



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL VECTORIAL DE LA
MÁQUINA DE INDUCCIÓN

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

MARTÍN IGNACIO SQUELLA PÉREZ

PROFESORA GUÍA:
CONSTANZA AHUMADA SANHUEZA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
ROBERTO CÁRDENAS DOBSON
PATRICIO MENDOZA ARAYA

SANTIAGO DE CHILE
2022

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA
POR: MARTÍN IGNACIO SQUELLA PÉREZ
FECHA: 2022
PROF. GUÍA: CONSTANZA AHUMADA SANHUEZA

IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL VECTORIAL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

En el último tiempo ha habido una creciente preocupación respecto a los efectos ya notorios del uso excesivo de combustibles fósiles en las diferentes áreas de las economías mundiales. Entre estas, el área del transporte es una de las que más aporta a la crisis climática global debido al excesivo uso de hidrocarburos que se requiere para su funcionamiento. Es por eso que desde la década pasada ha empezado a surgir con fuerza la idea de electrificar los sistemas de transporte para así poder prescindir de los motores de combustión interna. Si bien el concepto de electromovilidad ha tomado mayor notoriedad en autobuses y automóviles, estos no son los únicos medios de transporte que han empezado a adoptar la electricidad como energía para el transporte. Los barcos también se están volviendo cada vez más electrificados, siendo cada vez más las embarcaciones con sistemas de propulsión en base a motores eléctricos.

Como en toda transición tecnológica, la electrificación del sistema de propulsión de las embarcaciones marinas no está exenta de desafíos. Entre estos, existe un problema en particular con cambiar el motor de combustión a uno eléctrico, ya que esto implica una reducción en el peso del sistema mecánico que facilita la generación de vibraciones torsionales en el sistema de transmisión. Para remediar esta situación, es posible incorporar un sistema de control que se encargue de reducir estas vibraciones en el sistema de propulsión de las embarcaciones.

En este trabajo de título, se implementa experimentalmente un sistema de control vectorial para una máquina de inducción jaula de ardilla, bajo el contexto que este es el tipo de motor eléctrico más utilizado en la propulsión eléctrica de embarcaciones. Este sistema será utilizado para validar la estrategia de control propuesta en el proyecto Fondecyt 11200866, la cual busca reducir las vibraciones torsionales en los sistemas de propulsión. Dado que este sistema experimental será utilizado en el futuro por personas que no conocen los detalles del diseño e implementación que se exponen en este informe, se elabora un manual de operación adicional que permitirá comunicar de manera concisa los pasos a seguir para poder operar el sistema.

Respecto a los principales resultados que se obtienen a partir de este trabajo, se puede decir en primer lugar que se logra realizar exitosamente el estudio, la identificación y los ensayos respectivos a los distintos equipos que conforman el sistema experimental en cuestión. También se consigue validar el sistema de control vectorial mediante la realización de simulaciones computacionales, tanto convencionales como en tiempo real. Adicionalmente, se dejan establecidas todas las conexiones de control y de potencia del sistema. Por otra parte, se comprueba el correcto envío y recepción de las señales entre el inversor, los sensores y el controlador. Finalmente, se confirma que el inversor funciona en base a las señales de control enviadas por el controlador. Por lo tanto, el presente trabajo de título logra dejar implementado un sistema de control vectorial, el cual a futuro debe ser validado experimentalmente.

*Dedicada a mi familia, a mi novia,
a mis amistades y a mi papá; pero
sobre todo a mi madre, que si no
fuera por ella quizás en qué cosas
yo andaría metido. Mamá, me he
caído mil veces, pero siempre me
volveré a parar. Hasta la muerte
mamita linda, hasta la muerte.*

Agradecimientos

En primer lugar, debo agradecerle a la profesora Constanza por que desde un principio tuvo una gran disposición a darme parte de su tiempo para realizar reuniones siempre que se lo solicité. También, debo agradecerle al profesor Roberto por que todas las observaciones que me dio a lo largo de la memoria fueron siempre precisas y concisas. Demás está decir que le agradezco a ambos por realizar las cartas de recomendación cuando se los solicité, ya que sin estas quizás nunca hubiera sido aceptado para ir a realizar el Magíster a Concepción.

Aprovecho de pedirle perdón a la profesora por destruir el modulo de potencia y el capacitor. Espero que me recuerde más como un alumno que siempre estuvo muy interesado en todas sus clases. A pesar de todos los errores que cometí durante la memoria, debo decirle que al menos logré mi objetivo personal de aprender el aspecto técnico de la profesión que nunca tuve la oportunidad de adquirir durante la carrera. Ahora soy ese integrante de la familia que se queda fascinado analizando y arreglando los artefactos eléctricos de la casa.

Por otra parte, debo agradecerle a todos los alumnos de doctorado del profesor Roberto, es decir a Yeiner, a Matías, al Felipe y al Arturo. Siempre tuvieron una disposición de oro para responderme todas las dudas que yo les hacía, incluso cuando estas eran súper triviales. Quizás lo que más les agradezco es que siempre me hicieron sentir sumamente cómodo y bien recibido en el Laboratorio de Electrónica de Potencia. Me encantaba ir a soldar allá, porque siempre veía que hacían cosas interesantes que espero algún día poder entender y realizar.

También debo darle las gracias a la Karina que siempre tuvo una sonrisa cuando le iba a pedir todo tipo de implementos. Al Vladimir que me daba lecciones de maquinista cada vez que le hacía una consulta sobre el montaje mecánico. A Don Luis que me iba a avisar el cierre del edificio cuando me quedaba hasta tarde y a quien le pedía cada favor para mover cosas de un lado a otro. A la Srta. Alejandra a quien molestaba cada vez que se caía la licencia de PLECS y a la Srta. Bernardita que siempre me ayudo con cada trámite que me pidieron.

Adicionalmente, debo agradecerle al profesor Luca de la UNAB por darme esperanzas cuando vi mi título irse por la borda y a Maximiliano, quien me ayudó en la reparación del inversor y que me enseñó sobre el mundo de la reparación electrónica. Respecto a mis días trabajando en el montaje experimental, debo darle las gracias al Diego, al Matías y al Benjamín, quienes siempre me dieron animo y buenas vibras cada vez que me pillaban. También debo agradecerle al Albert por darme sus consejos de alumno viejo y a la Paz a quien siempre le preguntaba cada duda que tenía sobre cómo formalizar la memoria. Por último, debo darle las gracias a Fondecyt por financiar el proyecto de investigación 11200866.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Identificación y Formulación del Problema	1
1.2. Objetivos del Trabajo de Título	2
1.2.1. Objetivo General	2
1.2.2. Objetivos Específicos	2
1.2.3. Alcances	3
2. Marco Teórico y Estado del Arte	4
2.1. Tendencia a la Electrificación de los Barcos	4
2.2. Vibraciones Mecánicas en el Sistema de Propulsión	9
2.3. Modelo de la SCIM	11
2.3.1. Principios de funcionamiento	12
2.3.2. Modelo en Estado Estacionario	13
2.3.3. Modelo Dinámico	14
2.3.4. Transformación del Sistema de Coordenadas	16
2.4. Sistemas de Control de la SCIM	18
2.4.1. Métodos de Partida	18
2.4.2. Modos de Operación	18
2.4.3. Control V/f	19
2.4.4. Control Vectorial Directo	19
2.4.5. Control Vectorial Indirecto	21
2.4.6. Estimación de Parámetros	22
2.4.7. Control de Vibraciones	23
2.4.8. Otras Variaciones de Control	24
2.4.9. Sistema de Control a Implementar	25
2.5. Formulación del Control Vectorial Indirecto	25
2.6. Inversor Fuente de Voltaje y Modulación PWM	27
3. Diseño del Sistema de Control	30
3.1. Metodología de Trabajo	30
3.2. Diagrama de Conexiones para Control y Medición	31
3.3. Pruebas SCIM	38
3.3.1. Prueba en Vacío	38
3.3.2. Prueba de Rotor Bloqueado	40
3.4. Sensores Externos	42

3.4.1.	Transductor de Torque	43
3.4.2.	Transductores de Voltaje	44
3.5.	Simulación	46
4.	Implementación	54
4.1.	<i>Hardware in the Loop</i> (Programación RTBOX)	54
4.2.	Montaje Experimental	64
4.2.1.	Conexiones Eléctricas	64
4.2.2.	Sistema Mecánico	72
4.2.3.	Medición de los Sensores de Voltaje	73
4.2.4.	Señales del Sensor de Torque	76
4.2.5.	Control y Medición del Inversor	80
5.	Revisión de Resultados	90
5.1.	Prueba Montaje Mecánico	90
5.2.	Prueba Conversor	94
5.3.	Análisis y Discusión	99
	Conclusión	100
	Bibliografía	102
	Anexo A	106
	Anexo B	108
	Anexo C	110

Índice de Tablas

3.1.	Características principales del inversor Eval-M5-E1B1245N-SiC [18].	32
3.2.	Asignación de pines del conector X10 [18].	33
3.3.	Asignación de pines del conector X7 [18].	34
3.4.	Asignación de pines de los conectores de la RTBOX versión 1.2 de PLEXIM™ [23].	36
3.5.	Valores nominales de la SCIM modelo M6Q100LA4 [22].	38
3.6.	Resultados de la prueba en vacío del motor SCIM.	40
3.7.	Resultados de la prueba de rotor bloqueado del motor SCIM.	42
3.8.	Características principales del sensor de torque. Para más información ver [16].	43
3.9.	Rangos predeterminados de las salidas analógicas del transductor de torque [16].	43
3.10.	Datos eléctricos de los LV 25-P en base a requerimientos del experimento [21].	44
3.11.	Parámetros de la simulación en PLECS del sistema experimental.	46
4.1.	Asignación de los canales de los bloques periféricos de la RTBOX.	56
4.2.	Resumen de las características de los conductores del montaje experimental.	71
4.3.	Resultados de la medición de voltaje alterno en la salida del VARIAC.	75
4.4.	Resultados de las mediciones del sensor de torque.	79
4.5.	Resultados de la medición de temperatura del módulo de potencia del VSI. .	82
4.6.	Resultados de la medición de voltaje en el enlace DC del inversor.	86
4.7.	Resultados de la medición de corriente a la salida del inversor.	88
4.8.	Resumen del ajuste de las señales AI realizada en la RTBOX.	88
5.1.	Componentes utilizados en la elaboración de conectores y de la PCB de tensión.	106
5.2.	Inventario de componentes del Laboratorio de Interacciones Electromecánicas.	107

Índice de Figuras

2.1. Sistema de propulsión convencional mediante accionamiento mecánico.	5
2.2. Sistema eléctrico de potencia con propulsión eléctrica convencional.	6
2.3. Sistema eléctrico de potencia con esquema integrado.	6
2.4. Montajes de los sistemas de propulsión a base de accionamientos eléctricos [27].	8
2.5. Sistema de propulsión eléctrica azimutal [45].	10
2.6. Sección transversal del estator y rotor de una SCIM de cuatro polos [7].	11
2.7. Curva característica del torque y la velocidad en una SCIM operada como motor.	13
2.8. Circuito equivalente monofásico referido al estator de la SCIM.	14
2.9. Circuito equivalente universal de la SCIM con marco de referencia estacionario.	15
2.10. Representación de variables del modelo de la SCIM en coordenadas bifásicas.[46]	17
2.11. Modos de funcionamiento de la SCIM por rango de velocidades [37].	18
2.12. Esquema de control V/f en lazo abierto compensado linealmente [37].	19
2.13. Esquema genérico de un sistema de control vectorial directo [37].	21
2.14. Esquema genérico de un sistema de control vectorial indirecto [37].	23
2.15. Control MPC de compensación de torque para vibraciones torsionales [45].	24
2.16. Diagrama de bloques del FOC indirecto orientado al flujo del rotor.	27
2.17. Diagrama circuital simplificado de un VSI de dos niveles.	28
2.18. Representación del principio de funcionamiento de la modulación PWM.	29
3.1. Esquema de diseño del sistema experimental.	30
3.2. Inversor correspondiente al modelo EVAL-M5-E1B1245N-SiC de <i>Infineon</i> TM .	32
3.3. Diagrama de bloques del Eval-M5-E1B1245N-SiC de <i>Infineon</i> TM [18].	33
3.4. Circuitos impresos de los sensores de torque y voltaje, respectivamente.	35
3.5. Plataforma de simulación RTBOX versión 1.2 de PLEXIM TM	35
3.6. Diagrama de conexiones para establecer las señales del sistema de control.	37
3.7. Cables y conectores destinados al envío de señales del sistema de control.	37
3.8. Montaje de laboratorio para la prueba en vacío de la SCIM.	39
3.9. Diagrama de conexiones para la prueba en vacío de la SCIM.	39
3.10. Corriente (en amarillo) y tensión (en verde) de la prueba en vacío.	40
3.11. Montaje de laboratorio para la prueba de rotor bloqueado.	41
3.12. Diagrama de conexiones para la prueba de rotor bloqueado de la SCIM.	42
3.13. Corriente (en amarillo) y tensión (en verde) de la prueba de rotor bloqueado.	42
3.14. Transductor de torque modelo M425 size 1-B de <i>Datum Electronics</i> TM [16].	44
3.15. Sintonización de OpAmps en LTSPICE para adaptar señales analógicas de salida.	45
3.16. PCB soldada con los transductores de tensión y sus respectivos componentes.	45
3.17. Torque y velocidad rotacional resultante en la SCIM.	47

3.18. Corriente del estator de la SCIM expresada en ejes $d-q$	48
3.19. Corriente y tensión en el estator de la SCIM.	48
3.20. Acercamiento a la corriente y tensión en el estator de la SCIM.	49
3.21. Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en el estator de la SCIM.	49
3.22. Corriente y tensión en la alimentación del VSI.	50
3.23. Acercamiento a la corriente y tensión en la alimentación del VSI.	50
3.24. Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en la entrada del VSI.	51
3.25. Voltaje resultante en el enlace DC del inversor.	51
3.26. Acercamiento al voltaje resultante en el enlace DC del inversor.	52
3.27. Frecuencia eléctrica y mecánica de la SCIM.	53
3.28. Potencia eléctrica a la salida del inversor y potencia mecánica de la SCIM.	53
4.1. Esquema de conexiones de la RTBOX para la simulación en tiempo real.	55
4.2. Torque y velocidad en estado estacionario resultante del HIL.	57
4.3. Corriente del estator en ejes $d-q$ resultante del HIL.	58
4.4. Corriente y tensión de línea en el estator resultante en HIL.	59
4.5. Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en el estator en HIL.	59
4.6. Corriente y tensión en la alimentación del VSI en HIL.	60
4.7. Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en la entrada del VSI en HIL.	60
4.8. Tensión en el enlace DC resultante en el HIL.	61
4.9. Frecuencia eléctrica y mecánica de la SCIM en el HIL.	62
4.10. Potencia eléctrica a la salida del inversor y potencia mecánica resultante en HIL.	62
4.11. Pulsos de disparo de la RTBOX en HIL vista desde el osciloscopio.	63
4.12. Tiempo muerto de la PWM generada por la RTBOX vista desde el osciloscopio.	63
4.13. Conexiones del tablero de alimentación del sistema experimental.	65
4.14. Sistema de parada de emergencia.	66
4.15. Conexiones eléctricas entre el tablero y el inversor.	67
4.16. Corriente y tensión en los terminales del interruptor de entrada del VARIAC.	68
4.17. Conexión de potencia entre el inversor y el estator de la SCIM.	68
4.18. Conexiones de la PCB con transductores de voltaje.	69
4.19. Conexiones de las señales de medición del transductor de torque.	70
4.20. Conexiones de las señales de control y medición entre la RTBOX y el inversor.	70
4.21. Montaje de la electrónica del sistema de control dentro del <i>Rack</i>	71
4.22. Montaje mecánico del sistema experimental	72
4.23. Diagrama de conexión para probar la medición de los sensores de voltaje.	74
4.24. Voltaje fase-neutro a la salida del VARIAC medida con la PCB de tensión.	74
4.25. Voltaje fase-neutro de la fase A a la salida del VARIAC vista desde el osciloscopio.	75
4.26. Diagrama de conexión para probar la medición del transductor de torque.	76
4.27. Velocidad rotacional de la SCIM medida con el sensor de torque.	77
4.28. Torque en el eje del montaje mecánico medido con el sensor de torque.	78
4.29. Potencia mecánica transferida en el eje medida con el sensor de torque.	78
4.30. Variables eléctricas en el estator de la SCIM vista desde el osciloscopio.	80
4.31. Diagrama de conexión para probar las señales de medición y control del inversor.	81
4.32. Voltaje del NTC encargado de medir la temperatura del módulo de potencia.	82
4.33. Medición de temperatura en el módulo de potencia vista desde el osciloscopio.	83
4.34. Relación entre el voltaje del NTC y la temperatura del módulo de potencia [18].	83
4.35. Voltaje del enlace DC medida con el sensor incorporado en el inversor.	84

4.36. Voltaje del enlace DC vista desde el osciloscopio.	85
4.37. Corriente de línea de salida medida con el sensor incorporado en el inversor.	87
4.38. Corriente de línea de la fase A a la salida del VSI vista desde el osciloscopio.	87
4.39. Pulsos de disparo de recibidos por el VSI vistos desde el osciloscopio.	89
4.40. Tiempo muerto de la PWM recibida por el VSI vista desde el osciloscopio.	89
5.1. Diagrama de conexión de la prueba del montaje mecánico.	90
5.2. Velocidad medida durante la prueba del montaje mecánico.	92
5.3. Torque medido en el eje durante la prueba del montaje mecánico.	92
5.4. Potencia transferida durante la prueba del montaje mecánico.	93
5.5. Voltaje trifásico a la salida del VARIAC durante la prueba del montaje mecánico.	93
5.6. Acercamiento al voltaje trifásico a la salida del VARIAC.	94
5.7. Diagrama circuital de la prueba del convertor con resistencias.	95
5.8. Montaje de las resistencias para la realización de la prueba del convertor.	95
5.9. Voltaje del sensor de temperatura durante la prueba del convertor.	96
5.10. Voltaje en el enlace DC durante la prueba del convertor.	97
5.11. Corriente trifásica a la salida del VSI obtenida de la prueba del convertor.	97
5.12. Cambio de frecuencia de la corriente trifásica en la prueba del convertor.	98
5.13. Análisis espectral de la corriente trifásica en la prueba del convertor.	98

Capítulo 1

Introducción

1.1. Identificación y Formulación del Problema

Las embarcaciones marinas son de las primeras maravillas de la ingeniería creadas por la civilización humana. Su relevancia como sistema de transporte ha perdurado hasta nuestros días, en donde se tiene un mundo sumamente globalizado e interconectado que depende totalmente de la industria naviera para que más del 90 % de los bienes de exportación lleguen a sus respectivos clientes alrededor del mundo. Para lograr transportar carga y pasajeros a través de los océanos, así como también realizar diferentes tareas especiales en los mares (pesca, exploración minera, etc...), se requiere de un gran número de embarcaciones con distintas características. Para hacer andar todas esas naves por las aguas del mundo se requiere de una enorme cantidad de energía, de la cual, en la actualidad, proviene en gran parte de la quema de combustibles fósiles, principalmente diésel.

En el contexto actual de crisis climática, hay varias entidades trabajando para lograr la reducción en las emisiones de gases de efecto invernadero. La industria naviera no es la excepción a esta tendencia, ya que por sí sola contribuye con el 15 % de las emisiones globales de Oxido de Nitrógeno (NO_x) y con el 3 % de las emisiones globales de Dióxido de Carbono (CO_2) [27]. Si no se toman las medidas necesarias a tiempo, se proyecta que las emisiones podrían seguir aumentando en el futuro, llegando a consecuencias devastadoras para las futuras generaciones. Si bien se han hecho esfuerzos en materia de regulación por parte de entidades tales como la organización marítima internacional (OMI) para reducir las emisiones, estos esfuerzos van dirigidos, en su mayoría, a la operación de las naves y no a su diseño, el cual perdura durante toda la vida útil de las embarcaciones.

En las últimas décadas a habido una serie de nuevas tendencias en el diseño de las embarcaciones marinas. De estas, las que más disrupción han causado en la industria son la incorporación de sistemas de propulsión eléctrica y la incorporación de arquitecturas de red eléctrica integradas, en donde tanto las cargas de servicios como el sistema de propulsión son alimentadas por un mismo sistema de distribución eléctrica. Las nuevas embarcaciones construidas bajo estos nuevos paradigmas de diseño se les conoce como “barcos más eléctricos” (*More Electric Ships* en inglés, MES), y poseen ventajas con respecto a sus predecesores. La electrificación del sistema de propulsión de los barcos permite mejorar la flexibilidad y

disponibilidad de energía, logrando mejorar la eficiencia y reducir las emisiones, satisfaciendo a su vez la creciente demanda de potencia por parte de las naves.

En el presente documento, se expone el problema que busca resolver este trabajo de título. Este se enmarca dentro en los desafíos que conlleva la electrificación de los barcos. Dentro de estos, existe una problemática particular en relación a las vibraciones torsionales que afectan al sistema de propulsión. Este trabajo forma parte del proyecto Fondecyt 11200866, liderado por la profesora Constanza Ahumada, que propone una estrategia de control predictivo de compensación de torque para reducir estas vibraciones. Ahora bien, falta probar experimentalmente este sistema de control para validar su funcionamiento en la práctica. En consecuencia, este trabajo se centra en la implementación experimental de un sistema de control vectorial de una máquina de inducción con rotor jaula de ardilla, bajo el contexto que este es el tipo de máquina que está usualmente presente en los propulsores de tipo azimutal.

1.2. Objetivos del Trabajo de Título

1.2.1. Objetivo General

El objetivo general de este trabajo es implementar experimentalmente un sistema de control vectorial aplicado a una máquina de inducción con rotor jaula de ardilla (*Squirrel Cage Induction Motor* en inglés, SCIM). Durante la implementación práctica de este sistema, se busca: reconocer en detalle cuales son los componentes, equipos, instrumentos y *softwares* necesarios para llevar a cabo su implementación; mostrar cómo se realiza la conexión entre los distintos elementos del sistema y distinguir las precauciones que se deben tener en cuenta tanto en el proceso de la puesta experimental como durante la operación del sistema.

1.2.2. Objetivos Específicos

Para poder cumplir con el objetivo general que se plantea en este trabajo de título, primero es necesario llevar a cabo una serie de tareas más específicas. Los objetivos que buscan lograr estas tareas se resumen a continuación:

- Identificar los equipos a utilizar en el experimento y estudiar su información técnica.
- Realizar los ensayos correspondientes a la SCIM para obtener sus parámetros.
- Hacer la simulación del sistema de control mediante el *software* PLECS de PLEXIM™.
- Establecer las conexiones y la configuración del controlador RTBox de PLEXIM™.
- Dejar establecida la conexión entre la RTBox™ y los sensores de medición.
- Generar las señales deseadas entre la RTBox™ y el inversor.
- Establecer las conexiones eléctricas entre el tablero, el inversor y la SCIM.
- Crear un manual de operación sobre el uso y funcionamiento del sistema experimental.

1.2.3. Alcances

El sistema de control vectorial a implementar se limita a ser utilizado exclusivamente en una SCIM, dado que es una máquina bastante utilizada en este tipo de aplicaciones. Este sistema será utilizado en el futuro para probar la validez de una investigación, liderada por la profesora Constanza Ahumada, en la cual se propone una estrategia de control predictivo (*Model Predictive Control* en inglés, MPC), que mediante compensación de torque, permite reducir las vibraciones torsionales que suelen aparecer en la parte mecánica de los sistemas de propulsión azimutal de las embarcaciones. Esto último ocurre especialmente bajo la presencia de perturbaciones marinas tales como la ventilación, el cual es un fenómeno que suele ocurrir durante eventos de fuerte oleaje en el cual la hélice propulsora pasa momentos tanto dentro como fuera del agua, produciéndose una diferencia de torque entre el motor y la hélice.

Es importante dejar en claro que el montaje experimental que se realiza en este trabajo de título se limita a la implementación del sistema de control vectorial de la SCIM. Teniendo en consideración las limitantes de tiempo, queda como trabajo futuro la modelación de las componentes mecánicas para la emulación experimental del sistema de propulsión azimutal. Sujeto a lo anterior, también se deja para más adelante la prueba experimental del control MPC en la compensación de vibraciones torsionales. Esto se debe a que a pesar que se dispone de un montaje mecánico para el experimento, aún no se tiene un modelo detallado de este.

También hay que señalar que el modelo matemático del montaje mecánico del sistema experimental queda fuera del alcance de este trabajo. En particular, queda pendiente realizar el estudio y el análisis de las frecuencias de resonancia que se generan al ser operado mediante la SCIM. En consecuencia, también queda fuera de este trabajo las pruebas del experimento a velocidad nominal. Esto último es por una razón de seguridad, ya que mientras no se hagan los estudios correspondientes no se tiene certeza de cuál será la respuesta de este sistema.

Capítulo 2

Marco Teórico y Estado del Arte

2.1. Tendencia a la Electrificación de los Barcos

A principios del siglo XX la mayoría de las embarcaciones marítimas funcionaban en base a carbón¹ o diésel como fuente primaria de energía para su sistema de propulsión, además de los servicios eléctricos auxiliares que pudiesen llegar a tener (considerando que en esos años aún se estaba en proceso de incorporación de sistemas eléctricos). Sin embargo, ya en esa época se habían diseñado sistemas de propulsión eléctrica en base a corriente alterna (*Alternating Current* en inglés, AC) y corriente continua (*Direct Current* en inglés, DC) [33].

La envergadura de las embarcaciones ha ido aumentando a medida que han pasado los años, por lo que se ha convertido en una necesidad clave que los sistemas de propulsión sean capaces de convertir el bajo torque y alta velocidad del motor primario (*prime mover*, en inglés) en gran torque y baja velocidad que requiere la hélice propulsora para poder ejercer empuje. Otros requerimientos adicionales han ido surgiendo con respecto a los sistemas de propulsión marina, tales como la capacidad de aplicar propulsión inversa, así como también la capacidad de cambiar la velocidad de navegación cuando la tripulación lo desee [33].

Los primeros barcos a propulsión eléctrica utilizaban en su mayoría motores DC, ya que permiten variar la velocidad de rotación fácilmente mediante la variación del voltaje en bornes. No ocurría lo mismo con los motores AC, ya que para variar la velocidad de giro de estos motores se necesita variar la frecuencia con la cual se alimentan, lo cual obligaba a variar la frecuencia de la barra eléctrica de alimentación del sistema de propulsión (y en consecuencia todos los elementos que estuvieran conectados a esa barra) [33]. Este inconveniente hizo que la aplicación de motores AC en sistemas de propulsión fuese inviable durante muchos años.

A pesar de la existencia de barcos accionados eléctricamente a partir de motores DC, estos sistema de propulsión no prosperaron al lado de los accionamientos mecánicos más tradicionales, cuyo principio de funcionamiento se resume en el diagrama de la Figura 2.1. Debido al diseño de los motores DC, estos necesitan de un alto grado de mantención (principalmente debido a las escobillas), además de que poseen una baja densidad de potencia. La

¹El cual se usaba para generar vapor de agua, el cual permitía accionar una turbina a vapor.

creciente demanda de poder por parte de los sistemas de propulsión hizo que el motor DC no pudiera seguir compitiendo al lado de los sistemas de propulsión mecánicos [33], ya que la construcción de motores DC de potencias más grandes se vuelve técnicamente inviable²

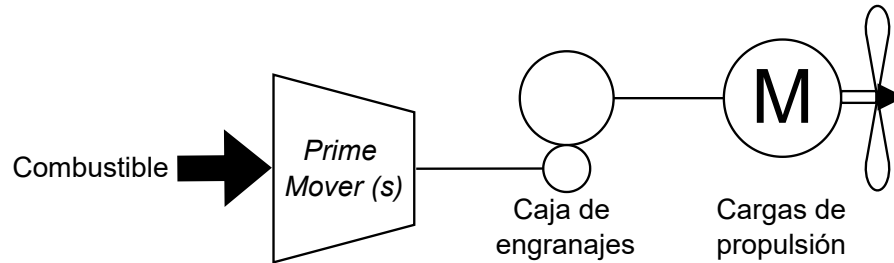


Figura 2.1: Sistema de propulsión convencional mediante accionamiento mecánico.

Tras décadas sin mayor novedad respecto a la propulsión eléctrica, hubo un resurgimiento en las investigaciones y desarrollos tecnológicos relacionados con la mayor integración de equipos eléctricos en los sistemas de transporte marinos en la década de los 80. En [33] se atribuye este resurgimiento principalmente a dos factores clave. El primero corresponde al desarrollo en convertidores electrónicos de alta potencia y el segundo tiene relación con el cambio en la arquitectura del sistema eléctrico de potencia. En la Figura 2.2 se ilustra una arquitectura eléctrica convencional y en la Figura 2.3 se muestra el esquema integrado. Ambas arquitecturas poseen cargas de servicio y cargas de propulsión, sin embargo, en el esquema convencional se destina un generador individual para cada tipo de carga, en cambio en el esquema integrado todas las cargas son suplidas por un mismo sistema eléctrico³.

Otra de las razones que dieron paso al resurgimiento de los accionamientos eléctricos en los sistemas de propulsión de las embarcaciones viene dado por el hecho de que los actuadores hidráulicos y neumáticos suelen ser por lo general más espaciosos, ineficientes, pesados y ruidosos que los actuadores eléctricos, además de que requieren de mayor mantenimiento. Esta tendencia a la utilización de actuadores eléctricos hace que la alternativa de incorporar propulsión eléctrica sea más atractiva, ya que el diseño de barcos totalmente eléctricos (*All Electric Ship* en inglés, AES) permite una mayor flexibilidad y simplicidad arquitectónica de la embarcación, desbloqueando parte de la potencia eléctrica de propulsión para poder ser usada directamente en otras cargas (como por ejemplo en los actuadores eléctricos) [44].

El desarrollo de los semiconductores de alta potencia ha abierto un abanico de posibilidades para el desarrollo de los accionamientos eléctricos modernos. Uno de los ejemplos más icónicos del desarrollo de la propulsión eléctrica de barcos es la utilización de los variadores electrónicos de frecuencia (*Variable Frequency Drives* en inglés, VFD). Estos permiten variar la frecuencia con la cual se alimenta un motor AC, permitiendo así variar la velocidad rotacional del motor dejando constante la frecuencia en la barra de alimentación del sistema de propulsión [33].

Si bien las primeras aplicaciones de la electrónica de potencia en los sistemas de propulsión marinos fue en el uso de rectificadores y tiristores para motores DC, fueron los accionamientos

²El límite de potencia es de $\approx 5 [MW]$, lo que es poco en comparación a la demanda de los barcos actuales.

³Bajo este enfoque, se combina el sistema de propulsión y los servicios eléctricos en un mismo sistema.

eléctricos de tipo AC los que ganaron la atención de los ingenieros navales debido a que esta clase de motores poseen una mayor capacidad y densidad de potencia en comparación a los motores DC. A lo anterior se suma que los motores AC operados de manera controlada poseen una mayor eficiencia energética ($\approx 95\%$) en comparación a los motores de combustión interna ($\approx 85\%$) cuando se encuentran operando a potencias cercanas a la nominal [13].

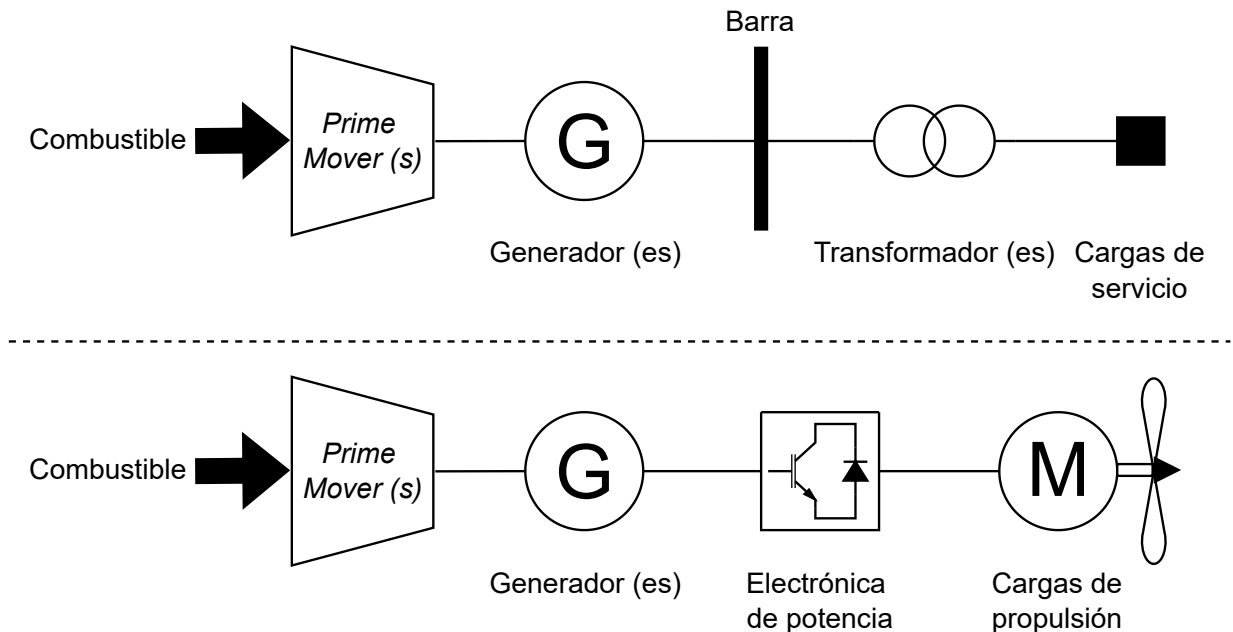


Figura 2.2: Sistema eléctrico de potencia con propulsión eléctrica convencional.

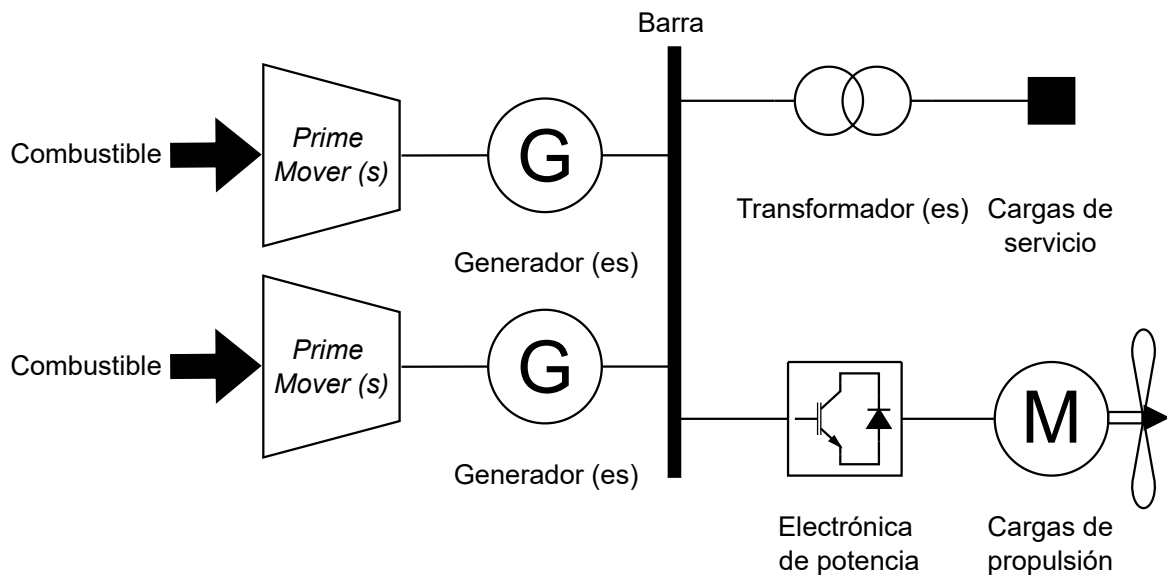


Figura 2.3: Sistema eléctrico de potencia con esquema integrado.

El hostil ambiente marino difiere bastante de las condiciones terrestres y obliga a que los equipos y sistemas dentro de las embarcaciones sean robustos y redundantes⁴, sin dejar de lado que deben ser económicamente rentables de construir y de operar. Por otra parte, los barcos suelen tener perfiles de operación variables y en pocas ocasiones se encuentran operando a plena potencia. Estas características favorecen la incorporación de un sistema eléctrico integrado con varias unidades generadoras que puedan producir energía en todo momento, lo cual se logra a partir del funcionamiento adecuado de cada unidad independiente [33].

Este nuevo sistema eléctrico integrado permite ahorrar combustible y optimizar energéticamente la operación general de la embarcación, ya que es posible arrancar o detener los generadores de acuerdo a las demandas de propulsión y de servicios eléctricos⁵, lo que asegura que los generadores estén siempre cargados cerca de su punto de operación óptimo [33]. Si adicionalmente se incorporan equipos de almacenamiento energético al sistema eléctrico, se logra una mayor confiabilidad y flexibilidad de operación ante cargas variables e intermitentes.

Si bien la incorporación progresiva de accionamientos eléctricos en las naves ya lleva alrededor de 40 años desarrollándose, aún existen varios aspectos técnicos que se deben resolver. En [13] se menciona que el desarrollo más notable en las últimas décadas ha sido en los sistemas de control, la implementación de nuevos sistemas de comunicación y en los sistemas de protección eléctricos ante situaciones de falla. Sin embargo, no solo han habido grandes desarrollos en los sistemas eléctrico/electrónicos de los AES, sino que también ha habido un gran avance en el diseño mecánico de estos, lo que ha hecho posible que los sistemas de propulsión pasen a formar parte del sistema eléctrico de la embarcación.

En los últimos años ha habido una tendencia a incorporar montajes de los sistemas de propulsión distintos a los convencionales. Antiguamente, el motor se conectaba directa y horizontalmente a la hélice mediante un eje mecánico y una caja de engranajes (tal como se observa en la Figura 2.1), lo cual si bien es una solución simple y mecánicamente robusta, suele presentar problemas de vibraciones mecánicas, de maniobrabilidad y de aprovechamiento ineficiente del espacio al interior del barco [33]. Ahora los nuevos montajes utilizados en los barcos modernos suelen tener parte o la totalidad de su sistema de propulsión fuera del casco.

Uno de los nuevos montajes es el de tipo envainado (*podded* en inglés) que se muestra en la Figura 2.4a, el cual es un tipo de propulsor donde el conjunto del motor y la hélice de propulsión se encuentran montados en el mismo eje dentro de una misma cápsula sellada. El otro de estos nuevos montajes es el de tipo azimutal (*azimuth* en inglés) que se observa en la Figura 2.4b, donde el motor se encuentra dentro del barco y solo la hélice propulsora se encuentra montada en una cápsula debajo del casco [33]. Este montaje se puede girar libremente, lo que le otorga la capacidad de producir empuje en cualquier dirección, por lo que se utiliza donde se requiere de una mejor maniobrabilidad. En particular, es en este último tipo de montaje del sistema de propulsión en el cual se centra este trabajo de título, por lo que se abordará en mayor detalle sus características mecánicas en la sección siguiente.

El desarrollo de los sistemas de propulsión eléctrica para embarcaciones busca seguir mejorando en términos de capacidad y rentabilidad. Tal como se menciona en [32], una de las

⁴Esto implica tener múltiples generadores, motores, convertidores y vías de conducción eléctricas.

⁵La propulsión eléctrica representa entre el 70 % a 90 % de la carga eléctrica total de una embarcación.

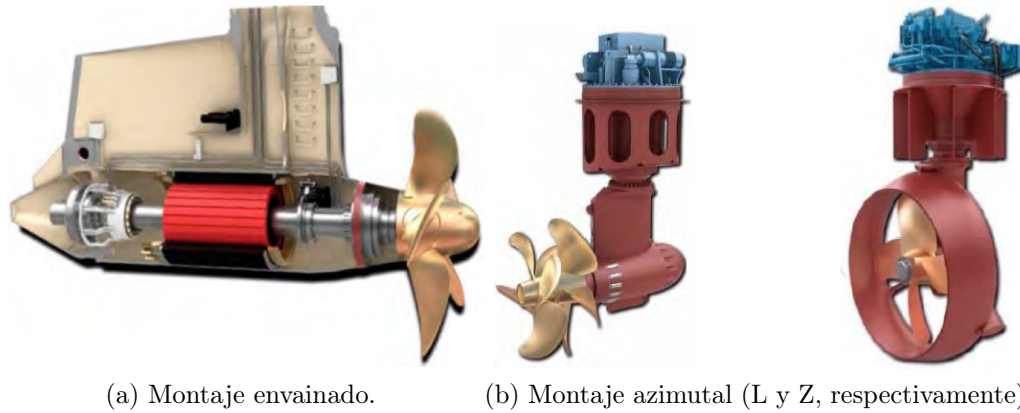


Figura 2.4: Montajes de los sistemas de propulsión a base de accionamientos eléctricos [27].

formas para lograrlo es aumentando la eficiencia y reduciendo las pérdidas en las distintas conversiones eléctricas que se realizan a lo largo del sistema. Sin embargo, dado que a nivel técnico es bastante difícil seguir aumentando la eficiencia de los convertidores electrónicos de potencia debido a las limitaciones en la frecuencia de conmutación y a las pérdidas de calor en los semiconductores, la única forma a priori que se tiene para seguir mejorando la eficiencia es reduciendo el número de unidades de conversión entre la generación y el consumo.

Para poder aumentar la eficiencia energética en el sistema eléctrico de los barcos, una de las tendencias actuales en el diseño y construcción de embarcaciones consiste en la simplificación del circuito funcional del sistema de propulsión. Otra solución consiste en la incorporación de convertidores multinivel, sin embargo, estos suelen tener mayores costos y no resuelven los problemas de compatibilidad electromagnética (*Electro-Magnetic Compatibility* en inglés, EMC) ya presentes en los convertidores tradicionales. Adicionalmente, la elección del tipo de convertidor no es trivial, ya que depende del motor de propulsión y la red eléctrica abordo [27].

Aún queda mucho por avanzar en materia del desarrollo de los AES. En [27] se proponen algunas medidas para mejorar la eficiencia energética de las futuras embarcaciones. Entre estas se menciona la importancia que tiene la etapa de diseño en el consumo energético de las embarcaciones, ya que los parámetros definidos en esta etapa afectarán fuertemente el consumo que tendrá un barco a lo largo de su vida útil. También, se hace mención a la futura sustitución del petróleo por otros combustibles más eficientes y a mejorar el factor de utilización del combustible mediante un perfil operacional más cercano a la carga nominal.

Una futura tendencia para mejorar la eficiencia de la operación de los AES es la incorporación del denominado “planchado en frío”, el cual es un proceso en donde se utiliza la energía eléctrica disponible en tierra para alimentar las cargas auxiliares del barco cuando este se encuentra en puerto, lo que permite apagar sus motores principales y auxiliares [27]. Adicionalmente, se espera que a futuro crezca la adopción de arquitecturas DC en los sistemas eléctricos de distribución abordo, debido a ventajas en términos de incorporación de nuevos recursos distribuidos (concepto conocido como “*plug & play*”) y a mejoras en la eficiencia energética gracias a la reducción en las unidades de convertidores eléctricos requeridos [32].

2.2. Vibraciones Mecánicas en el Sistema de Propulsión

Las embarcaciones equipadas con sistemas de propulsión eléctrica han tomado protagonismo en las últimas décadas. Estas son capaces de reducir el consumo de combustible, aumentando su eficiencia energética y reduciendo las emisiones de gases de efecto invernadero. Sin embargo, además de la reducción en combustible, la incorporación de accionamientos eléctricos conlleva una reducción en el espacio y el peso requerido por parte del sistema de propulsión. Esto se logra mediante la reducción y optimización de las componentes mecánicas, lo cual resulta en conexiones físicas que suelen ser más flexibles que las existentes en accionamientos en base a combustibles fósiles. Estas características hacen que las naves sean más propensas a que se generen vibraciones torsionales en su sistema de propulsión [45].

Las vibraciones torsionales actúan sobre la dirección angular en torno al centro del eje de un elemento mecánico [34]. Su estudio suele ser importante para el diseño y operación de sistemas en los cuales hay elementos rotatorios involucrados. En el caso de los sistemas de propulsión marinos, las tensiones torsionales entre diferentes componentes de la transmisión mecánica son una de las principales razones de fatiga de la hélice propulsora, así como también para el resto de componentes mecánicos del sistema [41]. Estas perturbaciones suelen ser provocadas por cambios en la velocidad de referencia y por variaciones de carga sobre la hélice, como es el caso durante condiciones de mar extremas. Estas pueden provocar una diferencia de velocidad entre la hélice y el motor, provocando vibraciones torsionales en el sistema de transmisión que pueden llegar a perturbar la red eléctrica, afectando su rendimiento y eficiencia [25].

Es relevante para la industria naviera el análisis del comportamiento de los sistemas de propulsión eléctrica ante la presencia de vibraciones torsionales. El estado del arte en el modelamiento exacto de estas vibraciones es el modelamiento por elementos finitos (*Finite Element Modeling* en inglés, FEM). Sin embargo, la utilización de esta técnica solo se justifica cuando se busca modelar sistemas que poseen formas geométricas complejas [34], ya que se requiere de una gran carga computacional⁶. En el caso del estudio de las interacciones electromecánicas, el modelamiento más común es mediante parámetros distribuidos, donde el sistema se representa como un conjunto de masas y resortes con dinámicas similares. Esta simplificación permite reducir el costo computacional del modelo, además de que permite modelar el sistema mecánico con la precisión suficiente para el análisis electromecánico [25].

El análisis mecánico de este trabajo se centra en los propulsores de tipo azimutal accionados mediante SCIM, dado que esta es una de las configuraciones más convencionales en la propulsión de embarcaciones modernas [26]. En la Figura 2.5a se muestra el esquema electromecánico de este tipo de propulsión. Como se puede observar, la hélice propulsora se encuentra conectada a la SCIM a través de una transmisión mecánica flexible que consta de engranajes, ejes y rodamientos. En la Figura 2.5b se ilustra el modelo mecánico en parámetros distribuidos del propulsor azimutal. Este representa una versión reducida del modelo presentado en [31], lo cual, para efectos de este trabajo, resulta suficiente considerando que las frecuencias naturales se mantienen dentro del 6% de error con respecto a las reales [26].

El modelo presentado se compone de seis inercias. Estas comprenden al rotor de la SCIM (J_1), el cual se conecta a través de un eje a la primera caja de engranajes (J_2 y J_3). Esta

⁶En general, el modelamiento mediante FEM es utilizado para el diseño de las componentes mecánicas.

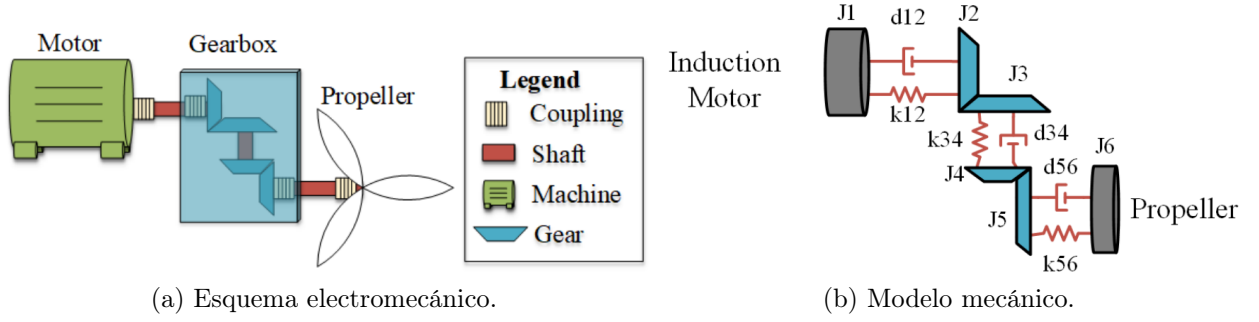


Figura 2.5: Sistema de propulsión eléctrica azimutal [45].

caja de transmisión reduce la velocidad y está conectada mediante un eje vertical a la caja de cambios inferior (J_4 y J_5), la cual reduce nuevamente la velocidad al valor nominal de la hélice (J_6), con la cual se encuentra conectada mediante un tercer eje. Debido a que este sistema es principalmente elástico, se desprecian las inercias de los ejes para el análisis de vibraciones torsionales, considerando solo su amortiguación (d_{ij}) y elasticidad (k_{ij}) respectivas. Con respecto a los engranajes, estos se asumen ideales, por lo que se desprecia el efecto *Backlash*. Bajo este mismo supuesto, las razones de transformación se pueden referenciar al lado del motor, por lo que estas se encuentran implícitas en los valores de inercias y ejes [45].

A partir del sistema de transmisión mecánica que se ilustra en la Figura 2.5b se pueden formular las ecuaciones que describen la dinámica de las inercias, los ejes y los engranajes. Reordenando estas ecuaciones diferenciales, es posible expresar matricialmente el sistema mecánico como $J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} + K\theta = T$. Esta formulación matemática se muestra a continuación:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} J_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \\ \ddot{\theta}_3 \\ \ddot{\theta}_4 \\ \ddot{\theta}_5 \\ \ddot{\theta}_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{12} & -d_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -d_{12}d_{12} + d_{23} & -d_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -d_{23} & d_{23} + d_{34} & -d_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -d_{34} & d_{34} + d_{45} & -d_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -d_{45} & d_{45} + d_{56} - d_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -d_{56} & d_{56} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \\ \dot{\theta}_4 \\ \dot{\theta}_5 \\ \dot{\theta}_6 \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} k_{12} & -k_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_{12}k_{12} + k_{23} & -k_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -k_{23} & k_{23} + k_{34} & -k_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{34} & k_{34} + k_{45} & -k_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -k_{45} & k_{45} + k_{56} - k_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{56} & k_{56} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \\ \theta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_e \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -T_p \end{bmatrix} \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

donde T_e es el torque aplicado por la SCIM, T_p es el torque ejercido por la hélice, d_{ij} y k_{ij} son el amortiguamiento y la elasticidad de las conexiones, respectivamente y θ_i , $\dot{\theta}_i$ y $\ddot{\theta}_i$ son el ángulo, la velocidad y la aceleración de las inercias J_i , respectivamente. El sistema (2.1) puede ser reescrito convenientemente en espacio de estados, tal como se presenta en (2.2) [45].

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -J^{-1} \cdot K & -J^{-1} \cdot D \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X} + \begin{bmatrix} 0 \\ -J^{-1} \cdot T \end{bmatrix} \cdot u = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u \quad (2.2)$$

2.3. Modelo de la SCIM

El motor de inducción jaula de ardilla es uno de los candidatos ideales para ser usado en la propulsión de embarcaciones debido a la basta cantidad de avances y estudios que esta máquina eléctrica ha tenido en las últimas décadas. La simpleza de su construcción no solo le otorga un bajo costo y una mayor confiabilidad, sino que también posee una mayor durabilidad y un bajo nivel de mantenimiento frente a otras máquinas eléctricas [28]. Este diseño resulta apto para aplicaciones donde suelen haber impactos involucrados, además de que presenta niveles relativamente bajos de transferencia de vibraciones a la estructura del barco [33]. Estas características, sumadas a la existencia de ejemplares con grande capacidades de potencia, hacen que este tipo de motores sean los más utilizados en los sistemas de propulsión por sobre otros motores eléctricos que poseen mayores densidades de potencia.

La composición constructiva de una SCIM puede dividirse en sus dos componentes principales, el estator y el rotor. El estator está compuesto por laminas de acero altamente permeables que se encuentran aisladas entre sí y que tienen la finalidad de reducir las pérdidas ferromagnéticas del núcleo. Este posee ranuras axiales donde se alojan tres devanados desfasados especialmente entre sí en $2\pi/3$ [rad], los cuales pueden ser de uno o más pares de polos. El rotor, por su parte, no posee alimentación propia y está compuesto por una “jaula de ardilla” formada por conductores cortocircuitados en ambos extremos mediante anillos conductivos [50], los cuales se encuentran incrustados en la laminación de acero del rotor. La Figura 2.6 muestra la sección transversal de una SCIM. El conjunto de conductores del rotor se muestran en rojo, mientras que los devanados se alojan dentro de las ranuras del estator.

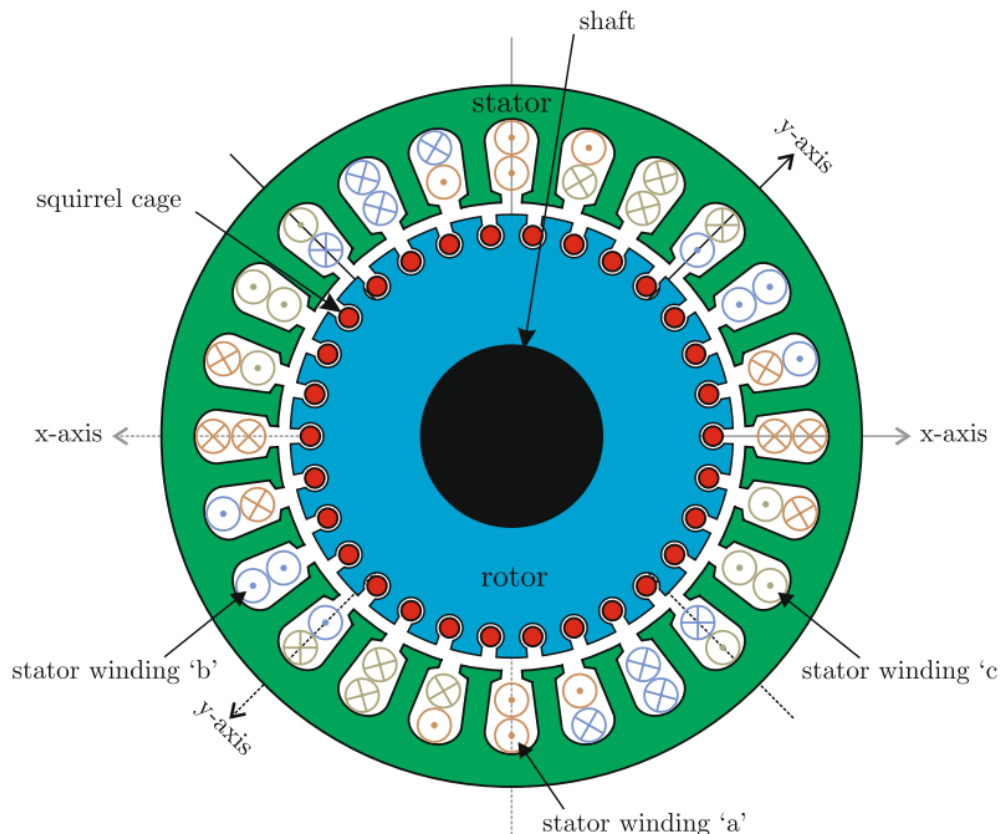


Figura 2.6: Sección transversal del estator y rotor de una SCIM de cuatro polos [7].

2.3.1. Principios de funcionamiento

Al alimentar el estator mediante una red trifásica balanceada, empiezan a circular corrientes sinusoidales desfasadas en $2\pi/3$ [rad], de la misma amplitud y frecuencia angular:

$$i_a(t) = I_m \cos(\omega t) ; i_b(t) = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) ; i_c(t) = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

donde ω es la frecuencia de la corriente de alimentación en $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$ y I_m es la amplitud máxima de la corriente. Estas corrientes circulan por los enrollados, lo cual induce flujos magnéticos:

$$\psi_a(t) = \psi_m \cos(\omega t) ; \psi_b(t) = \psi_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) ; \psi_c(t) = \psi_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

donde ψ_m representa el módulo del flujo magnético. La suma de los flujos en (2.4) resulta en:

$$\psi(t) = \psi_a(t)e^{j0} + \psi_b(t)e^{j2\pi/3} + \psi_c(t)e^{-j2\pi/3} = \frac{3}{2}\psi_m e^{j(\omega_s t)} \quad (2.5)$$

que corresponde a un flujo rotatorio de amplitud constante que gira a una velocidad síncrona (ω_s) determinada por la frecuencia de la alimentación y por el número de pares de polos:

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{p} \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right] ; \omega_s = \frac{60f}{p} [\text{rpm}] \quad (2.6)$$

donde f es la frecuencia eléctrica de la fuente en [Hz] y p es el número de pares polos [6].

Dado que no existe una conexión eléctrica entre el estator y el rotor, la relación existente entre ambos se debe al fenómeno de la inducción electromagnética (ley de Faraday-Lenz)⁷ [4]. Al existir un flujo magnético rotatorio penetrando el rotor, se generan corrientes AC debido a la tensión inducida por la variación de flujo percibida por los conductores cortocircuitados. La interacción que se genera entre el flujo magnético del estator y las corrientes inducidas en el rotor produce un torque en la SCIM, gracias al efecto de la fuerza de Lorentz. Si el rotor estuviera girando sincrónicamente no se inducirían corrientes ya que no habría variación de flujo y, en consecuencia, no habría torque [7]. Luego, para producirlo debe existir una diferencia entre la velocidad síncrona del estator (ω_s) y la velocidad del rotor (ω_r). Acá se introduce el concepto de deslizamiento (s), que es la diferencia relativa entre ambas velocidades:

$$s = (\omega_s - \omega_r) / \omega_s ; \omega_r = (1 - s) / \omega_s \quad (2.7)$$

La relación existente entre el torque y el deslizamiento se explica mejor al observar la curva de la Figura 2.7. En línea continua, se observa la curva de torque que ejerce la máquina, y en línea discontinua, el torque requerido por la carga. En la partida ($s = 1$), la máquina debe ejercer un torque mayor a un cierto mínimo para poder empezar a girar la carga. Superada esta inercia, la velocidad del rotor empieza a aumentar y el deslizamiento a disminuir. Esto se logra con torque de aceleración, que es la diferencia de torque entre el rotor y la carga [3].

En la Figura 2.7, el torque de aceleración comienza a aumentar hasta llegar a un máximo cuando la SCIM se opera con un deslizamiento en torno al $s \approx 2\%$, 6% . Pasado este punto, el

⁷Por esta razón, las SCIM reciben el nombre de “máquinas de inducción”.

torque de la máquina desciende bruscamente ya que se alcanza la velocidad síncrona ($s = 0$) [6]. Entre la velocidad a la cual se tiene el torque máximo y la velocidad síncrona, las curvas de la máquina y la carga se intersectan. Este punto representa la operación nominal de la SCIM, donde la velocidad y el torque del rotor son iguales a las de carga. En la Figura 2.7 solo se muestra la curva de operación de la máquina operando como motor ($0 < s < 1$), ya que esto es suficiente para efectos de este trabajo. A pesar de esto, se debe tener en consideración que esta máquina también puede ser operada como freno ($s > 1$) y como generador ($s < 0$).

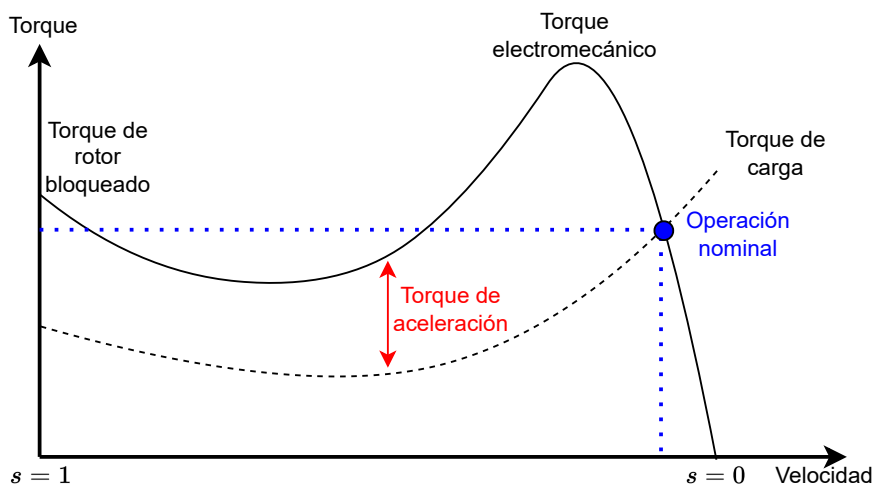


Figura 2.7: Curva característica del torque y la velocidad en una SCIM operada como motor.

2.3.2. Modelo en Estado Estacionario

La curva de torque-velocidad permite representar el rango de operación de la SCIM, y su forma está determinada por los parámetros del modelo en estado estacionario. Al considerar una velocidad síncrona constante y una operación en estado estacionario, la máquina se puede modelar como un transformador rotatorio mediante el circuito que se ve en la Figura 2.8 [28]. Las resistencias en serie representan las pérdidas óhmicas en los enrollados del estator (r_1) y del rotor (r_2')⁸, mientras que las reactancias representan las fugas del flujo que circula a través de del estator (x_1) y del rotor (x_2'). En el caso de la rama en paralelo, la resistencia r_{fe} representa las pérdidas producidas por las corrientes parasitarias en el núcleo, mientras que la reactancia x_m representa el consumo de potencia reactiva necesaria para su magnetización. Por su parte, la resistencia variable representa la carga mecánica acoplada a la SCIM [50].

A partir de la Figura 2.8 se pueden obtener las ecuaciones que describen el comportamiento electromecánico de la SCIM. En particular, al hacer el cálculo correspondiente, se obtiene:

$$I_2' = \frac{V_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2}} \quad (2.8)$$

donde V_1 es la tensión de alimentación del estator, I_0 corresponde a la corriente en vacío, $I_1 = I_0 + I_2'$ representa la corriente en el estator y I_2' es la corriente en el rotor referenciada al

⁸El sufijo ' hace referencia a que el parámetro se encuentra referido al lado del estator.

lado del estator. Recordando que $P_{3\phi} = 3P_{1\phi}$ y $P_{3\phi} = P_{mec}$, se obtiene la potencia mecánica:

$$P_{mec} = 3 \frac{(1-s)}{s} r_2' I_2'^2 \quad (2.9)$$

Teniendo en cuenta que $P_{mec} = \omega_{mec} \cdot T_{mec}$ (donde $\omega_{mec} = \omega_r$ y $T_{mec} = T_e$), si se sustituye (2.8) en (2.9) y se usa (2.7), se llega a que el torque desarrollado por la SCIM esta dado por:

$$T_e = \frac{3p}{2\pi f} \cdot \frac{\frac{r_2}{s} \cdot V_1^2}{(r_1 + \frac{r_2}{s})^2 + (x_1 + x_2)^2} \quad (2.10)$$

Esta ecuación permite describir parte del comportamiento electromecánico de la SCIM [28].

En particular, el torque y la velocidad son las variables que relacionan los sistemas eléctrico y mecánico. Ahora bien, para poder encontrar los parámetros del modelo en estado estacionario de la máquina, se deben realizar las pruebas de vacío y de rotor bloqueado [50], lo cual se verá en el siguiente capítulo. Este modelo resulta útil para estudiar el funcionamiento convencional de la SCIM, sin embargo, no sirve para diseñar sistemas de control de alta velocidad de respuesta. Para poder diseñar estos sistemas se necesita de un modelo dinámico.

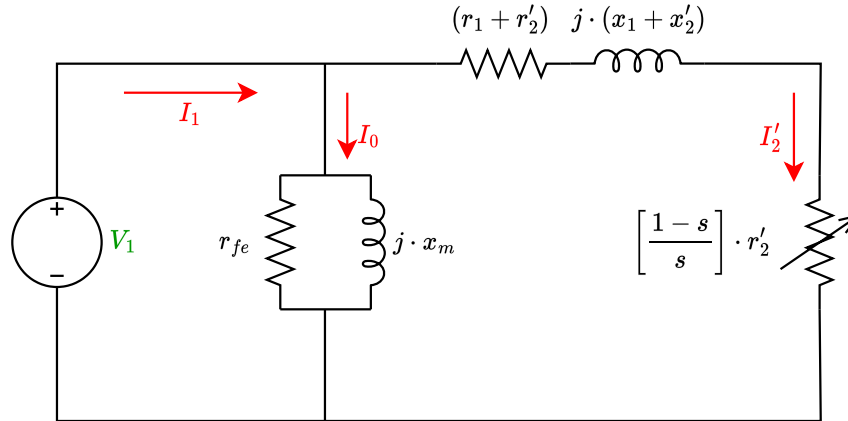


Figura 2.8: Circuito equivalente monofásico referido al estator de la SCIM.

2.3.3. Modelo Dinámico

El modelo dinámico de la Figura 2.9 busca representar los parámetros de la SCIM en un marco de referencia estacionario. Dado que la orientación del flujo del rotor también se referencia a este marco de referencia, aparece un término $j\omega_r \vec{\psi}^9$ producto de la conversión vectorial del marco de referencia rotatorio: $\vec{A}^{abc} = \vec{A}^{dq} e^{j\theta_e}$ [7]. A partir de este modelo dinámico se desprende la relación entre tensiones y corrientes durante transientes, la cual viene dada por las ecuaciones diferenciales de equilibrio del voltaje en el estator y el rotor [46]:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{\partial \vec{\psi}_s}{\partial t} \quad (\text{Estator}) \quad (2.11)$$

⁹Las variables $(\vec{\cdot})$ se encuentran expresadas de manera genérica para cualquier fase en coordenadas abc .

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{\partial \vec{\psi}_r}{\partial t} - j\omega_r \vec{\psi}_r \text{ (Rotor)} \quad (2.12)$$

donde R_s es la resistencia del estator y R_r es la resistencia del rotor referida al estator.

Por otra parte, la relación existente entre flujos y corrientes en la SCIM viene dada por:

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \text{ (Estator)} \quad (2.13)$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \text{ (Rotor)} \quad (2.14)$$

donde la inductancia propia del estator se define como $L_s = L_{\sigma s} + L_m$. Esto significa que L_s se conforma de la inductancia mutua entre los enrollados del estator y del rotor (L_m), y de la inductancia de fuga del estator ($L_{\sigma s}$) que representa los flujos del estator que no alcanzan a ser enlazados por el rotor. Esto se repite en el caso de la inductancia propia del rotor ($L_r = L_{\sigma r} + L_m$)¹⁰. La estimación de las inductancias de fuga se realiza de manera combinada ($L_{\sigma s} + L_{\sigma r}$), por lo que en general este valor se divide arbitrariamente por dos para llegar a los valores individuales. Sin embargo, se debe tener cuidado al hacer esta simplificación ya que el valor de $L_{\sigma r}$ puede desviarse cuando la máquina se opera bajo control vectorial [7].

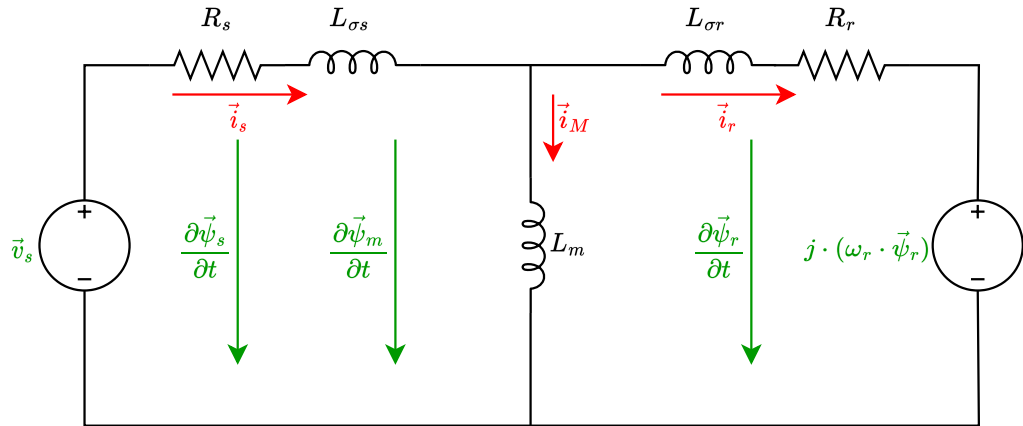


Figura 2.9: Circuito equivalente universal de la SCIM con marco de referencia estacionario.

Las ecuaciones (2.11) a (2.14) permiten describir el subsistema eléctrico. Para describir completamente el comportamiento transitorio, se debe incorporar la ecuación de movimiento:

$$\frac{\partial \omega_r}{\partial t} = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_r - T_{mec}) \quad (2.15)$$

donde J y B son la inercia y el coeficiente de fricción viscosa, respectivamente, del rotor y la carga combinadas [43]. Con respecto al torque electromecánico, este viene dado por [39]:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\vec{\psi}_s \times \vec{i}_s) = -\frac{3}{2} p (\vec{\psi}_r \times \vec{i}_r) \quad (2.16)$$

En conjunto, (2.15) y (2.16) permiten modelar el subsistema mecánico. A partir de los subsistemas eléctrico y mecánico se define el modelo dinámico, el cual asume que se desprecian

¹⁰Inductancias son iguales en todos los sistemas de coordenadas cartesianas por simetría de la SCIM [39].

los efectos de los parámetros distribuidos, las corrientes parásitas, las pérdidas en el núcleo y las características no lineales de los materiales ferromagnéticos tales como la saturación [46].

Para poder diseñar un sistema de control vectorial, se necesitan medir las variables de la máquina. Sin embargo, en el caso de la SCIM solo es posible medir las corrientes que circulan en el estator. Además, es preferible utilizar el flujo del rotor para simplificar el cálculo del torque [39]. Luego, es importante que \vec{i}_r y $\vec{\psi}_s$ sean reescritas a partir de las demás variables:

$$\vec{i}_r = \frac{\vec{\psi}_r - L_m \vec{i}_s}{L_r} \Rightarrow \vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \left(\frac{\vec{\psi}_r - L_m \vec{i}_s}{L_r} \right) = \sigma L_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r \quad (2.17)$$

En particular, al reescribir $\vec{\psi}_s$ aparece el factor de fuga total $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$, el cual es una característica intrínseca a la máquina [7]. Si ahora se reemplaza la expresión (2.17) en (2.11) y (2.12), se llega a las siguientes ecuaciones de balance del voltaje en el estator y el rotor:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \sigma L_s \frac{\partial \vec{i}_s}{\partial t} + \frac{L_m}{L_r} \frac{\partial \vec{\psi}_r}{\partial t} \quad (\text{Estator}) \quad (2.18)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \vec{\psi}_r - \frac{R_r L_m}{L_r} \vec{i}_s + \frac{\partial \vec{\psi}_r}{\partial t} - j\omega_r \vec{\psi}_r \quad (\text{Rotor}) \quad (2.19)$$

2.3.4. Transformación del Sistema de Coordenadas

En un sistema trifásico balanceado, dos de las tres componentes son linealmente independientes. Luego, una variable trifásica puede ser representada a mediante dos componentes ortogonales entre sí. Este es el principio de la transformada de Clarke, propuesta por Edith Clarke, la cual permite representar variables trifásicas mediante su equivalente bifásico [46]:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3}}_k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

La constante $k = 2/3$ permite conservar el valor del flujo magnético al expresarlo en coordenadas $\alpha\beta$. Sin embargo, esta constante no conserva la magnitud de potencia entre ambas coordenadas ($P_{abc} = 3/2 P_{\alpha\beta}$). A pesar de ello, se asigna $k = 2/3$ a la transformada en (2.20), ya que este es un parámetro arbitrario que depende del uso que se le quiera dar a esta transformación [46]. Con respecto al marco de referencia, se fija el eje real (eje α) en la dirección del devanado de la fase a en coordenadas abc [39]. De esta forma, el estator y el rotor del modelo dinámico se pueden representar de manera bifásica, tal como se ve en la Figura 2.10a.

A priori, se podría analizar el estator y el rotor de la máquina usando las coordenadas $\alpha\beta$, sin embargo, hay problemas asociados a esto debido a que las variables de estado exhiben un cambio sinusoidal incluso en estado estacionario. Esto se puede solucionar aplicando otro cambio de coordenadas tal que los valores en estado estacionario no varíen y se mantenga la invariabilidad durante la transformación en términos de impedancia, inductancia y potencia [46]. Esto es precisamente lo que hace la transformada de Park (d-q), propuesta por Robert H. Park, la cual formula un nuevo sistema de coordenadas que gira en sincronía con el campo magnético rotatorio. De esta forma es posible modelar la SCIM como una máquina DC.

En la Figura 2.10b se muestran los devanados del estator y del rotor residendo en un mismo sistema de coordenadas d-q. Dado que en este caso los devanados del estator no se mueven con respecto a los del rotor, todas las auto-inductancias e inductancias mutuas se mantienen constantes [46]. El ángulo θ_e que aparece corresponde a la posición del eje d con respecto al eje real del estator α_s . Este viene dado por la suma entre la posición del marco de referencia estacionario del rotor con respecto al eje α_s (θ_r) y el desplazamiento angular del sistema de coordenadas síncrono con respecto al eje α_r (θ_{slip}). En resumen, se tiene que:

$$\theta_e = \theta_{slip} + \theta_r, \text{ donde } \theta_e = \theta_{e0} + \int_0^t \omega_e d\tau \quad (2.21)$$

donde, al obtener θ_e , es posible realizar la transformada del sistema de coordenadas $\alpha\beta$ a d-q:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 0 \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Aplicando (2.20) y (2.22) en (2.16), (2.18) y (2.19) se llega al modelo dinámico de la SCIM:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \cdot \psi_{rd}), \text{ donde el } \frac{3}{2} \text{ viene de la transformada } \alpha\beta \quad (2.23)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sd}}{\partial t} - \sigma L_s \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{\partial \psi_{rd}}{\partial t} - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sq}}{\partial t} + \sigma L_s \omega_e i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \frac{\partial \psi_{rq}}{\partial t} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \end{aligned} \right\} \text{ (Estator)} \quad (2.24)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} + \frac{\partial \psi_{rd}}{\partial t} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq} \\ 0 &= \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} + \frac{\partial \psi_{rq}}{\partial t} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} \end{aligned} \right\} \text{ (Rotor)} \quad (2.25)$$

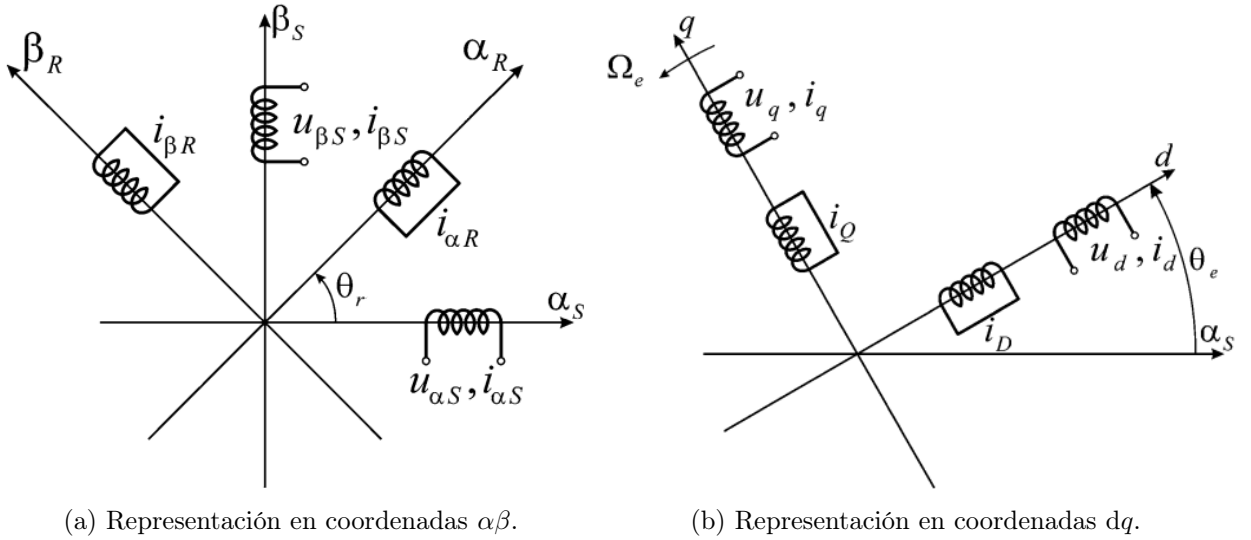


Figura 2.10: Representación de variables del modelo de la SCIM en coordenadas bifásicas.[46]

2.4. Sistemas de Control de la SCIM

2.4.1. Métodos de Partida

La corriente de partida de la SCIM suele ser elevada, llegando a alcanzar valores cinco a seis veces superiores a los de la corriente nominal [28]. Considerando que al inicio de la partida el rotor se encuentra detenido ($s = 1$), la expresión (2.8) queda de la siguiente forma:

$$I_{1part} = I'_{2part} + I_0 \approx I'_{2part} = \frac{V_1}{\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + (x_1 + x_2)^2}} \quad (2.26)$$

Las corrientes elevadas puede provocar transitorios peligrosos en los equipos, por lo que es recomendable atenuarlas en lo posible, especialmente en SCIM de gran potencia. Esto se logra reduciendo el voltaje de alimentación del arranque [50]. Los métodos más comunes son:

- Autotransformador: Permite subir la tensión hasta alcanzar el valor nominal [50].
- Resistencias: Se conectan en serie, reduciendo el voltaje con pérdidas óhmicas [50].
- Partida YΔ: Se reduce la tensión partiendo en Y, ya que $I_{1partY} = I_{1part\Delta}/3$ [28].
- Partidor suave: Controla la tensión de forma que esta aumente gradualmente [28].

2.4.2. Modos de Operación

Existen distintos modos de funcionamiento de la SCIM. En la Figura 2.11 se distinguen tres modos de operación dependiendo del rango de velocidad, los cuales se clasifican en [37]:

- Modo 1: El deslizamiento se mantiene constante y el voltaje del estator se regula de manera que el torque sea constante. En este modo se opera bajo la velocidad nominal.
- Modo 2: Al superar la velocidad nominal, se mantiene el voltaje del estator en su valor nominal y se regula el deslizamiento. En este caso el motor se opera con flujo debilitado.
- Modo 3: El deslizamiento alcanza un máximo, tras lo cual se mantiene el voltaje del estator en su valor nominal y se regula la corriente del estator para obtener potencia constante. El límite de velocidad se determina por condiciones del torque y las pérdidas.

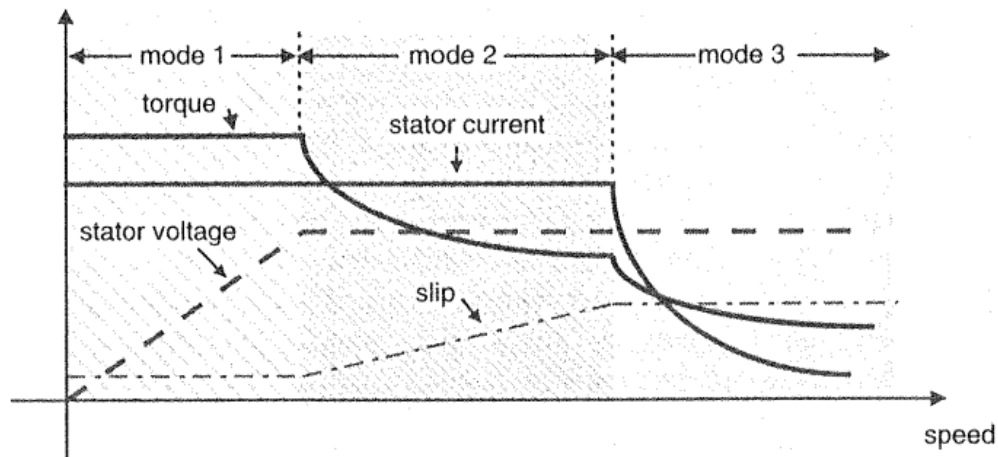


Figura 2.11: Modos de funcionamiento de la SCIM por rango de velocidades [37].

2.4.3. Control V/f

Probablemente, la estrategia de control más simple y barata para accionar la SCIM sea la conocida como control V/f [38]. Para muchas aplicaciones de velocidad variable donde es tolerable una pequeña variación en la velocidad del motor y la carga, un sistema de control V/f a lazo abierto como el que se muestra en la Figura 2.12 puede resultar suficiente [37]. La curva V/f surge a partir de despreciar r_{fe} en el modelo de la Figura 2.8, de donde se obtiene:

$$V_s = I_s R_s + j\omega_e L_m I_m \Rightarrow \begin{cases} \omega_e > 0 \wedge I_s R_s \ll |\omega_e L_m I_m| \Rightarrow V_s \approx \omega_e L_m I_m \\ \omega_e \approx 0 \wedge I_s R_s \approx |\omega_e L_m I_m| \Rightarrow V_s = k \cdot \omega_e + V_0 \end{cases} \quad (2.27)$$

El término V_0 que aparece en (2.27) se utiliza para compensar la caída de tensión en la impedancia serie del estator cuando la SCIM se encuentra operando a bajas velocidades [9].

La pendiente $k = L_m I_m$ es tal que la relación entre el voltaje y la frecuencia se mantiene constante (al igual que el torque) a velocidades menores a la nominal. Una vez que se alcanza el voltaje nominal, el torque electromagnético disminuye si se sigue aumentando la frecuencia, ya que la máquina empieza a operar con un flujo magnético debilitado. Este control asume condiciones de estado estacionario en la SCIM, por lo tanto, funciona bien cuando se opera a valores nominales. Sin embargo, posee un mal desempeño en aplicaciones que requieren de una dinámica de respuesta mayor. Resulta importante mencionar que esta estrategia de control también podría implementarse en lazo cerrado, o en otras versiones de control V/f.[7]

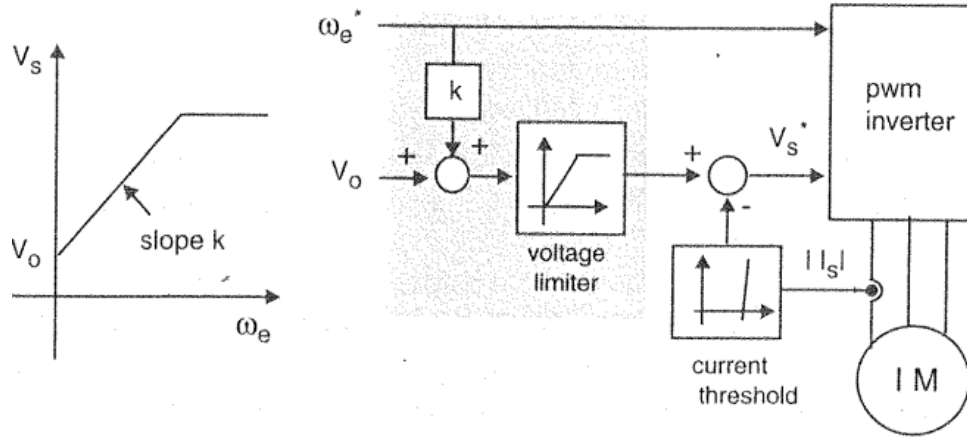


Figura 2.12: Esquema de control V/f en lazo abierto compensado linealmente [37].

2.4.4. Control Vectorial Directo

En muchos accionamientos eléctricos es deseable que el torque electromagnético de la SCIM pueda controlarse de manera tal que siga una referencia determinada [38]. Tal desempeño se puede lograr utilizando un sistema de control vectorial (*Field-Oriented Control* en inglés, FOC), donde la magnitud y la fase de las corrientes que circulan por los enrollados del estator se controlan en tiempo real, en respuesta a cambios en las demandas de velocidad y torque [5]. Se han propuesto una serie de variaciones de este control, donde se han desarrollado métodos para orientarse en el flujo del estator, en el flujo del entre-hierro e incluso en el voltaje del estator. De estas, la más utilizada comercialmente es la orientación en el flujo del rotor [9].

La conveniencia de orientar el sistema de referencia al flujo del rotor se deriva a partir de que si el flujo ψ_{rd} no se ve distorsionado en (2.23), entonces el torque T_e pueden ser controlado, de forma independiente y desacoplada de ψ_{rd} , simplemente ajustando la corriente i_{sq} [7]. Por otra parte, el FOC posee versiones directas e indirectas para obtener el ángulo θ_e , necesario para realizar la transformación en coordenadas d-q que se requiere para su implementación. En particular, el FOC directo estima “directamente” el ángulo θ_e a partir de las mediciones del flujo circulando por el entre-hierro ($\bar{\psi}_m$)¹¹. Una implementación del FOC directo se muestra en la Figura 2.13, en donde se observan sondas de efecto *Hall* para obtener mediciones del flujo magnético por el entre-hierro, que corresponde al flujo mutuo [37]. Este viene dado por:

$$\begin{aligned}\psi_{md} &= L_m (i_{sd} + i_{rd}) \\ \psi_{mq} &= L_m (i_{sq} + i_{rq})\end{aligned}\quad (2.28)$$

Si se expanden las ecuaciones (2.13) y (2.14), y se reemplaza (2.28) en estas, se llega a:

$$\begin{aligned}\psi_{rd} &= \frac{L_r}{L_m} (\psi_{md} - L_{\sigma r} i_{sd}) \\ \psi_{rq} &= \frac{L_r}{L_m} (\psi_{mq} - L_{\sigma r} i_{sq})\end{aligned}\quad (2.29)$$

Es decir, $\theta_e = \arctan(\psi_{rd}, \psi_{rq})$ se puede obtener directamente a partir de las mediciones de $\bar{\psi}_m$ y \bar{i}_s ¹² [37]. Sin embargo, en algunas aplicaciones la utilización de sensores para medir el flujo que circula por el entre-hierro genera problemas dado que los sensores de efecto *Hall* suelen ser frágiles y sensibles ante variaciones de temperatura [37]. Es por esto que a veces resulta preferible utilizar observadores en la implementación del FOC directo para darle un enfoque más robusto [9]. Al reordenar y expresar (2.17) en coordenadas $\alpha\beta$ ¹³, se obtiene que:

$$\check{\psi}_s = \sigma L_s \check{\dot{i}}_s + \frac{L_m}{L_r} \check{\psi}_r \Rightarrow \check{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} [\check{\psi}_s - \sigma L_s \check{\dot{i}}_s]\quad (2.30)$$

Por otro lado, al expresar (2.11) en $\alpha\beta$, se llega a la siguiente ecuación del flujo del estator:

$$\check{v}_s = R_s \check{\dot{i}}_s + \frac{\partial \check{\psi}_s}{\partial t} \Rightarrow \check{\psi}_s = \int (\check{v}_s - R_s \check{\dot{i}}_s) dt\quad (2.31)$$

A partir de (2.30) y (2.31) es posible calcular el flujo del rotor y el ángulo θ_e , mediante:

$$\check{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (\check{v}_s - R_s \check{\dot{i}}_s) dt - \sigma L_s \check{\dot{i}}_s \right], \text{ donde } \theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right)\quad (2.32)$$

donde el voltaje (\check{v}_s) y la corriente ($\check{\dot{i}}_s$) del estator se pueden medir o estimar, y los parámetros de la SCIM se obtienen a partir de las pruebas de vacío y de rotor bloqueado [9]. Es importante señalar que el integrador en (2.32) se vuelve problemático cuando la máquina se encuentra operando a bajas frecuencias [37]. Una forma de solucionarlo es modificar el integrador para que opere hasta una frecuencia de corte. Con esto el integrador quedaría de la forma $1/(s+\omega_c)$.

¹¹Las variables $\bar{(\cdot)}$ expresan de manera genérica a cualquier variable en coordenadas d-q referida al estator.

¹²Se recomienda agregar filtros pasa bajos para eliminar el ruido de alta frecuencia presente en mediciones.

¹³Las variables $\check{(\cdot)}$ expresan de manera genérica a cualquier variable en coordenadas $\alpha\beta$ referida al estator.

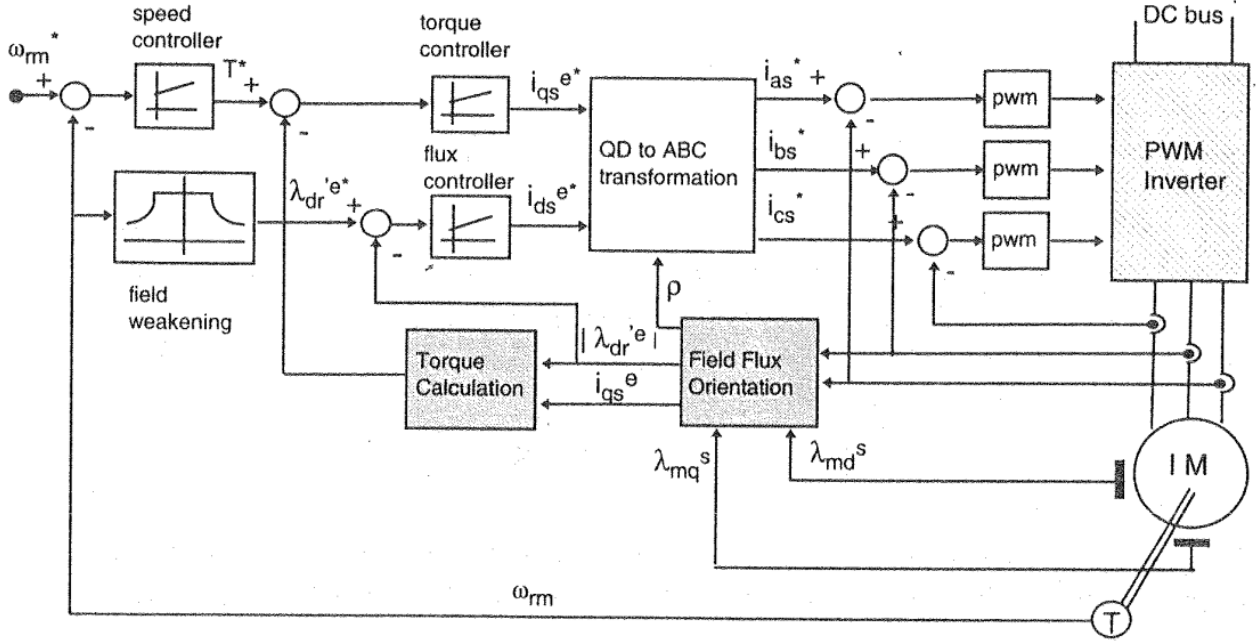


Figura 2.13: Esquema genérico de un sistema de control vectorial directo [37].

2.4.5. Control Vectorial Indirecto

Al igual que su versión directa, el FOC indirecto se orienta en el flujo del rotor, es decir:

$$\bar{\psi}_r = \psi_{rd} + j \cdot 0, \text{ es decir } \psi_{rq} = 0 \quad (2.33)$$

lo que equivale a orientarse en el eje d. Al reemplazar (2.33) en (2.24) y (2.25), se obtiene:

$$\left. \begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sd}}{\partial t} - \sigma L_s \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{\partial \psi_{rd}}{\partial t} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sq}}{\partial t} + \sigma L_s \omega_e i_{sd} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \end{aligned} \right\} \text{ (Estator)} \quad (2.34)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} + \frac{\partial \psi_{rd}}{\partial t} \\ 0 &= -\frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} \end{aligned} \right\} \text{ (Rotor)} \quad (2.35)$$

Las ecuaciones del estator en (2.34) permiten manipular las corrientes de alimentación mediante los voltajes v_{sd} y v_{sq} . Sin embargo, es a partir de las ecuaciones del rotor en (2.35) de donde surge el principio de funcionamiento del FOC [9]. De la primera ecuación, se tiene:

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} + \frac{\partial \psi_{rd}}{\partial t} \xrightarrow{\mathcal{L}(\cdot)} \psi_{rd}(s) = \frac{L_m i_{sd}(s)}{\tau_r s + 1} \quad (2.36)$$

donde $\tau_r = L_r/R_r$ es la constante de tiempo del rotor. Al considerar en (2.36) una corriente magnetizante (i_m) producida por el flujo del rotor, tal que $\psi_{rd}(s) = L_m i_m(s)$, se obtiene:

$$i_m(s) = \frac{i_{sd}(s)}{\tau_r (s + 1/\tau_r)} \xrightarrow{\mathcal{L}^{-1}(\cdot)} i_m(t) = i_{sd} [1 - e^{-t/\tau_r}], \text{ con } i_m(0) = 0 \quad (2.37)$$

Es decir, que ante un cambio en escalón de i_{sd} , el flujo ψ_{rd} tendrá un transitorio de $t \approx 5\tau_r$ [9]. Hay que señalar que la corriente i_m es ficticia y se utiliza solo para fines de control.

A partir de las ecuaciones (2.36) y (2.37) se infiere que durante la operación de la máquina en estado estacionario se cumple la relación matemática que se muestra a continuación:

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} , \text{ cuando } t > 5\tau_r \quad (2.38)$$

Por otra parte, el flujo ψ_{rd} se mantiene aproximadamente constante cuando la SCIM se encuentra operando a una velocidad menor o igual a la nominal [9]. Luego, resulta valido asumir que en tales condiciones la relación (2.38) se cumple siempre que i_{sd} sea constante. Al transformar (2.14) a d-q y reemplazarlo en la primera ecuación de (2.35), se llega a que:

$$\frac{\partial i_{rd}}{\partial t} = -\frac{R_r}{L_r} i_{rd} - \frac{L_m}{L_r} \frac{\partial i_{sd}}{\partial t} \Rightarrow i_{sd} \text{ es constante si } i_{rd} = 0 \text{ a velocidad nominal.} \quad (2.39)$$

El FOC indirecto estima “indirectamente” el ángulo θ_e a partir del deslizamiento (ω_{slip}) y la velocidad del rotor (ω_r). El primero se obtiene a partir de la segunda ecuación en (2.35):

$$0 = -\frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} + \omega_{slip} \psi_{rd} \Rightarrow \omega_{slip} = \frac{L_m i_{sq}}{\psi_{rd} \tau_r} \quad (2.40)$$

donde $\omega_{slip} = \omega_e - \omega_r$. Asumiendo que la SCIM se opera bajo la velocidad nominal, entonces se puede utilizar la relación (2.38) para simplificar (2.40), con lo cual se obtiene lo siguiente:

$$\omega_{slip} = \frac{i_{sq}}{i_{sd} \tau_r} \Rightarrow \psi_{rq} = 0 \quad (2.41)$$

Si se cumple (2.41), se garantiza el desacoplamiento de las ecuaciones de voltaje en (2.35). Esto implica que la regulación del flujo (i_{sd}) se desacopla de la regulación del torque (i_{sq}), lo cual ocurre cuando el sistema de coordenadas se encuentra orientado en el flujo del rotor ($\psi_{rq} = 0$) [37]. A partir del deslizamiento ω_{slip} y de la medición de ω_r , es posible obtener θ_e :

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{slip}) dt = \int \left(\omega_r + \frac{i_{sq}}{i_{sd} \tau_r} \right) dt \quad (2.42)$$

lo cual resulta suficiente para satisfacer las condiciones del FOC indirecto ($\psi_{rq} = i_{rd} = 0$) [38]. En la Figura 2.14 se puede observar el esquema de implementación del FOC indirecto¹⁴.

2.4.6. Estimación de Parámetros

Al observar las expresiones (2.32) y (2.42) es posible notar que la correcta implementación, tanto del FOC directo con observadores como del FOC indirecto, depende de la precisión de los parámetros utilizados. En la práctica, σ y τ_r pueden variar significativamente dependiendo de la operación de la máquina. Debido a los lazos de retroalimentación, estas variaciones tendrán un efecto relativamente pequeño en el rendimiento en el caso del FOC directo. En cambio, en el caso indirecto estas variaciones pueden resultar en una degradación significativa de la respuesta del sistema de control [38]. En particular, el conocer bien τ_r es necesario para lograr el desacoplamiento de las ecuaciones de voltaje del rotor bajo el enfoque indirecto [37].

¹⁴De acá se aprecia que la implementación del FOC indirecto solo requiere de mediciones de ω_r y de \vec{i}_s .

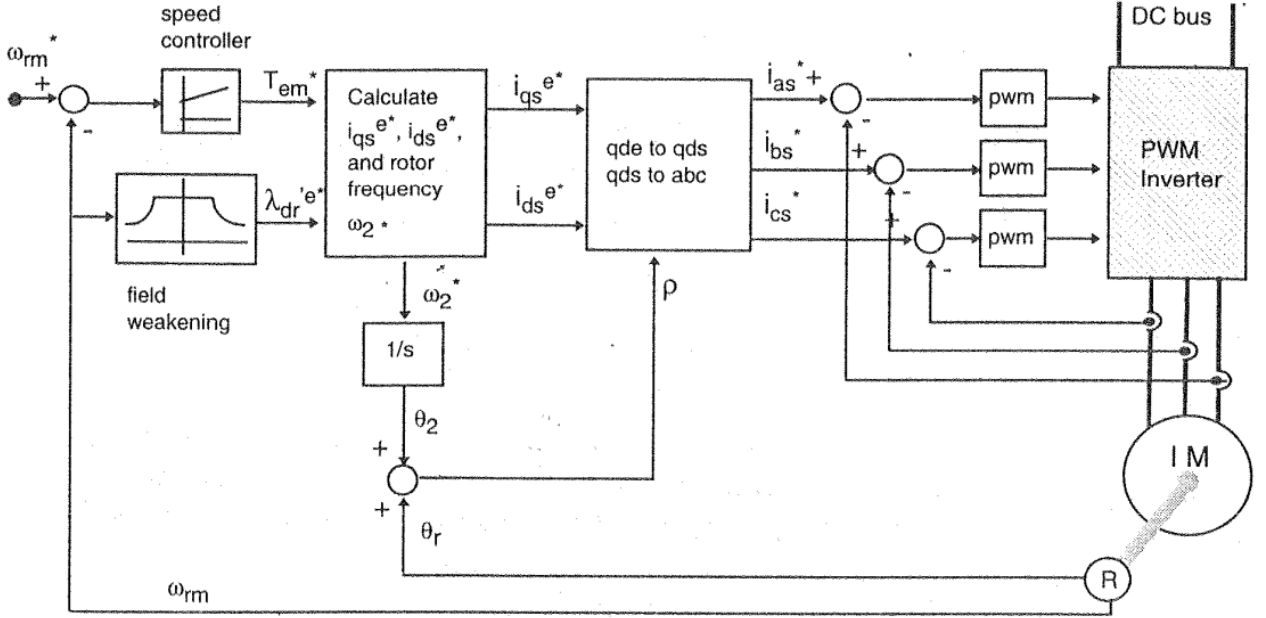


Figura 2.14: Esquema genérico de un sistema de control vectorial indirecto [37].

En general, los modelos dinámicos de la SCIM que se utilizan para realizar los cálculos del FOC indirecto se basan en un conocimiento preciso de R_r . Como esta resistencia varía con la temperatura, su valor no es fácil de obtener durante la operación de la máquina [36]. Por otro lado, si esta se encuentra operando bajo flujo debilitado o a sobresaturación se tiene que la inductancia magnetizante no resulta ser constante, y por lo tanto, L_r tampoco lo es [9]. Es debido a estas razones por las que a menudo se suelen emplear técnicas de adaptación de parámetros en línea, tales como la propuesta en [12], para ajustar los valores durante el funcionamiento del FOC indirecto. Estos métodos tienen la finalidad de garantizar un funcionamiento adecuado en aplicaciones donde existen variaciones de los parámetros [37].

2.4.7. Control de Vibraciones

Tradicionalmente en el FOC, la velocidad rotacional se controla ajustando i_{sq} , mientras que i_{sd} se mantiene constante al estar operando bajo el rango nominal de velocidad. Por otro lado, la SCIM se relaciona con la transmisión mecánica a través de ω_r y del torque electromecánico (que es proporcional a i_{sq}). Dado que las vibraciones del eje pueden explicarse principalmente por la diferencias de velocidad en ambos extremos del eje, en [45] se propone una estrategia de control que agrega una compensación ΔT_e a la salida del control de velocidad para reducir las vibraciones en función de $\Delta\omega$, tal como se muestra en el cuadrado rojo de la Figura 2.15.

El control propuesto en [45] es un MPC sin restricciones, similar al propuesto en [48], que se aplica a la SCIM para reducir las vibraciones torsionales en el eje. Este está dado por:

$$\Delta T_e(k_i) = K_y r(k_i) - K_{mpc} \Delta\omega(k_i) \quad (2.43)$$

siendo K_y el primer elemento de $(\Phi^T \Phi + \dot{R})^{-1} \Phi^T \dot{R}$ y K_{mpc} la primera fila de $(\Phi^T \Phi + \dot{R})^{-1} \Phi^T F$. El vector \dot{R} contiene la referencia (por lo que es igual a cero en este caso) y \dot{R} es una matriz diagonal con valores iguales al peso de ajuste λ . Las matrices Φ y F dependen del sistema

(2.2) y de los horizontes de control (N_u) y predicción (N_p). Estas matrices se definen como:

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}, \quad \Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & \cdots & 0 \\ CAB & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1}BCA^{N_p-2}B \cdots CA^{N_p-N_u}B \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

con $C = \underbrace{[\cdots 1 -1 \cdots]}$
tal que: $y = (\omega_1 - \omega_2)$

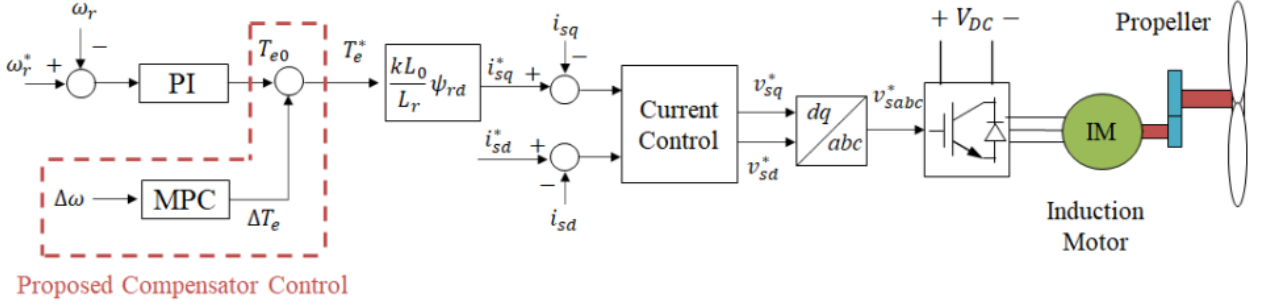


Figura 2.15: Control MPC de compensación de torque para vibraciones torsionales [45].

2.4.8. Otras Variaciones de Control

En la literatura especializada existe una amplia variedad de propuestas de control para el accionamiento de la SCIM. Una de estas propuestas es una variante del FOC que no utiliza sensor de velocidad. Este elimina la necesidad de colocar un transductor de posición o velocidad en la máquina, reemplazándolo efectivamente por sensores de voltaje y corriente a la salida para poder obtener la misma información. Este enfoque permite reducir la complejidad del *hardware*, el costo y el tamaño de la instalación. Además, la eliminación del cable de comunicación del sensor otorga una mejor respuesta ante el ruido y una mayor fiabilidad [5].

El control directo de torque (*Direct Torque Control* en inglés, DTC) controla T_e manipulando el módulo y la posición del flujo del estator ($\bar{\psi}_s$)¹⁵. El cambio en el flujo $\bar{\psi}_s$ ocurre al aplicar un voltaje adecuado en los devanados del estator durante un período de tiempo específico. Por lo tanto, se puede manipular el campo del estator a partir de los distintos estados que se pueden generar a la salida del inversor de voltaje. Por otro lado, es posible cambiar el vector de campo del rotor ($\Delta\bar{\psi}_r$) mediante la variación de la corriente que circula en el estator. Dado que T_e puede ser expresado en función de $\Delta\bar{\psi}_s$ y $\Delta\bar{\psi}_r$, se tiene que su control puede ser efectuado directamente a partir de las señales del inversor [47]. Algunas aplicaciones de este control se han propuesto en la literatura, como es el caso de [30], sin embargo, este control es más utilizado en máquinas de inducción con rotor bobinado [1].

¹⁵Esto bajo el supuesto que los cambios de $\bar{\psi}_s$ ocurren considerablemente más rápido respecto a $\bar{\psi}_r$.

2.4.9. Sistema de Control a Implementar

Las formas más frecuentes de controlar la SCIM son mediante el FOC directo e indirecto [38]. Un beneficio importante de estas estrategias de control es que permiten conseguir un desacoplamiento completo entre las corrientes i_{sd} y i_{sq} . Esto implica que se puede realizar un cambio en el torque T_e solo cambiando i_{sq} , del mismo modo que es posible cambiar el flujo ψ_{rd} solo cambiando i_{sd} [7]. Ahora bien, el FOC directo no se implementa fácilmente en aplicaciones donde el montaje de la SCIM necesita ser lo más simple posible y con el menor número de conexiones entre el controlador y el motor. Por su parte, el FOC indirecto utiliza los parámetros de la máquina y la medición de la posición del rotor para determinar las variables de control [5]. Dado que en este trabajo se busca implementar un sistema de control que funcione en aplicaciones de propulsión marina, se opta por el FOC indirecto.

2.5. Formulación del Control Vectorial Indirecto

Para poder diseñar el sistema de control vectorial indirecto de la SCIM se necesita tener presente el contexto en el cual se busca utilizar esta máquina, siendo en este caso la propulsión de embarcaciones marinas. Por lo general, en este tipo de aplicaciones la SCIM se opera dentro de su rango nominal de velocidad [45]. Bajo este precedente, no es necesario considerar el modo de operación con flujo debilitado en el sistema de control, además de que siempre se estará cumpliendo la relación (2.41). De lo anterior, se tiene que la inductancia del rotor no debiese cambiar durante la operación. Adicionalmente, es de esperar que dentro de los rangos nominales de operación la máquina no aumente de manera considerable su temperatura, y por lo tanto, es posible asumir que la resistencia del rotor se mantendrá constante [9].

Bajo los supuestos mencionados anteriormente se espera estimar correctamente el valor de la constante del rotor (τ_r) y en consecuencia se asume que el cálculo de control siempre estará orientado en el flujo del rotor¹⁶. Tal como se mencionó anteriormente, esto implica que se desacopla la regulación del flujo y del torque [37]. Bajo estas condiciones, y expresando las ecuaciones de la máquina en coordenadas d-q, es posible describir la operación de la SCIM de manera equivalente a la operación de una máquina DC, simplificándose así el sistema de control a diseñar [7]. En particular, esto permite utilizar controladores con ganancias Proporcional e Integral (PI) para regular las corrientes i_{sd} e i_{sq} con cero error en estado estacionario (lo cual no se puede conseguir con señales AC) [9]. Con las referencias que entregan los controladores PI de corriente y el τ_r estimado, es posible calcular ω_{slip} en (2.41).

En la Figura 2.16 se muestra un diagrama de bloques con las señales de control del FOC indirecto. En este, se puede apreciar que los únicos valores medidos corresponden a las corrientes en el estator (\vec{i}_s) y la velocidad rotacional (ω_r), los cuales se requieren para esquemas de control de este tipo [49]. Específicamente, en la Figura 2.16 se observan los lazos de corriente del sistema de control. Para sintonizar los controladores PI¹⁷ de las corrientes d-q se hace uso de las ecuaciones en (2.34), donde se tiene que v_{sd}^* y v_{sq}^* son las tensiones aplicadas por el inversor. Para diseñar estos controladores se asume que existe una estructura de una entrada y una salida (*Single Input Single Output* en inglés, SISO) entre v_{sd} e i_{sd} y entre v_{sq} e i_{sq} [9]. Sin embargo, en (2.34) se aprecian términos acoplados que impiden realizar

¹⁶En la práctica se espera un pequeño error en la estimación de θ_e , aunque esto no debiese ser un problema.

¹⁷Los PI de este sistema de control se diseñan con un coeficiente de amortiguamiento (ξ) entre 0,7 y 0,8.

tal suposición. Para solucionarlo, se eliminan estas componentes mediante pre-alimentación:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sd}}{\partial t} - \sigma L_s \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{\partial \psi_{rd}}{\partial t} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sq}}{\partial t} + \sigma L_s \omega_e i_{sd} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.45)$$

Los términos de desacoplamiento se muestran con color rojo en (2.45). Estos se suman a la salida de los controladores PI de la Figura 2.16 para compensar los cambios en el flujo y la contra-fuerza electromotriz de la máquina [9]. Si los valores pre-alimentados son los correctos, es posible obtener una planta desacoplada para el diseño de los controles PI de corriente:

$$\begin{aligned} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sd}}{\partial t} &\Rightarrow G_{cd}(s) = \frac{V_{sd}(s)}{I_{sd}(s)} = \frac{1}{s\sigma L_s + R_s} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{\partial i_{sq}}{\partial t} &\Rightarrow G_{cq}(s) = \frac{V_{sq}(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{1}{s\sigma L_s + R_s} \end{aligned} \quad (2.46)$$

Dado que la planta es la misma independiente de si la corriente está en el eje d o q , es posible sintonizar un mismo controlador PI para ambas corrientes. Este PI puede ser diseñado a partir de las herramientas clásicas de diseño de control lineal, tales como el Lugar Geométrico de la Raíz (LGR) o el diagrama de Bode. En la práctica, estos controladores son digitales, por lo que su acción de control es en tiempo discreto. Si bien esto conlleva un efecto por parte del muestreo¹⁸, este se desprecia ya que no afecta la dinámica de los lazos de corriente¹⁹ [9].

Al apreciar el resto de la Figura 2.16, se observa que para calcular ω_{slip} se utilizan las referencias de las corrientes i_{sd}^* y i_{sq}^* en vez de las medidas, esto con la finalidad de evitar el ruido de las mediciones [9]. Por otra parte, se observa que las referencias i_{sd}^* y i_{sq}^* vienen dadas a partir del flujo y del torque, respectivamente. Considerando que la máquina se opera bajo flujo nominal, es posible entregar directamente la referencia i_{sd}^* al sistema de control. Sin embargo, para el caso de la referencia i_{sq}^* es necesario agregar un lazo externo de velocidad.

Para el diseño del lazo de velocidad se utiliza (2.15), a partir del cual se obtiene la planta:

$$G_v(s) = \frac{\omega_r(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{sJ + B} \quad (2.47)$$

donde $\tau_m = J/B$ es la constante de tiempo mecánica. Dado que τ_m es bastante mayor que la constante de tiempo eléctrica ($\tau_s = \sigma L_s/R_s$), es posible despreciar la dinámica de los lazos de corriente al diseñar el lazo de velocidad [9]. Luego, se diseña un PI con una frecuencia de respuesta 20 veces menor al PI de corriente ($f_n \approx 10$ [Hz]) y a cuya salida se divide por una constante K_t que expresa la relación entre T_e y i_{sq} y que viene dada por (2.23) y (2.38) [49]:

$$T_e = \left(\frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^* \right) \cdot i_{sq} = K_t \cdot i_{sq} \quad (2.48)$$

Adicionalmente, se agrega saturación a la parte integradora de los PI dado que esta no puede cambiar bruscamente su salida [40]. Luego, para evitar sobrepasos excesivos se agrega una función lógica condicional a cada PI para detener la acción integradora cuando la salida del controlador está fuera de los límites. Este método es conocido como *anti wind-up* en inglés.

¹⁸Así como también la conmutación de los semiconductores (de los que se habla en la subsección siguiente).

¹⁹Estos efectos están en el orden de los [kHz], en cambio el PI de corriente está en el orden de $f_n \approx 200$ [Hz].

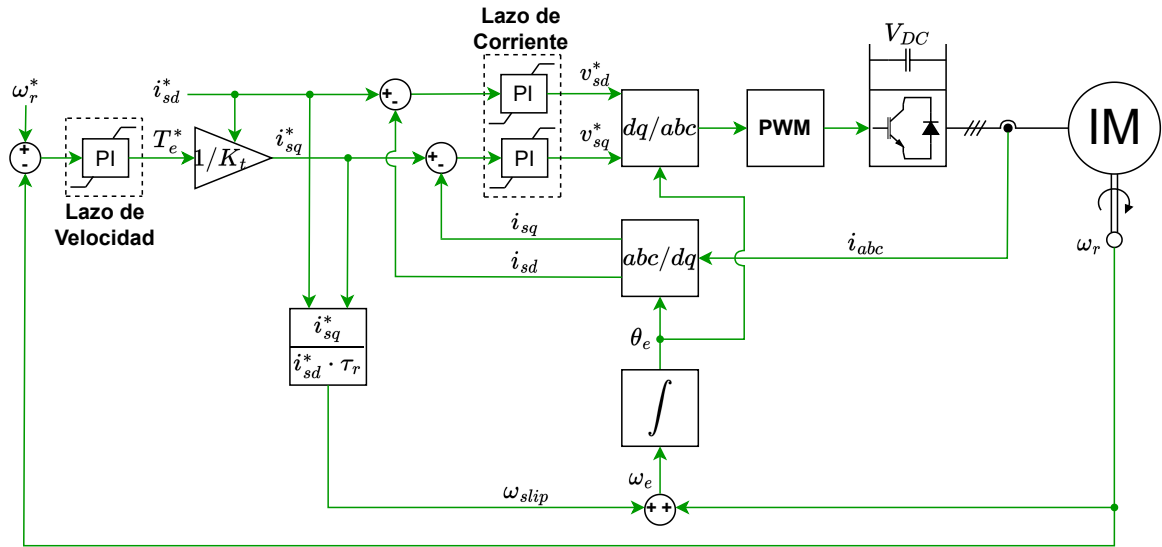


Figura 2.16: Diagrama de bloques del FOC indirecto orientado al flujo del rotor.

2.6. Inversor Fuente de Voltaje y Modulación PWM

Tal como se mencionó anteriormente, las tensiones v_{sd}^* y v_{sq}^* son las variables aplicadas por el actuador al estator de la SCIM. En particular, v_{sd}^* se necesita para compensar la caída de voltaje en la impedancia del estator, en cambio, v_{sq}^* es necesario para contrarrestar la contrafuerza electromotriz de la máquina²⁰ [9]. En el FOC indirecto, estas referencias de voltaje se calculan en cada período de muestreo para luego ser enviadas al convertidor electrónico de potencia que alimenta a la máquina. Este convertidor es el actuador del sistema de control y en este caso corresponde a un inversor fuente de voltaje (*Voltage Source Inverter* en inglés, VSI) [36]. Su principal función es sintetizar las señales DC de las referencias v_{sd}^* y v_{sq}^* en señales AC trifásicas²¹ [49]. En la Figura 2.17 se muestra un VSI de dos niveles que consta de un reactor de línea, un rectificador pasivo, un enlace DC y un módulo de semiconductores.

Para poder entregar los valores de v_{sd}^* y v_{sq}^* al VSI de dos niveles, primero se debe hacer la transformación al marco de referencia estacionario, es decir, volver al sistema de coordenadas abc [9]. Una vez realizada la transformación de $d-q$ a abc , estas señales de control deben ser enviadas al módulo de semiconductores, tal como se muestra en la Figura 2.17. Sin embargo, dado que estos dispositivos se encuentran al mismo potencial eléctrico que el enlace DC, se necesita de algún método de modulación para establecer un patrón de encendido y apagado de los semiconductores que permita generar una tensión AC a la salida [15]. Mediante la modulación, el inversor puede producir formas de ondas conmutadas cuyos valores promedio sean iguales a las señales de referencia [29]. De esta manera, es posible obtener una tensión AC trifásica a la salida del VSI, cuyas magnitudes y frecuencias puedan ser controladas [36].

En el caso del VSI de dos niveles, las dos modulaciones más utilizadas son la modulación por ancho de pulsos (*Pulse Width Modulation* en inglés, PWM) y la modulación vectorial espacial (*Space Vector Modulation* en inglés, SVM) [15]. El funcionamiento de la modulación

²⁰En estado estacionario y a altas velocidades, v_{sq}^* es mas predominante que v_{sd}^* en la dinámica.

²¹Las coordenadas $d-q$ son solo una representación ficticia. Las variables reales están expresadas en abc .

PWM se resume en la Figura 2.18. Bajo este método cada fase se modula por separado, comparando la forma de onda de la señal moduladora (en este caso v_a^*) con una señal portadora²² [49]. El resultado es un ciclo de trabajo (δ) que se envía a la pierna²³ correspondiente para obtener v_a . Por su parte, la modulación SVM trata al inversor como una sola unidad discreta, representada mediante vectores de conmutación²⁴ [14]. A pesar de sus diferencias, ambas modulaciones son similares en el rendimiento armónico y en el uso del enlace DC [29]. En este trabajo se opta por la modulación PWM dado que es más simple de implementar²⁵.

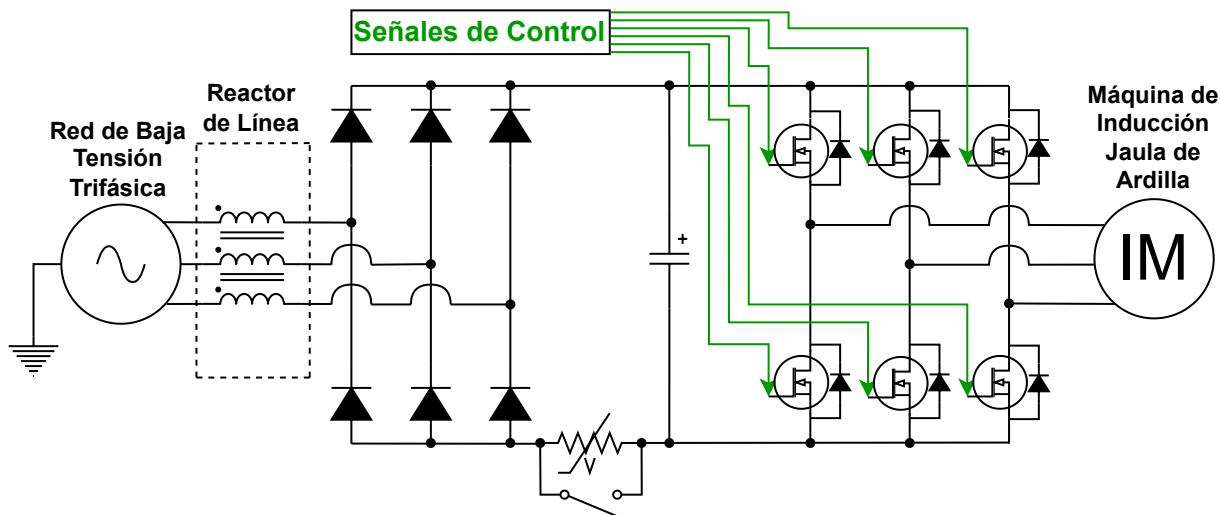


Figura 2.17: Diagrama circuital simplificado de un VSI de dos niveles.

En la modulación PWM, la componente fundamental del voltaje de salida de cada fase se controla mediante el índice de modulación de amplitud, dado por $m_a = V_m/V_{tri}$, donde V_m y V_{tri} son las amplitudes de la moduladora y la portadora, respectivamente. Por otro lado, la frecuencia de conmutación (f_{sw}) viene dada por el índice de modulación de frecuencia ($m_f = f_{tri}/f_m$), donde $f_{sw} = f_{tri} = m_f \cdot f_m$, siendo f_{tri} la frecuencia de la portadora y f_m la frecuencia de la moduladora [49]. Si se eligen bien estos índices, no debiese haber un contenido armónico considerable a la salida del VSI [36]. Eso sí, se debe tener presente que hay efectos no lineales en la modulación PWM, tales como las caídas tensión y los tiempos de encendido en semiconductores²⁶ [10]. Adicionalmente, se incluyen tiempos muertos durante los cuales ambos interruptores de cada pierna se encuentran apagados para evitar un cortocircuito [49].

El límite teórico del índice de modulación de amplitud en la PWM convencional es de $m_a = 1$, lo cuál en teoría equivaldría a obtener una razón unitaria entre la tensión que entra al VSI y la que sale de este. Sin embargo, debido a las pérdidas producidas por los efectos no lineales, en la práctica se tiene un voltaje de entrada mayor al de salida. Luego, para poder alimentar la SCIM con el voltaje nominal se podría sobremodular ($m_a > 1$), pero

²²La onda triangular (v_{tri}) se multiplica por V_{DC} para obtener un voltaje *peak-to-peak* igual al enlace DC.

²³Un VSI de dos niveles consta de tres piernas (una por cada fase). Cada una contiene dos semiconductores.

²⁴Estos vectores son formados a partir de las posibles combinaciones de estados de conmutación.

²⁵A diferencia del SVM, el PWM se puede implementar tanto de manera digital como de forma analógica.

²⁶Los pulsos muy breves son eliminados cuando se implementa la modulación PWM de forma digital.

esto introduciría distorsión armónica de baja frecuencia [10]. Una forma de solucionar este problema se basa en introducir terceros armónicos a cada una de las tensiones fase-neutro²⁷:

$$v_0 = \frac{\max(v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}) + \min(v_{a0}, v_{b0}, v_{c0})}{2}, \text{ donde } v_0 \text{ es la tensión de secuencia cero} \quad (2.49)$$

Dado que la SCIM se alimenta con tensión fase-fase, estos armónicos (que se encuentran en fase entre si) se eliminan en la resta entre dos fases ($v_{ab} = v_{a0} - v_{b0}$). Esto trae como resultado que la tensión modulada pueda ser hasta un 15,47% mayor respecto a la portadora [49].

Los dispositivos semiconductores que conforman el VSI determinan la compensación entre el voltaje de ruptura, la resistencia de encendido y los tiempos de conmutación [11]. Una de las componentes más usadas históricamente en aplicaciones de potencia han sido los IGBT de silicio (*Insulated-Gate Bipolar Transistor* por sus siglas en inglés) [35]. Sin embargo, de a poco los MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* por sus siglas en inglés) de carburo de silicio (*Silicon Carbide* en inglés, SiC) están reemplazando gradualmente a los IGBT en aplicaciones donde se requiere de alta densidad de potencia y de alta eficiencia al operar a altas temperaturas [42]. En este trabajo en particular se trabaja con SiC MOSFETs.

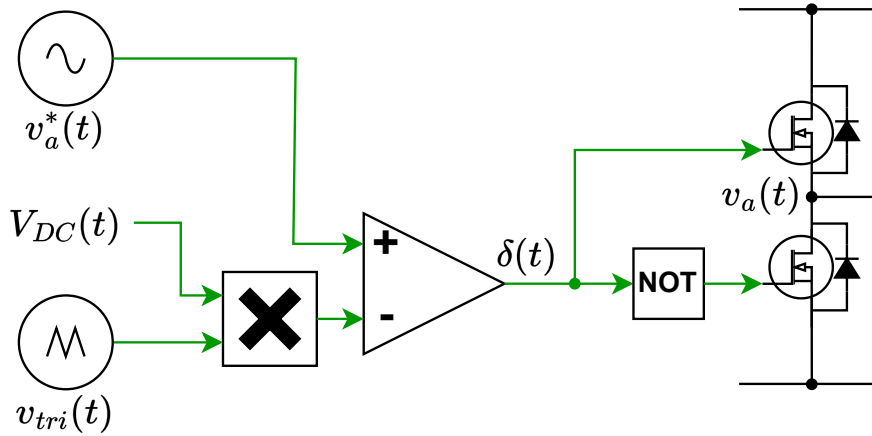


Figura 2.18: Representación del principio de funcionamiento de la modulación PWM.

Antes de concluir este capítulo, resulta pertinente mencionar la teoría de la potencia instantánea expuesta en [2]. Esta permite representar las potencias activa y reactiva que salen del inversor, tanto durante el estado estacionario como durante el transitorio (a diferencia del cálculo clásico de potencia que solo entrega el valor medio, lo cual no representa lo que sucede en los transientes). Para efectos de este trabajo, esta teoría se utiliza para calcular la potencia con la cual se alimenta la SCIM a partir de las mediciones de corriente y de tensión, asumiendo que las formas de onda de estas variables poseen un cierto grado de distorsión armónica. En este caso, la potencia instantánea se puede expresar de la siguiente manera²⁸:

$$\begin{aligned} S &= P + j \cdot Q = k \cdot \check{v} \cdot \check{i}^c = k (v_\alpha + j \cdot v_\beta) (i_\alpha - j \cdot i_\beta) \\ P &= k (v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta) \\ Q &= k (v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta) \end{aligned} \quad (2.50)$$

²⁷A este método también se le conoce como *minimax* o inyección de armónicos de secuencia cero.

²⁸Donde k es la constante utilizada en la transformada $\alpha\beta$ y $(\cdot)^c$ corresponde al término conjugado.

Capítulo 3

Diseño del Sistema de Control

3.1. Metodología de Trabajo

Para elaborar una metodología de trabajo se debe tener presente el objetivo general mencionado en la Sección 1.2. A partir de este, se deduce que al final de este trabajo de título se debe tener construido y operativo el montaje experimental de la investigación de la cual forma parte esta memoria. Para tener una idea del sistema que se desea diseñar e implementar, se toma como ejemplo el montaje realizado en [26] en el cual, de manera similar a la investigación que se busca probar, también se propone una estrategia de control para reducir las vibraciones torsionales en los sistemas de propulsión marinos. En base a esta referencia se formula un esquema de diseño para el sistema, el cual se puede observar en la Figura 3.1.

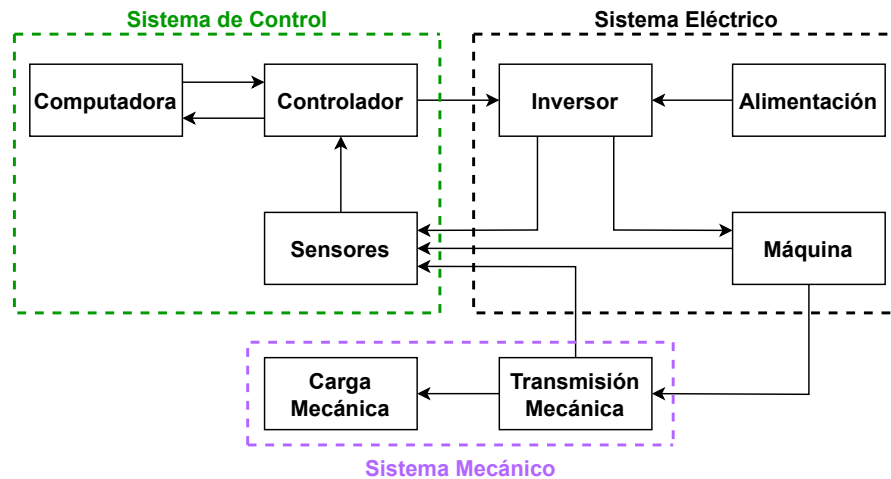


Figura 3.1: Esquema de diseño del sistema experimental.

Este esquema muestra de manera genérica los principales elementos que conforman el montaje experimental. Tal como se puede deducir a partir de esta imagen, la metodología de trabajo se divide en sistemas. En particular, en la Figura 3.1 se hace la distinción entre los sistemas de control, eléctrico y mecánico. En este caso, se opta por partir con el diseño del sistema de control, el cual está conformado por la computadora, el controlador y los sensores

de medición. Para ello, lo primero que se debe hacer es conocer bien los equipos que se van a utilizar. Luego, se parte haciendo un estudio del controlador y del actuador del sistema de control para poder diseñar el diagrama de conexiones de las señales de control. Por otra parte, es necesario conocer la planta que se busca controlar, que en este caso corresponde a la SCIM. Por lo tanto, se prosigue con las pruebas correspondientes de esta máquina. A continuación, se revisan los sensores y se finaliza el diseño con una simulación computacional.

Una vez diseñado el sistema de control, se continua con los sistemas eléctrico y mecánico del experimento. El primero hace referencia a los equipos eléctricos de alta potencia, los cuales corresponden al tablero de alimentación, el inversor y el motor de inducción. Por su parte, el sistema mecánico del experimento se compone del tren de transmisión y de la carga mecánica, que en este corresponde a un generador síncrono sin conexiones eléctricas. Ahora bien, dado que no hay un diseño previo de estos sistemas, el trabajo relativo a estos se limita exclusivamente a la fase de implementación. Luego, al igual que con la programación del controlador, los detalles de estos sistemas se explican en profundidad en el próximo capítulo dedicado a la implementación del montaje experimental. Es importante dejar en claro que los equipos que se utilizan en este experimento ya se encontraban comprados desde un principio por parte de la doctora Constanza Ahumada, quien es la profesora guía de este trabajo.

3.2. Diagrama de Conexiones para Control y Medición

En base a lo mencionado en la sección anterior, el diseño del sistema de control parte con la definición de las señales necesarias para el funcionamiento del experimento. Para poder definir las, primero se deben conocer los equipos que conforman este sistema. Entre ellos, destacan la RTBOX versión 1.2 de PLEXIM™ y el inversor modelo EVAL-M5-E1B1245N-SiC de *Infineon*™. Estos corresponden al controlador y el actuador del sistema de control, respectivamente. Dada la complejidad de ambos equipos, es pertinente realizar un estudio detallado de su documentación técnica para poder llevar a cabo un buen diseño del sistema de control y en particular para poder establecer el diagrama de conexiones correctamente.

En primer lugar, el convertor electrónico de potencia EVAL-M5-E1B1245N-SiC de *Infineon*™ corresponde a un VSI de dos niveles que se encuentra equipado con un modulo de potencia FS45MR12W1M1_B11, el cual ejerce la acción de control sobre la SCIM y que funciona en base a semiconductores SiC MOSFETs. Este inversor está diseñado para aplicaciones de accionamiento de motores trifásicos con una alta frecuencia de conmutación [18]. Más específicamente, este convertor está especialmente diseñado para ser utilizado en entornos de laboratorio. Es por esto que el inversor viene con toda la electrónica al descubierto, tal como se puede apreciar en la Figura 3.2. Ahora bien, este inversor posee varios elementos y funcionalidades ya incorporadas en el *hardware* que se escapan del alcance de este trabajo. Por lo tanto, no se va a profundizar en este convertor más allá de conocer el cómo funciona.

A partir de la documentación del VSI en [18] se obtiene el diagrama que se muestra en la Figura 3.3. Acá es posible notar que el inversor no solo posee un rectificador de línea con circuito de precarga y controladores de puerta para SiC MOSFETs, si no que también posee un filtro de interferencia electromagnética (*Electromagnetic Interference* en inglés, EMI), fuentes de alimentación propias para servicios auxiliares, así como también protecciones de cortocircuito, sobrecorriente y sobretensión. Adicionalmente, ya vienen incorporados los

sensores de corriente de salida, de tensión del enlace DC y de temperatura del módulo de potencia. Las principales características del inversor se encuentran resumidas en la Tabla 3.1.

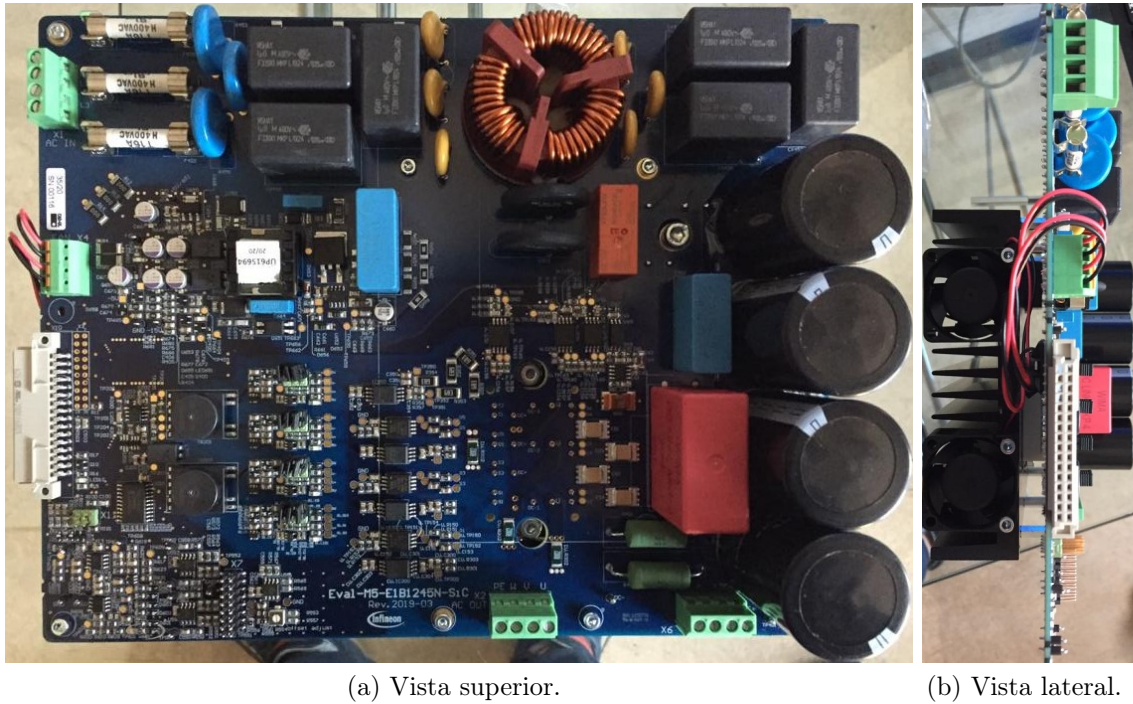


Figura 3.2: Inversor correspondiente al modelo EVAL-M5-E1B1245N-SiC de *Infineon*TM.

Tabla 3.1: Características principales del inversor Eval-M5-E1B1245N-SiC [18].

Entrada inversor	Voltaje fase-fase ($V_n = 400 [V_{rms}]$)	340 a 480 [V_{rms}]
	Corriente fase-fase nominal	16 [A_{rms}]
Salida inversor	Potencia trifásica máxima de salida	7,5 [kW]
	Potencia trifásica nominal de salida	6 [kW]
	Corriente por pierna a f_{nom}	16 [A_{rms}]
	Corriente por pierna a f_{max}	8 [A_{rms}]
Enlace DC	Rango típico de voltaje	530 a 670 [V]
	Voltaje mínimo requerido para usar fuente de alimentación interna	300 [V]
	Voltaje máximo	690 [V]
Conmutación	Frecuencia nominal (f_{nom})	18 [kHz]
	Frecuencia máxima (f_{max})	100 [kHz]
	Resistencia típica en estado activo de los SiC MOSFETs	45 [$m\Omega$]
Señales de salida	Analógica del sensor de corriente	18,41 [mV/A]
	Digital del sensor de corriente ($\Delta\Sigma \text{ bitstream @ } 20 [MHz]$)	3,3 [V]
	Analógica del sensor de voltaje en enlace DC	18,41 [mV/A]
	Digital del sensor de voltaje en enlace DC ($\Delta\Sigma \text{ bitstream @ } 20 [MHz]$)	3,3 [V]
Protección	Nivel de disparo de corriente de salida	32 [A_{peak}]
	Voltaje de bloqueo nominal del módulo de potencia	1200 [V]
	Nivel de disparo de temperatura	100°C
Fuente de poder a bordo	Lado primario de los controladores de puerta y alimentación externa	+5 [V] \pm 2%
	Circuitos analógicos	-5 y +6 [V] \pm 10%
	Suministro de conductores	\pm 15 [V] \pm 5%

Tal como se señala en [18], este inversor está conformado por diferentes grupos funcionales, algunos de los cuales son accesibles mediante conectores. Entre estos, se tiene que el conector

X10 (*Drive Card Connector*) corresponde a la interfaz con el controlador, y por lo tanto posee acceso a todas las señales de control y medición del VSI (tal como se señala en la Figura 3.3). Al revisar las asignaciones del conector X10 en la Tabla 3.2 se ve que este trabaja con señales tanto analógicas como digitales. Sin embargo, todas las señales de medición que salen de este conector son analógicas, ya que por un lado se utilizan conversores digital-análogo (*Digital to Analog Converter* en inglés, DAC) a la salida de los sensores de corriente¹ y de tensión del enlace DC, y por otro lado, el termistor de temperatura entrega mediciones analógicas.

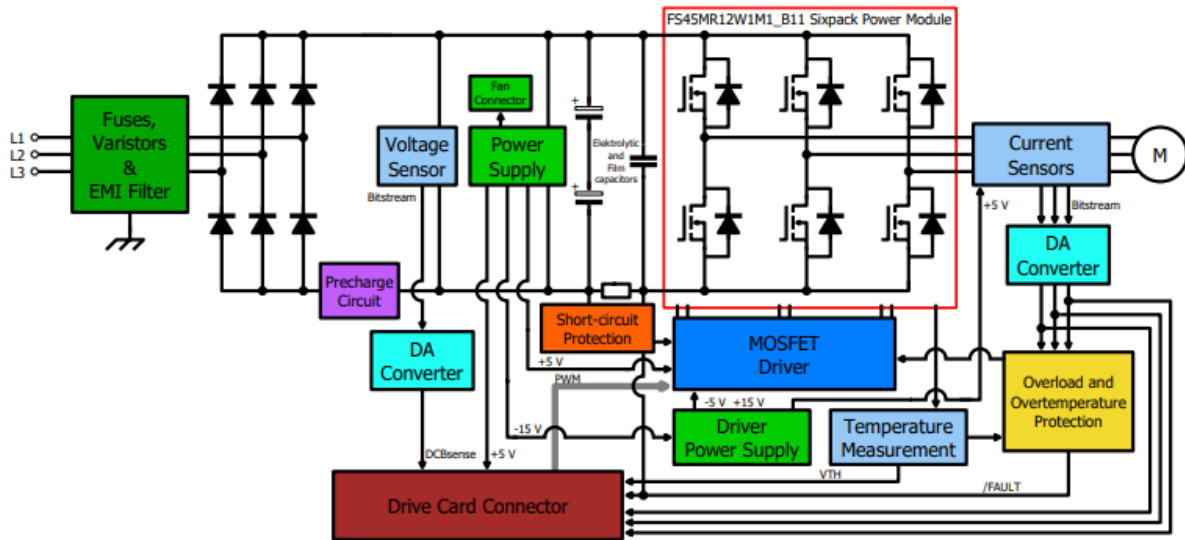


Figura 3.3: Diagrama de bloques del Eval-M5-E1B1245N-SiC de Infineon™ [18].

Tabla 3.2: Asignación de pines del conector X10 [18].

Pin	Variable	Detalle
A10	I_W	Salida del sensor de corriente de la fase W, escala 76,56 [mV/A], offset 2,5 [V].
A11	I_V	Salida del sensor de corriente de la fase V, escala 76,56 [mV/A], offset 2,5 [V].
A12	I_U	Salida del sensor de corriente de la fase U, escala 76,56 [mV/A], offset 2,5 [V].
A16	GND	Tierra.
B1	/ENABLE	Señal /ENABLE, si los controladores de alta potencia están deshabilitados.
B2	/FAULT	Señal /FAULT, se activa baja cuando se detecta sobrecorriente o sobretensión.
B3	PWMWH	Entrada lógica de 3,3 [V] para compuerta del lado de alta de la fase W.
B4	PWMWL	Entrada lógica de 3,3 [V] para compuerta del lado de baja de la fase W.
B5	PWMVH	Entrada lógica de 3,3 [V] para compuerta del lado de alta de la fase V.
B6	PWMVL	Entrada lógica de 3,3 [V] para compuerta del lado de baja de la fase V.
B7	PWMUH	Entrada lógica de 3,3 [V] para compuerta del lado de alta de la fase U.
B8	PWMUL	Entrada lógica de 3,3 [V] para compuerta del lado de baja de la fase U.
B13	DSBsense	Salida del sensor de voltaje del bus DC, escala 5 [mV/V] (1/200).
B14	VTH	Salida de tensión del termistor, 100 [°C] = 0,448 [V].
B16	VCC	Alimentación de 5 [V] a bordo, máx. 120 [mA].

En contraste, las señales de seguridad (B1 y B2) y de control (B3 al B8) son digitales, aunque existe la alternativa de acceder a las salidas digitales de los sensores del VSI mediante el conector X7, cuyas asignaciones aparecen en la Tabla 3.3. Por seguridad, la parte de señales del inversor se encuentra aislada eléctricamente de la parte potencia. Además, en caso de

¹Es posible ajustar el *offset* de las mediciones de corriente al variar manualmente la resistencia R554 [18].

sobrecorriente o sobretemperatura, la señal /FAULT se va a 0 y los controladores de puerta se apagan. Cabe agregar que las señales de control y /ENABLE² fluyen desde la RTBOX al inversor, a diferencia de las señales de medición y /FAULT que fluyen en sentido inverso.

Tabla 3.3: Asignación de pines del conector X7 [18].

Pin	Variable	Detalle
1	Clock_Iu	Salida de reloj de 20 [MHz], nivel de señal de 5 [V].
2	GND	Tierra.
3	DS_Iu	Salida modulada del sensor de corriente, fase U, nivel de señal 5 [V], 50% positivo equivale a 0 [A], 89,06% positivo equivale a +25 [A], 10,94% positivo es igual a -25 [A].
4	GND	Tierra.
5	Clock_Iv	Salida de reloj de 20 [MHz], nivel de señal de 5 [V].
6	GND	Tierra.
7	DS_Iv	Salida modulada del sensor de corriente, fase V, nivel de señal 5 [V], 50% positivo equivale a 0 [A], 89,06% positivo equivale a +25 [A], 10,94% positivo es igual a -25 [A].
8	GND	Tierra.
9	Clock_Iw	Salida de reloj de 20 [MHz], nivel de señal de 5 [V].
10	GND	Tierra.
11	DS_Iw	Salida modulada del sensor de corriente, fase W, nivel de señal 5 [V], 50% positivo equivale a 0 [A], 89,06% positivo equivale a +25 [A], 10,94% positivo es igual a -25 [A].
12	GND	Tierra.
13	Clock_Vdc	Salida de reloj de 20 [MHz], nivel de señal de 5 [V].
14	GND	Tierra.
15	DS_Vdc	Salida modulada del sensor de voltaje del bus DC, nivel de señal 5 [V], 50% positivo equivale a 0 [V], 89,06% positivo equivale a 851 [V].
16	GND	Tierra.

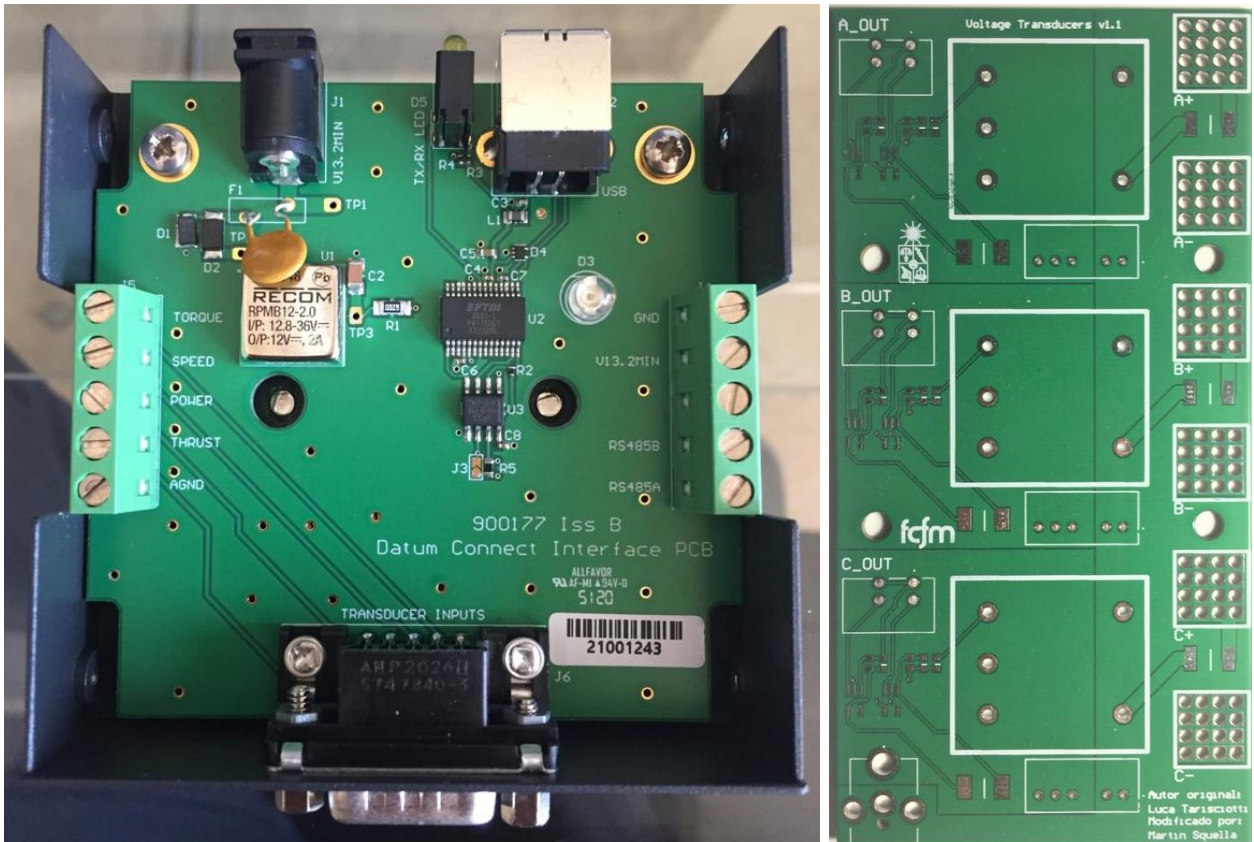
Si bien el inversor Eval-M5-E1B1245N-SiC posee algunos sensores incorporados, estos no bastan para poder implementar el sistema de control vectorial indirecto. Tal como se comenta al final de la Subsección 2.4.5, para poder implementar la estrategia de control vectorial indirecto se necesita de las mediciones de corriente de salida y de velocidad rotacional. Para esta última variable, se hace uso de un transductor de torque (del cual se hablará más adelante) que permite incorporar mediciones de torque, velocidad, potencia y empuje. Tal como se muestra en la placa de la Figura 3.4a, es posible obtener las mediciones de estas variables mediante las señales que entrega la interfase del transductor. Esta interfase permite acceder a las mediciones del transductor de torque mediante señales analógicas o digitales, sin embargo, se opta por las analógicas dado que son más directas de conectar a la RTBOX.

Dado que el sistema que se busca implementar tienen un fin investigativo y no comercial, es preferible tener un mayor número de mediciones para poder validar el experimento. Es por esto que se incorporan transductores de tensión al sistema para obtener mediciones de voltaje a la salida del inversor. Es posible obtener estas mediciones a partir de las señales analógicas que entregan los conectores A_OUT, B_OUT y C_OUT de la placa que se muestra en la Figura 3.4b. Las características de diseño de esta placa circuital serán vistas más adelante.

Todas las señales de control y medición discutidas anteriormente se conectan a un controlador, que en este caso corresponde a la RTBOX versión 1.2 de PLEXIMTM que se muestra en la Figura 3.5. Este equipo de *hardware* es un simulador en tiempo real especialmente diseñado para aplicaciones de electrónica de potencia [23]. Esta plataforma de simulación se configura usando el *software* PLECS versión 4.6, también diseñado por el equipo de PLEXIMTM. Este

²Esta señal se envía desde la RTBOX al VSI en caso de que los controladores de puerta estén desactivados.

software se opera mediante un computador de escritorio Lenovo™ Legion, el cual se conecta al puerto Ethernet de la RTBOX que se observa en la Figura 3.5b. Para poder trabajar con los sistemas de PLEXIM™, se utiliza una licencia para el software PLECS y un *firmware* para la RTBOX, el cual se encuentra almacenado en la tarjeta SD que se tiene en la parte posterior.



(a) Placa de interfase del transductor de torque.

(b) Placa sensores de voltaje.

Figura 3.4: Circuitos impresos de los sensores de torque y voltaje, respectivamente.



(a) Vista frontal.

(b) Vista trasera.

Figura 3.5: Plataforma de simulación RTBOX versión 1.2 de PLEXIM™.

Tal como se puede apreciar en la Figura 3.5a, la RTBOX versión 1.2 posee cuatro conectores de entradas y salidas analógicas y digitales, los cuales se conectan con los demás dispositivos indicados en la Figura 3.1. Estos son del tipo *37 pin D-Sub*, donde los conectores macho reciben las señales de entrada mientras que las hembra envían las señales de salida³. En la

³Se debe tener presente que el orden de los pines cambia en base a si el conector es macho o hembra.

Tabla 3.4 se aprecia que esta RTBOX proporciona 16 canales analógicos, con una resolución de 16 *bit* de muestreo simultáneo y 32 canales digitales, tanto para entradas como salidas.

Tabla 3.4: Asignación de pines de los conectores de la RTBOX versión 1.2 de PLEXIM™ [23].

Conectores	Pins	Detalle
Entradas y salidas análogas	1 a 16	Canales positivos del 0 al 15.
	20 a 35	Canales negativos del 0 al 15.
	17,18,19 y 36	Normalmente cerrados (n/c).
	37	Tierra (GND).
	Escudo	Tierra de protección (PE).
Entradas y salidas digitales	1,20,2,21,3,22,4 y 23	Canales del 0 al 7.
	24,6,25,7,26,8,27 y 9	Canales del 8 al 15.
	10,29,11,30,12,31,13 y 32	Canales del 16 al 23.
	33,15,34,16,35,17,36 y 18	Canales del 24 al 31.
	5,14,28 y 37	Tierra (GND).
	19	Normalmente cerrado (n/c).
	Escudo	Tierra de protección (PE).

Las entradas y salidas analógicas y digitales de la RTBOX pueden configurarse mediante PLECS en opciones de codificador (*Coder Options*), pero esto se verá en mayor detalle en el siguiente capítulo. En el caso de las señales analógicas⁴, la RTBOX posee convertidores análogo-digital (*Analog to Digital Converter* en inglés, ADC) especificados para una tasa de muestreo máxima de 2 [*Msps*] sin latencia de ciclo para su procesamiento. Sin embargo, el *firmware* limita el tiempo de ciclo a un mínimo de 1 [μ s], en consecuencia, la frecuencia de muestreo es de hasta 1 [*Msps*]. Con respecto a las señales de tierra (GND) y tierra de protección (PE), estas están acopladas por una red *RC* de alta impedancia para evitar la creación de bucles. Adicionalmente, la RTBOX posee protecciones de cortocircuito y sobrevoltaje.

Con toda la información recopilada se formula el diagrama de conexiones que se presenta en la Figura 3.6. Este diagrama resume todas las señales del sistema de control y las clasifica en entradas analógicas, entradas digitales y salidas digitales. Cabe destacar que el conector X7 no es necesario pero se incorpora por temas de resiliencia. Adicionalmente, no se utiliza la alimentación (VCC) dado que tanto la RTBOX como los sensores poseen alimentación propia⁵. Luego, a partir del diagrama de conexiones se arman los conectores que se observan en la Figura 3.7. Estos están hechos a base de cobre estañado y poseen un calibre de 24 [*AWG*]. Cada cable posee cinco pares trenzados de conductores⁶, los cuales están recubiertos por un apantallamiento contra interferencias que se aterriza en PE y un *conduit*⁷. Para mayor detalle acerca de los componentes utilizados, favor revisar la Lista de Componentes en el Anexo A.

⁴Las entradas analógicas no poseen filtros *anti-aliasing* para un muestreo instantáneo de las señales.

⁵Esta es proporcionada por la red monofásica, que corresponde a un voltaje AC de 220 [V_{rms}] a 50 [*Hz*].

⁶Utilizar cables trenzados para la transmisión de señales disminuye la interferencia electromagnética.

⁷Un *conduit* corresponde a un conducto utilizado para poder guiar y proteger los cables en su interior.

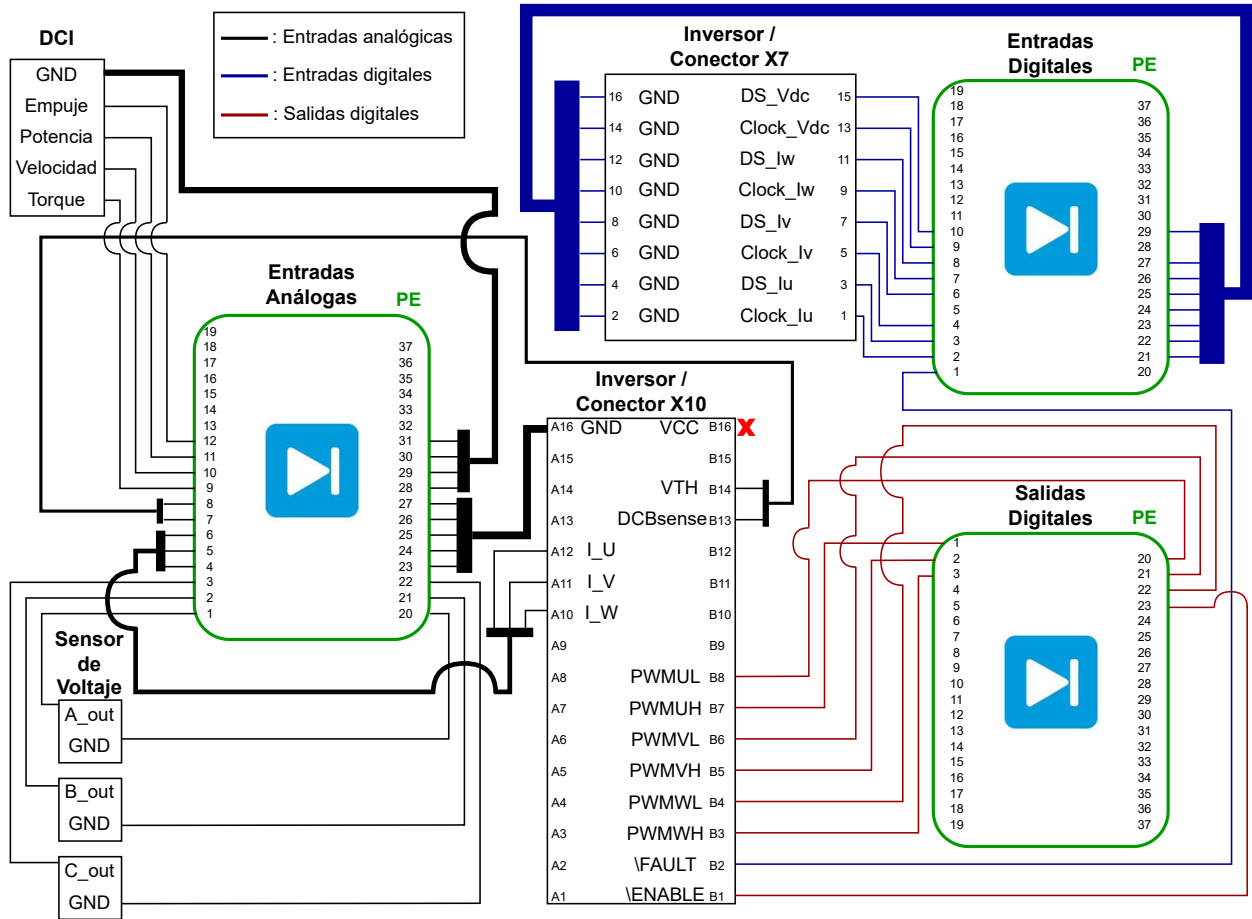
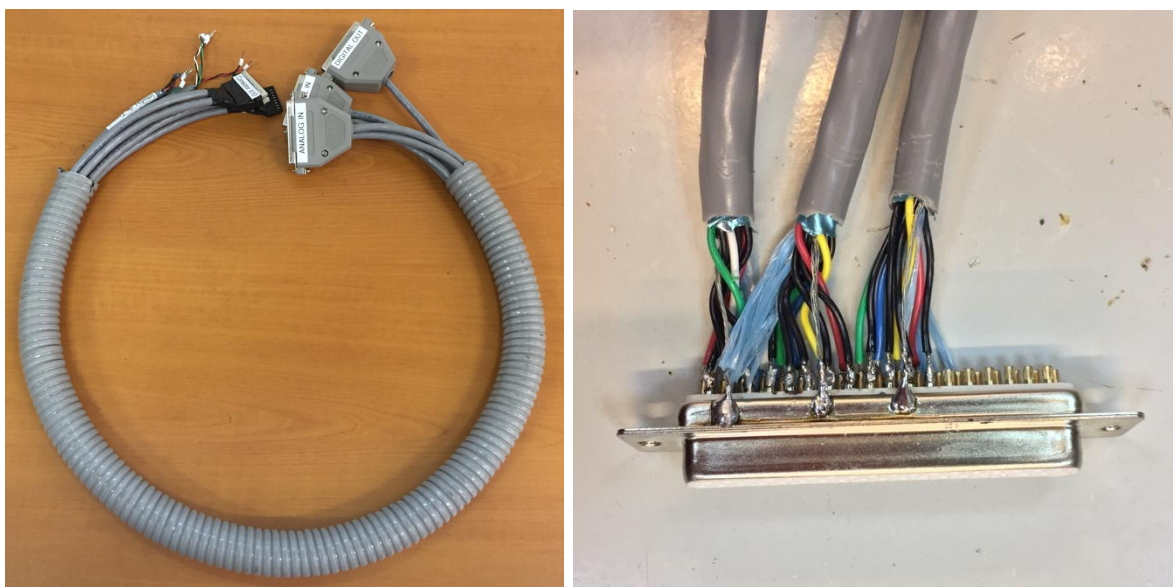


Figura 3.6: Diagrama de conexiones para establecer las señales del sistema de control.



(a) Cables de señales.

(b) Conexión de cables al conector.

Figura 3.7: Cables y conectores destinados al envío de señales del sistema de control.

3.3. Pruebas SCIM

El montaje experimental que se busca dejar en operación al final de este trabajo consiste en un sistema de control vectorial que permita accionar una SCIM. Esto implica que la planta de este sistema de control corresponde a la máquina en cuestión, por lo que es indispensable obtener un modelo fidedigno de esta para poder implementar la estrategia de control propuesta en la Sección 2.5. Para ello, es necesario obtener los valores de los parámetros de la SCIM para poder utilizar el modelo expuesto en la Sección 2.3. En este caso, el motor en cuestión corresponde al modelo M6Q100LA4 de MarelliMotori™ el cual posee un estator con cuatro polos y cuyas características principales se encuentran resumidas en la Tabla 3.5⁸.

Tabla 3.5: Valores nominales de la SCIM modelo M6Q100LA4 [22].

V_n	f_n	I_n	$f.d.p.$	P_n	T_n	ω_n	J
400 [V_{rms}]	50 [Hz]	4,48 [A_{rms}]	0,82	2,2 [kW]	14,5 [Nm]	1450 [rpm]	0,0088 [kgm^2]

Para poder obtener los valores de los parámetros del modelo de la SCIM en cuestión se necesita realizar dos pruebas de laboratorio. Estas pruebas consisten de la prueba en vacío y la prueba de rotor bloqueado. La primera se realiza operando el motor sin carga a voltaje, frecuencia y velocidad nominal, con la finalidad de obtener los valores de los parámetros que componen la rama en paralelo del modelo de la Figura 2.8, es decir, permite obtener el valor de la resistencia r_{fe} y de la reactancia x_m . Por su parte, la segunda prueba consiste en la operación del motor a corriente y frecuencia nominal. Debido a que en esta prueba se impide el movimiento del rotor, lo cual equivale a un cortocircuito, esta prueba se realiza con voltaje reducido. Esta prueba permite estudiar la rama serie del modelo de la Figura 2.8, con lo cual es posible obtener los valores de las resistencias r_1 y r_2 , y de las reactancias x_1 y x_2 [50].

Las dos pruebas mencionadas en el párrafo anterior serán detalladas en las páginas a continuación. Resulta importante mencionar que ambas pruebas toman lugar en el Laboratorio de Electrónica de Potencia del Departamento a cargo del profesor Roberto Cárdenas Dobson. En ambas, se hace uso de una toma trifásica, un transformador variable (*Variable AC Transformer* en inglés, VARIAC), un multímetro y un osciloscopio con sondas de alta potencia incorporadas. Cabe mencionar que los conectores de alimentación del motor SCIM se conectan en estrella y que las mediciones de corriente y tensión de ambas pruebas se realizan únicamente en la fase U, extrapolando los resultados a las dos fases restantes (fases V y W).

3.3.1. Prueba en Vacío

Para realizar la prueba en vacío de la SCIM, se montan los equipos mencionados en el párrafo anterior como se puede apreciar en la Figura 3.8. Luego, se establecen las conexiones eléctricas en base al diagrama que se observa en la Figura 3.9. Tras alimentar el motor a voltaje y frecuencia nominal, es posible visualizar la tensión y la corriente de alimentación del estator mediante el uso del osciloscopio equipado con sondas diferenciales de alta potencia, tal como se muestra en la Figura 3.10. A partir de esta se extrapolan los resultados que se presentan en la Tabla 3.6, con los cuales se calculan los parámetros de la rama en paralelo.

⁸Sufijo $_{rms}$ refiere a raíz cuadrática media (*Root Mean Square* en inglés, RMS), es decir, el valor efectivo.

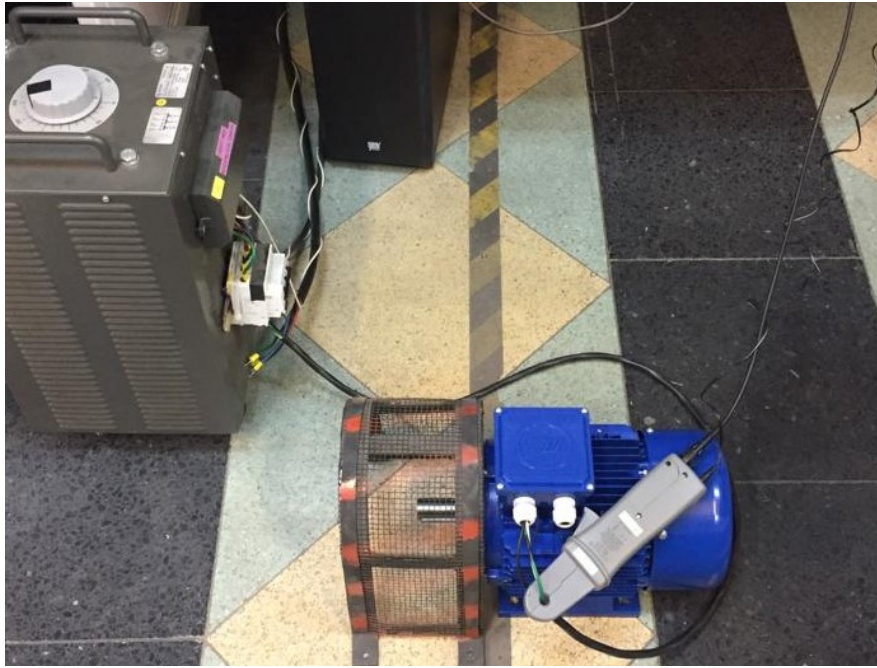


Figura 3.8: Montaje de laboratorio para la prueba en vacío de la SCIM.

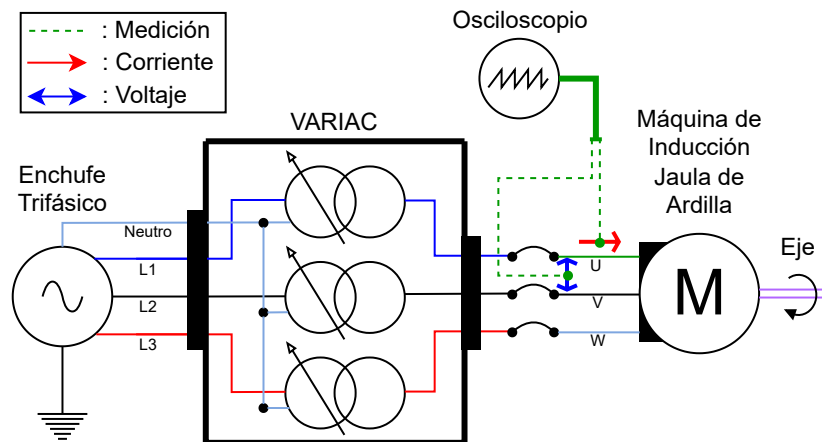


Figura 3.9: Diagrama de conexiones para la prueba en vacío de la SCIM.

Se parte tomado el desfase entre la tensión y la corriente (Δx_0) resultante de la prueba en vacío. Para obtener el factor de potencia a partir del desfase Δx_0 primero hay que obtener los grados de desplazamiento, lo cual se obtiene mediante la siguiente relación matemática:

$$\frac{360^\circ}{0,02 [s]} = \frac{\text{Grados desplazados}}{\text{Desfase en segundos}} \xrightarrow{\Delta x_0=4,5 [ms]} \text{Grados desplazados} = 81^\circ \quad (3.1)$$

A partir de la ecuación (3.1) se tiene que el factor de potencia resultante es $f.d.p. = \cos(81^\circ) = 0,156434$. Luego, conociendo el factor de potencia y calculando la potencia aparente trifásica se puede obtener la potencia activa trifásica que se consume en vacío:

$$S_0 = 3I_0V_0 = 1898,82 [VA] \wedge f.d.p. = \frac{P_0}{S_0} \Rightarrow P_0 = 297,041 [W] \quad (3.2)$$

Utilizando las potencias aparente y activa trifásicas se obtiene la potencia reactiva trifásica:

$$Q_0 = \sqrt{(S_0^2 - P_0^2)} = 1875,44 [VAr] \quad (3.3)$$

Finalmente, utilizando los valores de las potencias se calculan los siguientes parámetros:

$$r_{fe} = \frac{V_0^2}{(P_0/3)} = 538,926 [\Omega] \wedge x_m = \frac{V_0^2}{(Q_0/3)} = 85,3576 [\Omega] \xrightarrow{1/2\pi f_n} 271,702 [mH] \quad (3.4)$$

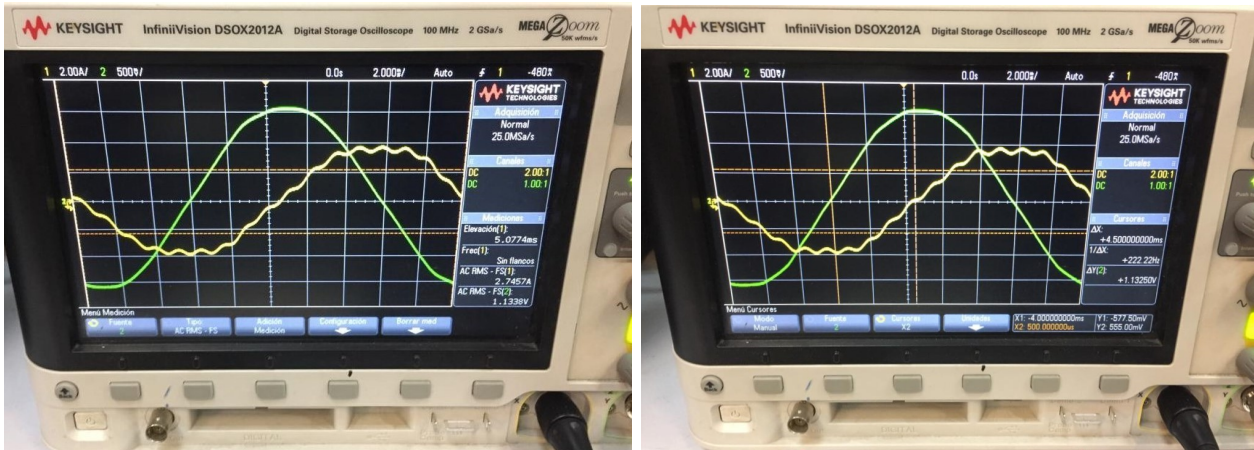
Adicionalmente, dado que se puede medir la resistencia del estator con el multímetro ($r_1 = 2,3 [\Omega]$), se puede calcular las pérdidas fijas del motor de la siguiente manera:

$$\text{Pérdidas fijas} = P_0 - 3I_0^2 r_1 = 245,239 [W] \quad (3.5)$$

Notar además que de los resultados se obtiene la corriente magnetizante ($I_0 = 2,74 [A_{rms}]$).

Tabla 3.6: Resultados de la prueba en vacío del motor SCIM.

V_0	f_n	I_0	Δx_0
231 [V_{fn}]	50 [Hz]	2,74 [A_{fn}]	4,5 [ms]



(a) Valor efectivo de corriente.

(b) Desfase entre corriente y tensión.

Figura 3.10: Corriente (en amarillo) y tensión (en verde) de la prueba en vacío.

3.3.2. Prueba de Rotor Bloqueado

Para llevar a cabo la prueba de rotor bloqueado de la SCIM, se montan los mismos equipos de la prueba anterior pero esta vez bloqueando el rotor del motor con una barra de madera, tal como se puede apreciar en la Figura 3.11. Cabe mencionar que esto se puede hacer dado que la máquina en cuestión es de baja potencia, sin embargo, puede resultar peligroso bloquear el rotor de esta forma para potencias más altas. Una vez que se está seguro de que el rotor está bloqueado, se establecen las conexiones eléctricas que se muestran en el diagrama de la Figura 3.12. Luego, se procede a alimentar el estator a frecuencia nominal aumentando paulatinamente la tensión utilizando el VARIAC hasta alcanzar la corriente

nominal. Mediante el osciloscopio se observa la tensión y la corriente de alimentación del motor, tal como se muestra en la Figura 3.13. Los resultados se resumen en la Tabla 3.7.

Al igual que en la prueba anterior, se parte transformando el desfase temporal entre la tensión y la corriente (Δx_{rb}) a grados de desplazamiento para obtener el factor de potencia:

$$\frac{360^\circ}{0,02 [s]} = \frac{\text{Grados desplazados}}{\text{Desfase en segundos}} \xrightarrow{\Delta x_{rb}=3,3 [ms]} \text{Grados desplazados} = 59,4^\circ \quad (3.6)$$

A partir de la ecuación (3.6) se tiene que el factor de potencia es de $f.d.p. = \cos(59,4^\circ) = 0,509041$. Conociendo el factor de potencia y calculando la potencia aparente trifásica se puede obtener la potencia activa trifásica que consume el motor con rotor bloqueado:

$$S_{rb} = 3I_{rb}V_{rb} = 598,08 [VA] \wedge f.d.p. = \frac{P_{rb}}{S_{rb}} \Rightarrow P_0 = 304,447 [W] \quad (3.7)$$

Utilizando las potencias aparente y activa trifásicas se obtiene la potencia reactiva trifásica:

$$Q_{rb} = \sqrt{(S_{rb}^2 - P_{rb}^2)} = 514,793 [VAr] \quad (3.8)$$

A partir de los valores de las potencias se calculan los siguientes parámetros:

$$r_1 + r_2 = \frac{(P_{rb}/3)}{I_{rb}^2} = 5,056 [\Omega] \wedge x_1 + x_2 = \frac{(Q_{rb}/3)}{I_{rb}^2} = 8,55 [\Omega] \xrightarrow{1/2\pi f_n} 27,2148 [mH] \quad (3.9)$$

Recordando la medición de la resistencia de estator ($r_1 = 2,3 [\Omega]$) y el resultado de la ecuación (3.8), se tiene que $r_2 = 2,756 [\Omega]$. Por último, a modo de simplificación se asumirá que $x_1 \approx x_2$, por lo que $x_1 = x_2 = 4,27489 [\Omega] \xrightarrow{1/2\pi f_n} 13,6074 [mH] [50]$.

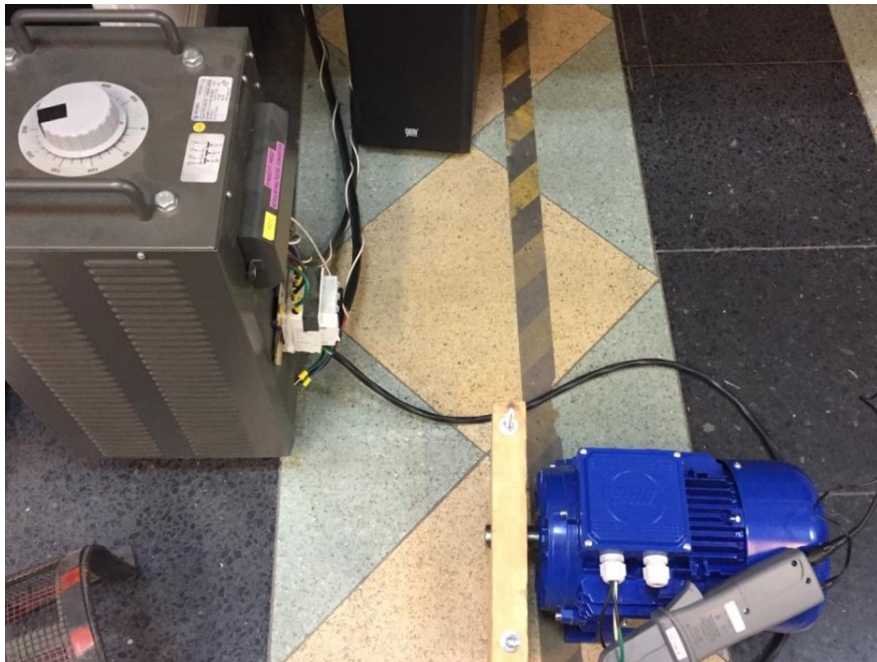


Figura 3.11: Montaje de laboratorio para la prueba de rotor bloqueado.

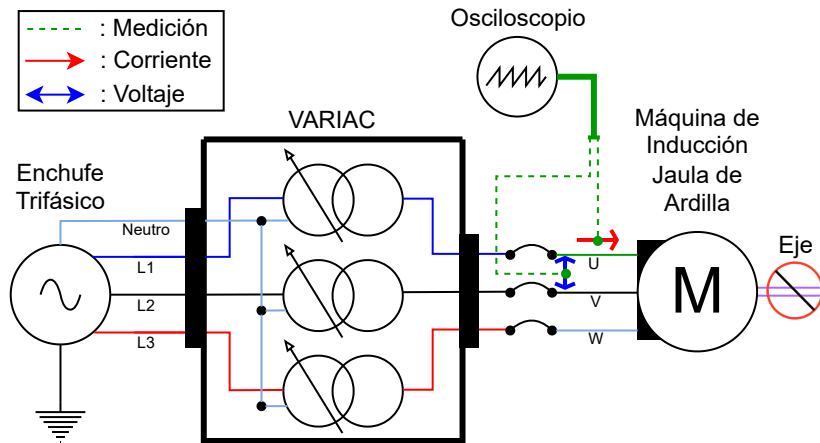
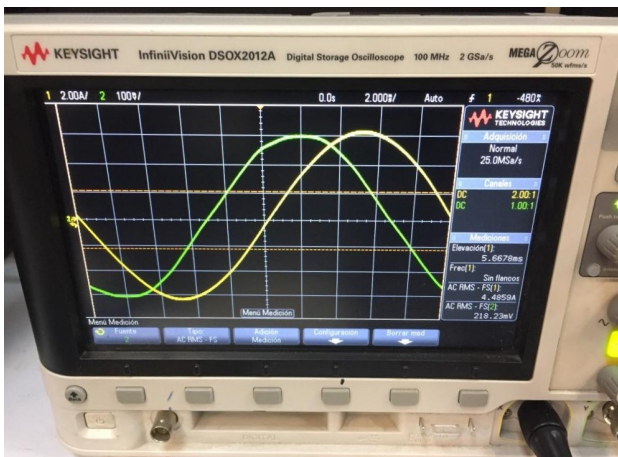


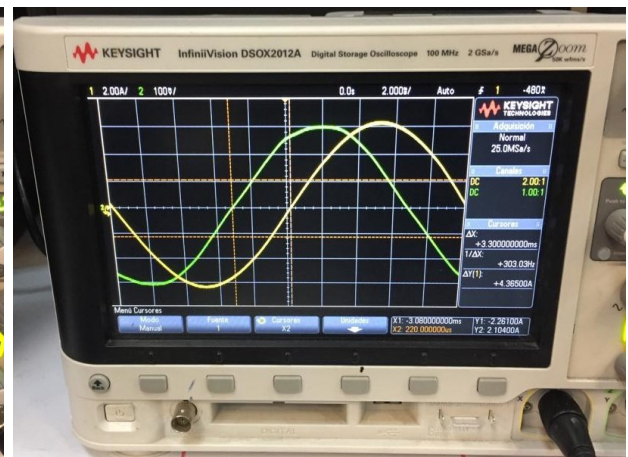
Figura 3.12: Diagrama de conexiones para la prueba de rotor bloqueado de la SCIM.

Tabla 3.7: Resultados de la prueba de rotor bloqueado del motor SCIM.

V_{rb}	f_n	I_{rb}	Δx_{rb}
44,5 [V_{fn}]	50 [Hz]	4,48 [A_{fn}]	3,3 [ms]



(a) Valor efectivo de corriente.



(b) Desfase entre corriente y tensión.

Figura 3.13: Corriente (en amarillo) y tensión (en verde) de la prueba de rotor bloqueado.

3.4. Sensores Externos

Tal como se mencionó en la Sección 3.2, existen algunos sensores incorporados en el inversor y otros que deben ser incorporados de manera externa. Entre estos últimos se encuentran el transductor de torque y los transductores de voltaje. En el caso del primero, tanto el transductor como la interfaz correspondiente son diseñados por el equipo de *Datum Electronics*TM. En cambio, en el caso de los transductores de voltaje es necesario diseñar una placa circuital para su uso. Estos transductores serán abordados en mayor profundidad a continuación.

3.4.1. Transductor de Torque

El transductor de torque que se utiliza en este experimento corresponde al modelo M425 size 1-B de *Datum Electronics*[™] que se muestra en la Figura 3.14a. Tal como se puede apreciar, este sensor está compuesto por una parte giratoria (rotor) y otra estática (estator). El rotor está diseñado para encajar en línea con el tren de transmisión mecánica utilizando ejes con chaveta. Además, este posee rodamientos para soportar el estator sobre el eje giratorio. Las señales digitales obtenidas se transmiten al estator, el que a su vez se conecta a la interfaz de la Figura 3.4a. Las características principales de este transductor se presentan en la Tabla 3.8. Tal como indica el fabricante, se debe evitar dentro de lo posible los momentos en el extremo del eje (cargas de flexión) y las cargas axiales en el experimento (las cuales se encuentran indicadas en la Figura 3.14b), ya que podrían tener efectos no deseados en el transductor.

La interfaz de la Figura 3.4a es la que recibe las señales digitales del transductor y permite acceder a estas de dos formas. La primera es mediante el microprocesador CDM212364 de FTDI[™], el cual permite transmitir estas señales al computador mediante una conexión USB. Para esto se utiliza el *software* DUI Config-v2.5.0 de *Datum Electronics*[™], el cual sirve para visualizar las mediciones en tiempo real y para configurar las señales del transductor. Ahora bien, tal como se menciona en la Sección 3.2, para este experimento se opta por la segunda forma la cual consiste en adquirir las salidas analógicas directamente de la interfase. Estas salidas han sido configuradas a los valores predeterminados que aparecen en la Tabla 3.9. En caso de que se deba hacer algún cambio a estos valores, se mencionará en el próximo capítulo.

Tabla 3.8: Características principales del sensor de torque. Para más información ver [16].

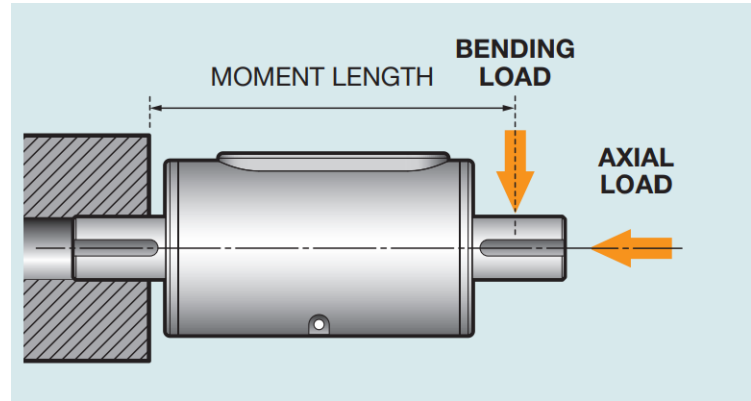
Especificaciones mecánicas	Carga nominal	20 [Nm]
	Rango de velocidad	0 a 10000 [rpm]
	Cargas de flexión en la longitud del momento	14 [N]
	Cargas axiales	636 [N]
	Carga de prueba del eje	31 [Nm]
	Carga de rotura del eje	55 [Nm]
	Rigidez total	891 [Nm/rad]
	Masa total	1,041 [Kg]
	Longitud total	184 [mm]
	Longitud de momento	154 [mm]
Especificaciones eléctricas	Resolución libre de ruido	20 a 13,5 bits
	Tasa de muestreo	1 a 4000 [sps]
	Tasa de baudios de salida	9600 a 3 [Mbaud]
	Pulsos por revolución	30
	Interfaces de salida del transductor	RS485 (RS232 opcional)
	Alimentación de transductor más interfase	15-24 [V]/400 [mA]

Tabla 3.9: Rangos predeterminados de las salidas analógicas del transductor de torque [16].

Torque	Velocidad	Potencia	Empuje
±10 [V]	0 a 10 [V]	±10 [V]	±10 [V]



(a) Transductor de torque.



(b) Cargas de flexión y axiales.

Figura 3.14: Transductor de torque modelo M425 *size* 1-B de *Datum Electronics*[™] [16].

3.4.2. Transductores de Voltaje

Los transductores de tensión que se utilizan en este trabajo corresponden a los LV 25-P de *LEM Transducers*[™]. Estos dispositivos están diseñados para obtener mediciones de voltaje a partir de todo tipo de corrientes (DC, AC, pulsantes, etc). Cada transductor consta de un circuito primario y secundario, los cuales se encuentran separados galvánicamente entre sí. El principio de funcionamiento de estos consiste en que una corriente proporcional al voltaje medido debe pasar a través de una resistencia externa, la cual debe ser seleccionada e instalada por el usuario en serie con el circuito primario [21]. Luego, otra corriente proporcional a la del circuito primario circula a través de la resistencia de medición⁹ del circuito secundario, obteniéndose así la señal de medición de tensión. En este caso, se espera medir un voltaje fase-neutro de $V_{fn} = 400/\sqrt{3}$ [V], por lo tanto, los datos eléctricos quedan como en la Tabla 3.10.

Tabla 3.10: Datos eléctricos de los LV 25-P en base a requerimientos del experimento [21].

Corriente nominal primaria (I_{PN})	10 [mA]
Rango de medición de la corriente primaria (I_{PM})	± 14 [mA]
Resistencia externa (R_1)	100 [k Ω]
Corriente nominal secundaria (I_{SN})	25 [mA]
Resistencia de medición (R_M)	100 [Ω]
Tasa de conversión del primario a secundario (K_N)	1 : 2,5
Voltaje de alimentación (U_c)	± 15 [V]
Consumo de corriente (I_c)	$10 + I_s$ [mA]
Rango de medición de tensión (V_{PN})	10 a 500 [V]

Para que la RTBOX pueda procesar cada medición analógica de tensión es necesario adaptar las señales de salida de los transductores. Esto se realiza mediante la incorporación de amplificadores operacionales (*Operational Amplifiers* en inglés, OpAmps) a la salida de los transductores. Mediante el *software* de simulación LTSPICE de Analog Devices[™] se determinan los componentes pasivos necesarios para ajustar los OpAmps. En este caso, se ajustan de tal manera que al medir una corriente a través de R_M como la que se muestra en la Fi-

⁹Esta resistencia de medición se selecciona en base al voltaje de alimentación del transductor.

gura 3.15a (la cual consiste en una corriente sinusoidal de 25 [mA] de amplitud máxima con 5 [mA] de ruido) se obtiene la señal de voltaje de salida que se observa en la Figura 3.15b.

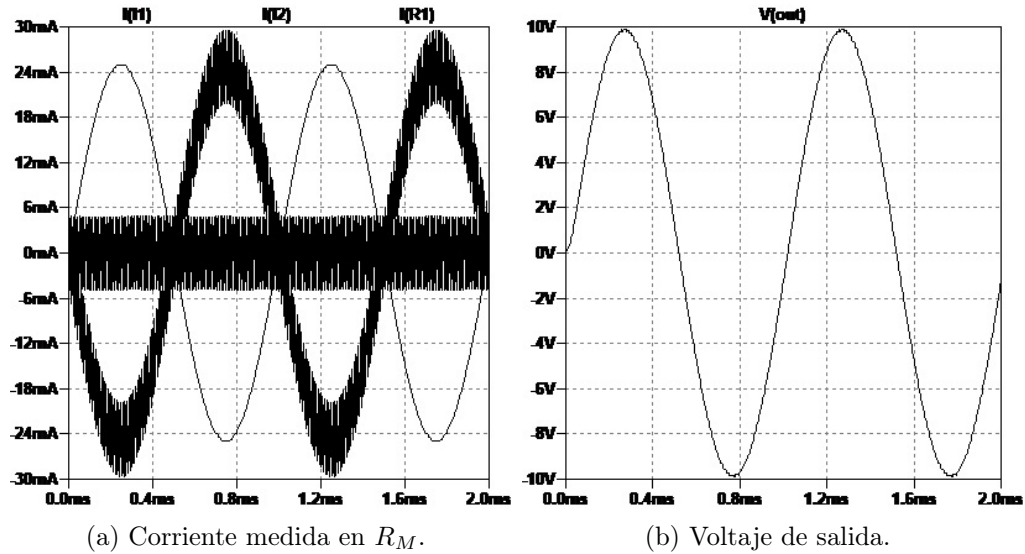


Figura 3.15: Sintonización de OpAmps en LTSPICE para adaptar señales analógicas de salida.

Conociendo cuales son los componentes que se deben incorporar a los transductores LV 25-P para su funcionamiento, se diseña la placa de circuito impresa (*Printed Circuit Board* en inglés, PCB) para su montaje. En este caso, se utiliza un diseño elaborado por el profesor Luca Tarisciotti de la Universidad Andrés Bello al cual se le realizan ciertas modificaciones para adaptarlo a los requerimientos de este experimento. Estas modificaciones al diseño de la PCB se realizan utilizando el *software* Altium de Altium Limited™. La PCB de medición de tensión resultante es la que se muestra en la Figura 3.16. Al igual que los conectores de la Figura 3.7, las componentes de la PCB fueron soldadas en el Laboratorio de Electrónica de Potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica. Para más información respecto a las componentes utilizadas, favor ver la Lista de Componentes que se encuentra en el Anexo A.



Figura 3.16: PCB soldada con los transductores de tensión y sus respectivos componentes.

3.5. Simulación

Antes de empezar con la implementación experimental, resulta pertinente poder validar el diseño del sistema de control vectorial indirecto de la SCIM que se propone en este trabajo. Para ello se simula computacionalmente este sistema mediante el *software* PLECS ya que, tal como se señala en la Sección 3.2, este programa es también compatible con la RTBOX. Para modelar el sistema en PLECS se consideran las características del filtro EMI y del enlace DC que aparecen en los esquemáticos de [18]. Además, dado que el inversor no posee arquitectura disipativa, un frenado brusco de la SCIM podría provocar una subida peligrosa del voltaje del enlace DC. Luego, en la simulación se utilizan referencias en forma de rampa tanto en la aceleración¹⁰ como en el frenado, al igual como se realizará en la operación real.

La simulación consta de 3 [s] y parte considerando condiciones iniciales nulas tanto en la SCIM y en las componentes pasivas del inversor. Durante el primer segundo se acelera la máquina hasta llegar a su velocidad nominal, en la cual se mantiene durante un segundo para luego desacelerar en el último segundo. Para sintonizar las constantes de los controladores PI a partir de los parámetros de la SCIM obtenidos en la Sección 3.3 se utiliza el *software* MATLAB de *MathWorks*TM. Considerando los valores obtenidos y los que aparecen en las hojas de datos de los equipos correspondientes, se llega a los parámetros de simulación que se presentan en la Tabla 3.11. En este caso, se desprecia la fricción viscosa en la máquina.

Tabla 3.11: Parámetros de la simulación en PLECS del sistema experimental.

Variables mecánicas	Velocidad nominal (ω_n)	1450 [rpm]
	Torque nominal (T_n)	14,5 [Nm]
	Potencia nominal (P_n)	2,2 [kW]
	Inercia del rotor (J_e)	0,0088 [Nm · s ²]
	Número de pares de polos	2
Variables eléctricas	Voltaje de línea nominal de alimentación (V_n)	400 [V _{rms}]
	Frecuencia nominal de alimentación (f_n)	50 [Hz]
	Corriente nominal (I_n)	4,48 [A _{rms}]
	Corriente de magnetización (I_0)	2,74 [A _{rms}]
	Resistencia del estator (R_s)	2,3 [Ω]
	Resistencia del rotor referida al estator (R_r)	2,75632 [Ω]
	Inductancia de dispersión del estator (L_{ls})	13,6074 [mH]
	Inductancia de dispersión del rotor referida al lado del estator (L_{lr})	13,6074 [mH]
Variables de control	Inductancia de magnetización (L_m)	271,702 [mH]
	Frecuencia de conmutación (f_{sw})	20 [kHz]
	Periodo de muestro de controladores (T_{sc})	20 [μs]
	Constante proporcional del lazo de corriente (K_{pi})	44,761
	Constante integral del lazo de corriente (K_{ii})	$K_{pi} \cdot 931,9$
	Limite de saturación de la acción integral del lazo de corriente	$\pm V_n \cdot (\sqrt{2}/2)$
	Constante proporcional del lazo de velocidad (K_{pw})	1,0057
	Constante integral del lazo de velocidad (K_{iw})	$K_{pw} \cdot 35,11$
Limite de saturación de la acción integral del lazo de velocidad	$\pm 1,1 \cdot T_n$	

A partir de los parámetros de la Tabla 3.11 es posible simular el experimento en PLECS, obteniéndose los valores de diferentes variables del sistema. En particular, en la Figura 3.17 se

¹⁰Una técnica común para reducir las vibraciones torsionales en el eje es accionar la SCIM en rampa.

presentan la velocidad rotacional resultante y el torque electromecánico ejercido por la SCIM al ser operada bajo el FOC indirecto propuesto. Como se puede apreciar, la velocidad angular sigue la rampa de referencia durante casi toda la simulación a excepción de la partida, en donde existe una leve diferencia producto del torque de rotor bloqueado¹¹ (representado por el pequeño salto en el torque eléctrico) y de la pendiente de la rampa utilizada en la referencia. Por otra parte, la diferencia entre el torque electromecánico y el demandado permite acelerar y desacelerar la carga en base al requerimiento del lazo de control de velocidad. En este caso, el torque de carga corresponde a una razón proporcional a la referencia de velocidad dada.

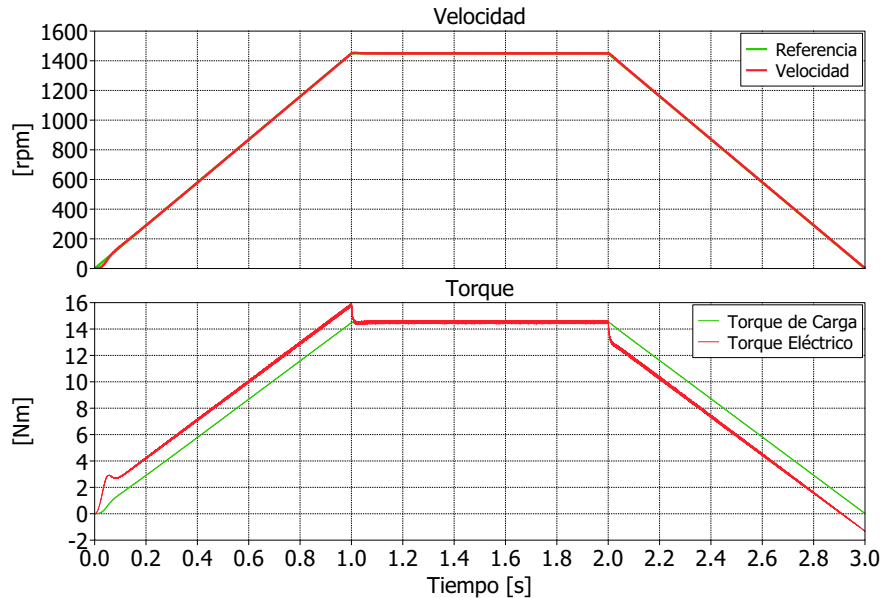


Figura 3.17: Torque y velocidad rotacional resultante en la SCIM.

En la Figura 3.18 se muestra la corriente con la cual se alimenta el estator de la SCIM, expresada en ejes d - q . Bajo esta representación, la corriente consta de una componente magnetizante (representada por el eje d) y una componente de torque (representada por el eje q). En el caso de la corriente directa (eje d), se observa que esta oscila en torno a la referencia i_{sd}^* dada, la cual corresponde al valor de I_0 determinado en la Sección 3.3. Por su parte, la corriente en cuadratura (eje q) sigue en todo momento la referencia i_{sq}^* , la cual sigue el requerimiento de torque entregado por el control de velocidad. Considerando la relación existente entre la corriente en cuadratura y el torque electromecánico, es de esperar que ambas curvas posean una forma similar, tal como se puede apreciar al comparar las Figuras 3.17 y 3.18.

Para corroborar que las corrientes y tensiones que circulan por el estator poseen una forma sinusoidal, ambas variables se presentan en las Figuras 3.19 y 3.20. En estas se puede observar que tanto la corriente de línea como el voltaje fase-neutro¹² consisten de ondas sinusoidales trifásicas cuyas amplitudes cambian en base al requerimiento de potencia eléctrica. Ahora bien, para obtener los espectros de frecuencia en estado estacionario se aplica el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* en inglés, FFT) a los 1,5 [s]

¹¹Corresponde al torque electromecánico generado por la SCIM para que el rotor comience a girar.

¹²Para mostrar las ondas sinusoidales se utiliza un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de $20\pi f_n$.

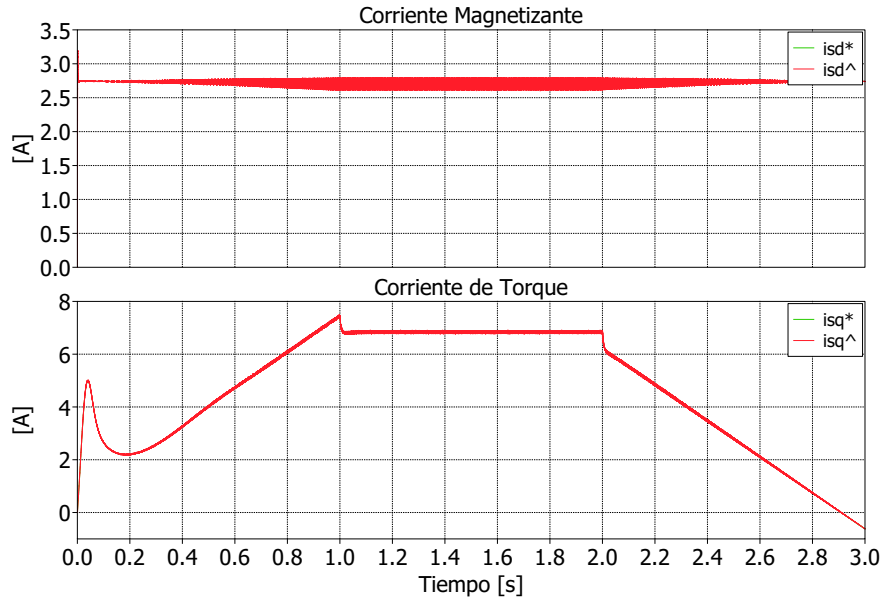


Figura 3.18: Corriente del estator de la SCIM expresada en ejes d-q.

considerando una frecuencia fundamental de $52,16 [Hz]$. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3.21 y a partir de estos se obtiene una distorsión armónica total (*Total Harmonic Distorsion* en inglés, THD) de $0,69 [dB]$ en la tensión y de $0,005 [dB]$ en la corriente. En ambas variables sobresalen el 5^{to} y 7^{mo} armónico. Estos podrían ser responsables de las oscilaciones en la corriente magnetizante y de torque. Ahora bien, sus magnitudes son bastante menores que la fundamental, por lo que no deberían de afectar mayormente la operación de la máquina.

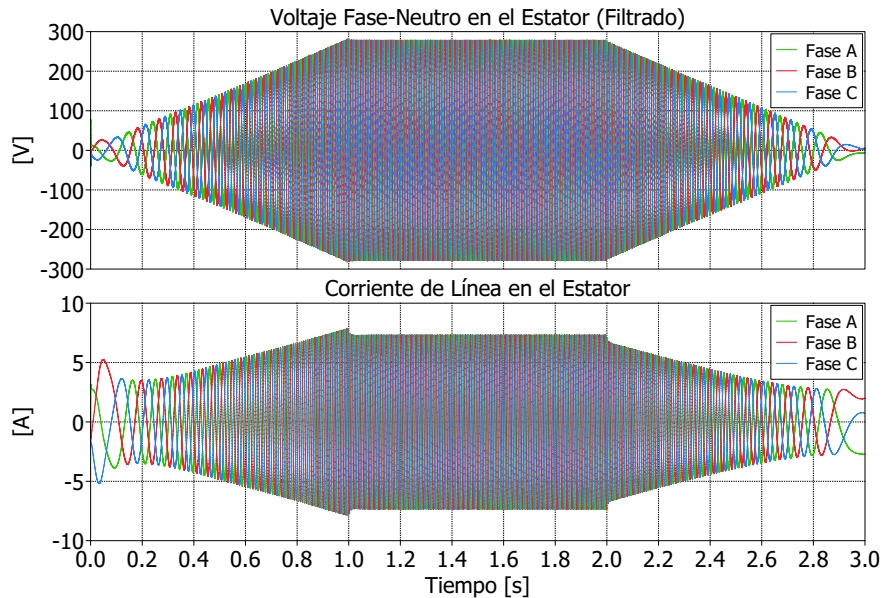


Figura 3.19: Corriente y tensión en el estator de la SCIM.

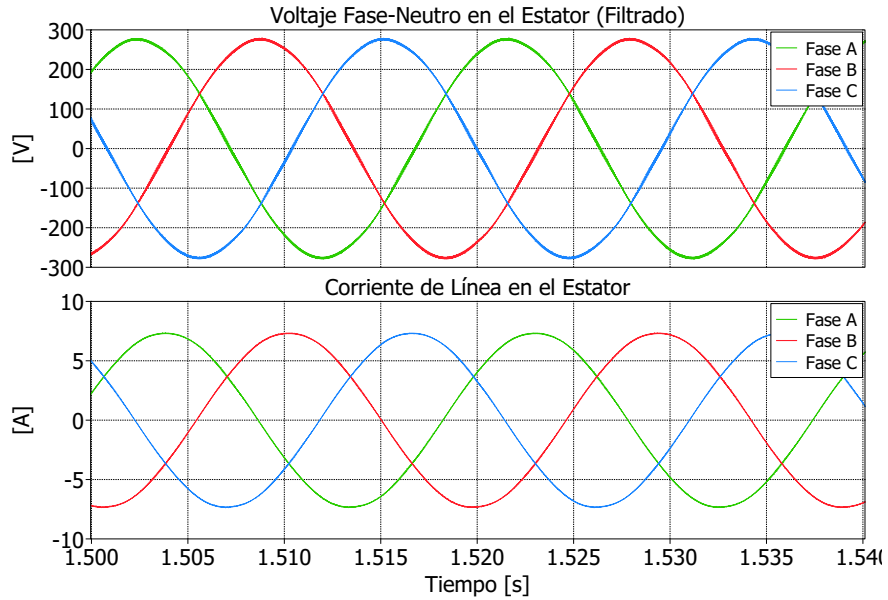


Figura 3.20: Acercamiento a la corriente y tensión en el estator de la SCIM.

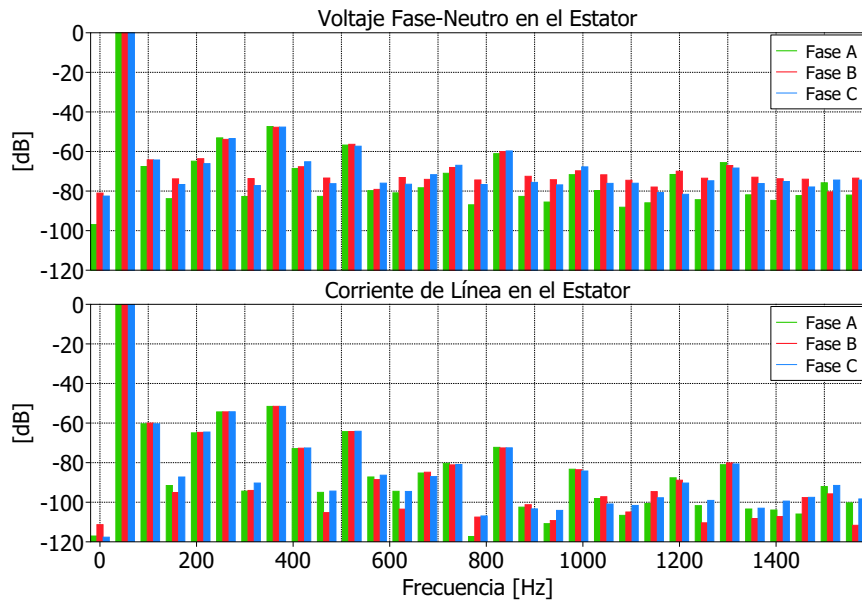


Figura 3.21: Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en el estator de la SCIM.

Por otra parte, para analizar lo que sucede en la alimentación del VSI se presenta el voltaje fase-fase y la corriente de línea en las Figuras 3.22 y 3.23. Como se puede apreciar, la simulación asume una fuente ideal de voltaje, es decir, que se encuentra balanceada y con un valor efectivo de $400 [V_{ff}]$. En cambio, en el caso de la corriente se tiene que la amplitud varía en base a la potencia requerida y que además su forma onda no es sinusoidal, sino que posee la forma de onda típica de la corriente de carga de los capacitores del enlace DC [18].

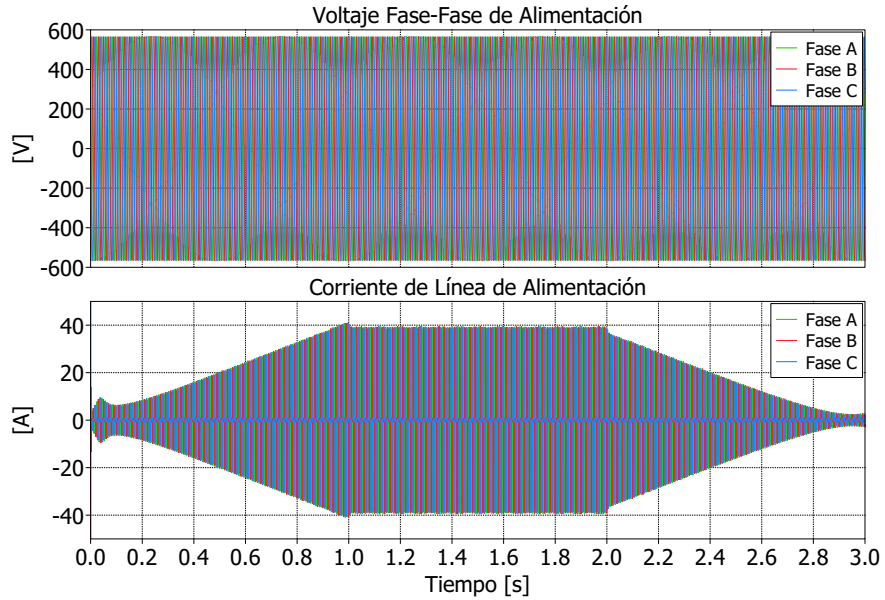


Figura 3.22: Corriente y tensión en la alimentación del VSI.

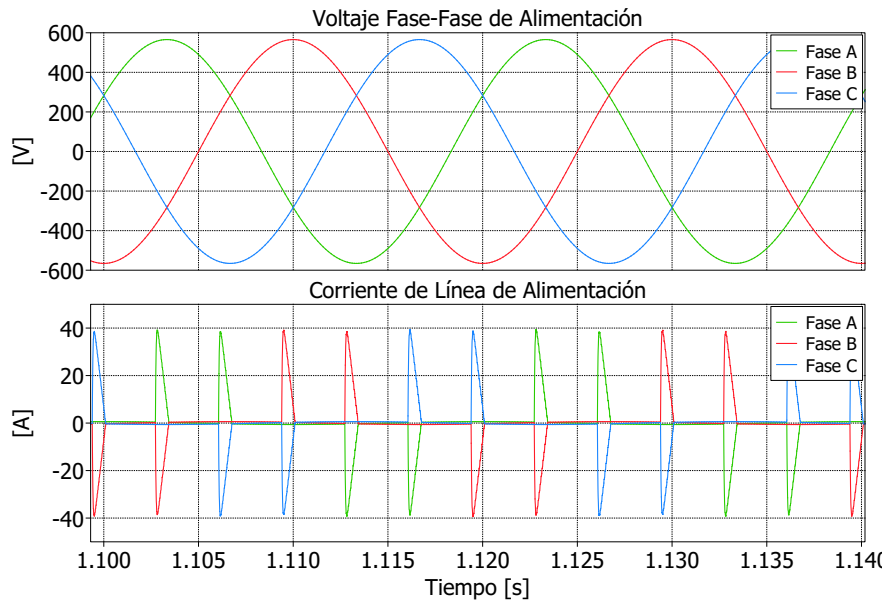


Figura 3.23: Acercamiento a la corriente y tensión en la alimentación del VSI.

Respecto a la distorsión armónica presente en la alimentación, esta se puede analizar aplicando la FFT a los 1,1 [s] y considerando una fundamental de 50 [Hz]. Los resultados se observan en la Figura 3.24. De acá se obtiene que la THD en la tensión es de 0,0018 [dB], la cual es casi nula dado que se asume una fuente ideal. Por su parte, la THD en la corriente es de unos 2,2 [dB], lo que se condice con una gran presencia de armónicos (5^{to} , 7^{mo} , 11^{vo} , 13^{vo} , etc). Esto implica que la operación del VSI introduce contaminación armónica a la red local.

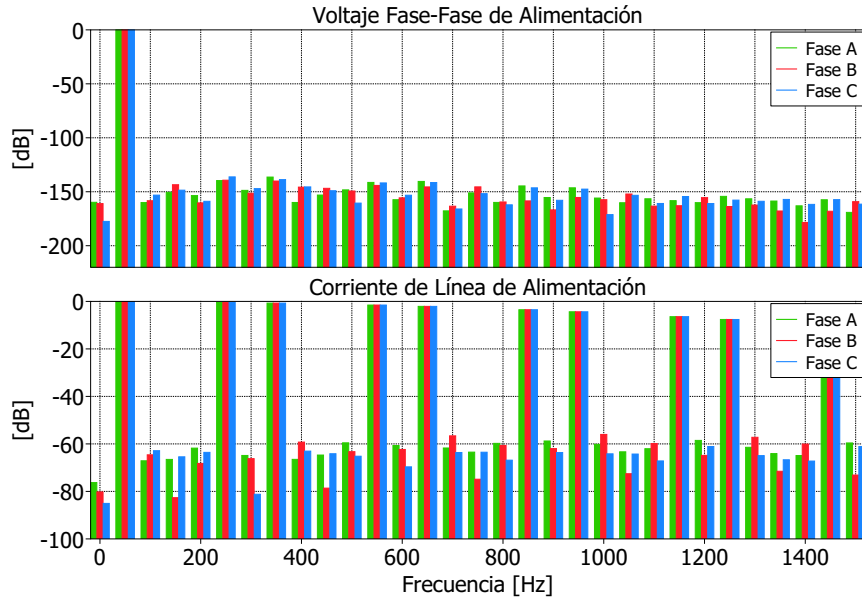


Figura 3.24: Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en la entrada del VSI.

Con respecto al voltaje en el enlace DC, este se puede observar en las Figuras 3.25 y 3.26. En estas se puede apreciar la existencia de un rizado de $\approx 300 [Hz]$, cuya amplitud crece en función del requerimiento de potencia eléctrica por parte de la SCIM. Este rizado no significa un riesgo para la operación del sistema, ya que incluso durante la máxima caída de tensión (que en este caso es de $\approx 10 [V]$), el voltaje del enlace DC se mantiene en todo momento dentro del rango típico señalado en [18], el cual corresponde al intervalo entre 530 y 670 $[V]$.

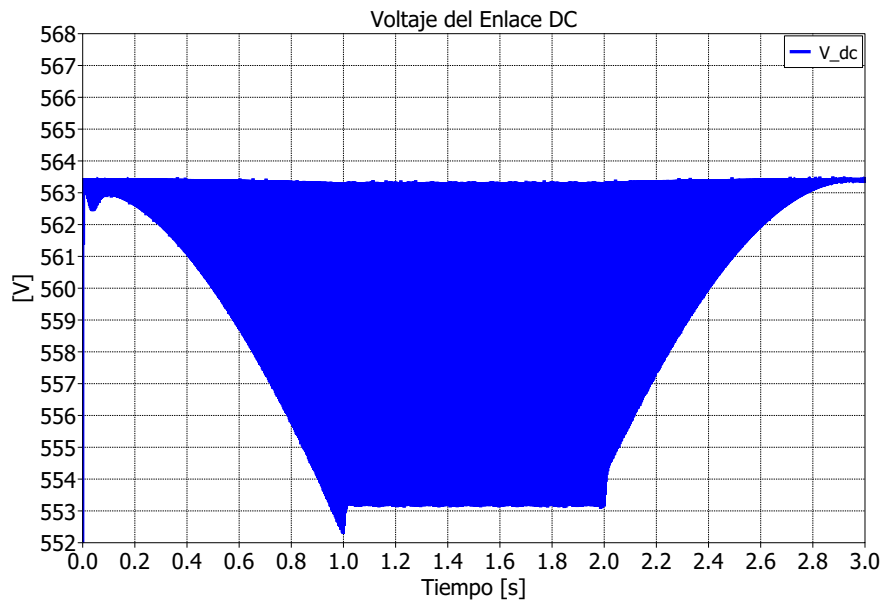


Figura 3.25: Voltaje resultante en el enlace DC del inversor.

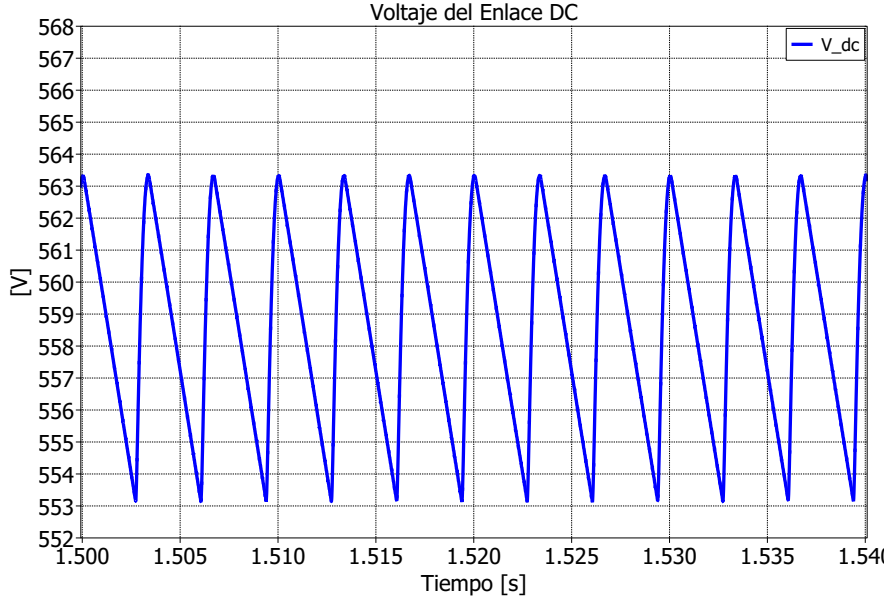


Figura 3.26: Acercamiento al voltaje resultante en el enlace DC del inversor.

En la Figura 3.27 se presenta la frecuencia eléctrica durante la operación de la SCIM. La frecuencia en el estator se obtiene a partir del cálculo de deslizamiento realizado en el FOC indirecto. Dado que la operación de la máquina es a frecuencia nominal (f_n) es de esperar que la frecuencia sea de unos $50 [Hz]$ cuando se está operando con valores nominales. Sin embargo, se observa que esto no sucede y que la frecuencia en el estator alcanza los $\approx 52,16 [Hz]$ ¹³ en operación nominal. Para verificar que no existen anomalías en el cálculo del deslizamiento, se utiliza el lazo de seguimiento de fase (*Phase Locked Loop* en inglés, PLL) que se encuentra disponible en PLECS. En este caso, se obtiene que la frecuencia calculada y la obtenida por el PLL son equivalentes, por lo tanto, se confirma que el cálculo realizado está en lo correcto.

Es posible que la desviación de la frecuencia eléctrica en el estator provenga de las pruebas de vacío y de rotor bloqueado. Lo más probable, es que existan diferencias entre la estimación de los parámetros de la máquina y sus valores reales. Una opción es que no se hayan tomado correctamente las mediciones durante las pruebas. Otra opción es que la suposición de que $x_1 \approx x_2$ no sea válida. Por otra parte, en la Figura 3.27 se muestra la frecuencia eléctrica en el rotor. Como se puede apreciar, esta alcanza los $48,3 [Hz]$ en operación nominal. Esto tiene sentido, ya que la frecuencia de rotación mecánica es de unos $1450 [rpm] = 24,1\bar{6} [Hz]$ y la frecuencia del rotor debiese ser el doble dado que la máquina en cuestión es de cuatro polos.

La potencia eléctrica instantánea que consume la SCIM se calcula a partir de las mediciones de corriente y tensión (filtrada) en el estator. En este caso, durante la operación nominal se obtiene una potencia activa de unos $\approx 2700 [W]$ (mayor que la nominal de la SCIM) y una potencia reactiva de unos $\approx 1400 [VAr]$. A partir de estas, es posible calcular lo siguiente:

$$S_e = \sqrt{P_e^2 + Q_e^2} \approx 3040 [VA] \Rightarrow f.d.p. = \frac{P_e}{S_e} \approx 0,88 \quad (3.10)$$

¹³Por esta razón se escoge una frecuencia fundamental de $52,16 [Hz]$ al aplicar la FFT en la Figura 3.21.

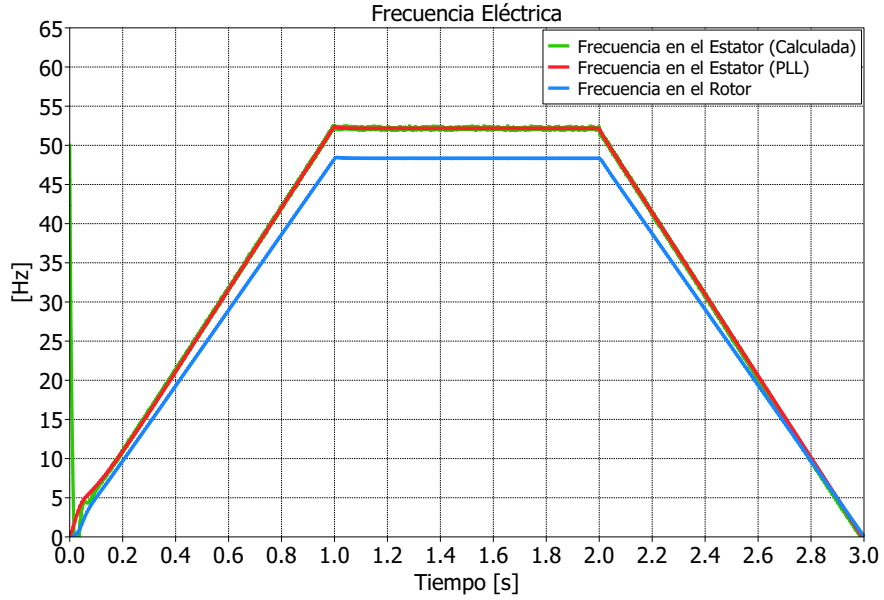


Figura 3.27: Frecuencia eléctrica y mecánica de la SCIM.

El factor de potencia obtenido en (3.10) es levemente superior al indicado en la Tabla 3.5, aunque dentro de una magnitud similar. Por su parte, la potencia mecánica es de 2200 [W] y corresponde al producto entre el torque y la velocidad. La diferencia que aparece en la Figura 3.28 entre P_e y P_{mec} se explica en parte por las pérdidas calculadas en (3.5). La eficiencia resultante es del 81,5%, lo cual es inferior a lo indicado en la placa (86,7%). Estas diferencias podrían tener relación con la desviación de frecuencia mencionada anteriormente.

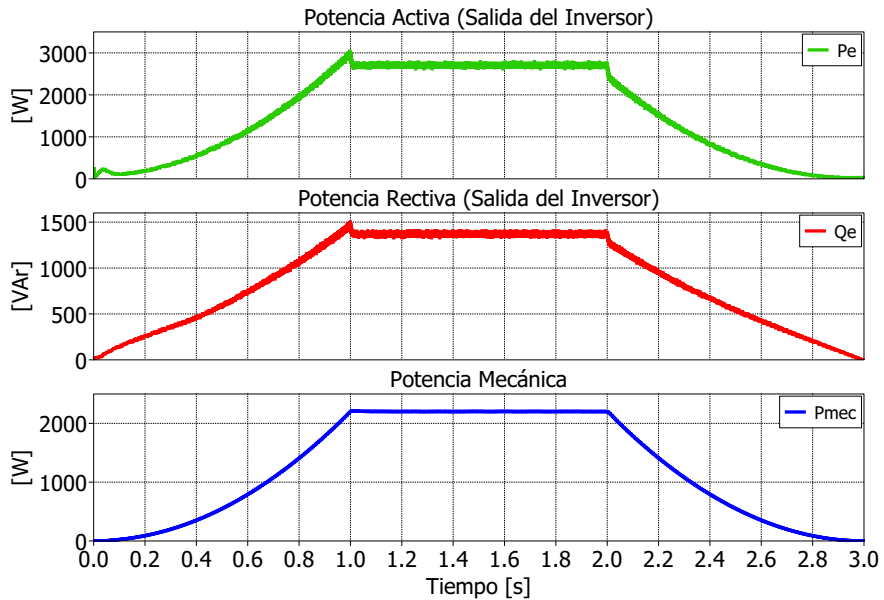


Figura 3.28: Potencia eléctrica a la salida del inversor y potencia mecánica de la SCIM.

Capítulo 4

Implementación

4.1. *Hardware in the Loop* (Programación RTBOX)

Para poder llevar acabo el experimento que se propone en este trabajo es necesario realizar la puesta en marcha del sistema de control. El primer paso para ello consiste en programar el controlador del sistema, que en este caso corresponde a la RTBOX. Este equipo está diseñado para realizar simulaciones en tiempo real¹, con lo cual es posible verificar que las señales generadas por este controlador interactúen de manera satisfactoria con el resto del sistema, el cual se representa mediante la simulación diseñada en la Sección 3.5. Dado que las simulaciones en tiempo real requieren de una interconexión mediante *hardware* para ser llevadas a cabo, a esta técnica se le conoce como *hardware* en el bucle (*hardware-in-the-loop* en inglés, HIL). En este caso, se utiliza HIL² para ajustar las señales que envía y recibe la RTBOX al resto de los equipos, de esta manera se evita poner en riesgo a los equipos reales.

Para poder realizar aplicaciones en tiempo real, la RTBOX dispone de dos núcleos ARM™. El primero se encarga de las comunicaciones³, tanto con el ordenador anfitrión⁴ como directamente con el *software* PLECS. El segundo núcleo es el que se dedica a las simulaciones en tiempo real, por lo que este tiene acceso directo a los bloques periféricos, es decir, las entradas y salidas (analógicas y digitales) que aparecen en la Figura 3.5a. Ahora bien, para la ejecución de aplicaciones en tiempo real se utiliza una función de paso que es ejecutada en intervalos periódicos fijos. Este tiempo de ciclo es lo suficientemente grande como para que la función de paso siempre se ejecute completamente antes de comenzar el próximo ciclo [23].

Para el HIL es necesario configurar los bloques periféricos y para ello se debe tener presente su clasificación. Tal como se menciona en la Sección 3.2, la RTBOX dispone de cuatro conectores que se destinan a un tipo específico de señal. Estas señales se clasifican en entradas analógicas (*Analog Input* en inglés, AI), salidas analógicas (*Analog Output* en inglés, AO), entradas digitales (*Digital Input* en inglés, DI) y salidas digitales (*Digital Output* en inglés, DO). En el caso de las AI, es posible configurar los canales para mediciones diferenciales

¹En una simulación en tiempo real, el tiempo de la simulación crece al mismo ritmo que el tiempo real.

²Específicamente, se implementa un HIL en lazo cerrado en donde existe una comunicación bidireccional.

³La RTBOX v1.2 también posee conectores CAN y SFP. Sin embargo, en este trabajo no serán utilizados.

⁴Mediante la conexión Ethernet se accede a la interfaz *web* donde se ve el funcionamiento de la RTBOX.

(donde la medición de voltaje es la diferencia entre la entrada positiva y negativa) o de un solo extremo (donde solo la entrada positiva se usa para la medición, mientras que la entrada negativa se sujeta al GND de la RTBOX)⁵. Por su parte, en las DI existe un bus de retención de datos que mantiene las entradas flotantes o no utilizadas en un nivel lógico válido⁶ [23].

Para configurar las entradas y salidas se utilizan las opciones de codificador (*Coder Options*) que dispone la RTBOX. Estas opciones se presentan en una ventana en PLECS que posee varias pestañas. Específicamente, en *Target* están las opciones de generación de código en la RTBOX. Aquí se especifica el dispositivo con el cual se establece la conexión y los rangos de voltaje de las señales. En este caso, las señales AI y AO se configuran para un rango de $-10 \dots 10$ [V], mientras que en las DO⁷ se establece un nivel lógico de voltaje de 3,3 [V]⁸. También es posible configurar en *Target* el retraso entre el inicio del paso de simulación y el muestreo de las AI, así como también el número máximo de desbordamientos consecutivos que pueden ocurrir antes de que se cancele la simulación⁹. Adicionalmente, se habilita el modo externo¹⁰ para poder visualizar las variables en tiempo real a través de PLECS [23].

En este caso, la RTBOX se utiliza para la realización de una simulación en HIL. Esto implica que el dispositivo bajo prueba (*Device Under Test* en inglés, DUT) sería el *hardware* de control real, mientras que la RTBOX correspondería a la emulación de la planta que se busca controlar. Sin embargo, dado que el controlador del montaje experimental también corresponde a la RTBOX, se tiene que el DUT en cuestión es esta misma. Luego, las salidas análogas y digitales se reingresan directamente en la RTBOX, tal como se puede apreciar en la Figura 4.1. En este diagrama se muestran las conexiones realizadas para poder llevar a cabo el HIL. Estas conexiones van en función de la asignación de canales cuyas características se observan en la Tabla 4.1. Dado que con este HIL se busca analizar el envío de las principales señales de control y medición, no se incorporan todas las variables del sistema experimental¹¹.

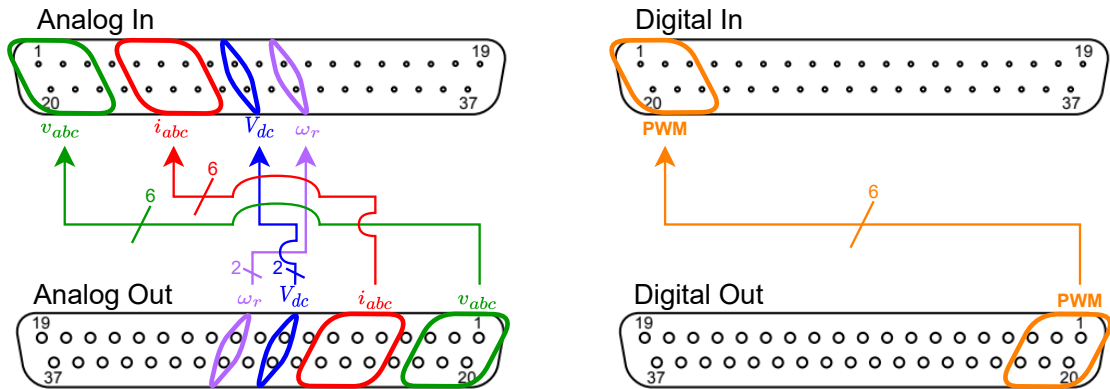


Figura 4.1: Esquema de conexiones de la RTBOX para la simulación en tiempo real.

⁵En este trabajo se opta por las mediciones diferenciales dado que existen fuentes de entradas negativas.
⁶Si se requiere de un nivel lógico específico es posible conectar las resistencias requeridas externamente.
⁷En el caso de las DI, la entrada de bajo nivel es de máximo 0,8 [V] y la de alto nivel es de mínimo 2 [V].
⁸Esto dado que en [18] se especifica una lógica compatible de 3,3 [V] para los controlador de compuerta.
⁹Se muestrean las AI minimizando la latencia y con un límite de cinco desbordamientos consecutivos.
¹⁰El tamaño del código y el consumo de memoria aumentan ligeramente cuando este modo está habilitado.
¹¹El resto de las variables serán abordadas más adelante en el estudio de las señales en los equipos.

Tabla 4.1: Asignación de los canales de los bloques periféricos de la RTBOX.

Conectores	Variable	Canal(es)	Escala (AI:AO) / Frecuencia (DO)	Offset (AI) / Retardo (DO)
AI y AO	v_a, v_b y v_c	0, 1 y 2 (respectivamente)	100:1	0
	i_a, i_b y i_c	4, 5 y 6 (respectivamente)	1:1	0
	V_{dc}	8	100:1	-1,2
	ω_r	10	20:1	0
DI y DO	PWM (fase a)	0 (lado alto) y 1 (lado bajo)	20 [kHz]	10 [ns]
	PWM (fase b)	2 (lado alto) y 3 (lado bajo)	20 [kHz]	10 [ns]
	PWM (fase c)	4 (lado alto) y 5 (lado bajo)	20 [kHz]	10 [ns]

Producto de que la RTBOX ejerce el control en tiempo real de manera digital, es importante elegir el método y tiempo de discretización adecuado para el funcionamiento del HIL¹². En este caso, se opta por usar el método *Radau* dado que posee una precisión de quinto orden a diferencia de la transformada bilineal (método *Tustin*) que solo posee una precisión del segundo orden¹³ [24]. Respecto al tiempo de discretización (*step size* en inglés), este se define en 20 [μs]¹⁴. La razón de esto se encuentra en la Figura 3.5a, donde se observa que la RTBOX contiene cuatro diodos emisores de luz (*Light Emitting Diode* en inglés, LED) en el panel frontal que indican su estado. Cuando se utiliza un *step size* menor al señalado, el LED de error se enciende, esto indica que el tiempo no alcanza para realizar los cálculos que requiere el HIL (recordar que la RTBOX está emulando la planta y el controlador simultáneamente).

Antes de empezar a analizar los resultados obtenidos en el HIL, es necesario mencionar dos diferencias importantes con respecto a la simulación de la Sección 3.5. La primera tiene que ver con el *solver* utilizado, ya que en la simulación se utilizó un tiempo de paso variable, en cambio en el HIL se tiene un tiempo de paso fijo. En un principio se intentó establecer un paso fijo para la simulación, sin embargo, el computador por si solo no pudo realizar la simulación bajo tales circunstancias. La otra diferencia guarda relación con el planteamiento del PWM. En la simulación se tiene que las señales moduladoras y la portadora se comparan utilizando bloques de comparación lógica que se encuentran disponibles en PLECS, en cambio en el HIL se envían las señales moduladoras directamente al bloque *PWMout* (también disponible en PLECS) que realiza la modulación. Estas diferencias cobrarán relevancia más adelante.

Tal como se mencionó anteriormente, para visualizar los resultados del HIL se habilita el modo externo. Este se configura con un muestreo de 8196 muestras y una tasa de control de disparo (*trigger* en inglés) de 20 [Hz]. Es importante aclarar que los resultados que se muestran a continuación solo muestran el sistema durante su operación nominal. A pesar de ello, el HIL que se presenta en este trabajo dispone de referencias en forma de rampa para la aceleración y desaceleración de la SCIM¹⁵. Estas referencias debieron ser implementadas en lenguaje de programación C usando el bloque *C-script* de PLECS, ya que de lo contrario se presentaban problemas con el tiempo absoluto de la simulación. Cabe mencionar que las variables y parámetros de la simulación en HIL son los mismos que se señalan en la Tabla 3.11.

¹²Se opta por un formato de punto flotante tipo *float* dado que el uso de *double* presentó ciertos problemas.

¹³A pesar de que el método *Radau* es computacionalmente más costoso, no presenta problemas en el HIL.

¹⁴Existe una relación proporcional entre el *step size* y el periodo de conmutación T_{sw} , en este caso de 2 : 5.

¹⁵Para guardar los datos de toda la simulación en HIL se utiliza el bloque *To-File* disponible en PLECS.

En primer lugar, se observa la velocidad y el torque resultantes de la simulación en HIL en la Figura 4.2. Con respecto a la velocidad, se aprecia que durante la operación nominal esta sigue la referencia de 1450 [rpm] sin error en estado estacionario, al igual como se obtuvo en la simulación realizada en la Sección 3.5. Sin embargo, al comparar las Figuras 3.17 y 4.2 es posible dar cuenta de la aparición de una leve oscilación en el torque durante la operación nominal de la SCIM. Este torque oscilante indica que se estaría alimentando la máquina con señales trifásicas levemente desbalanceadas [2]. A priori, existen dos posible razón para ello. Una sería el efecto del 5^{to} y 7^{mo} armónico en la corriente. La otra sería la utilización de un *step size* de 20 [μs] en el HIL. Dado que la RTBOX está emulando la planta y el controlador al unísono, podría ser que los 20 [μs] no sean suficientes para el cálculo del lazo de corriente.

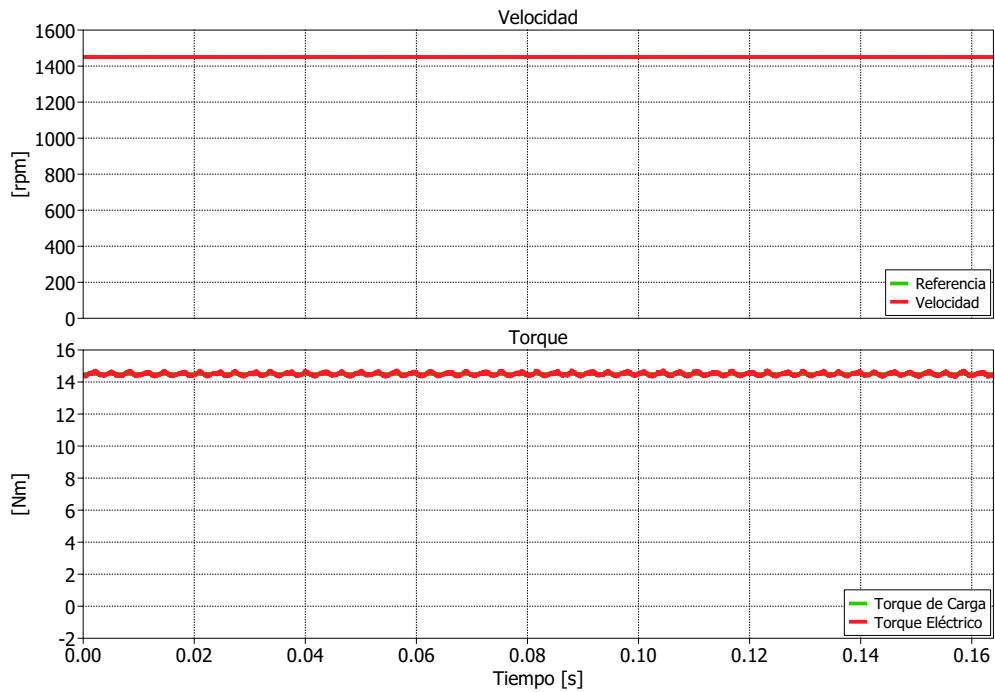


Figura 4.2: Torque y velocidad en estado estacionario resultante del HIL.

Las suposiciones del párrafo anterior surgen por las corrientes obtenidas en las simulación en HIL que se muestra en la Figura 4.3. Como se puede apreciar, tanto en la corriente magnetizante (eje d) como en la corriente de torque (eje q) se aprecia una leve oscilación en torno a la referencia durante la operación nominal de la SCIM. Al comparan las Figuras 3.18 y 4.3 resulta que en ambos casos la corriente magnetizante presenta una oscilación en torno a la referencia cuando la máquina se encuentra rotando a velocidad nominal. Sin embargo, las oscilaciones en torno a la referencia en la corriente de torque surgen exclusivamente al realizar el HIL. Tal como se mencionó, es posible que el tiempo de muestreo no sea suficiente para realizar el cálculo del lazo de corriente dada la configuración de este HIL. Sin embargo, es más probable que estas se deban al contenido armónico presente en las corrientes del estator¹⁶.

¹⁶Estás oscilaciones deben ser eliminadas o reducidas para poder probar el control de vibraciones torsionales.

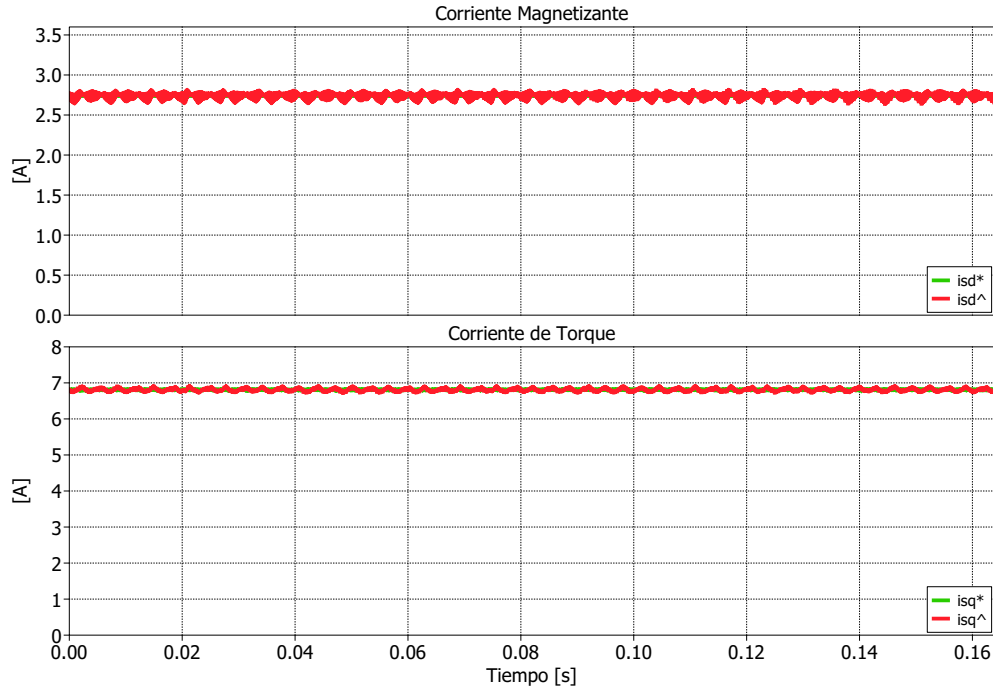


Figura 4.3: Corriente del estator en ejes d - q resultante del HIL.

En la Figura 4.4 se muestra la corriente de línea y el voltaje fase-neutro en el estator de la SCIM en coordenadas abc . Tal como se puede apreciar, ambas variables trifásicas poseen una forma sinusoidal durante la operación nominal de la máquina, no observándose a priori ninguna diferencia con respecto a los resultados obtenidos en la Sección 3.5. Para poder distinguir de mejor manera las posibles diferencias entre ambas simulaciones se aplica la FFT a ambas variables con lo cual se obtienen los resultados que se presentan en la Figura 4.5. Al comparar con la Figura 3.21 se puede ver que las componentes asociadas al 5^{to} y 7^{mo} armónico siguen sobresaliendo respecto al resto de los armónicos de interés. Sin embargo, la THD obtenida en HIL cambia, siendo de 0,28 [dB] en la tensión y de 0,008 [dB] en la corriente. Este aumento del contenido armónico en la corriente concuerda con que las oscilaciones en la corriente directa y en cuadratura sean más notorias en HIL con respecto a la simulación.

Otro aspecto importante a analizar es la alimentación del sistema durante la operación nominal de la SCIM resultante de la simulación en HIL. En particular, en la Figura 4.6 se muestra la corriente de línea y el voltaje fase-fase que entrega la red trifásica de baja tensión al inversor. Al igual que en la simulación de la Sección 3.5, se asume una fuente ideal de 400 [V_{ff}] a 50 [Hz]. Es por ello que al aplicar la FFT a la tensión, es de esperar que su contenido armónico sea leve. Al observar la Figura 4.7 pareciera ser que este es el caso, sin embargo, se tiene una THD de 0,0018 [dB], lo cual si bien es una distorsión armónica leve, es bastante más que la obtenida en la simulación. Por su parte, al aplicar la FFT a la corriente de línea de alimentación se tiene que la THD es de 2,25 [dB], siendo levemente superior a la obtenida en la Sección 3.5. Este aumento del contenido armónico en la alimentación con respecto al obtenido en la simulación podría deberse al *solver* o al *step size* utilizado en HIL.

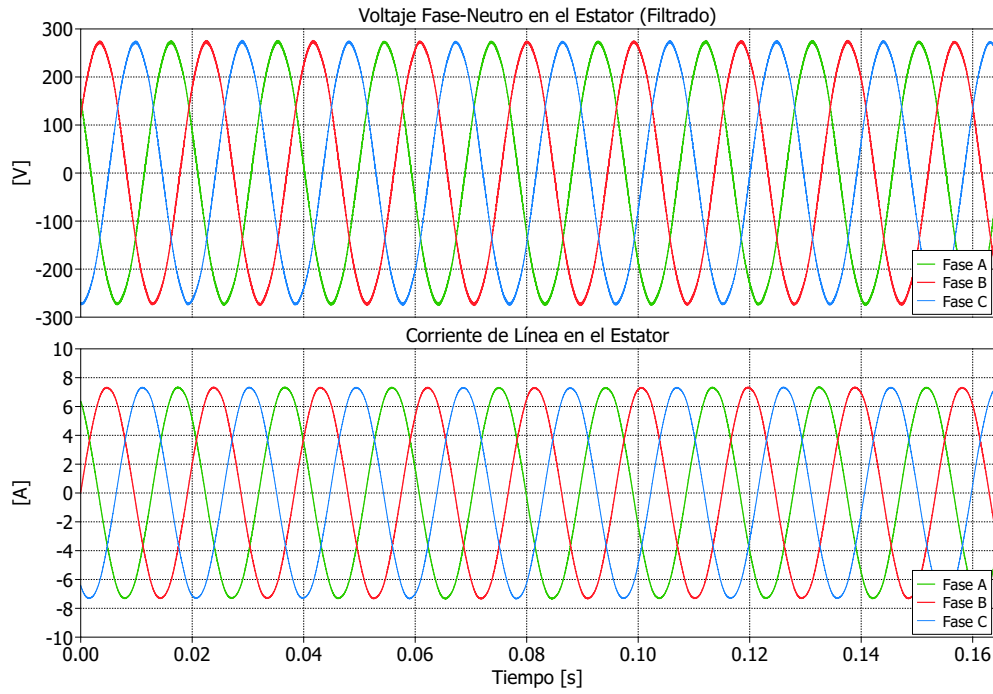


Figura 4.4: Corriente y tensión de línea en el estator resultante en HIL.

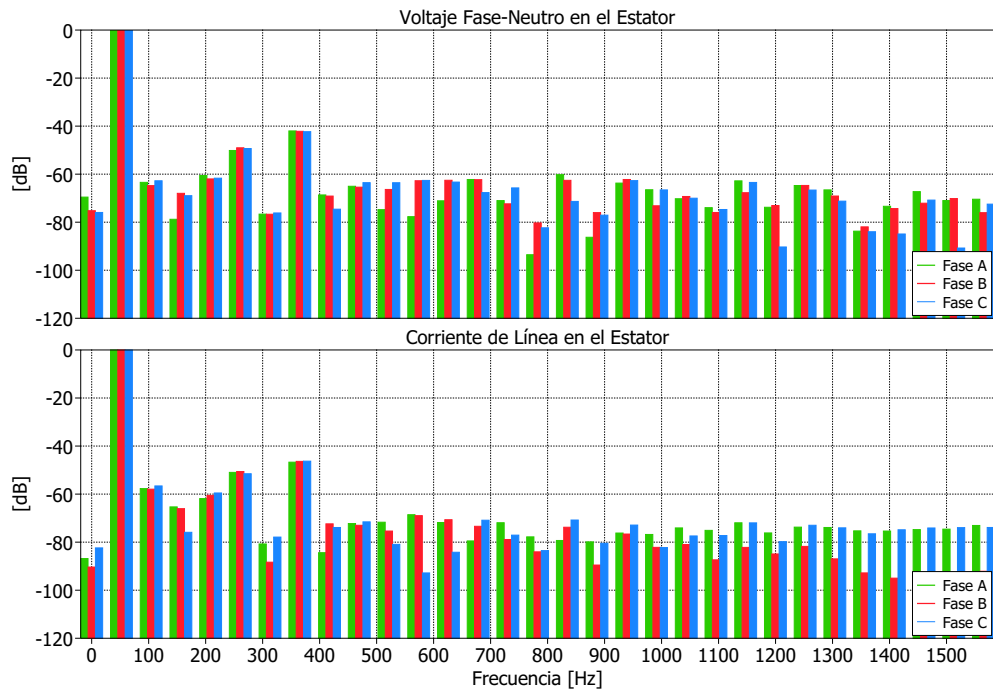


Figura 4.5: Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en el estator en HIL.

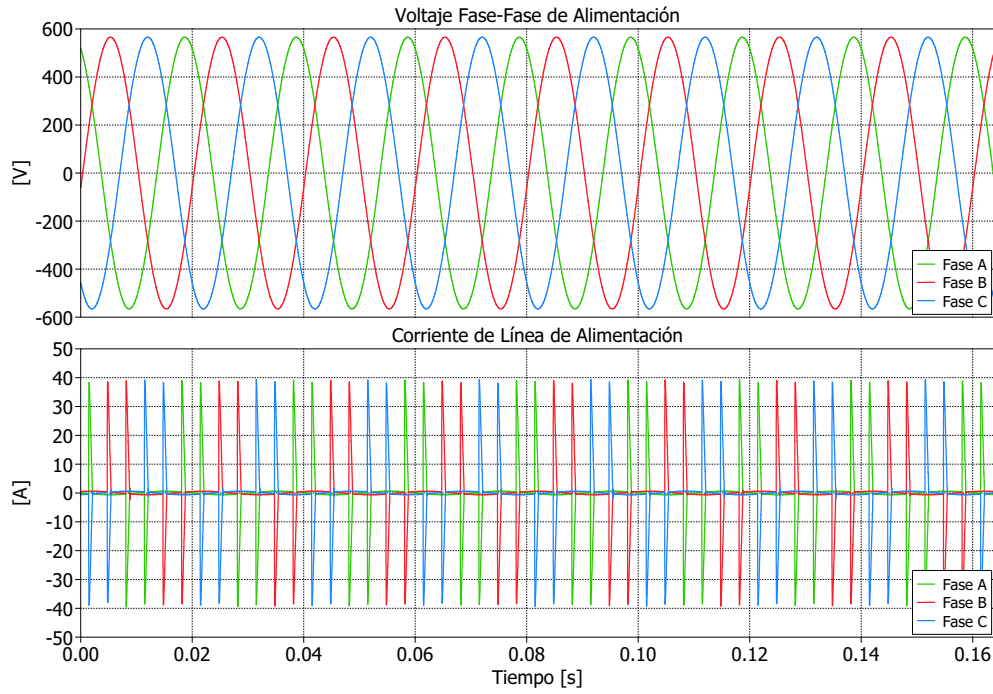


Figura 4.6: Corriente y tensión en la alimentación del VSI en HIL.

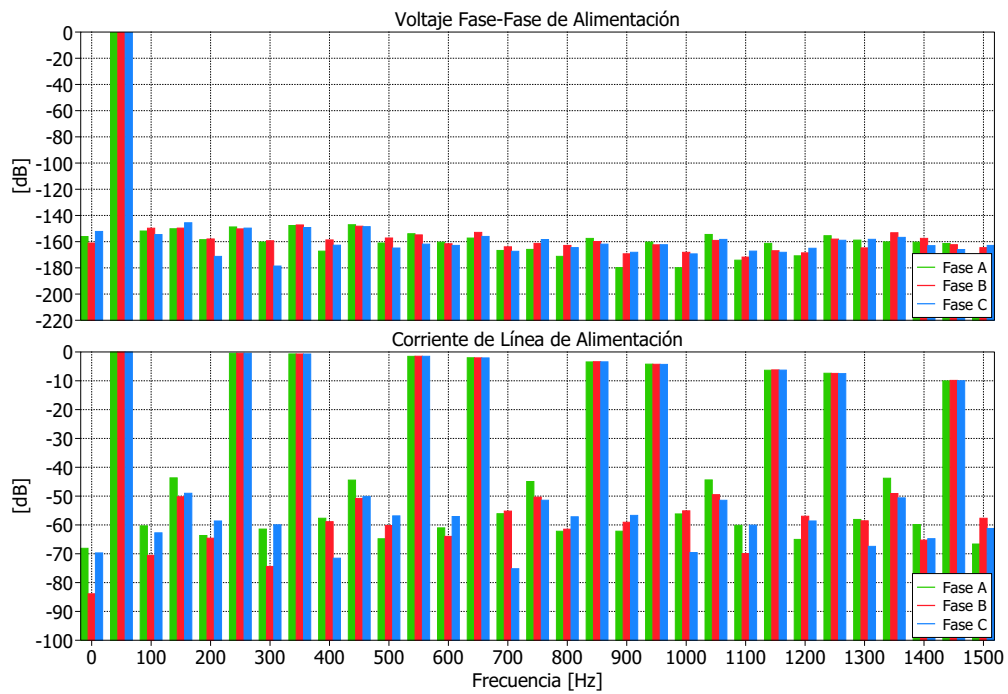


Figura 4.7: Espectro de frecuencia de la corriente y la tensión en la entrada del VSI en HIL.

Con respecto al enlace DC, en la Figura 4.8 se muestra el voltaje durante la operación nominal de la SCIM. Al comparar el resultado del HIL con el de la Figura 3.25 es posible corroborar que el rizado sigue siendo de ≈ 10 [V], pero ahora se nota una leve ondulación producto de los armónicos generados en la modulación PWM. Por otro lado, en la Figura 4.9 se observa la frecuencia eléctrica obtenida en HIL durante la operación nominal de la máquina. Al compararla con la Figura 3.27 no se aprecia diferencia alguna (la frecuencia eléctrica en el rotor sigue siendo de 48.3 [Hz] y en el estator de $\approx 52,16$ [Hz]). Esto ocurre por que los parámetros usados en ambas simulaciones son los mismos que se obtuvieron en la Sección 3.3.

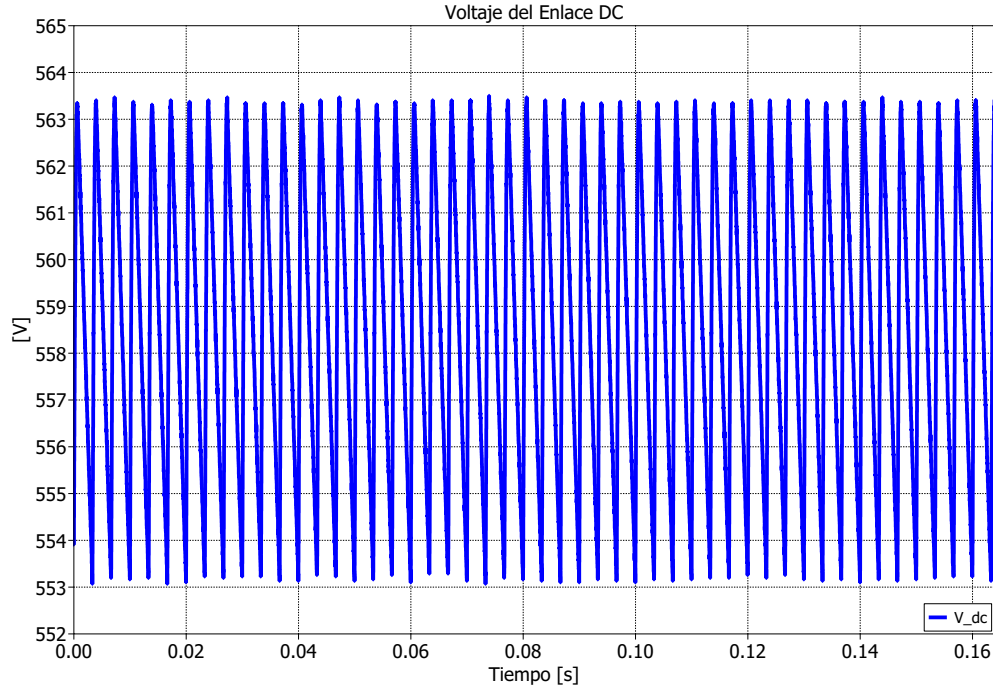


Figura 4.8: Tensión en el enlace DC resultante en el HIL.

Por su parte, la potencia eléctrica instantánea se calcula a partir de las mediciones de corriente y tensión (filtrada) en el estator. Tal como se ve en la Figura 4.10, las potencias activa y mecánica resultantes del HIL son muy similares a los de la Figura 3.28. Sin embargo, en este caso ambas potencias eléctricas presentan una componente oscilante y el valor de la potencia reactiva se reduce a 1300 [VAr] (obteniéndose un $f.d.p. \approx 0,9$). Posiblemente estas diferencias se deban a que la alimentación presenta señales trifásicas levemente desbalanceadas [2].

Por último, se analiza la señal PWM resultante del HIL, la cual se presenta en las Figuras 4.11 y 4.12. El PWM generado por la RTBOX es enviado y recibido por este dispositivo durante toda la simulación en tiempo real. Al observar la Figura 4.11, se aprecian dos señales en el osciloscopio, cada una actúa sobre un transistor en una pierna del VSI. En este caso, se asigna un nivel lógico de $3,3$ [V] a las DO de la RTBOX. A partir de las mediciones se confirma una conmutación de 20 [kHz]. Por otro lado, en la Figura 4.12 se tiene que el tiempo muerto de la PWM generada por la RTBOX es de ≈ 10 [ns], tal como se configuró en el HIL.

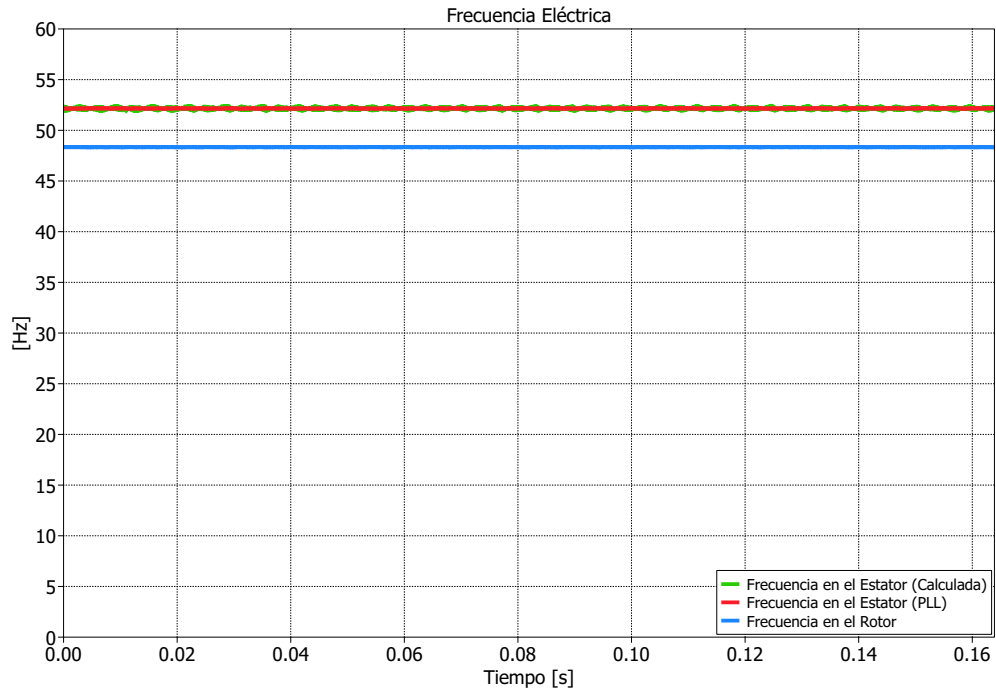


Figura 4.9: Frecuencia eléctrica y mecánica de la SCIM en el HIL.

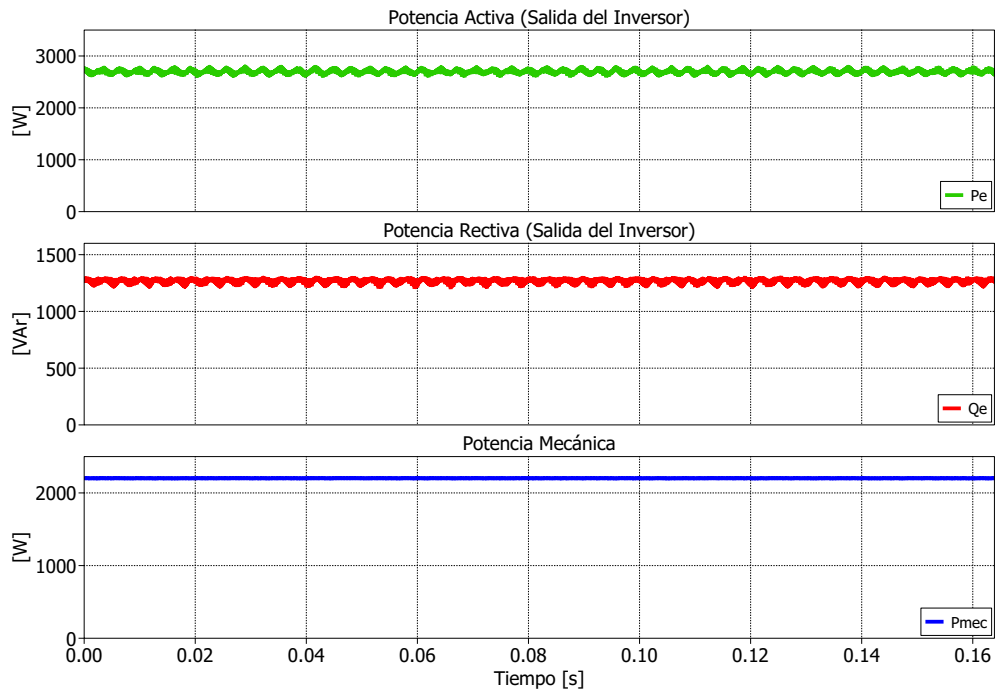


Figura 4.10: Potencia eléctrica a la salida del inversor y potencia mecánica resultante en HIL.

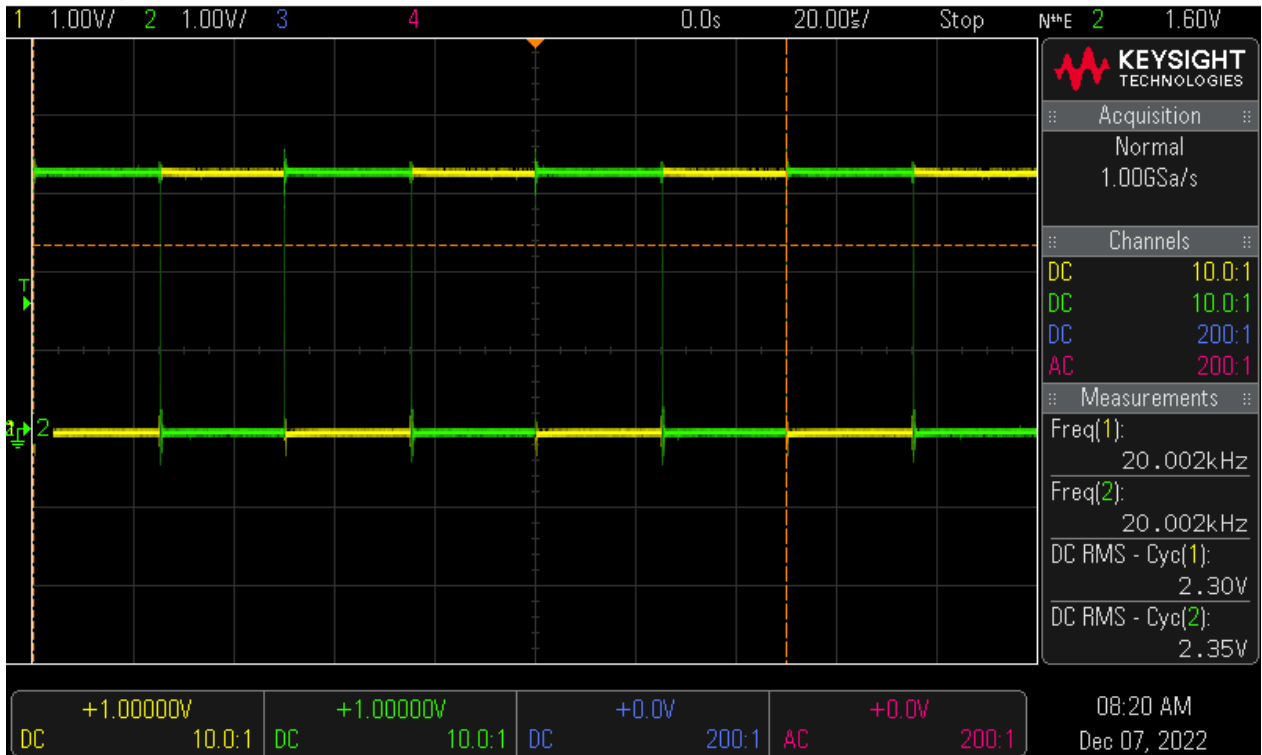


Figura 4.11: Pulsos de disparo de la RTBOX en HIL vista desde el osciloscopio.

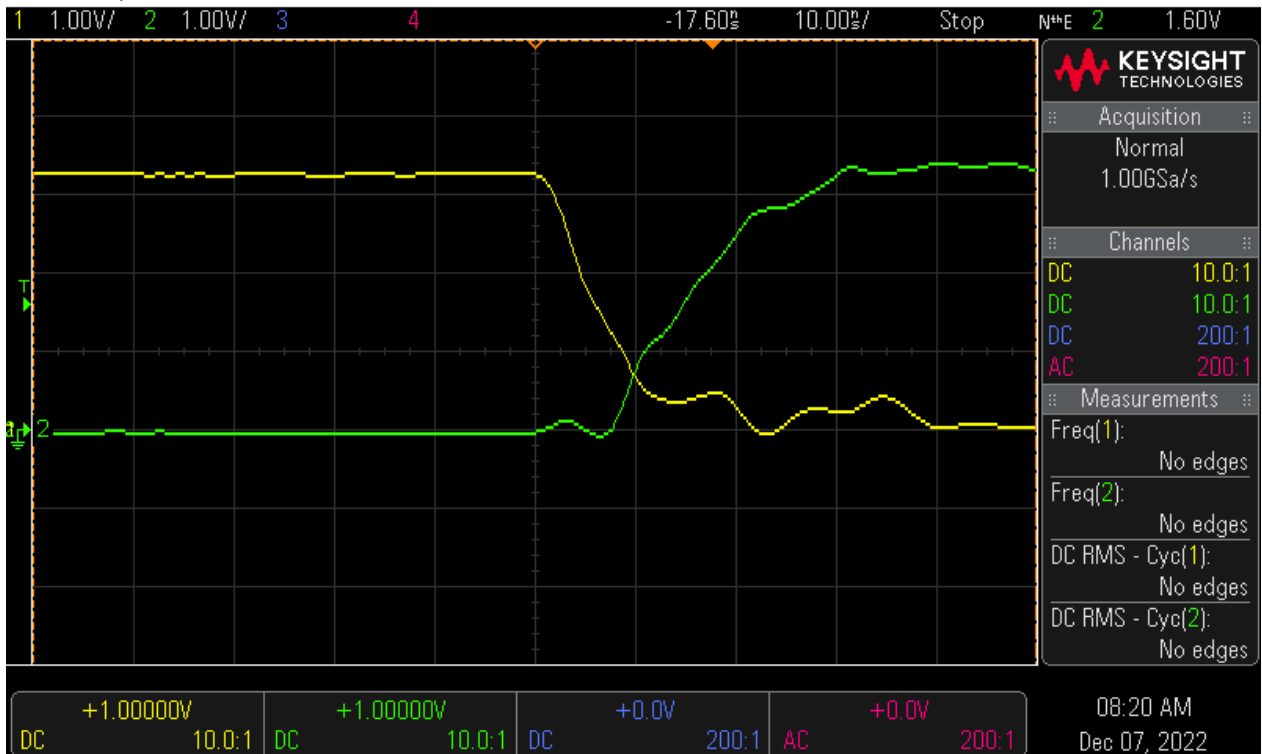


Figura 4.12: Tiempo muerto de la PWM generada por la RTBOX vista desde el osciloscopio.

4.2. Montaje Experimental

Con la programación del controlador del sistema experimental ya funcionando de manera satisfactoria, el siguiente paso es establecer el montaje de las componentes mencionadas en la Sección 3. Para ello se trasladan los equipos del Laboratorio de Interacciones Electromecánicas (a cargo de la profesora Constanza Ahumada Sanhueza) al Laboratorio de Diagnóstico y Pronóstico de Fallas (a cargo del profesor Marcos Orchard Concha). Hay principalmente dos razones para establecer el experimento en este último laboratorio. La primera de ellas es que la parte mecánica del sistema posee una dimensión y un peso que no hacen factible que este equipamiento sea transportado a los pisos superiores del departamento. La segunda razón se debe a que al momento de escribir este informe el Laboratorio de Interacciones Electromecánicas no dispone de un tablero de alimentación, aunque si habrá uno en el futuro.

Para poder expresar mejor y de manera más ordenada lo referente a la implementación del montaje experimental, esta sección se dividirá en tres partes. Inicialmente se explican los detalles de las conexiones eléctricas del sistema, esto incluye tanto a los conductores de potencia como los destinados a las señales. Luego, se habla brevemente del montaje mecánico del experimento, cuya elaboración no forma parte de este trabajo de título. Por último, se culmina este capítulo mostrando el estudio de las señales de control y medición del sistema.

4.2.1. Conexiones Eléctricas

La primera etapa del montaje experimental corresponde a la implementación de las conexiones eléctricas. Dado que este experimento presenta algunos conductores destinados a la alimentación de poder y otros destinados a la transmisión de señales, es necesario tener presente cuáles son los conductores y terminales más apropiados en las distintas partes del sistema para poder realizar esta tarea de manera correcta. Esto se debe a dos aspectos principales. El primero tiene que ver con utilizar los recursos disponibles de la manera más eficiente posible y la segunda tiene relación con establecer conexiones seguras en el sistema experimental. Una correcta elección de los conductores y terminales utilizados permite asegurar que las conexiones no se sobrecalentarán¹⁷ ni generarán desconexiones en instancias inapropiadas.

Partiendo con la fuente de poder, la primera parte del sistema eléctrico corresponde al tablero eléctrico de alimentación (TDA)¹⁸. Específicamente, en la Figura 4.13a se muestra el interior del TDA del montaje experimental. A grandes rasgos, este se divide en una parte de potencia y otra destinada a la parada de emergencia¹⁹. La primera consiste principalmente de los conductores de potencia y de las protecciones eléctricas²⁰ que en este caso corresponden a los fusibles²¹ e interruptores termomagnéticos²². Para acceder a la potencia de alimentación, el TDA dispone de los dos enchufes hembra que se observan en la Figura 4.13b. En este caso, se utiliza solo uno de estos el cual se conecta utilizando un enchufe macho pentapolar (tres fases, neutro y tierra, 3F+N+T) con un cordón de cinco conductores de 10 [AWG] cada uno. Para mayor información técnica, favor revisar el diagrama unilineal del TDA en el Anexo B.

¹⁷El calibre se relaciona con la resistencia ya que $R = \rho \cdot \text{Largo} / \text{Área}$ (donde ρ es la resistividad en $[\Omega m]$).

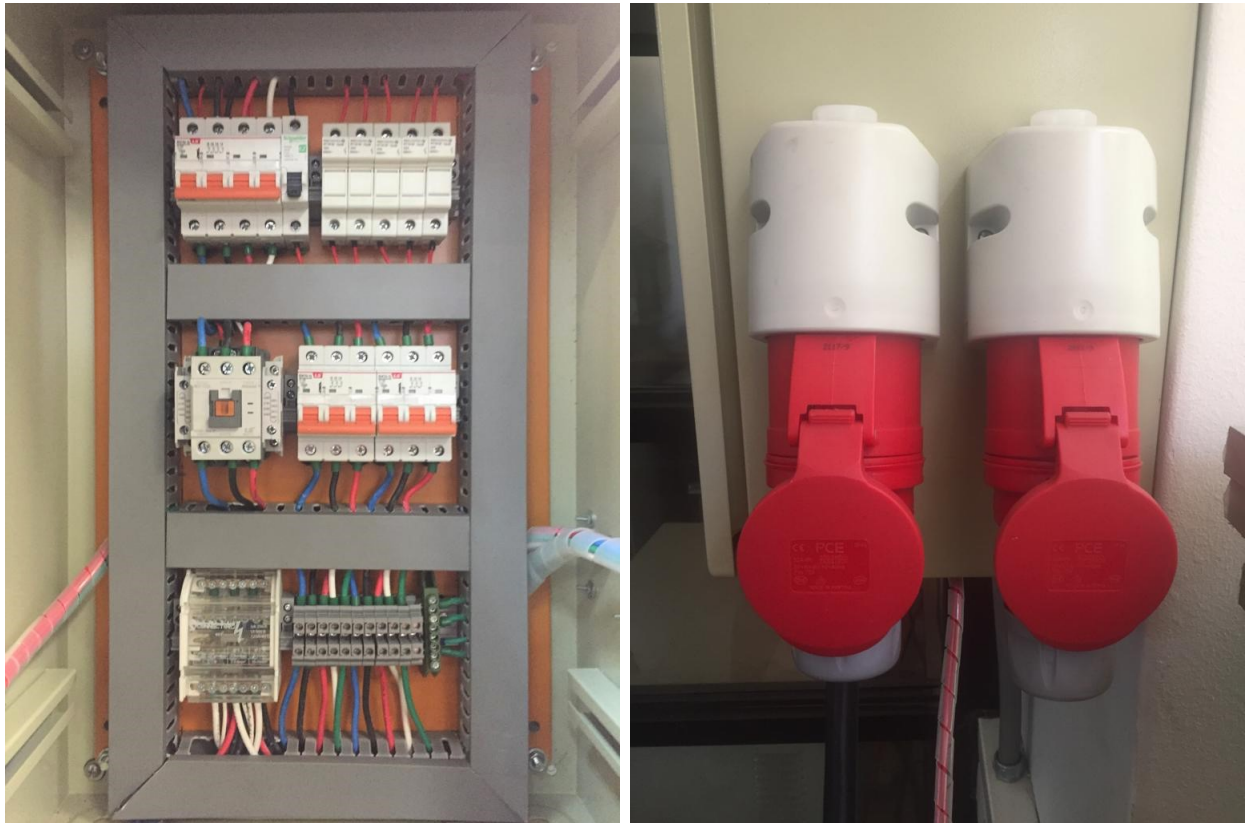
¹⁸Para prender el TDA hay un interruptor termomagnético (curva D 3x32A) aguas arriba del laboratorio.

¹⁹Existe un interruptor termomagnético (curva C 1x10A) para proteger la parte de parada de emergencia.

²⁰Los TDA domiciliarios disponen adicionalmente de interruptores diferenciales para proteger a personas.

²¹Los fusibles son de 32 [A] y se encargan de proteger las luces indicadoras que se encuentran en el TDA.

²²La parte de potencia posee un interruptor curva C 4x32A y dos curva C 3x16A (uno para cada enchufe).



(a) Conexiones internas del tablero.

(b) Tomas trifásicas y conexión de emergencia.

Figura 4.13: Conexiones del tablero de alimentación del sistema experimental.

Con respecto al sistema de parada de emergencia, el TDA dispone de un relé contactor de 3x32A que permite abrir el circuito mediante el botón de parada que se encuentra en la parte frontal del tablero, la cual se puede apreciar en la Figura 4.14a. A pesar de que este TDA ya se encontraba en funcionamiento desde un principio, se hizo necesario intervenir la parte destinada a la parada de emergencia²³. La razón principal se debe a que el único botón disponible se encuentra en la portada del tablero²⁴, lo cual no resulta práctico ya que en caso de una emergencia el operador debe cruzar por todo el montaje, exponiéndose a los riesgos del sistema electromecánico. Para solucionar esto, se incorpora el botón de pánico que se muestra en la Figura 4.14b²⁵, el cual puede ser accionado directamente desde el escritorio²⁶. Para mayor información, favor revisar el esquema de parada de emergencia en el Anexo B.

Dado que el inversor EVAL-M5-E1B1245N-SiC no está calificado para conectarse directamente a la red pública, se requiere de algún dispositivo de aislación en la alimentación de poder. A esto se suma que los armónicos de baja frecuencia no son suprimidos por el filtro EMI [18]. La solución ideal a esto sería incorporar un reactor de línea entre el TDA y el VSI, sin embargo, no existen recursos disponibles para ser destinados a la compra de este reactor. Debido a esto se opta por utilizar un VARIAC similar al mencionado en la Sección 3.3 en la

²³Se utilizaron tres conductores de 16 [AWG] que se conectaron mediante terminales y termoretractiles.

²⁴Esta posee tres luces que indican la presencia trifásica y otras dos que indican si el TDA está o no parado.

²⁵La conexión para este botón de pánico se puede observar entre medio de los enchufes en la Figura 4.13b.

²⁶El TDA dispone de dos botones de emergencia. Si alguno de ellos se presiona, el relé abrirá el circuito.

conexión entre el tablero y el inversor. Si bien este autotransformador trifásico por principio no presenta aislación galvánica, si permite filtrar parte de los armónicos de baja frecuencia provenientes de la red de baja tensión. Adicionalmente, este equipo posee la ventaja de que permite regular la tensión de alimentación, lo cual será útil para los ensayos de más adelante.



(a) Botón de emergencia en tablero.

(b) Botón de emergencia en escritorio.

Figura 4.14: Sistema de parada de emergencia.

Para poder hablar sobre la conexión entre el TDA y el VARIAC es necesario mencionar el código de colores establecido por la Superintendencia de Electricidad y Combustibles (SEC). Este establece que la fase A va con color azul, la fase B va con color negro y la fase C va con color rojo. Por su parte el cable neutro va con color gris o blanco y la tierra va con color verde o verde/amarillo [8]. Tal como se puede apreciar en la Figura 4.15a, el cordón pentapolar proveniente del TDA se conecta al VARIAC utilizando este código de colores²⁷. También se observa que hay un interruptor termomagnético²⁸ entre el TDA y la entrada del VARIAC. Al otro lado de este interruptor se presenta las entradas del VARIAC que se muestran en la Figura 4.15b. Los terminales naranjos corresponden a los conductores²⁹ de entrada y los grises a la salida del VARIAC que se conecta al VSI³⁰, lo que se observa en la Figura 4.15c.

Para verificar que la alimentación proporcionada por el TDA es la apropiada, se realizan mediciones de corriente y voltaje a la entrada del interruptor del VARIAC. Para ello se utilizan

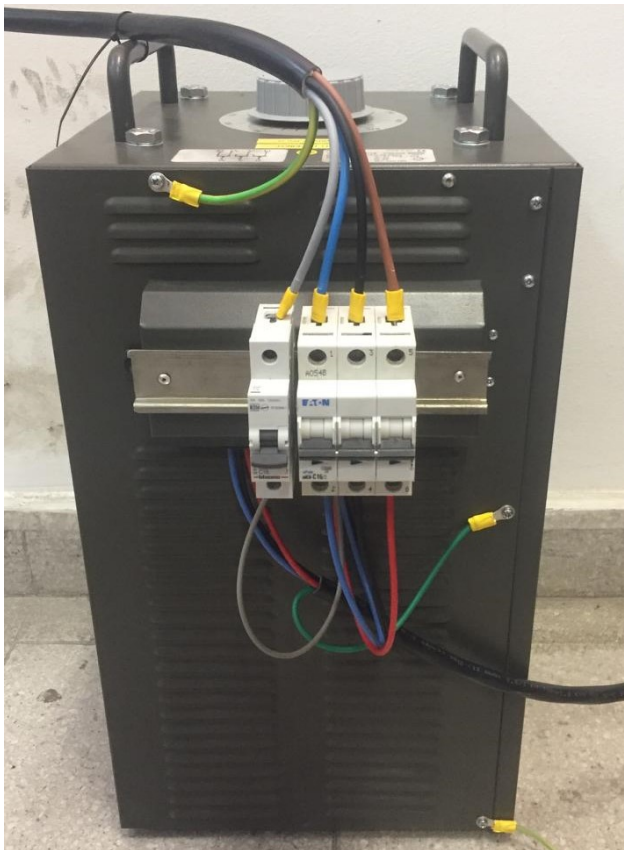
²⁷Todos los conductores de potencia utilizados en este montaje respetan el código de colores mencionado.

²⁸En estricto rigor son dos. Uno de curva C 3x16A para las fases y otro de curva C 1x16A para el neutro.

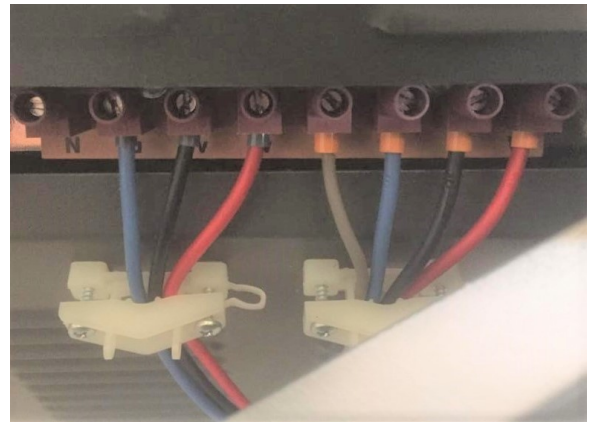
²⁹Los conductores tras el interruptor del VARIAC son tetrapolares (tres fases y tierra, 3F+T) de 12 [AWG].

³⁰Solo hay neutro en la entrada del VARIAC. Esto dado que así se indica en el diagrama del fabricante.

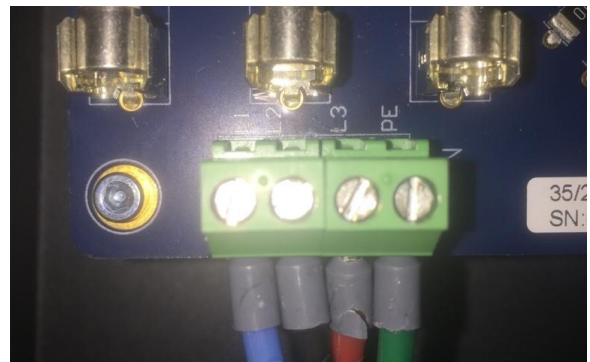
las sondas diferenciales de potencia para poder visualizar estas variables en el osciloscopio, tal como se muestra en la Figura 4.16. Con esto se verifica que el tablero entrega una tensión fase-fase de $\approx 405 [V_{rms}]$ ³¹ a una frecuencia de $\approx 50 [Hz]$. Adicionalmente, a partir de las mediciones se descubrieron dos fenómenos interesantes. El primero es que el VARIAC consume una corriente de $\approx 55 [mA]$ incluso cuando no existe una carga conectada. El segundo fenómeno descubierto gracias al osciloscopio es que las fases de alimentación están cambiadas³². En particular, el enchufe hembra de la Figura 4.13b presenta la secuencia *cba*. Para solucionarlo, se intercambiaron la fase *a* (L1) por la fase *c* (L3) en el enchufe macho.



(a) Conexiones externas.



(b) Conexiones internas.



(c) Conexión con inversor.

Figura 4.15: Conexiones eléctricas entre el tablero y el inversor.

Hay una última conexión de potencia que aun no se ha hablado y esta es la conexión entre el VSI y la SCIM. Específicamente, en la Figura 4.17a se observa el conector X2 de salida del inversor, de cuyos terminales salen cuatro conductores de 12 [AWG] correspondientes a las tres fases y al cable de tierra. Estos se conectan al estator de la máquina mediante terminales anillo³³ amarillos³⁴, como los que se observan en la parte inferior derecha de la Figura 4.17b. A partir de esta misma ilustración es posible dar cuenta de que la conexión del estator se encuentra configurada en estrella. La principal razón para establecer esta configuración es que el conector X2 del VSI no dispone de un neutro y además si permite entregar una tensión

³¹Esto difiere de lo que se indica en la portada del TDA, donde se indica una tensión fase-fase de 380 [V_{rms}].

³²Esto había sido comentado por los técnicos que construyeron el TDA, por lo que era necesario verificarlo.

³³Para seleccionar el terminal correcto se debe saber el diámetro de los tornillos. En este caso son tipo M5.

³⁴En este caso, el amarillo indica que el terminal está diseñado para usarse en conductores de 10 a 12 [AWG].

fase-fase de $400 [V_{rms}]$ a la SCIM³⁵. Por su parte, los terminales anillo de color azul³⁶ que se muestran en la Figura 4.17b son utilizados para medir las tensiones fase-neutro del estator.

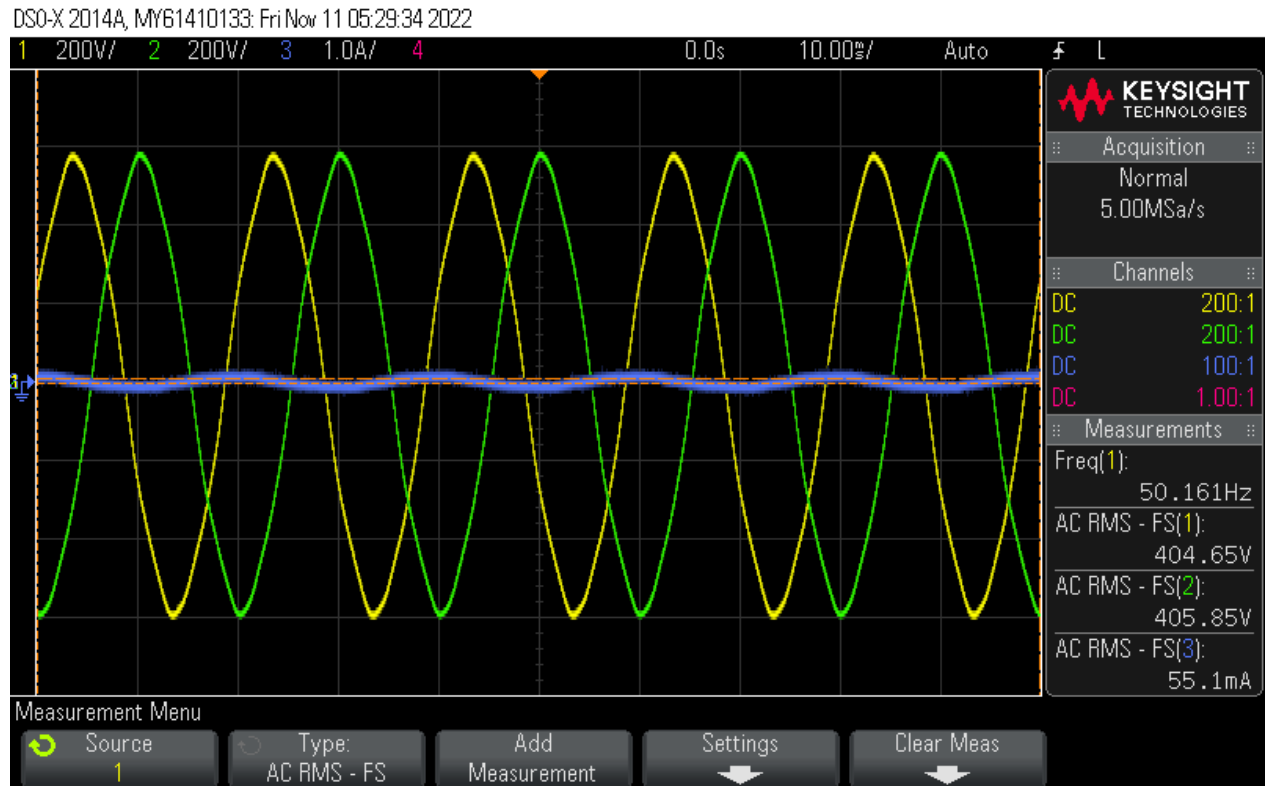
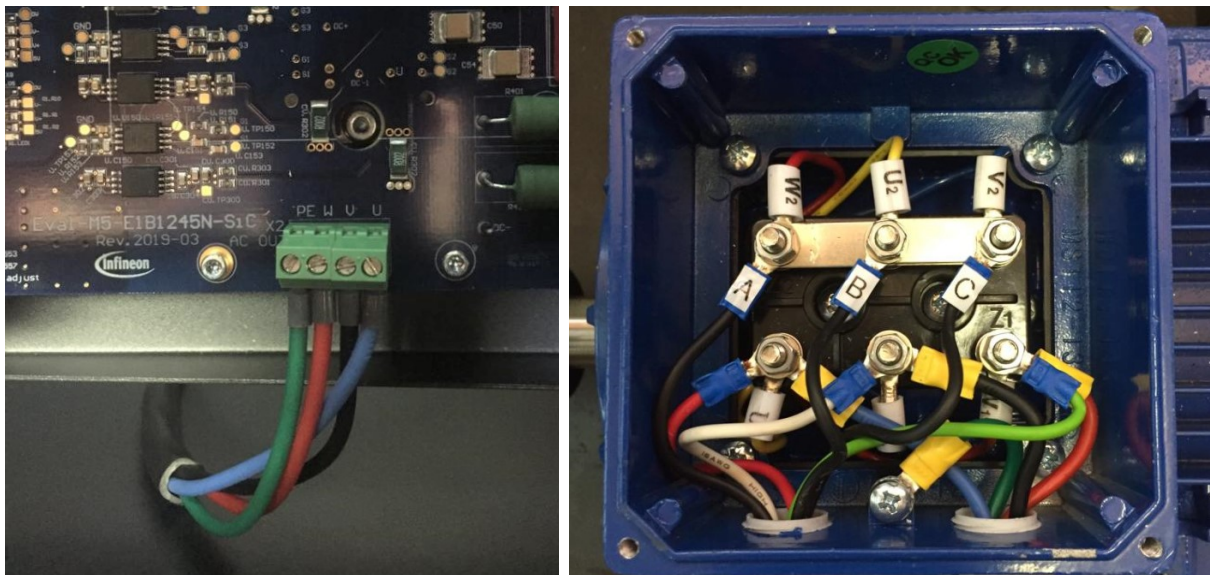


Figura 4.16: Corriente y tensión en los terminales del interruptor de entrada del VARIAC.



(a) Conexión de salida del VSI.

(b) Conexiones en el estator de la SCIM.

Figura 4.17: Conexión de potencia entre el inversor y el estator de la SCIM.

³⁵En caso que no se pudiese alimentar la SCIM con esta tensión, se debe cambiar a configuración delta.

³⁶En este caso, el azul indica que el terminal está diseñado para usarse en conductores de 14 a 16 [AWG].

Las mediciones de tensión en los terminales azules del estator son enviadas a la PCB presentada en la Sección 3.4.2 mediante los seis conductores de calibre 18 [AWG] que se muestran en la parte superior de la Figura 4.18. Estos se aseguran al lado de alta potencia de la placa utilizando los mismos terminales anillo con tuercas M5. Por otro lado, las señales de medición resultantes son enviadas a la RTBOX utilizando seis conductores de calibre 24 [AWG]³⁷. Notese que se utiliza el mismo orden de colores a ambos lados de la PCB y que esta placa se alimenta con un conversor AC/DC el cual está conectado a la red monofásica.

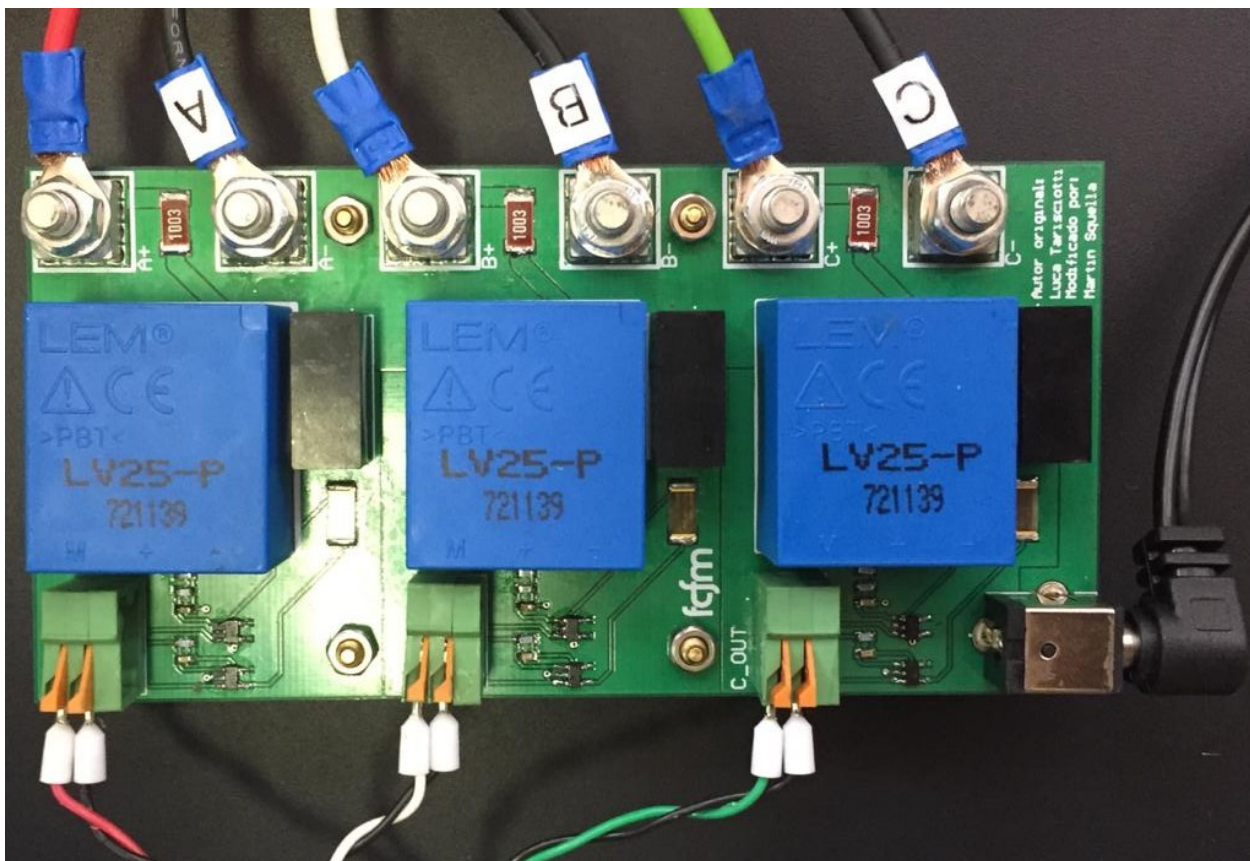


Figura 4.18: Conexiones de la PCB con transductores de voltaje.

Respecto a las conexiones del sensor de torque, estas se pueden observar en la Figura 4.19. Tal como se puede apreciar, las señales de medición no se conectan directamente a la RTBOX, si no que primero pasan por la interfase presentada en la Sección 3.4.1. Esta interfaz de conexión de Datum™ (*Datum Connect Interface* en inglés, DCI) se monta en un riel DIN, tal como se muestra en la Figura 4.19a. También es posible observar que la conexión entre la RTBOX y el DCI se establece mediante los mismos conductores y terminales utilizados en la PCB de tensión. Al igual que esta última, el DCI se alimenta mediante un conversor AC/DC conectado a la red monofásica. Adicionalmente, el DCI se conecta al computador mediante el puerto USB que se encuentra en su parte inferior³⁸. Para conectarse al transductor, el DCI posee un conector CAN que se comunica con el sensor que se observa en la Figura 4.19b.

Para establecer las conexiones de control y medición del VSI con la RTBOX se utilizan los

³⁷Todas las señales de control y medición de este montaje utilizan conductores de este mismo calibre.

³⁸Se debe conectar el puerto USB se use o no el *software* DUI Config-v2.5.0 por problemas electrostáticos.

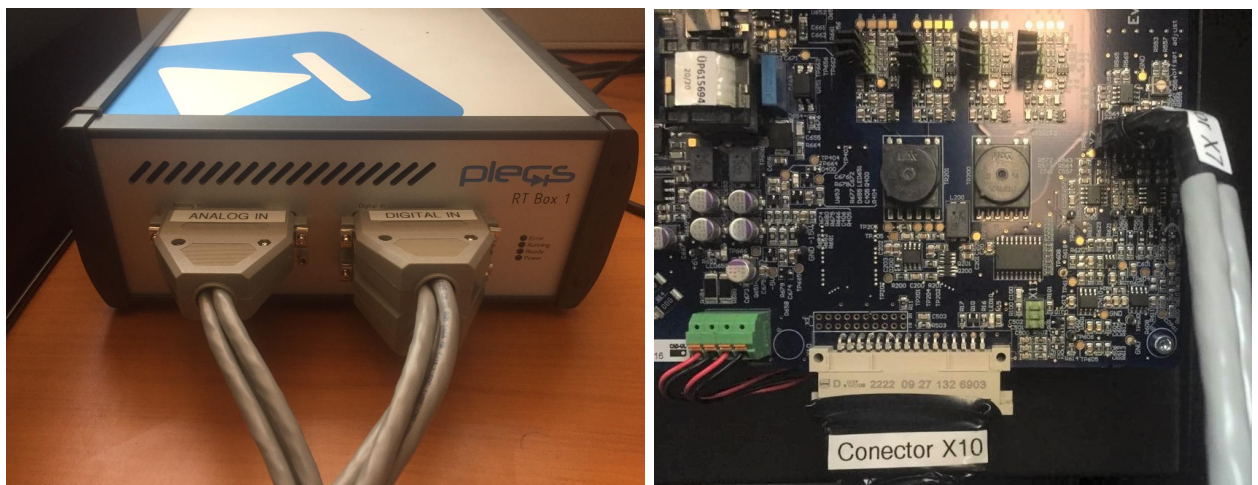
conectores que se presentan en la Figura 3.7. En particular, los terminales *37 pin D-Sub* se atornillan a los conectores AI, DI y DO tal como se muestra en la Figura 4.20a. Por el lado del inversor, se establece la conexión utilizando los conectores X7 y X10 que se observan en la Figura 4.20b. Tal como se mencionó en la Sección 3.2, el primer conector permite acceder a las mediciones digitales de los sensores del VSI. Sin embargo, el conector más importante es el X10 ya que no solo permite acceder a las señales analógicas de medición, si no que también es en este punto donde el inversor recibe las señales de disparo provenientes de la RTBOX.



(a) Conexiones de la interfase.

(b) Conexiones el sensor de torque.

Figura 4.19: Conexiones de las señales de medición del transductor de torque.



(a) Conexiones a bloques periféricos.

(b) Conexiones de control y medición.

Figura 4.20: Conexiones de las señales de control y medición entre la RTBOX y el inversor.

Exceptuando al osciloscopio y a la RTBOX, todos los equipos electrónicos de medición y control se montan dentro del *rack*³⁹ cuyo interior se muestra en la Figura 4.21. Esto permite

³⁹Debido a la falta de información en la construcción del *rack*, la muralla trasera no está del todo estable.

un mayor orden⁴⁰ y una mayor seguridad ante fallas. Para ello se aterrizan el *rack* y el VSI al chasis del VARIAC mediante los terminales amarillos que se ven en la Figura 4.15a. Respecto a la alimentación de los equipos electrónicos, se necesitan al menos seis tomas de corriente, las cuales se disponen mediante dos zapatillas⁴¹. Para concluir con las conexiones eléctricas, en la Tabla 4.2 se presenta un resumen de los conductores utilizados en este experimento.



Figura 4.21: Montaje de la electrónica del sistema de control dentro del *Rack*.

Tabla 4.2: Resumen de las características de los conductores del montaje experimental.

Conexión	N° de conductores	Calibre
Tablero a interruptor del VARIAC	5	10 [AWG]
Interruptor a entrada del VARIAC	4	12 [AWG]
Salida del VARIAC a entrada del VSI	4	12 [AWG]
Salida del VSI a SCIM	4	12 [AWG]
Medición de voltaje de estator	6	16 [AWG]
Botón de emergencia del escritorio	3	16 [AWG]
Sondas de potencia del osciloscopio	4	18 [AWG]
Señales del sistema de control	48	24 [AWG]

⁴⁰Las conexiones de potencia entran por un lado del *rack* y las señales de control entrar por el otro lado.

⁴¹Para alimentar el DCI, la PCB, la RTBOX, el monitor, el computador, el osciloscopio y las sondas.

4.2.2. Sistema Mecánico

Una vez establecidas las conexiones eléctricas, el siguiente paso es realizar el montaje de las componentes mecánicas del sistema. Esta parte resulta ser fundamental para el experimento, ya que tal como se mencionó al principio de este informe, la finalidad de este sistema es probar a futuro una estrategia de control por compensación de torque que permita reducir las vibraciones torsionales en la propulsión de las embarcaciones durante eventos de ventilación. Para poder validar esta propuesta, se construye el montaje mecánico que se muestra en la Figura 4.22. A grandes rasgos, este consiste de un gran planchón de acero⁴² en el cual se monta la SCIM que acciona el sistema mecánico mediante el FOC indirecto. La transmisión mecánica consiste de tres acoplamientos, dos rodamientos, un sensor de torque, un eje y un disco inercial⁴³. En este caso, la carga mecánica está representada por el generador síncrono⁴⁴.

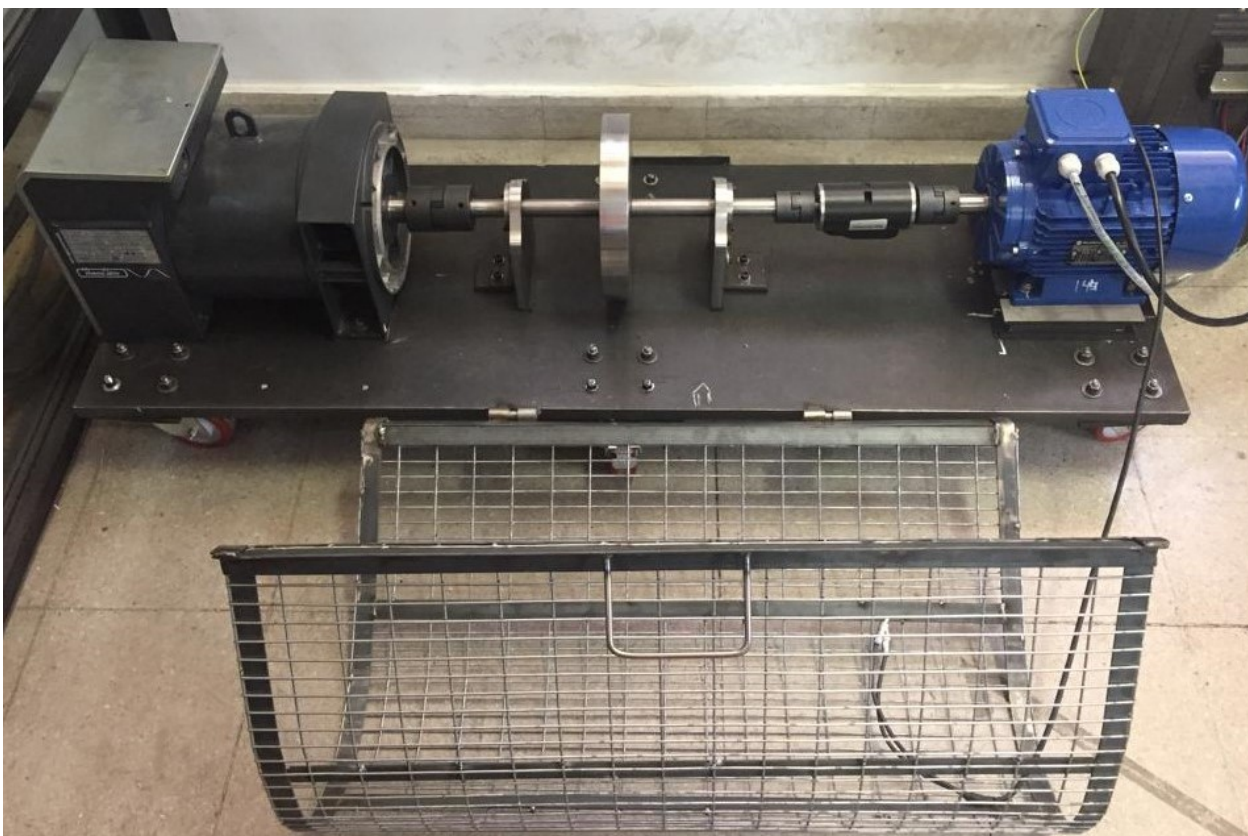


Figura 4.22: Montaje mecánico del sistema experimental

Ahora bien, dado que el alcance de este trabajo de título se limita a la implementación del FOC indirecto en la SCIM desde un ámbito eléctrico, la labor de construcción del montaje mecánico fue encomendada y realizada por el equipo del Taller MolinaTM, el cual está relacionado con el Departamento de Ingeniería Mecánica de la Facultad. Si bien a simple vista se observa que este montaje se encuentra en buen estado, resulta pertinente realizar un análisis de frecuencias para conocer mejor su respuesta mecánica. Adicionalmente, existen ciertas irregularidades en la construcción de este montaje que deben ser resueltas a futuro.

⁴²El planchón de acero permite aislar las vibraciones mecánicas del experimento del resto del laboratorio.

⁴³La principal función de este disco es generar vibraciones en el eje con una frecuencia inferior a los 100 [Hz].

⁴⁴Este sólo se ocupa como carga mecánica ya que ni el campo ni la armadura se encuentran conectados.

En particular, el montaje presentaba un desalineamiento visible en entre el sensor de torque y la SCIM que generaba vibraciones mecánicas excesivas al operar el motor utilizando el VARIAC. Se intentó corregir este desalineamiento moviendo un poco la SCIM, con lo cual se redujeron levemente las vibraciones⁴⁵. Además, se engrasaron los acoplamientos para disminuir el sonido emitido por la fricción de la gomas. Por otra parte, el sensor de torque no venía con un soporte, por los que este se encuentra susceptible a las vibraciones generadas por el desalineamiento de la transmisión. Actualmente se está diseñando un soporte para este sensor, pero por mientras se soporta mediante la conexión de la Figura 4.19b. Esta se encuentra amarrada a la reja⁴⁶, por lo que hay que desconectar el sensor antes de abrirla. Por seguridad, no se debe meter la mano en el generador, ni meter los pies debajo del montaje.

4.2.3. Medición de los Sensores de Voltaje

Con los sistemas eléctrico y mecánico ya establecidos, falta montar el sistema de control del experimento. Más específicamente, falta realizar el estudio y el ajuste de las señales de medición y control de los distintos equipos electrónicos del sistema. Para esto se hace uso de la RTBOX y de las distintas sondas de medición del osciloscopio. La idea principal es hacer comparaciones entre la recepción de señales en el controlador con las mediciones obtenidas del osciloscopio. De esta manera se van ajustando la escala y el *offset* de las señales en PLECS.

En primer lugar, se parte analizando las mediciones de los transductores de voltaje montados en la PCB presentada en la Figura 4.18. Para ello se hace uso del VARIAC, el cual puede variar la magnitud de la tensión a su salida. Esto resulta útil para este estudio ya que permite obtener distintos valores de voltaje para mejorar el análisis. En este caso, las mediciones de los sensores se obtienen conectando los terminales positivos de los conductores de medición a cada una de las fases de salida del VARIAC, mientras que los terminales negativos se conectan al neutro del interruptor de entrada. Por otra parte, se utiliza una sonda diferencial de voltaje de alta potencia para poder visualizar esta variable en el osciloscopio. El terminal positivo de esta sonda se conecta en la fase A de salida del autotransformador, mientras que el terminal negativo se conecta al cable neutro en el interruptor de entrada.

Estableciendo las conexiones de la Figura 4.23, se enciende el TDA y se toman mediciones del voltaje variando la tensión de salida del VARIAC. Con esto se obtienen resultados como los que se muestran en las Figuras 4.24 y 4.25. En la primera se muestran las mediciones de los sensores de voltaje recibidas por la RTBOX, mientras que en la segunda se aprecia el voltaje de la fase A vista desde el osciloscopio. En ambos casos se obtiene una forma sinusoidal y una amplitud similar, lo cual indica que el valor efectivo de ambos también debe parecerse.

Si bien las Figuras 4.24 y 4.25 sirven para tener una idea de los resultados obtenidos durante el estudio de los sensores de voltaje, hay que mencionar que estas no fueron las únicas imágenes obtenidas. Sin embargo, en vez de mostrar todas las ilustraciones en este documento se opta por resumir el resto de las mediciones en la Tabla 4.3 para el mejor entendimiento del lector. En esta se muestran las tensiones obtenidas en el osciloscopio y en la RTBOX en base al valor de voltaje definido en la perilla del VARIAC. Como se puede observar, los valores efectivos de tensión medidos por los transductores y por el osciloscopio

⁴⁵Todas las uniones del montaje cuentan con golillas para que no se suelten las tuercas con las vibraciones.

⁴⁶Esta cumple una función de seguridad en caso de que alguna componente se suelte de la transmisión.

resultan ser bastante similares entre si, defiriendo en tan solo 1 $[V_{fn}]$ en la mayoría de los casos. Lo mismo ocurre al pasar el voltaje efectivo indicado por el VARIAC a su equivalente fase-neutro y compararlo con el valor RMS de voltaje obtenido por la PCB de tensión.

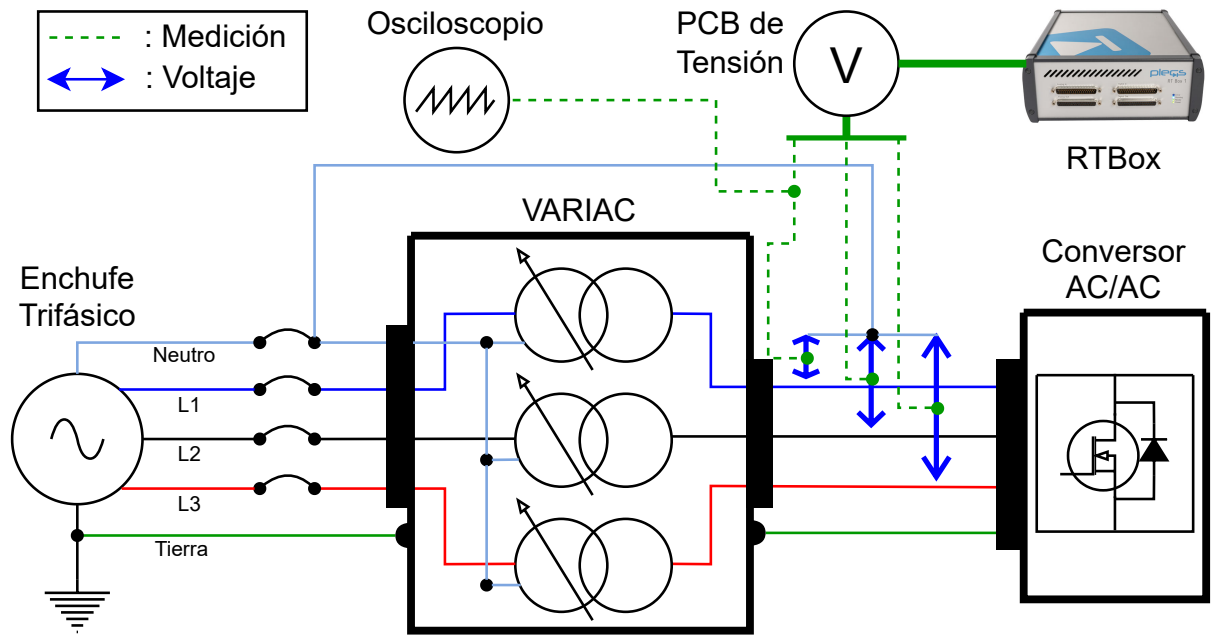


Figura 4.23: Diagrama de conexión para probar la medición de los sensores de voltaje.

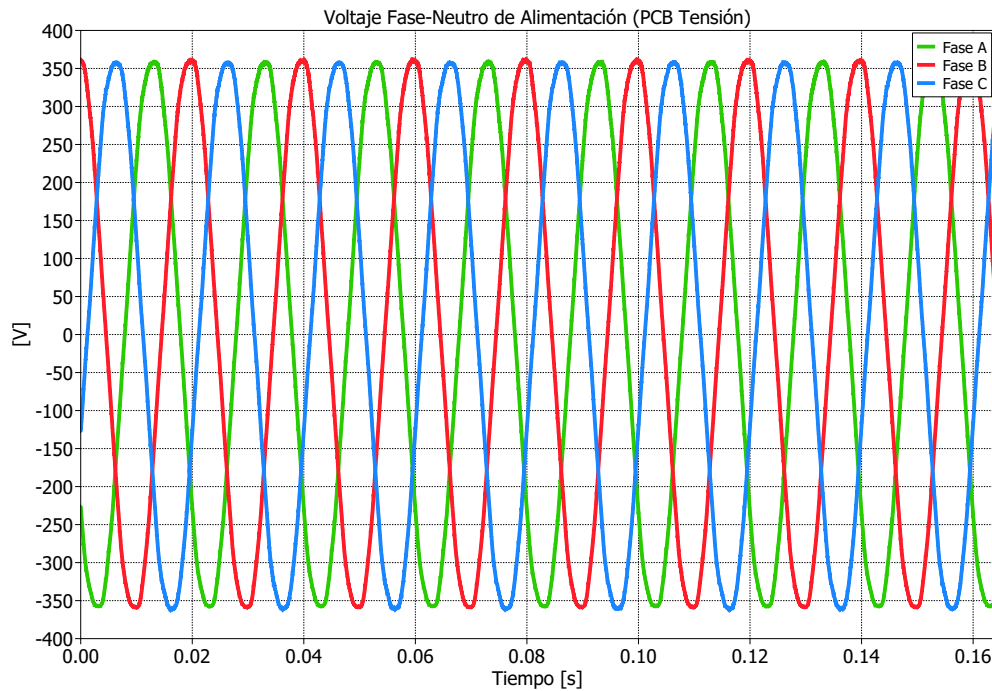


Figura 4.24: Voltaje fase-neutro a la salida del VARIAC medida con la PCB de tensión.

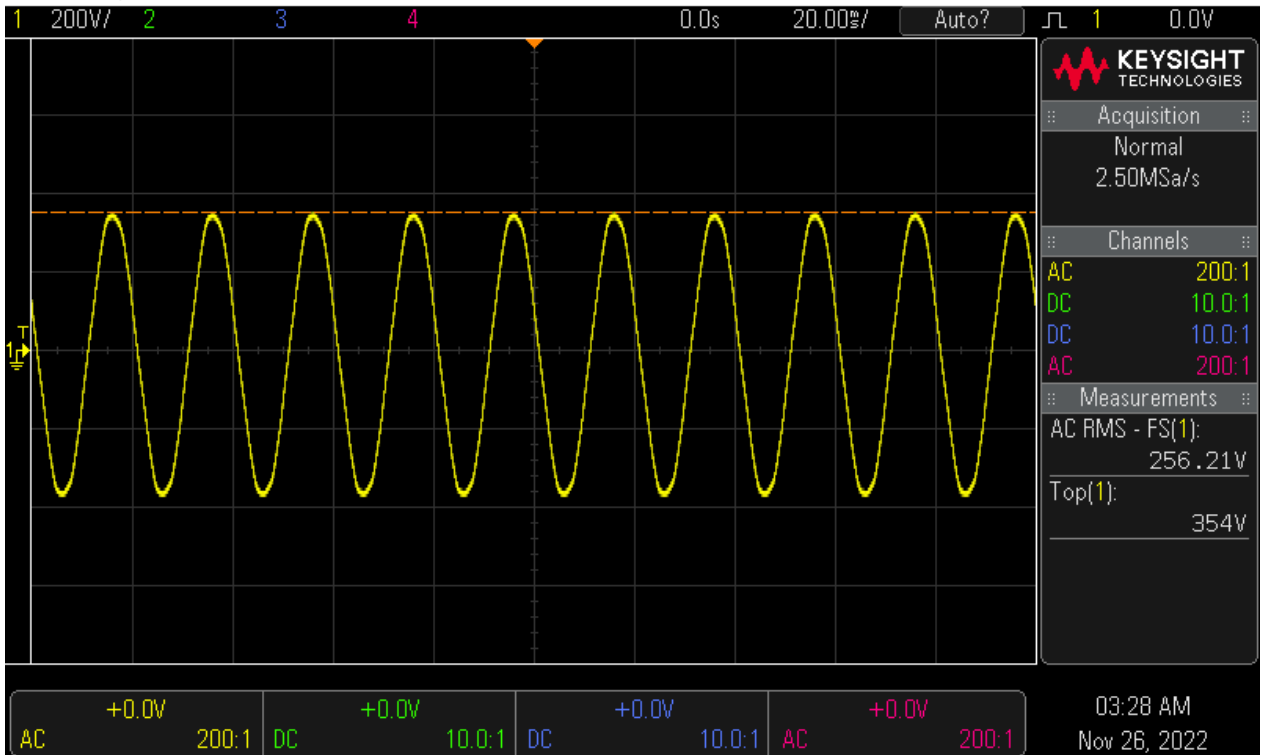


Figura 4.25: Voltaje fase-neutro de la fase A a la salida del VARIAC vista desde el osciloscopio.

A pesar de que existe una leve diferencia en la amplitud⁴⁷ de los voltajes obtenidos en los sensores y el osciloscopio, esta no influye en la tensión que efectivamente perciben los equipos alimentados. En consecuencia, los resultados de la Tabla 4.3 indicarían que el ajuste realizado a las señales de los transductores de tensión estaría correcto. La lógica detrás de escalar las señales de los sensores a 200 en la RTBOX se relaciona con el ajuste de la medición analógica de -10 a 10 [V] realizada con OpAmps en la Subsección 3.4.2. Por su parte, el *offset* utilizado, que en este caso es de 3, 1 y 6 (respectivamente por fase), se selecciona en base a la diferencia entre 0 y el valor que arrojan los sensores cuando miden un voltaje nulo. Además, dada la resolución de las mediciones obtenidas por los transductores de tensión, se opta por no utilizar ningún filtro en el procesamiento de estas señales por parte de la RTBOX.

Tabla 4.3: Resultados de la medición de voltaje alterno en la salida del VARIAC.

VARIAC	Osciloscopio		PCB de tensión	
	RMS	Amplitud	RMS	Amplitud
200 [V_{ff}]	117 [V_{fn}]	161 [V]	118 [V_{fn}]	165 [V]
250 [V_{ff}]	145 [V_{fn}]	201 [V]	145 [V_{fn}]	204 [V]
300 [V_{ff}]	173 [V_{fn}]	241 [V]	174 [V_{fn}]	244 [V]
350 [V_{ff}]	201 [V_{fn}]	281 [V]	202 [V_{fn}]	282 [V]
400 [V_{ff}]	228 [V_{fn}]	314 [V]	229 [V_{fn}]	319 [V]
450 [V_{ff}]	257 [V_{fn}]	354 [V]	258 [V_{fn}]	360 [V]

⁴⁷Esta diferencia podría deberse a ruido en las mediciones de los sensores ya que estos no poseen filtrado.

4.2.4. Señales del Sensor de Torque

A continuación, se analizan las señales de medición generadas por el transductor de torque y la recepción de estas mismas por parte de la RTBOX. Al igual que en el estudio de los sensores de voltaje se hace uso del VARIAC, solo que en este caso la finalidad es variar el voltaje en el estator de la SCIM con el fin de accionar el montaje mecánico mostrado en la Figura 4.22. De esta manera se obtienen las mediciones de la velocidad (ω_m), del torque (T_s) y de la potencia (P_{tf}) en la transmisión mecánica. Ahora bien, para poder obtener estas mediciones se establecen las conexiones eléctricas siguiendo el diagrama de la Figura 4.26.

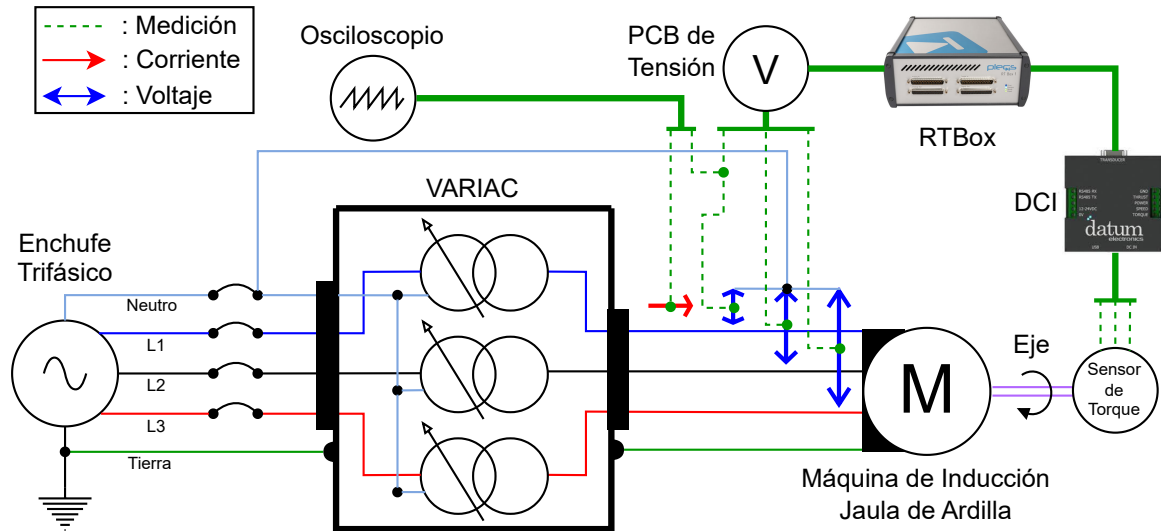


Figura 4.26: Diagrama de conexión para probar la medición del transductor de torque.

Dado que las mediciones del transductor no corresponden a variables eléctricas sino que mecánicas, no se tiene un punto de medición para contrastar con mediciones en el osciloscopio. Sin embargo, si se dispone de un tacómetro óptico para contrastar las mediciones de velocidad entre este y el sensor de torque. Luego, se parte estudiando esta medición y una vez que se tienen los ajustes adecuados se prosigue con las otras dos variables. Para esto se prueba el sistema mecánico accionando la SCIM a bajas velocidades. Este último detalle es muy importante dado que no se tiene un modelo matemático detallado del sistema mecánico, por lo tanto, se desconoce la respuesta que este podría tener ante velocidades cercanas a la nominal. Es por esto que antes de analizar el transductor se verifica hasta qué velocidades el sistema mecánico no vibra excesivamente. En este caso, se opta por no superar los $500 [rpm]$ ⁴⁸.

Al alimentar el VARIAC con un voltaje de $\approx 40 [V_{fn}]$ se obtiene la velocidad que se observa en la Figura 4.27. Como se puede dar cuenta, en esta aparecen dos mediciones de velocidad angular, la primera está filtrada por la RTBOX, mientras que la segunda corresponde a la señal bruta recibida por esta última. Si bien en ambos casos se obtiene una velocidad de $\approx 435 [rpm]$, se opta por utilizar la medición filtrada en el sistema de control dado que un menor ruido aumenta las chances de obtener una operación adecuada por parte del FOC indirecto. Este filtro corresponde al bloque *Moving Average* de PLECS, el cual promedia

⁴⁸Esta medida se respetará en lo que sigue de este trabajo mientras no se haga el análisis mecánico.

continuamente la medición durante un tiempo específico que en este caso es de 0,1 [s]⁴⁹ [24].

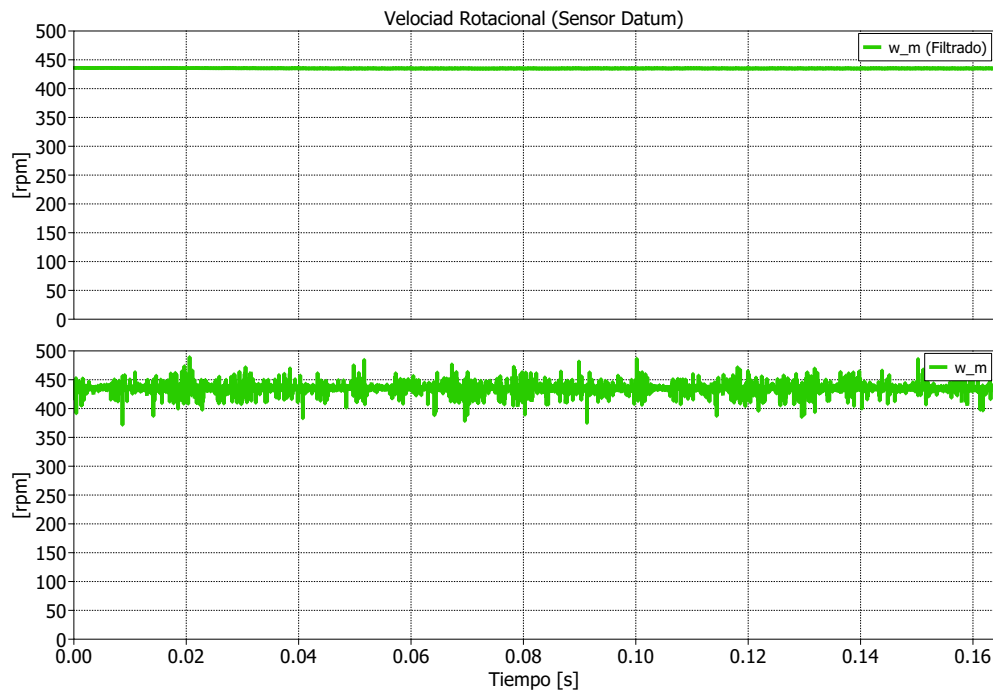


Figura 4.27: Velocidad rotacional de la SCIM medida con el sensor de torque.

Como se puede apreciar en la Figura 4.27, el sensor entrega la medición de velocidad en *rpm*. Luego, para contrastar la medición obtenida con la del tacómetro se configura este último para que entregue la medición en la misma unidad. El valor obtenido con este instrumento es de 435,4 [rpm], lo cual indicaría que el ajuste de esta medición está correcta. Por una parte, el *offset* de esta señal es nula, mientras que su escala es de 1000. La lógica detrás de esto se debe a dos razones. La primera es que tal como se señaló en la Subsección 3.4.1, la velocidad es la única medición que solamente puede ser unipolar. Esto quiere decir que la señal que entrega el DCI está en el rango de 0 a 10 [V]. Luego, solo se miden velocidades positivas independiente del sentido giro. Ahora, dado que la máxima medición por defecto es de 10000 [rpm] [16], basta con escalar la señal por 1000 para ajustarla a la AI de la RTBOX.

Teniendo el ajuste adecuado de la medición de velocidad se prosigue con las señales de torque y de potencia que arroja el transductor. A partir de la misma prueba realizada para la señal de velocidad se obtienen el torque en el eje y la potencia mecánica transferida que se muestran en las Figuras 4.28 y 4.29, respectivamente. Como se puede apreciar, la potencia presenta dos casos, uno filtrado y otro sin filtrar. El filtrado consiste de un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de $20\pi f_n$ que solo se utiliza para visualizar mejor esta variable⁵⁰. Si bien a diferencia de la velocidad no se dispone de un instrumento para contrastar las mediciones, si se puede corroborar que haya coherencia entre los resultados. Recordando que la potencia mecánica corresponde al producto entre el torque y la velocidad, se puede verificar

⁴⁹Se probaron otros tiempos para promediar la señal, sin embargo la RTBOX no corrió en estos casos.

⁵⁰En el caso del torque no se requiere de un filtro ya que la medición se distingue dentro de un rango.

que los resultados de las Figuras 4.28 y 4.29 concuerden con el mostrado en la Figura 4.27.

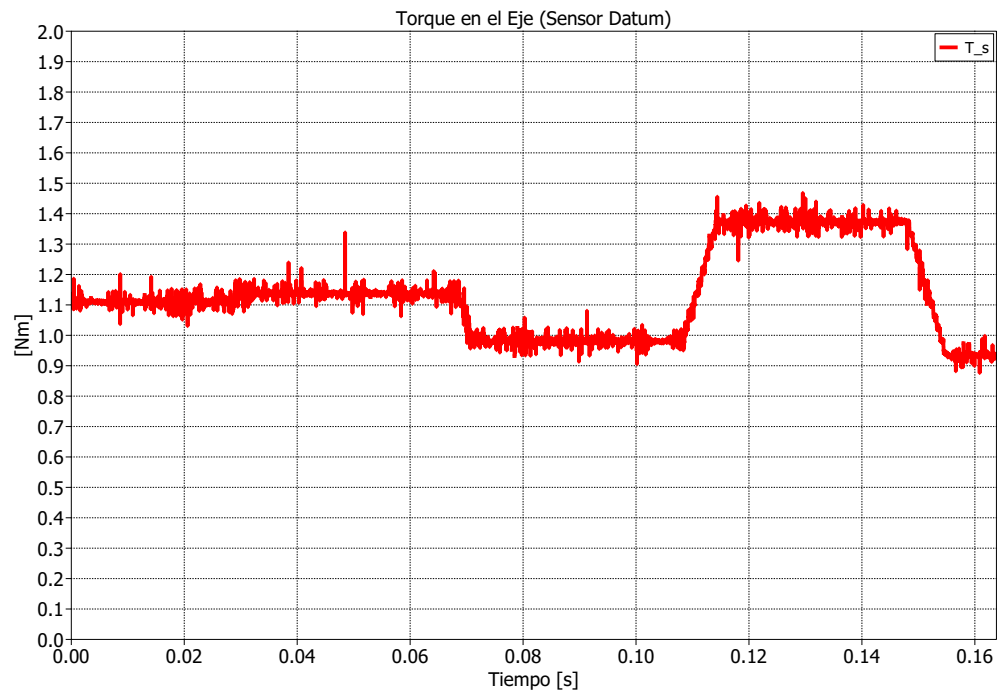


Figura 4.28: Torque en el eje del montaje mecánico medido con el sensor de torque.

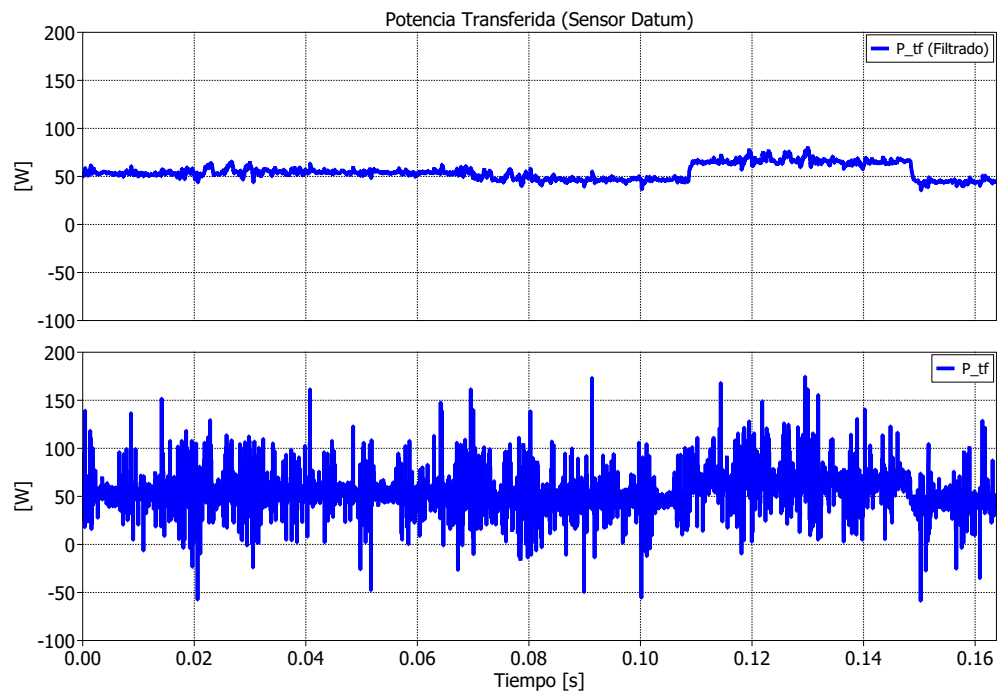


Figura 4.29: Potencia mecánica transferida en el eje medida con el sensor de torque.

Para corroborar que la potencia medida por el sensor corresponde al producto entre el torque y la velocidad se hace uso de la Tabla 4.4. En esta se resumen los valores medidos por el transductor en el instante 0,05 [s] que aparece en las Figuras 4.27, 4.28 y 4.29. Como se puede notar, al realizar el producto entre w_m y T_s se obtiene una potencia de $\approx 52,17$ [W], la cual se acerca bastante a los 55,2091 [W] medidos por el sensor. Si a esto se le suma que la curva de la potencia sigue las mismas variaciones que el torque al comparar las Figuras 4.28 y 4.29, se podría asumir que el ajuste de ambas señales de medición resulta ser satisfactorio.

Ahora bien, las variaciones del torque en el eje que se aprecian en la Figura 4.28 podrían deberse principalmente a dos factores. El primero sería la perturbación interna correspondiente al ruido en la señal de medición enviada por el transductor de torque. El otro factor serían las perturbaciones externas, que en este caso guardarían relación con las irregularidades en la construcción del montaje mecánico. Estas podrían generar vibraciones transversales, las cuales se traducirían en cargas de flexión que conllevan a efectos indeseados en la medición.

Tabla 4.4: Resultados de las mediciones del sensor de torque.

Variable	VARIAC	PCB de tensión	Potencia eléctrica	Sensor de torque
ω_m	75 [V _{ff}]	41,5 [V _{fn}]	349,53 [W]	45,5738 [rad/s]
T_s	75 [V _{ff}]	41,5 [V _{fn}]	349,53 [W]	1,14483 [Nm]
P_{tf}	75 [V _{ff}]	41,5 [V _{fn}]	349,53 [W]	55,2091 [W]

Ahora, para asegurarse que el supuesto anterior es correcto hay que ver la lógica detrás del ajuste de las señales de torque y potencia. A diferencia de la velocidad, estas variables son bipolares por defecto, lo cual implica que ya están ajustadas al rango de -10 a 10 [V] tal como se señala en la Tabla 3.9. Respecto a la máxima medición de torque, esta corresponde a ± 20 [Nm] [16]. Luego, la escala de la medición de torque sería de 2, sin embargo, dado que el sensor está al revés respecto al sentido de giro de la SCIM se coloca una escala negativa como corrección, con lo cual queda una escala de -2. Respecto a la escala de la potencia, esta corresponde al producto entre las escalas del torque y la velocidad. Al pasar la velocidad a rad/s y considerar el sentido de giro del sensor la escala de la potencia es de $-20000(\pi/30)$. Respecto al *offset*, este se considera nulo en ambas variables al igual que con la velocidad⁵¹.

Antes de concluir con el estudio de las señales del sensor de torque, es pertinente verificar que la potencia transferida medida por este equipo sea coherente con respecto a la potencia eléctrica entregada a la SCIM. Para ello se hace uso de las sondas de corriente y voltaje de alta potencia, las cuales entregan los resultados que se observan en la Figura 4.30. En el osciloscopio se observa el voltaje fase-neutro de la fase A representado por la curva amarilla y la corriente de línea representada por la curva verde. Haciendo uso de la función *Math* se obtiene la potencia monofásica representada por la curva violeta, cuyo valor efectivo es de 116,51 [W]. Considerando este resultado con el obtenido en (3.5) se hace el siguiente cálculo:

$$P_{1f} = 116,51 [W] \Rightarrow P_{3f} = 349,53 [W] \Rightarrow P_{mec} = P_{3f} - \text{Pérdidas fijas} \approx 104,291 [W] \quad (4.1)$$

A partir de (4.1) se verifica que la medición de potencia transferida calza con las pérdidas fijas calculadas en (3.5), habiendo una diferencia de ≈ 50 [W] debido a pérdidas no consideradas.

⁵¹El torque tiene un offset de $\approx 0,3$ [Nm] pero no se corrigió para poder corroborar la escala de potencia.

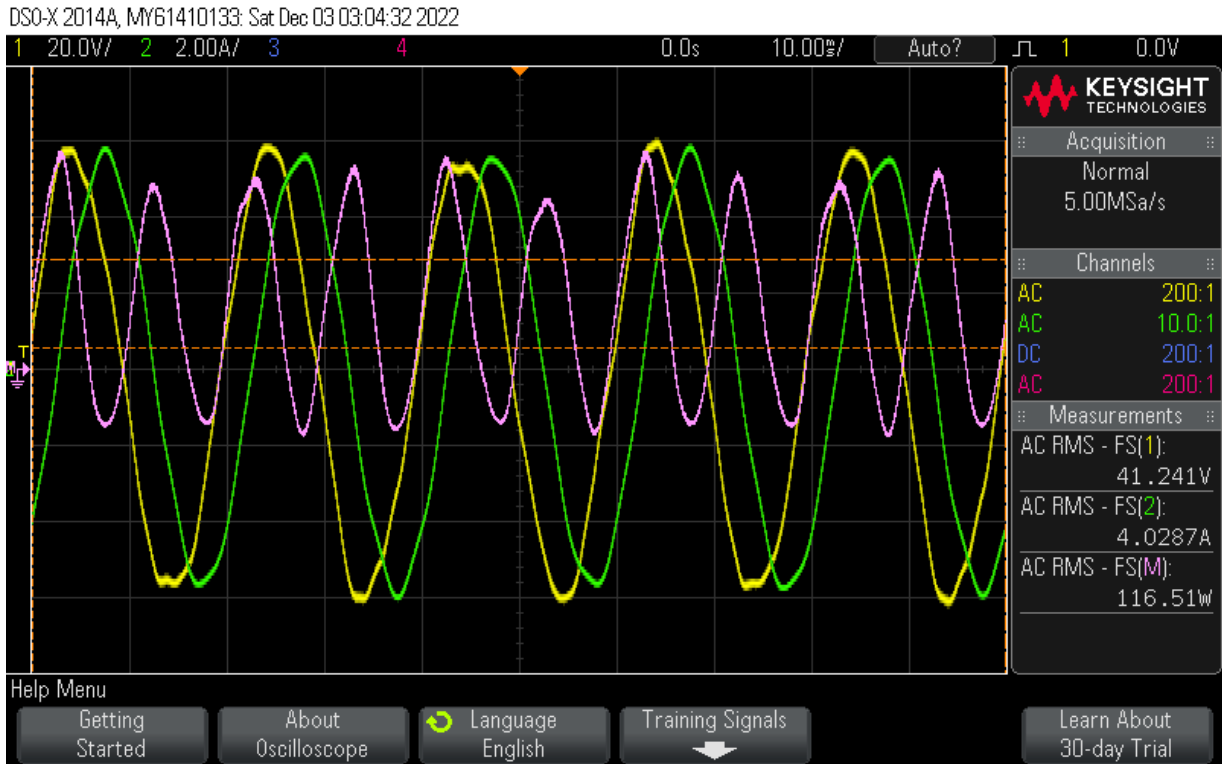


Figura 4.30: Variables eléctricas en el estator de la SCIM vista desde el osciloscopio.

4.2.5. Control y Medición del Inversor

En último lugar, se hace el estudio de las señales en el actuador del sistema de control, que en este caso corresponde al inversor EVAL-M5-E1B1245N-SiC. Esta desición se debe principalmente a la mayor complejidad técnica que conlleva trabajar con este equipo. A diferencia de los sensores de tensión y de torque, el estudio de las señales en el VSI no solo involucra ajustar las mediciones que entregan los sensores que este convertor tiene incorporados, sino que también se requiere verificar la recepción de pulsos de disparo que le envía la RTBOX.

Al igual que en el estudio de las señales de los sensores de tensión y de torque, se hace uso del VARIAC. La gran diferencia en este caso, es que este autotransformador se utiliza exclusivamente para alimentar el inversor. Las ventajas de utilizar este equipo en la alimentación ya fueron mencionadas en la Subsección 4.2.1, pero en resumidas cuentas sirve para filtrar parte de los armónicos de baja frecuencia provenientes de la red y adicionalmente le permite al operador regular de manera manual la tensión en el enlace DC del convertor.

Dado que el inversor corresponde a un convertor electrónico de potencia, es necesario tener ciertas precauciones al trabajar con este equipo. Se debe tener claro que este dispositivo trabaja con corrientes y tensiones que podrían causar graves daños tanto al operador como al resto de los equipos. A continuación, se señalan algunas advertencias respecto a su uso [18]:

- Se deben retirar todo el material de embalaje con el cual viene el VSI, de lo contrario, se puede producir sobrecalentamiento o condiciones anómalas de funcionamiento.
- Para medir las formas de onda de la corriente y/o el voltaje de la parte de potencia del inversor mediante el osciloscopio es obligatorio usar sondas diferenciales de alto voltaje.

- Los capacitores del enlace DC tardan en descargarse después de retirar la alimentación. Antes de trabajar en el VSI se debe esperar 5 [min] para que estos se descarguen.
- Se debe desconectar la alimentación al hacer modificaciones o reparaciones en el VSI.
- Al utilizar el VSI para el accionamiento de maquinaria eléctrica, no se debe frenar de golpe esta última, ya que esto podría provocar la explosión de los condensadores.
- El VSI tiene componentes sensibles a descarga electrostáticas (*Electro-Static Discharge* en inglés, ESD). Se requiere precaución de control electrostático al manipular el VSI.
- Los errores de cableado o de aplicación, tales como motores de tamaño insuficiente, una alimentación incorrecta o una temperatura ambiente excesiva podrían generar fallas.
- Algunas superficies podrían calentarse, especialmente las de la parte de potencia.

Siempre teniendo en consideración las precauciones expuestas anteriormente, se procede a analizar las señales de medición y de control del inversor. Para ello se establecen las conexiones eléctricas siguiendo el diagrama que se observa en la Figura 4.31. Recordando lo expuesto en la Sección 3.2, el VSI entrega tres mediciones, la temperatura del módulo de potencia, la tensión en el enlace DC y la corriente trifásica a la salida. Se parte analizando el sensor de temperatura del módulo de potencia dado que este solo consiste en un termistor de coeficiente de temperatura negativa (*Negative Temperature Coefficient* en inglés, NTC), el cual entrega la medición de temperatura en base al voltaje análogo que hay a través de este componente. La principal función del NTC es verificar la presencia de sobretemperaturas, en particular, si arroja un voltaje menor a 0,448 [V] (equivalente a 100°C) se activa la señal de falla [18].

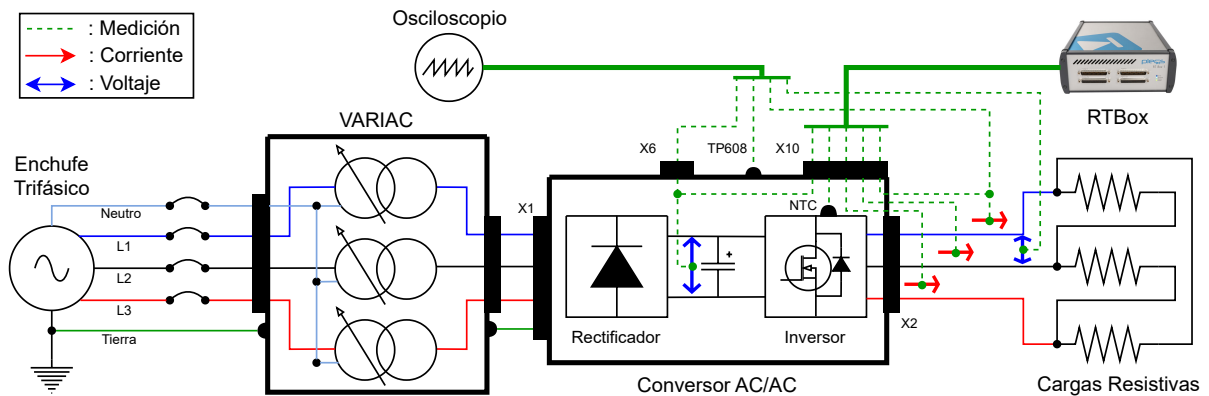


Figura 4.31: Diagrama de conexión para probar las señales de medición y control del inversor.

Para analizar la medición de temperatura del NTC se alimenta el inversor con el VARIAC, aumentando la tensión hasta alcanzar los 477 [V] en el enlace DC. Este valor corresponde al umbral de arranque del convertidor *flyback* que alimenta los servicios auxiliares del equipo. Luego, para prender el VSI se necesitan al menos de $\approx 340 [V_{ff}]$ a la salida del autotransformador. Sin embargo, en base a los valores de operación señalados en la Tabla 3.1, se opta por operar el convertidor con una tensión del enlace DC dentro del rango especificado en la hoja de datos correspondiente. Para tener una concordancia con lo expuesto en las Secciones 3.5 y 4.1, se decide dejar una tensión en los capacitores de 564 [V] para probar la señal de medición del NTC. Dado que esta componente se encuentra en la parte de señales de la placa (la cual se encuentra aislada de la parte de potencia), se utiliza una sonda de osciloscopio estándar, la cual se coloca en los puntos de prueba TP608 y GND que dispone el convertidor [18].

La medición de voltaje recibida por la RTBOX se muestra en la Figura 4.32 donde se puede apreciar dos casos, uno filtrado y otro sin filtrar. El caso filtrado consiste de un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de $20\pi f_n$. Ahora bien, al igual que en el caso de la potencia transferida, este filtro solo se utiliza para visualizar mejor la medición. Por su parte, en la Figura 4.33 se observa en la curva amarilla la medición del voltaje del NTC vista desde el osciloscopio y en la curva verde se muestra el voltaje del enlace DC en ese instante. Ahora, si se comparan las mediciones filtrada y no filtrada que recibe la RTBOX con la medición del osciloscopio, se tiene que tanto el voltaje como el ruido de esta es la misma en ambos casos.

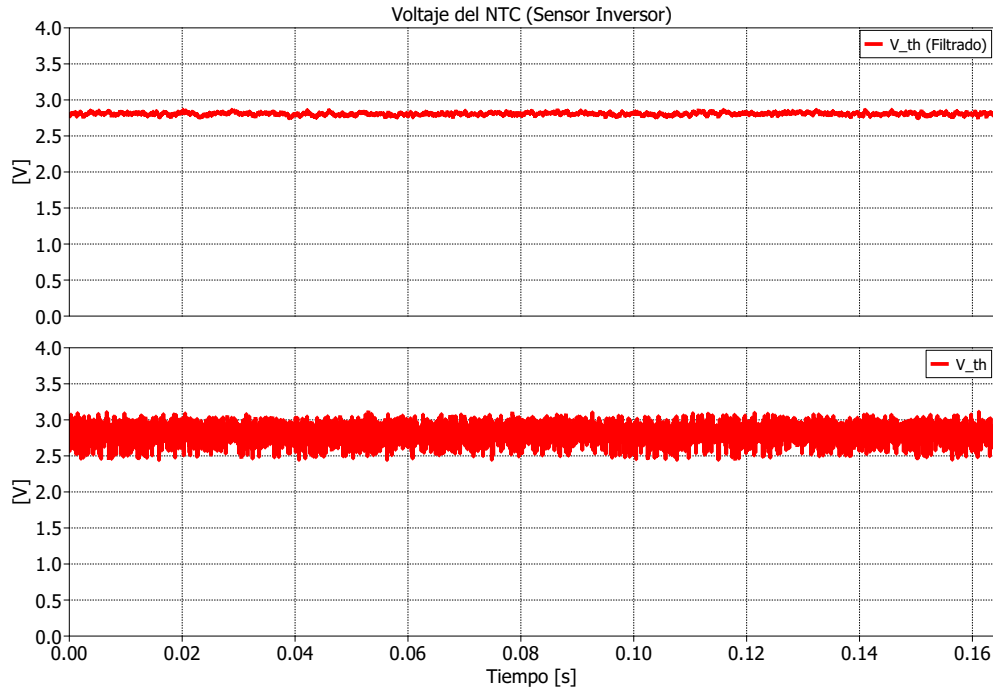


Figura 4.32: Voltaje del NTC encargado de medir la temperatura del módulo de potencia.

Los resultados obtenidos en las Figura 4.32 y 4.33 se resumen en la Tabla 4.5. Como se puede deducir a partir de esta, el ajuste de la señal del NTC es correcto dado que se obtiene el mismo voltaje tanto en la RTBOX como en el osciloscopio. En este caso se utiliza una escala de 1 para el voltaje del termistor (V_{th}) dado que este es entregado análoga y directamente por el NTC sin una conversión intermedia. Respecto al *offset* utilizado, este de $-0,08$ y esto es en base a la corrección realizada al comparar previamente los resultados en la RTBOX y el osciloscopio. Ahora, dado que el voltaje entregado no corresponde directamente a la medición de temperatura obtenida, se hace uso de la curva de la Figura 4.34 proporcionada en [18]. En base a esta y el resultado de la Tabla 4.5, se tiene una temperatura de $\approx 32^\circ\text{C}$ en el módulo del VSI. Esto tiene sentido dada la temperatura ambiente y el hecho de que no hay carga.

Tabla 4.5: Resultados de la medición de temperatura del módulo de potencia del VSI.

Sensor de voltaje del enlace DC	Osciloscopio	NTC del VSI
564 [V]	2,82 [V]	2,82 [V]

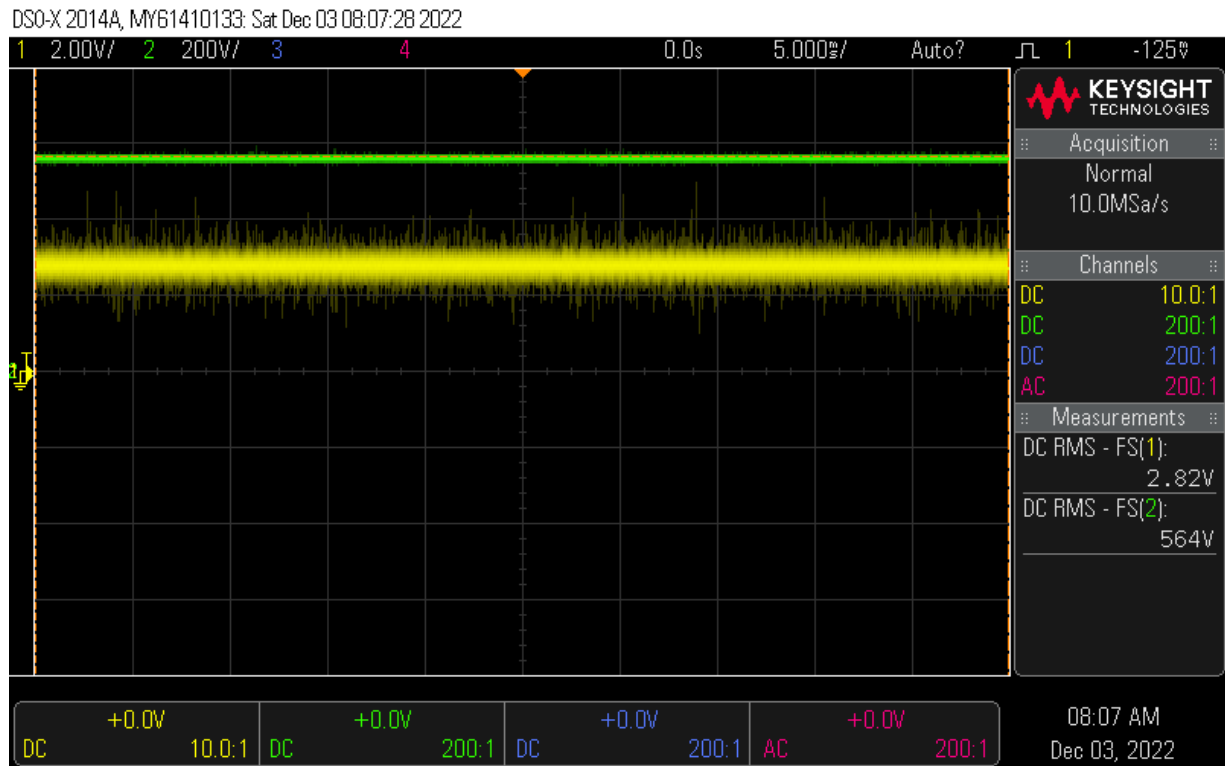


Figura 4.33: Medición de temperatura en el módulo de potencia vista desde el osciloscopio.

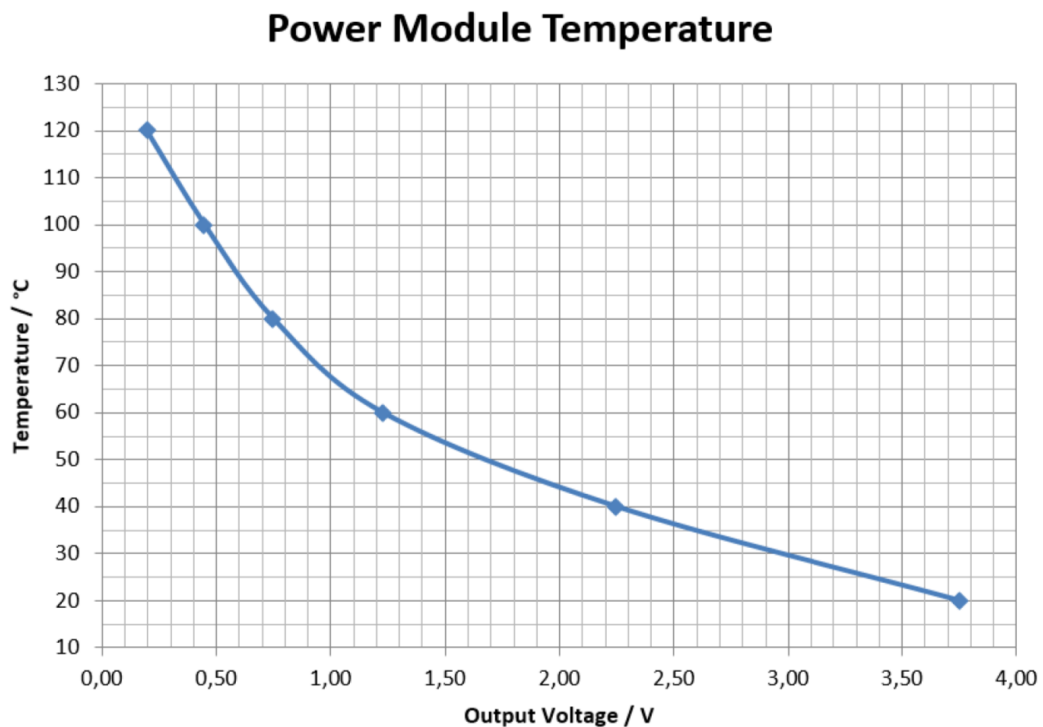


Figura 4.34: Relación entre el voltaje del NTC y la temperatura del módulo de potencia [18].

La siguiente medición que se estudia es la de tensión en el enlace DC del inversor (V_{dc}). A diferencia del sensor de temperatura, la medición de voltaje DC en el VSI se realiza

mediante un sensor digital. Por lo tanto, la medición analógica se obtiene a través de un DAC. Según lo que se menciona en [18], la medición del voltaje en el enlace DC solo presenta un pequeño *offset*, por lo que la placa no posee un mecanismo de compensación incorporado. Para confirmar esta aseveración, se realiza una comparación entre las mediciones recibidas en la RTBOX y las medidas en el osciloscopio. Para ello se varía el voltaje del enlace DC mediante el uso del VARIAC, de igual manera como se realizó en la Sección 4.2.3. De esta forma, se obtienen distintas mediciones de voltaje para mejorar el ajuste de esta señal.

Para obtener la medición del voltaje del enlace DC en el osciloscopio se hace uso de una sonda diferencial de alta potencia. Si bien estas sondas disponen de terminales para obtener las mediciones, se opta por construir nuevos cables de medición cuyos terminales sean más compatibles con el conector correspondiente. En este caso, la medición en cuestión se realiza en el conector X6, el cual permite acceder directamente al voltaje en el enlace DC del inversor. De esta manera, es posible realizar la medición del voltaje del enlace DC de forma más segura.

Teniendo en consideración todo lo anterior, se enciende el TDA y se toman las mediciones variando la tensión a la salida del VARIAC. De esta manera, se obtienen resultados como los que se observan en las Figuras 4.35 y 4.36. En la primera de ellas, aparece la medición del voltaje DC recibida por la RTBOX, la cual se presenta una versión filtrada y otra sin filtrar. El filtro corresponde al bloque *Moving Average* de PLECS, que promedia continuamente la medición durante 0,1 [s] (al igual que en la medición de velocidad). En este caso, se opta por utilizar la medición filtrada en el sistema de control. Esto se debe a que un menor ruido en la medición del voltaje en el enlace DC mejora la calidad de la portadora en la modulación.

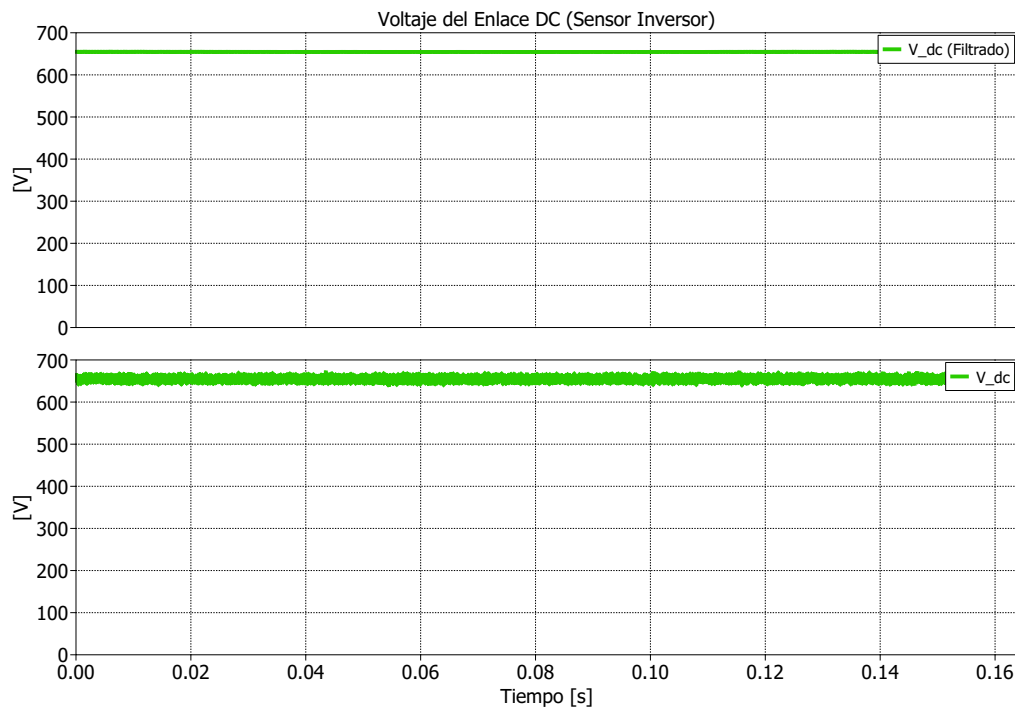


Figura 4.35: Voltaje del enlace DC medida con el sensor incorporado en el inversor.

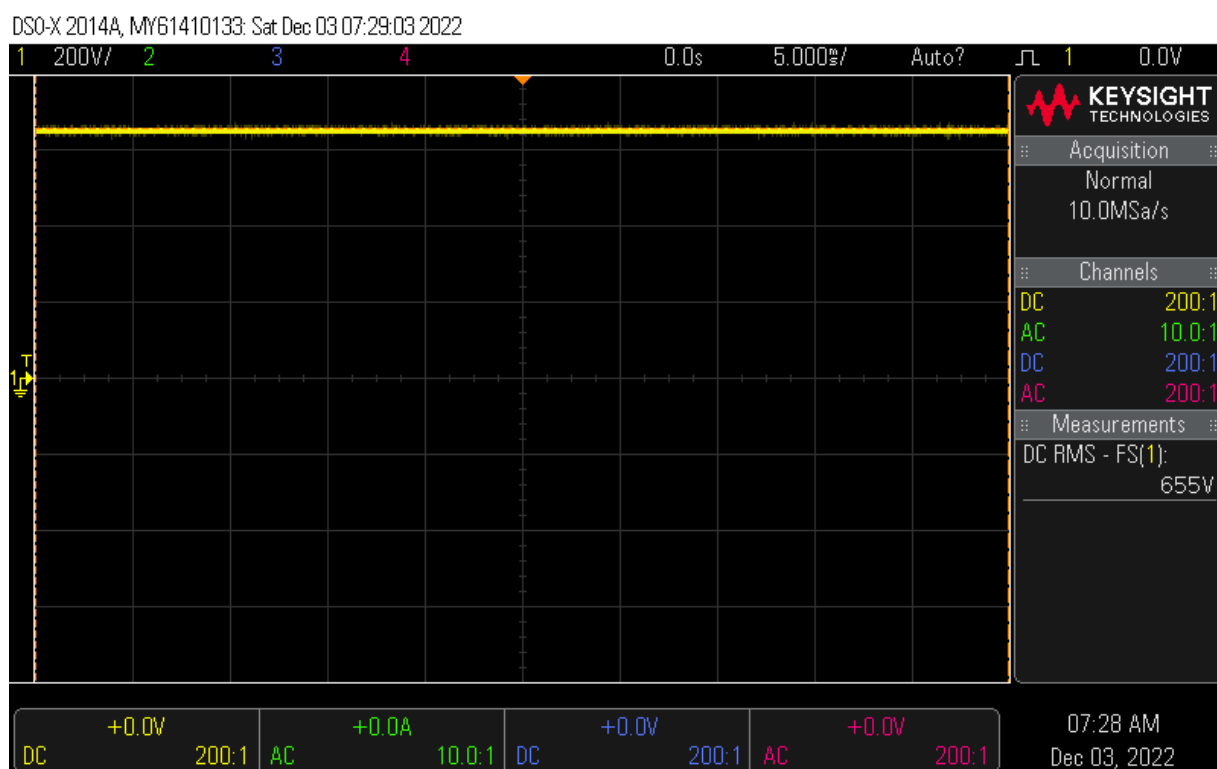


Figura 4.36: Voltaje del enlace DC vista desde el osciloscopio.

Si se compara el resultado de la Figura 4.35 con la medición obtenida en el osciloscopio que se observa en la Figura 4.36, se puede apreciar que en ambos casos se obtiene un valor de ≈ 650 [V]. Sin embargo, dado que los resultados de las Figuras 4.35 y 4.36 no fueron las únicas mediciones obtenidas, es preferible concentrar el análisis en la Tabla 4.6, en la cual se resumen todas las tensiones DC obtenidas en el osciloscopio y en la RTBOX en base al valor de voltaje definido en el VARIAC. Como se puede apreciar, tanto la medición en el osciloscopio como en la RTBOX difieren entre 10 a 20 [V] con respecto a lo calculado a partir de la perilla del VARIAC. Sin embargo, dado que se utiliza el osciloscopio para saber si los capacitores se han descargado, se toma este como referencia de comparación con la RTBOX.

Luego, al apreciar la Tabla 4.6 y comparar las mediciones obtenidas en el osciloscopio con las de la RTBOX, se puede apreciar que a valores bajos de la tensión en el enlace DC⁵² se tiene una diferencia de 9 [V] en la medición obtenida en la RTBOX. Pero, cuando se aumenta el voltaje del enlace DC esta diferencia se reduce a 1 [V]. Ahora bien, durante el experimento se utilizará una tensión en los capacitores cercana a los 564 [V] para tener una mayor concordancia con las simulaciones. Por lo tanto, se prosigue con el ajuste correspondiente.

Teniendo una tolerancia de ± 3 [V] en la diferencia de medición del voltaje en el enlace DC por parte del osciloscopio y la RTBOX, se ajusta la señal en esta última con una escala de 200 y un *offset* de -20. La lógica detrás de la escala se extrae de lo expuesto en la Tabla 3.2, donde se explicita que la escala de esta medición es de 5 [mV/V], lo que equivale a una razón de 1 : 200 [18]. Respecto al *offset* utilizado, se selecciona en base a la corrección de la medición recibida por la RTBOX realizada al comparar previamente con el osciloscopio.

⁵²Ya encendido el inversor, se debe bajar la tensión del enlace DC bajo los 300 [V] para poder apagarlo.

Tabla 4.6: Resultados de la medición de voltaje en el enlace DC del inversor.

VARIAC	Osciloscopio	Sensor de voltaje del VSI
200 [V _{ff}]	293 [V]	284 [V]
250 [V _{ff}]	367 [V]	359 [V]
300 [V _{ff}]	440 [V]	435 [V]
350 [V _{ff}]	511 [V]	509 [V]
400 [V _{ff}]	584 [V]	582 [V]
450 [V _{ff}]	654 [V]	655 [V]

En último lugar, se analizan los sensores de corriente. Esto se debe a que se encuentran en la salida del inversor, por lo tanto, es necesario alimentar una carga para poder probarlos. En este caso, se utilizan tres resistencias de $68 [\Omega] \pm 5 \%$, cada una de las cuales están clasificadas para una potencia de $2000 [W]$. Para poder alimentar estas cargas resistivas se tiene que hacer uso de la PWM generada por la RTBOX. Esto implica que, para hacer los ajustes necesarios a las señales de medición de la corriente de salida se debe encender y operar el inversor⁵³.

Para realizar el ajuste correspondiente a las mediciones de la corriente trifásica a la salida del inversor se generan diferentes voltajes en las cargas resistivas, las cuales se conectan en una configuración delta. Estas tensiones se generan mediante la modulación PWM configurada en la RTBOX a partir de PLECS. En particular, se varía el valor efectivo y la frecuencia del voltaje a la salida del inversor para obtener distintas mediciones de corriente que permitan mejorar el ajuste de esta señal. Al igual que con la medición de temperatura y de voltaje del enlace DC, la medición de corriente que recibe la RTBOX se obtiene a partir del conector X10 del VSI. Por otra parte, la medición en el osciloscopio se obtiene mediante una sonda de corriente de alta potencia, la cual se coloca en el conductor correspondiente a la fase U.

Tras encender el VSI y accionarlo mediante el controlador, se toman las mediciones de corriente a la salida variando la tensión en las resistencias. De esta manera, se obtienen las mediciones en la RTBOX tal como se observa en la Figura 4.37. Aquí se presentan dos casos, uno filtrado y otro sin filtrar. El caso filtrado consiste de un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de $20\pi f_n$ ⁵⁴. Este filtro no solo se utiliza para visualizar mejor la medición sino que también permite mejorar la operación del lazo de corriente. Ahora bien, en ambos casos se observa una distorsión en la corriente de la fase C. Esta podría no ser real dado que solo afecta a una fase. Por otro lado, esta medición se trata de una señal interna del VSI, por lo que se esperaría que fuese correcta. Luego, se debe realizar un análisis espectral adecuado.

Respecto a la medición de corriente en el osciloscopio, esta se muestra en la Figura 4.38, donde se aprecia en la curva amarilla la corriente en la fase U (también aparece el voltaje entre las fases U-V en la curva verde y el voltaje del enlace DC en la curva azul). Para corroborar que las mediciones de los sensores son correctas, se hace la comparación con el osciloscopio. El resumen de las mediciones se presenta en la Tabla 4.7 y el ajuste de las señales se hace a partir de la Tabla 3.2. Aquí se menciona que la escala de esta medición es de $76,56 [mV/A]$ [18], por lo cual se utiliza una escala de $1/0,07656$. Además, se explicita que el *offset* es de $-2,5/0,07656$. Cabe mencionar que el *offset* se puede ajustar mediante la resistencia R554.

⁵³Los detalles de la a operación del convertor y de la máquina serán abordados en el próximo capítulo.

⁵⁴Esta se utiliza anteriormente y se elije como compensación entre el filtrado y la pérdida de información.

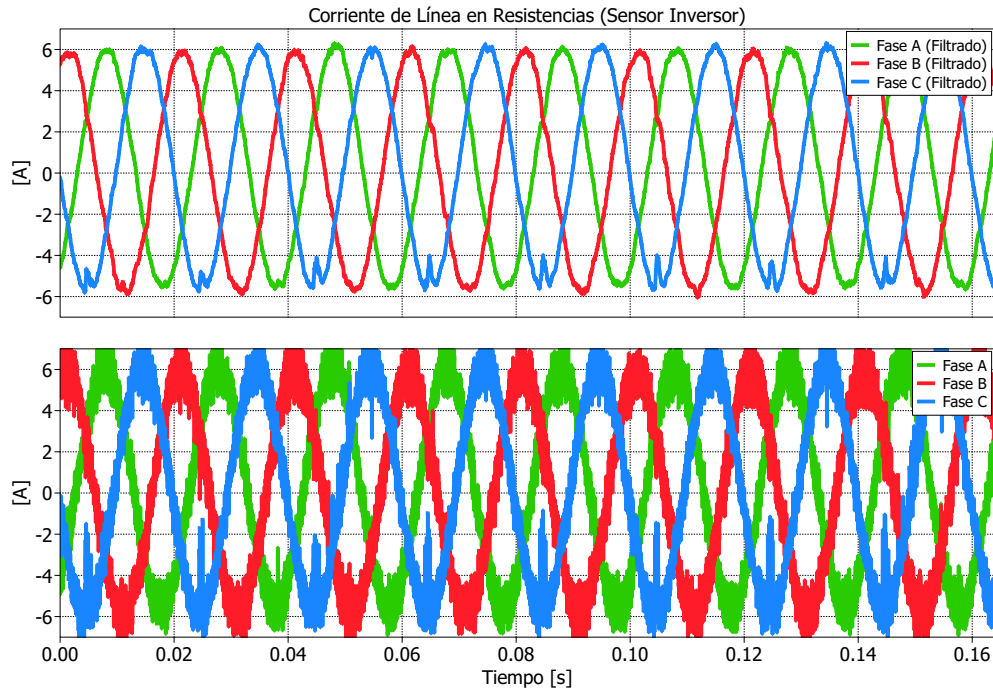


Figura 4.37: Corriente de línea de salida medida con el sensor incorporado en el inversor.

DSO-X 2014A, MY61410133: Wed Dec 07 06:47:44 2022

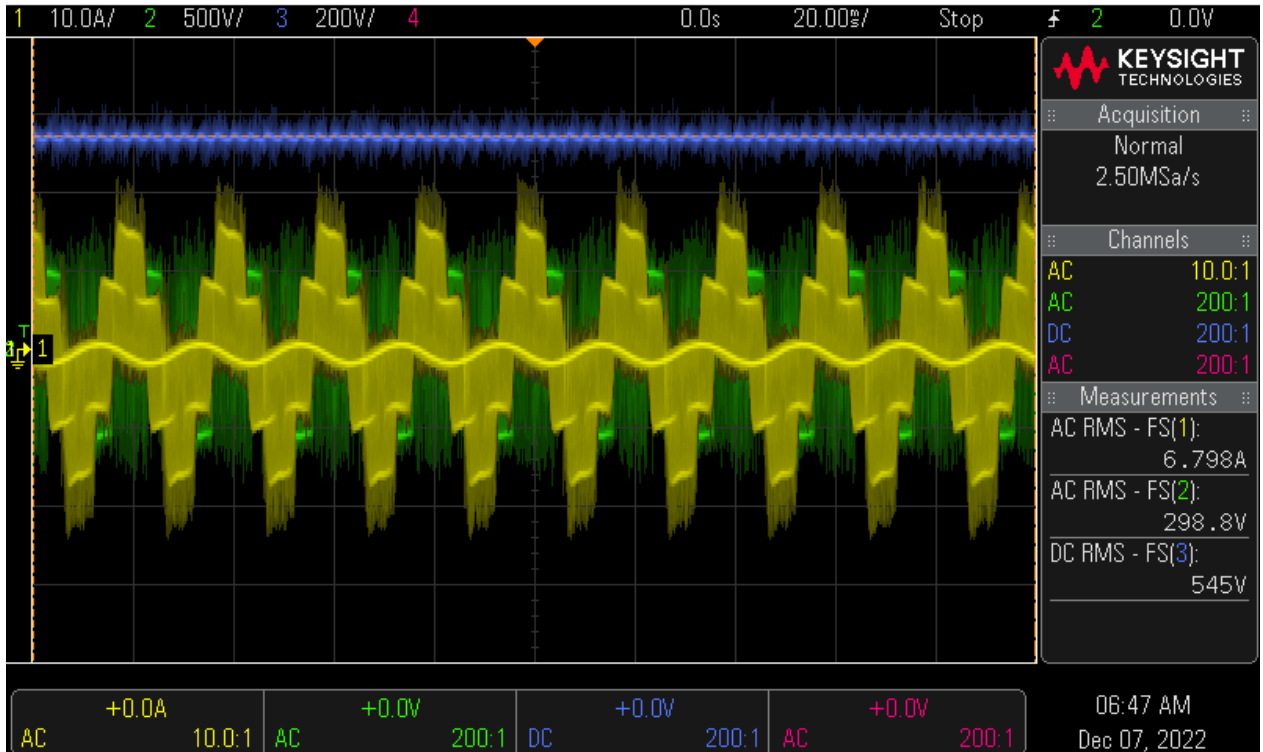


Figura 4.38: Corriente de línea de la fase A a la salida del VSI vista desde el osciloscopio.

Tabla 4.7: Resultados de la medición de corriente a la salida del inversor.

Voltaje\Frecuencia	10 [Hz]	15 [Hz]	30 [Hz]	50 [Hz]
60 [V _{fn}]	2,4 [A _{rms}]	2,47 [A _{rms}]	2,45 [A _{rms}]	2,43 [A _{rms}]
80 [V _{fn}]	3,3 [A _{rms}]	3,3 [A _{rms}]	3,3 [A _{rms}]	3,3 [A _{rms}]
100 [V _{fn}]	4,2 [A _{rms}]	4,1 [A _{rms}]	4,14 [A _{rms}]	4,1 [A _{rms}]

Tras realizar el estudio de todas las señales de medición del sistema experimental, se obtienen los ajustes correspondientes de cada una de estas, los cuales se resumen en la Tabla 4.8. A partir de este resumen se configura la recepción de las AI correspondientes en la RTBOX haciendo uso de PLECS. Cabe señalar que no se ocupan las señales digitales de los sensores del VSI, ya que son equivalentes a las entregadas por los DAC. Sin embargo, si se quisieran utilizar, estas se deben leer utilizando el tiempo de trabajo de cada señal [18].

Tabla 4.8: Resumen del ajuste de las señales AI realizada en la RTBOX.

Variable	Canal(es)	Escala	Offset
v_a, v_b y v_c	0, 1 y 2 (respectivamente)	100	3, 1 y 6 (respectivamente)
ω_m	9	1000	0
T_s	8	-2	0
P_{tf}	10	-20000($\pi/30$)	0
V_{th}	7	1	-0,08
V_{dc}	6	200	-20
i_a, i_b y i_c	3, 4 y 5 (respectivamente)	1/0,07656	-2,5/0,07656 (cada una)

Para concluir con el montaje experimental de este trabajo, se hace una revisión de la señales de control recibidas por el actuador del sistema. Es fundamental hacer un análisis de estas, ya que de no asegurarse que la PWM recibida por los controladores de puerta de los semiconductores (*gate drivers*) es la correcta, se podrían generar corrientes peligrosas que podrían dañar la carga y/o el propio inversor. Para esto se estudia la documentación correspondiente a los *gate drivers* y al módulo de potencia en [17] y [19], respectivamente.

Sin tener una carga conectada, se envía una PWM para generar una tensión de 60 [V_{rms}] y 50 [Hz] a la salida del VSI, con lo cual se obtiene la señal de la Figura 4.39. Esta corresponde a los pulsos del lado de alta y de baja de la pierna correspondiente a la fase U, los cuales se miden usando sondas estándar en el conector X3. A pesar de que se utiliza el mismo nivel lógico y la misma frecuencia de conmutación que en el HIL de la Figura 4.11, se aprecia un mayor ruido. Este es consecuencia de la interferencia electromagnética que afecta a los conductores de la Figura 3.7. Ahora, para asegurarse que los SiC MOSFETs de la pierna no se prendan en simultáneo se revisa el tiempo muerto en la Figura 4.40. Este se define como:

$$t_{dead} = [(t_{d_off_max} - t_{d_n_min}) + (t_{pdd_max} - t_{pdd_min})] \cdot 1,2 \quad (4.2)$$

$$t_{dead} = [(38,9 [ns] - 7,4 [ns]) + (16,4 [ns] - 6,3 [ns])] \cdot 1,2 = 49,92 [ns]$$

el cual es el tiempo muerto teórico cuyo cálculo se obtiene a partir de [20]. Sin embargo, como se aprecia en la Figura 4.40, se opta por aumentar este *delay* a 100 [ns] por mayor seguridad. Por último, las oscilaciones en la Figura 4.40 no debiesen afectar la operación del VSI ya que los *gate drivers* poseen mecanismos para anular estos transitorios (ver Tablas 5 y 8 en [17]).

DSO-X 2014A, MY61410133: Wed Dec 07 04:27:35 2022

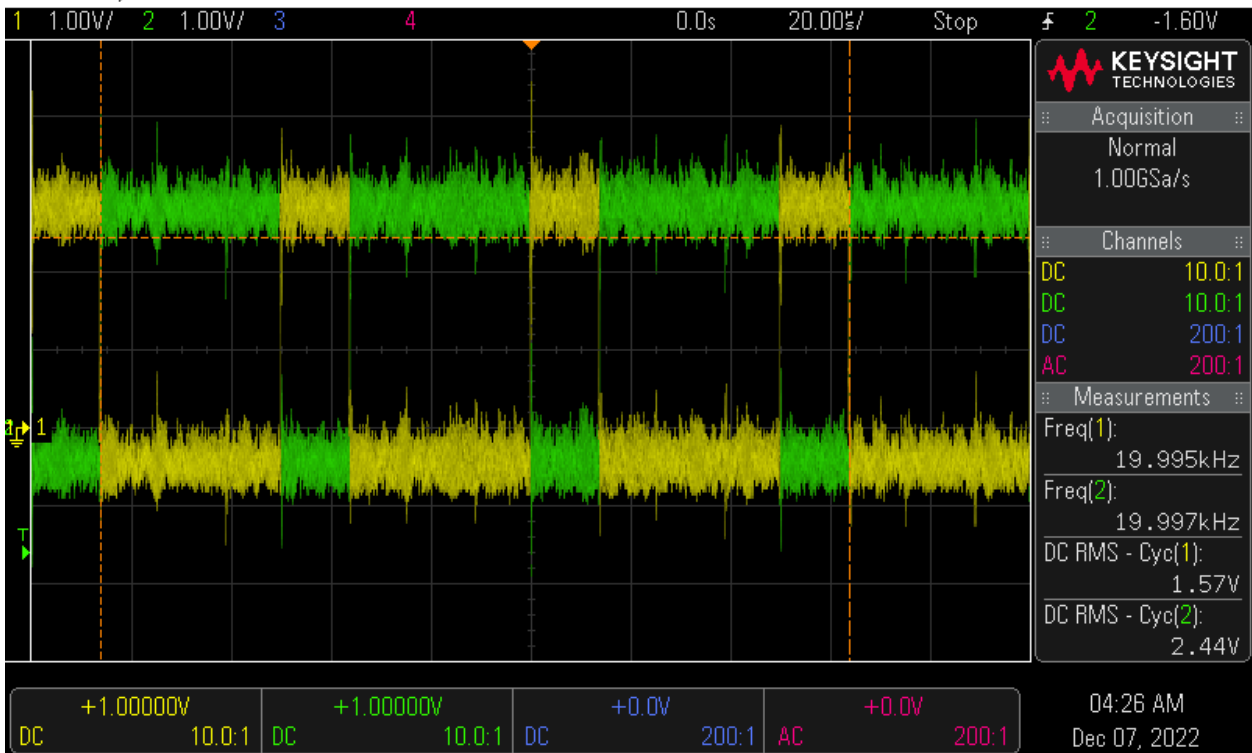


Figura 4.39: Pulsos de disparo de recibidos por el VSI vistos desde el osciloscopio.

DSO-X 2014A, MY61410133: Wed Dec 07 04:28:13 2022

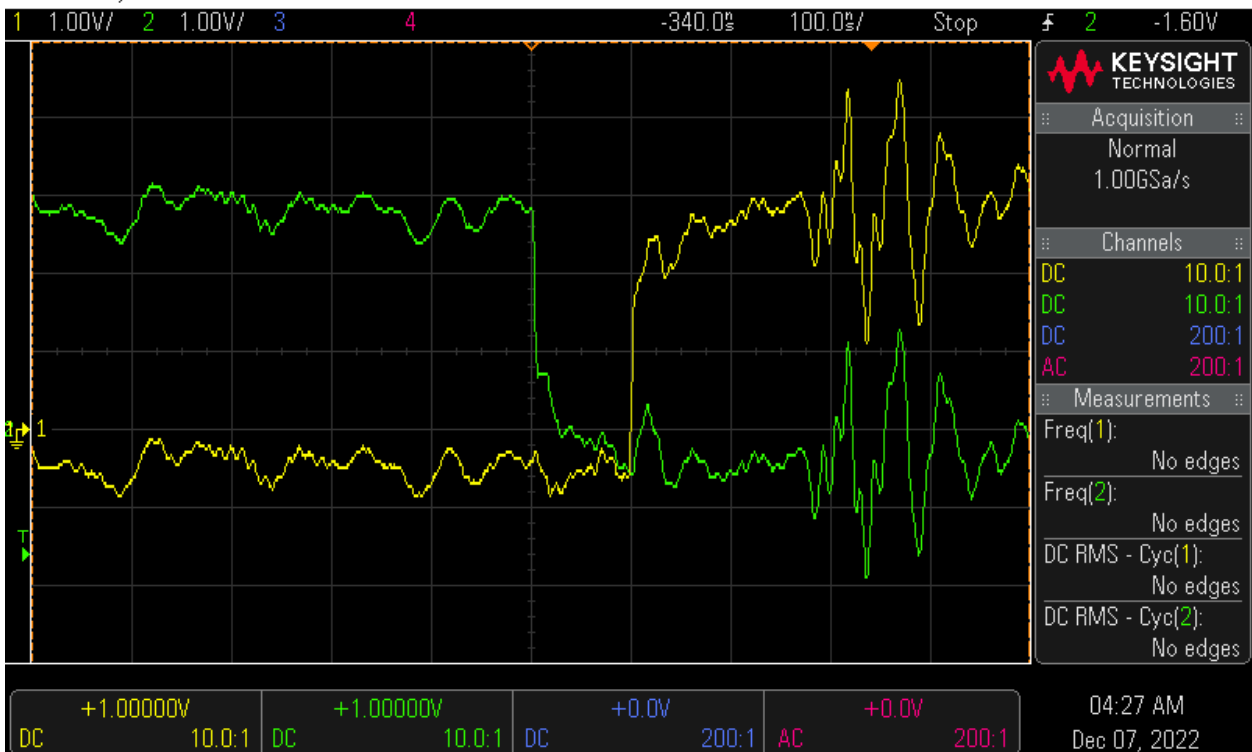


Figura 4.40: Tiempo muerto de la PWM recibida por el VSI vista desde el osciloscopio.

Capítulo 5

Revisión de Resultados

5.1. Prueba Montaje Mecánico

Tras realizar la implementación del sistema experimental, falta realizar los ensayos correspondientes de este último. El primero consiste en la prueba del montaje mecánico expuesto en la Subsección 4.2.2. Para esto se hace uso del VARIAC, de igual manera como se expuso en la Subsección 4.2.4. La configuración de esta prueba se expone en el diagrama de la Figura 5.1, donde la idea es accionar la SCIM regulando la tensión en el estator mediante el uso del VARIAC. Para obtener las mediciones de las variables mecánicas se hace uso del sensor de torque que se encuentra acoplado al eje y para medir la tensión en el estator de la SCIM se hace uso de la PCB de tensión. En base a los ajustes realizados en el capítulo anterior, ya se tiene certeza de que estos sensores funcionan. A pesar de ello, se utilizan sondas diferenciales para monitorear la corriente de línea y la tensión fase-neutro del estator mediante el osciloscopio. De esta manera se tienen más fuentes para analizar las variables de interés.

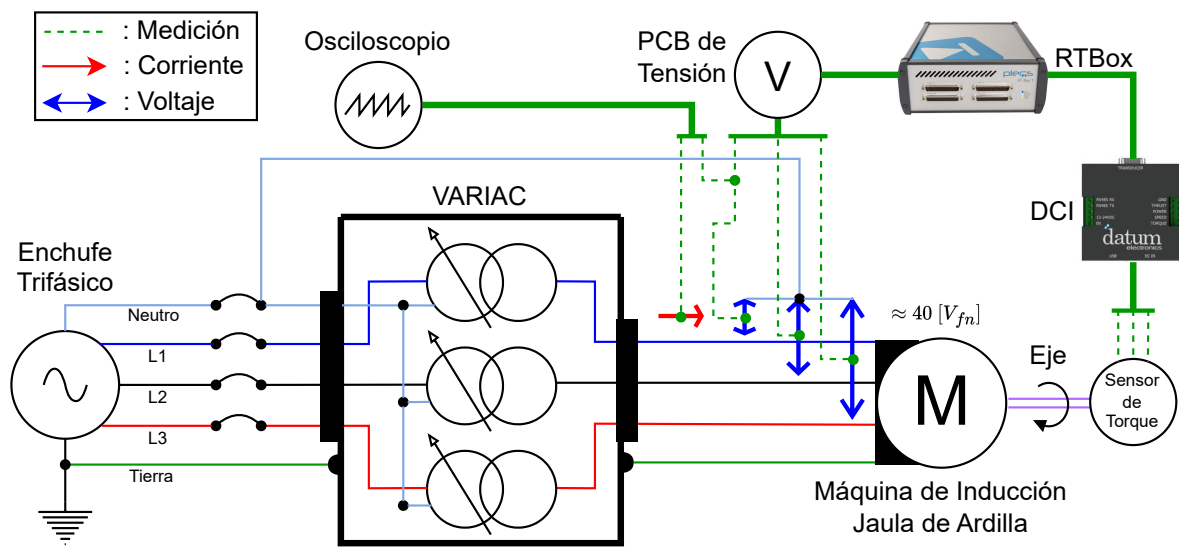


Figura 5.1: Diagrama de conexión de la prueba del montaje mecánico.

La prueba del sistema mecánico consiste en operar este último a bajas velocidades durante un lapso de 110 [s]. La razón de hacer rotar el sistema a velocidades bajo el valor nominal se debe a que los montajes mecánicos nuevos jamás se prueban a velocidad nominal en principio, ya que no sabe el comportamiento que este podría tener en tales condiciones. Adicionalmente, este montaje tiene un desalineamiento visible entre la SCIM y el sensor de torque, por lo que es de esperar que al hacerlo andar se generen vibraciones mecánicas no deseadas. Para tomar los datos de esta prueba se exportan archivos *.csv* directamente desde los *scopes* de cada señal en PLECS. Estos datos se obtienen utilizando un tiempo de muestreo de 0,8 [ms]. La elección de este valor permite asegurar que la retención de la información relevante de las señales de medición sea realizada sin la necesidad de utilizar un número de muestras excesivo.

Los datos obtenidos se grafican utilizando MATLAB. Estos se resumen en las Figura 5.2, 5.3, 5.4 y 5.5. Estas muestran las mediciones de la velocidad, el torque en el eje, la potencia transferida y el voltaje fase-neutro en el estator de la SCIM, respectivamente. En todas estas se puede apreciar una concordancia temporal entre sí, ya que a los 17 [s] se sube el voltaje del estator a $\approx 40 [V_{fn}]$, lo que conlleva a un aumento de la velocidad, del torque en el eje y de la potencia mecánica. En particular, en la Figura 5.2 se muestra un aumento paulatino de la velocidad hasta los 52 [s]. Posteriormente, la velocidad empieza a oscilar entre los 440 [rpm] y los 277 [rpm] hasta los 98 [s], que es cuando se corta la tensión en el estator de la máquina y se empieza a frenar el sistema. Respecto al torque en el eje de la Figura 5.3, se observa que este oscila en torno a 1 [Nm] durante todo el lapso de tiempo en que se alimenta la SCIM.

Recordando que la potencia mecánica es el producto entre la velocidad y el torque, se tiene en la Figura 5.4 una medición de potencia que sigue la curva de velocidad pero con las oscilaciones del torque en el eje mecánico. Ahora bien, en gran parte la dinámica que se presenta en estas variables mecánicas se puede explicar por el voltaje trifásico que se observa en la Figura 5.5. En esta se puede apreciar que la amplitud del voltaje en las tres fases varía acorde a la variación de velocidad presentada en la Figura 5.2. Esto explicaría el porqué no se puede conseguir una velocidad constante en la SCIM al operarla mediante el VARIAC.

Respecto a las oscilaciones en el torque, es muy probable que estas surjan por las razones expuestas en la Sección 4.2.4. Ya que por una parte la señal de medición presenta un cierto grado de ruido, y por otra parte, el desalineamiento de la transmisión genera fuerzas laterales que causan vibraciones transversales, y en consecuencia, oscilaciones en el torque. Esto es algo que se debe solucionar en el futuro para el estudio de las vibraciones torsionales. Luego, queda pendiente el análisis de frecuencia para analizar las vibraciones mecánicas del montaje. Por último y en base a los resultados de esta prueba, se decide por no superar los 500 [rpm] en la operación de la SCIM en este trabajo, dejando la operación nominal como trabajo futuro.

Por último, se realiza un acercamiento al voltaje de la Figura 5.5, el cual se presenta en la Figura 5.6. Aquí se observa la presencia de oscilaciones en la amplitud del voltaje entregado por el VARIAC. Esto indica que la tensión que circula por la SCIM presenta un cierto grado de distorsión armónica. Para estudiar mejor esta distorsión es pertinente realizar un análisis espectral. Sin embargo, las muestras están llenas de transientes y la FFT no debería ser aplicada durante estos ya que existen componentes extras que se producen cuando se varía la magnitud del voltaje. Luego, queda pendiente realizar el análisis espectral del voltaje a la salida del VARIAC mediante un método que permita realizar la FFT en estado estacionario.

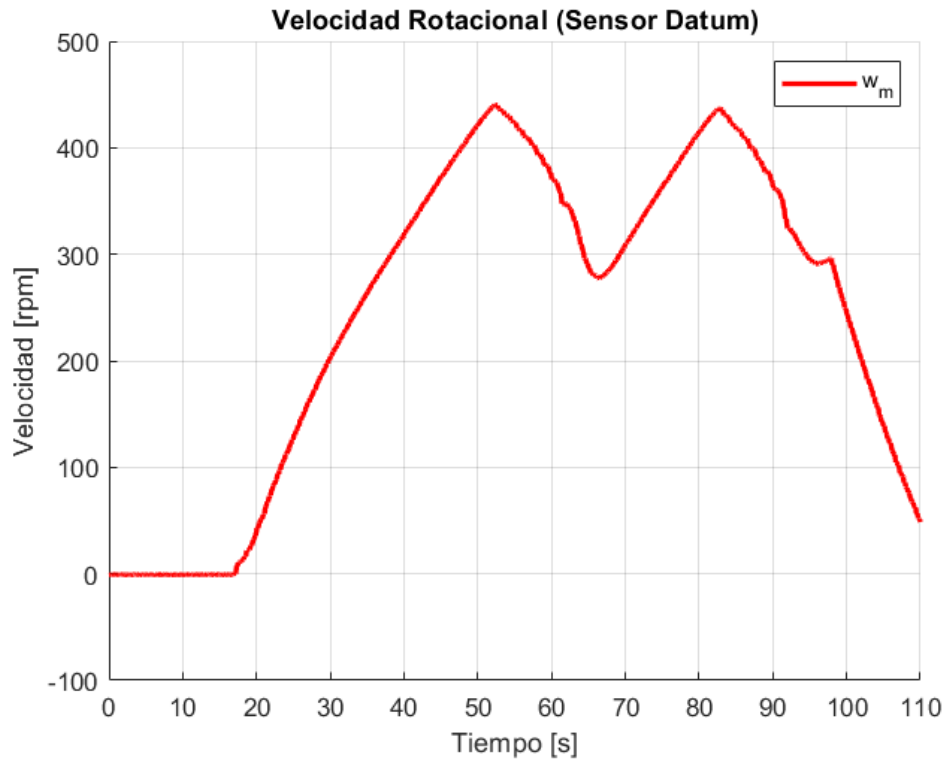


Figura 5.2: Velocidad medida durante la prueba del montaje mecánico.

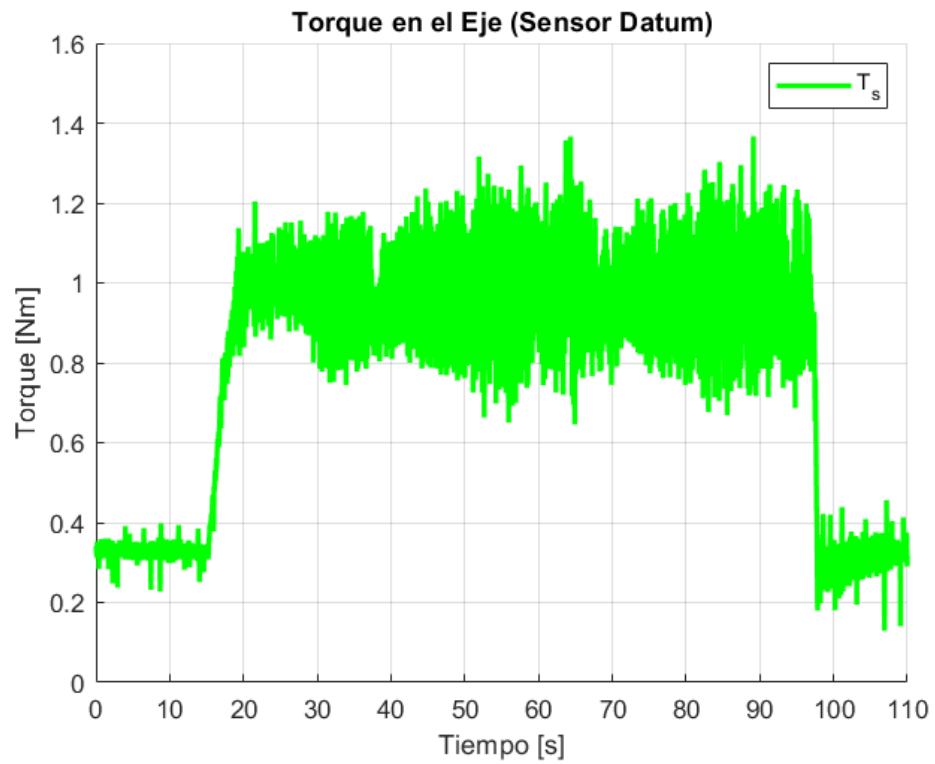


Figura 5.3: Torque medido en el eje durante la prueba del montaje mecánico.

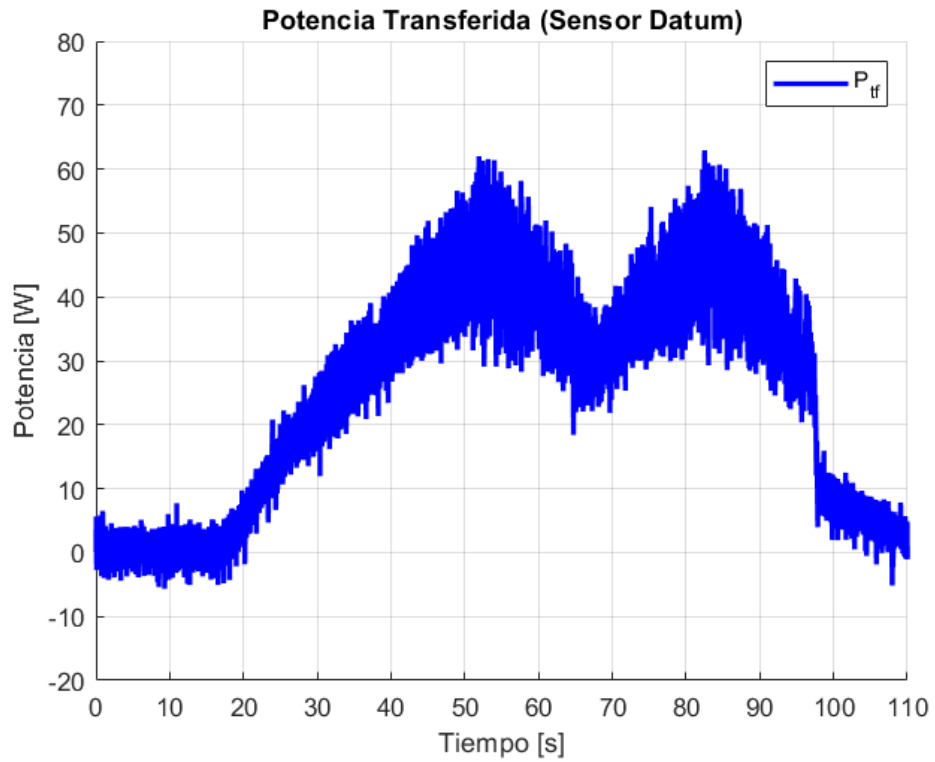


Figura 5.4: Potencia transferida durante la prueba del montaje mecánico.

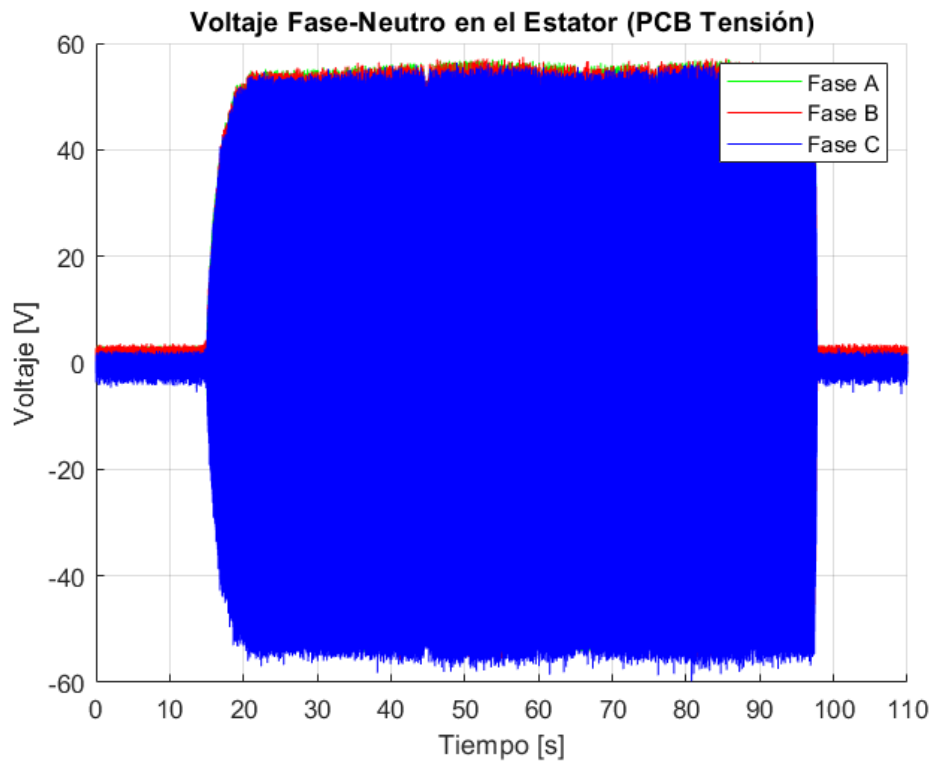


Figura 5.5: Voltaje trifásico a la salida del VARIAC durante la prueba del montaje mecánico.

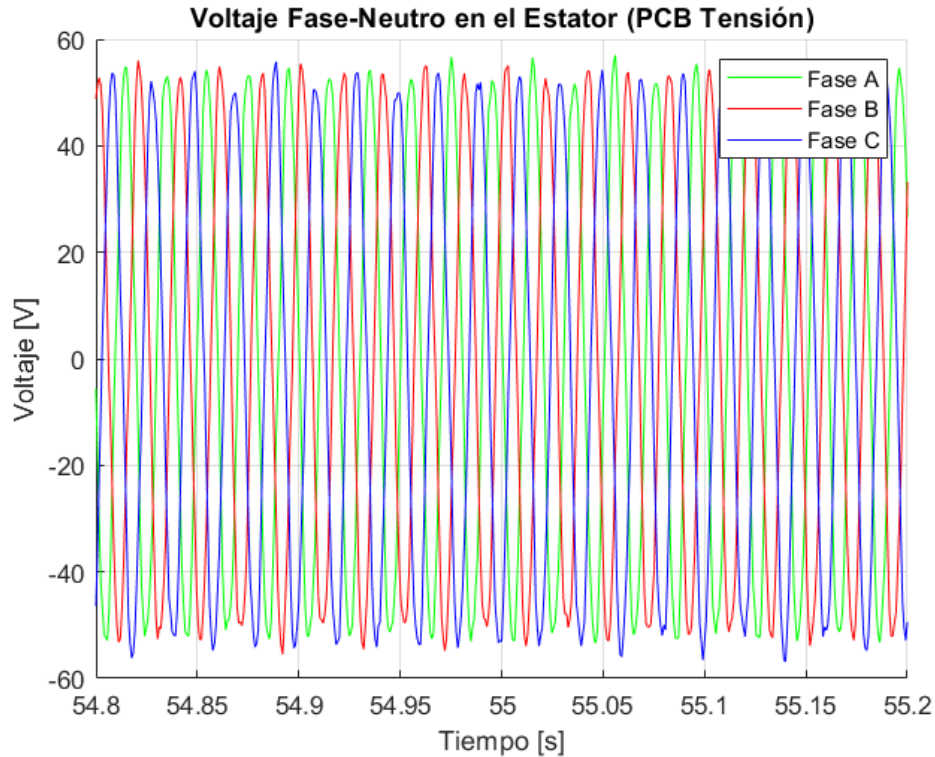


Figura 5.6: Acercamiento al voltaje trifásico a la salida del VARIAC.

5.2. Prueba Conversor

Dado que el inversor corresponde al elemento que ejerce el FOC indirecto, es fundamental probar este equipo para verificar que actúa en base a las señales de control enviadas por el controlador. Existen tres razones principales para probar este conversor. La primera y más importante es verificar que el módulo de potencia y los *gate drivers* funcionan de manera correcta. La segunda razón consiste en corroborar que el sistema de protección de los pulsos de disparo funciona cuando resulta necesario, y la tercera razón es para asegurarse que los datos de las variables medidas por los sensores del VSI se están guardando de manera correcta.

Para probar el inversor se hace uso de las mismas cargas resistivas utilizadas en la Subsección 4.2.5. La configuración de estas se muestra en el diagrama circuital de la Figura 5.7, donde se puede apreciar que estas se conectan al VSI en una configuración delta. Para medir la temperatura del módulo de potencia, el voltaje del enlace DC y las corrientes a la salida del inversor, se hace uso de los sensores que este ya tiene incorporados. La veracidad de estas mediciones ya fue comprobado en el capítulo anterior. A pesar de esto, se hace uso de sondas diferenciales para monitorear la tensión en el enlace DC, así como también para medir la corriente de la fase U y el voltaje entre las fases U y V mediante el osciloscopio. Las mediciones de los sensores del inversor se obtienen mediante el bloque *To-File* de PLECS, el cual guarda los datos cada 0,1 [ms] en un archivo *.mat*, el cual se almacena en un *pendrive*.

Dado que se está haciendo uso de tensiones peligrosas, se necesita de ciertas medidas de seguridad. En primer lugar, las cargas resistivas se dejan dentro del *rack* en caso de fallas, tal como se observa en la Figura 5.8. Por otro lado, se agrega el bloque *Powerstage Protection*

de PLECS para evitar la modulación durante condiciones peligrosas¹. Este desactiva la generación de pulsos de disparo en la RTBOX cuando V_{dc} se encuentra fuera del rango típico de 530 a 670 [V] o cuando la amplitud de la corriente de línea en alguna de las fases supera los 8 [A]. Por otra parte, el VSI genera la señal $\backslash Fault$ que desactiva los *gate drivers* ante la presencia de cortocircuito, sobrecorriente o sobretensión. Si se llegase a presentar una sobrecorriente, el tiempo de retardo entre la ocurrencia de este evento y la desactivación de los *gate driver* de baja es de ≈ 1 [μs] [18]. Adicionalmente, la entrada positiva de cada *gate driver* está protegida por un filtro de falla adicional y una resistencia *pull-down*, mientras que las entradas negativas se conectan entre sí a una señal $\backslash Enable$. Esta señal solo sirve para activar los *gate drivers*, si se desea apagarlos se debe utilizar el bloque *Powerstage Protection*.

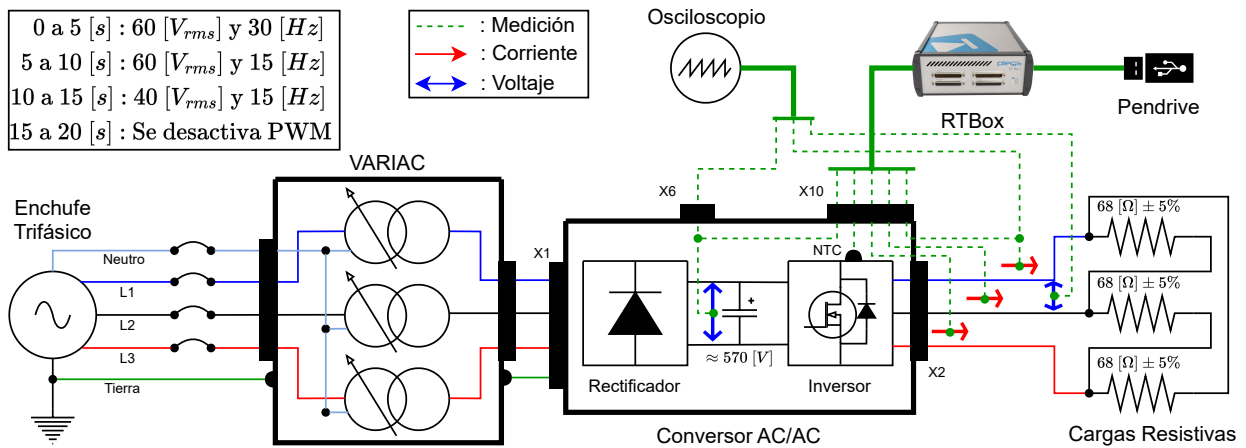


Figura 5.7: Diagrama circuital de la prueba del convertidor con resistencias.

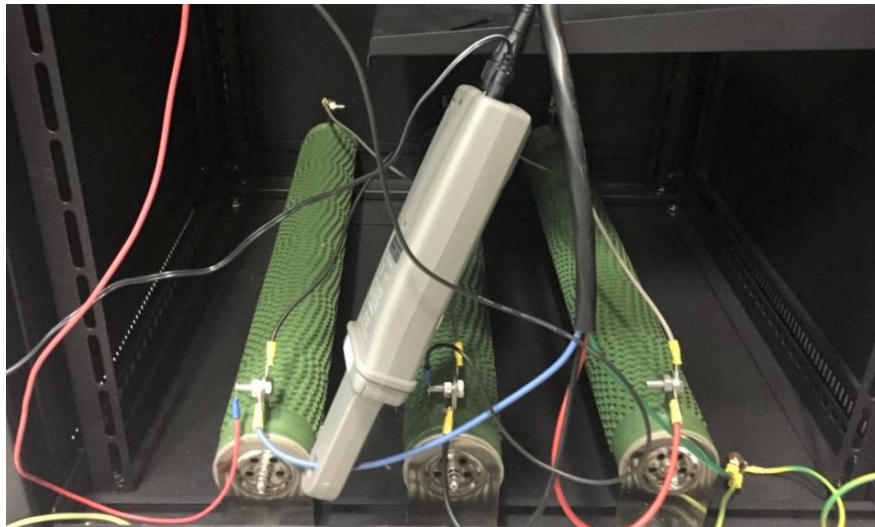


Figura 5.8: Montaje de las resistencias para la realización de la prueba del convertidor.

Para formular la prueba del inversor, se simula su operación con las cargas resistivas modulando tensiones de referencia en cada fase. La idea de esta prueba es corroborar que el VSI puede variar el valor efectivo y la frecuencia del voltaje de salida en plena operación. En

¹También se puede detener el envío de señales utilizando la opción *Stop* de la interfase *web* de la RTBOX.

base a esto y a la simulación, se decide accionar el inversor durante 20 [s]. En los primeros 5 [s] se modula un voltaje de 60 [V_{rms}] a 30 [Hz], tras lo cual se reduce la frecuencia a 15 [Hz]. Luego, a los 10 [s] se reduce voltaje a 40 [V_{rms}] y a los 15 [s] se apaga la PWM de la RTBOX. Cabe señalar que para esta prueba se establece que la tensión del enlace DC es de ≈ 570 [V].

Tras realizar la prueba se obtienen los datos arrojados por los sensores del inversor, los cuales se grafican utilizando MATLAB. En primer lugar, la Figura 5.9 muestra el voltaje arrojado por el NTC. Haciendo uso de la Figura 4.34, se tiene que la temperatura del módulo de potencia aumenta a 35°C durante la conmutación, tras lo cual vuelve a la temperatura ambiente de 32°C. Por otra parte, en la Figura 5.10 se observa el voltaje del enlace DC, cuya magnitud disminuye en función de la amplitud de la corriente trifásica a la salida del VSI.

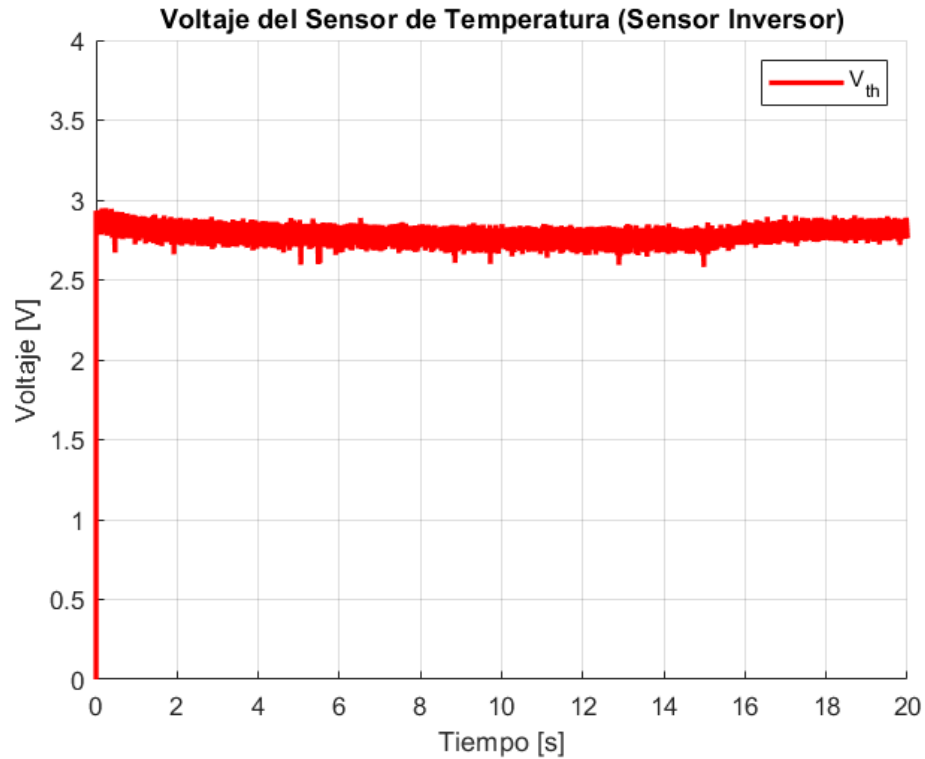


Figura 5.9: Voltaje del sensor de temperatura durante la prueba del conversor.

Por último, la corriente de línea en las resistencias se observa en la Figura 5.11. En particular, en esta gráfica se comprueba que tanto las tensiones como las frecuencias de referencia que se establecen en la RTBOX efectivamente son moduladas por el inversor. Por otra parte, para verificar que la amplitud de las corrientes tiene sentido, basta con recordar que las resistencias son de 68 [Ω] y que $3I_y = I_d$. Luego, se tiene que la corriente debiese ser de 2,65 [A_{rms}], que es lo que efectivamente se tiene entre 0 y 10 [s]. Para ver en detalle el cambio de frecuencia, se realiza un acercamiento que se muestra en la Figura 5.12. Aquí se observa la presencia de contenido armónico, por lo que se aplica la FFT entre los 5 y 10 [s] con una fundamental de 15 [Hz]. Con esto se obtiene la Figura 5.13, en donde resalta la presencia del 5^{to}, 7^{mo}, 13^{vo}, 19^{vo} y 21^{vo} armónico. En este caso, la THD de las fases A, B y C es del 12,93 %, 6,3 % y 12,72 %, respectivamente. Esto indicaría que la distorsión de la fase C en la Figura 4.37 persiste en la medición real, aunque no sería la única presente en la medición.

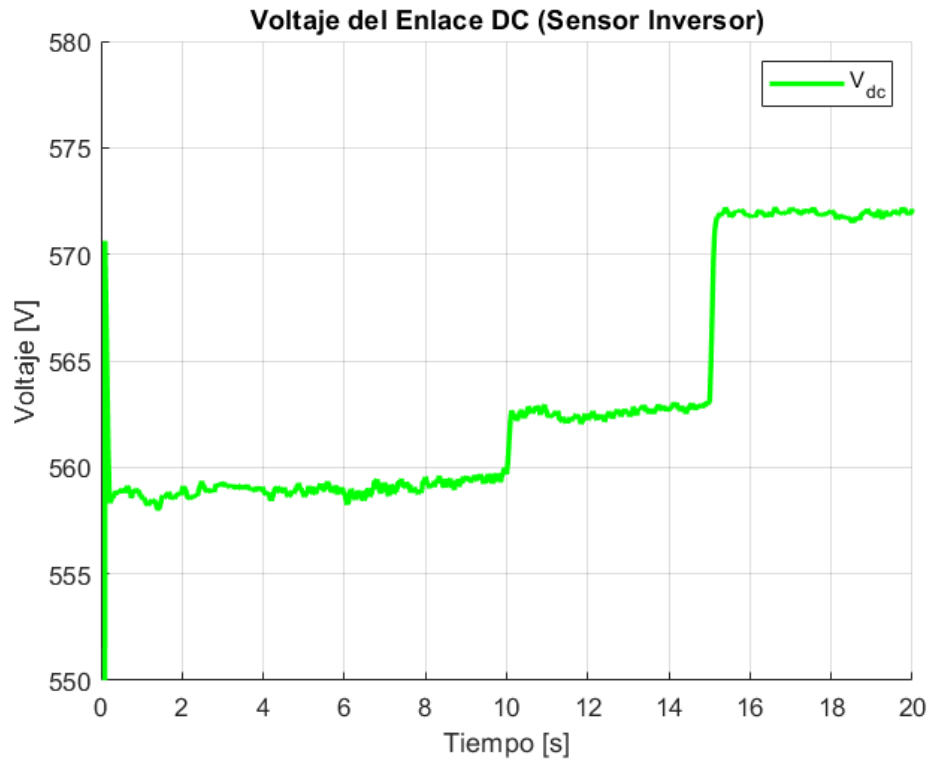


Figura 5.10: Voltaje en el enlace DC durante la prueba del convertor.

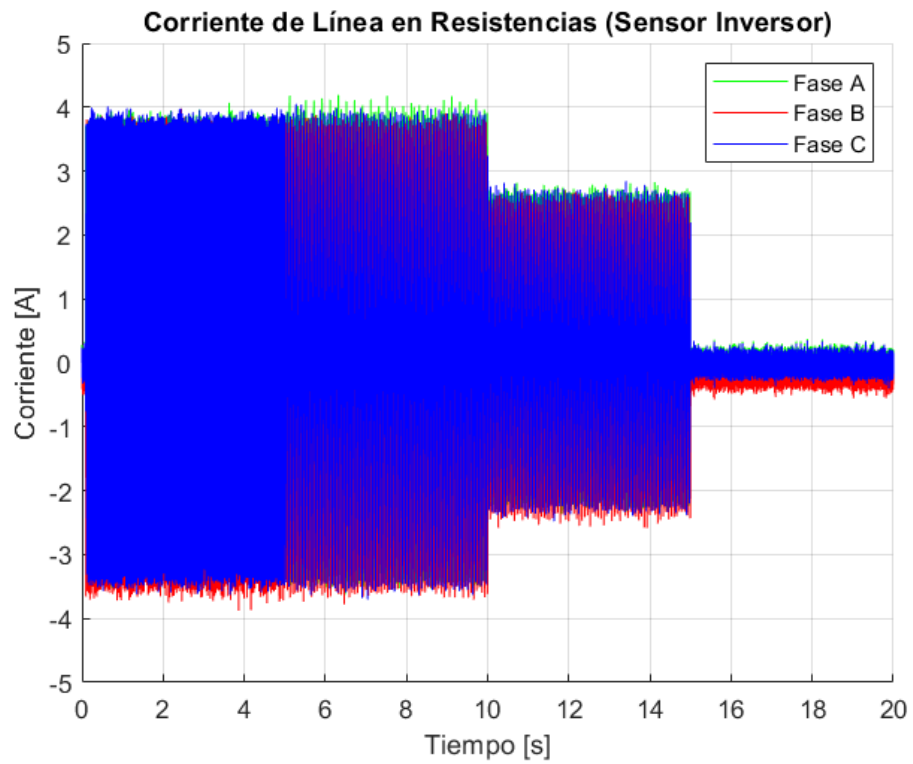


Figura 5.11: Corriente trifásica a la salida del VSI obtenida de la prueba del convertor.

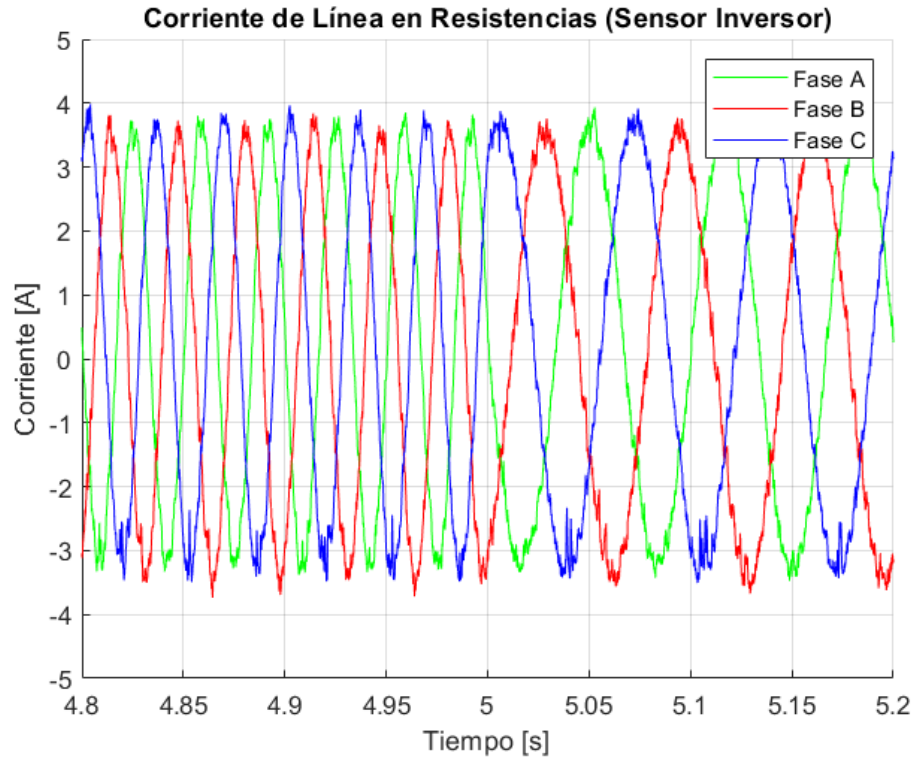


Figura 5.12: Cambio de frecuencia de la corriente trifásica en la prueba del convertor.

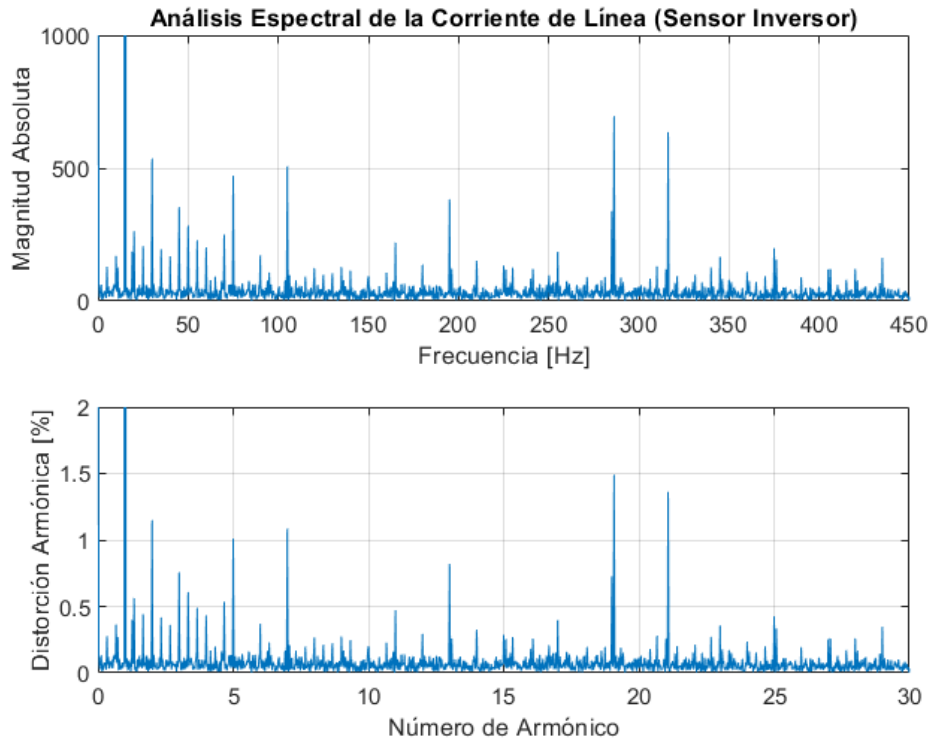


Figura 5.13: Análisis espectral de la corriente trifásica en la prueba del convertor.

5.3. Análisis y Discusión

A partir de los resultados obtenidos en las Secciones 5.1 y 5.2, se puede mencionar que la utilización de un VARIAC entre el TDA y el VSI no otorga mayor beneficio más que la regulación del voltaje de alimentación. Este elemento fue seleccionado dado que en teoría permite filtrar parte de los armónicos de baja frecuencia provenientes de la red. Sin embargo, esto no se ha probado dados los resultados presentados. Al contrario, el VARIAC está sujeto a las distorsiones de la red y no permite regular la corriente de alimentación. En base a esto, es preferible utilizar un reactor de línea o una fuente AC controlable entre el TDA y el VSI.

Respecto a las conexiones utilizadas en esta implementación, podría asegurarse que los conductores y terminales utilizados en la parte de potencia fueron apropiados ya que no presentaron problema alguno. Sin embargo, en las conexiones destinadas al envío de señales hubo algunos obstáculos durante su implementación. En un principio no se aterrizó el apantallamiento de los cables de señales dado que se creyó innecesario. Sin embargo, tras visualizar la recepción de los pulsos en el VSI, se optó por soldar un extremo del apantallamiento al escudo de los conectores de la RTBOX, teniendo la precaución de no formar bucles de tierra. Por otra parte, el efecto de la interferencia electromagnética obligó a reducir el largo de estos cables. Ahora bien, se sabe que el sobrepaso observado en la Figura 4.40 se debe a la interferencia y no al diseño del cable, ya que se probó el envío de pulsos del cable en HIL.

Es importante destacar que hubo ciertos elementos que no se ocuparon finalmente en la implementación de este experimento. En particular, no se utilizó el *software* DUI Config-v2.5.0 ni la aplicación móvil *DatumConnect* que proporciona el DCI. Tampoco se hizo uso de la medición de empuje que proporciona el transductor de torque. Por su parte, tampoco se ocuparon las señales digitales de los sensores incorporados en el inversor. La principal razón para no utilizar estos elementos se debe a que no eran importantes y por temas de tiempo.

También hay que mencionar que el TDA activa las protecciones cuando se cierra el relé contactor de emergencia. Se sabe que esto es producto del VARIAC, ya que al estar su tensión relacionada con el flujo ($V = N \cdot \partial\phi/\partial t$) se tiene que al conectar la tensión al primario sin la existencia de flujo se obtiene un casi cortocircuito. Si bien este equipo fue útil al realizar las pruebas, este no posee aislación galvánica y no se conoce cual es su nivel de filtrado ante armónicos de baja frecuencia. Luego, se recomienda que el sistema experimental ya validado cambie este autotransformador por un reactor de línea en el futuro, tal como se recomienda en [18]. Adicionalmente, se debe asegurar mejor la pared trasera del *rack* y se debe considerar la posibilidad de utilizar fibra óptica para el envío de pulsos en una próxima oportunidad.

Entre lo que se encontró en las prueba del montaje mecánico, lo primero que se puede decir es que se debe corregir este para evitar la generación de vibraciones transversales que interfieran en la validación del sistema de control de vibraciones torsionales que se busca probar. También se puede afirmar que accionar la SCIM mediante el VARIAC no es una alternativa viable, ya que no otorga flexibilidad en la regulación de velocidad, no permite la regulación del torque y hay susceptibilidad a las distorsiones de la red. Respecto a la prueba del convertidor, se confirma que la adquisición de datos mediante el bloque *To-File* funciona correctamente y que el bloque *Powerstage Protection* permite anular la PWM durante plena operación de la RTBOX cuando hay condiciones peligrosas. Sin embargo, lo más importante es que se corrobora que el inversor actúa en base a las instrucciones que le da el controlador.

Conclusión

Primero que todo, hay que mencionar que este documento ha sido modificado en ciertas ocasiones en base a las correcciones señaladas por la comisión evaluadora de esta memoria. Dicho esto, hay que partir analizando si se cumplieron los objetivos expuestos en el primer capítulo de este informe. Partiendo por el objetivo general, hay que mencionar que este se cumplió, aunque de manera parcial. Esto se debe a que por una parte se dejó implementado todo el sistema de control vectorial para la SCIM, pero por otra parte, falta validar el funcionamiento de este sistema en forma experimental. Esto último se debe a que durante la realización de la prueba final del sistema de control se incendió el módulo de potencia del VSI. Por lo tanto, este debe ser reparado para poder validar el sistema que se ha implementado.

Respecto a los objetivos específicos señalados al inicio de este documento, se puede dar cuenta de que estos se cumplieron en su totalidad. Específicamente, se realizó el estudio, la identificación y los ensayos respectivos a los distintos equipos que conforman el sistema experimental en cuestión. También se validó el sistema de control mediante la realización de simulaciones computacionales, tanto convencionales como en tiempo real. Además, se dejaron establecidas todas las conexiones del sistema de control, así como también las del sistema eléctrico. Por otra parte, se comprueba el correcto envío y recepción de señales entre el inversor, los sensores y la RTBOX. Además, se pudo comprobar que esta última se puede utilizar efectivamente para recibir mediciones y para enviar pulsos de disparo. Por último, se pudo confirmar que el inversor funciona en base a las señales de control dadas por la RTBOX.

Ahora bien, faltan algunas cosas por hacer antes de poder validar experimentalmente el funcionamiento del sistema de control que se propone en el proyecto Fondecyt 11200866. En primer lugar, se debe reparar el VSI al cual se le quemó el módulo de potencia. Esto requerirá de tiempo ya que se ha quemado parte de la PCB, por lo que se deben restablecer ciertas conexiones, además de que se tendrán que realizar los ensayos correspondientes para validar tal reparación. En segundo lugar, se deben realizar nuevamente las pruebas expuestas en las Secciones 4.2.5, 5.1 y 5.2, procurando realizar el análisis espectral de la corriente en la Figura 4.37 y de la tensión en la Figura 5.5. Estas pruebas tienen que realizarse nuevamente dado que se estará trabajando con un inversor adulterado, por lo tanto, se debe verificar que los resultados obtenidos con este sean similares a los que se han logrado hasta ahora. Por último, se debe validar que el control vectorial implementado en este trabajo funciona de manera óptima para ser utilizado en la prueba experimental del proyecto Fondecyt 11200866.

Resulta pertinente mencionar algunos de los principales hallazgos encontrados a lo largo de este trabajo, especialmente en la fase de implementación del sistema experimental. Primero

que nada, cuando las cosas se implementan en la realidad empiezan a surgir detalles que jamás se hubieran tomado en consideración en la fase de diseño. Esto es algo inevitable en cierto sentido, ya que es muy difícil tener presente todos los factores que podrían llegar a influir en la práctica. Por otra parte, es importante nunca confiar del todo en el código de colores de una instalación ya realizada por otra personas. Siempre hay que verificar que las conexiones sean las correctas y no hacer supuestos al respecto. Así se evitan posibles situaciones peligrosas.

Durante el estudio de señales se encontró que varias de las mediciones recibidas por la RT-BOX presentaban niveles de ruido un tanto excesivos para la correcta realización del sistema de control. A priori esto era de esperar, ya que a pesar que los cables de señales estuviesen trenzados y estuvieran cubiertos por apantallamiento, la contaminación electromagnética presente en un ambiente de laboratorio como el del experimento iba a generar algún grado de interferencia. En particular, el ruido en las señales de torque y velocidad es sumamente perjudicial para verificar el control predictivo para reducir vibraciones torsionales. Si bien en este caso se opta por utilizar filtros para eliminar el ruido, hay que tener claro cuál es la magnitud del filtrado apropiado, ya que se corre el riesgo de eliminar información valiosa.

A lo largo de este trabajo se obtuvieron aprendizajes que vale la pena mencionar. El primero de estos corresponde a la manipulación de herramientas para trabajos eléctricos y de electrónica, en especial considerando que parte de la carrera universitaria fue realizada en contexto de pandemia, por lo que este trabajo de título permitió recuperar todo el aspecto práctico de la profesión que se perdió en la cuarentena. También, se aprendió que los protocolos de comunicación son primordiales para el funcionamiento de un sistema de control. Además, esta memoria permitió entender cómo se realiza la programación de un simulador en tiempo real, en este caso de la RTBOX. Por su parte, hay que destacar que el multímetro y el osciloscopio fueron fundamentales para el estudio de circuitos y señales, respectivamente. Por último, hay que tener presente que jamás hay que apurarse en el trabajo experimental, especialmente cuando se trabaja con electrónica de potencia, ya que hasta una simple equivocación como un cambio en una unidad de medida puede traer consecuencias devastadoras.

A continuación, se presentan los puntos que han quedado propuestos como trabajo futuro:

- Implementar fibra óptica para el envío de los pulsos de disparo del controlador al inversor. De esta manera se reduce el ruido que se genera a altas frecuencias de conmutación.
- Implementar un sistema de frenado disipativo para ser usado en el frenado de la SCIM.
- Alinear la transmisión mecánica y hacer un soporte estable para el sensor de torque.
- Realizar el análisis de frecuencias de resonancia para reconocer cuales son la componentes que generan vibraciones mecánicas y cuál es la naturaleza de estas perturbaciones.
- Implementar el control predictivo de compensación de torque para ver si efectivamente se logran reducir las vibraciones torsionales en el eje del tren de transmisión mecánica.

Una vez realizados los puntos que quedaron pendientes, se podrá validar experimentalmente el proyecto Fondecyt 11200866. De todas maneras, este trabajo se concluye dejando implementado un sistema experimental y con un manual de operación para los futuros operadores.

Bibliografía

- [1] G. Abad, Jesus Lopez Taberna, Miguel Rodríguez, Luis Marroyo, and Grzegorz Iwanski. *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation*, volume 86. John Wiley and Sons Inc., 09 2011.
- [2] Hirofumi Akagi; Edson Hirokazu Watanabe; Mauricio Aredes. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [3] Ken Arnold and Maurice Stewart. *Surface Production Operations: Design of Gas-Handling Systems and Facilities (Second Edition)*. Elsevier, 1999.
- [4] Walter Brokering Christie and Rodrigo Palma Behnke. *Atrapando el Sol en los Sistemas Eléctricos de Potencia*, volume 1. SERC Chile, 12 2018.
- [5] Richard Crowder. *Electric Drives and Electromechanical Systems (Second Edition)*. Elsevier Ltd., 2019.
- [6] Luis Vargas D. Conversión electromecánica de la energía. In *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile*, 2003.
- [7] Rik De Doncker, Duco Pulle, and André Veltman. *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*, volume 52. Springer, 01 2011.
- [8] Superintendencia de Electricidad y Combustibles. Electricidad - instalaciones de consumo en baja tensión. In *NCH Elec. 4/2003*, 2003.
- [9] Roberto Cárdenas Dobson. Control vectorial de máquinas de inducción jaula de ardilla. In *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile*, 2011.
- [10] Roberto Cárdenas Dobson. Modulación pwm, introducción y conceptos básicos. In *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile*, 2011.
- [11] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)*. Springer New York, NY, 2001.
- [12] Luis J. Garcés. Parameter adaption for the speed-controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-

- 16(2):173–178, 1980.
- [13] Jan Fredrik Hansen and Frank Wendt. History and state of the art in commercial electric ship propulsion, integrated power systems, and future trends. *Proceedings of the IEEE*, 103(12):2229–2242, 2015.
- [14] J. Holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1194–1214, 1994.
- [15] Felipe A. Herrera Ibáñez. Cascaded optimal switching sequence model predictive control for the 3l-npc with lc filter. In *Tesis para Optar al Grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería, Mención Eléctrica, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile*, 2022.
- [16] Datum Electronics Inc. M425 torque transducer. In *Product Overview*, 2022.
- [17] Infineon Inc. 1edixxi12ah/1edixxh12ah. In *EiceDRIVER™ 1EDI Compact Single channel IGBT gate driver IC in wide body package*, 2016.
- [18] Infineon Inc. Eval-m5-e1b1245n-sic. In *CoolSiC™ MOSFET Motor Drives Evaluation Board for 7.5 kW*, 2019.
- [19] Infineon Inc. Fs45mr12w1m1_b11. In *EasyPACK™ module with CoolSiC™ Trench MOSFET and Press FIT/NTC*, 2020.
- [20] Infineon Inc. An2007-04. In *Calculate and minimize the dead time for IGBTs*, 2021.
- [21] LEM Transducers Inc. Voltage transducer lv 25-p. In *Product Data Sheet*, 2019.
- [22] MarelliMotori Inc. High efficiency induction motors. In *M6Q Catalogue*, 2014.
- [23] Plexim GmbH Inc. Rt box user manual. In *The Simulation Platform for Power Electronics Systems*, 2022.
- [24] Plexim GmbH Inc. User manual version 4.6. In *The Simulation Platform for Power Electronics Systems*, 2022.
- [25] Jishnu Kavil Kambrath, Aaron Alexander Ayu, Youyi Wang, Yong-Jin Yoon, Xiong Liu, Chandana Jayampathi Gajanayake, and Amit Kumar Gupta. Dynamic study of electromechanical interaction in marine propulsion. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–8, 2016.
- [26] Jishnu Kavil Kambrath, Changwoo Yoon, Jose Mathew, Xiong Liu, Youyi Wang, Chandana Jayampathi Gajanayake, Amit Kumar Gupta, and Yong-Jin Yoon. Mitigation of resonance vibration effects in marine propulsion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(8):6159–6169, 2019.
- [27] Dinesh Kumar and Firuz Zare. A comprehensive review of maritime microgrids: System architectures, energy efficiency, power quality, and regulations. *IEEE Access*, 7:67249–

67277, 2019.

- [28] Jorge Romo L. Apuntes de conversión de energía. In *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile*, 2015.
- [29] Jose I. Leon, Samir Kouro, Leopoldo G. Franquelo, Jose Rodriguez, and Bin Wu. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5):2688–2701, May 2016. Publisher Copyright: © 2016 IEEE.
- [30] J. Maes and J. Melkebeek. Discrete time direct torque control of induction motors using back-emf measurement. In *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, volume 1, pages 407–414 vol.1, 1998.
- [31] Mikael Manngård, Wictor Lund, Joni Keski-Rahkonen, Juuso Nänimäinen, Ville-Pekka Saarela, Jerker Björkqvist, and Hannu T. Toivonen. Estimation of propeller torque in azimuth thrusters. *IFAC-PapersOnLine*, 52(21):140–145, 2019. 12th IFAC Conference on Control Applications in Marine Systems, Robotics, and Vehicles CAMS 2019.
- [32] Antonio J. Marques Cardoso, Evgenij Popkov, and Evgenij Koptjaev. Evolution and development prospects of electric propulsion systems of large sea ships. In *2020 International Ural Conference on Electrical Power Engineering*, pages 296–303, 2020.
- [33] T.J. McCoy. Trends in ship electric propulsion. In *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, volume 1, pages 343–346 vol.1, 2002.
- [34] Viviana Meruane. Vibraciones mecánicas, apuntes para el curso. In *Departamento de Ingeniería Mecánica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile*, 2022.
- [35] Kenneth Mordi, Md Maksudul Hossain, Dereje Woldegiorgis, Haider Mhiesan, and H.A. Mantooth. Comparative study of power semiconductor devices using saber-simulink co-simulation. In *2019 IEEE 7th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, pages 354–358, 10 2019.
- [36] Tore M. Undeland Ned Mohan and William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design (Second Edition)*. John Wiley and Sons Inc., 1995.
- [37] Chee Mun Ong. Dynamic simulation of electric machinery : using matlab/simulink. In *Prentice Hall Inc.*, 1997.
- [38] Oleg Wasynczuk Paul C. Krausse and Scott D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Springer, 2002.
- [39] Nguyen Phung Quang and Jörg-Andreas Dittrich. *Vector Control of Three-Phase AC Machines - System Development in the Practice*. Springer, 01 2015.
- [40] Constanza Ahumada S. Controladores pid modificados (parte 1), diapositivas para el

- curso el4004. In *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile*, 2020.
- [41] Ivo Senjanović, Ivica Ančić, Gojko Magazinović, Neven Alujević, Nikola Vladimir, and Dae-Seung Cho. Validation of analytical methods for the estimation of the torsional vibrations of ship power transmission systems. *Ocean Engineering*, 184:107–120, 2019.
- [42] Ljubisa Stevanovic, Kevin Matocha, Zachary Stum, P.A. Losee, Arun Gowda, John Glaser, and Richard Beaupre. Realizing the full potential of silicon carbide power devices. In *IEEE Xplore*, pages 1 – 6, 07 2010.
- [43] The MathWorks™Team. Asynchronous machine: Model dynamics of three-phase asynchronous machine. In *Help Center, The MathWorks Inc.*, 1994-2022.
- [44] J. S. Thongam, M. Tarbouchi, A. F. Okou, D. Bouchard, and R. Beguenane. Trends in naval ship propulsion drive motor technology. In *2013 IEEE Electrical Power & Energy Conference*, pages 1–5, 2013.
- [45] Diego Sepúlveda V. Model predictive control for the reduction of marine propellers vibrations. In *Tesis de Magister en Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile*, 2022.
- [46] S.N. Vukosavic. *Electrical Machines*. Springer, 2013.
- [47] Piotr Wach. *Dynamics and Control of Electrical Drives*. Springer Berlin, Heidelberg, 2011.
- [48] Liuping Wang. Model predictive control: Design and implementation using matlab (t-3). In *2009 American Control Conference*, pages 25–26, 2009.
- [49] Bin Wu and Mehdi Narimani. *High-Power Converters and AC Drives (Second Edition)*. Wiley-IEEE Press, 2017.
- [50] Ariel Valdenegro E. y Jorge Romo L. Máquinas de inducción trifásicas. In *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile, Oficina de Publicaciones Docentes, Publicación N°39*, 1982.

Anexo A

Tabla 5.1: Componentes utilizados en la elaboración de conectores y de la PCB de tensión.

Categoría	Componente/Usó	Fabricante	Modelo	Unidades totales	Unidades utilizadas	Unidades restantes
Accesorios	Amarra cable	Fixser	/	25	10	15
	Banda de envoltura en espiral	/	/	10 [m]	6 [m]	4 [m]
	Brida para montaje del encoder	Omron	E69-FBA	1	0	1
	Montaje de servo para encoder	Omron	E69-2	1	0	1
	Espaciador M3 10mm + 6mm con tuerca	Max Electrónica	S-038	20	8	12
	PCB para sensores LEM LV 25-P	/	/	4	1	3
	Conduit flexible 32mm	Goolux	/	5 [m]	1 [m]	4 [m]
	Riel DIN	/	/	100 [cm]	52 [cm]	48 [cm]
	Tornillos y tuercas M4	/	/	10	2	8
	Tuerca hexagonal T8 M5	/	/	40	5	35
	Perno cocina M5	/	/	20	0	20
	Golilla M5	/	/	20	3	17
	Prisionero allen M6	/	/	20	1	19
	Tornillo y tuerca de 6mm	/	/	6	6	0
	Tornillo y tuerca de 8mm	/	/	6	0	6
	Abrazadera de ferrita	API Delevan	BF1125-3	2	2	0
Cables	Superflex/Multiflex 4x12 AWG	Cocesa / Nexans	SKU: 122052	10 [m]	7 [m]	3 [m]
	Superflex/Multiflex 5x10 AWG	/	/	2 [m]	2 [m]	0 [m]
	Cable negro 18 AWG 6 [m]	/	/	1	0	1
	Cable rojo 18 AWG 2 [m]	/	/	1	0	1
Conectores	Conector input PCB	ERNI	225677	10	6	4
	Conector output PCB	TE Connectivity	1-2834016-2	10	3	7
	Conector de señales del inversor	TE Connectivity	2-87631-7	5	0	5
	Mediciones digitales del inversor	TE Connectivity	102387-3	4	1	3
	Conector a medición X11 del inversor	TE Connectivity	87631-1	5	0	5
	Crimps para terminales de TE Connectivity	TE Connectivity	87756-7	100	72	28
	Conexión de señales input/output inversor	HARTING	0 9271326903	5	1	4
	Conexión de outputs A/D a RTBox	Cinch	40-9737M	5	1	4
	Conexión de inputs a A/D a RTBox	Cinch	40-9737S	5	2	3
	Carcasa de conectores para la RTBox	NorComp	977-037-010R031	5	3	2
	Barrel/Jack alimentación PCB	CUI Devices	PJ-063AH	1	1	0
	Macho volante 3P+T 16A 380V IP-44	Ekoline	SKU: 608322	3	0	3
	Terminal ojo 12-10 AWG 4.3mm amarillo	Ekoline	IO606338	100	13	87
	Terminal ojo 12-10 AWG 5mm amarillo	/	/	20	4	16
	Terminal ojo 12-10 AWG 6mm amarillo	/	/	10	0	10
	Terminal ojo 12-10 AWG 8mm amarillo	/	/	30	20	10
	Terminal ojo 16-14 AWG 6mm azul	/	/	30	21	9
	Caja de conectores	/	X52224 B11-32-B-02	1	0	1
	Bolsa con ferrules de 22, 16 y 12 AWG	/	/	1	0	1
	Terminal de 10 AWG	/	/	20	13	7
	Conectores banana rojo	Hirschmann	934 099-101	7	4	3
	Conectores banana negro	Hirschmann	934 099-100	7	4	3
	Conectores banana gris	Tenna	76-1280	5	0	5
	Conectores banana hembra	B.B.C. tech	/	2	0	2
	4mm Banana Jack	STAUBLI	66.9685-21	10	0	10
	Terminales de 24 AWG	Phoenix Contact	3203024	10	10	0
Convertidores	DC/DC 5V a +15V/-15V	TRACO Power	TMR 1-0523	3	3	0
	Convertidor AC/DC alimentación PCB	CUI Inc.	SM118-5-V-P5R	1	1	0
Protecciones	Repuestos de fusible para inversor	Schurter	8020 . 5023	10	0	10
Semiconductores	OpAmps para ajuste de señales de salida	Analog Devices	LT1880CSS5TRMPBF	10	6	4
	Resistores entre OpAmps- SMD .5W 2.5k .1%	Vishay	PCNM2512E2501BST5	6	3	3
	Resistores para OpAmps - SMD .1W 10k .1%	Vishay	MCT06030E1002BP100	20	9	11
	Resistores de output LEM - SMD 100R 0.1%	TE Connectivity	CPF2512B100RE1	10	4	6
	Resistores de input LEM - SMD 100k 1W 1%	Bourns	CHV2515-FX-1003ELF	10	3	7
	Capacitores filtro - SMD 10uF 50V 10%	Murata	GRM32ER71H106KA2L	30	19	11
	Capacitores OpAmps - SMD 1nF +/-10% 50V	Samsung	CL10B102KB8NNNC	100	7	93
	Capacitores electrónicos 400VDC 1200nF 20%	EPCOS/TKD	B43630A9128M000	4	2	2
	Capacitores cerámicos 4.7uF 35V	TDK	C2012X5R1V475K125AC	10	0	10
	Resistores SMD 10ohms 1% 100ppm	Vishay	RCA080510R0FKEA	10	0	10

Tabla 5.2: Inventario de componentes del Laboratorio de Interacciones Electromecánicas.

Categoría	Componente	Fabricante	Modelo	Unidades
Accesorios	Adaptador multinorma 10 [A]/250 [V]	REMA	GR 1299	2
	Adaptador inalámbrico nano USB N 150 [Mbps]	tp-link	TL-WN725N	1
	Alargador de 6 tomas	Halux	/	1
	Alargador de 4 tomas	/	/	1
	Botón de emergencia NC	Techpushbutton	/	1
	Prensa estopa 12.5 AG	/	/	1
	Cargador de pilas	Nagashi	NNJ-649/19V	1
	Pilas AA recargables	Philco	/	2
	Pilas AAA recargables	Philco	/	2
	Interruptor unipolar C-16A	Bticino	/	1
	Placa de soldura	/	/	1
Cables	Cable ethernet 1 [m]	StarTech.com	N6PATC1MPL	2
	20 AWG SOLID PVC 100 [f]	Alpha Wire	3053/1 BK005	1
	20 AWG SOLID PVC 100 [f]	Alpha Wire	3053/1 GR005	1
	12 AWG 665x40 WH PRIC 15 [f]	TE Connectivity	82A0111-12-9	1
	Cables multiconductores CBL; 10/4C 600V 90C 15 [f]	Molex	1302261805	1
	24 AWG 5PR SHIELD 100 [f]	Alpha Wire	5475C SL005	1
	Alimentación osciloscopio (Enchufe E y L)	Keysight	8121-1600	2
	Alimentación fuente DC (Enchufe B)	Teledyne	KONICE RS	1
Salida fuente DC	Teledyne	GTL-203A	1	
Equipos	Inversor	Infineon	Eval-M5-E1B1245N-SiC	2
	Variador de frecuencia	Danfoss	VLT Micro Drive FC 51	1
	LCP con potenciómetro	Danfoss	132B0101	1
	Fuente DC	Teledyne	T3PS11230	1
	Simulador en tiempo real	Plexim	RT Box v.1.2	1
	Multímetro digital	Amprobe	AM-510-EUR	1
	Osciloscopio digital de 4 canales 100 [MHz] 2 [Gsa/s]	Keysight	InfiniiVision DS0X2014A	1
	Impresora de etiquetas	Brother	PT-E110	1
Resistores bobinados 2000W 68R 5%	TE Connectivity	TE2000B68RJ	3	
Herramientas	Alicate universal	Ubermann	F-5020370 21 8G	1
	Pelacables	Redline	7 807999 362293	1
	Alicate electricista	Stanley	84-223	1
	Atornillador de precisión	Ubermann	7 807999 359255	1
	Kit de pinzas	Duratool	D00349	1
	Par de guantes térmicos	/	/	1
	Lapiz para resistencias variables	Bourns	/	1
	Desatornillador para banana	/	/	1
	Cable de soldar	Chip Quik	SMD3SW.015 100g	1
	Decapante para soldaduras	Chip Quik	SMD291ST8CC	1
	Pasta térmica	HALNZIYE	HY510	1
	Mecha de soldadura	BK	50B550	1
	Pulsera antiestática	HARDEN	660226	1
	Crimpeadora 22-10 AWG	/	CHS-30J	1
	Crimpeadora 23-7 AWG	/	HSC8 6-4A	1
	Crimpeadora 24-10 AWG	/	HS-06WF	1
	Tijeras	Barrilito	/	1
	Cinta métrica 8m/26'	Stanley	/	1
	Nivel torpedo 203mm/8"	Stanley	/	1
Seguridad	Cadena de seguridad	Kingston	MicroSaver2.0	3
Sensores	Resolver	Haromax	21BRX709-E23AA	1
	Transductor de tensión	LEM	LV 25-P	3
	Sensor de torque	Datum	M425 Size 1	1
Sondas	150 [MHz] Sonda pasiva	Keysight	N2841A	4
	Sonsa diferencial 1400 [Vp-p]/25 [MHz]	PINTEK	DP-25	2
	Sonda de corriente AC/DC 100 [Amp]	PINTEK	PA-622	2

Anexo B

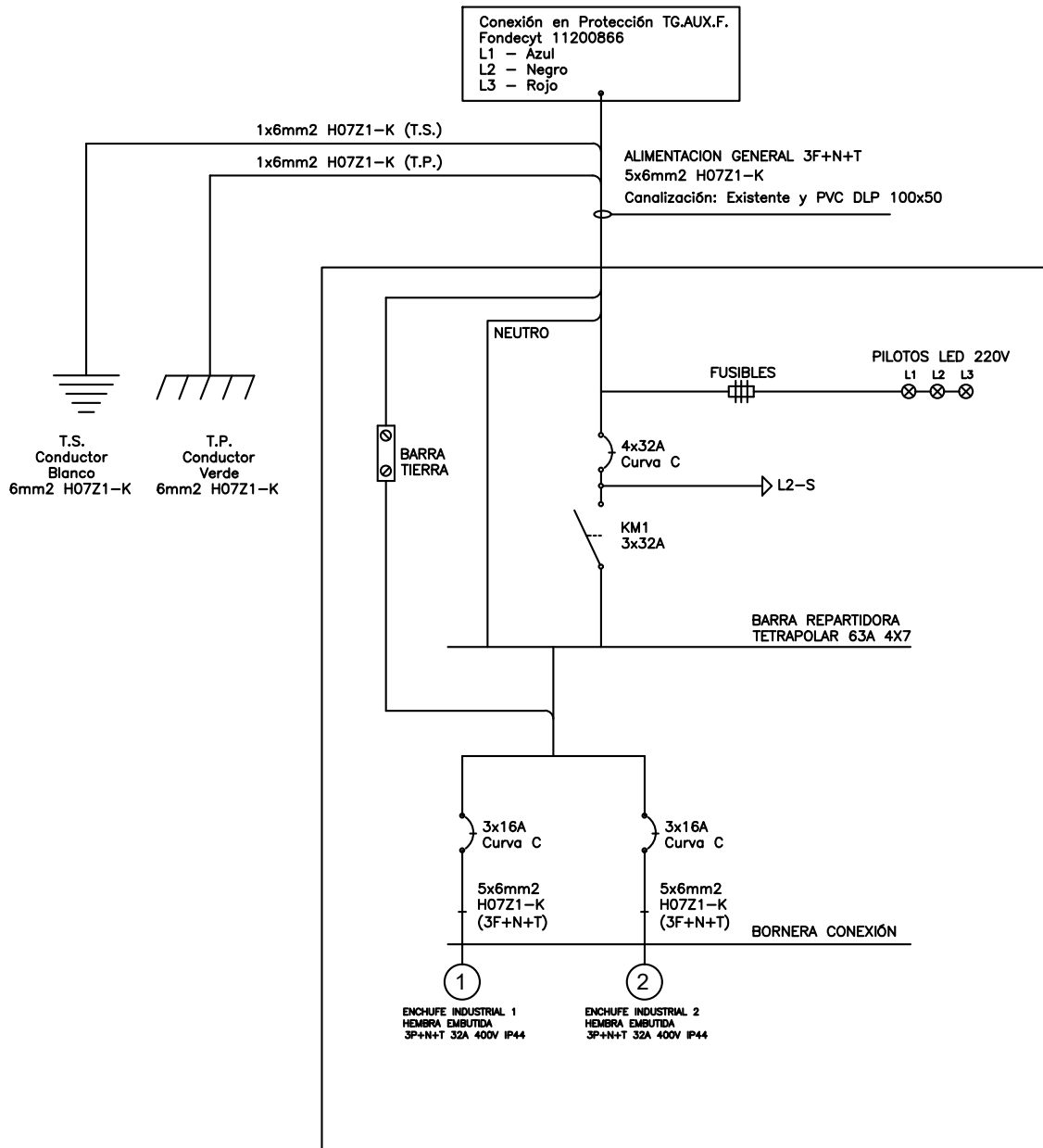


Figura 5.14: Diagrama unilineal del tablero eléctrico de alimentación.

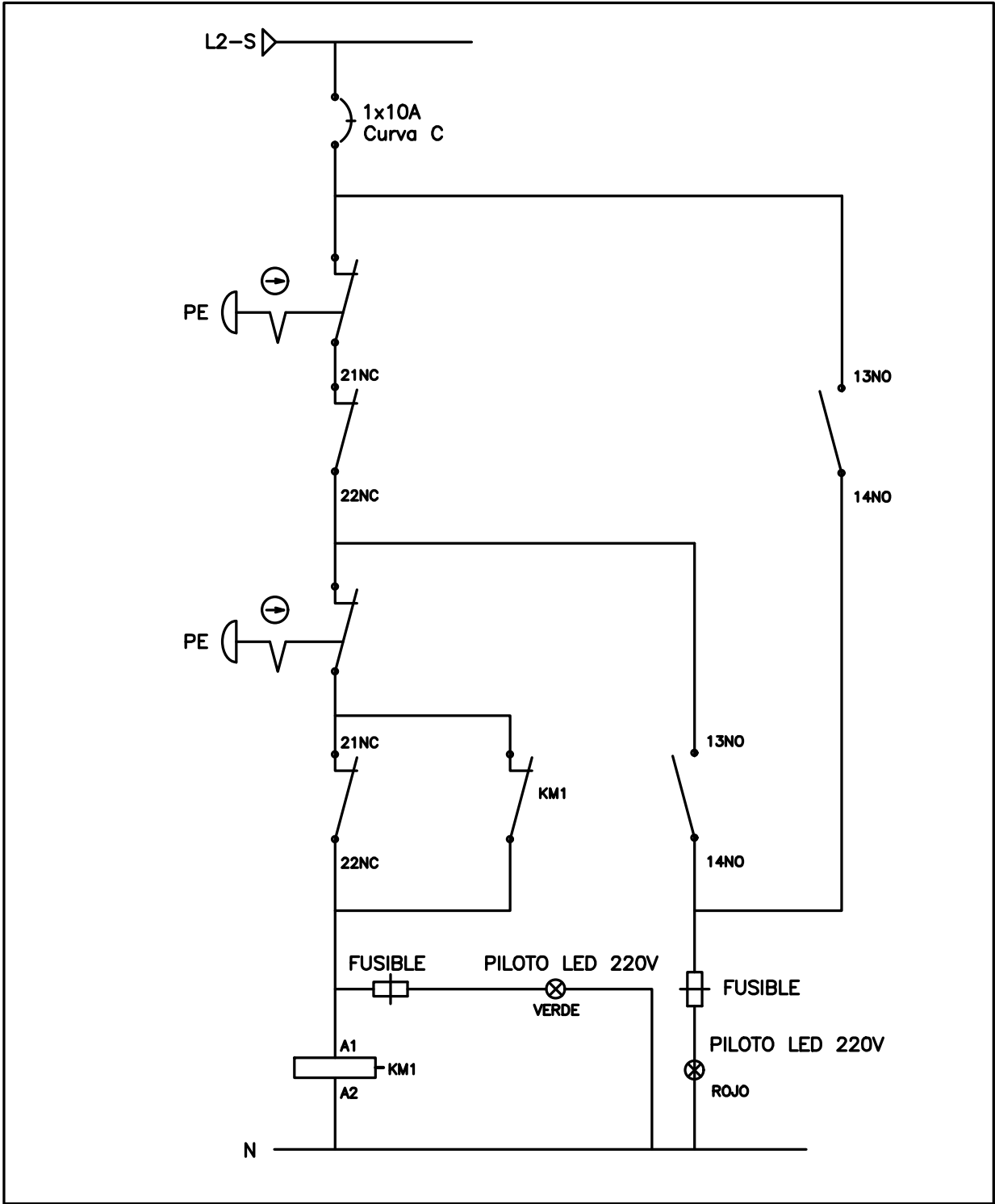


Figura 5.15: Diagrama del sistema de parada de emergencia del tablero eléctrico.

Anexo C

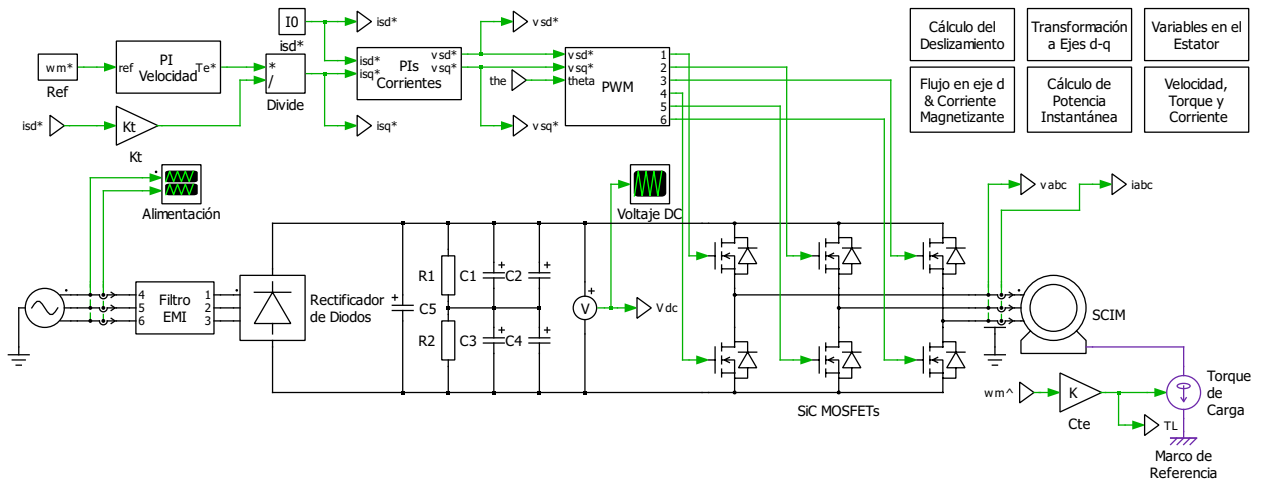


Figura 5.16: Diagrama de la simulación del sistema de control en PLECS.

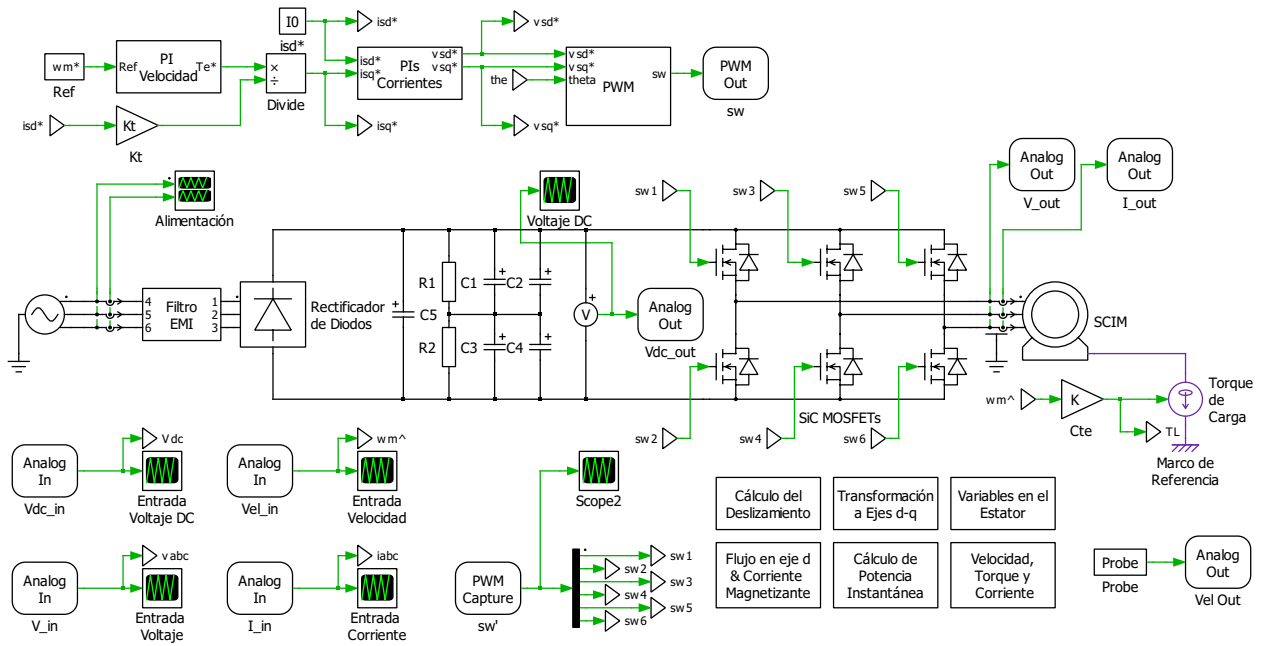


Figura 5.17: Diagrama de la simulación en tiempo real en PLECS.

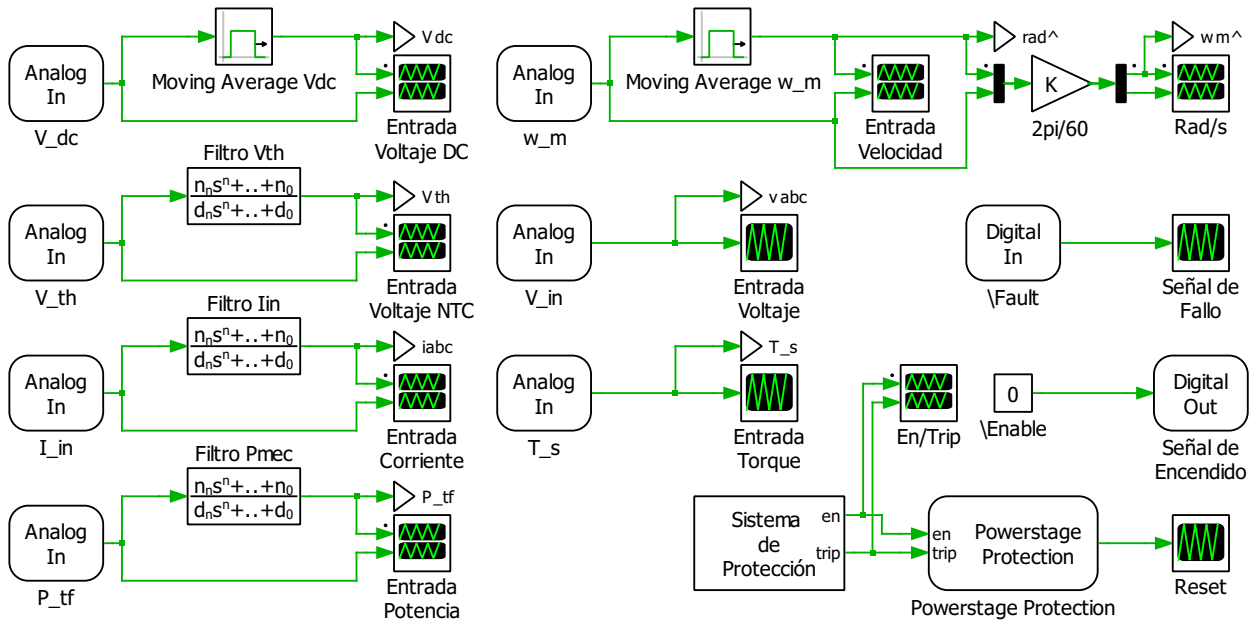


Figura 5.18: Diagrama de la simulación para el estudio de señales en PLECS.

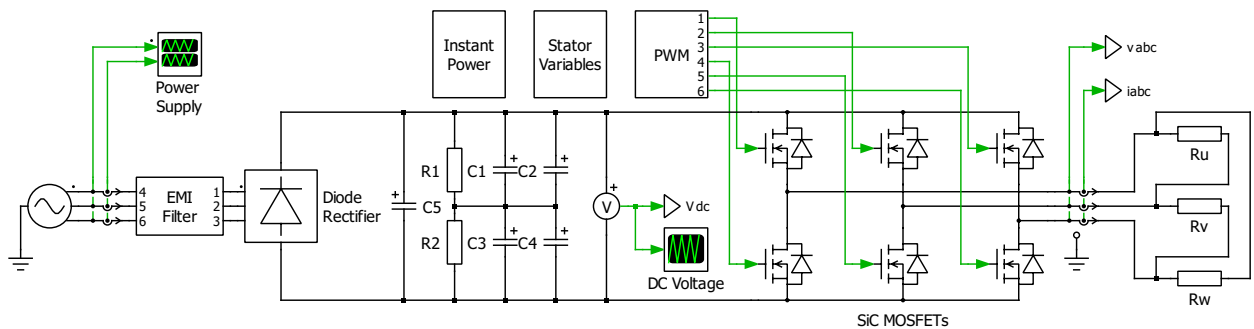


Figura 5.19: Diagrama de la simulación de la carga resistiva en PLECS.

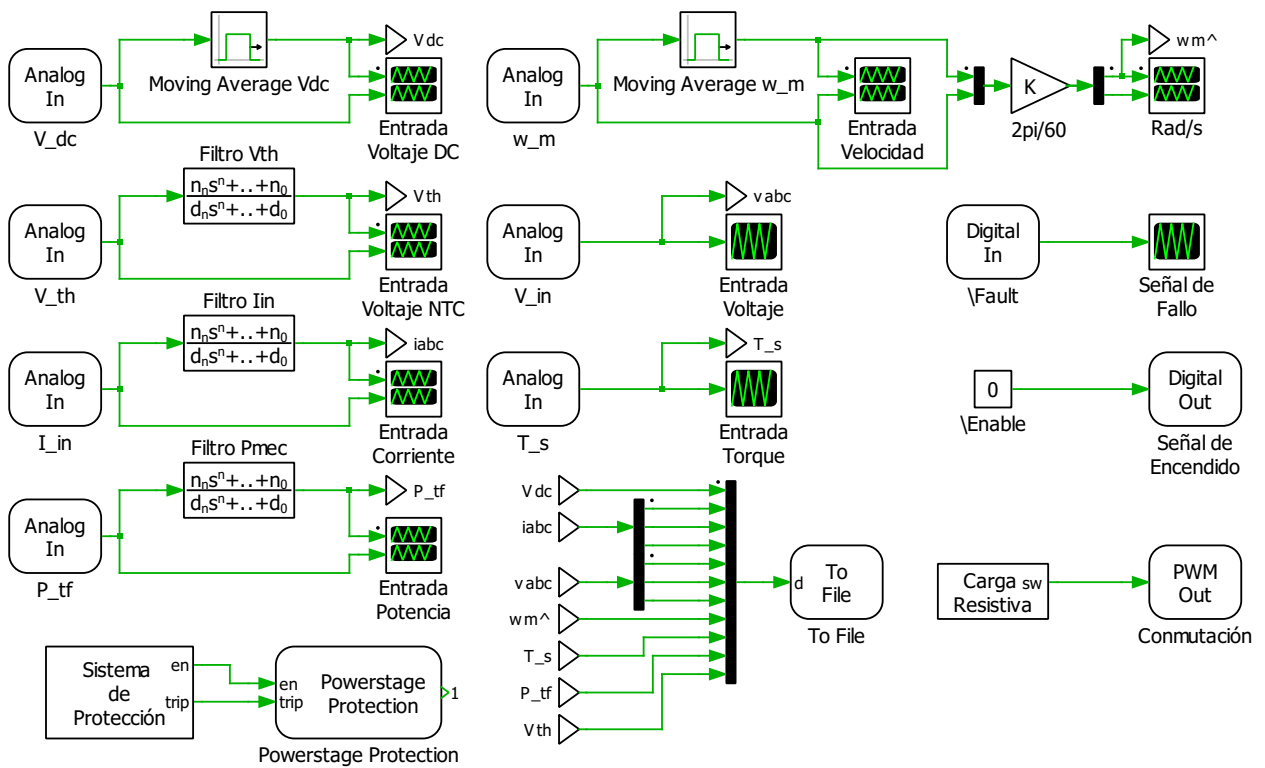


Figura 5.20: Diagrama de la simulación de la prueba del convertor en PLECS.

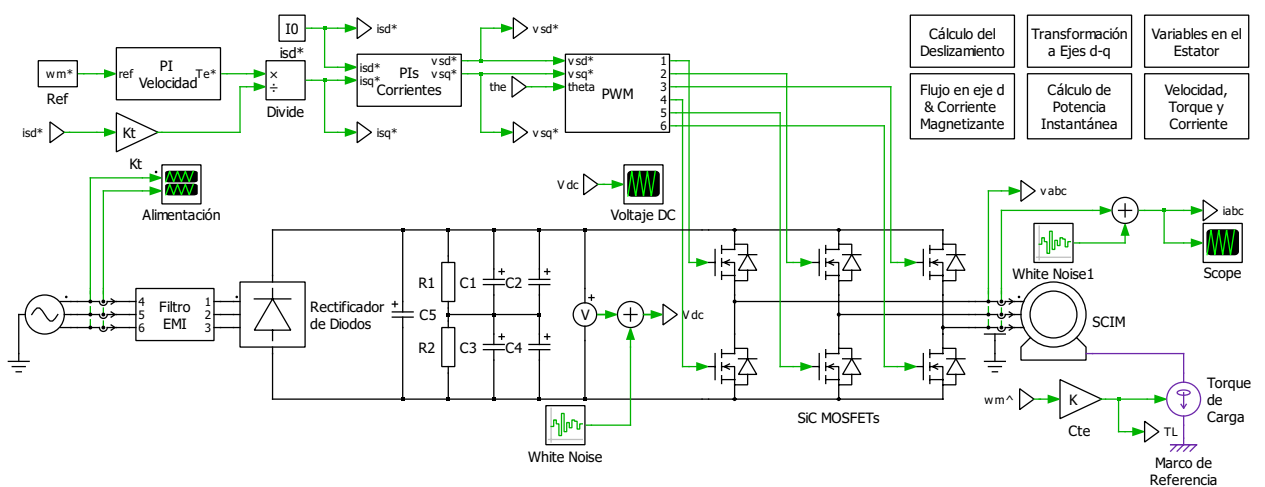


Figura 5.21: Diagrama de la simulación del sistema en PLECS con ruido y saturaciones.

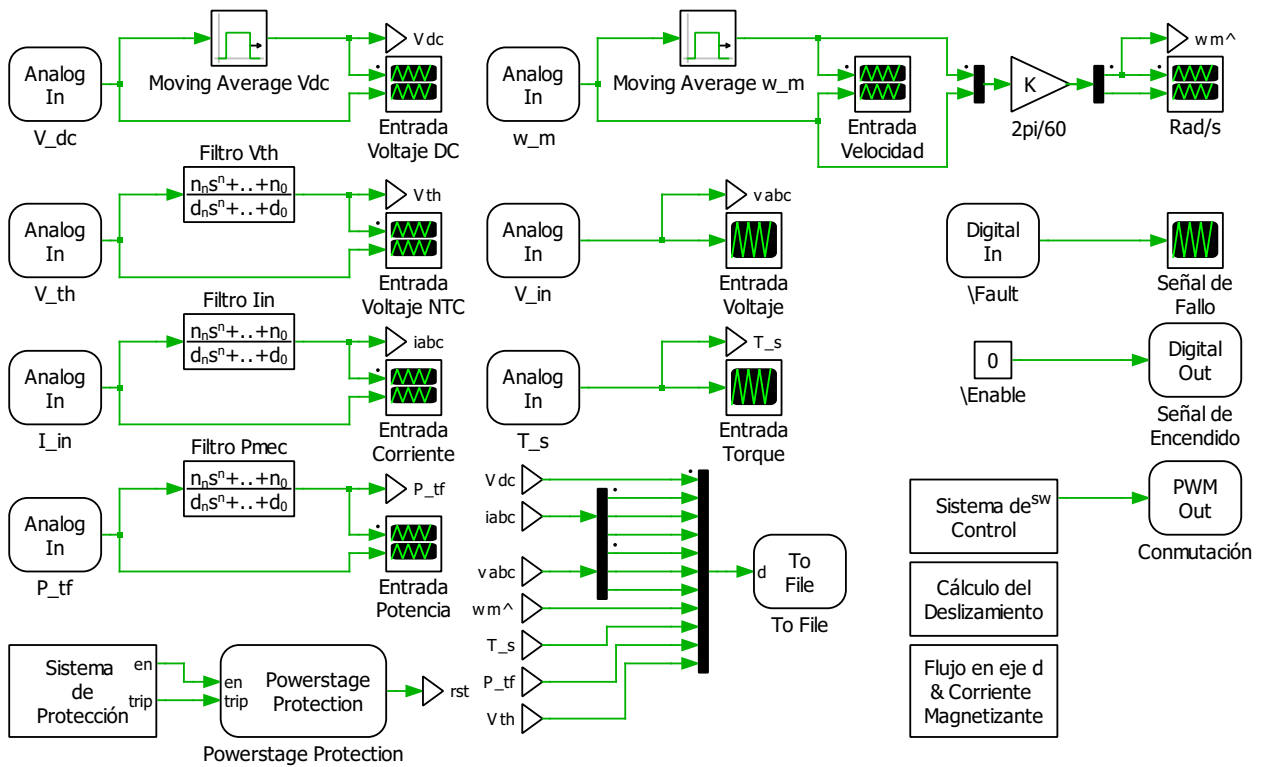


Figura 5.22: Diagrama de la simulación de la prueba del sistema de control en PLECS.