valor de referencia previamente establecido de 720 V. En la primera parte la PMSM aplica un torque de carga que actúa en contra del movimiento del motor impulsor. Bajo estas condiciones la PMSM actúa bajo régimen de freno regenerativo. Inmediatamente después de aplicado el torque, la energía fluye hacia el DC-link del convertidor de la PMSM. Esta energía tiende a acumularse en el condensador produciendo un aumento transitorio en la tensión DC. Rápidamente el controlador de tensión recibe la señal de error y actúa sobre la corriente en eje directo reduciendo el valor de la variable controlada. Idealmente si se mantiene el valor de la tensión constante, la energía regenerada no puede ser almacenada en el condensador. En consecuencia, el rectificador evacua dicha energía hacia la red AC. En la Fig. 5.24 se observa que una vez realizado el impacto de carga la tensión aumenta hasta 735[V] aproximadamente. Esto representa una variación de sólo un 2 % del valor de referencia. Por otro lado, el tiempo que tarda el controlador en rechazar la perturbación es de alrededor de 0.1 s, que como ya se mencionó, corresponde al tiempo característico de la dinámica del lazo externo de tensión. La energía acumulada de manera transitoria en el condensador es evacuada por el rectificador activo hacia la red siguiendo la misma dinámica.

Cuando el torque de la PMSM es a favor del movimiento se invierte el flujo de potencia. Es decir, bajo estas condiciones la PMSM actúa como motor demandado energía desde la red. En primera instancia el condensador entrega parte de su energía almacenada para cumplir con el requerimiento de torque. Esto produce una reducción transitoria de la

tensión. Nuevamente el controlador actúa sobre la corriente para que dicha energía sea entregada exclusivamente por la red. Con esta filosofía de control es posible direccionar el flujo de energía entre la red y el motor evitando que se acumule en el condensador del DC-link.

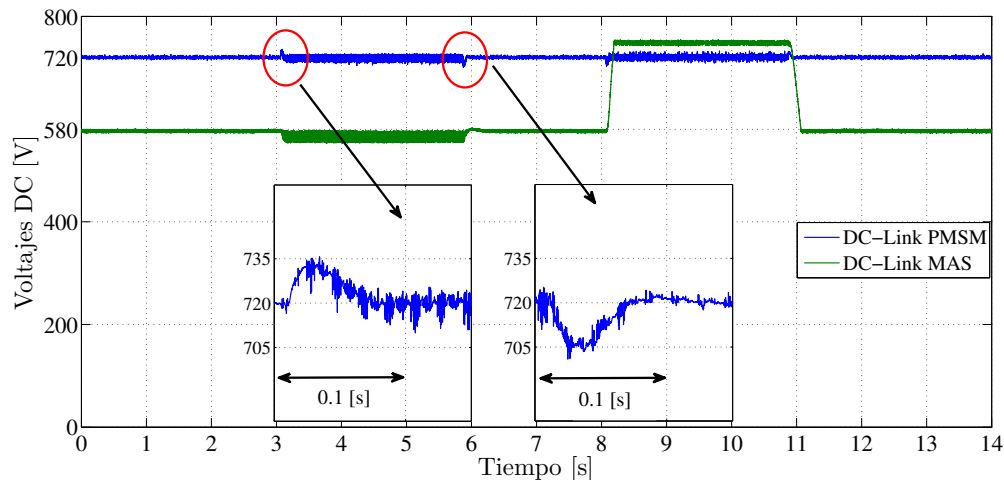


Figura 5.24. Tensión DC-link del accionamiento de ambas máquinas.

Observe que el comportamiento de la tensión DC del convertidor que alimenta a la MI es diferente (Rectificador no controlado). Cuando la máquina actúa como motor se observa una disminución permanente de la tensión del DC-link. Por otro lado, cuando la máquina actúa bajo régimen de freno, la energía regenerada se acumula en el condensador. La tensión crece abruptamente hasta 750 V, momento en el que se activa el circuito de control interno que alimenta la resistencia de frenado. Básicamente el sistema de control actúa sobre un semiconductor en serie a la resistencia. Mediante la conmutación del semiconductor se permite un flujo controlado de potencia hacia la resistencia para disipar la energía adicional y evitar que la tensión DC continúe aumentando. Sin la resistencia de frenado se alcanzarían valores peligrosos en la tensión DC. Es usual para este tipo de sistema utilizar un esquema simple de control por histéresis. Una vez se retoma la condición de vacío, el condensador entrega la energía acumulada hacia la etapa inversora para continuar con la consigna de velocidad establecida. Finalmente el voltaje del DC-link alcanza el valor inicial de 580 V.

En la Fig. 5.25 se presentan los índices de modulación para cada eje. Para operación como generador el índice de modulación aumenta alcanzando un valor de 0,8 aproximadamente. Bajo estas circunstancias la tensión de eje directo del convertidor debe ser mayor a la de la red para permitir el flujo de potencia. Por otro lado, bajo régimen motor el convertidor debe reducir el voltaje para permitir el flujo de potencia en sentido contrario. Para el índice S_q esta vez, a diferencia del ensayo en vacío, es posible observar una mayor variación. Este comportamiento se explica por el aumento de la perturbación debida a la presencia de corriente en eje directo.

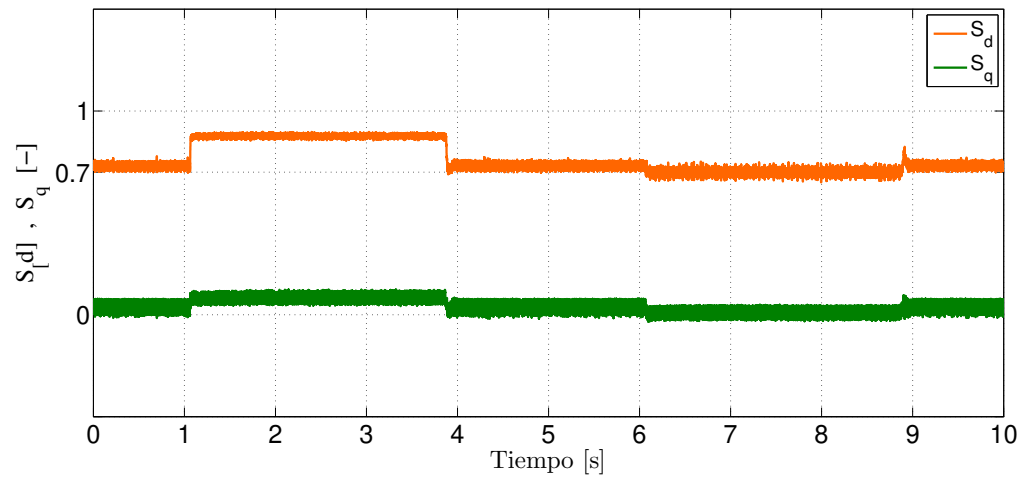


Figura 5.25. Índice de modulación en eje directo y de cuadratura S_d e S_q para prueba de impacto de carga.

En la Fig. 5.26 se presentan las mediciones de la tensión de red V_{an} y la corriente de línea de la misma fase i_a para los dos modos de operación del convertidor durante la prueba. Esto es, operación como inversor y como rectificador con factor de potencia unitario respectivamente. En el primer caso, la corriente se encuentra en fase con la tensión de la red y alcanza un valor instantáneo máximo de alrededor de 6 A (Corriente entrando hacia la red). Para el segundo caso la corriente se encuentra en contra-fase con la tensión de la red y alcanza un valor instantáneo máximo de alrededor de 4 A (Corriente saliendo de la red). Uno de los principales inconvenientes durante la implementación, fue la presencia de alto contenido armónico en las corrientes de línea para potencias bajas. Lo anterior puede explicarse por múltiples factores. En particular fue posible evidenciar un mal desempeño en la precisión de las puntas de corriente para medir valores de baja amplitud. Para corrientes pequeñas el ruido era comparable al valor de la propia medición. Para potencias mayores, la calidad de la medición aumentaba de manera considerable. Anteriormente se comprobó el comportamiento no lineal de la impedancia de línea. Esta presentaba un comportamiento más inductivo a medida que la corriente era mayor debido al efecto de conducción de los semiconductores. Por lo tanto para corrientes pequeñas el desempeño del filtro es menor (Menor ancho de banda). Además, es importante considerar que según datos de placa la corriente nominal de la inductancia correspondía a 20 A. También, la corriente nominal de conducción de los semiconductores era muy superior a los valores con los que se trabajó en el laboratorio. En definitiva se trabajó con valores muy por debajo de la condición óptima entregada por el fabricante. De manera general se evidenció una mejora en la forma de onda de la corriente a medida que la amplitud era mayor. Con esto es posible afirmar que el problema es atribuible a factores de dimensionamiento y no al diseño de los controladores implementados. Todo lo explicado anteriormente queda en manifiesto en la Fig. 5.26, donde se aprecia una mejora considerable en la forma de onda de la corriente para el caso de mayor amplitud.

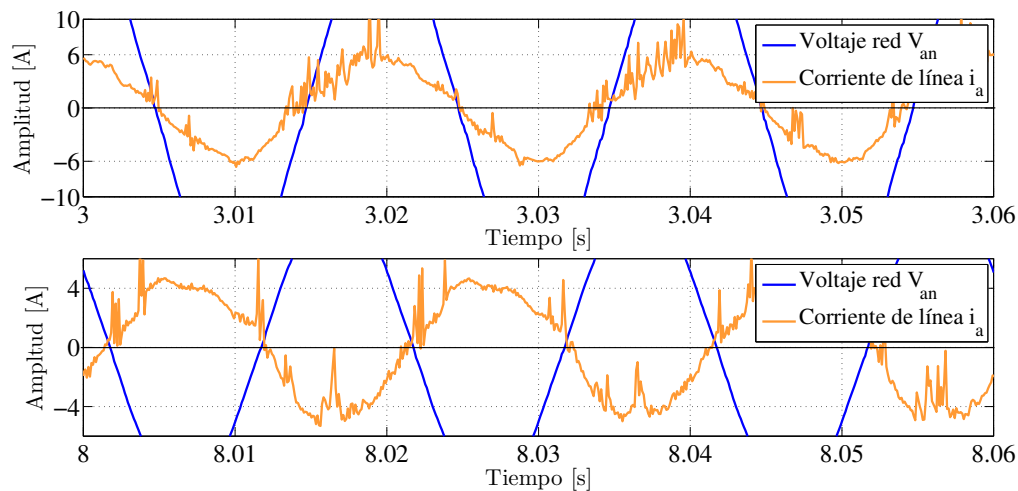


Figura 5.26. Voltaje fase neutro V_{an} y corriente de línea de la misma fase i_a para operación como inversor y rectificador respectivamente.

Si siguiendo con este análisis, se presenta en la Fig. 5.27 el espectro armónico de la corriente de línea para el caso de mayor amplitud obtenida en el laboratorio. La medición fue realizada mediante el osciloscopio para obtener un tiempo de muestreo más pequeño y así alcanzar un mayor rango en el análisis del espectro. Las mediciones anteriores fueron realizadas mediante el DSP el cual presenta un tiempo de muestreo mayor. En la Fig. 5.27 se observa claramente el predominio de la componente fundamental de 50 Hz, además de las componentes de alta frecuencia en torno a la frecuencia de conmutación de 10 KHz. El espectro obtenido se considera adecuado en el sentido que no existen componentes en todo el rango de frecuencia entre la componente fundamental y la componente de alta frecuencia. Las componentes de orden superior son filtradas totalmente. Según se muestra en la Fig. 5.27, el valor de la amplitud de la componente de alta frecuencia corresponde a un 14 % de la amplitud de la componente fundamental. Finalmente el THD para la señal de corriente corresponde a un 10 % aproximadamente. Si bien se considera este factor como alto, claramente el contenido armónico es menor al desempeño de un rectificador de diodos (Se recomienda un valor de THD no más de un 5 % según manual del variador [20]). Realizando un *Zoom* para identificar las componentes de baja frecuencia del espectro, se observa que en magnitud, estas no superan el 10 % de la amplitud de la componente fundamental.

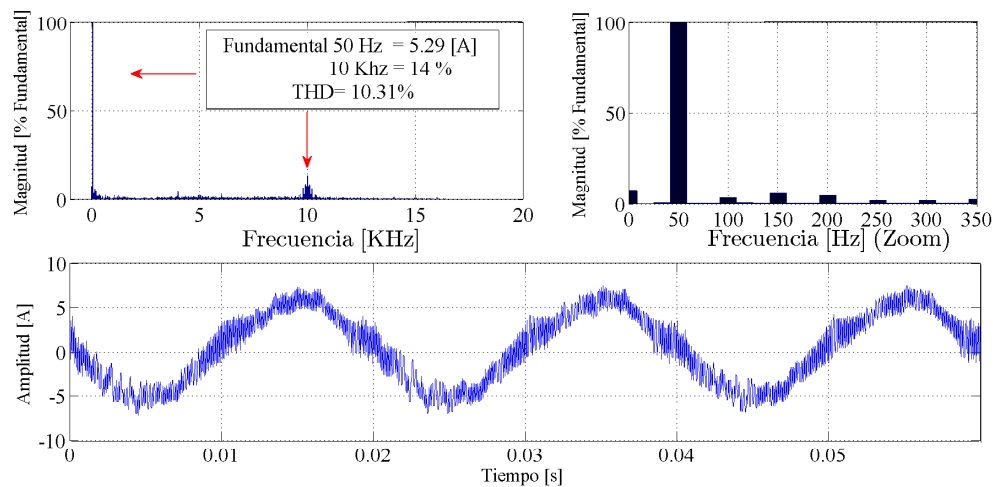


Figura 5.27. Análisis del espectro armónico para la corriente de línea i_a .

Terminando con este análisis se presenta en la Fig. 5.28, a modo de comparación el lugar geométrico de las corrientes I_α e I_β . Se observa presencia de componentes de baja frecuencia para la operación con menor amplitud. La forma hexagonal de la curva roja es típica de la distorsión introducida por el tiempo muerto. Claramente la operación con mayor amplitud presenta una trayectoria que se aproxima más al lugar geométrico de una circunferencia.

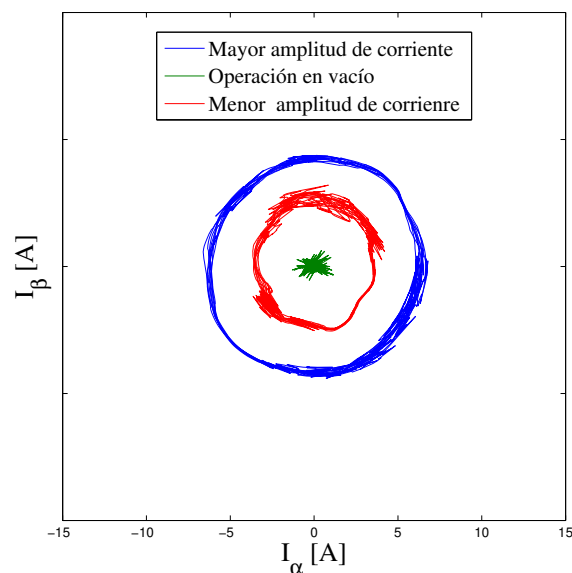


Figura 5.28. Trayectoria de corrientes I_α e I_β .

En la Fig. 5.29 se presenta la potencia activa y reactiva inyectada a la red. Considerando las expresiones para la potencia en término de las variables instantáneas en un marco de referencia dq se tiene:

$$\begin{aligned} P &= \Re\{\mathbf{v}_s^* \mathbf{i}_s\} = \frac{3}{2}\{v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q\} \\ Q &= \Im\{\mathbf{v}_s^* \mathbf{i}_s\} = \frac{3}{2}\{v_q \cdot i_d - v_d \cdot i_q\} \end{aligned} \quad (5.7)$$

A partir de la ecuación anterior, se desprende que la potencia activa tendrá la misma forma que la señal de corriente en eje directo, como se muestra en la Fig. 5.29. Para el cálculo de la potencia activa se utilizó la expresión;

$$P = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c; \quad (5.8)$$

Midiendo directamente las variables primitivas del sistema. Esto refleja un valor más representativo de la potencia dado que las variables en el marco dq dependen del desempeño de los controladores (En particular el valor de V_d estimado por el PLL.)

El ensayo realizado se dimensionó para obtener una potencia regenerada máxima de 3 kW.

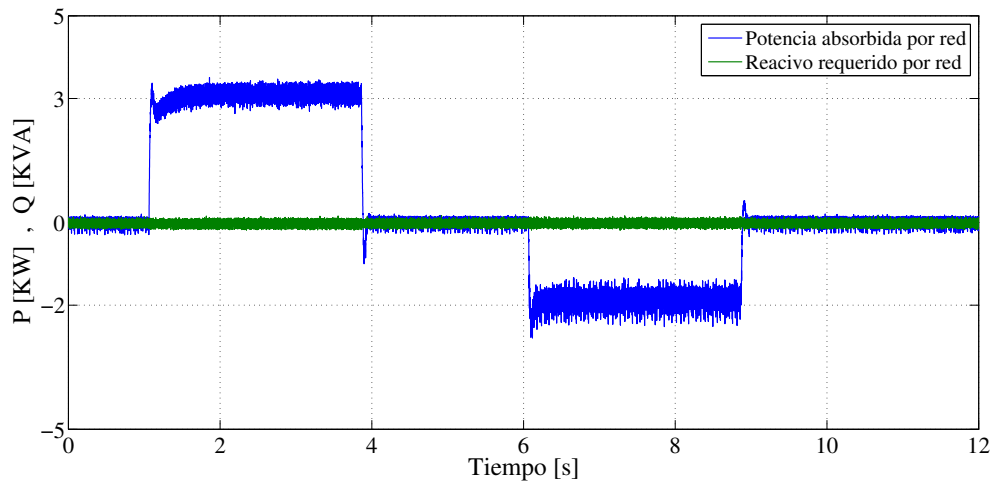


Figura 5.29. Potencia activa y reactiva inyectada a la red.

5.2.3.e. Driving Cycle

Una vez comprobada la operación del accionamiento, se decide realizar la prueba de ciclo de conducción. El perfil de velocidad de la Fig. 4.4 ha sido planteada en términos de la velocidad lineal en km/h y no en términos de la velocidad angular. Por ese motivo, se hace uso de una constante que relacione ambas velocidades, la cual normalmente considera el efecto de la caja diferencial o mecanismos de engranajes involucrado. Para fines de esta prueba se consideró una relación de 5,6 : 1, es decir, a cada metro recorrido le corresponden 5,6 rad. Considerando esto, la velocidad máxima del ciclo alcanza un valor del 90 % de

la velocidad nominal de ambas máquinas. En el laboratorio sólo se utilizará un segmento del ciclo completo. Se escogen los primeros 350 s, donde se representa un tramo de baja y alta velocidad respectivamente. La función de velocidad en función del tiempo que será utilizada como referencia se presenta en la Fig. 5.30. La velocidad promedio corresponde a 67.12 rad/s.

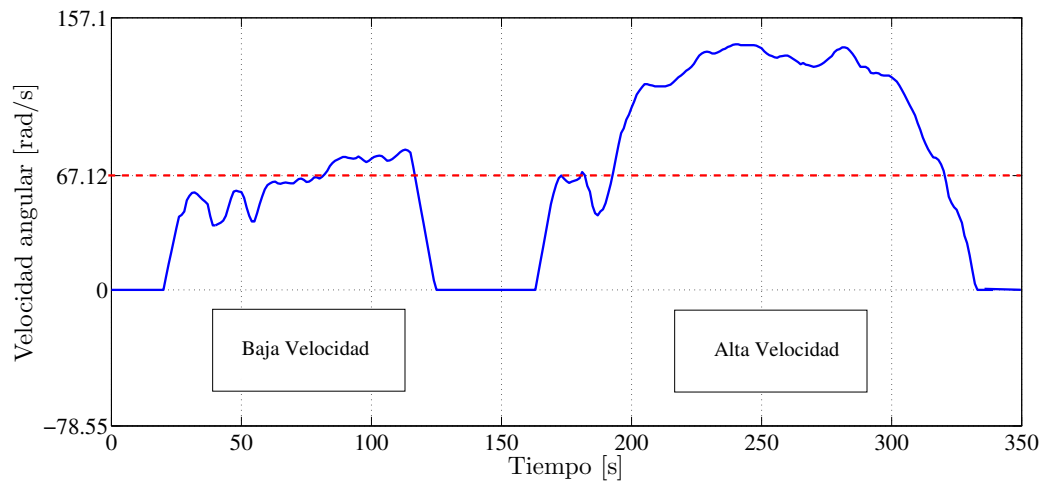


Figura 5.30. *Velocidad de referencia para MI.*

En la tabla 5.6 se presentan los valores más importantes del ciclo de conducción. La máxima desaceleración se presenta al término del primer semi-ciclo.

Tabla 5.6

VALORES IMPORTANTES PERFIL DE VELOCIDAD

Alta Velocidad		Baja Velocidad	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Velocidad Promedio	33.54[rad/s]	Velocidad Promedio	97.63[rad/s]
Velocidad Máxima	78[rad/s]	Velocidad Máxima	136.5[rad/s]
Aceleración Máxima	0.91[rad/s ²]	Aceleración Máxima	1.3[s ²]
Aceleración Mínima	-2.3[rad/s ²]	Aceleración Mínima	-1.7[rad/s ²]

A continuación, a partir de la velocidad de referencia se calcula la potencia mecánica requerida por el motor utilizando el modelo matemático presentado en el capítulo 4. Los valores utilizados para caracterizar el sistema se presentan en la tabla 5.7 y fueron obtenidos a partir de [14]. Se trata de un vehículo liviano.

Tabla 5.7
PARÁMETROS DEL VEHÍCULO UTILIZADO PARA REALIZAR EL CICLO DE CONDUCCIÓN

Parámetro	Valor
Masa	120[kg]
Ángulo de inclinación	0.5°
Coefficiente Rodadura	0.11[-]
Coefficiente de Arrastre	1.225[-]
Área Frontal	0.6[m ²]
Eficiencia Transmisión	0.77[-]

La potencia mecánica y el torque se presentan en la Fig. 5.31. El torque máximo alcanza un valor de 24.13 Nm lo que corresponde a un 67.82 % del torque nominal de la máquina. Además, el valor de la potencia máxima alcanzada de manera transitoria corresponde a 3.2 kW aproximadamente.

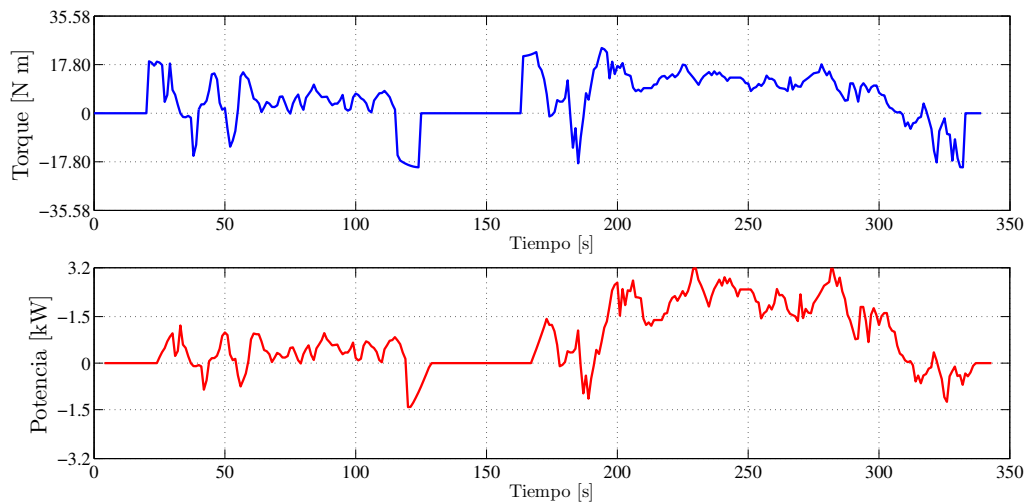


Figura 5.31. Torque y potencia requerida para llevar a cabo el ciclo de conducción.

Una vez confirmado que todos los valores de velocidad, torque y potencia se encuentran dentro de los valores nominales de ambas máquinas, se realiza la prueba de conducción enviando a los convertidores las referencias de velocidad y torque correspondiente. Se activa el rectificador controlado para permitir la regeneración del accionamiento de la PMSM hacia la red.

Una de los problemas que se tuvo que enfrentar, fue el hecho de que a bajas velocidades la máquina de inducción no era capaz de contrarrestar el elevado torque de carga para poder sacar del reposo el sistema inercial. Al iniciar el ciclo, la MAS no era capaz de mantener la velocidad de referencia y el sistema se embolaba activando la protección de sobre-velocidad.

A velocidades bajas el variador de frecuencia debe alimentar la máquina con tensión

reducida para ajustar la curva torque-velocidad. Esto merma significativamente el valor del máximo torque que puede desarrollar (relación cuadrática con la tensión). Además, la estimación del flujo para realizar el control de velocidad es peor cuando el flujo es bajo dado que las componentes resistivas adquieren un mayor peso. Se presume que estos dos factores no permitieron llevar a cabo el control. Para solucionar el problema se propone saturar el valor mínimo de la señal de referencia enviada al convertidor, a un 15 % de la velocidad nominal. Esto simula el funcionamiento de un embrague mecánico. Cuando el vehículo se encuentra detenido el motor siempre gira a la velocidad mínima establecida (en vacío). Para no afectar el comportamiento que se busca modelar, la función de torque se calcula en base a la velocidad de referencia y no a la velocidad saturada. Una vez aclarado esto, en la Fig. 5.32 se presenta la velocidad de referencia (sin saturar) y la velocidad medida durante el ensayo.

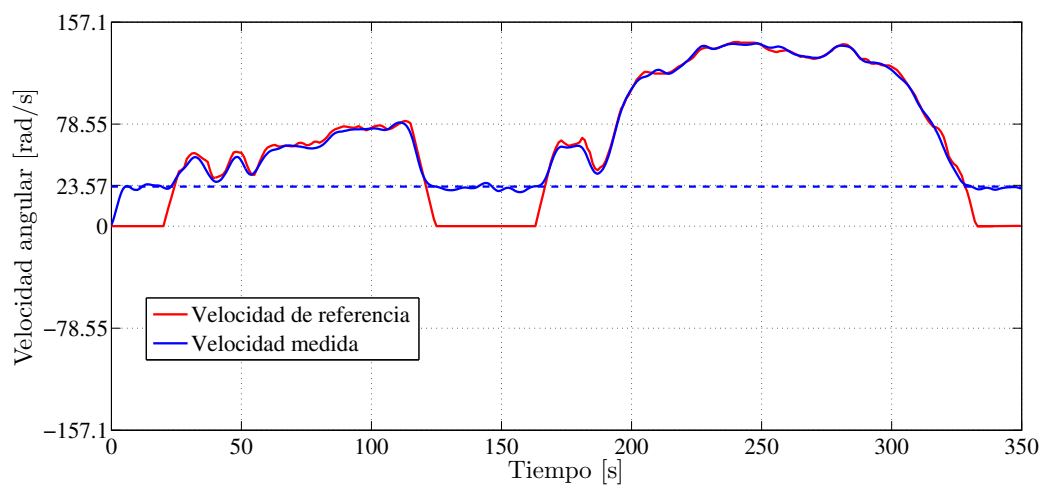


Figura 5.32. Velocidad de referencia y velocidad medida para el conjunto.

Se ve que el sistema logra seguir la referencia de velocidad con un cierto desfase dado que las referencias varían constantemente y la dinámica mecánica es lenta. Dado que la inercia equivalente del sistema rotatorio se considera mucho más pequeña que la inercia del vehículo, es posible afirmar que la consideración del ralentí no altera, en gran medida, la dinámica que se busca simular.

De manera similar, se presentan las señales de torque de referencia y torque medido durante la prueba de conducción en la Fig. 5.33. En general se observa un buen comportamiento del controlador en cuanto al seguimiento de referencia. Cabe destacar, que se considera como positivo al torque actuando en contra del sentido de giro (referencia carga).

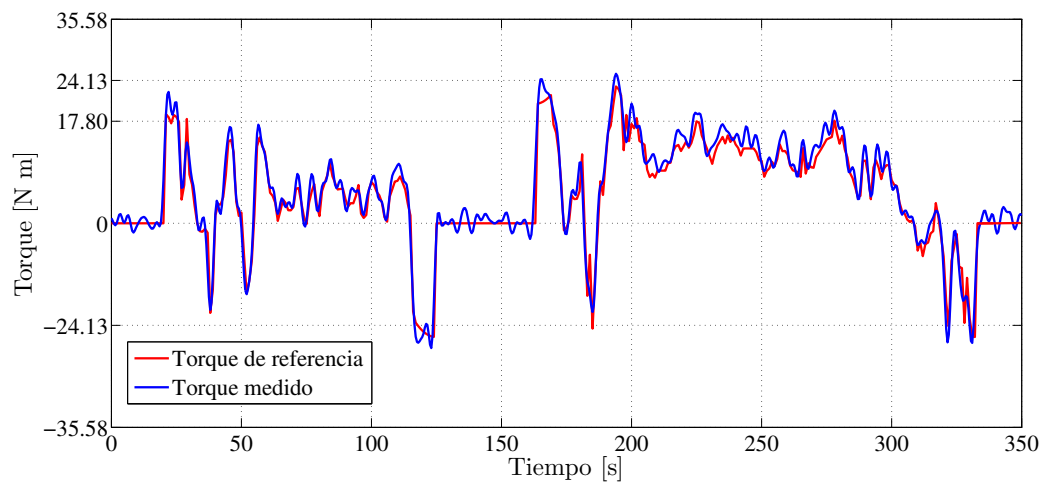


Figura 5.33. *Torque de referencia y Torque medido para PMSM.*

Ahora bien, para realizar un análisis sencillo de la potencia requerida durante la maniobra, se muestra en la Fig. 5.34 la comparación entre la potencia mecánica, desde el lado de la PMSM (carga) calculada utilizando el modelo matemático presentado en el Capítulo 4 y la potencia eléctrica inyectada a la red mediante el rectificador AFE. La potencia mecánica representa la potencia requerida por el motor del vehículo para realizar trabajo. Por lo tanto, potencias positivas implican un flujo de energía desde el motor impulsor hacia la carga (PMSM+AFE). Observe que para este caso la potencia mecánica es siempre mayor a la potencia eléctrica. Esta diferencia está asociada a las pérdidas en la línea. Por otro lado, para potencias negativas el flujo de potencia cambia de dirección provocando que la potencia eléctrica suministrada por la red sea mayor a la potencia mecánica que se consigue en el eje. Evidentemente las pérdidas deben ser positivas. El efecto es más notorio en el segundo semiciclo donde la transferencia de potencia es mayor (mayores pérdidas). Durante los procesos de frenado el torque de la PMSM es negativo, actuando a favor del sentido de giro del sistema. Durante estos instantes la potencia es negativa y el vehículo entrega parte de la energía cinética acumulada para desacelerar. La energía en la maniobra puede ser fácilmente interpretada como el área bajo la curva, a partir de la Fig. 5.34.

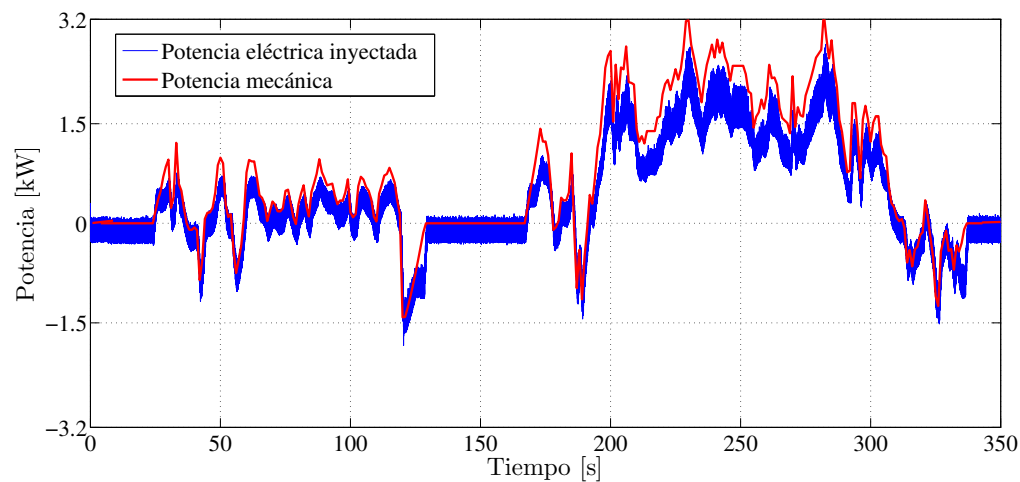


Figura 5.34. *Potencia mecánica en el eje y potencia eléctrica medida durante la prueba.*

En definitiva, se observa un comportamiento similar entre la potencia eléctrica inyectada y la potencia mecánica de referencia, lo que implica una alta eficiencia en la operación del rectificador activo (95,25 %). En base a esto, la potencia eléctrica medida puede ser interpretada como la potencia mecánica requerida por el motor impulsor durante el ciclo de conducción. A modo de resumen, en la tabla 5.8, se muestran los resultados experimentales más importantes obtenidos durante la prueba ensayada en el laboratorio (masa de 120 kg). La masa total considerada, en rigor debe representar el conjunto formado por el conductor, baterías y el vehículo en sí. Si bien este valor no es adecuado para un vehículo real, sirve para comprender los fenómenos involucrados durante el ciclo de conducción para un sistema de tracción liviano.

Además, se realiza una comparación de los resultados obtenidos para un vehículo más pesado, con el mismo ciclo de conducción, según simulación.

Tabla 5.8

PARÁMETROS DE INTERÉS PARA CICLO DE CONDUCCIÓN

Parámetro	Masa Vehículo=120[Kg]	Masa Vehículo=240[kg]
Potencia Máxima	3.082 [kW]	5.520 [kW]
Potencia Mínima	-1.897 [kW]	-4.040 [kW]
Potencia Promedio	0.636[kW]	0.709 [kW]
Energía Total Requerida	216.225 [kJ]	241.317 [kJ]
Energía Régimen Motor	252.050 [kJ]	331.633 [kJ]
Energía Regenerada	35.824 [kJ]	90.316 [kJ]
Porcentaje Disminución Consumo	16.568 [%]	37.420 [%]
T_{RMS}	15.990 [Nm]	28.613 [Nm]
Porcentaje Pérdidas AFE	4.753 %	-

El consumo de energía total durante el ciclo aumento en aproximadamente un 20 % al duplicar la masa del vehículo, lo que no implica un cambio significativo. De hecho, en base a los resultados, se observa que la potencia promedio durante todo el ciclo es similar. Con el doble de de la masa, sin embargo, se obtienen máximos locales más abruptos para el torque y la potencia, debido a los repentinos cambios de referencia de velocidad (Mayor inercia). En la Fig. 5.35 se presenta la potencia instantánea requerida, comparando ambos vehículos para el tramo de baja y alta velocidad respectivamente. La máxima desaceleración se presenta al término del primer semiciclo, en torno a los 120 s. El módulo de la potencia instantánea en este punto es aproximadamente el doble para el caso más pesado. Para el tramo de alta velocidad, durante el arranque, también es posible observar diferencia considerable en esta variable para los dos vehículos considerados.

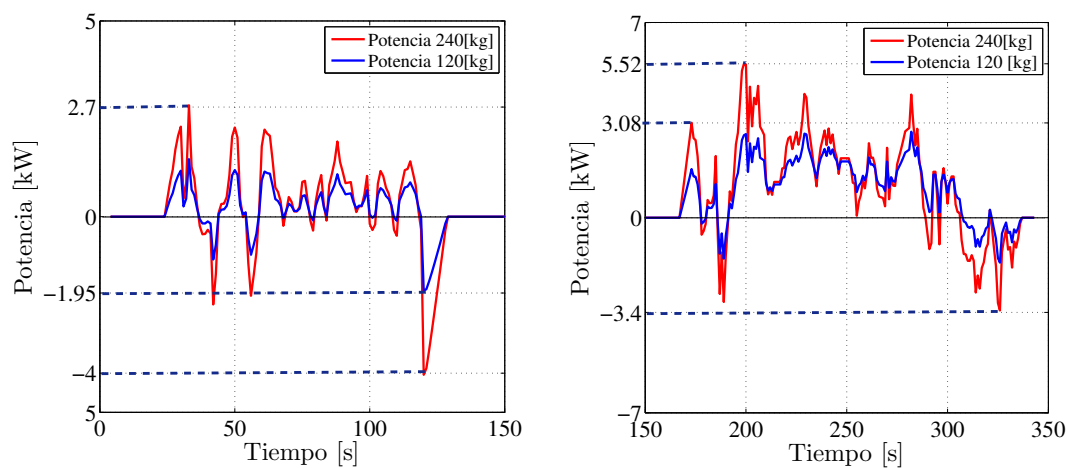


Figura 5.35. Comparación entre potencia instantánea requerida para caso de baja y alta inercia respectivamente.

Por otro lado, con el vehículo más pesado se logra una mayor reducción del consumo en términos porcentuales de la energía total requerida durante el ciclo completo. Observe que para el caso más favorable, si se lograra almacenar toda la energía regenerada, se alcanzaría una reducción global de casi el 40 %. Evidentemente, para ciclos de carretera donde la velocidad, es en esencia constante, la reducción del consumo no sería significativa. Sin embargo para ciclos de conducción urbanos donde la velocidad cambia constantemente, la reducción del consumo sería importante para vehículos que presenten un alta inercia. Por lo tanto, es importante poder aprovechar la energía regenerada dimensionando elementos de almacenamiento que cumplan con los requerimientos transitorios presentados en la Fig. 5.35.

El régimen de trabajo del motor durante el ciclo presenta una característica intermitente, es decir, existen momento en donde el motor se encuentra en vacío (ralentí). Debido a esto, en la tabla 5.8 se muestra el T_{rms} obtenido directamente de la curva de torque durante el ciclo completo para cada caso. Este factor es fundamental para el correcto dimensionamiento del motor de tracción y se obtiene de la siguiente manera:

$$T_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^{\Delta T} T_t^2}{\Delta T}} \quad (5.9)$$

Donde ΔT representa el periodo del ciclo de conducción. Según la ecuación 5.9, el valor del T_{rms} , no advierte el cambio de signo de la señal de torque debido a que se considera el valor al cuadrado. De esta manera torques negativos asociados a procesos de regeneración no disminuyen el valor de este índice de manera global durante el ciclo completo. El T_{rms} aumenta para el caso de mayor inercia lo que implica considerar motores de mayor potencia para cumplir con la condición mínima admisible; térmicamente.

Es decir, una alta inercia implica transitorios elevados de las variables de potencia y torque, mas no un aumento significativo de la potencia promedio, que disminuye durante procesos de regeneración. Por otro lado, los requerimientos térmicos asociados al T_{rms} no disminuyen durante estos procesos.

Como se explicará a continuación la potencia promedio estará determinada principalmente por las zonas de alta velocidad donde el consumo energético es grande y duradero. Por otro lado, los valores máximos alcanzados para las variables de manera transitoria están relacionados con la inercia del sistema (Máximos locales). En definitiva es posible inferir que para los requerimientos en estado estacionario del vehículo, toma mayor peso el estudio de las pérdidas por roce aerodinámico para ciclos de alta velocidad. Por otro lado, para el estudio transitorio (valores máximos permitidos), toma mayor relevancia el estudio del intercambio de energía cinética entre el sistema inercial y el motor. Para estos casos las variables de torque y potencia podrían alcanzar valores muy por encima de los nominales, especialmente para ciclos de conducción urbanos y vehículos de inercia considerable.

Finalmente, en la Fig. 5.36, se presenta el desglose de la energía requerida para el caso de menor inercia, comparando la energía cinética, con la energía asociada a las pérdidas de roce y aerodinámica. El área azul sobre el eje horizontal representa la energía cinética almacenada por el vehículo. Por otro lado, el área azul bajo el eje horizontal representa la energía cinética regenerada hacia el motor. La energía disipada siempre es positiva. Observe que a baja velocidad la energía cinética almacenada es comparable con las pérdidas. Sin embargo, para el caso de alta velocidad, la componente de potencia producto de las pérdidas asociadas al roce aerodinámico es mucho mayor (Recordar que la potencia aerodinámica tiene una relación cúbica con respecto a la velocidad). Estos periodos son los que adquieren un mayor peso en el cálculo de la potencia media. Durante todo el ciclo, la sumatoria neta de energía cinética es cero!. Esto porque dicha energía, depende únicamente de la velocidad adquirida (variable de estado).

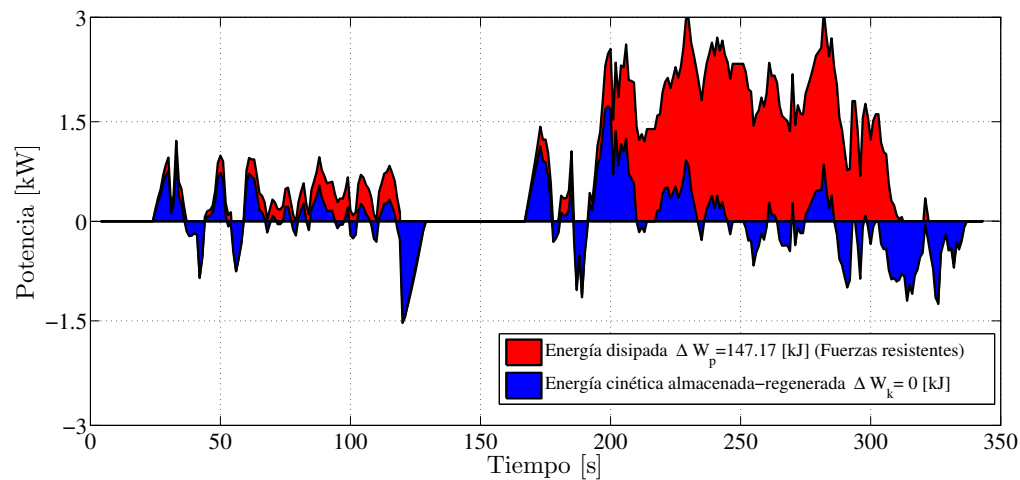


Figura 5.36. Comparación entre energía cinética y energía disipada producto de fuerzas resistentes al movimiento.

El objetivo principal del rectificador AFE consiste en mantener el voltaje del bus DC del accionamiento de la PMSM, en el valor de referencia establecido. En la Fig. 5.37 se presenta los voltajes del DC-link del accionamiento de ambas máquinas, como se presentó en 5.24, para realizar una comparación entre el desempeño del rectificador completamente controlado y el rectificador de diodos.

El voltaje del rectificador controlado se mantiene durante todo el ciclo de conducción en el valor de referencia de 720 V. Las exigencias en cuanto al rechazo de perturbación, para este caso, son menores al ensayo de impacto de carga realizado anteriormente, por lo que era de esperar un buen desempeño del controlador. Además, es posible observar un leve aumento en el ripple para el voltaje, en la zona de alta velocidad debido a un mayor flujo de potencia, sin embargo, la variación de la tensión durante todo el periodo no alcanza el 1 % de la tensión de referencia, lo que representa un comportamiento adecuado del sistema controlado.

Nuevamente es posible observar, cómo la tensión de rectificador de diodos aumenta repentinamente hasta 750 V durante procesos de regeneración debido al uso de la resistencia de frenado. La tensión del rectificador de diodos, de manera general, presenta un ripple mucho mayor con respecto al caso controlado.

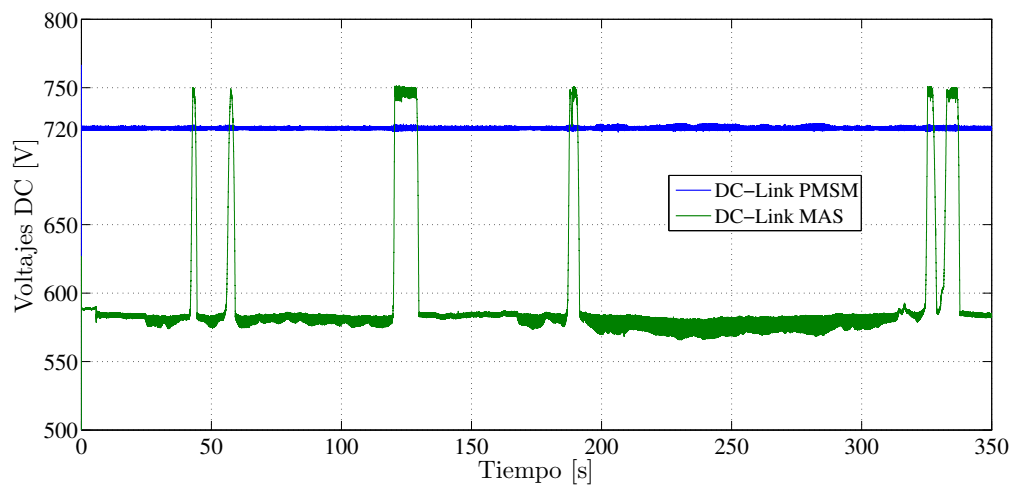


Figura 5.37. Tensión DC-link del accionamiento de ambas máquinas durante ciclo de conducción.

Finalmente, se presenta en la Fig. 5.38 la corriente de línea i_a medida durante el ciclo de conducción. La envolvente de la señal presenta la misma forma de la corriente en el eje directo dado que se ha trabajado con factor de potencia unitario. Esta corriente a su vez, presenta el mismo comportamiento del gráfico de la potencia presentado en 5.34. La función esta vez, es simétrica con respecto al eje horizontal.

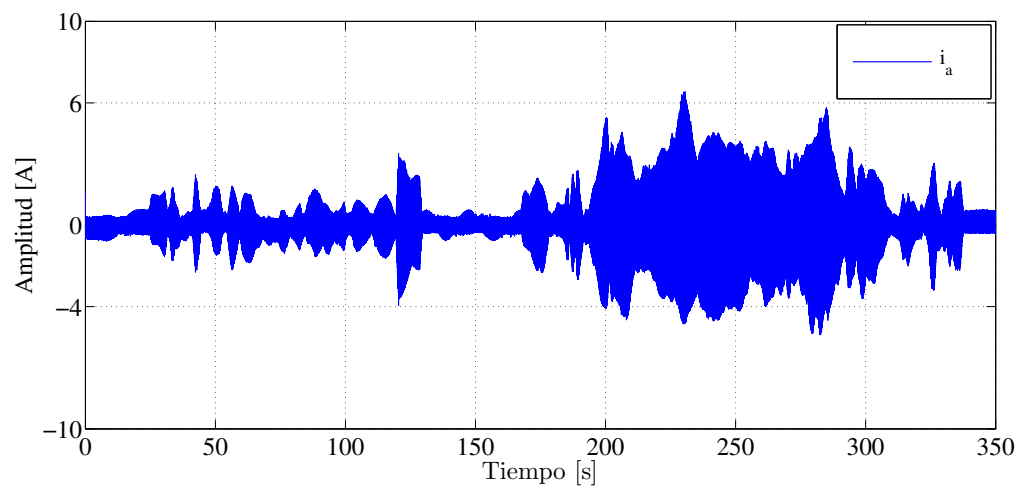


Figura 5.38. Corriente de línea i_a medida durante ciclo de conducción.

Conclusiones

El principal objetivo de este trabajo fue simular, de manera experimental, la dinámica del movimiento de un sistema de tracción lineal, mediante la implementación de un sistema de carga rotatoria controlada.

Se modificó la etapa rectificadora del accionamiento del sistema que actúa como carga mediante el diseño y construcción de un rectificador de frente activo. El rectificador en cuestión, presentó un buen comportamiento logrando mantener la tensión DC en un valor constante y así permitir el flujo bi-direccional de potencia entre la red trifásica y el sistema mecánico durante todo el ciclo de conducción simulado.

Los resultados obtenidos sirven como apoyo muy general para estudios asociados con el dimensionamiento de accionamientos aplicados a la tracción de vehículos.

Según los resultados, aumentos en la inercia del sistema provocan variaciones abruptas locales tanto en el torque como en la potencia, mas no un cambio considerable en la demanda de potencia promedio. Por lo tanto se debe prestar atención a estas variaciones repentinas que involucran grandes transferencias de potencia de manera transitoria para sistemas de alta inercia.

En definitiva es posible concluir que para los requerimientos en estado estacionario del vehículo, toma mayor relevancia el estudio de las pérdidas por roce aerodinámico, como se observó para el tramo extra-urbano. Por otro lado, para el estudio transitorio (valores máximos permitidos) toma mayor peso el estudio del intercambio de energía cinética entre el sistema inercial y el motor.

Finalmente para el caso del vehículo de mayor inercia según simulación, se obtuvo una disminución global del consumo de energía de al rededor de un 40 %. Esto, considerando el caso ideal, en el que es posible almacenar toda la energía regenerada durante el ciclo. En la práctica siempre existirán pérdidas asociadas al almacenamiento.

Considerando lo dicho anteriormente, no cabe duda que el diseño de sistemas de tracción apunta a sistemas cada vez más eficientes, por lo que se hace vital, poder aprovechar al máximo la energía devuelta al motor durante procesos de frenado. En especial para vehículos **pesados** que realizan **ciclos de conducción urbanos**. Al largo plazo la reducción del consumo podría llegar a ser considerable.

6.1. Trabajos Futuros

Dado que el enfoque de este trabajo estuvo centrado en el sistema de carga rotatoria se propone como trabajo futuro la implementación de un sistema de tracción más adecuado utilizando por ejemplo tecnología en base a motores de flujo axial. La idea sería prescindir del ralentí. Además, se propone un estudio más detallado de los procesos energéticos mediante la implementación de baterías o supercapacitores. En base a esto se esperaría un estudio de carácter cuantitativo del dimensionamiento de elementos de almacenamiento para vehículos eléctricos. El enfoque de este trabajo fue estudiar de manera experimental el comportamiento de la dinámica del vehículo en forma general.

Apéndice A

Breve resumen de fasores espaciales

Las variables temporales que definen un sistema trifásico y equilibrado, quedan perfectamente definidas si se conoce la amplitud y la frecuencia angular ω de las señales, cuyos valores se considera constante en el tiempo:

$$\begin{aligned}x_{a(t)} &= X_m \cdot \cos(\omega t + \psi_0) \\x_{b(t)} &= X_m \cdot \cos(\omega t + \psi_0 + \frac{2\pi}{3}) \\x_{c(t)} &= X_m \cdot \cos(\omega t + \psi_0 - \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\tag{A.1}$$

Con este sistema se puede conformar un vector que gira a la frecuencia fundamental realizando una trayectoria circular en el plano complejo. Dicho vector recibe el nombre de fasor espacial, el cual por definición es expresado de la siguiente manera:

$$\mathbf{x} = \frac{2}{3} \{x_{a(t)} + x_{b(t)} \cdot \mathbf{a} + x_{c(t)} \cdot \mathbf{a}^2\}\tag{A.2}$$

El factor $\frac{2}{3}$ corresponde a un valor arbitrario, con el cual se logra que la proyección del fasor espacial $\mathbf{x}$ sobre el eje real sea igual a la variable escalar de la fase $\mathbf{a}$. 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:

$$\mathbb{C} \rightarrow: \mathbf{x} = x_1 + j x_2 \rightarrow \vec{\mathbf{x}} = (x_1, x_2) \quad ; \quad x_1, x_2 \in \mathbb{R}\tag{A.3}$$

Si bien el uso del fasor espacial se asocia al análisis de máquinas rotatorias, es usual recurrir a esta herramienta para describir las variables asociadas a convertidores estáticos. En la Fig. A.1 se representa la construcción del fasor espacial a partir de las variables escalares en el plano complejo $\mathbb{C}$. Por lo general una vez obtenida la expresión compleja del fasor espacial en un marco estacionario se realiza un cambio de coordenadas a un marco solidario con la trayectoria que describe dicho vector en el espacio para simplificar el estudio de las variables.

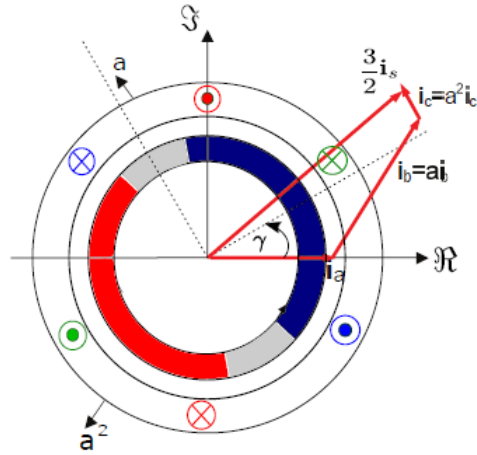


Figura A.1. Representación en el plano complejo del fasor espacial a partir de las variables primitivas.

Existen ciertas relaciones básicas, que presentan similitudes con la representación física de un vector y que resultan útiles definir, como se representará en su notación fasorial y su respectiva operación algebraica como vector:

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

$$\vec{x} \cdot \vec{y} = x_1 y_1 + x_2 y_2 \quad (\text{A.4})$$

En la representación como fasores espaciales, con $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$, se utilizará la siguiente notación:

$$\Re\{\mathbf{x}^* \mathbf{y}\} = \Re\{\mathbf{x} \mathbf{y}^*\} \quad (\text{A.5})$$

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

$$\vec{x} \times \vec{y} = (x_1 y_2 - x_2 y_1) \hat{z} \quad (\text{A.6})$$

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 utilizará la siguiente notación:

$$\Im\{\mathbf{x}^* \mathbf{y}\} = -\Im\{\mathbf{x} \mathbf{y}^*\} \quad (\text{A.7})$$

Apéndice B

Linealización de funciones mediante expansión en series de Taylor

Debido a que la mayoría de herramientas para el análisis de sistemas y diseño de controladores requieren que el modelo sea lineal, es necesario, entonces, disponer de métodos para linealizar dichos modelos. La linealización generalmente consiste en una expansión en series de Taylor de la ecuación de estado (no-lineal) alrededor de un punto de operación definido naturalmente por el sistema o seleccionado arbitrariamente para satisfacer alguna necesidad de control.

B.0.1. El polinomio de Taylor en varias variables

Recordando que para una función f de una variable, el polinomio de Taylor de orden n en el punto a viene dado por:

$$f(a) + \frac{f'(a)}{1!} (x - a) + \frac{f''(a)}{2!} (x - a)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (x - a)^n \quad (\text{B.1})$$

En varias variables, el procedimiento es similar, salvo que se debe acompañar cada variable con su derivada parcial. Por ejemplo, en dos variables, el polinomio de Taylor de orden 1 en el punto $a = (a_1, a_2)$ es:

$$f(\vec{a}) + \frac{\partial f(\vec{a})}{\partial x} (x - a_1) + \frac{\partial f(\vec{a})}{\partial y} (y - a_2) \quad (\text{B.2})$$

En general, para m variables, si $\vec{a} = (a_1, a_2, \dots, a_m)$, el polinomio de primer orden es:

$$f(\vec{a}) + \frac{\partial f(\vec{a})}{\partial x_1} (x_1 - a_1) + \frac{\partial f(\vec{a})}{\partial x_2} (x_2 - a_2) + \dots + \frac{\partial f(\vec{a})}{\partial x_m} (x_m - a_m) \quad (\text{B.3})$$

Que se puede abreviar como:

$$f(\vec{a}) + \sum_{i=1}^m \frac{\partial f(\vec{a})}{\partial x_i} (x_i - a_i) \quad (\text{B.4})$$

La expresión anterior puede ser descrita de una manera más compacta:

$$f(\vec{a}) + \nabla f(\vec{a}) \cdot (\vec{x} - \vec{a}) \quad (\text{B.5})$$

Donde ∇ es el *operador gradiente*, definido como:

$$\nabla f = \left\{ \frac{\partial f}{\partial x_1}, \frac{\partial f}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial f}{\partial x_m} \right\} \quad (\text{B.6})$$

En la Fig. B.1 se presenta de forma gráfica la linealización en torno al punto de operación de una función no-lineal de una variable. Por lo general para la linealización de las funciones se desprecian los términos de orden superior de la serie de *Taylor* llegando únicamente hasta el término de primer orden.

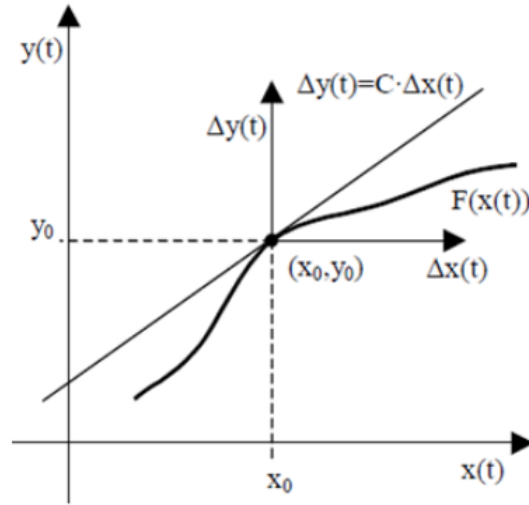


Figura B.1. Linealización de función de una variable en torno a un punto de equilibrio x_0 .

Como se observa, la recta tangente a la curva, es la gráfica de la función lineal:

$$L_{(x)} = f_{(x_0)} + f'_{(x_0)} \cdot (x - x_0) \quad (\text{B.7})$$

La aproximación lineal será tanto mejor para puntos ubicados cerca de la vecindad definida por el punto de operación x_0 . Por el contrario para puntos alejados de la vecindad, la aproximación lineal pierde validez. Note que el análisis de pequeña señal realizado en este trabajo no es más que un caso particular de la aproximación por expansión del polinomio de *Taylor*, en donde han sido despreciados los términos de orden superior de la serie.

Apéndice C

Datos Técnicos

C.1. Amplificador Aislador AD-215



120 kHz Bandwidth, Low Distortion, Isolation Amplifier

AD215

FEATURES

Isolation Voltage Rating: 1,500 V rms
Wide Bandwidth: 120 kHz, Full Power (-3 dB)
Rapid Slew Rate: 6 V/ μ s
Fast Settling Time: 9 μ s
Low Harmonic Distortion: -80 dB @ 1 kHz
Low Nonlinearity: $\pm 0.005\%$
Wide Output Range: ± 10 V, min (Buffered)
Built-in Isolated Power Supply: ± 15 V dc @ ± 10 mA
Performance Rated over -40°C to +85°C

APPLICATIONS INCLUDE

High Speed Data Acquisition Systems
Power Line and Transient Monitors
Multichannel Muxed Input Isolation
Waveform Recording Instrumentation
Power Supply Controls
Vibration Analysis

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

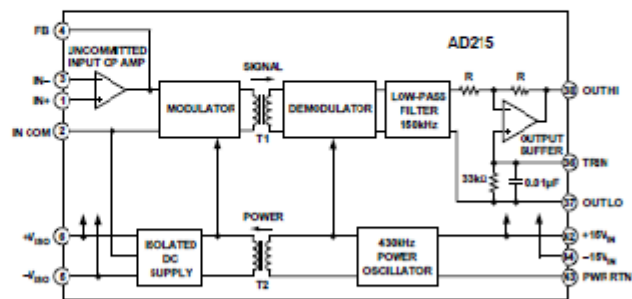


Figura C.1. Datos técnicos Amplificador Aislador AD-215 .

C.2. Brushless Motor NX860EAJ

BRUSHLESS MOTORS NX860EAJ ELECTRONIC DRIVE (1) DIGIVEX 30/60 et DIGIVEX 32/64 (230 V) (400 V)		 IPARVEX
---	--	---

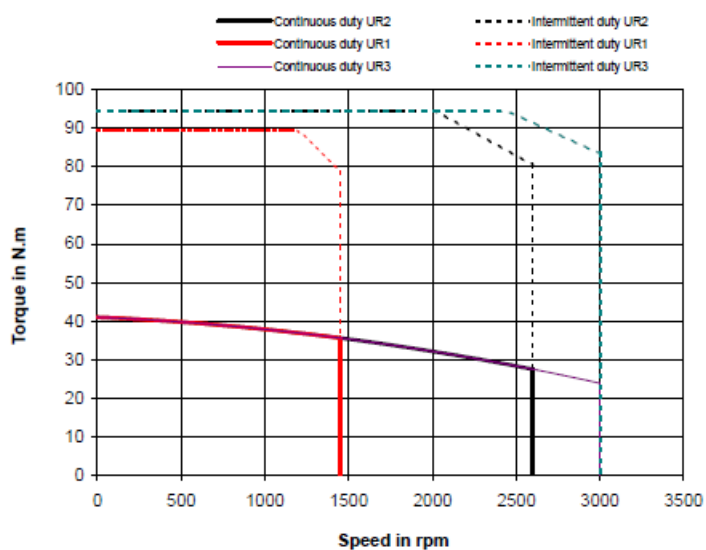
Torque at low speed	M_o	Nm	41
Permanent current at low speed	I_o	A_{rms}	18.6
Peak torque	M_p	Nm	137
Current for the peak torque	I_p	A_{rms}	74
Back emf constant at 1000 rpm (25°C)*	K_e	V_{rms}	138
Torque sensitivity	K_t	Nm/A_{rms}	2.21
Winding resistance (25°C)*	R_b	Ω	0.499
Winding inductance*	L	mH	6.43
Rotor inertia	J	$kgm^2 \times 10^{-5}$	920
Thermal time constant	T_{th}	min	60
Motor mass	M	kg	27
Voltage of the mains	UR1 UR2 UR3	V_{rms}	230 400 480
Rated speed	Nn1 Nn2 Nn3	rpm	1450 2600 3000
Rated torque	Mn1 Mn2 Mn3	Nm	35.58 27.47 23.85
Rated current	In1 In2 In3	A_{rms}	16.28 12.78 11.22
Rated power	Pn1 Pn2 Pn3	W	5400 7480 7490

All data are given in typical values under standard conditions

* Phase to phase

(1) Please check the availability of this drive with 480 V

Voltages and currents are given in rms values



Characteristics are given for an optimal drive of the motor

FICHE-009

Création: 06 juin 2002 Edition: 10/fevri/2005 NX860EAJ .b

Figura C.2. Datos técnicos Brushless Motor NX860EAJ.

C.3. Módulo IGBT SKM145GB066D

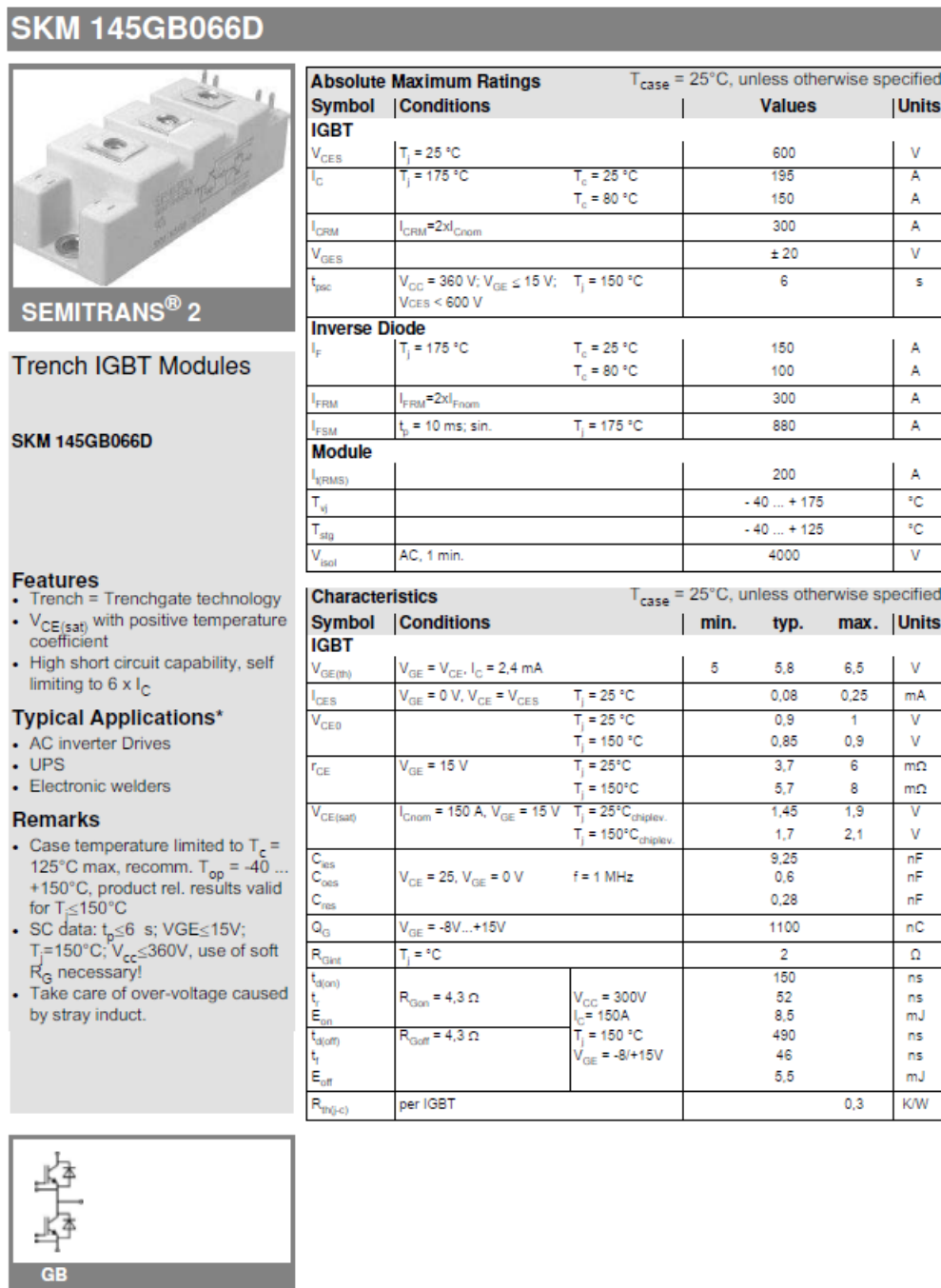


Figura C.3. Datos técnicos Módulo IGBT SKM145GB066D.

C.4. dSPACE MicrolabBox

Parameter		Specification		
MicroLabBox		Front Panel Variant	Top Panel Variant with BNC Connectors	Top Panel Variant with Spring-Cage Terminal Blocks
Processor	Real-time processor	■ NXP (Freescale) QorIQ P5020, dual-core, 2 GHz ■ 32 KB L1 data cache per core, 32 KB L1 instruction cache per core, 512 KB L2 cache per core, 2 MB L3 cache total		
	Host communication co-processor	■ NXP (Freescale) QorIQ P1011 800 MHz for communication with host PC		
Memory		■ 1 GB DRAM ■ 128 MB flash memory		
Boot time		■ Autonomous booting of applications from flash (depending on application size), ~5 s for a 5 MB application		
Inter- faces	Host interface	■ Integrated Gigabit Ethernet host interface		
	Ethernet real-time I/O interface	■ Integrated low-latency Gigabit Ethernet I/O interface		
	USB interface	■ USB 2.0 interface for data logging ("flight recorder") and booting applications via USB mass storage device (max. 32 GB supported)		
	CAN interface	■ 2 CAN channels (partial networking supported)		
	Serial interface	■ 2 x UART (RS232/422/485) interface		
	LVDS interface	■ 1 x LVDS interface to connect with the Programmable Generic Interface PGI1		
Programmable FPGA ¹⁾		■ Xilinx® Kintex®-7 XC7K325T FPGA		
Analog input	Resolution and type	■ 8 14-bit channels, 10 Msps, differential; functionality: free running mode ■ 24 16-bit channels, 1 Msps, differential; functionality: single conversion and burst conversion mode with different trigger and interrupt options		
	Input voltage range	■ -10 ... 10 V		
Analog output	Resolution and type	■ 16 16-bit channels, 1 Msps, settling time: 1 µs		
	Output voltage range	■ -10 ... 10 V		
	Output current	■ ± 8 mA		
Digital I/O		■ 48 bidirectional channels, 2.5/3.3/5 V (single-ended); functionality: bit I/O, PWM generation and measurement (10 ns resolution), pulse generation and measurement (10 ns resolution), 4 x SPI Master ■ 12 bidirectional channels (RS422/485 type) to connect sensors with differential interfaces		
Electric motor control I/O functionality	Separate interfaces	■ 2 x Resolver interface		
	Functionality on digital I/O channels	■ 6 x Encoder sensor input ■ 2 x Hall sensor input ■ 2 x EnDat interface ■ 2 x SSI interface ■ Synchronous multi-channel PWM ■ Block commutational PWM		
Sensor supply		■ 1 x 12 V, max. 3 W/250 mA (fixed) ■ 1 x 2 ... 20 V, max. 1 W/200 mA (variable)		
Feedback elements		■ Programmable buzzer ■ Programmable status LEDs		
Theft protection		■ Kensington® lock		
Cooling		■ Active cooling (temperature-controlled fan)		
Physical connections		■ 4 x Sub-D 50 I/O connectors ■ 4 x Sub-D 9 I/O connectors	■ 2 x Sub-D 50 I/O connectors ■ 48 x BNC I/O connectors ■ 4 x Sub-D 9 I/O connectors	■ 2 x Sub-D 9 I/O connectors ■ 27 x spring-cage terminal block connectors with 8 pins each
		■ 3 x RJ45 for Ethernet (host and I/O) ■ USB Type A (for data logging) ■ 2 x 2 banana connectors for sensor supply ■ Power supply		

¹⁾ User-programmable via RTI FPGA Programming Blockset. Using the RTI FPGA Programming Blockset requires additional software.

Figura C.4. Datos técnicos dSPACE MicrolabBox.

C.5. Driver Semikron SKHI21 AR

SKHI 21A (R) ...



SEMIDRIVER™

Hybrid Dual MOSFET Driver

SKHI 21A (R)

Features

- drives MOSFETs with $V_{DS(on)} < 10\text{ V}$
- is compatible to old SKHI 21
- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring and switch off
- Drive interlock top / bottom
- Isolation by transformers
- Supply undervoltage protection (13 V)
- Error latch / output

Typical Applications

- Driver for MOSFET modules in bridge circuits in industrial applications

1) see fig. 6
2) At $R_{CE} = 18\text{ k}\Omega$, $C_{CE} = 330\text{ pF}$

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Units
V_S	Supply voltage prim.	18	V
V_{IH}	Input signal volt. (High)	$V_S + 0,3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	8	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	40	mA
f_{max}	max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1200	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ μ s
V_{isoIO}	Isolation test voltage input - output (2 sec. AC)	2500	Vac
V_{iso12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (2 sec. AC)	1500	V
R_{Gonmin}	Minimum rating for R_{Gon}	3	Ω
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for R_{Goff}	3	Ω
$Q_{outpulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4 ¹⁾	μ C
T_{op}	Operating temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C

Characteristics $T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_{SO}	Supply current primary side (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			290	mA
V_I	Input signal voltage on/off		15 / 0		V
V_{IT+}	Input threshold voltage (High)			12,5	V
V_{IT-}	Input threshold voltage (Low)	4,5			V
R_{in}	Input resistance		10		k Ω
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		0		V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance		22		k Ω
f_{ASIC}	ASIC system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	μ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	μ s
$t_{d(er)}$	Error input-output propagation time		0,6		μ s
$t_{ERRRESET}$	Error reset time		9		μ s
t_{TD}	Top-Bot Interlock Dead Time		4,3		μ s
V_{CEsat}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring		5 ²⁾	10	V
C_{ce}	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
MTBF	Mean Time Between Failure $T_a = 40^{\circ}\text{C}$		2,0		10^3 h
w	weight		45		g

Figura C.5. Datos técnicos Driver Semikron SKHI22 AR.

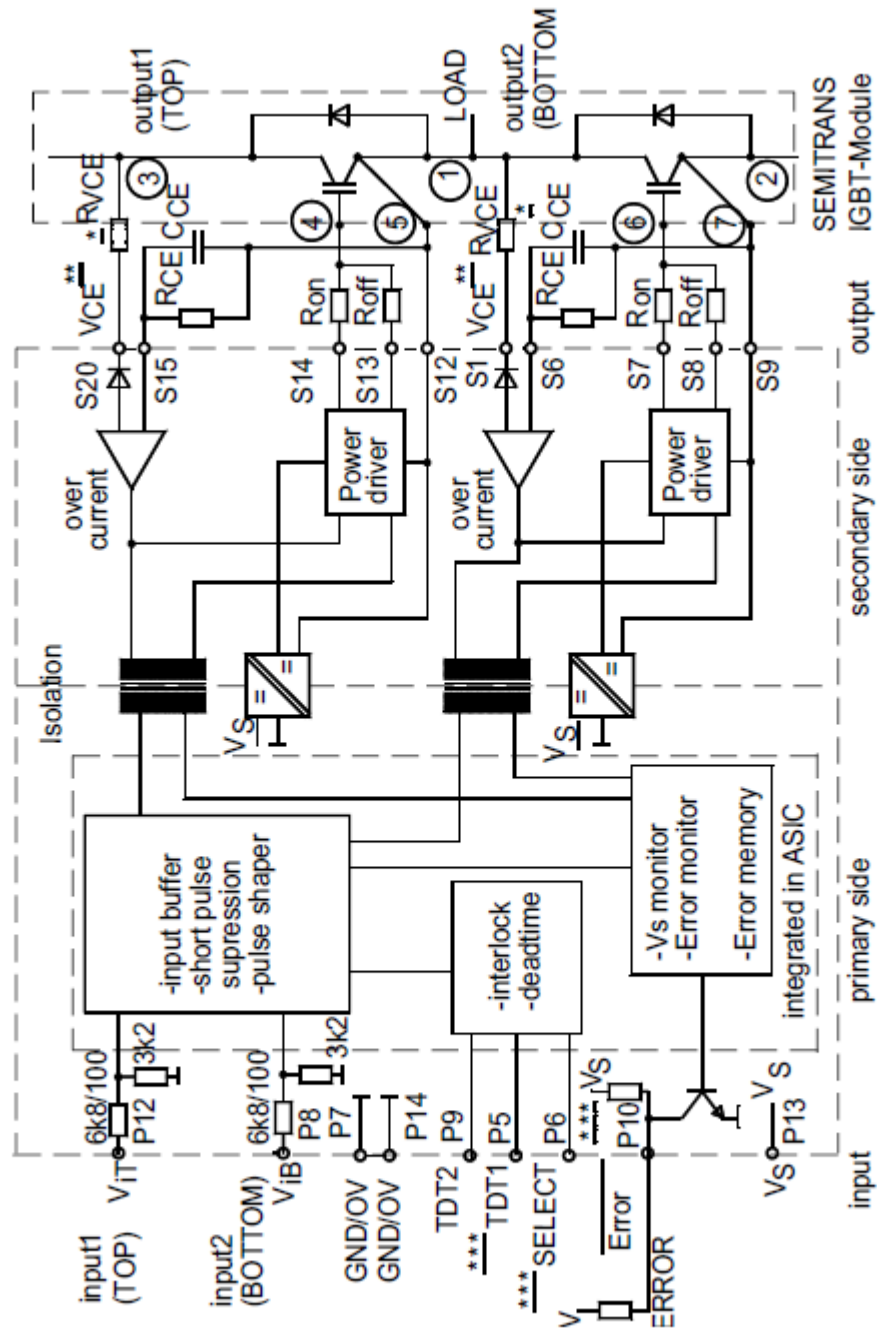


Figura C.6. Diagrama de entradas y salidas Driver Semikron SKHI21 AR.

Bibliografía

- [1] Huigen Yu, Jun Sheng, Yanhong Wang. *Optimal design of energy system on electric vehicle*, IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014.
- [2] Lino Guzzella, Antonio Sciarretta. *Vehicle Propulsion Systems: Introduction to Modeling and Optimization*, Volumen 1, Editorial Springer, 2007.
- [3] Steffen Schlegel, Dirk Westermann. *Energy storage capability of battery electric vehicles*, IEEE Power & Energy Society General Meeting, Vancouver, BC, Canada , 2013.
- [4] Leonhard, W. *Control of electrical drives*. Editorial Springer Science & Business Media 2001.
- [5] Rodríguez, J. R., Dixon, J. W., Espinoza, J. R., Pontt, J., & Lezana, P. *PWM regenerative rectifiers: State of the art*. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2005.
- [6] Cichowlas, M., Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P., Sobczuk, D. L., Rodríguez, P., & Pou, J. *Active filtering function of three-phase PWM Boost Rectifier under different line voltage conditions*. IEEE transactions on industrial electronics 2005.
- [7] Wu, X. H., Panda, S. K., & Xu, J. X. *Analysis of the instantaneous power flow for three-phase PWM Boost Rectifier under unbalanced supply voltage conditions*. IEEE Transactions on Power Electronics 2008.
- [8] Hiti, S., Borojevic, D., Ambatipudi, R., Zhang, R., & Jiang, Y. *Average current control of three-phase PWM Boost Rectifier*. In Power Electronics Specialists Conference 1995.
- [9] R.D. Middlebrook, & Slobodan Cuk, *A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages*. In Power Electronics Specialists Conference. IEEE 1976.
- [10] Hiti, S., Boroyevich, D., & Cuadros, C. *Small-signal modeling and control of three-phase PWM converters*. In Industry Applications Society Annual Meeting 1994.
- [11] Yin, B., Oruganti, R., Panda, S. K., & Bhat, A. K. S. *Performance comparison of voltage mode control and current mode control of a three-phase PWM rectifier based on a dual SISO model*. In IEEE Industrial Electronics, IECON 32nd Annual Conference on IEEE 2006.

-
- [12] Garrido Carlos. *Simulación del sistema de tracción de un vehículo eléctrico utilizando motores síncronos de flujo axial*. Tesis para obtener el grado de maestro en ciencias de la ingeniería eléctrica. Instituto Politécnico Nacional, México 2012.
 - [13] De Santos Carlos. *Estudio de un sistema de almacenamiento energético híbrido para vehículo eléctrico*. Escuela de ingenierías industriales España 2016.
 - [14] Lin, Bruce. *Conceptual design and modeling of a fuel cell scooter for urban Asia*. Journal of Power Sources 2000.
 - [15] Amrhein, M., & Krein, P. T. *Dynamic simulation for analysis of hybrid electric vehicle system and subsystem interactions, including power electronics*. IEEE transactions on vehicular technology 2005.
 - [16] Barlow, T. J., Latham, S., McCrae, I. S., & Boulter, P. G. *A reference book of driving cycles for use in the measurement of road vehicle emissions*. TRL Published Project Report 2009.
 - [17] Lechat, Sylvain Sanjuan. *Voltage oriented control of three-phase boost PWM converters* 2010.
 - [18] Reijedo, F. D., Doval-Gandoy, J., Lopez, O., & Acha, E. *Tuning of phase-locked loops for power converters under distorted utility conditions*. IEEE Transactions on Industry Applications 2009.
 - [19] Boost, M. A., & Ziogas, P. D. *State of the art of carrier PWM techniques: A critical evaluation*. IEEE transactions on industry applications 1998.
 - [20] Parker SSD Drives, a division of Parker Hannifin Ltd. *AC890 Engineering Reference, Product Manual* 2010.