



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

**IMPLEMENTACIÓN Y MODELAMIENTO DE UN ACCIONAMIENTO
ELÉCTRICO PARA UN SISTEMA DE TRACCIÓN**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

LUIS DANIEL OSORIO BARRA

PROFESOR GUÍA:
MANUEL DUARTE MERMOUD

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
FRANCISCO RIVERA SERRANO
MARCOS ORCHARD CONCHA

SANTIAGO DE CHILE
2022

IMPLEMENTACIÓN Y MODELAMIENTO DE UN ACCIONAMIENTO ELÉCTRICO PARA UN SISTEMA DE TRACCIÓN

El propósito de la memoria es el desarrollo de aplicaciones para el control de accionamientos eléctricos, a partir de la instalación y verificación inicial del tren de potencia del Eolian 6, con los controladores marca *Sevcon Gen4*, que no tienen una operación previa y utilizando modelos de la planta como entornos de simulación, así como, para el análisis de estrategias de conducción en pista.

Se revisan los antecedentes asociados al manejo de motores para tracción. Se describen los componentes que deben instalarse en el tren de potencia, las características del control de los motores de imán permanente utilizados, que no poseen datos de placa y el controlador con su medio de programación. Luego, se lleva a cabo un estudio de trabajos previos asociados a la construcción de accionamientos eléctricos y su modelamiento.

Después, se procede a mostrar la propuesta de modelamiento, la cual, es similar a la planta que se desea instalar, donde se tiene un control del torque del motor para acelerar, banco de baterías y demanda de carga de la pista. En las simulaciones realizadas, se especifican los parámetros utilizados. Se aumenta la constante de torque, disminuyendo la corriente y la potencia aplicada al motor, para la misma demanda de torque. Este parámetro de manufacturación puede escribirse en el controlador y se presentan los resultados de simulaciones para el vehículo en vacío y en carga, que validan los antecedentes teóricos presentados. Además, se hace un análisis de las estrategias de conducción con un programa de manejo de la energía.

Se presenta la instalación del tren de potencia, la construcción electromotriz y la respectiva configuración realizada de la red de controladores Maestro-Esclavo, a través del protocolo *CANopen*.

Se realizan ensayos en vacío y pista, los cuales, deben formularse para una puesta en marcha inaugural del vehículo. Se realizan ensayos con 1 motor inicialmente, trabajando sin y con límite de potencia, aumentando la constante de torque similar al modelo. Como resultado se tiene una exitosa puesta en marcha y mejora en la operación en pista, aumentando el tiempo de conducción, al trabajar en los límites de corriente, verificando la operación los modelados en vacío y carga, y estimando eficiencias con el controlador de hasta 60[%]. Luego, se realizan ensayos con 2 motores en pista y carretera, que se contrastan con simulaciones del control óptimo. La operación final, supone mejoras de la eficiencia en pista, con un tren de potencia que fue sometido a ensayos que muestran la confiabilidad de un sistema instalado de forma inédita. Se recorren casi continuamente más 2 horas, funcionando bajo los límites de operación, con un odómetro de más 500[Km].

*A mi familia, a mis amigos y a todos ellos, que corren
y buscan crear sobre sí mismos, siguiendo
adelante a pesar de las caídas.*

Agradecimientos

Quisiera agradecer, en primer lugar a mi familia, a mis padres, Daniela Barra y Luis Osorio, que han sido fundamentales en mi formación como persona, y que me han dado muchas herramientas para afrontar la adversidad, así como todo su amor. A mi hermana, Camila Velasquez, a quien guardo mucho afecto, admiro, respeto, y que a pesar de nuestras diferencias, se que es alguien vital con quien puedo contar. A mi abuelo, Daniel Barra, quien es mi mejor consejero y alguien indispensable en mi formación racional y moral. A mi abuela, Fresia Nuñez, a quien amo mucho, y agradezco por acompañarme y darme fortaleza en todo proceso de mi vida, como un recuerdo de que todo llega a su fin, y depende de nosotros mantener ese vigor.

A mis amigos, por formar parte de mi vida, por dejarme formar parte de la suya, por su sinceridad, por verme y oirme, por aceptarme, por dejarme conocerlos, por la simpleza, y por siempre darme a entender que lo nuestro no tiene nada que ver con lo material y ni con las apariencias.

Al profesor guía de este trabajo, Sr. Manuel Duarte, por sus observaciones, por siempre mostrar interés, por promover y valorar el trabajo que se estaba llevando a cabo. Al profesor Marcos Orchard, por prestar ayuda desde el primer momento y por transmitir su experiencia en la forma de como presentar efectivamente lo desarrollado. Al profesor Francisco Rivera, por su ayuda y comprensión para que esta memoria de título saliera adelante.

Al equipo Eolian, con quienes vivimos una experiencia de trabajo excepcional en la construcción del Áuriga, por darme la oportunidad de formar parte del grupo para hacer cosas nuevas, dejarme a cargo, en gran medida, de una parte importante del proyecto por algún tiempo, por su confianza hacia mi y por proporcionar gran parte de los aparatos que son utilizados en este trabajo.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Antecedentes del proyecto	3
1.3. Objetivos	4
1.4. Alcance	5
1.5. Estructura del trabajo	6
2. Antecedentes teóricos y trabajos previos	7
2.1. Vehículos Eléctricos	7
2.1.1. Sistema de almacenamiento de energía	8
2.1.2. Motores	9
2.2. Tren de potencia del Áuriga	9
2.2.1. Banco de baterías	10
2.2.2. Motor <i>QS 260 V3</i>	10
2.2.3. Controlador <i>Sevcon Gen4 Size 4</i>	12
2.3. Motor Síncrono de Corriente Alterna	14
2.3.1. Motor Síncrono de Imán Permanente <i>PMSM</i>	15
2.3.2. Motor <i>DC</i> de Imán Permanente <i>BLDC</i>	15
2.4. Control máquinas síncronas de imán permanente	16
2.4.1. Modelo <i>PMSM</i>	19
2.5. Protocolo <i>CAN</i> y <i>DVTC</i>	22
2.5.1. Protocolo <i>CAN</i>	22
2.5.2. <i>DVT</i>	22
2.6. Trabajo previo	25
3. Propuesta de modelamiento y simulaciones	30
3.1. Modelamiento del Sistema de Tracción	30
3.1.1. Modelo Controlador-Motor	30
3.1.2. Modelo en vacío y en carga	31
3.1.3. Observador del torque en la carga	32
3.1.4. Modelo en banco baterías	34
3.2. Medidas de potencia y eficiencia	35
3.2.1. Potencia de entrada y de salida	35
3.2.2. Estimación de la eficiencia	36
3.2.3. Medidas de descarga	36
3.3. Modelo integrado batería-controlador-motor	37
3.3.1. Simulaciones	38

3.4.	Implementación Modelo control óptimo	46
3.4.1.	Simulaciones modelo óptimo	49
4.	Construcción del tren de potencia	56
4.1.	Construcción Electromotriz	57
4.1.1.	Motor	57
4.1.2.	Controlador	58
4.1.3.	Unión e implementos complementarios del Sistema de Tracción	61
4.2.	Configuración de los controladores <i>Sevcon</i>	64
4.2.1.	Inicialización del programa	65
4.2.2.	Configuración del nodo <i>CAN</i> y manejo del estado de la red	65
4.2.3.	Configuración entradas digitales y analógicas	66
4.2.4.	Configuración del contactor	67
4.2.5.	Configuración de sensor de posición	67
4.2.6.	Datos de manufacturación del motor y límites locales	67
4.2.7.	Configuración del accionamiento y del perfil de conducción	68
4.2.8.	Datos de manufacturación del banco de baterías	69
4.2.9.	Configuración del límite de corriente y potencia de los motores	69
4.2.10.	Configuración de mapas de potencia	69
4.2.11.	Configuración del control	71
4.2.12.	Configuración de mensajes del inversor	72
5.	Ensayos del Sistema implementado	73
5.1.	Ensayos sin límite de potencia	73
5.1.1.	Falla de componentes	73
5.1.2.	Ensayo en vacío	74
5.1.3.	Ensayos en carga	74
5.2.	Ensayos con límite de potencia	76
5.2.1.	Ensayos en vacío	76
5.2.1.1.	Ensayos alineamiento del ángulo del rotor	76
5.2.1.2.	Ensayos validación velocidad mecánica	77
5.2.2.	Ensayos en carga	77
5.2.2.1.	<i>Offset</i> de estimación de corriente de descarga	78
5.2.2.2.	Error control <i>PI</i>	79
5.2.2.3.	Aplicación de entorno de simulación	79
5.3.	Ensayos Maestro y Esclavo	80
5.3.1.	Ensayo en carretera	83
5.3.2.	Análisis final del Sistema de Tracción modelado e implementado	85
6.	Contribuciones, Conclusiones y Trabajo Futuro	86
6.1.	Contribución	86
6.2.	Conclusiones	88
6.3.	Trabajo Futuro	89
	Bibliografía	91
	Anexos	95

Anexo A. Simulaciones modelo batería-controlador-motor	96
A.1. Implementación en <i>Matlab Simulink</i>	96
A.2. Vacío directa y reversa	100
A.3. Carga directa y reversa	107
Anexo B. Ensayos	113
B.1. Ensayos en pista sin límite de potencia	113
B.A.1. Ensayo en vacío, sin límite de corriente de descarga	113
B.A.2. Ensayo en carga, sin límite de potencia	115
B.2. Ensayos en pista con límite potencia	120
B.B.1. Ensayo en vacío, con límite de potencia	120
B.B.2. Ensayo alineamiento en vacío	125
B.B.3. Ensayo tacómetro	126
B.3. Ensayo en carga, con límite de potencia	128
B.C.1. Estimación de la corriente de descarga	133
B.C.2. Control <i>PI</i>	135
B.C.3. Aplicación de datos en el entorno de Simulación	136
B.4. Ensayo Maestro y Esclavo	140
B.D.1. Ensayo en pista las Vizcachas sin sobre exigir el sistema	140
B.D.2. Ensayo en pista las Vizcachas sobre exigiendo el sistema	145
B.D.3. Ensayo en carretera	152
Anexo C. Modelo motor imán permanente	159
C.1. Análisis de operación	159
Anexo D. Configuración de los Controladores	163
D.1. Sistema de adquisición de datos	163
D.A.1. Lectura del tráfico en la red <i>CAN</i> del inversor	163
D.A.2. Remuestreo de datos para modelo planta inversor-motor	165
D.2. Configuración de los <i>Sevcon</i>	166
D.B.1. Inicialización del programa	166
D.B.1.1. Archivos <i>EDS</i> y <i>DCF</i>	166
D.B.2. Configuración de nodo <i>CAN</i> y manejo del estado de la red	168
D.B.3. Configuración entradas digitales y analógicas	169
D.B.4. Configuración de contactor	171
D.B.5. Configuración de sensor de posición	173
D.B.6. Configuración de datos de manufacturación del motor y límites locales	174
D.B.7. Configuración del perfil de conducción	177
D.B.8. Configuración de datos de manufacturación del banco de baterías	179
D.B.9. Configuración de límite de corriente y potencia de los motores	181
D.B.10. Configuración de mapas de potencia	182
D.B.11. Configuración del modulador de voltaje	184
D.B.12. Configuración de parámetros de control del inversor	184
D.B.13. Configuración Maestro Esclavo	186
D.B.14. Configuración de mensajes del inversor	187
D.B.15. Decodificación trama <i>CANopen</i>	187
D.B.16. Listado de alertas	190

Anexo E. <i>CANbus</i> y <i>CANopen</i>	192
E.1. <i>CANbus</i>	192
E.A.1. Tipos de Tramas <i>CAN</i>	195
E.2. <i>CANopen</i>	196
Anexo F. Características de motores <i>Qs</i>	199
F.1. Informe de pruebas motores <i>Qs</i> Eolian Áuriga	199
F.2. Otros motores <i>Qs</i>	203

Índice de Tablas

2.1.	Especificaciones motor <i>Qs 260 V3</i>	11
2.2.	Punto de operación del motor <i>Qs</i> , dadas por el fabricante.	12
2.3.	Especificaciones <i>Sevcon Gen4 Size 4</i>	13
2.4.	VARIABLES Modelo <i>PMSM</i>	21
2.5.	Parámetros Modelo <i>PMSM</i>	21
3.1.	VARIABLES Modelo Carga.	32
3.2.	Parámetros Modelo Carga.	32
3.3.	VARIABLES Observador de carga.	33
3.4.	Parámetros Observador de carga.	34
3.5.	Parámetros Modelo banco baterías.	35
3.6.	Variable Modelo carga.	35
3.7.	Parámetros simulaciones en vacío.	41
3.8.	Parámetros simulaciones en carga.	42
3.9.	VARIABLES Modelo Batería.	47
3.10.	VARIABLES Modelo Batería.	47
3.11.	Parámetros Modelo dinámico en pista.	48
3.12.	VARIABLES Modelo dinámico en pista.	48
3.13.	Parámetros Modelo dinámico en pista.	50
3.14.	Parámetros optimización.	50
3.15.	Características de la ruta Santiago los Andes.	51
3.16.	Características de la pista autodromo Las Vizcachas.	51
3.17.	Resultados simulación ruta Santiago-Los Andes y Las Vizcachas.	53
5.1.	Error obtenido con modelo desarrollado.	80
D.1.	Cálculo λ_m para $npp = 16$ pares de polos.	176
D.2.	Parámetro constante de torque.	177
D.3.	Tabla con mensajes de transmisión y recepción en el Maestro para la configuración Maestro-Esclavo.	187
D.4.	Tabla con mensajes de transmisión y recepción en el Esclavo para la configuración Maestro-Esclavo.	187
D.5.	VARIABLES de transmisión del Maestro.	188
D.6.	VARIABLES de transmisión del Maestro.	188
D.7.	Registro de mensajes de alerta advertencia de unidad para inhibir unidad.	190
D.8.	Registro de mensajes de alerta de falla para inhibir unidad.	190
D.9.	Registro de mensajes de alerta de falla severa del controlador.	191
D.10.	Registro de mensajes de alerta de falla muy severa del controlador.	191
E.1.	Trama de datos <i>CAN</i> estándar y extendida.	196

Índice de Ilustraciones

1.1.	Eolian 6 Áuriga-Enel X.	2
1.2.	Diagrama Bloques Simple para el sistema eléctrico del Áuriga.	3
1.3.	Diagrama de Bloques Simple del Sistema de Tracción.	5
2.1.	Diagrama de Bloques Simple de planta electromotriz de un vehículo eléctrico puro.	7
2.2.	Circuito equivalente simple del modelo del banco de baterías.	8
2.3.	Topología del tren de potencia del vehículo.	10
2.4.	Motor <i>QS 260 V3</i>	11
2.5.	<i>Sevcon Gen4 Size 4</i>	13
2.6.	Diagrama de un motor trifásico de imán permanente <i>BLDC</i> con 1 par de polos en el rotor.	14
2.7.	Devanado concentrado y distribuido para motores de imán permanente. . .	16
2.8.	Inversor puente de transistores [4].	17
2.9.	Corrientes de estator en componentes <i>d, q</i> y su relación con el eje estacionario de referencia <i>abc</i>	18
2.10.	Estrategia de Control orientado a campo <i>FOC</i> [5].	19
2.11.	Bloques para estrategia <i>FOC</i> [5].	19
2.12.	Equivalente circuital modelo bilineal <i>PMSM</i>	20
2.13.	<i>BorgWarner DVTC</i>	23
2.14.	Adaptador <i>CAN to USB IXXAT</i> y <i>pinout</i> [6].	23
2.15.	Ventana inicial <i>BorgWarner DVTC</i>	24
2.16.	Menú Ayudante (<i>Helper</i>) en <i>DVT</i>	25
3.1.	Diagrama de flujo de potencia del vehículo solar.	35
3.2.	Implementación de modelo Eléctrico y Mecánico planta inversor-motor en <i>Matlab Simulink</i>	38
3.3.	Torque aplicado, torque de carga con observador y perfil de elevación, simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente. . . .	43
3.4.	Corriente de batería, i_{dq} y voltaje <i>DC</i> , simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	44
3.5.	velocidad mecánica y voltaje de fase v_{dq} simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	44
3.6.	Potencia y eficiencia de batería, eléctrica y mecánica simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	45
3.7.	Diagrama de Bloques Simple de Modelo Control óptimo [49].	46
3.8.	Ruta Las Vizcachas y ruta Santiago-Los Andes.	51
3.9.	Elevación de la pista Las Vizcachas antes y después del preprocesamiento. .	52
3.10.	Elevación de la ruta Santiago-Los Andes antes y después del preprocesamiento.	52

3.11.	Resultado vector velocidad inicial y óptima para simulación del modelo control óptimo, ruta Las Vizcachas.	53
3.12.	Resultado Vector velocidad inicial y óptima para simulación del modelo control óptimo, ruta Santiago-Los Andes.	54
3.13.	Resultados de carga banco y consumo para simulación del modelo de control óptimo, ruta pista Las Viscachas.	55
3.14.	Resultados de carga banco y consumo para simulación del modelo de control óptimo, ruta Santiago-Los Andes.	55
4.1.	Proceso de instalación y construcción Electromotriz realizado para el presente trabajo de memoria.	56
4.2.	A la izquierda, el motor Qs desarmado entre estator-armadura y rotor PM . A la derecha, la instalación inicial de motores con llantas en tracción trasera del vehículo.	57
4.3.	configuración de conexiones de fases y sensores de posición del motor en el inversor.	58
4.4.	Diagrama de Bloques Detallado del Sistema de Tracción.	59
4.5.	Diagrama de Bloque Simple de Topología vehículo con Sistema de Tracción integrado.	61
4.6.	Inversores <i>Sevcon</i> instalados en el chasis trasero del vehículo.	62
4.7.	Conector de 35 pines para circuito de mando y conectores macho-hembra para sensores de posición.	62
4.8.	Módulo de división de potencia del vehículo y placa de motores para entradas digitales y <i>Key-Switch</i> del inversor Maestro.	63
4.9.	En la izquierda el pedal del freno regenerativo y a la derecha el acelerador conectado al inversor.	63
4.10.	Disipadores de aluminio instalados en la base de aluminio del inversor <i>Sevcon</i>	63
4.11.	Proceso de configuración de los controladores <i>Sevcon</i> realizada en el <i>idiem</i> de la Universidad de Chile para una posterior operación en ruta.	65
4.12.	Topología red <i>CAN</i> Áuriga.	66
4.13.	Mapas de potencia escritos en el inversor Maestro para ensayos en pista.	71
4.14.	<i>Vehicle Interface DVT</i>	72
5.1.	<i>Sevcon</i> Maestro descompuesto debido a avería en el circuito de mando.	74
5.2.	Mapa de potencia obtenido para ensayo en carga, sin límite de potencia $\lambda_m = 0.022[\frac{V}{rad/seg}]$	75
5.3.	Mapa de potencia obtenido para ensayo en carga, con 1 motor límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	78
5.4.	Mapa de potencia obtenido para ensayo en carga, con inversores Maestro y Esclavo con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	81
5.5.	Velocidad de ensayo obtenida por <i>GPS</i> , controlador y sección de velocidad óptima de una vuelta a la pista las Vizcachas.	82
5.6.	Consumo estimado por el controlador y sección de consumo energético óptima de una vuelta a la pista las Vizcachas.	82
5.7.	Velocidad mecánica vehículo, con inversores Maestro y Esclavo, con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	83
5.8.	Consumo estimado por red de inversores <i>Sevcon</i> y <i>BMS</i> , con inversores Maestro y Esclavo, con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	84

5.9.	Mapa de potencia obtenido para ensayo en carretera, con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	84
5.10.	Odómetros del tren de potencia con controladores <i>Sevcon</i>	85
A.1.	Implementación modelo Eléctrico en <i>Matlab Simulink</i>	96
A.2.	Implementación modelo Eléctrico de corrientes i_{dq} en <i>Matlab Simulink</i>	97
A.3.	Implementación de controlador <i>PI</i> del lazo interno de corrientes i_{dq} en <i>Matlab Simulink</i>	97
A.4.	Implementación del modelo Mecánico en <i>Matlab Simulink</i>	98
A.5.	Implementación de modelo Mecánico del motor y de torque de carga en <i>Matlab Simulink</i>	98
A.6.	Implementación de observador de carga en <i>Matlab Simulink</i>	99
A.7.	Implementación del modelo del banco de baterías en <i>Matlab Simulink</i>	99
A.8.	Implementación del modelo del banco de baterías en <i>Matlab Simulink</i>	100
A.9.	Torques y corrientes de estator i_q , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	100
A.10.	Corrientes de flujo i_d , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	101
A.11.	Velocidad mecánica w_m , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	102
A.12.	Voltajes de fase v_{dq} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	103
A.13.	Caída de tensión V_{DC} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente	104
A.14.	Corriente de descarga $i_{batería}$ y corrientes de estator i_{dq} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente	105
A.15.	Potencias de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente	105
A.16.	Eficiencia de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	106
A.17.	Corrientes de estator i_q simuladas, en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	107
A.18.	Corrientes de estator i_q , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	108
A.19.	Corrientes de estator i_q , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	109
A.20.	Voltajes de fase v_{dq} , simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	109
A.21.	Caída de tensión V_{DC} , simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	110
A.22.	Corriente de descarga $i_{batería}$ y corrientes de estator i_{dq} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	111
A.23.	Potencias de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	112
A.24.	Eficiencia de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.	112

B.1.	Velocidad, torque, voltaje acelerador y voltajes de fase torque, ensayos en vacío con 1 motor y sin límite de potencia, $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$	113
B.2.	Voltaje DC , corriente batería e i_{dq} , ensayos en vacío con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$	114
B.3.	Eficiencia y potencia, ensayos en vacío con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$	114
B.4.	Temperatura inversor, corriente batería y voltaje DC , ensayos en carga con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$	115
B.5.	Velocidad y voltaje de fase v_{dq} , ensayos en carga con 1 motor y sin imite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$	116
B.6.	Corrientes batería, corriente i_{dq} y torque, ensayos en carga con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$	117
B.7.	Potencia y eficiencia, ensayos en carga con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$	118
B.8.	Relación $T_{em} = \sqrt{3} \cdot npp \cdot \lambda_m \cdot i_q = K_t \cdot i_q$, aplicada por el controlador <i>Sevcon</i>	119
B.9.	Velocidad, torque y voltaje acelerador, en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	120
B.10.	Voltajes v_{dq} , en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	121
B.11.	Corriente batería e i_{dq} , en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	122
B.12.	Corriente batería y V_{DC} , en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de epotencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	123
B.13.	Potencia en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	124
B.14.	Eficiencia en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	124
B.15.	Voltaje v_d ensayo en vacío para la configuración del <i>offset</i>	125
B.16.	Velocidad y corriente de batería, ensayo en vacío para la configuración del <i>offset</i>	126
B.17.	Ensayo en vacío con tacómetro.	127
B.18.	Lecturas de velocidad con tacómetro en vacío reversa.	127
B.19.	Ensayo en pista, lecturas de velocidad del inversor y lecturas con aplicación GPS.	128
B.20.	Temperatura inversor, corriente bateria y voltaje DC , ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	129
B.21.	Velocidad mecánica y voltaje v_{dq} , ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	130
B.22.	Corriente batería e i_{dq} , ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	131
B.23.	Potencia y eficiencia, ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	132
B.24.	Estimación de la corriente de descarga de 1 inversor con un factor de correción al mínimo y el <i>BMS</i>	133
B.25.	Consumo de energía estimada, ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	134

B.26.	Estimación de la corriente de descarga total en vacío y en carga de los 2 controladores con un factor de corrección al mínimo y el <i>BMS</i>	134
B.27.	Error de control <i>PI</i> lazo interno de corriente i_{dq} y torque.	135
B.28.	Torque del motor, torque carga y observador, para aplicación de datos reales en entorno de simulación.	136
B.29.	Corrientes i_{dq} , para aplicación de datos reales en entorno de simulación. . .	137
B.30.	Velocidad mecánica w_m y voltajes v_{dq} , para aplicación de datos reales en entorno de simulación.	138
B.31.	Corriente de descarga y voltaje <i>DC</i> , para aplicación de datos reales en entorno de simulación.	139
B.32.	Potencias para aplicación de datos reales en entorno de simulación.	139
B.33.	Corriente batería y voltaje <i>DC</i> , ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	140
B.34.	Temperatura y corriente batería, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	141
B.35.	Velocidad mecánica y voltaje v_{dq} , ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	142
B.36.	Corriente descarga y corriente i_{dq} , ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	143
B.37.	Torque aplicado y demandado, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	144
B.38.	Potencia de entrada, eléctrica y de salida, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	144
B.39.	Eficiencia, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	145
B.40.	Temperatura y corriente batería, ensayos en carga con controladores Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	145
B.41.	Temperatura y corriente batería, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	146
B.42.	Voltaje <i>DC</i> corriente batería, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	146
B.43.	Voltaje <i>DC</i> corriente batería, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	147
B.44.	Velocidad mecánica, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	147
B.45.	Velocidad mecánica, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	147
B.46.	Voltaje v_{dq} , ensayos en carga con controladores Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	148
B.47.	voltaje v_{dq} , ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	148
B.48.	Corriente batería y corriente i_{dq} , ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	149
B.49.	Corriente batería y corriente i_{dq} , ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	149
B.50.	Torque demandado y aplicado, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	150

B.51.	Torque demandado y aplicado, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	150
B.52.	Potencia de entrada, eléctrica y de salida, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	151
B.53.	Potencia de entrada, eléctrica y de salida ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	151
B.54.	Eficiencia, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	152
B.55.	Eficiencia, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	152
B.56.	Voltaje <i>DC</i> , corriente batería y elevación de temperatura de controladores, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	153
B.57.	Velocidad mecánica y consumo del tren de potencia de red <i>Sevcon</i> y <i>BMS</i> , ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	154
B.58.	Voltaje v_{dq} del tren de potencia por red <i>Sevcon</i> y <i>BMS</i> , ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	155
B.59.	Corriente de descarga y corrientes i_{dq} , ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	156
B.60.	Potencias estimadas, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	157
B.61.	Eficiencias estimadas, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$	158
C.1.	Mapa de potencia velocidad-torque y velocidad-potencia para estrategias de control <i>MTPA</i> y <i>FW</i>	159
C.2.	Esquema Control en función de transferencia para velocidad y corriente en <i>PMSM</i>	161
C.3.	Esquema control en función de transferencia para la corrientes en <i>PMSM</i>	162
D.1.	Adaptadores CAN: 1) Adaptador <i>USB</i> a <i>CAN</i> . 2) <i>PiCAN duo</i> . 3) <i>MCP2515 SPI</i> . 4) <i>MCP2551</i>	163
D.2.	Conexiones iniciales de la <i>RaspberryPI</i> y escudo <i>CAN</i> con inversor Maestro.	164
D.3.	Lectura de tráfico <i>CAN</i> del inversor Sistema de control central del vehículo <i>Raspberrypi</i> con escudo <i>PiCAN duo</i>	165
D.4.	1) Opciones del <i>Helper</i> para administración de archivos y estado del nodo <i>CAN</i> , 2) Opción para obtener información del inversor <i>Get Controller Information</i>	167
D.5.	Vista general del Diccionario de Objetos, con resumen de registros.	168
D.6.	Vista general del Diccionario de Objetos, con resumen de registros de manufacturación del motor.	168
D.7.	Operacional y Pre operacional <i>DVT</i>	169
D.8.	1) Registros de configuración de entradas analógicas y digitales. 2) Registro de configuración del acelerador.	170
D.9.	1) Registros de configuración de entradas analógicas para freno regenerativo.	171
D.10.	Registro de configuración de las características eléctricas del contactor.	171
D.11.	1) Registro de configuración de para mapeos de salidas locales del contactor (alimentación bobina). 2) Registro para el manejo de voltaje de salida.	172
D.12.	Registro de configuración de las características eléctricas del contactor.	172
D.13.	1) Registro de configuración de para mapeos de salidas locales del contactor (alimentación bobina). 2) Registro para el manejo de voltaje de salida.	173
D.14.	Registro de configuración de las salidas del contactor del Sistema de Tracción.	173

D.15.	1) Registros de configuración general del <i>encoder</i> . 2) Registro de configuración del <i>offset</i>	174
D.16.	Registros de escritura para parámetros de manufacturación y límites locales.	175
D.17.	Esquema de prueba constante λ_m para un motor <i>BLDC</i> , una máquina acoplada (dinamómetro) y osciloscopio.	176
D.18.	Opción para escritura del perfil base de conducción <i>Baseline Profile</i> en <i>DVT</i> .	178
D.19.	Registro con mapas de corte para el voltaje de la alimentación <i>DC</i> . El registro presenta los límites de corte para el mapa <i>app-cutback</i> y el voltaje nominal.	180
D.20.	Registro con mapas de corte para el voltaje de la alimentación <i>DC</i> . El registro presenta los límites de corte para el mapa <i>app-cutback</i> y el voltaje nominal.	181
D.21.	Registros de configuración del límite de potencia y Registro de configuración con límites de corriente de carga y carga del banco de baterías.	182
D.22.	configuración de mapa de potencia en <i>DVT</i>	183
D.23.	Estimación del mapa de potencia realizado por el <i>software</i> a partir de distintos registros configurados.	183
D.24.	Influencia de variación del voltaje <i>DC</i> en <i>DVT</i> para los voltajes <i>DC</i> escritos.	183
D.25.	Influencia de variación de la inductancia de fase en <i>DVT</i>	184
D.26.	Configuración <i>PWM</i> en <i>DVT</i>	184
D.27.	1) Registros de configuración de ganancias del lazo de corriente 2) Registro de ganancias de velocidad para el control del torque.	185
D.28.	1) Registros de configuración de ganancias de velocidad. 2) Registro de ganancias de debilitamiento de campo.	185
D.29.	Registros de sincronización de mensajes (<i>Sync</i>) entre nodos para la configuración de inversores Maestro-Esclavo.	186
D.30.	Registros de mensajes del estado de los nodos en la red (<i>Emcy</i>), para la configuración de inversores Maestro-Esclavo.	186
D.31.	Trama <i>CANopen TPDO</i> en inversores para lectura del voltaje y corriente la batería, con la temperatura del inversor.	189
E.1.	Topología red <i>CAN</i> [4].	193
E.2.	Niveles de señal <i>CANbus</i>	194
E.3.	Niveles de señal <i>CANbus</i>	194
E.4.	Modelo nodo <i>CANopen</i>	197
E.5.	Trama de datos <i>CANopen</i>	198
F.1.	Hoja de datos de motores <i>Qs</i> proporcionada por el distribuidor al equipo Eolian y utilizadas en el presente trabajo.	199
F.2.	Hoja de datos de motores <i>Qs</i> proporcionada por el distribuidor al equipo Eolian y utilizadas en el presente trabajo.	200
F.3.	Hoja de datos de motores <i>Qs</i> proporcionada por el distribuidor al equipo Eolian y utilizadas en el presente trabajo.	201
F.4.	Cotización de motores realizada por el equipo Eolian para el Áuriga.	202
F.5.	Presentación de diseño realizada por el equipo Eolian.	202
F.6.	Hoja de datos de otro modelos de motores <i>Qs</i> y utilizadas en el presente trabajo.	203
F.7.	Hoja de datos de otro modelos de motores <i>Qs</i> y utilizadas en el presente trabajo.	203

Acrónimos y Abreviaciones

<i>PMSM</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous motor</i>
<i>BLDC</i>	<i>Brushless Direct Current</i>
<i>PMAC</i>	<i>Permanent Magnet Altern Current</i>
<i>PM</i>	<i>Permanent Magnet</i>
<i>BMS</i>	<i>Battery Management System</i>
<i>MPPT</i>	<i>Máximum Power Point Tracking</i>
<i>SOC</i>	<i>State of Charge</i>
<i>CC</i>	<i>Continuous Current</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>MOSFET</i>	<i>metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>
<i>LCR</i>	<i>Inductance Capacitance Resistance</i>
<i>FOC</i>	<i>Field Oriented Control</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Current Control</i>
<i>DVTC</i>	<i>DVT Customer</i>
<i>PI</i>	<i>Proportional Integral</i>
<i>SVM</i>	<i>Space Vector Modulation</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse-width Modulation</i>
<i>BEMF</i>	<i>Back Electromotive Force</i>
<i>MTPA</i>	<i>Máximum Torque per Ampere</i>
<i>FW</i>	<i>Field Weakening</i>
<i>CSMA/CD</i>	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection</i>
<i>CAN</i>	<i>Control Area Network</i>
<i>CANopen</i>	<i>Control Aréa Network open</i>
<i>CANbus</i>	<i>Bus Control Aréa Network</i>
<i>CANH</i>	<i>CAN High</i>
<i>CANL</i>	<i>CAN Low</i>
<i>Kg</i>	<i>Kilogramo</i>
<i>kW</i>	<i>Kilo Watt</i>
μH	<i>microHenrio</i>
$\frac{rad}{s}$	<i>radianes por segundo</i>
$\frac{Km}{h}$	<i>kilómetros por hora</i>
$\frac{m}{s}$	<i>metros por segundo</i>

Unidades de medidas utilizadas

A	Ampere
C	Celsius
g	Kilogramo
J	Joule (o julio)
m	Metro
s	Segundo
V	Voltio
Nm	Newton metro
H	Henrio
RPM	revoluciones por minuto
W	Watt
Ω	Ohmio
rad	radianes
npp	número de par de polos

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Actualmente, gran parte de la movilización de las personas se realiza a partir de vehículos con motores que hacen uso de combustibles fósiles y casi la totalidad de la generación de energía a nivel mundial, se debe a fuentes convencionales como el petróleo o el carbón. Sin embargo, debido al impacto de estas fuentes en el aumento de concentraciones de CO_2 en la atmósfera y a que el precio del petróleo se encuentra en alza a nivel mundial, la electromovilidad adquiere fuerza, entregando alternativas atractivas, que utilizan energía eléctrica de fuentes no convencionales, como la energía almacenada en baterías de litio o la proveniente de fuentes eólicas y solares.

Según la estrategia a nivel nacional de electromovilidad, lanzado en octubre del 2021 por el gobierno, se proyecta como meta que para el 2035 solo se venderán vehículos eléctricos en Chile. Esto, en base a acelerar el desarrollo con la incorporación masiva de vehículos que no generen emisiones en el sector público y privado. En particular, la estrategia se basa en puntos como: el desarrollo de una infraestructura de carga y regulación, el desarrollo de investigaciones con capital humano, la transparencia en la difusión del manejo de estos aparatos y en generar medios de transporte sustentables por segmentos con una economía circular y que habilite el uso de nuevas tecnologías [48]. Por otro lado, la utilización de vehículos de energía no convencional como los vehículos eléctricos: son más eficientes, tienen menos costo de mantención-operación y reducen las emisiones contaminantes con el ruido.

Luego, el crecimiento del mercado de los automóviles eléctricos-híbridos, con vehículos todo terreno, accionamientos eléctricos como bombas de presión o sistemas no tripulados, ha generado que diferentes topologías de motores como los de imán permanente, con distintas estrategias de control, como el control orientado a campo, sean el núcleo de plantas con interacciones electromecánicas, que requieren de modelamiento, configuración y análisis para la puesta en marcha. Sin embargo, el incremento del mercado de los vehículos eléctricos se ve restringido debido a limitaciones asociadas al alto costo de las componentes de vanguardia técnica del sistema eléctrico-mecánico y a la falta de infraestructura que permita la carga del banco de baterías del vehículo en la carretera, lo cual impacta a la autonomía del sistema en la pista.

Después, los motores eléctricos son el principal actuador industrial, con amplias aplicaciones, que han impulsado el desarrollo de modernos controladores en forma de autómatas programables, o también llamados *Drives* [5], de fuente de voltaje controlado, con complejos algoritmos de control de la electrónica de potencia, que poseen memoria no volátil para la lectura y escritura de registros. Estos controladores, además, permiten en su *software* el análisis paramétrico asociado a los requerimientos de diseño, pudiendo trabajar fuera de estos rangos si se quiere. Luego, el modelamiento y comprensión de estos dispositivos supone un gran avance con lo que respecta al desarrollo de nuevas tecnología, que: innoven en metodologías de puesta en marcha que abaraten costes, sean simples de operar y que permitan comprender alguna estrategia de control del vehículo en marcha para estimar el consumo. La competitividad y accesibilidad de accionamientos eléctricos como vehículos o motos, se traduce en el conocimiento teórico del sistema que desea implementar, que sea fácil de entender y aplicar. Que requiere del descubrimiento de nuevos materiales magnéticos, el avance de estrategias de control, con la electrónica de potencia y al desarrollo de baterías, que permitirá el abaratamiento de costes para una electromovilidad en auge.

Después, con el objetivo de participar en carreras como *PWSC (Panasonic World Solar Challenge)* y realizar el Desafío Eolian, durante el *2021-2022* el equipo de estudiantes de Ing. Eléctrica, Ing. Mecánica e Ing. Industrial de la Universidad de Chile, se encuentran en proceso de construcción Electromotriz del Eolian 6 Áuriga-Enel X. Como se muestra en la Figura 1.1, este vehículo es el primero que es solar tipo crucero que puede llevar hasta 4 personas en Chile.

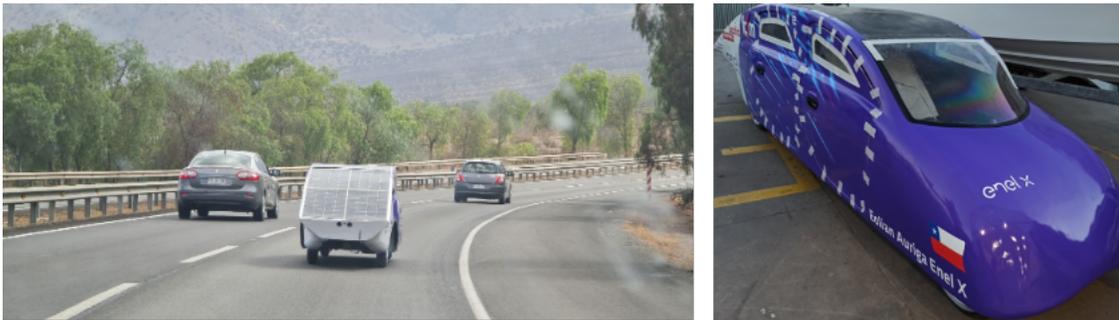


Figura 1.1: Eolian 6 Áuriga-Enel X.

El Áuriga es un sistema modular con componentes eléctricos encargados de la tracción, almacenamiento de energía y control de manejo del vehículo. La estructura mecánica es un sistema modular formado por el sistema de frenos hidráulico, el chasis, el carenado y las suspensiones de cada rueda. La parte eléctrica del auto es un sistema compuesto principalmente por: el módulo de banco de baterías con el *BMS (Battery Management System)*, el módulo con el Sistema de Tracción para el tren de potencia, el sistema solar con el *MPPT (Maximum Power Point Tracking)* y el sistema de manejo. Modularmente, el sistema eléctrico del Áuriga queda descrito en la Figura 1.2, con un Diagrama de Bloques Simple, donde se ha obviado el sistema mecánico.

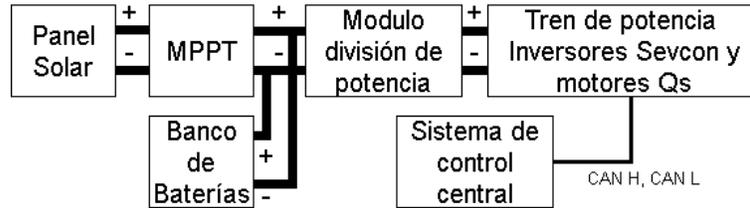


Figura 1.2: Diagrama Bloques Simple para el sistema eléctrico del Áuriga.

El Sistema de Tracción debe ser implementado desde 0 en el tren de potencia del vehículo y funciona utilizando: 2 inversores comerciales de carácter industrial *Sevcon Gen4 Size 4* y 2 motores chinos *BLDC (Brushless DC Motor)*, marca *Qs* de $2[kW]$ de potencia y $72[V_{DC}]$ nominales, que son dispuestos en la tracción trasera, en las ruedas (*rear in wheel*). Los motores funcionan utilizando una conmutación electrónica, donde se maneja la corriente con control vectorial proporcionada por el controlador y que se conecta al banco de baterías completamente cargado a $115[V_{DC}]$.

El inversor debe ser configurado con los valores nominales del banco de baterías y del motor, con la configuración del control del torque. La escritura se realiza por el protocolo de comunicación *CANopen*, utilizando el programa *DVTC* y el adaptador de *USB a CAN IXXAT*. Los 2 inversores funcionan como Maestro y Esclavo. De este modo, las demandas y control de entradas desde el Maestro son replicadas en el Esclavo.

La configuración es uno de los aspectos más complejos de los controladores y depende fuertemente de materias como: el manejo del protocolo de comunicación *CAN (Control Area Network)* con *DVT*, que no tiene desarrollo previo, del manejo teórico del sistema, de la carga resistiva aplicada, de la cantidad de personas transportadas y de las modificaciones realizadas del sistema mecánico del auto. La convergencia de las 4 ruedas del vehículo y la variación de la masa, cambian la planta, en virtud de lo cual, el controlador puede no permitir el accionamiento en pista para ciertos registros escritos.

De esta forma, el desarrollo del trabajo debe ser realizado a partir de la falta de implementos e información y en paralelo a la falta de experiencia en la configuración de controladores de vanguardia como el *Sevcon*, que poseen poca documentación y no hay una aplicación previa de accionamiento en pista al momento de realizar este trabajo.

1.2. Antecedentes del proyecto

El presente trabajo de memoria es realizado en el marco del proyecto Universitario Eolian, para la construcción del Eolian 6 Áuriga-Enel X, el cual es el primer vehículo solar para 4 personas en Latinoamérica y está a cargo del profesor de la Universidad de Chile Rodrigo Palma. El trabajo realizado es un pilar fundamental del proyecto, donde es necesaria la implementación del tren de potencia particularmente con los controladores *Sevcon*, para cumplir con las primeras fechas que el Eolian tiene con sus auspiciadores, específicamente antes de la realización del Desafío Eolian Enel X Scotia, que consiste en cruzar Chile desde

1.3. Objetivos

El objetivo general de la memoria de título es el desarrollo de aplicaciones para el control de accionamientos eléctricos, a partir de llevar a cabo: el establecimiento de entornos de simulación con modelos, la construcción, configuración y control inicial de un tren de potencia prediseñado para un vehículo eléctrico. Y utilizando los controladores marca *Sevcon*, que no tienen una operación y desarrollo previo, con falta de herramientas y parámetros de placa de los motores de imán permanente marca *Qs* empleados. Los objetivos específicos son los siguientes:

- Disponer de una visión del estado del arte y de trabajos previos asociados a la construcción de trenes de potencia y manejo de autos eléctricos. Con una visión del modelo de los distintos componentes que conforman la planta, incluyendo el medio de configuración.
- En base a la información recopilada, proponer modelos que permitan generar un entorno de simulación de la planta, que incorporen parámetros que pueden escribirse en el registro del controlador y que permitan ajustar la carga de la pista.
- Generar estrategias de Control óptimo entregando información a priori de la ruta.
- Construir el tren de potencia en el vehículo.
- Configurar el registro de los controladores en base al modelo de la planta desarrollado.
- Diseñar, implementar y analizar los ensayos que validen la operación inicial del sistema en vacío y en ruta.

Para el entendimiento del problema en la Figura 1.3, se presenta un Diagrama de Bloques Simple de la planta con los modelos, el cual identifica las demandas del acelerador como entradas. Se especifican las conexiones en *CANbus*, las conexiones del motor, sensores *hall* y la comunicación por radio frecuencia del sistema de control central del Áuriga (*Raspberrypi (Rpi)* en módulo de electrónica) con el auto escolta. El modelamiento de la planta batería-inversor-motor, caracteriza todas las variables que pueden obtenerse de los inversores por *CAN*. Los valores estimados recaen principalmente en la relación entre el torque y la corriente de estator, que puede configurarse tanto en el modelo como en las demandas de la planta. El modelo de consumo energético funciona utilizando las características de la pista con la finalidad de obtener estimaciones del estado de descarga (*SOC*) y la velocidad óptima por sección.

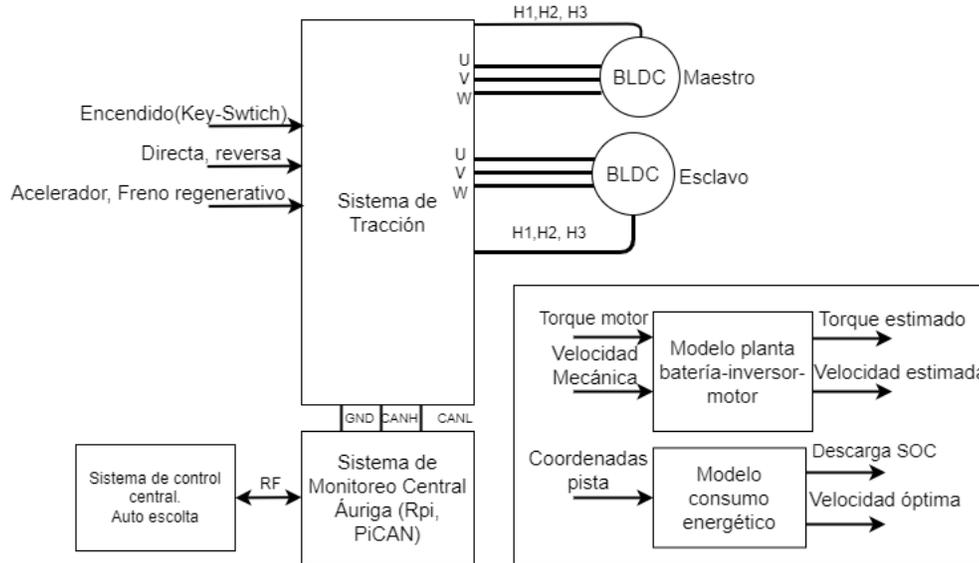


Figura 1.3: Diagrama de Bloques Simple del Sistema de Tracción.

1.4. Alcance

El presente documento muestra cómo se implementan, configuran y se ponen en marcha los controladores *Sevcon* del tren de potencia de un vehículo eléctrico. El proceso de diseño asociado a la topología del tren y a los límites de potencia fueron previamente estipulados, por lo cual, un proceso de selección de componentes no forma parte del trabajo.

La puesta en marcha del sistema se realiza con el desarrollo de entornos de simulación primero y luego con pruebas en pista. No existe una ficha técnica con los parámetros constructivos del motor y no se realiza una exhaustiva identificación paramétrica de la planta. Se presentan todos los pasos de configuración del inversor incluyendo visualizaciones y justificaciones de los parámetros escritos en los registros a través de ensayos y simulaciones realizados.

Debido a que el vehículo se encuentra en un proceso de construcción, existen diferencias de estimación de datos a través de *CAN*, con las lecturas de la potencia de entrada del inversor, que condicionan las variables del mismo. Al mismo tiempo, debido a la falta de implementos, solo la medida de la corriente de descarga y la velocidad mecánica de salida del inversor son validadas con la medida del *BMS*, un tacómetro y *GPS* respectivamente. No son utilizadas máquinas externas como wattmetros, dinamómetros o motores acoplados, para la realización de pruebas de carga, en un escenario estático como un banco de ensayos, que validen completamente la potencia del inversor y la potencia mecánica de salida del motor. Así, el desarrollo de piezas mecánicas para acoplar un motor en rueda no forman parte de este trabajo. Sin embargo, si son realizadas estimaciones de la potencia de entrada al sistema, así como la potencia eléctrica aplicada que se traduce en el torque aplicado del motor, como potencia mecánica con pérdidas.

Después de la puesta en marcha del vehículo en pista con 1 motor, con sus limitaciones aso-

ciadas a la configuración y al diseño del sistema, que limitan la eficiencia de salida, el entorno de simulación con el modelo controlador-motor requiere de una sintonización-actualización, específicamente de los parámetros mecánicos de la carga que ejerce la pista y el peso del auto sobre el motor. El programa de control óptimo implementado funciona considerando un modelo con la eficiencia del tren de potencia con datos del inversor en pista y permiten caracterizar el consumo del vehículo en distintos escenarios, siendo una herramienta simple para el desarrollo de estrategias de conducción. Pero solo es de utilidad como información a priori del vehículo en la ruta, muestra como varía la velocidad por la elevación y la carga con el sistema de almacenamiento de energía.

1.5. Estructura del trabajo

En el capítulo 2 se presentan los implementos que se utilizarán, se revisan los antecedentes teóricos sobre control de máquinas sincrónicas, motores de imán permanente, modelamiento de accionamientos eléctricos, el modelo del manejo de la energía. Después, se presenta el estado del arte de la problemática planteada, asociado a control del torque, implementación de accionamientos eléctricos y el problema control óptimo.

En el capítulo 3 se muestra la propuesta de entorno de simulación, realizado con modelos para la planta batería-inversor-motor en *Matlab* y se presenta el modelo de control óptimo utilizado, cuyo programa en *Python* no es de autoría propia, pero debió ser traducido, ordenado, modificado y ajustado para su correcto funcionamiento. Se presentan los resultados de simulaciones de los modelos que facilitarán, luego, la configuración de los controladores, el análisis de resultados de la planta y el análisis del consumo en pista.

En el capítulo 4 se presenta la construcción electromotriz del tren de potencia y se presenta el proceso de configuración de los controladores *Sevcon* con *DVT* para posterior realización de ensayos en pista.

En el capítulo 5 se presentan los ensayos en vacío y en pista realizados para las distintas configuraciones del tren de potencia.

En el capítulo 6 se muestra la contribución, se concluye sobre el objetivo y se plantean los trabajos futuros asociados.

Capítulo 2

Antecedentes teóricos y trabajos previos

En el presente capítulo se hace una revisión asociada al desarrollo de vehículos eléctricos. Se muestran las componentes de un auto eléctrico puro. Luego, se presentan los implementos proporcionados para la realización de la memoria con el controlador y el motor. Son especificados aspectos teóricos para el control de motores, son mostrados los aspectos iniciales de *CANopen* y el programa utilizado en el trabajo, con los modelos que existen de la planta. Finalmente, se presenta un estudio de trabajos previos del control de la energía del auto en pista, con la configuración de controladores, así como los trabajos previos asociados a la construcción de trenes de potencia.

2.1. Vehículos Eléctricos

Los vehículos eléctricos o *EV* (*Electric Vehicle*) corresponden a un medio de transporte, con conexiones eléctricas aisladas o fijas al terreno, como un auto y el metro, que permite el transporte de personas o cosas y que utiliza al menos un motor eléctrico para la tracción. Estos medios de transporte pueden clasificarse según su fuente energética, que puede ser solar, eléctrica pura, o con diésel, según su finalidad, si es para ciudad o deportivo todo terreno, o según el tipo de motor eléctrico, que puede ser síncrono, de inducción o *DC*. Así, los vehículos eléctricos convencionales son constituidos principalmente por módulos que permiten la acumulación, el control y el accionamiento, como se presenta en la Figura 2.1. De esta manera, el accionamiento del vehículo se basará en entregar potencia desde el sistema de almacenamiento de energía al sistema de accionamiento a través del controlador.

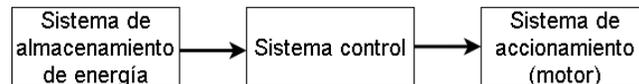


Figura 2.1: Diagrama de Bloques Simple de planta electromotriz de un vehículo eléctrico puro.

2.1.1. Sistema de almacenamiento de energía

La acumulación se realiza a través de un sistema de almacenamiento de energía (*ESS Energy Storage System*), en forma de banco de baterías con acumuladores químicos como celdas de plomo ácido (*Pb-ácido*), o celdas de ion litio (*Li-Ion*). Cada celda de un banco de baterías está compuesto de sustancias activas para los polos positivo y negativo que están sumergidos en un medio electrolito, que permite el flujo de electrones y corriente.

El modelo del banco de baterías puede ser especificado a partir del desarrollo de un circuito equivalente, donde es posible caracterizar el funcionamiento en régimen permanente de corriente continua de descarga, o a partir de modelar la variación de la energía del sistema. En la Figura 2.2, se presenta el modelo completo y simple del banco de baterías, el cual, funciona entregando aproximaciones del comportamiento del voltaje con la descarga/carga de corriente. Del circuito, en la Ecuación 2.1, se presenta la ley de voltajes de *Kirchhoff* en función de la tensión interna V_{in} , que depende la resistencia interna R_{in} , de la carga extraída en forma de corriente I y del voltaje V entregado a la carga externa. En el presente trabajo, un proceso de estimación de parámetros con algoritmo de mínimos cuadrados (*Least Square*), es obviado debido a que no existen datos de descarga completa del banco.

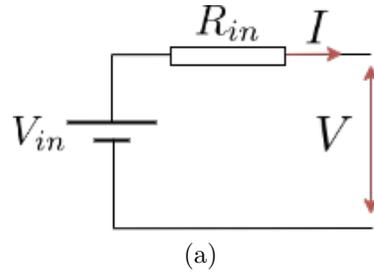


Figura 2.2: Circuito equivalente simple del modelo del banco de baterías.

$$V = V_{in} - I \cdot R_{in} \quad (2.1)$$

Después, en la Figura 1.2, es posible aplicar la ley de corrientes de *Kirchhoff*, obteniéndose la variación de la energía del banco de baterías E , en función de la potencia de entrada del sistema solar P_{in} y la potencia de salida aplicada del inversor con el motor P_{out} , como se presenta en la Ecuación 2.2.

$$\frac{dE}{dt} = P_{in} - P_{out} \quad (2.2)$$

De esta forma, existen 2 formas de abordar el modelamiento asociado al sistema de almacenamiento de energía. El primer modelo describe cómo el banco entrega voltaje y corriente *DC* al Sistema de Tracción a través del inversor y el motor. El segundo modelo caracteriza la variación de la energía del banco, con una carga inicial E_0 , en función de la entrada de potencia solar y el consumo realizado por la tracción.

2.1.2. Motores

Los motores utilizados para la construcción de vehículos eléctricos está segmentada según los requerimiento del diseño y son usados motores trifásicos de: corriente continua, de inducción de jaula de ardilla y síncrono con rotor imán permanente. Las características más relevantes de estos motores se describen a continuación.

- Motor de corriente continua: consisten en un estator que produce un campo magnético estático y un rotor bobinado con escobillas. Esta clase de motores son de bajo coste, poseen una controlabilidad simple, con tecnología bastante desarrollada.
- Motor de inducción: esta clase de motor es asíncrono; tiene una alta confiabilidad, madurez tecnológica y bajo costo. Su control y modelamiento es complejo debido a las no linealidades presentes en los parámetros de la planta al variar la temperatura.
- Motor síncrono de imán permanente: esta clase de motor posee una alta densidad de potencia y eficiencia, pero su costo es alto, no tiene una madurez tecnológica desarrollada y es más complejo el control, debido a que requiere del conmutador externo de la corriente para su operación

Los criterios utilizados para la elección de un motor se basan en escoger máquinas que tengan una eficiencia que conlleve a menores gastos energéticos y cuenten con una alta densidad energética. La tensión del sistema depende de la tensión nominal del motor y la del banco. Los niveles de corriente máxima, dentro del rango de funcionamiento, dependen de la potencia máxima del motor, así como del voltaje del nominal DC y los dispositivos conectados en paralelo. Por otro lado, la dinámica del vehículo debe ser lo suficientemente buena como para permitir un buen accionamiento con altos picos de tensión y corriente, siendo además, mecánicamente hablando, lo más aerodinámico y sin resistencia de rodadura. Luego, la elección de las características de placa del motor deben permitir que la corriente con el voltaje funcionen en los rangos esperados.

2.2. Tren de potencia del Áuriga

Para la instalación del tren de potencia, que se presentará en las secciones venideras, es necesario entender los componentes de la planta. Fueron proporcionados por el equipo Eolian para su utilización, estudio y puesta en marcha desde el comienzo. La topología del tren de potencia diseñada para el Áuriga se presenta en la Figura 2.3, donde, como Sistema de Tracción, se utilizan 2 inversores marca *Sevcon* conectados en paralelo al banco de baterías, que controlan 2 motores marca *Qs* traseros, conectados directamente a las ruedas con las llantas.

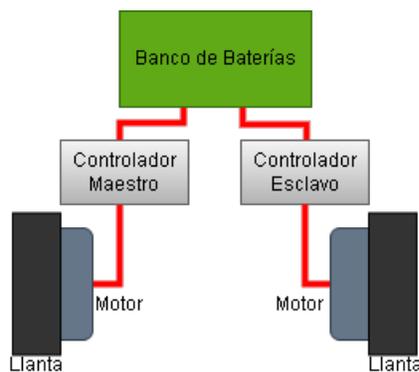


Figura 2.3: Topología del tren de potencia del vehículo.

2.2.1. Banco de baterías

La alimentación DC queda definida a través de un banco de baterías como sistema de almacenamiento de energía, que mediante el conversor y el controlador electrónico, entregan potencia eléctrica en forma de una caída de tensión y corriente DC , que se debe traducir en velocidad y corriente-torque aplicado en el motor.

El banco de baterías utilizado es el desarrollado por el equipo Eolian y consta de 28 celdas en serie de $3.7[V]$ por $3.3[Ah]$ de capacidad por 72 celdas en paralelo. Luego, el voltaje nominal es: $V_{nom} = 3.7[V] \cdot 28 = 104[V]$, aproximadamente. Una capacidad de $3.3[Ah] \cdot 72 = 238[Ah]$ y una corriente de corte de $85[A]$. Tiene un largo aproximado de $3[m]$, el cual, está formado por 2 grandes módulos con celdas apiladas. Otorga un peso al vehículo con $90[Kg]$, aproximadamente y entra a través de un túnel trasero construido en el chasis.

Para efectos de la memoria, asociadas al banco de baterías, se tiene que, debido a sus características de prototipo en desarrollo, los ensayos realizados no permitieron una descarga completa, con la finalidad de caracterizar empíricamente la autonomía del auto con los inversores *Sevcon*, de tal forma que, los voltajes utilizados no fueran menores que $90[V_{DC}]$.

2.2.2. Motor *QS 260 V3*

Los motores utilizados en el presente trabajo son *BLDC (Brushless DC Motor)*, modelo *Qs 260 V3* trifásico, con flujo radial, sin polos salientes (cilíndrico), de imán permanente en el rotor (*PM Pemanent Magnet*). El motor tiene la conexión en estrella, para las 3 fases y 2 pares de pines asociados a los sensores *hall*. En la Figura 2.4, se presenta el plano del modelo del motor.

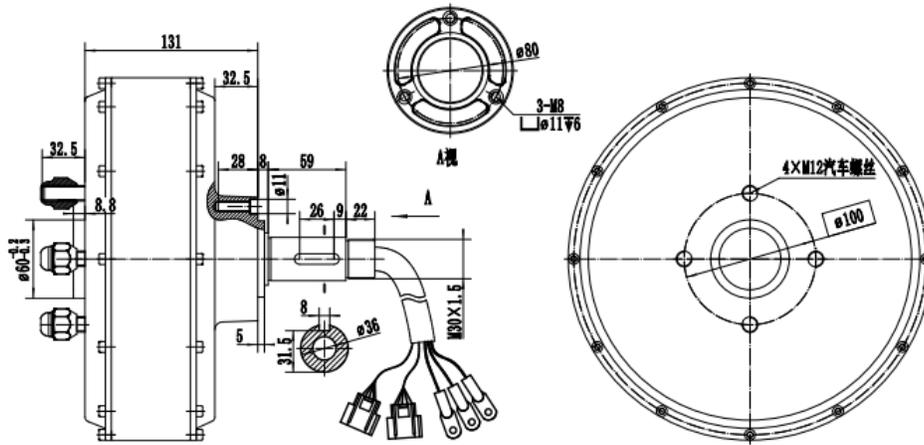


Figura 2.4: Motor *QS 260 V3*.

Este tipo de motores es en rueda. Por ese motivo, la topología del tren de potencia en la transmisión del motor, es con el mismo dispuesto directamente en la llanta, eliminando la relación de transmisión. El torque del motor es el mismo aplicado en la llanta con carga. Luego, los datos de placa conocidos del motor son especificados en la Tabla 2.1. Aquí, los valores importantes que se desconocen son la corriente y tensión *AC* máxima y nominal en la armadura del motor y la constante de flujo magnético (o constante de torque). De esta forma, no se conoce como estimar la corriente máxima en el estator a partir del torque, lo cual, afecta en la estimación del potencia mecánica de salida realizada por el inversor con variables eléctricas, así como el lazo interno de corriente.

Tabla 2.1: Especificaciones motor *Qs 260 V3*.

Par de Polos	16[-]
Potencia Nominal	2[kW]
Potencia Máxima	4[kW]
Voltaje Nominal DC	72[V]
RPM Máxima sin carga	950[RPM]
Torque Máximo	150[Nm]
Eficiencia Máxima	88.5[%]
Inductancia Estator medida(RLC)	86[μH]
Resistencia Estator medida(RLC)	0.05[Ω]

Además, debido a la conexión estrella de las fase, es posible medir la resistencia e inductancia de línea utilizando un *tester RLC (Resistance Inductance Capacitance)*. La medida de la autoinductancia se obtiene manteniendo el motor en velocidad nominal y midiendo la intucancia entre fases. Las características técnicas del motor son presentadas en la Tabla 2.1, donde el voltaje nominal *DC* del motor es de 72[V_{DC}]. Aquí, un aspecto importante asociado al accionamiento del motor, que debe tenerse en cuenta al momento de configurar el controlador, son las curvas de potencia y eficiencia. Como especificaciones del motor se tienen las

curvas del motor funcionando al voltaje nominal en el Anexo F. Luego, en el auto, el voltaje del banco de baterías es de $115[V_{DC}]$ cuando se encuentra completamente cargado y el voltaje nominal DC es $104[V_{DC}]$. En consecuencia, las curvas entregadas por el fabricante no son de utilidad, ya que las características de operación son distintas. En la Tabla 2.2 se presentan los puntos de operación del motor a voltaje nominal de placa y carga. El punto de operación es cercano a la potencia máxima del motor y en caso de aumentar el voltaje, la corriente que se debe descargar del banco será limitada.

Tabla 2.2: Punto de operación del motor Qs , dadas por el fabricante.

	Punto operación óptimo	Punto operación no óptimo
Voltaje DC	$71.94[V]$	$71.60[V]$
Corriente Descarga	$47.32[A]$	$47.33[A]$
Potencia de entrada DC	$3404[W]$	$3389[W]$
Torque	$55[Nm]$	$141.4[Nm]$
RPM	$522.7[RPM]$	$31.9[RPM]$
Potencia Salida	$3015[W]$	$472[W]$
Eficiencia	$88.8[\%]$	$13.9[\%]$

Debido a que el voltaje de operación de los motores del vehículo no se encuentra en el valor nominal especificado por el fabricante, existe un desplazamiento del punto de operación eficiente especificado a $55[Nm]$ de torque actual, con una corriente de descarga de $47.32[A]$ a $522.7[RPM]$. Por otro lado, esta información no es de utilidad para la estimación del torque del motor, ya que la corriente de descarga del banco no es completamente lineal con el torque aplicado.

2.2.3. Controlador *Sevcon Gen4 Size 4*

El inversor utilizado para el Sistema de Tracción del Áuriga es el *Sevcon Gen4 Size 4*, el cual, es un controlador que utiliza tecnología *MOSFET* de 6 transistores para la conmutación de las fases [6]. Este autómata programable es una caja negra que tiene tecnología *EEPROM*, con un registro que permite la configuración de datos de manufacturación y comunicación a través de *CAN*. Permite la configuración de entradas y salidas analógicas y digitales. En la Figura 2.5, se presenta el controlador de corriente, donde se especifica el circuito de mando con el conector macho de 35 pines y el circuito de fuerza para las fases del motor $M1-M2-M3$ con la entrada DC , $B+$, $B-$ para el banco.

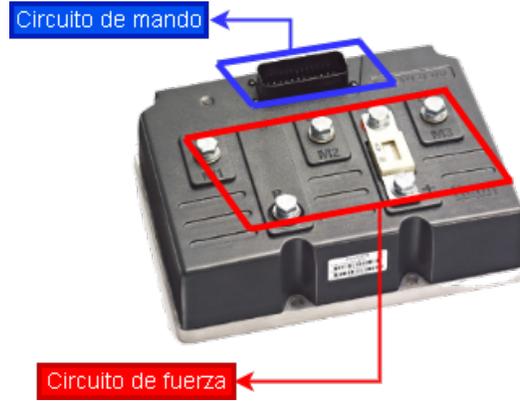


Figura 2.5: *Sevcon Gen4 Size 4*.

El inversor permite el control de motores de inducción asíncronos y motores *PMAC* (*Permanent Magnet Altern Current*), terminología similar a *PMSM* utilizando control orientado a campo (*FOC Field Oriented Control*) [6]. Los datos de placa del inversor son especificados en la Tabla 2.3. Los inversores del Áuriga son alimentados con $104[V_{DC}]$, con una corriente de descarga limitada por las protecciones del banco. La corriente máxima que puede entregar el inversor en el estator puede ser de hasta $300[A]$. Debido al voltaje del banco y la potencia máxima del motor, la corriente del estator queda limitada a un amperaje menor de $100[A]$.

Tabla 2.3: Especificaciones *Sevcon Gen4 Size 4*.

Voltaje Nominal Batería	$96[V_{DC}]$ a $120[V_{DC}]$
Máximo Voltaje de operación	$150[V_{DC}]$
Mínimo Voltaje de operación	$48[V_{DC}]$
Corriente <i>peak</i>	$300[A]$
Corriente Boost	$360[A]$
Cont. Corriente	$120[A]$

El inversor permite el control de la corriente-torque en el motor, donde, las demandas del acelerador en forma de torque son convertidas en demandas de corriente i_q , que se traducen en voltajes en la fase utilizando control vectorial con *SVM* (*Space Vector Modulation*).

El control de la corriente que realiza el *Sevcon* permite establecer las demandas de torque del acelerador en la salida del motor. En este caso, como no se controla la velocidad (frecuencia), el lazo de control es utilizado para saturar la velocidad mecánica a la máxima del motor (*Speed Limit* [6]). El *Sevcon* realiza las lecturas de variables a través de *CANopen* según un modelo en transformada de *Park*, con control orientado a campo (*FOC*) y, al tratarse de un controlador sellado con un circuito embebido, no se tiene acceso directo a los sensores de corriente y voltaje, ya que todo se realiza por *software*, con el protocolo de comunicación.

2.3. Motor Síncrono de Corriente Alterna

En esta sección se presentan los aspectos teóricos del tipo de motor utilizado en el trabajo, asociado a motores síncronos de corriente alternas y con un imán permanente en el rotor.

Para transformar la energía eléctrica contenida en la carga del banco de baterías en energía mecánica, a través accionamientos eléctricos, los motores de corriente alterna tienen 2 componentes básicos como se presenta en la Figura 2.6. El estator, es la parte fija compuesta por electroimanes individuales (devanado), dispuestos de manera que formen un cilindro hueco con un polo de cada cara de los imanes hacia el centro. Por otro lado, el rotor es la parte que gira, realiza la tracción y que consiste en un grupo de electroimanes o imanes dispuestos alrededor de un cilindro independiente.

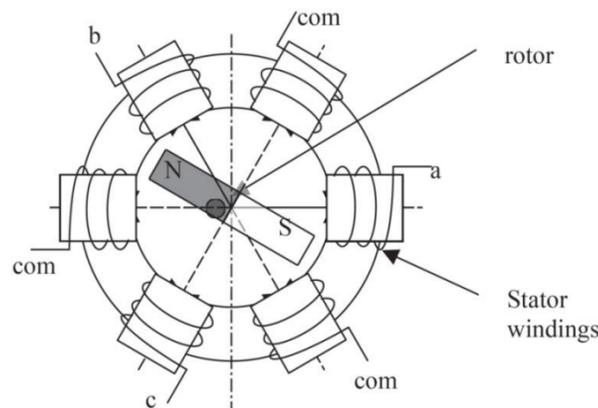


Figura 2.6: Diagrama de un motor trifásico de imán permanente *BLDC* con 1 par de polos en el rotor.

Los motores síncronos tienen la característica de que su velocidad de giro es proporcional a la frecuencia de la red de corriente alterna que lo alimenta. Así, esta clase de motores utiliza el concepto de campo magnético giratorio producido en el estator, pero la excitación permanente proviene de electroimanes en el rotor, o de imanes permanentes que giran sincrónicamente con el campo del estator.

Existen los motores síncronos de rotor bobinado, donde el rotor funciona como un electroimán, que requiere alimentación externa y existe el motor síncrono de imanes permanentes (*PM Permanent Magnet*), donde el rotor es un imán encargado de generar un campo magnético de excitación constante. El motor síncrono de imanes permanentes (*PM* o *PMAC Permanent Motor AC*), elimina los polos electromagnéticos con fuente de alimentación adicional, los anillos deslizantes y las escobillas [6][4]. Así, para la construcción de una máquina síncrona de imanes permanentes, el enrollado del rotor se reemplaza por imanes permanentes. Y los materiales utilizados en la construcción son: el Alnico, el Cobalto Ferrita y el Samario Cobalto. El desarrollo de este tipo de motores depende de la disponibilidad de imanes que eliminan la alimentación del rotor y a la renovación del controlador con conmutador de fases con transistores, que eliminan los conmutadores mecánicos.

Los motores *PM* a diferencia de los motores de inducción, eliminan las pérdidas en los

enrollados, tienen una alta densidad de potencia, construcción robusta y baja inercia rotacional. Sin embargo, son de mayor costo, sufren efectos de re magnetización y tiene menor flexibilidad en el control del flujo.

Dependiendo de la dirección del flujo de campo en el rotor, las máquinas *PM* pueden clasificarse en campo radial, donde la dirección del flujo esta a lo largo del radio de la máquina y en campo axial, donde la dirección del flujo es paralela al eje del estator [4].

El principio electromagnético del motor *PM* se basa en la utilización del campo generado por el imán en el rotor y el campo electromagnético generado por las fases del estator. Para los motores de imán permanente la armadura se encuentra en el estator y el flujo constante en el rotor. Luego, es necesario el inversor con el conmutador electrónico para conmutar las corrientes en la armadura (controlador de corriente) [2].

2.3.1. Motor Síncrono de Imán Permanente *PMSM*

El motor síncrono de imán permanente (*PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor*) es síncrono de corriente alterna, cuya excitación de campo proviene de imanes permanentes. Tiene una forma de onda de fuerza electromotriz trasera (*BEMF Back Electromotive Force*) senoidal debido al devanado distribuido [4]. El *PMSM* es un cruce entre un motor de inducción y un motor de corriente continua *CC* sin escobillas. Como ocurre con las máquinas *DC*, esta clase de motor tiene un rotor de imán permanente y bobinas en el estator. Su densidad de potencia es mayor que la de los motores de inducción en los mismos rangos, ya que no cuenta con potencia del estator dedicada a la producción de campos magnéticos [5]. El *PMSM* puede generar par motor a velocidad 0 y, para valores de par bajo, se genera rizado. Los *PMSM* se utilizan generalmente para controladores de alto rendimiento y alta eficiencia, que se caracterizan por una rotación uniforme en todo el rango de velocidad del motor, control total de par motor a velocidad 0 y aceleración/desaceleración rápidas.

La alimentación de las fases es con corrientes sinusoidales, con un flujo de estator continuo y en cada ciclo de conmutación, 3 fases conducen al mismo tiempo (*Three Level Converter*). Para lograr tal funcionamiento, los *PMSM* utilizan técnicas de control vectorial, que consiste en descomponer la corriente del estator en una parte generadora de campo magnético (flujo magnético i_d) y una parte generadora de torque (i_q) y así, ambos componentes se pueden controlar de forma separada tras el desacople [5].

2.3.2. Motor *DC* de Imán Permanente *BLDC*

El motor *BLDC* (*Brushless DC Motor*), es un tipo de motor síncrono, de imán permanente en el rotor (*PM Permanent Magnet*), sin escobillas y de corriente continua, que conmuta las fases de manera electrónica utilizando un sistema puente de transistores como el inversor (generalmente 6 *MOSFET* o *IGBT*). Adicionalmente, el control del motor se basa en las lecturas obtenidas de sensores de posición del rotor y de la corriente con el voltaje en el estator [3].

A diferencia de otros motores síncronos de imán permanente como los *PMSM*, que se conmutan con corrientes sinusoidales, el motor *BLDC* es conmutado por corrientes y una

fuerza electromotriz trapezoidal. Sin embargo, ambos motores pueden ser modelados de la misma forma y operados con la misma estrategia de conmutación, i.e. con el mismo controlador [1][4][5]. El motor *BLDC* posee alta eficiencia y baja tasa de fallas. Además, en el torque electromecánico generado existe rizado que genera inestabilidad en la velocidad.

Debido a la conmutación del devanado con la conmutación trapezoidal, la planta genera torque con rizado considerable en cada conmutación. Luego, en un motor trifásico, la conmutación se realiza en 6 pasos y solamente se conduce corriente por 2 de los 3 devanados en el mismo paso de conmutación. La alimentación del motor es con corriente directa, el flujo del estator conmuta cada 60° y 2 fases conducen al mismo tiempo (*Two level converter*), similar al control y modelo de un motor *CC* [2].

2.4. Control máquinas síncronas de imán permanente

Las técnicas de conmutación trapezoidal y sinusoidal suponen de técnicas de modulación orientadas a la excitación de la armadura para un devanado concentrado o no, como se presenta en la Figura 2.7, donde, los *BLDC* tienen devanados de estator concentrados (bobinas enrolladas alrededor de cada diente), mientras que los *PMSM* tienen devanados de estator distribuidos (bobinas que abarcan más de un diente).

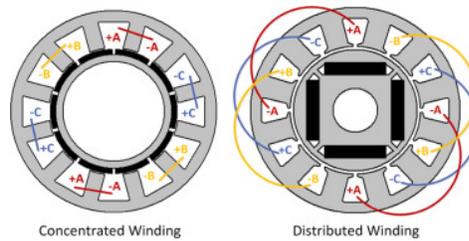


Figura 2.7: Devanado concentrado y distribuido para motores de imán permanente.

Luego, en la Figura 2.8, el control lo realiza el inversor trifásico o controlador de fuente de voltaje (*Voltage Source Inverter*), implementado mediante puentes de transistores *MOSFET* o *IGBTs*, con el conmutador electrónico que utiliza las medidas del sensor de posición y corriente.

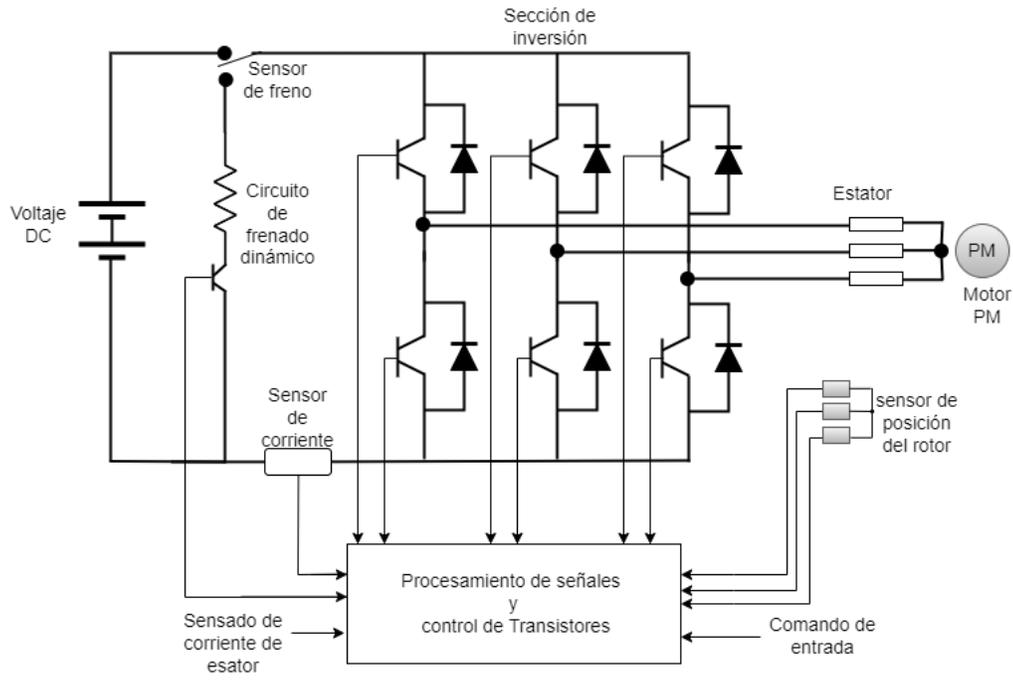


Figura 2.8: Inversor puente de transistores [4].

Después, para el control de la excitación del devanado de máquinas de imanes permanentes, existen diversos métodos de *switch* de los transistores para alimentar las fases con una proporción de la parte negativa o positiva de la fuente, utilizando la lectura del sensor de posición, como el control bipolar [3]. Luego, es posible utilizar una estrategia de conmutación-control vectorial, también conocido como control orientado a campo (*FOC Field Oriented Control*). El *FOC* consiste en controlar las componentes de la corriente en el estator representadas a través del vector d, q en el eje de referencia rotatorio alienado con el flujo del rotor. El sistema de control vectorial requiere de un modelo dinámico con las ecuaciones mecánicas del motor y las ecuaciones eléctricas del estator y controlador, para entregar los valores de voltaje y corriente del control.

La transformada de *Clarke* proporciona las componentes real e imaginaria de la corriente. Después, la transformada de *Park* es utilizada para transformar las corrientes del eje referencia estacionario al eje de referencia móvil y controlar la relación espacial entre el vector de corriente y el vector de flujo en el rotor [22]. En la Figura 2.9, se presenta la relación que tiene la transformada en eje rotatorio d, q , el eje estacionario α, β y la relación con el eje de referencia trifásico abc .

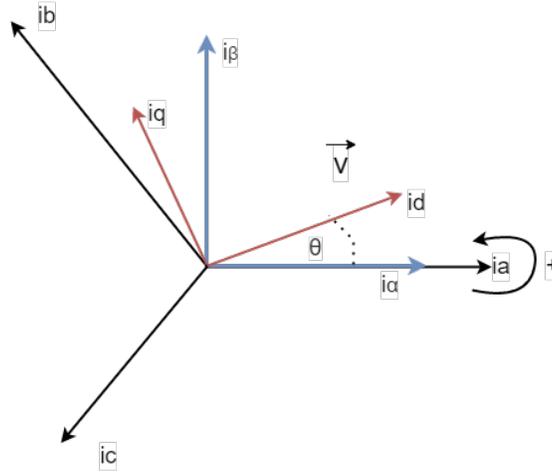


Figura 2.9: Corrientes de estator en componentes d, q y su relación con el eje estacionario de referencia abc .

La descomposición de la corriente del estator permite el control independiente de la corriente generadora de flujo y la generadora de torque, siendo similar al control de motores de corriente continua de excitación independiente. El par motor generado es el resultado de la interacción de los campos producidos por la corriente i_q en el estator y el flujo constante del imán en el rotor. El valor del torque se mantiene constante excepto en la zona de debilitamiento de campo donde i_d es distinto de 0.

Para que la interacción entre estos campos sea máxima, se controla la corriente para establecer un vector perpendicular a los imanes del rotor, de tal manera que, al girar los imanes, la corriente debe modificar su ángulo para que siga en 90° . Luego la frecuencia de la corriente debe ser igual a la frecuencia de giro del motor multiplicado por el número de pares de polos. El control de una máquina síncrona se realiza utilizando la posición del rotor medido a través de un sensor *encoder* que tenga alienada su compensación de la posición (*offset*). En este estado, la primera fase del motor está alineada con i_d y el valor del voltaje v_d en vacío es 0 [5].

Para el control de la tensión se utilizan controladores *PI* (controlador Proporcional-Integral) en cascada, encargados manejar el torque, la velocidad o la posición [4]. En la Figura 2.10, se especifica el diagrama de control de velocidad con *FOC* y los pasos de la estrategia de control están descritos en la Figura 2.11.

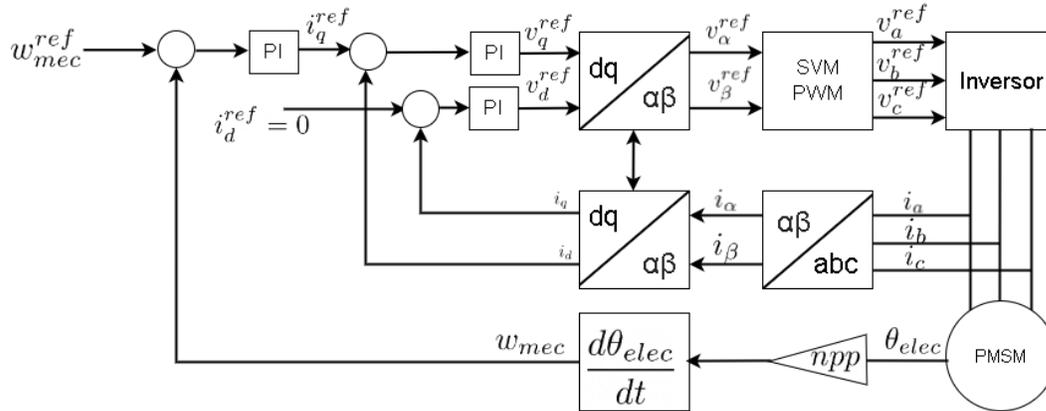


Figura 2.10: Estrategia de Control orientado a campo *FOC* [5].

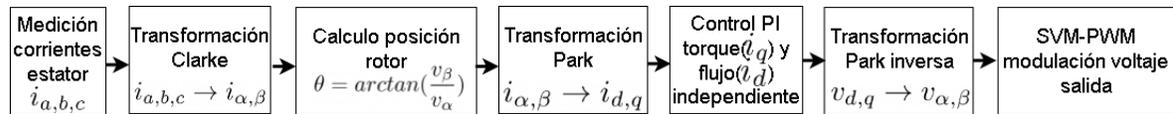


Figura 2.11: Bloques para estrategia *FOC* [5].

En la Figura 2.11, inicialmente se miden las corrientes trifásicas del estator i_{abc} , luego, con la transformada de *Clarke* se pasan al sistema de referencia $i_{\alpha\beta}$. El cálculo de la posición del rotor se realiza mediante el desfase existente entre los voltajes $v_{\alpha\beta}$ y la arcotangente (utilización de *PLL Phase-locked loop*).

Después, para el control, primero es necesario aplicar la transformada de *Park* para utilizar el sistema estacionario de la corriente del estator obteniendo i_{dq} y el manejo independiente del flujo y el torque utilizando controles *PI*. La salida de los bloques *PI* son los voltajes v_{dq} que son trasladados al eje de referencia estacionario α, β con la transformada inversa de *Park*. Finalmente, utilizando la modulación del vector espacial (*SVM Space Vector Modulation*), se alimentan los transistores del inversor de potencia conectado al voltaje *DC*, transformando las demandas calculadas en demandas de voltaje *PWM*.

El inversor realiza la conmutación electrónica como fuente de voltaje regulada, utilizando el puente de 6 transistores y la información del rotor con los sensores posición. La información obtenida de los 3 sensores *hall* es codificada entregando distintas posiciones de un mapa de modulación de voltaje [4].

2.4.1. Modelo *PMSM*

Para el modelamiento de una máquina síncrona de imán permanente que es controlado con *FOC*, es utilizada la representación simplificada en transformada de *Park*, que permite también modelar el accionamiento de motores *BLDC*. El Modelo Eléctrico del motor *PMSM*

en coordenadas d, q queda definido por las Ecuaciones 2.3 y 2.4, donde el voltaje maneja la dinámica de la corriente en la armadura de la máquina [4].

$$v_q = R_q \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + npp \cdot w_m \cdot (L_d \cdot i_d + \lambda_m) \quad (2.3)$$

$$v_d = R_d \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - L_d \cdot npp \cdot w_m \cdot i_q \quad (2.4)$$

Luego, los flujos en las componentes d, q quedan descritos por las Ecuaciones 2.5 y 2.6, para la armadura y el imán permanente respectivamente.

$$\lambda_q = L_d \cdot i_q \quad (2.5)$$

$$\lambda_d = L_d \cdot i_d + \lambda_m \quad (2.6)$$

El modelamiento bilineal con la transformada de *Park* tiene un equivalente circuital, asociado al lazo de corriente para cada componente d, q . En la Figura 2.12, se presenta el equivalente circuital del modelo *PMSM*.

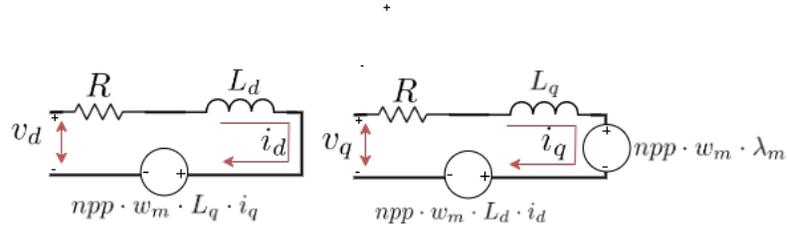


Figura 2.12: Equivalente circuital modelo bilineal *PMSM*.

Después, la conversión entre la velocidad mecánica y eléctrica del motor queda definida a partir del número de par de polos en el rotor según la Ecuación 2.7. La velocidad eléctrica caracteriza la posición del rotor, utilizada por los sensores de movimiento presentes en el motor para entregar adecuadamente la corriente.

$$w_e = npp \cdot w_m \quad (2.7)$$

El cálculo de la potencia electromecánica queda definida en la Ecuación 2.8, en función de los flujos y corrientes en componentes d, q . La relación entre el torque electromecánico y la potencia mecánica en función de la velocidad mecánica queda descrita en la Ecuación 2.9.

$$P_{em} = \frac{3}{2} \cdot npp \cdot w_m \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (2.8)$$

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{w_m} \quad (2.9)$$

Utilizando 2.8 y 2.9, el torque electromecánico dependiente del flujo y las corrientes d, q queda descrito según la Ecuación 2.10. Reemplazando las expresiones de flujo 2.6 y 2.5 en 2.10, se obtiene en 2.11, la dependencia de las corrientes, las inductancias y la constante de flujo de magnetización-magnético.

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot npp \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (2.10)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot npp \cdot (\lambda_m \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (2.11)$$

Por otro lado, el Modelo Mecánico del motor de imán permanente queda descrito en la Ecuación 2.12 a partir de la velocidad mecánica y la eléctrica asociada a la velocidad angular de la posición eléctrica del rotor .

$$J \cdot \frac{dw_m}{dt} + B \cdot w_m = T_{em} - T_l \quad (2.12)$$

Los parámetros y variables del modelo en *Park* de una máquina *PM* quedan descritos según las Tablas 2.4 y 2.5, respectivamente.

Tabla 2.4: Variables Modelo *PMSM*.

Variable	símbolo	Unidad
Corriente componente cuadratura	i_q	[A]
Corriente componente directa	i_d	[A]
Voltaje componente cuadratura	v_q	[V]
Voltaje componente directa	v_d	[V]
Velocidad Mecánica	w_m	$\left[\frac{rad}{seg}\right]$
Velocidad Eléctrica	w_e	$\left[\frac{rad}{seg}\right]$
Torque Motor	T_e	[Nm]
Torque Carga	T_l	[Nm]

Tabla 2.5: Parámetros Modelo *PMSM*.

Parámetro	símbolo	Unidad
Número Par de Polos	npp	[-]
Inductancia de Fase Transformada Park	L_q, L_d	[μH]
Resistencia de Fase	R	[Ω]
Inercia	J	[Kgm^2]
Constante de Flujo de magnetización	λ_m	$\left[\frac{V}{rad/seg}\right]$
Constante de Fricción	B	$\left[\frac{Nm}{rad/seg}\right]$

La estrategia de control de la máquina síncrona se presenta en el Anexo C.1, donde se establece el mapa de potencia asociado a la zona de torque constante o Máximo torque por ampere (*MTPA Maximum Torque per Ampere*) y de debilitamiento de campo (*FW Field*

Weakening). Por otro lado, se presenta la formulación del control del lazo interno rápido de corriente i_{dq} y el lazo externo lento de velocidad.

2.5. Protocolo *CAN* y *DVTC*

Además de necesitar una comprensión de la fenomenología del tren de potencia, es preciso el reconocimiento de los medios que permiten la puesta en marcha del controlador y el motor, con lectura en línea de las variables. Se presentan el protocolo *CAN* y el programa *DVTC*, asociado a la aplicación que permite acceder a la red de comunicación que es utilizada para los controladores *Gen4*.

2.5.1. Protocolo *CAN*

CANopen es un estándar internacional para protocolos de comunicación de capa superior en sistemas embebidos. *CAN* (*Controller Area Network*), define el nivel de la capa física y de datos en el modelo *OSI*, e implementa desde la capa de la interfaz *CAN*, hasta la capa de aplicación. El protocolo también proporciona un conjunto de herramientas para configurar, controlar y supervisar los nodos en una red integrada. La comunicación se realiza por 2 cables, *CAN Low* y *CAN High*, que une los nodos (controladores), con 2 resistencias de terminación de $120[\Omega]$.

Después, el núcleo del protocolo *CAN* es el Diccionario de Objetos (*Object Dictionary*) existente en cada nodo. Aquí, son agrupados todos los parámetros y los objetos accesibles vía la red por mensaje predefinidos. Cada elemento en el Diccionario de Objetos es direccionado por un índice de 16 bits y un subíndice de 8 bits en hexadecimal. La lectura y escritura de parámetros es realizada a través del diccionario como registro, permitiendo tener una interfaz entre los mensajes *CAN* y las aplicaciones de despliegue.

Para el proceso de comunicación y monitoreo de un nodo en la red, son utilizados objetos propios de *CANopen*, esto es, los objetos de comunicación como los *PDO* (*Process Data Object*), que permiten la lectura de variables en la red *CAN*. Este objeto de comunicación es una trama de 8 bytes , que permite configurar variables para la lectura con un identificador único. Más detalle sobre el protocolo *CAN* se presenta en el Anexo E.

2.5.2. DVT

Para el accionamiento de motores eléctricos en vehículos que funcionan en pista, es necesario reconocer el controlador con el programa para la configuración. Existen diferentes marcas en el mercado, con diferentes funcionalidades, pero que básicamente cumplen con el objetivo de convertidor de potencia y de conmutador electrónico. Dentro de las marcas más conocidas, está la de los controladores *Kelly*, que utilizan el programa *KMC user App* y los controladores *Sevcon*, que utilizan *DVTC*. El presente trabajo utiliza un modelo *Sevcon* de la familia *Gen4*, por eso, solo se aborda su *software*.

El inversor *Sevcon Gen4* debe ser configurado en *CANopen* con el *software DVTC (DVT Customer)*. La versión actualizada del *Sevcon DVTC* es la del 2022 y supone el anuncio dado por la empresa *BorgWarner* de la adquisición de *Sevcon Inc. (Sevcon)* el 28 de Septiembre del 2017. En la Figura 2.13, se presenta el logo del acceso directo del programa en el escritorio.

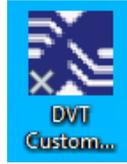


Figura 2.13: *BorgWarner DVTC*.

En la configuración de los inversores *Sevcon* modelo *Gen4*, se debe establecer la red *CAN* adecuada y realizar la bifurcación asociada al adaptador *CAN* a *USB, IXXAT*, como el de la Figura 2.14, el cual se comunica por *CAN High*, *CAN Low* y la tierra *B-* del controlador.



Figura 2.14: Adaptador *CAN* to *USB IXXAT* y *pinout* [6].

El *software*, corresponde a una interfaz que permite interactuar con el Diccionario de Objetos del *Sevcon* utilizando la red en *CANbus* y *CANopen*. El diccionario, posee índices codificados en hexadecimal que permiten ingresar los parámetros nominales del motor, realizar la configuración de entradas/salidas y configurar las demandas de torque que se desean realizar. En la Figura 2.15, se presenta la ventana inicial del programa indicando las opciones con los registros más importantes.

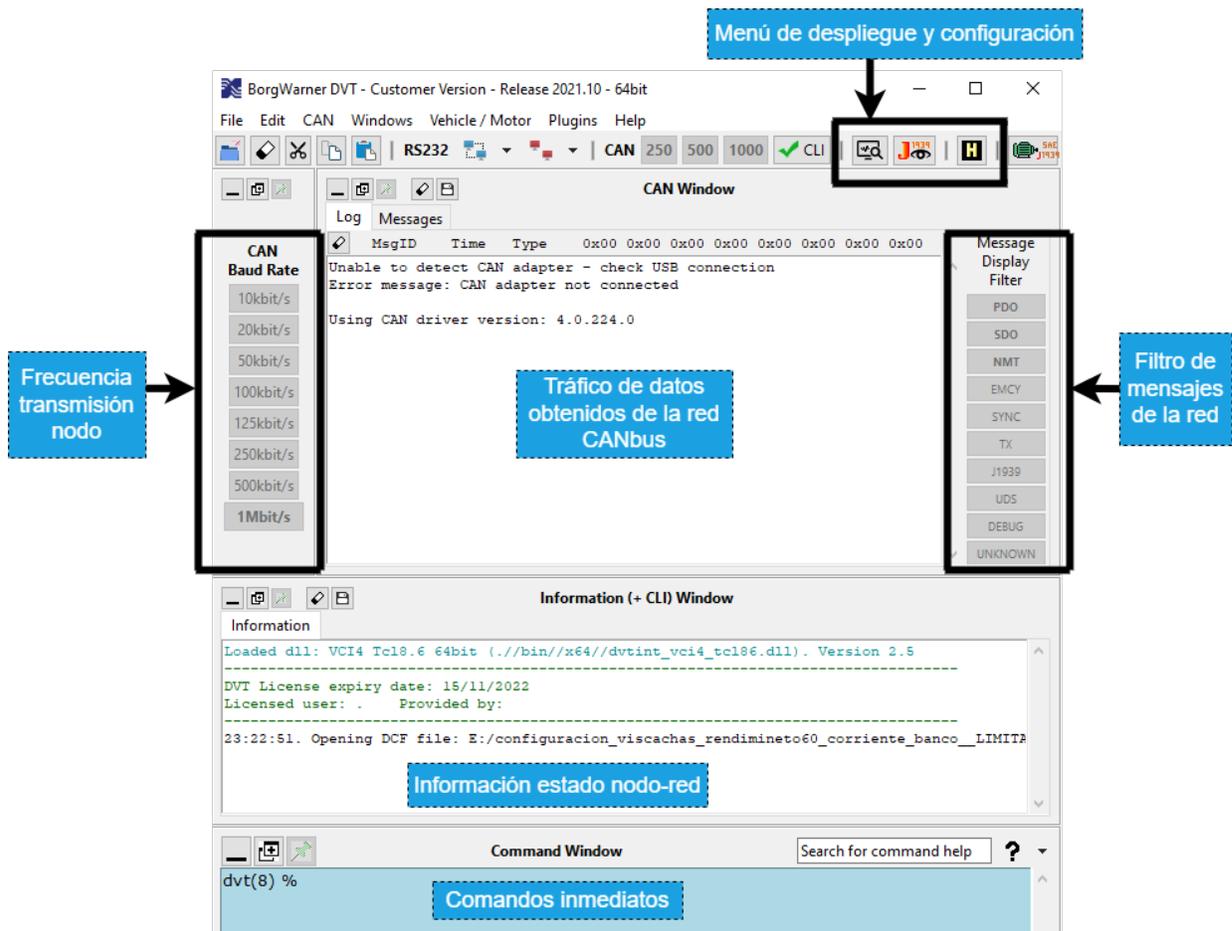


Figura 2.15: Ventana inicial *BorgWarner DVTC*.

En la ventana inicial, está la opción de configurar la frecuencia-velocidad de transmisión del nodo, con la ventana de tráfico de la red. Por otro lado, la versión 2021 de *DVT*, proporciona la opción de filtrar el tráfico. El programa entrega una ventana con la información del nodo, donde se encuentran las advertencias y la ventana para configuración del registro con comandos.

Para tener acceso directo al despliegue de datos y al Diccionario de Objetos, en la parte superior derecha de la ventana inicial del *DVT*, se encuentra la interfaz de vehículo (*Vehicle Interface*), para el monitoreo de las variables de planta y el Ayudante (*Helper*), para el acceso directo al Objeto con todos los registros (*Three*), para la lectura y escritura. En la Figura 2.16, se presenta el menú *Helper*, con las opciones para configuración principales.

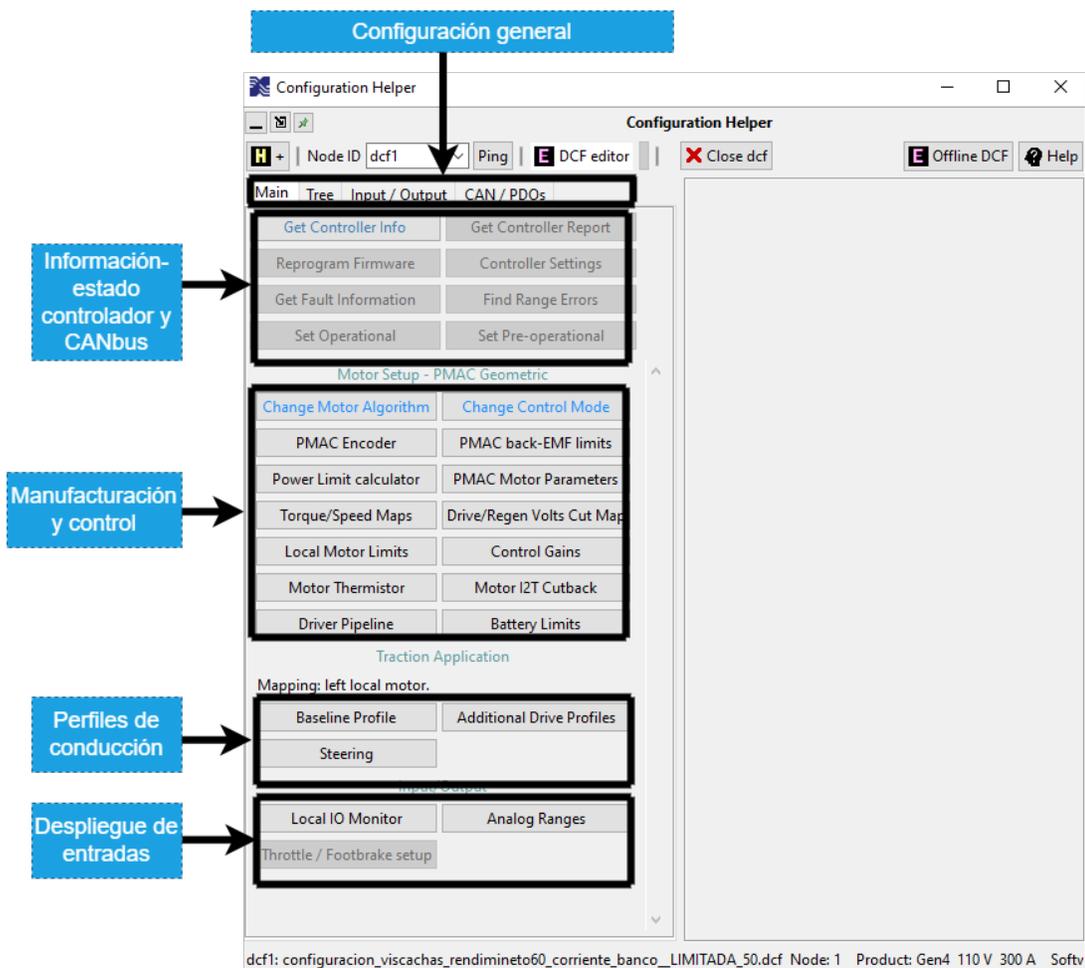


Figura 2.16: Menú Ayudante (*Helper*) en *DVT*.

En el Ayudante se entregan variadas opciones para la configuración de los registros. Es posible encontrar opciones para: la configuración principal (*Main*), con el registro *Tree*, que permite el acceso directo a todo el Diccionario de Objetos del nodo mediante los índices numerados en hexadecimal, el manejo del estado del controlador en *CAN*, la configuración de los parámetros de manufacturación y control, los perfiles de conducción, para el manejo de la respuesta de velocidad y el torque aplicado [6]. En el Anexo D.2, en las Figuras D.5 y D.6, se presenta los registros del Diccionario de Objetos de un nodo con los parámetros de manufacturación que deben escribirse, como lo son específicamente la inductancia de fase L y la constante de magnetización $K_e = \lambda_m$, que son presentadas además, en la sección 2.4.1. Información detallada del *software* se presenta en el Anexo D.2, utilizado para la configuración del presente trabajo.

2.6. Trabajo previo

En relación con la memoria que se presenta, para los trabajos previos desarrollados del Eolian, están solo los asociados al manejo óptimo del vehículo en pista. Estos modelos en particular buscan caracterizar el consumo y las estrategias de conducción una vez el vehículo

tiene una telemetría completamente instalada. Las características eléctricas con las mecánicas ya están completamente optimizadas y definidas. De esta forma, no se describen metodologías que permitan la puesta en marcha de un vehículo, teniendo en cuenta los parámetros de diseño, la falta de implementos o problemáticas asociadas a la estimación de parámetros del inversor y el *BMS* con una red de comunicación como *CAN*.

El primer trabajo asociado al control óptimo del Eolian, es el realizado por Javier Aranda [9], en el 2008. Se desarrolla una estrategias del manejo de la energía del vehículo solar Eolian 850 y se basa en un modelo de espacio de estados no lineal neto del auto. Después, en el 2012, Angela Flores [11], desarrolló un trabajo de control óptimo para el manejo de la energía del auto solar Eolian 2, para la carrera *WSC* utilizando un algoritmo de *SQP* (*Sequential quadratic programming*).

En 2015, Enrique Guerrero [9], propone un algoritmo de optimización matemática novedoso para el manejo de la energía del Eolian 2, que realiza predicciones de la potencia de entrada con métodos pseudo espectrales para encontrar una velocidad óptima y donde se conoce las coordenadas de la ruta. Luego, en este trabajo se presenta una descripción un poco más a fondo del controlador utilizado con el motor, haciendo alusión al control orientado a campo de un *BLDC*, con ajuste de entrehierro, del cual, se conocen las curvas características del motor. Por otro lado, también especifica que son conocidas las rutas con las coordenadas de la pista para el modelamiento, utilizando el sistema de adquisición de datos establecido, asociado a la telemetría y un vehículo completamente caracterizado eléctricamente para una optimización en línea.

En particular, todos los trabajos realizados de control óptimo utilizan las curvas de pérdidas a distintas velocidades operación conocidas de los motores, con la finalidad de validar la eficiencia de salida y, por otro lado, utilizan los datos reales de descarga solo para caracterizar la eficiencia del banco de baterías y validar, por ejemplo, el voltaje en los bornes del modelo. No se realiza ninguna evaluación o cálculo directo de los parámetros mecánicos de las fuerzas resistivas.

Luego, para el modelamiento del vehículo en pista, los trabajos mencionados del Eolian y el diseño del mismo, se basa particularmente en una fenomenología del vehículo completo usando la segunda Ley de Newton discretizada con Δt , utilizando específicamente, la velocidad de diseño v_f , la velocidad inicial nula $v_0 = 0$, para el cálculo del torque con la fuerza de tracción necesaria F_T . En la Ecuación 2.13, se presenta la dinámica principal aplicada al vehículo y que, para el diseño, se basa en un concepto llamado *Forward Modelling Approach*, que, dada una masa M , las fuerzas resistivas F_R con las constantes resistivas C_R , es posible obtener la potencia mecánica P_{em} necesaria para mover el auto en la Ecuación 2.14, utilizando la Ecuación 2.9.

$$\frac{M \cdot (v_f - v_0)}{\Delta t} + F_R(v_f, C_R) = F_T \quad (2.13)$$

$$P_{em} = v_f \cdot F_T \quad (2.14)$$

Luego, no existe un documento que explique, por ejemplo, un proceso de selección de motores, controlador y voltaje nominal del banco que cumplan con lo requerimientos de

potencia. Además, no existe un modelamiento propio del controlador que acciona el motor del vehículo, que en particular, solo se modela como una eficiencia asociada a la curva de pérdidas y que relaciona la potencia entregada por el banco de baterías, con la potencia mecánica de salida. Además, debido a que se trata de un vehículo solar, es necesario validar el modelo con datos de radiación. Pero, para el presente trabajo, en el vehículo, aún el *MPPT* no estaba en funcionamiento para pruebas en pista con los paneles solares.

Además, en estos trabajos se busca minimizar el tiempo de carrera utilizando la velocidad como variable de decisión en cada instante. Al momento de realización del presente trabajo, el Eolian posee un repositorio privado con una transcripción en *Python* del modelo óptimo desarrollado por Angela Flores en *Matlab*, pero es un código incompleto que solo realiza el cálculo de la fuerza total resistiva y el torque para una velocidad de entrada como las Ecuaciones 2.13 y 2.14, pero no puede ser ejecutado directamente de manera sencilla y tampoco posee una implementación del optimizador que resuelva el problema planteado de minimizar el tiempo de recorrido y el consumo. Aquí, cabe destacar que existe un cálculo asociado a los parámetros de las fuerzas resistivas del Aúriga, pero deben ser modificados, porque el vehículo, al momento del desarrollo de este proyecto, aún está en proceso de construcción y los miembros del equipo aún no tienen una noción exacta de los parámetros mecánicos resistivos del vehículo. Esto, debido a los cambios mecánicos del auto en el proceso de construcción, como la no convergencia de las ruedas, los rediseños del carenado con las entradas de aire, la fijación de la cola, restringiendo la entrada al tren de potencia con el banco de baterías y la realización de ensayos sin puertas, afectan aerodinámicamente al vehículo, cambiando los parámetros mecánicos en las pruebas obtenidas del Sistema de Tracción en el presente trabajo.

Para la puesta en marcha de trenes de potencia que utilizan los inversores *Sevcon*, en el año 2016, en España, Carlos Garcia [4], con su trabajo de Máster, realiza el diseño, instalación y evaluación de los consumos de una motocicleta eléctrica. En el documento se presentan los pasos para la implementación del sistema eléctrico completo de una motocicleta de competición. Son presentados los ensayos realizados para hacer funcionar el inversor *Sevcon Gen4 Size 8* con un motor *PMSM Heinzmann PMS 150*, trifásico síncrono de flujo axial, con todos los datos de placa relevantes que deben ser escritos para la configuración. El voltaje nominal de banco se diseñó desde el voltaje nominal del motor. Se conocen todos los datos de manufacturación del diseño, sin embargo, no realiza un modelamiento del sistema. Principalmente se presenta información asociada a la configuración por *software* del alineamiento (*offset*) del sistema, para la lectura correcta de la posición del rotor, minimizando el voltaje v_d del flujo. Para la realización de pruebas se utiliza un dinamómetro permitiendo obtener un mapa de potencia del motor, utilizando medidas reales del torque en la carga. Presenta medidas de desempeño obtenidos del controlador por *CAN* para el cálculo de potencia, así como las pruebas de validación en vacío. Entrega información de utilidad asociada a la fenomenología, como lo es que la corriente de estator es mayor que la corriente de descarga del banco debido a la diferencia de voltaje entre el enlace *DC* y el voltaje de fase *AC*, entre inversor y motor. Por otro lado, presenta una metodología asociada a la carga y descarga del banco de baterías, construido para el proyecto.

José López ,en 2018 [5], realiza en su trabajo de grado, un estudio exhaustivo del control orientado a campo para máquinas de imán permanente, utilizando la misma motocicleta

con el mismo diseño que el trabajo de Carlos García, pero con un motor con características levemente distintas. Realiza un estudio del modelamiento en códigos y simulación, utilizando los proporcionados por defecto en *Matlab* y realizando un control de la velocidad externa del sistema con un *PI*. Realiza un estudio del modelamiento inversor-motor en transformada de *Park*; expresando las cantidades en Sistema por unidad (*pu per-unit*). En particular, no hace mayor análisis que relacione cada característica de manufacturación escrita en el inversor del motor y en la simulación. En el trabajo se concluye que aunque los componentes del modelo son los mismos que los que se tiene físicamente, hay pequeñas variaciones debido a aspectos constructivos e internos. Se generan diferencias en sus resultados de modelo y la planta, los cuales no son comparados a través del cálculo de alguna medida de error. Además, concluye que el control de la máquina *PMSM* es similar al de un *BLDC* y que es equivalente al control de las máquinas *DC*. Finalmente, no se realizan modelos asociados al banco de baterías con la finalidad de modelar la potencia de entrada, pero sí se hacen ensayos de velocidad constante. La potencia de entrada la define multiplicando las medidas de corriente de descarga y el voltaje, utiliza un wattmetro para la lectura de la potencia del inversor y plantea una fórmula de la potencia mecánica de salida como el producto del torque electromecánico aplicado y la velocidad mecánica medido por el controlador *Sevcon*.

Luego, existen trabajos previos de la Universidad de Chile asociados a la puesta en marcha de vehículos eléctricos, como el presentado por Daniel Spencer en el año 2019 [17], donde se diseña el controlador con capacidades regenerativas para la Motochi-E, el cual es patrimonio industrial nacional. Es desarrollada una implementación del controlador, primero definiendo una base teórica asociada al funcionamiento de la planta con un motor *BLDC*. Son presentados los algoritmos de regeneración, que son aplicados a una simulación en *Matlab Simulink*, que confirman lo esperado de forma teórica. Es utilizado un modelo trifásico del *BLDC* y la forma de controlar el motor es según la relación entre corriente y torque con la constante de flujo magnético utilizando un controlador *PI* en el lazo de corriente. Se implementa el controlador con una *FPGA* en *VHDL*. Son realizadas pruebas de sensores, donde se tiene acceso a la corriente de armadura debido a que se tiene acceso a la electrónica y para las pruebas del regenerativo, se usa un banco de ensayos con un motor auxiliar acoplado mediante enlantado que permite mantener a una velocidad constante el motor controlador, aportándole una carga determinada para realizar frenados a altas velocidades. Los instrumentos de medición disponibles en este trabajo son sondas de corriente y tensión conectadas a osciloscopios. Un osciloscopio sensa el voltaje y las corrientes en los bornes del banco de baterías y el otro un voltaje fase-fase con una corriente de línea. Sin embargo, solo se realizan pruebas en el banco de ensayo y no en pista.

Así, como parte del estudio del estado del arte asociado al control y modelamiento de máquinas con torque-corriente, Jozef Gromba [3], en su trabajo presenta un nuevo principio de conducción basado en el control del Torque electromagnético en bicicletas eléctricas, a partir de un torque de referencia y el modelo del torque de carga presentado. El control se basa en establecer el Torque de carga con la diferencia de la estimación del Torque de carga en el rodamiento con los pedales y el par electromagnético. El control del torque se realiza con un control *PI* en *Matlab Simulink* y utiliza una ganancia como amplificador de voltaje y Modulador de tensión. El modelo depende de parámetros como la constante de flujo magnético $\lambda_m = K_t$, donde K_t , es la constante del torque específica del motor.

Grzegorz Sieklucki [4], en 2012 realiza un análisis de las funciones de Transferencia para modelos de tracción eléctrica con fuente de voltaje controlada. Aquí, los Sistemas de Control utilizan modelos matemáticos aplicando dinámicas en el dominio de *Laplace*. Los errores de estimación de parámetros (como las resistencias del devanado), son omitidos en los modelos y deben realizarse pruebas adicionales de robustez en el sistema de control. Los modelos para el control de motores de imán permanente se basan en los motores *BLDC* y *PMSM*. El control de estas máquinas utiliza la corriente que es aplicada en la armadura del estator para que exista interacción con el flujo de campo constante en el rotor. Los sensores *hall* deben calibrarse para que esta corriente sea aplicada cuando sea necesario en la conmutación. Luego, el Control es un lazo cerrado con un *PI*, que controla la corriente de armadura modelada en transformada *Park* (bilineal *PMSM* i_q) o unilineal (*BLDC* $i_{estator}$).

Felipe Rojas [18] en 2020, realiza un modelamiento en pista de un Kart eléctrico, el cual utiliza el inversor *Sevcon Gen4 Size 2*. En particular realiza el modelamiento del controlador definiéndolo como un control *PI*, pero agregando 2 parámetros específicos de los *Sevcon*, asociados a la rampas de velocidad y el porcentaje de torque aplicado. Hace una descripción mecánica del modelamiento, donde no es considerado un modelo eléctrico que relacionen el torque con la corriente de la armadura. Sin embargo, desarrolla el concepto de *Forward Modelling approach* e implementa un modelo que incorpora las dinámicas del vehículo en pista y las del motor, derivando la velocidad de salida de 2.13, que entra en la Ecuación 2.12, para la obtención del torque del eje. Además, implementa un modelo que es proporcionado por *Matlab* del banco de baterías para estimar la descarga y que utiliza como entrada la corriente de descarga, la cual, obtiene de una relación lineal con el torque aplicado. También, realiza el modelo de un piloto con un *PI* para definir el control de la velocidad, utilizando el perfiles de velocidad reales para medir solo este error como medida de validación. El modelamiento se realiza sin tener en cuenta la robustez paramétrica del motor, escrita en un controlador ya en operación.

Capítulo 3

Propuesta de modelamiento y simulaciones

En el presente capítulo se muestra la orientación técnica del desarrollo del proyecto para dar solución a la problemática planteada en el objetivo principal. Se describe la implementación del modelo de la planta batería-inversor-motor, con las respectivas simulaciones asociadas. Posteriormente, se procede a presentar el modelo óptimo desarrollado.

3.1. Modelamiento del Sistema de Tracción

Es necesario realizar modelos en *Matlab Simulink* que caractericen y verifiquen la utilización de controladores como el *Sevcon*, con la finalidad de identificar las variables configurables del mismo y que afectan el accionamiento en pista de manera eléctrica como mecánica. Esto, sin conocer la totalidad de los parámetros de manufacturación y mecánicos que deben ser ajustados, con falta de equipo y solo con los límites de funcionamiento. Además, es necesario establecer las fórmulas de potencia utilizadas, tanto la que es proporcionada por el banco, la que entrega el inversor en la armadura y la mecánica de salida, que entrega el motor en forma de torque y velocidad. La implementación de un modelo debe suponer la descripción de las variables que pueden ser observadas del controlador, así como el desarrollo de herramientas matemáticas que permiten estimar las características como la carga del motor, del cual no se tiene una estimación real con una máquina. Para el caso de analizar la incorporación del modelo con la planta, no se posee de aparatos como el *MicroAutoBox* con *dSPACE*, que permitan hacer pruebas de prototipado mediante una simulación en línea [42], en atención a lo cual, es necesario remuestrear la información con tal de aplicarla al modelo, según lo mostrado en el Anexo D.A.2, que se presentará en secciones posteriores.

3.1.1. Modelo Controlador-Motor

Para la implementación del modelo en *Matlab Simulink* se considera un motor sin polos salientes ($L = L_q = L_d$), por lo que, las Ecuaciones 3.1 y 3.2 corresponden al Modelo Eléctrico de la planta controlador-motor. Para los voltajes en la componente d, q del estator, en la salida del controlador *PI* de corriente, en la ecuación 3.3 se propone el modelo de la respuesta del

inversor [43], que representa el puente de transistores y el modulador de tensión; depende del voltaje DC del banco V_{DC} y la frecuencia de *switching* del PWM f_c . A diferencia de modelos como los presentes en [42][18] y en los modelos por defecto de *Simulink* que utilizan la librería *Power Systems*, se simplifica el modelo como una función de transferencia o ganancia [3] caracterizando directamente la funcionalidad de los parámetros del registro del *Sevcon* en el modelo.

$$v_q = R \cdot i_q + L \cdot \frac{di_q}{dt} + npp \cdot w_m \cdot (L \cdot i_d + \lambda_m) \quad (3.1)$$

$$v_d = R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} - L \cdot npp \cdot w_m \cdot i_q \quad (3.2)$$

$$H_{inversor}(s) = \frac{0.65 \cdot \frac{V_{DC}}{V_{cm}}}{\frac{1}{2 \cdot f_c} \cdot s + 1} \quad (3.3)$$

Para el tren de potencia con el *Sevcon*, el torque electromecánico, través de la constante K_t , depende sólo de la corriente en la componente q del estator según la Ecuación 3.4 [6], mientras que la dinámica del motor se mantiene igual según la Ecuación 3.5, sin utilizar el modelo del vehículo completo.

$$T_{em} = \sqrt{3} \cdot npp \cdot \lambda_m \cdot i_q = K_t(\lambda_m) \cdot i_q \quad (3.4)$$

$$J \cdot \frac{dw_m}{dt} + B \cdot w_m = T_{em} - T_l \quad (3.5)$$

3.1.2. Modelo en vacío y en carga

El modelo en vacío del sistema controlador-motor, supone un torque de carga nulo $T_l = 0[Nm]$. De esta manera, la única resistencia que se opone al arranque del motor es la inercia y la fuerza contraria definida por la constante de fricción. Luego, la implementación supone agregar una señal de entrada *CARGA* que cumple con $CARGA = 0 \rightarrow T_l = 0[Nm]$.

Para el modelamiento de la dinámica de la planta, es necesario determinar las fuerzas y torques que actúan en la carga del motor. Debido a que existe un gran número de perturbaciones que pueden estar actuando en el motor dependiendo de la situación de la pista o en vacío, el modelamiento debe estar asociado a las fuerzas que tienen mayor impacto en la respuesta de la velocidad y cinemática de la planta [3]. Además, un vehículo eléctrico tiene sentidos de conducción, reversa y directa. Por lo que, omitiendo la regeneración, la carga se debe modelar sabiendo que, debido a un torque negativo y velocidad negativa, implican un sentido de conducción inverso y que es igual en vacío. La regeneración supone, por ejemplo, un cuadrante donde la velocidad es positiva y el torque aplicado con el freno regenerativo es negativo, por lo cual, con una corriente de descarga negativa, se obtiene una potencia negativa $P_{em} < 0$.

- El Torque de rodadura representa las fuerzas de fricción en los rodamientos así como la resistencia al movimiento entre el neumático y la superficie. En la Ecuación 3.6 se

presenta el torque de rodadura.

$$T_{fric} = M \cdot g \cdot r \cdot k \cdot \cos(\alpha) \cdot \text{sign}_{dir-rev}(v) \quad (3.6)$$

- Torque de aerodinámico es generado por la fuerza de arrastre aerodinámico y la velocidad del viento cuando el vehículo se encuentra en movimiento. En la Ecuación 3.7 se presenta el torque aerodinámico. Cómo es posible apreciar, debido a la no linealidad par, esta fuerza debe considerar el signo de la velocidad para la reversa.

$$T_{aero} = \frac{1}{2} \cdot C_r \cdot A \cdot \rho_{aire} \cdot r \cdot v^2 \cdot \text{sign}_{dir-rev}(v) \quad (3.7)$$

- El Torque de gradiente está asociado a la existencia de pendientes en la ruta. En la Ecuación 3.8 se presenta el torque debido al peso.

$$T_{gradiente} = M \cdot g \cdot r \cdot \sin(\alpha) \cdot \text{sign}_{dir-rev}(v) \quad (3.8)$$

En las tablas 3.1 y 3.2 se presentan las variables y parámetros del modelo de carga para la planta inversor-motor.

Tabla 3.1: Variables Modelo Carga.

Variable	símbolo	Unidad
ángulo pendiente terreno	α	$[^{\circ}]$
velocidad mecánica	v	$[\frac{m}{seg}]$

Tabla 3.2: Parámetros Modelo Carga.

Variable	símbolo	Unidad
Masa auto	M	$[Kg]$
aceleración gravedad	g	$[\frac{m}{s^2}]$
Constante fricción	k	$[-]$
Densidad aire	ρ	$[\frac{Kg}{m^3}]$
radio rueda	r	$[m]$
Coefficiente aerodinamico	C_r	$[-]$

3.1.3. Observador del torque en la carga

Para la estimación de la potencia aplicada al motor, es necesario comprender el torque que aplica la pista y la masa del chasis sobre el vehículo en forma carga. Como se conoce la relación que utiliza el *Sevcon* para estimar el torque de la corriente aplicada, es posible el desarrollo de un observador de la demanda de carga [41], depende de la velocidad mecánica del motor w_m , de la corriente de estator i_q y está condicionada particularmente por la constante de magnetización λ_m . En la Ecuación 3.9 se presenta la dinámica del motor que permite

acceder a la aceleración angular \dot{w}_m , con el torque en la carga T_l y el torque electromecánico, cuya estimación depende de la constante de torque real K_t^{real} . De esta forma, la corriente en cuadratura i_q se aplicará en la armadura del estator y se transforma en torque mecánico en el eje que se opone a la carga.

$$J \cdot \frac{dw_m}{dt} = K_t^{real} \cdot i_q - B \cdot w_m - T_l \quad (3.9)$$

Se propone el observador de la carga para estimar las perturbaciones no modeladas según la Ecuación 3.10, dependiente de la ganancia $\Lambda > 0$ para el ajuste de la respuesta. La dinámica del error de estimación se define en 3.11 y en 3.12.

$$\frac{d\hat{T}_l}{dt} = \Lambda \cdot (T_l - \hat{T}_l) \quad (3.10)$$

$$e_{T_l} = T_l - \hat{T}_l \quad (3.11)$$

$$\frac{de_{T_l}}{dt} = \frac{dT_l}{dt} - \frac{d\hat{T}_l}{dt} \quad (3.12)$$

Para una carga constante $\frac{dT_l}{dt} = 0$, la dinámica del error queda como 3.13, de tal forma que, para una ganancia Λ , el error de estimación converge a 0 cuando el tiempo tiende a infinito.

$$\frac{de_{T_l}}{dt} = -\Lambda \cdot e_{T_l} \quad (3.13)$$

Reemplazando 3.9 en 3.10, se obtiene 3.14 y considerando el cambio de variable $\Psi = \hat{T}_l + \Lambda \cdot J \cdot w_m$. En 3.15 se presenta la dinámica del observador que se debe implementar [41].

$$\frac{d\hat{T}_l}{dt} + \Lambda \cdot J \cdot \frac{dw_m}{dt} = K_t \cdot i_q - \Lambda \cdot B \cdot w_m - \Lambda \cdot \hat{T}_l \quad (3.14)$$

$$\frac{d\Psi}{dt} = -\Lambda \cdot \Psi + (J \cdot \Lambda - B) \cdot \Lambda \cdot w_m + \Lambda \cdot K_t \cdot i_q \quad (3.15)$$

En las Tablas 3.3 y 3.4 se presentan las variables y parámetros del observador del torque en la carga.

Tabla 3.3: Variables Observador de carga.

Variable	símbolo	Unidad
Estimación Torque Carga	\hat{T}_l	[Nm]
Error de estimación	\hat{e}_l	[Nm]

Tabla 3.4: Parámetros Observador de carga.

Parámetro	símbolo	Unidad
Ganancia de estimación	Λ	[–]

3.1.4. Modelo en banco baterías

Para modelar el banco de baterías, que permita simular la potencia de entrada al Sistema de Tracción es utilizado uno predefinido en *Matlab*, para la simulación del estado de carga del banco, el voltaje en los bornes y la potencia, a partir de la corriente de descarga obtenida como una proporción de la corriente-torque de la armadura [18] [4]. En la Ecuación 3.16, la cantidad de corriente de estator depende de la cantidad de corriente descarga por una constante $K_{batería}$. La relación tiene no linealidades $\theta(V_{DC}, V_{AC}, w_m)$, pero para una aproximación simple, como hipótesis es posible tomar una proporción de la magnitud de la corriente de estator i_q con $i_d = 0$ para obtener un valor estimado de la corriente del banco, teniendo en cuenta además, que es posible la configuración de la corriente de descarga con el *Sevcon* y no se busca modelar o poner en operación la regeneración de energía con una corriente de descarga negativa.

$$i_{batería} = K_{batería} \cdot i_{estator,q} + \theta(V_{DC}, V_{AC}, w_m) \quad (3.16)$$

En [4] se conoce el voltaje de alimentación *DC* del banco de baterías V_{DC} , que alimenta a través del *Sevcon*, un motor del mismo voltaje nominal $V_{DC} = V_{DC}^{placa,motor}$ y se conoce además, el voltaje *AC* nominal de la fase del motor con $V_{AC}^{placa,motor} < V_{DC}^{placa,motor}$. De esta forma, la cantidad de corriente en el estator será $K_{batería} = \frac{V_{DC}}{V_{AC}^{placa,motor}}$ mayor que la corriente de descarga del banco, despreciando las pérdidas, lo cual enmarca la eficiencia en el estator, la potencia eléctrica de salida en la armadura del motor y supone que el voltaje en el estator es menor que la nominal del motor. Por otro lado, el inversor actúa como una fuente de voltaje controlado para la síntesis de tensiones que conmutan en las fases desde una fuente *DC*, utilizando el respectivo modulador de espacio vectorial y donde no conviene que la magnitud del voltaje en la fase sea superior a $\frac{V_{DC}^{placa,motor}}{\sqrt{3}}$, por lo tanto, se tiene una cota asociado al voltaje alterno en la fase [9].

El modelo del voltaje en los bornes de la Ecuación 3.17, funciona según el modelo de la sección 2.1.1, e integrando la corriente para calcular el *SOC* (*State of Charge*), que depende los parámetros y variables descritos en las Tablas 3.5 y 3.6.

$$E = (1 - Loss) \cdot V - K \cdot Q \cdot \frac{1 - SOC}{SOC} \quad (3.17)$$

Tabla 3.5: Parámetros Modelo banco baterías.

Parámetro	símbolo	Unidad
Voltaje DC nominal	V	[V]
Resistencia interna	K	[Ω]
carga inicial	Q	[Ah]
pérdida descarga	$Loss$	[%]
Constante batería	$K_{batería}$	$\frac{72}{\sqrt{3} V_{DC}}$

Tabla 3.6: Variable Modelo carga.

Variable	símbolo	Unidad
Voltaje terminales	E	[V]
Estado de carga	SOC	[%]

3.2. Medidas de potencia y eficiencia

Para la propuesta de modelo presentado, es importante definir las medidas de energía con la finalidad de estimar la potencia de la planta. Se presentan las funciones de cálculo de potencia y eficiencia propuestas para el modelo y para estimar los ensayos realizados de la planta.

La potencia para el accionamiento proviene del banco de baterías, que es la alimentación DC con una eficiencia de descarga que para términos del presente trabajo se supone como 1. En la Figura 3.1, se presenta el diagrama de flujo de potencia del vehículo solar. La estimaciones de potencia solar no son tratadas en el presente trabajo, debido a que no se encontraban en funcionamiento. El controlador es el encargado de accionar el motor, entregando la potencia en el estator para excitar las bobinas de la armadura y que interactúan con el imán permanente. Luego, el controlador recibe la potencia obtenida del banco y entrega potencia en el estator para accionar el motor. Como salida, el motor transforma la potencia eléctrica a potencia mecánica, en forma de torque aplicado en el eje a cierta velocidad.

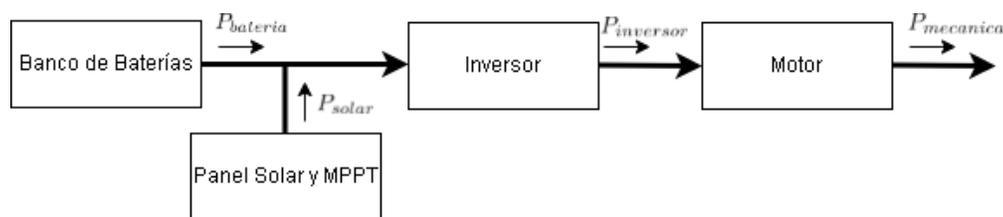


Figura 3.1: Diagrama de flujo de potencia del vehículo solar.

3.2.1. Potencia de entrada y de salida

La potencia eléctrica instantánea, entregada por el sistema de almacenamiento de energía, con el banco de baterías, se define según la Ecuación 3.18, en función de la caída de voltaje en

los bornes y la corriente de descarga/carga [22]. La potencia puede obtenerse de las medidas obtenidas por el *BMS* o por el inversor *Sevcon*. Para las 2 medidas la caída de tensión es igual, pero el inversor caracteriza la caída de voltaje que depende de la corriente de descarga y la velocidad del motor en los ensayos de vacío y carga.

$$P_{descarga-batería} = v_{batería} \cdot i_{batería} \quad (3.18)$$

La potencia de entrada al motor se transforma en potencia eléctrica como corriente de armadura, que controla la rotación del rotor de imán. Debido al control vectorial, la formulación de la potencia de entrada al rotor es en transformada bifásica de *Park*, definida según la Ecuación 3.19. Las variables son obtenidas desde el inversor *Sevcon* directamente.

$$P_{eléctrica} = \frac{3}{2} \cdot (v_q \cdot i_q + v_d \cdot i_d) \quad (3.19)$$

La potencia mecánica se define en función de la velocidad mecánica proporcional a la velocidad eléctrica del rotor y que el inversor obtiene a partir de los sensores de posición. La medida de la velocidad mecánica es validada según un tacómetro y *GPS*. Luego, debido a la estrategia de control utilizada y que no existe un banco de ensayos que mida el torque real, la constante de magnetización no será la correcta, pero permite el accionamiento entendiendo la fenomenología. El torque electromecánico estimado de la corriente en el estator, con la constante de magnetización, define el torque mecánico obtenido en el presente proyecto. En la Ecuación 3.20, se presenta la potencia mecánica del motor.

$$P_{em} = T_{em} \cdot \omega_{em} = K_t(\lambda_m) \cdot i_q \cdot \omega_{em} \quad (3.20)$$

3.2.2. Estimación de la eficiencia

La eficiencia es adimensional y entrega una medida del desempeño del vehículo. En el trabajo desarrollado, el cálculo de la eficiencia se define a partir de las potencias calculadas de las variables obtenidas del *Sevcon*. La estimación de la eficiencia entre el sistema de almacenamiento de energía, con el banco y el estator del motor, depende de la potencia eléctrica de entrada y la potencia eléctrica de salida en la Ecuación 3.21. La eficiencia entre la batería con el motor se define en el Ecuación 3.22, en función de la potencia mecánica de salida y la potencia eléctrica de entrada.

$$\eta_{batería-inversor} = \frac{P_{eléctrica}}{P_{descarga-batería}} \quad (3.21)$$

$$\eta_{batería-motor} = \frac{P_{em}}{P_{descarga-batería}} \quad (3.22)$$

3.2.3. Medidas de descarga

Las características de desempeño del vehículo influyen en la cantidad de energía consumida. Para el cálculo de la carga consumida por el tren de potencia, es posible utilizar las

medidas obtenidas por el *Sevcon* y por el *BMS*. Por otro lado, el modelo del banco de baterías presentado en la sección 3.1.4, calcula el estado de carga integrando la corriente en el tiempo. Luego, el consumo del vehículo se calcula según la Ecuación 3.23 en $[Ah]$. La obtención en $[kWh]$ se realiza multiplicando por el voltaje en los bornes del controlador o el *BMS*.

$$Q[Ah] = \int \frac{1}{3600} \cdot i_{batería} \cdot dt \quad (3.23)$$

3.3. Modelo integrado batería-controlador-motor

Uno de los conceptos más importantes asociados a la simulación es la caracterización de los modelos según conceptos como *Forward Modelling Approach* y *Backward Modelling Approach* [44]. Sin embargo, en el presente trabajo solo se realiza una configuración de un prototipo de vehículo eléctrico y con el modelo se debe verificar el funcionamiento de la planta real. De esta manera, se plantea no utilizar un perfil de velocidad, debido a que no existe una operación previa del vehículo, que está en proceso de construcción en la presente memoria y no existe operación previa de los *Sevcon*, por lo tanto, no existe una base de datos de velocidad en pista. Además, por ejemplo, el torque regenerativo o torque mecánico aplicado por el freno, no tienen medida y la configuración del inversor se realiza sin una robustez paramétrica del motor y el auto, lo cual, es un paradigma en cuanto se refiere a caracterizar fenomenologías como la desarrollada en el presente proyecto y lo que concierne a dimensionar (*sizing*) el sistema. Se plantea separar el modelo del manejo de la energía de una tracción eléctrica en pista, que se presentará en la sección siguiente, con el modelo de que verifica la planta de un controlador como el *Sevcon* con el motor.

El desarrollo de los modelos presentados tiene la finalidad de caracterizar y comprobar, casi en su totalidad las variables presentes en la planta. Que suponga el voltaje y la corriente de descarga obtenida del banco y el funcionamiento de 1 controlador accionando 1 motor en vacío y en carga. Por otro lado, similar a lo que ocurre en el documento presentado en [32], es posible el ajuste de los parámetros del modelo de carga para el prototipo de un vehículo, descritos en la sección 3.1.2, donde se sintoniza el área frontal, el coeficiente aerodinámico y el coeficiente de rodadura. Luego, los resultados que se presentan a continuación están asociados a una sintonización hecha para el vehículo en pista con una configuración sin un límite de potencia, que se presentará en la sección de ensayos y que se mantendrá para una configuración limitando la potencia aplicada. En la Figura 3.2, se presenta la implementación de los Modelos Eléctricos y Mecánicos de la planta inversor-motor en *Matlab Simulink*.

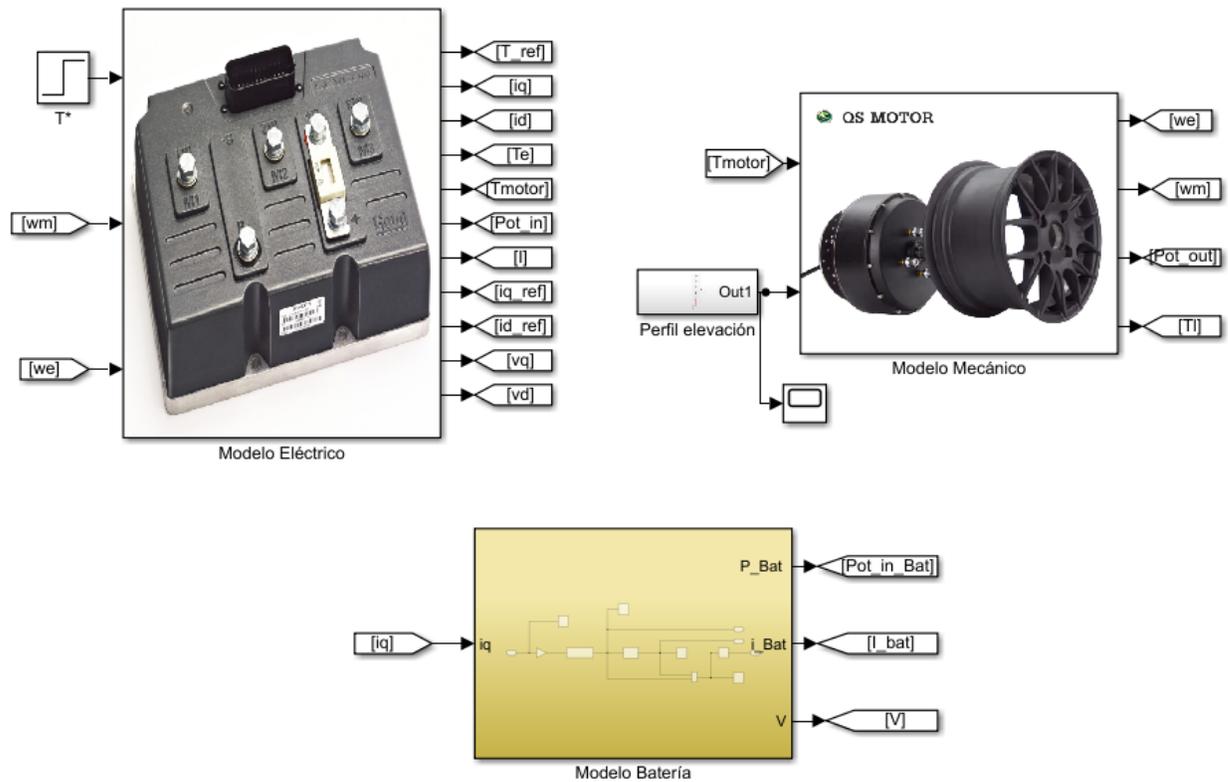


Figura 3.2: Implementación de modelo Eléctrico y Mecánico planta inversor-motor en *Matlab Simulink*.

El Modelo Eléctrico, supone la utilización del lazo interno de corriente para el control del torque electromecánico del motor, similar a como funciona el pedal del acelerador. El torque es proporcional a la corriente de estator, particularmente la componente en cuadratura, mediante la constante de magnetización. Esto, determinará el torque aplicado en el motor, a través del Modelo Mecánico a una determinada velocidad, que dependerá de las condiciones de carga aplicadas. La obtención de la potencia mecánica de salida, solo es una estimación realizada a partir de la relación torque-corriente, que permitirá accionar el Sistema de Tracción con 1 motor funcionando, soportando el chasis, el carenado y 2 personas a bordo. De esta manera, es importante reconocer que, como no se conoce la constante de magnetización, la potencia eléctrica en el estator define a priori una estimación real de la potencia mecánica de salida, sin considerar pérdidas del devanado.

3.3.1. Simulaciones

Para la realización de las simulaciones, primero es necesaria una selección parámetros asociada a los valores de manufacturación del motor, como lo es información asociada a: la resistencia e inductancia de fase del devanado de la armadura del motor R, L , la constante de magnetización λ_m , el momento de inercia del motor J y la constante de fricción B . Estos parámetros, definen a priori la información del control de un motor sin una demanda de carga

y solo con los requerimientos en vacío, con el motor con la llanta acoplada suspendida en el aire. Luego, como se presenta en las secciones anteriores, la constante de torque, se define desde la constante de magnetización y es uno de los parámetros de manufacturación que condiciona los modelos en cuanto al torque aplicado en el Modelo Mecánico en la Ecuación 3.4, con la demanda de corriente en la Ecuación 3.5 y al modelo de la carga con el observador en 3.15. Se propone fijar todos parámetros a excepción de la constante de estimación de torque, por lo cual, se procederá a variar este parámetro en la posterior escritura en *DVT*.

El número de par de polos $n_{pp} = 16$, es uno de los pocos parámetros conocidos del motor. La inductancia de fase y la resistencia se obtienen con un *Tester RLC*. La medida de la resistencia es el más sencillo de medir debido a la configuración en estrella de las fases, entregando un valor de $0.05[\Omega]$. Así pues, debido a que no existe una máquina acoplada que accione el motor a velocidad nominal, la medición de la inductancia se realiza con un motor quieto, lo que reduce casi por completo la influencia de las autoinducancias, entregando un valor de $86[\mu H]$. Luego, como se desconocen estos parámetros y no existe alguna noción del cálculo o trabajo previo, en la página oficial de motores *Qs* [45] o en [46], es posible encontrar datos del devanado para máquinas de potencia nominal de $3[kW]$ a $6[kW]$, que tienen para $72[V_{DC}]$ rangos de inductancia entre los $90[\mu H]$ y los $300[\mu H]$, dependiendo del modelo. En la hoja de datos de estos productos, se explican las pruebas realizadas sin debilitamiento de campo, voltaje nominal *DC* y cumpliendo con el requerimiento de corriente. En el Anexo F, se presentan las características de estos productos y la hoja de datos del motor del presente proyecto.

El momento de inercia es un parámetro que puede obtenerse según fórmula, con la masa total y el radio de la rueda. Sin embargo, la inercia del motor *BLDC* sin llanta acoplada debería ser del orden de $10^{-3}[Kg \cdot m^2]$. La inercia utilizada para el modelo es considerando el radio de $0.3[m]$ y la masa con la llanta acoplada de $18[Kg]$, de manera que, debiese aumentar la inercia [3] en vacío y por ende el tiempo de estabilización del lazo externo de velocidad, en comparación con el lazo interno de corriente. En carga con el chasis, la inercia vuelve a aumentar y cambia con respecto al vacío, pero son aplicadas por el modelo del torque en la carga.

Los parámetros como la constante de fricción *B*, definen la carga que el motor debe vencer en vacío para permitir el movimiento. Este parámetro acota el límite de la velocidad al establecerse en estado estacionario en vacío. Por otro lado, el inversor en *DVT* tiene la opción de limitar la velocidad por debajo de la máxima permitida por el fabricante, así como variar las rampas del algoritmo de control de velocidad. En consecuencia, según los resultados en vacío obtenidos en secciones venideras, este parámetro es sintonizado teniendo en cuenta el establecimiento de la velocidad para pequeñas demandas de torque.

Para ajustar la respuesta del voltaje, en componente *d, q* y que corresponden a la salida de los controladores *PI*, es utilizada la función de transferencia para caracterizar la demanda de voltaje aplicado en cada fase, representando de forma simplificada la respuesta del inversor con el modulador y manejo de la frecuencia de tensión *SVM*, que es la misma que la configurada en el *Sevcon* en el Anexo D.B.11.

Los parámetros escogidos para el modelo del banco son con un voltaje *DC* de $106V[V_{DC}]$, sabiendo que el nominal es $104[V_{DC}]$ y el máximo es $115[V_{DC}]$, con una carga inicial y máxima

de $3.3[Ah] \cdot 72$, una resistencia interna de $0.21[\Omega]$, que es la escrita en el *BMS* y una pérdida del $3[\%]$.

Para la realización de simulaciones en vacío, se procede a establecer $T_l = 0$ y a aplicar un escalón constante de torque de $5[Nm]$, durante 25 segundos, para 2 valores distintos de la constante de magnetización λ_m , equivalentes $61[\%]$ y al $83[\%]$ de la corriente de estator respectivamente. En el Anexo A, se presentan los resultados en vacío para ambos sentidos de conducción sin carga. En la Tabla 3.7, se presentan los parámetros utilizados y la variación realizada. Los resultados obtenidos entregan un funcionamiento esperado según lo teórico presentado en C.1 y 3.1.2, donde en ambos sentidos de giro directa-reversa, se obtienen las mismas magnitudes. En el modelo, se controla el torque según la constante de magnetización, el cual generará demandas de corriente en el lazo interno de corriente. A continuación, se presenta un resumen de las simulaciones en vacío.

- Para una misma demanda de torque, en ambos sentidos de giro, al aumentar la constante de magnetización, disminuye la demanda de corriente i_q con la descargada del banco, e $i_d = 0$.
- Para el mismo torque aplicado al motor, con el modelo mecánico, independiente del cambio de la constante de magnetización, el valor se mantiene igual, de manera que, la velocidad se mantiene igual. Esto es similar a lo que realiza el controlador utilizando la constante K_t configurada para la demanda y la aplicación del torque con corriente.
- Al aumentar la constante de magnetización, con torque constante, disminuye la demanda de corriente y aumenta el voltaje de fase v_q , que evoluciona similar a la velocidad mecánica con el mismo signo, mientras que v_d es cercano a 0 y del mismo signo siempre.
- Al aumentar la constante de magnetización, con una disminución en la corriente de descarga, que es siempre positiva sin regeneración, disminuye la potencia consumida por el sistema, con una potencia mecánica menor a la de entrada del banco y mayor a la del inversor.
- Al aumentar la constante de magnetización, para la misma demanda de torque, aumenta la eficiencia estimada por el modelo.

Tabla 3.7: Parámetros simulaciones en vacío.

Parámetro	símbolo	Valor
Número par de polos	npp	16
Inductancia	$L_q = L_d = L$	$86[\mu H]$
Resistencia	R	$0.05[\Omega]$
Momento de Inercia Motor-rueda	J	$0.8[Kg \cdot m^2]$
Constante de flujo magnético	λ_m	$0.022[\frac{V}{rad/seg}]$ y $0.03[\frac{V}{rad/seg}]$
Constante de fricción	B	$0.1[\frac{Nm}{rad/seg}]$
Frecuencia de <i>switch PWM</i>	f_c	$8[kHz]$
Voltaje de alimentacion <i>DC</i>	V_{DC}	$106[V]$
Máximo voltaje de control	V_{cm}	$\sqrt{\frac{3}{8}}V_{DC}[V]$
Ganancia P	P	$26.92[\frac{V}{A}]$
Ganancia I	I	$26.49e - 2[\frac{V}{A/seg}]$
Constante batería	$K_{batería}$	$\frac{72}{\sqrt{3}} \frac{1}{106}$
Resistencia interna	K	$0.21[\Omega]$
Carga inicial	Q	$3.3 \cdot 72[Ah]$
Pérdida descarga	$Loss$	$3e - 2[\%]$

Una vez realizadas las simulaciones en vacío, es necesario aplicar la demanda de carga en el motor con el peso del chasis, el carenado y las 2 personas a bordo. De esta forma, se plantea la sintonización de los parámetros de carga, lo cual, debería incluir, por ejemplo, las características de prototipado del vehículo. Los parámetros escogidos para el modelo, son dependientes del torque aplicado, las características del chasis y carenado del vehículo en pista, principalmente los cambios de los parámetros aerodinámicos de la planta, al aumentar las entradas de aire por sacar las puertas o los parámetros de rodadura, por cambios en la convergencia de las ruedas. La masa del vehículo es $700[Kg]$ con 2 personas a bordo y el radio de las llantas es de $0.3[m]$. Sin embargo, los parámetros de amplificación de las fuerzas C_r y k , son desconocidos y se tiene solo una referencia asociada al modelo del control óptimo del Eolian, el cual no es el mismo. Después, el modelo torque de carga presentado tiene la función de caracterizar las fuerzas resistivas que afectan al tren de potencia del vehículo en pista.

Para la realización de simulaciones en carga, se supone solo la dinámica de 1 motor soportando la masa del vehículo y sus dinámica mecánicas, utilizando los parámetros de la tabla 3.8. Se procede a establecer $T_l \neq 0$. En el Anexo A.3, se presentan los resultados al aplicar un valor constante de torque de $68[Nm]$, aproximadamente el 50[%] del *peak* (máximo) de torque en la placa, durante 25 segundos, para 2 valores distinto de la constante de magnetización λ_m , equivalentes 61[%] y al 83[%] de la corriente de estator respectivamente. Como resumen de resultados, se tiene que:

- Los resultados asociados al sentido de giro y eficiencia son los esperados según lo teórico, se mantiene el signo igual que en vacío y aumenta la eficiencia al aumentar λ_m .
- En carga para una misma demanda de torque, al aumentar la constante de magnetización, disminuye la demanda de corriente, permitiendo que el motor trabaje bajo $4[kW]$

que es límite de placa del motor, con un aumento de la eficiencia. En la Figura A.22, del Anexo A.3, es posible apreciar que con $68[Nm]$ aplicados en ambos sentidos, con una constante de magnetización de $0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ existe una demanda de corriente de descarga $i_{batería} > 40[A]$, con una corriente de estator $i_q > 110[A]$, lo que enmarca en la Figura A.23, una potencia mayor a la máxima permitida. Por otro lado, en las mismas Figuras, para una constante de magnetización de $0.03[\frac{V}{rad/seg}]$, la demanda de corriente i_q es cercana a los $80[A]$ con una descarga menor a $40[A]$, así, la potencia aplicada al motor es cercana a los $3.5[kW]$.

Tabla 3.8: Parámetros simulaciones en carga.

Variable	símbolo	Unidad
Masa auto	M	$700[Kg]$
aceleración gravedad	g	$9.81[\frac{m}{s^2}]$
Constante de rodadura	k	$6.1e - 3[-]$
Densidad aire	ρ	$1.3[\frac{Kg}{m^3}]$
radio rueda	r	$0.3[m]$
Coefficiente aerodinámico	C_r	$0.6[-]$
Ganancia de estimación	Λ	$100[-]$

Una vez es posible caracterizar un funcionamiento dentro de los rangos del motor, otro análisis necesario que se debe realizar con el modelo con la carga aplicada, es la variación del sentido de giro del vehículo y la influencia de elevación de la pista con el torque de carga. Se realiza una simulación de 120 segundos, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ y aplicando un torque de $68[Nm]$ en ambos sentidos de giro. En la Figura 3.3, en 3.3a, el torque los primeros 60 segundos es positivo y a los 70 segundos se aplica en el sentido negativo. En la Figura 3.3b, es posible apreciar que el torque de carga y el observador son similares, menores que el torque aplicado en ambos sentidos, que es la diferencia que permite el acceso a la aceleración angular del motor $\dot{\omega}_m$. Además, cercano a los 20 segundos y 100 segundos es posible apreciar que la carga caracteriza el perfil de elevación aplicado presentado en 3.3c.

En la Figura 3.4, es posible valorar que en 3.4a, la demanda de corriente i_q varia su signo según el sentido de giro, mientras que siempre $i_{batería} > 0$. En 3.4b, i_d es cercana a 0 y se ve influenciada por la velocidad con la elevación. En la Figura 3.4c, cuando no existe una demanda de corriente, el voltaje V_{DC} es constante y la velocidad no influye en el modelo, debido a que solo se considera la dependencia de la corriente i_q , según la constante $K_{batería}$, propuesta en la Tabla 3.7.

Luego, para el análisis de la velocidad mecánica en pista, en la Figura 3.5a, se presenta la velocidad obtenida de simulación con el perfil de elevación aplicado, en ambos sentidos de giro del vehículo. En la Figura 3.5b, es posible apreciar que v_{dq} es proporcional a la velocidad, donde, a diferencia del caso en vacío, la componente v_d deja de ser cercana a 0 y negativa en ambos sentidos de giro. Por otro lado, una elevación negativa es una pendiente abajo, que eleva la magnitud de la velocidad, mientras que una elevación positiva es una pendiente en subida que la disminuye, para el mismo torque aplicado, independiente del sentido de giro.

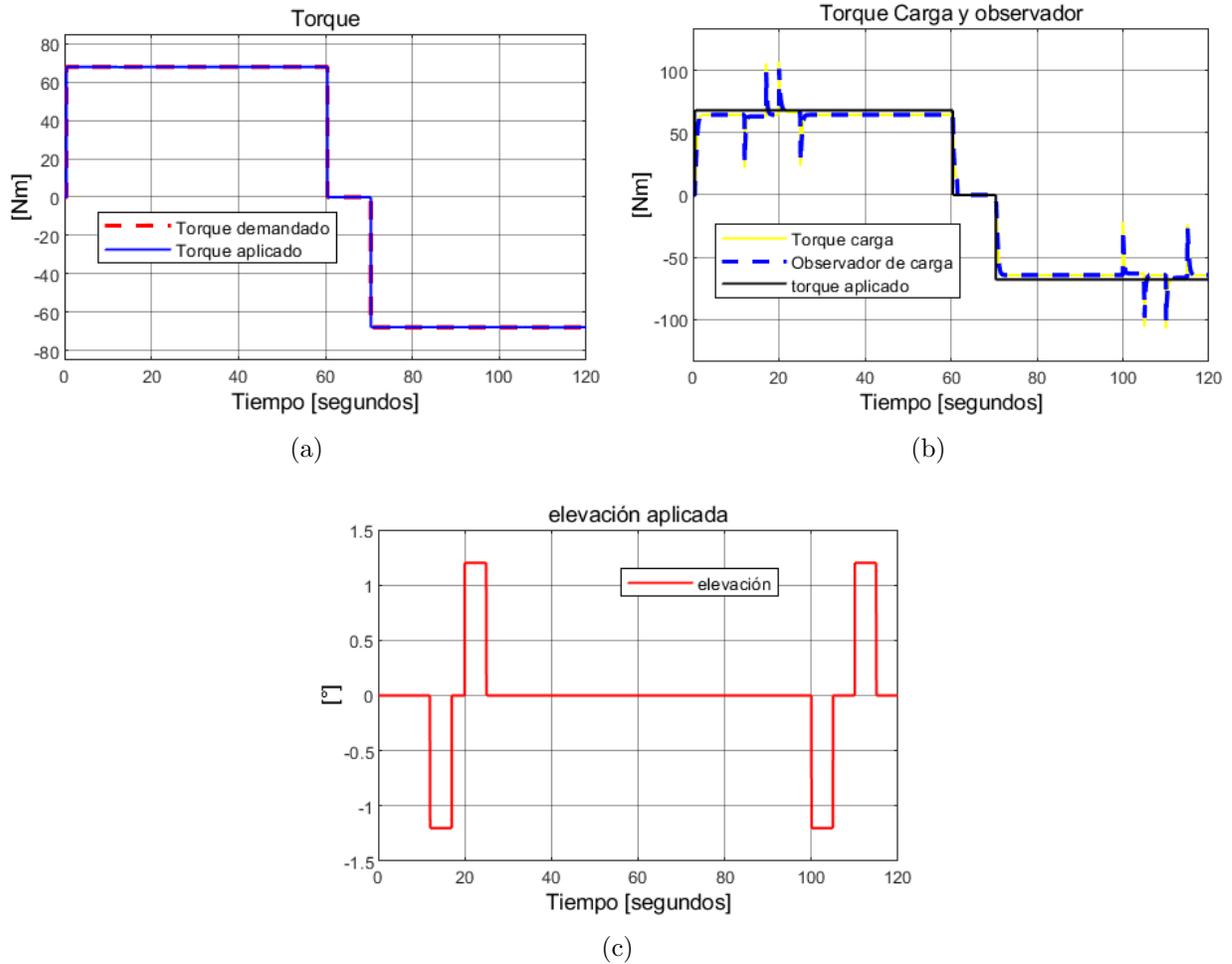


Figura 3.3: Torque aplicado, torque de carga con observador y perfil de elevación, simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$ respectivamente.

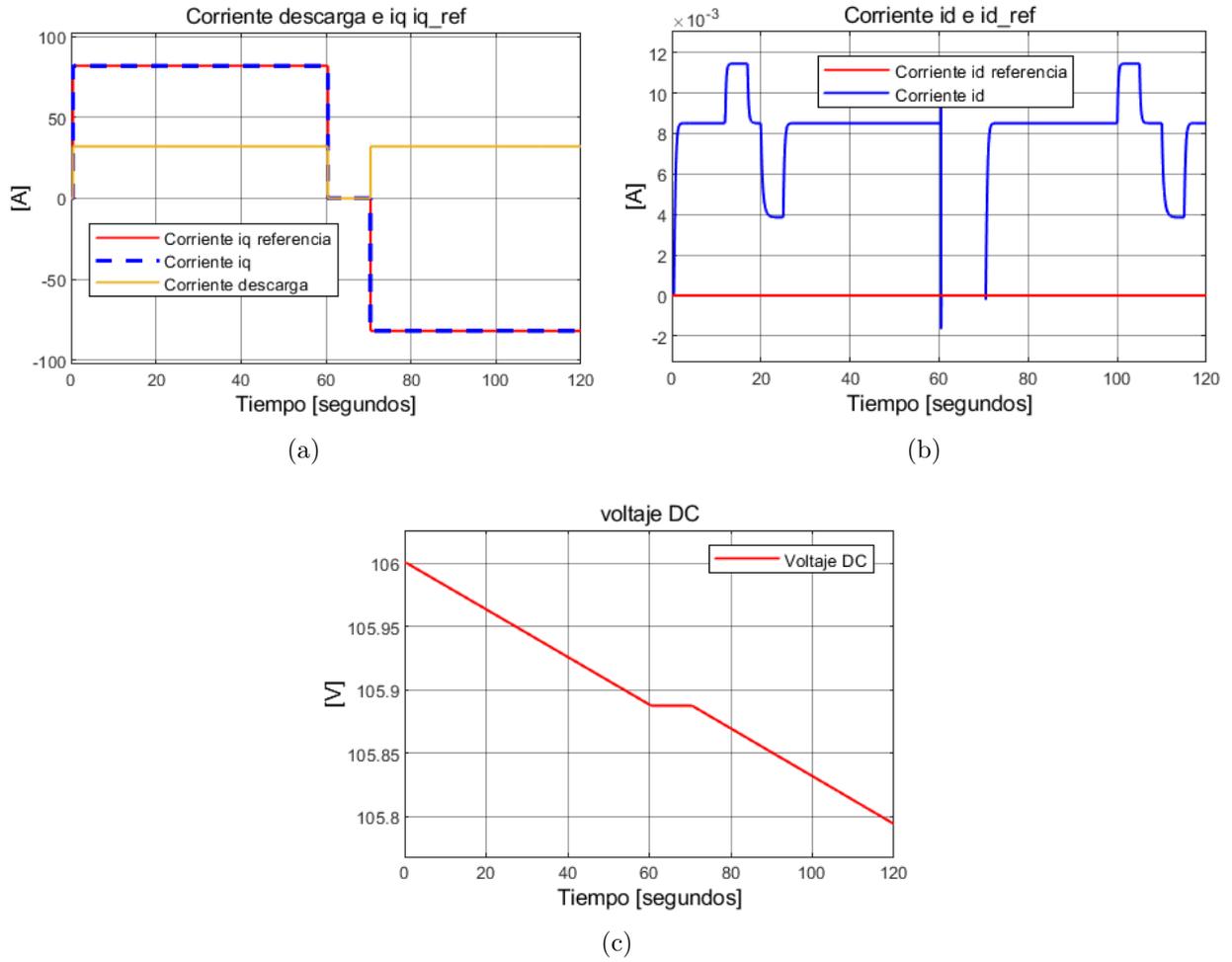


Figura 3.4: Corriente de batería, i_{dq} y voltaje DC , simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

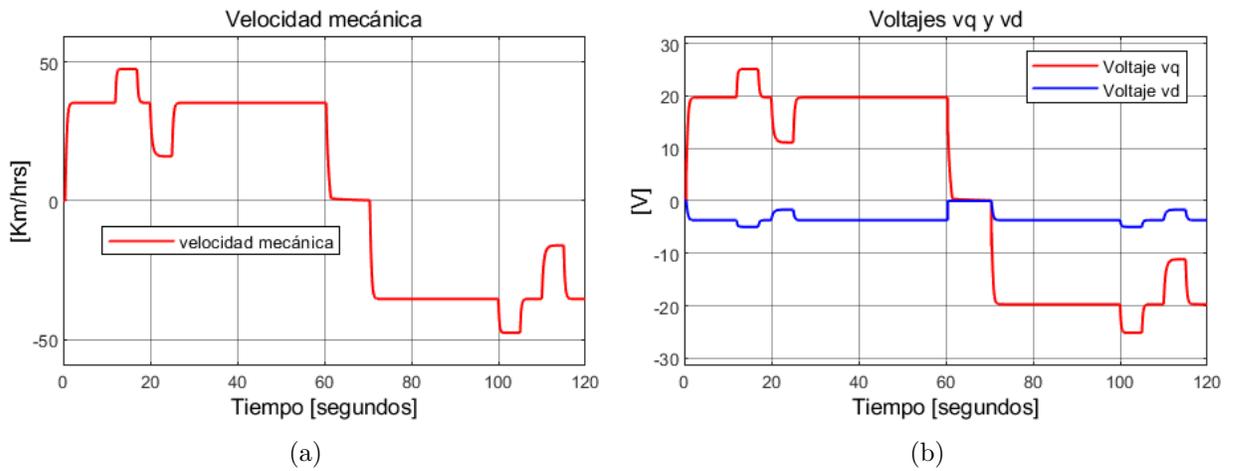


Figura 3.5: velocidad mecánica y voltaje de fase v_{dq} simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

Luego, para una constante de magnetización y los parámetros del modelo, en la Figura 3.6, se presenta la estimación de las potencias con las eficiencias del modelo. En particular, como se presenta en la sección 3.1.4, se utiliza una relación lineal con la corriente i_q que controla el torque, que fue sintonizada utilizando el voltaje DC , aplicado por el banco de $106[V_{DC}]$ y un voltaje de fase AC del motor, como $\sqrt{3}$ veces menor que el nominal DC , establecido por el fabricante a $72[V_{DC}]$. En la Figura 3.6a, la potencia de entrada es menor de los $4[kW]$ y la potencia eléctrica y mecánica es cercana a $2.5[kW]$ y se ve afectada por la velocidad al aplicar la elevación. En la Figura 3.6b, la eficiencia eléctrica y mecánica se ve afectada por la elevación.

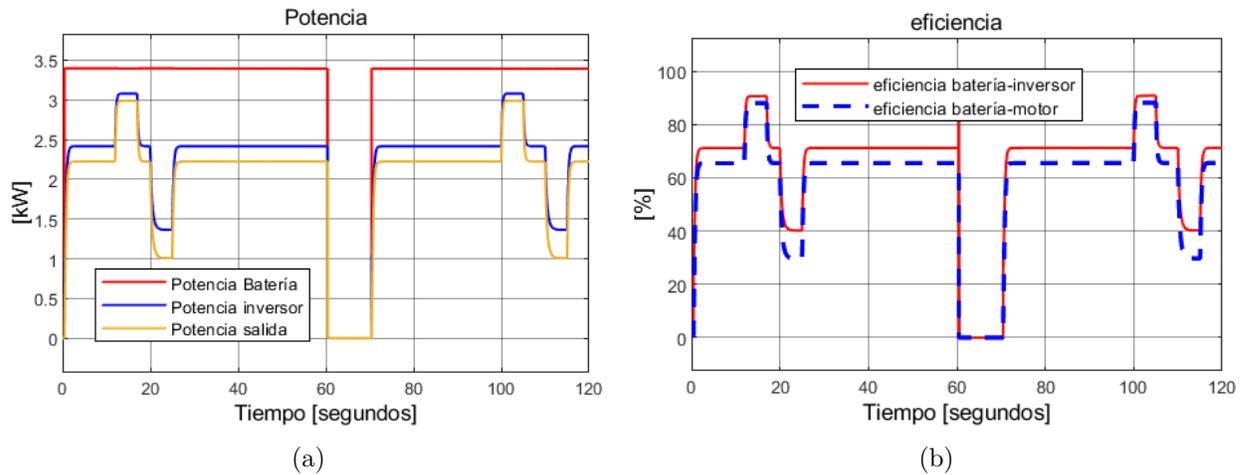


Figura 3.6: Potencia y eficiencia de batería, eléctrica y mecánica simuladas en carga con elevación, para $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

3.4. Implementación Modelo control óptimo

El objetivo del modelo que se presenta a continuación es el aporte de una herramienta que permita conocer y predecir el manejo de la energía de un vehículo eléctrico en pista. El modelo busca la generación de información a priori para la conducción, verificar los resultados y detallar las rutas que se encuentran a disposición para la realización de ensayos del tren de potencia, que requiere ser instalado y configurado en la presente memoria.

El modelo de la sección 3.1.1, permite el análisis de una posterior instalación de la planta. Una vez se cumplan con las características básicas constructivas, es necesario el desarrollo de la estrategia de control usando la potencia consumida y la potencia de entrada. En particular, para el presente trabajo se utiliza un código implementado, sin licencia, que fue solicitado por *LinkedIn* directamente con su autor, Oganés Manasian de Armenia [47], quien posee el código público en *Github*, hecho para la *PWSC 2019* en Australia y no tuvo problemas con su utilización.

Después, se debe reconocer la estrategia que se desea implementar. Como lo presentado en la sección 2.6, todos los trabajos previos del Eolian buscan minimizar el tiempo de recorrido y el consumo, con una ruta conocida y utilizando como variable de optimización la estimación de la potencia mecánica de salida o la velocidad. Sin embargo, no existe un código que resuelva completamente el problema de optimización planteado, para los controladores que son implementados. El propósito debe ser el desarrollo y análisis del comando en pista del vehículo eléctrico, con la finalidad de recorrer una trayectoria en un tiempo mínimo, considerando la dinámica de carga del banco de baterías, la eficiencia solar nula y la estimación de la eficiencia del Sistema de Tracción con los motores. Por otro lado, la fuente de datos de la pista en [10], está asociada a una telemetría que entrega en línea, la altitud y la distancia lineal. Luego, el modelo presentado utiliza las coordenadas obtenidas por *GPS* y calcula la distancia lineal utilizando la latitud y la longitud, con una potencia de entrada solar 0 para la Ecuación 2.2.

El modelo incluye el modelo del banco de baterías y la Ecuación de movimiento [49]. El sistema completo puede describirse por un Diagrama de Bloques Simple de la Figura 3.7.

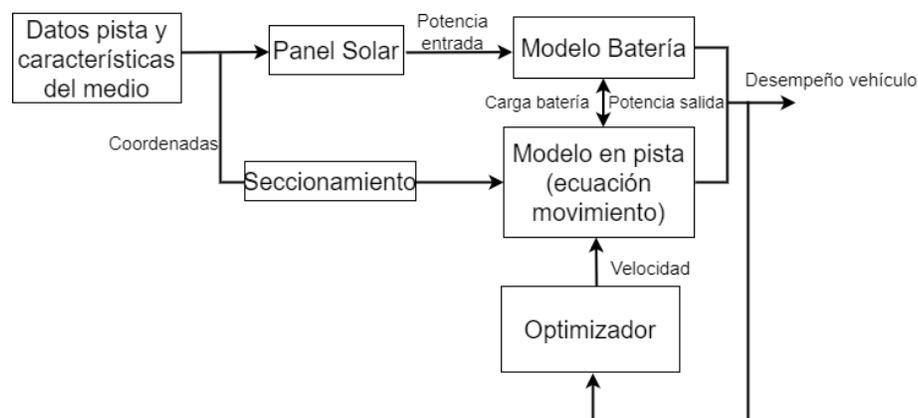


Figura 3.7: Diagrama de Bloques Simple de Modelo Control óptimo [49].

Las condiciones del clima y de la pista son las entradas principales del sistema. Estos parámetros son las coordenadas de latitud, longitud y altitud, que permiten obtener la distancia recorrida, la velocidad y la estimación de la radiación solar. El bloque con el modelo del banco entrega la carga disponible para el desplazamiento del vehículo y queda descrita según la Ecuación 3.24, donde: $\eta_{batería}$ es la eficiencia de carga y descarga del banco y depende de la potencia de entrada solar $P_{entrada}$ y la energía consumida por el banco $P_{total\ consumida}$. En la tabla 3.9 y 3.10, se presentan las variables y parámetros del modelo del banco.

$$\frac{dE}{dt} = \eta_{batería} \cdot (P_{entrada} - P_{total\ consumida}) \quad (3.24)$$

Tabla 3.9: Variables Modelo Batería.

Variable	símbolo	Unidad
<i>Energía Batería</i>	E	[J]
Potencia total consumida	P_{salida}	[W]
Potencia entrada	$P_{entrada}$	[W]

Tabla 3.10: Variables Modelo Batería.

Variable	símbolo	Unidad
Eficiencia de batería	$\eta_{batería}$	[-]

El modelo en pista estima la potencia necesaria para el movimiento en las Ecuaciones 3.25 y 3.26, con la masa del auto y donde las fuerza resistivas en las Ecuaciones 3.27, 3.28 y 3.29, definen la respuesta mecánica del vehículo. En las tablas 3.12 y 3.11, se definen las variables y parámetros del modelo del vehículo en pista con las fuerzas resistivas.

$$\sum F = M \cdot \dot{v} = F_{drag} + F_{frict} + F_{gravity} \quad (3.25)$$

$$\frac{dr}{dt} = v \quad (3.26)$$

$$F_{drag} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot A_{frontal} \cdot v^2 \quad (3.27)$$

$$F_{frict} = M \cdot g \cdot C_r \cdot \cos(\alpha) \quad (3.28)$$

$$F_{gravity} = M \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (3.29)$$

La potencia entregada por el tren de potencia P_m , en la Ecuación 3.30, se define con el supuesto de que es el inverso con pérdidas de la demanda de la carga debido a las características de la pista ($\hat{T}_l + pérdidas = T_{em}$) [5] y está asociada a la energía consumida del banco E_m , a través de la eficiencia de salida estimada η_m , en la Ecuación 3.31. Debido a la discretización, la sección de tiempo $t_{sección}$, permite el acceso de [W] a $[\frac{J}{seg}]$.

$$P_m = v \cdot \sum F \quad (3.30)$$

$$E_m = \frac{P_m \cdot t_{sección}}{\eta_m} \quad (3.31)$$

Luego, la potencia total consumida queda definida incorporando la potencia constante de la electrónica en $[W]$. Debido a que en la implementación del proyecto no se utiliza el sistema de adquisición de energía solar, se trabajara sin potencia de entrada $P_{entrada} = 0$, obviando el modelo de *Spokas* y *Forcellas*, siendo mas similar a un problema óptimo de trenes eléctricos [9][49].

$$P_{total\ consumida} = P_m + P_{electrónica} \quad (3.32)$$

Tabla 3.11: Parámetros Modelo dinámico en pista.

Parámetro	símbolo	Unidad
Masa <i>vehículo</i>	M	$[Kg]$
Aceleración de gravedad	g	$[\frac{m}{seg^2}]$
Densidad aire	ρ_{air}	$[\frac{Kg}{m^3}]$
Área frontal	$A_{frontal}$	$[m^2]$
Coefficiente de fricción	C_r	$[-]$
Coefficiente aerodinámico	C_d	$[-]$
Eficiencia de salida	η_m	$[-]$

Tabla 3.12: Variables Modelo dinámico en pista.

Variable	símbolo	Unidad
Velocidad	v	$[\frac{m}{seg}]$
Potencia aplicada para conducción	P_m	$[kW]$
Potencia eléctrica	$P_{electronica}$	$[kW]$
Energía aplicada para conducción	E_m	$[J]$
Fuerza	F	$[Nm]$
Fuerza aerodinámica	F_{drag}	$[Nm]$
Fuerza fricción	F_{frict}	$[Nm]$
Fuerza gravedad	$F_{gravity}$	$[Nm]$
Tiempo de sección	$t_{sección}$	$[seg]$
Distancia	r	$[m]$
Ángulo elevación	α	$[^\circ]$

La variable de control es la velocidad, que en el modelo está asociado a un vector de dimensión igual a la partición de la pista realizada para la resolución del problema de control óptimo. Esta segmentación define la tasa de muestreo de la velocidad entregando un valor constante para cierto periodo de tiempo en la pista. En la Ecuación 3.33, el largo de la sección

$t_{sección}$ es reformulado según la distancia y la velocidad. Así, la pista debe ser pre procesada para obtener tramos de longitud fija y reducir el número de variables a optimizar.

$$\Delta t = \frac{\Delta r}{v} \quad (3.33)$$

Debido a que se trabaja con las características de la pista en grados, en la Ecuación 3.34, es necesario trabajar en un eje de referencia que utilice diferencias entre latitud, longitud y altitud entre 2 puntos y obtenga la correspondiente distancia lineal en metros multiplicando por el factor 111.139.

$$\Delta r_k = r_{k+1} - r_k \quad (3.34)$$

La discretización del modelo presente en la Ecuación 3.24, permite acceder a la energía de entrada y salida según se muestra en la Ecuación 3.35.

$$E_{k+1} = E_k + \Delta t \cdot \eta_{batería} \cdot (P_{entrada} - P_{total consumida}) \quad (3.35)$$

Para el desarrollo de una estrategia de control, debe definirse la función objetivo que se desea minimizar y la variable que permite la acción de control. El desafío del Eolian, se define con una ruta predefinida entre 2 puntos, en razón de lo cual, la estrategia radica en minimizar el tiempo de recorrido conociendo la distancia. En la Ecuación 3.36, se presenta la consigna del problema de optimización que incluye además una penalización f , asociada a la velocidad v_k y de la energía E_k , debido a que no existen restricciones.

$$\begin{aligned} \min_{v_k \in V} J(v_k) &= \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\Delta r_k}{v_k} + \sum_k f(v_k, E_k) \\ \text{s.a.} & \\ 0 < v_k < v_{máxima} & \\ 0 < P < P_{máxima} & \\ 0 < E_b < E_{máxima} & \\ v_k \in V = \{v_1, \dots, v_n\}. & \end{aligned} \quad (3.36)$$

3.4.1. Simulaciones modelo óptimo

A continuación se presentan las simulaciones realizadas con el modelo de control óptimo. En primera instancia, como se muestra en [6] y en [9], existen aplicaciones del problema de control óptimo que deben considerar una velocidad constante, para una altitud constante y el cálculo de la distancia es punto a punto, por lo cual, el coste computacional es mayor que para el caso en que se realiza un seccionamiento de los puntos de la ruta y no aplican metodologías de pruebas como las que se presenta en [11], de condiciones constantes, debido a que la velocidad es un entero en cada sección y define la dimensión del problema de optimización. Cuando la velocidad es constante en una ruta, el espacio tiene un vector 1-dimensional y la

ruta preprocesada es también un entero, en virtud de lo cual, el código implementado permite combinar los puntos de la ruta en secciones dependiendo de la distancia total y a partir de fijar un largo máximo, con una tasa de cambio del ángulo de inclinación.

De esta manera, solo se plantea el análisis de las rutas de interés que serán utilizadas después para la realización de ensayos del tren de potencia que se desea instalar. En la tabla 3.13, se presentan los parámetros utilizados para el modelo del banco y el del vehículo en pista, donde, gran parte son similares a los de modelo de carga, pero las constantes de fricción y aerodinámica son levemente distintas. En 3.14, se presentan los parámetros de optimización con el largo máximo establecido para el seccionamiento.

Tabla 3.13: Parámetros Modelo dinámico en pista.

Parámetro	símbolo	Unidad
Energía inicial	E_0	$24.615[kWh] - 88614000[J]$
Masa vehículo	M	$700[Kg]$
Aceleración de gravedad	g	$9.81[\frac{m}{seg^2}]$
Densidad aire	ρ_{air}	$1.3[\frac{Kg}{m^3}]$
Área frontal	$A_{frontal}$	$1.5[m^2]$
Coefficiente de fricción	C_r	$1.7e - 1[-]$
Coefficiente aerodinámico	C_d	$1.87e - 2[-]$
Eficiencia de salida	η_m	$0.6[-]$
Eficiencia de batería	$\eta_{batería}$	$1[-]$
Potencia electrónica	$P_{electronica}$	$80[W]$

Tabla 3.14: Parámetros optimización.

Parámetro	símbolo	Unidad
velocidad inicial	v_0	$15[\frac{m}{seg}]$
velocidad máxima	v_{max}	$22[\frac{m}{seg}]$
Máximo Largo sección	—	$2e4[-]$
Máximo cambio pendiente	—	$0.15[\%]$
Masa vehiculo	M	$700[Kg]$
Aceleración de gravedad	g	$9.81[\frac{m}{seg^2}]$

Luego, en las Tablas 3.15 y 3.16 se presentan las características de la ruta Santiago-Los Andes y las del autódromo de Las Vizcachas en Puente Alto, que son las rutas que utilizarán para los ensayos, descritas en la Figura 3.8, donde la recolección de coordenadas se hizo utilizando *My Maps* de *Google* y aplicaciones *GPS*.

Tabla 3.15: Características de la ruta Santiago los Andes.

Característica	Valor
Distancia total	1.6[Km]
Altura máxima	0.7824[Km]
Altura mínima	0.770[Km]
Diferencia de altura	0.0123[Km]

Tabla 3.16: Características de la pista autodromo Las Vizcachas.

Característica	Valor
Distancia total	4.6[Km]
Altura máxima	1.3[Km]
Altura mínima	0.578[Km]
Diferencia de altura	0.722[Km]

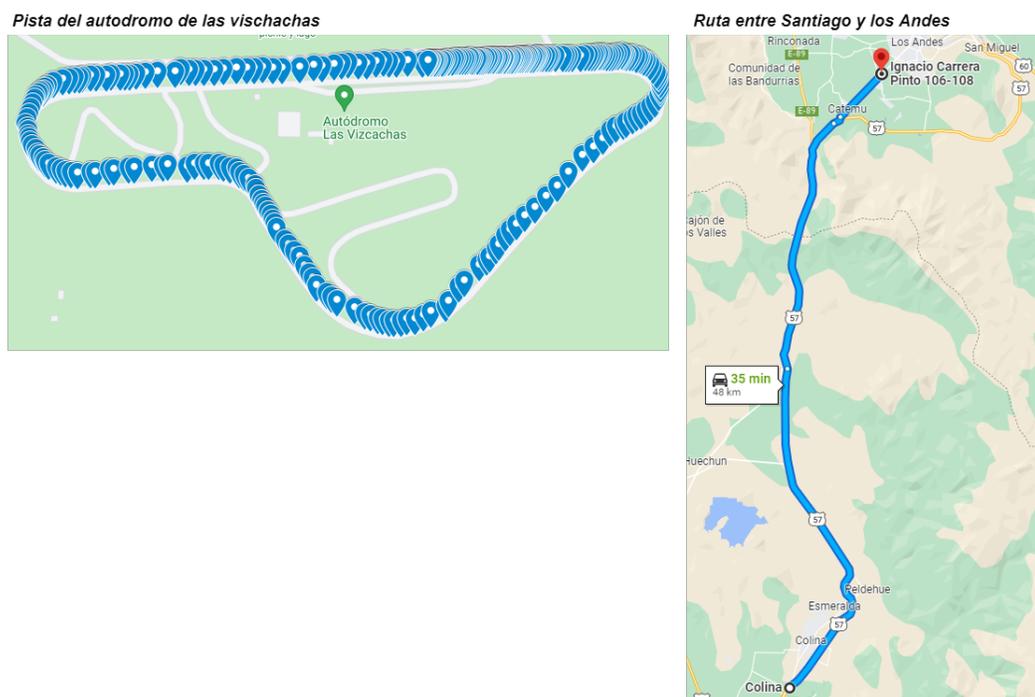


Figura 3.8: Ruta Las Vizcachas y ruta Santiago-Los Andes.

Para la resolución del problema de optimización, el modelo recibe las coordenadas y las secciona según el largo fijo establecido. Para una ruta de mas de 40[Km] como la de Santiago-Los Andes, se generan 5 secciones y para Las Vizcachas 1 sección, debido a que una vuelta a la pista principal es de 1.6[Km] aproximadamente, como se presenta en las Figuras 3.9 y 3.10.

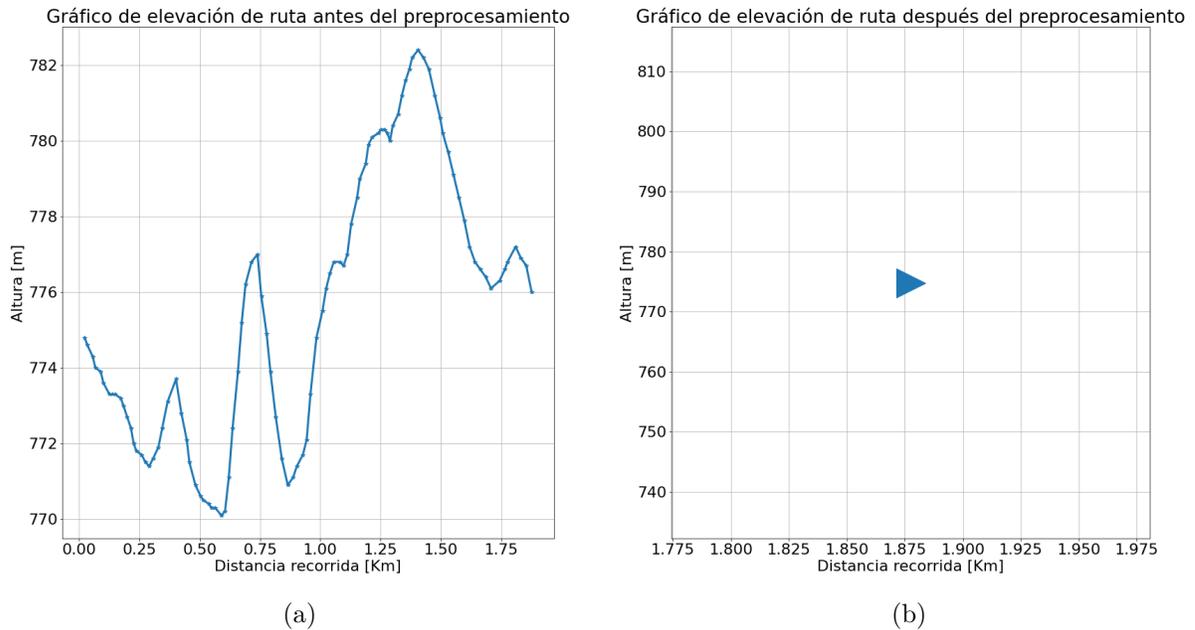


Figura 3.9: Elevación de la pista Las Vizcachas antes y después del preprocesamiento.

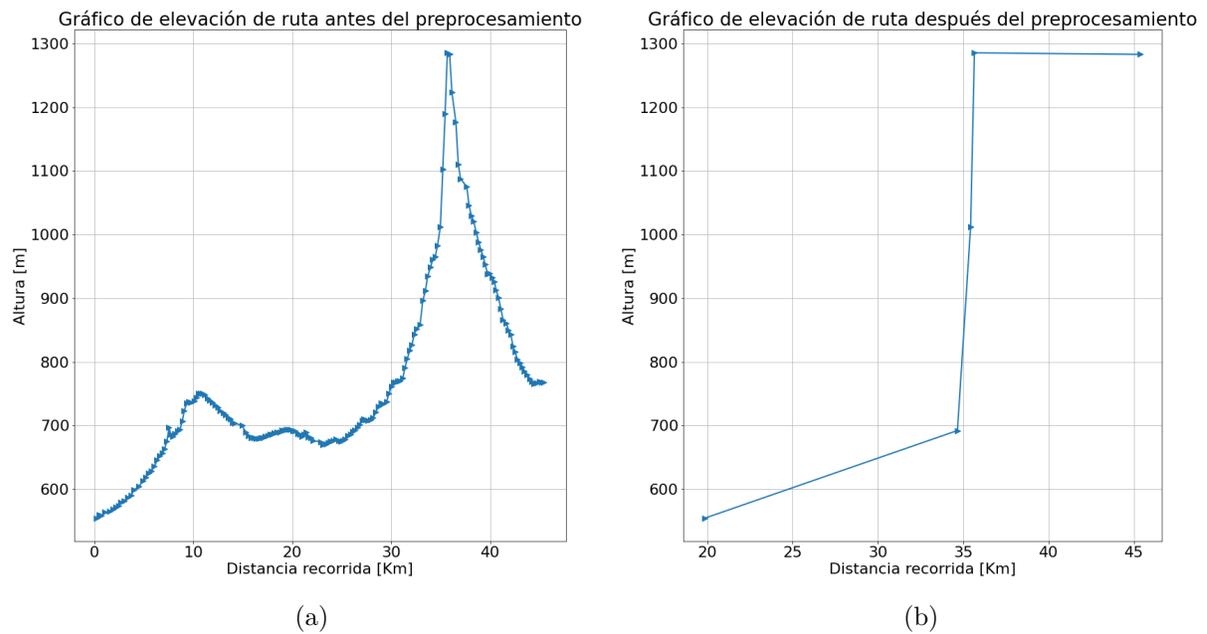


Figura 3.10: Elevación de la ruta Santiago-Los Andes antes y después del preprocesamiento.

Después del preprocesamiento en secciones de la pista, el problema del control óptimo primero arroja una grilla de aproximaciones de velocidades iniciales, con la cual realizar el cómputo de la función de objetivo. En la Figuras 3.11a y 3.12a se presentan la aproximación inicial de la velocidad para ambas rutas. Luego, para el proceso de optimización, puede ser realizado con el método matemático *L-BFG*, el cual, puede utilizar una aproximación del Hessiano con la segunda para la función objetivo, o un método heurístico como algoritmos genéticos [47].

En las Figuras 3.11b y 3.12b se presentan los resultados para el método de algoritmos genético del vector de velocidad óptima para ambas rutas. Para la ruta de Vizcachas la velocidad óptima es de aproximadamente $80 \left[\frac{Km}{hrs} \right]$ constante. Para la ruta Santiago-Los Andes, es posible apreciar cómo la segmentación de la ruta en 3.10b afecta al vector de velocidad calculado.

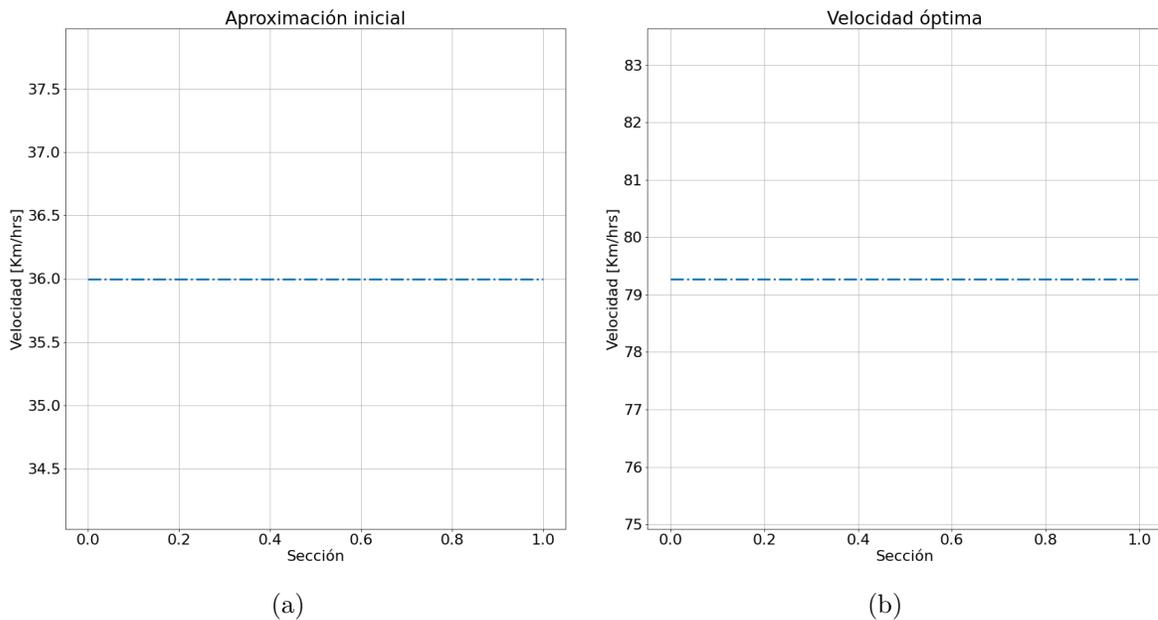


Figura 3.11: Resultado vector velocidad inicial y óptima para simulación del modelo control óptimo, ruta Las Vizcachas.

Los resultados de tiempo de las simulaciones se presentan en la Tabla 3.17, donde se presenta la reducción del número de puntos debido a la distancia y el largo máximo permitido, con el valor de la función objetivo en horas.

Tabla 3.17: Resultados simulación ruta Santiago-Los Andes y Las Vizcachas.

ruta	N^O puntos	N^O Secciones	Función objetivo
Santiago Los Andes	100	1	0.02 horas
Las Vizcachas	177	5	0.58 horas

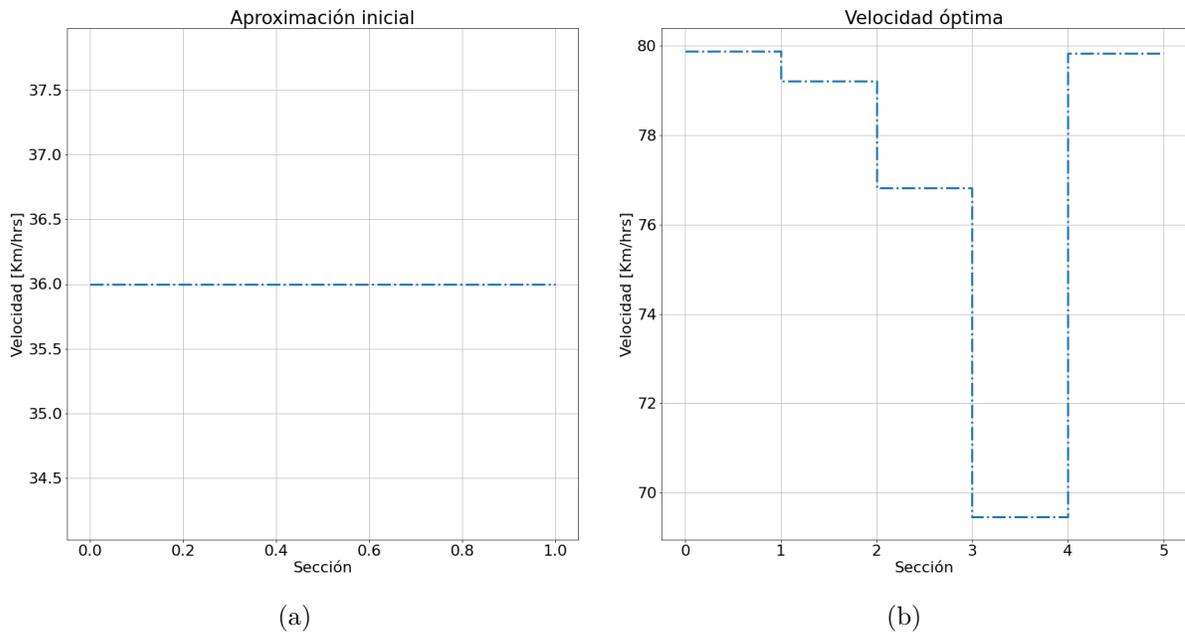
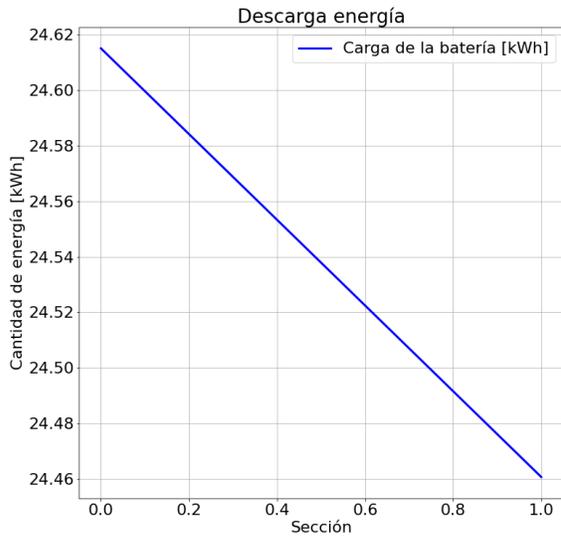
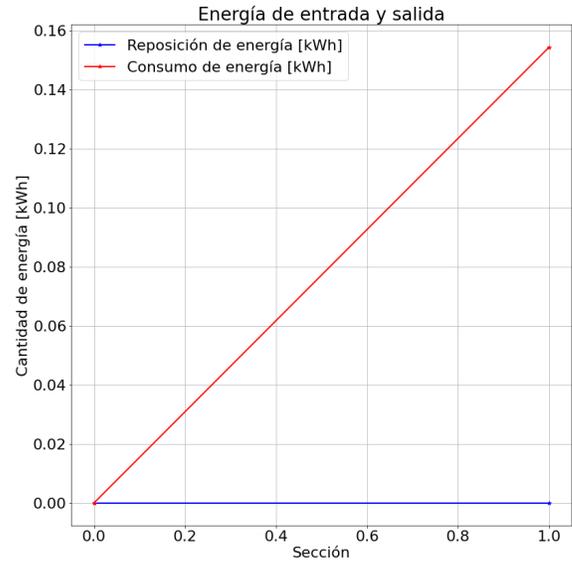


Figura 3.12: Resultado Vector velocidad inicial y óptima para simulación del modelo control óptimo, ruta Santiago-Los Andes.

La descarga del banco de baterías y el consumo del tren de potencia para ambas rutas se presenta en las Figuras 3.13 y 3.14. Para la ruta de las Vizcachas, debido a que se trata de un problema 1-dimensional, la carga del banco cae aproximadamente $0.15[kWh]$, con un consumo igual. Después, para la ruta Santiago-Los Andes, con 5 secciones, en 3.14a la carga cae hasta $20.5[kWh]$, con un consumo máximo cercano a $1.7[kWh]$ en 3.14b.

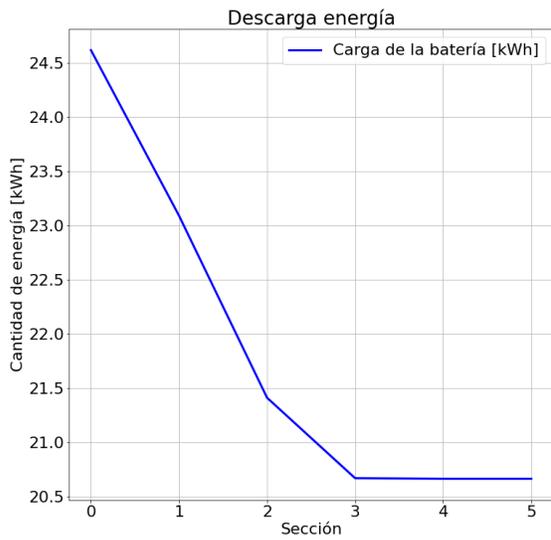


(a)

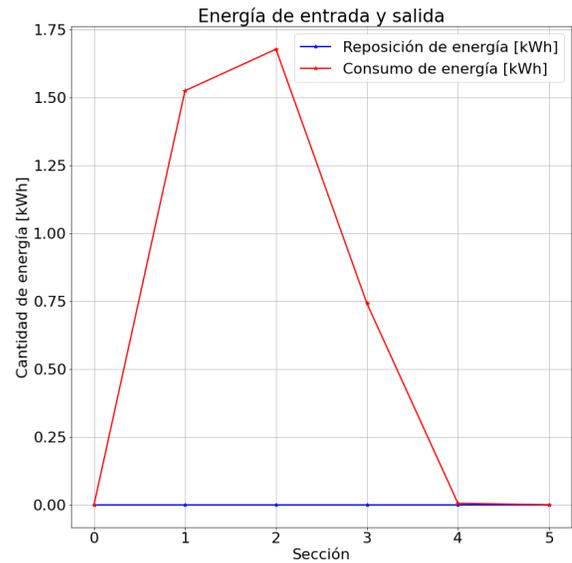


(b)

Figura 3.13: Resultados de carga banco y consumo para simulación del modelo de control óptimo, ruta pista Las Viscachas.



(a)



(b)

Figura 3.14: Resultados de carga banco y consumo para simulación del modelo de control óptimo, ruta Santiago-Los Andes.

Capítulo 4

Construcción del tren de potencia

En este capítulo, es documentado el proceso de instalación eléctrica del circuito de mando y fuerza de los controladores y la programación en *DVT* mediante *CAN*, realizado para la puesta en marcha. Se muestran los aparatos que se utilizarán y la construcción Electromotriz, con los esquemas de conexión. De esta forma, se presenta la integración desde 0 del tren de potencia en el vehículo como el de la Figura 4.1, que resume la construcción. Aquí, se construye el sistema modular inversor-motor Maestro primero, luego se presenta la instalación modular del Maestro y el Esclavo. Se expone: un motor instalado en la suspensión trasera, la cabina del copiloto con la red habilitada para la red *CAN* con el *IXXAT* y finalmente, se tienen los motores operando en vacío para la configuración. Luego de la construcción, se procede a mostrar el proceso de escritura del registro de los controladores *Sevcon*, que son usados en los ensayos presentados en esta memoria.

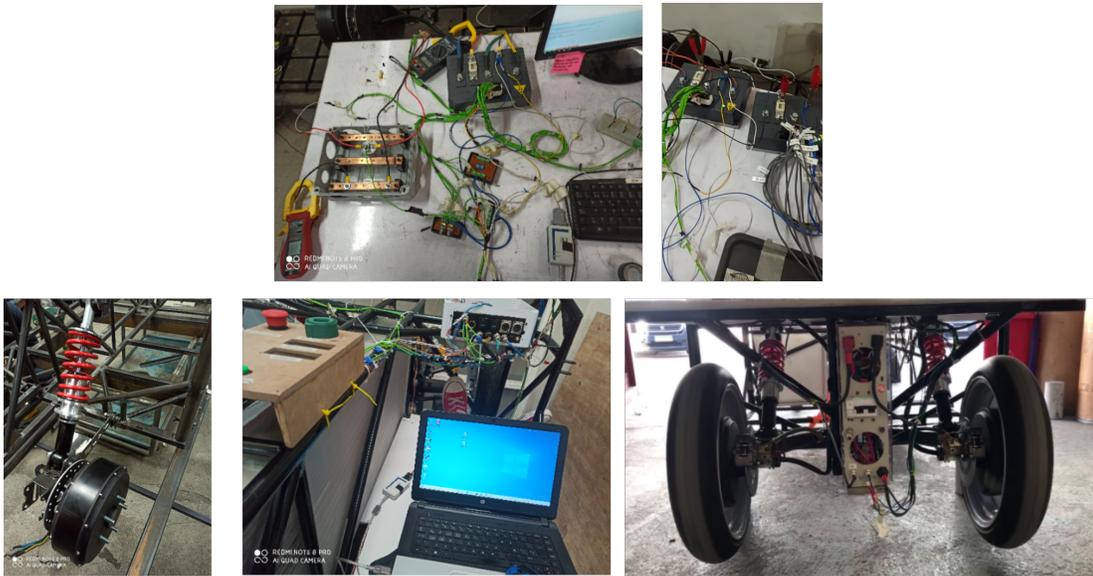


Figura 4.1: Proceso de instalación y construcción Electromotriz realizado para el presente trabajo de memoria.

4.1. Construcción Electromotriz

La construcción del tren de potencia que se presenta a continuación fue realizada con elementos propios y entregados por el equipo Eolian, tales como:

- Cable apantallado para el circuito de mando y cables de mayor calibre para la potencia.
- Conectores específicos del controlador, crimps, terminales ojo, resistencias de $120[\Omega]$ y cinta aisladora.
- Herramientas de medición como Tester y tacómetro para medidas de voltaje y velocidad.

4.1.1. Motor

El tren de potencia del auto se conforma por 2 motores en rueda (*in wheel*) marca *Qs 260 V3*, que son trifásicos, síncronos, de flujo radial, estator conectado en estrella y sin polos salientes. En la Figura 4.2, se presenta el motor *Qs* desarmado y la instalación de los motores directamente con las llantas en el chasis del vehículo, en la tracción trasera.



Figura 4.2: A la izquierda, el motor *Qs* desarmado entre estator-armadura y rotor *PM*. A la derecha, la instalación inicial de motores con llantas en tracción trasera del vehículo.

Para esta clase de motores, el controlador encargado del accionamiento debe saber en todo momento la posición del rotor con la finalidad de entregar en cada ciclo de conmutación las corrientes en el momento adecuado. De esta forma, un aspecto importante es el asociado a las conexiones de los sensores de posición (*encoder*), que en el caso del *Qs*, corresponde a sensores *hall* con señales desfasadas en $120[^\circ]$. Las conexiones del motor con el controlador están asociadas a las fases *C*, *B* y *A* del motor con las entradas *M1-U*, *M2-V* y *M3-W* del controlador respectivamente. Después, las conexiones de los sensores del motor están asociadas a las entradas *U*, *V*, *W* del controlador. Se presenta en la Figura 4.3 las conexiones de las fases y sensores *hall* entre motor y controlador.

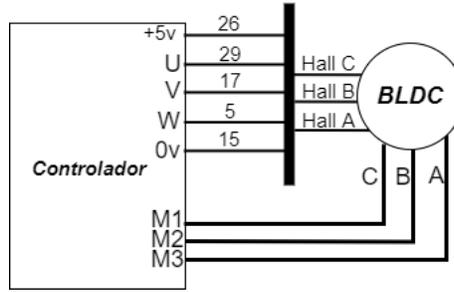


Figura 4.3: configuración de conexiones de fases y sensores de posición del motor en el inversor.

En la construcción, los pines 26 y 15 alimentan los sensores *hall* y los pines 17, 5 y 15 son las fases *U*, *V* y *W* respectivamente. Cómo es posible apreciar, la conexión está invertida debido a que los ensayos en pista presentaron mejores resultados que la combinación *U-A*, *V-B*, *W-C*, por lo cual, en la configuración posterior del encoder se debe utilizar la opción *UVW Invert Only*.

Luego, son desconocidos los datos asociados a la corriente nominal y máxima en la armadura. Tampoco son conocidas las constantes características del motor como lo son, el momento de inercia del motor $J[Kg \cdot m^2]$ y la constante de magnetización del rotor $\lambda_m[\frac{V_{rms}}{rad/seg}]$ (o constante de torque $K_t[\frac{Nm}{A}]$). Esta última constante es la que define la cantidad de torque que es posible obtener de la corriente aplicada en el estator. Según el manual *Sevcon* [6], es posible obtener de manera empírica la constante de flujo utilizando el motor en un banco de ensayo y un osciloscopio. Sin embargo, como se presenta en secciones venideras, este parámetro no es utilizado, debido a que el torque demandado es mayor que la corriente demandada, esto es, $T_{em} > i_q$. No existe banco de ensayos con una máquina acoplada, de modo que, la configuración y puesta en marcha del motor debe realizarse a través de ensayos en pista de pruebas y error. No conocer la corriente máxima y nominal en el estator suponen el desconocimiento de la cantidad de corriente-torque que se debe aplicar con tal de accionar de manera correcta el motor. Por otro lado, si la cantidad de torque aplicado está muy por debajo que la corriente de estator, si la corriente máxima en el estator es muy alta, es posible calentar el motor y el inversor rápidamente debido al aumento de amperaje por torque aplicado y que será presentada en los ensayos realizados sin límite de corriente de descarga.

4.1.2. Controlador

Las componentes principales del Sistema de Tracción implementado para el tren de potencia del auto son los controladores. Estos, se alimentan a través del módulo de división de potencia, del sistema de almacenamiento de energía conformado por el banco de baterías, para poner en funcionamiento el motor, haciendo la función de inversor trifásico controlando la corriente ó frecuencia. El controlador utilizado es el *Sevcon Gen4 Size 4*, cuyas especificaciones eléctricas se encuentran en la Tabla 2.3. El accionamiento se realiza a partir de los valores escritos en el registro *CAN* del inversor, utilizando los datos de entrada a través del acelerador, el *encoder* y los botones para el cambio de dirección.

El circuito de mando del controlador está asociado al conector de 35 pines y el circuito de fuerza se refiere a las conexiones de los controladores al módulo de división de potencia. En el Diagrama de Bloques Detallado especificado en la Figura 4.4, se presenta el circuito de mando y fuerza para una configuración de inversores en Maestro y Esclavo.

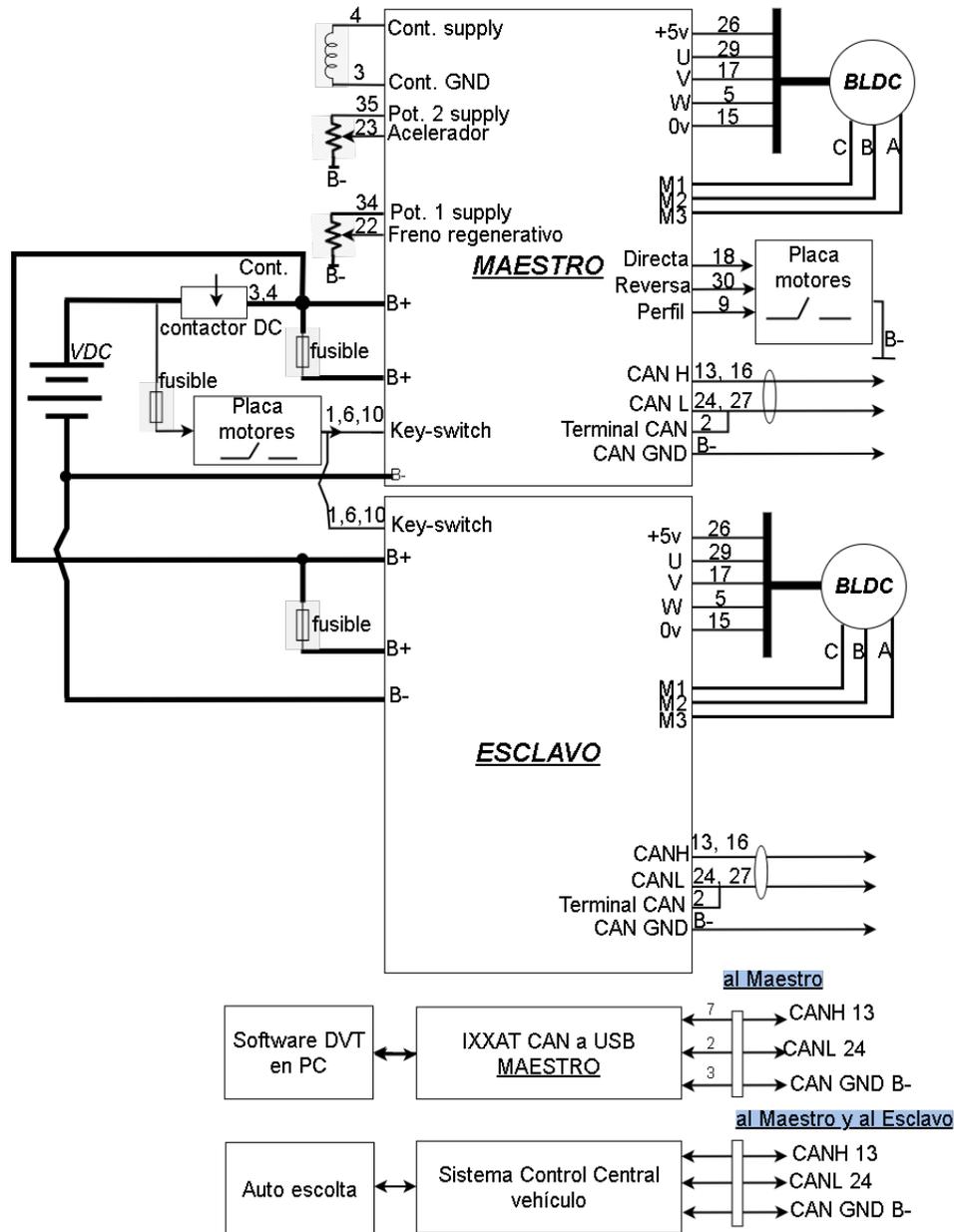


Figura 4.4: Diagrama de Bloques Detallado del Sistema de Tracción.

La red *CAN* debe ser implementada de manera física tanto para la comunicación Maestro y Esclavo, como para la configuración y comunicación con el Sistema de control central para el monitoreo en línea. En la Figura 4.4, son especificados los pines de los inversores para la comunicación entre inversor Maestro y Esclavo a través de los pines 16 y 27 y los pines para 13 y 24, para la conexión con el adaptador *USB a CAN IXXAT* y la comunicación con el Sistema de control central conformado por el escudo *PiCAN* y la *Raspberry*.

En la Figura 4.4 el voltaje DC proviene del módulo de división de potencia que alimenta la fase $B+$ del circuito de fuerza de los controladores, después del contactor conectado en serie. Las bobinas que alimentan el contactor son conectadas a los pines 3 y 4 del circuito de mando en el Maestro. La configuración de estos pines es como una salida de voltaje analógica. La fase negativa de la alimentación DC alimenta las fases $B-$ de los inversores siendo la tierra del sistema.

El encendido del circuito de mando se realiza mediante los pines 1,6 y 10 en los inversores con el pin *Key-Switch* (Ks). Esta entrada digital es accionada por un interruptor que proviene de la alimentación DC antes del contactor. En el auto, la entrada de voltaje con el fusible pasa por la placa de motores para el encendido con el sistema de manejo. La alimentación del circuito de mando supone de los capacitores de la electrónica en la precarga del inversor [6].

Los actuadores son entradas analógicas que deben ser definidas en el registro del controlador. La configuración supone los límites de voltaje de los potenciómetros asociados al acelerador y el freno regenerativo. Los potenciómetros utilizados son lineales y la relación de variación con la demanda de torque es lineal. La alimentación del acelerador y el freno es con los pines 35 y 23, mientras que el pin de señal va conectado a los pines de entrada analógica 23 y 22 y son referenciados a la tierra $B-$.

Las entradas digitales son conectadas a los pines 18, 30 y 9 para la directa, la reversa y el perfil de conducción respectivamente. Es utilizada la placa de motores desarrollada por el equipo Eolian, que permite el control de los interruptores que son referenciados con respecto a $B-$.

Para el cableado del circuito de mando el calibre utilizado es de 18[AWG] con apantallado conectado a la tierra $B-$, mientras que para el circuito de potencia incluyendo las fases de los motores, se utilizan cables calibre 4[AWG]. Para la instalación deben utilizarse las tuercas y pernos propios del *Sevcon*, con los terminales de ojo adecuado al calibre de cables de mando y potencia.

Uno de los aspectos más importantes asociados a la construcción del cableado en el vehículo es la Compatibilidad Electromagnética [6]. Esto es, que cualquier clase de Accionamiento Eléctrico que trabaje a altas velocidades es capaz de generar armónicos a frecuencias que son muchos múltiplos de la frecuencia operativa básica del sistema. Luego, es importante minimizar y reducir las emisiones de flujo electromagnético y la influencia de estos en las señales del circuito de mando. Los conductores instalados se convierten en antenas capaces de recibir o transmitir una densidad de potencia que puede perturbar el sistema eléctrico del Sistema de Tracción.

Por otro lado, debe existir un aislamiento adicional entre el controlador y la estructura del vehículo con la finalidad de reducir el acoplamiento capacitivo. Se deben mantener todos los cables de señal alejados de los cables de alimentación considerando el cable apantallado. El cable del codificador debe ser lo más corto posible. Se debe asegurar que el apantallamiento con $B-$ no se conecte al chasis.

Para el bus CAN se debe utilizar un par trenzado. Si hay un nodo en el bus que está

aislado galvánicamente del controlador, entonces la tierra $B-$ del controlador *Gen4* debe conectarse a la tierra de este nodo.

4.1.3. Unión e implementos complementarios del Sistema de Tracción

La integración del Sistema de Tracción, dentro del vehículo, es descrito en el Diagrama de Bloques Simple de la Figura 4.5. En los soportes traseros deben ser montados los controladores-motores Maestro y Esclavo, asegurados con su respectiva golilla y tuerca para fijarlos. El soporte está conectado directamente al Sistema de suspensión Activa con los resortes, en la construcción mecánica del vehículo.

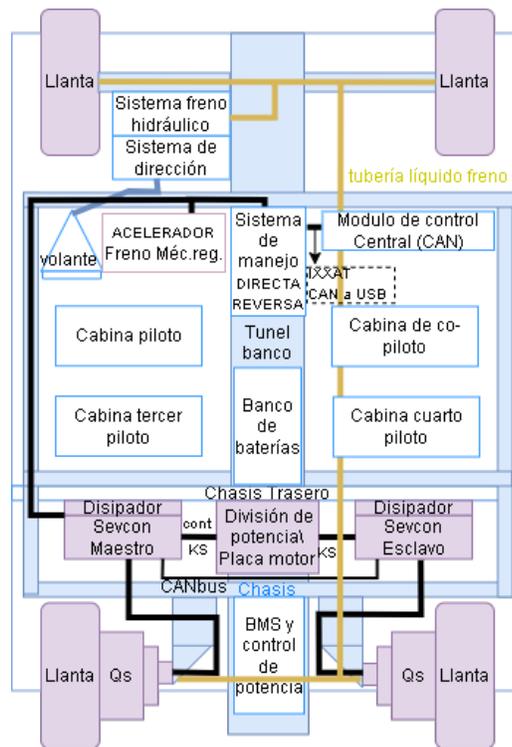


Figura 4.5: Diagrama de Bloque Simple de Topología vehículo con Sistema de Tracción integrado.

Los motores Qs vienen con un disco freno incorporado que funciona como un freno de disco de mordaza (*Caliper*) fija, conectado al sistema de freno hidráulico. Al accionar el pedal del freno, las pastillas apretarán axialmente el disco, gracias al líquido de freno presente en las tuberías del sistema de freno del auto. Para este sistema, no existe un sistema de presión que reduzca la fuerza que se debe aplicar en el freno y las pastillas tienen que obtener determinada temperatura para su correcto funcionamiento. Por otro lado, no se cuenta con una estimación de la cantidad de torque aplicado por el freno mecánico y que no es habilitada en el el registro del controlador *Sevcon*.

En la tracción trasera, en el Sistema de Tracción, los motores y controladores se encuentran alrededor del *BMS*, que funciona a través de placas de contactores y 2 módulos que conforman

el sistema de almacenamiento de energía con el banco de baterías.

Para la implementación del tren de potencia es importante considerar los elementos clave en la construcción. Los inversores están dispuestos de manera vertical en el chasis trasero del vehículo, el cual está hecho de fibra de vidrio que aísla el calor. En la Figura 4.6, se presentan los inversores instalados en el auto.



Figura 4.6: Inversores *Sevcon* instalados en el chasis trasero del vehículo.

Para las conexiones son necesarios los conectores *AMPSeal* de 35 pines para el circuito de mando del inversor y los conectores asociados a los sensores *hall*. Los módulos adicionales son el módulo de división de potencia con la placa de motores. En la Figura 4.7, se presentan los conectores utilizados para el circuito de mando de los inversores y los sensores de posición.



Figura 4.7: Conector de 35 pines para circuito de mando y conectores macho-hembra para sensores de posición.

En la Figura 4.8, se presenta el modulo de división de potencia donde se obtiene la alimentación *DC* del banco de baterías y la placa de motores, encargado de controlar las entradas digitales de los inversores.

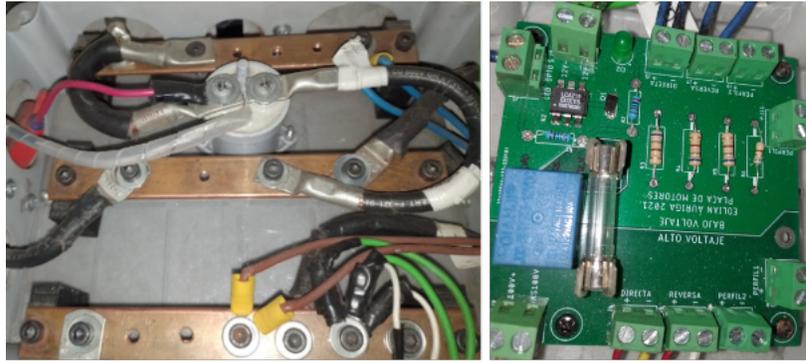


Figura 4.8: Módulo de división de potencia del vehículo y placa de motores para entradas digitales y *Key-Switch* del inversor Maestro.

Los actuadores analógicos son los pedales del acelerador y el freno. En la Figura 4.9, se presentan los actuadores utilizados para el vehículo, que van directamente conectados al inversor Maestro.



Figura 4.9: En la izquierda el pedal del freno regenerativo y a la derecha el acelerador conectado al inversor.

Finalmente, como elemento pasivo, es necesaria la instalación de disipadores que mantengan la base de aluminio de los inversores en un rango de temperatura estable y que debe ser menor a $75^{\circ}C$ que es la temperatura de corte del inversor. La instalación de los controladores debe suponer un aislamiento de cualquier fuente externa generadora de calor o de materiales con baja transmisividad térmica. Por otro lado, las aleaciones de aluminio de los disipadores deben ser similares a las del aluminio de la base del inversor *Sevcon* [6]. Son implementados 2 disipadores de aluminio de $250[mm] \times 300[mm]$ y que posee piezas del mismo material para ajustarse al chasis trasero.



Figura 4.10: Disipadores de aluminio instalados en la base de aluminio del inversor *Sevcon*.

La implementación de los disipadores con los inversores supone la implementación de 1 de las 2 redes térmicas que pueden ser instaladas en el tren de potencia del vehículo. La red térmica de los inversores es una planta asociada a la evolución térmica de la unión entre el disipador y la base de aluminio del *Sevcon* y que puede ser corroborada a partir de las variables obtenidos de los *TPDO* configurables para la lectura en *CAN* [6]. Existen modelos que permiten modelar el incremento de temperatura en el *Sevcon* debido a la cantidad de corriente aplicada al motor, pero que se encuentra fuera del alcance de este trabajo. Sin embargo, el incremento de temperatura del inversor y del motor están asociados particularmente con la cantidad de corriente-torque aplicado y la velocidad que se obtiene del vehículo en pista. La lectura de la temperatura en los motores no es realizada debido a las características físicas del motor, donde además de tener problemas de acceso al núcleo del motor, existe un problema asociado a pasar un cable por dentro del cableado interno del motor.

4.2. Configuración de los controladores *Sevcon*

Esta sección presenta los aspectos de programación de los controladores utilizados para una posterior puesta en marcha y ensayo del vehículo. Más detalles de la configuración y de los elementos se presentan en el Anexo D, que fue realizada en base a los elementos disponibles para la construcción, el manual de configuración y trabajos que utilizan el mismo controlador *Sevcon*.

La naturaleza de proyecto Eolian es buscar promocionar la electromovilidad en Chile, e implica cumplir fechas con los auspiciadores tales como Enel X, de modo que, es necesario el ajuste de una metodología para el proceso de configuración y puesta en marcha. Esto teniendo en cuenta además, que la puesta en marcha de los controladores *Sevcon* es algo inédito, no tienen una operación inicial en pista o alguna noción teórica previa, como la presentada en esta memoria, donde es necesario conocer el manual completo del controlador, nociones de control de sistemas y manejar *CANopen* con *DVT*. De esta forma, el proceso de configuración consistió en una escritura de los registros de los controladores, con pruebas de partidas realizadas en el estacionamiento del *idíem* de la Universidad de Chile, con 1 o 2 personas a bordo, para luego pasar a las pruebas en pista con la misma cantidad de personas. La configuración de los controladores es en pista con la carga, para la sintonización de las ganancias del algoritmo de velocidad y el lazo de control de la corriente. En la Figura 4.11, se presenta el proceso de configuración realizado y en paralelo con distintas etapas de construcción del chasis con el carenado del vehículo, así como otros aspecto constructivos que fueron realizados con el trabajo de la presente memoria.



Figura 4.11: Proceso de configuración de los controladores *Sevcon* realizada en el *idiem* de la Universidad de Chile para una posterior operación en ruta.

4.2.1. Inicialización del programa

Para el desarrollo de la presente memoria uno de los aspectos más importantes es la manera de acceder y comprender el registro de configuración de los controladores a través *CANopen* descrito en la sección 2.5, por lo cual, es necesario tener nociones básicas asociadas al protocolo y que es similar a la utilizada por vehículos comerciales.

El puntapié de partida para comenzar con la configuración es encender el controlador, proceso que puede realizarse según el esquema de la Figura 4.4, donde, con el encendido (*Key-Switch*), se alimentará el circuito de mando y las fases de potencia $B+$, $B-$ habilitarán el circuito de fuerza. Sin embargo, para un encendido rápido, solo es necesario el *Key-Switch* y $B-$, con la red *CAN* referenciada a la misma tierra para la configuración.

Como se describe en la sección 2.5.2, la inicialización del *DVT* con el controlador conectado a través del *IXXAT*, permite acceder a la capa de aplicación de objeto *CAN* para la escritura de los registros. Luego, la inicialización es descrita en el Anexo D.B.1, junto con el manejo de archivos de *EDS* y *DFC*, que representan la estructura y escritura del Diccionario de Objetos respectivamente.

4.2.2. Configuración del nodo *CAN* y manejo del estado de la red

Como se presenta en la Figura 4.12, la red *CAN* de los inversores en el Áuriga es independiente de cada módulo eléctrico del vehículo como el *BMS* o el *MPPT* y supone: los 2 controladores, la comunicación con el sistema de control central con la *PiCAN* y la *Raspberry* y la ramificación de la red, para el conector que permite adaptar el *IXXAT* para la

configuración en *DVT*. La red tiene los terminales de $120[\Omega]$ en el Maestro y en el adaptador del *IXXAT* y es posible añadir nodos extras a la red de los inversores para la lectura del tráfico de la red, como se presenta en el Anexo D.B.1. Para acceder al registro, es necesario la instalación del *software DVT*, que proporciona el distribuidor con su respectiva licencia de activación. En el Anexo D.B.1.1, se presenta la ubicación del programa una vez instalado.

El manejo de la red de inversores supone el control de un inversor Maestro y otro Esclavo, configurados como nodos independientes con las mismas características de manufacturación y control. La configuración se realiza manipulando el estado *CAN* de cada nodo. Para más información en D.B.2, se presenta en detalle el manejo del estado *CAN* y las características generales que deben desactivarse debido al manejo en pista.

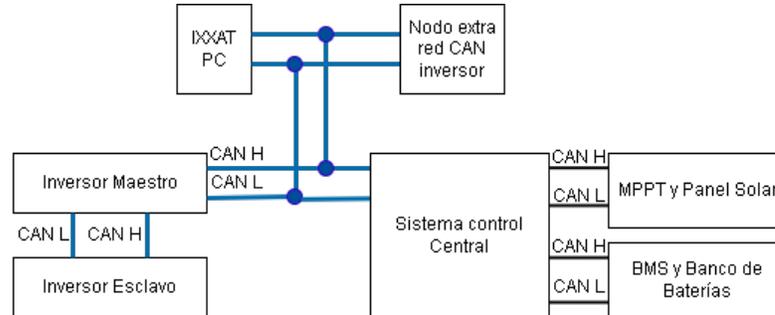


Figura 4.12: Topología red *CAN* Áuriga.

4.2.3. Configuración entradas digitales y analógicas

El tren de potencia posee todas sus entradas digitales y analógicas asociadas al controlador Maestro, por lo cual, en el Esclavo, solo es necesario habilitar la red *CAN* para las réplicas de las demandas, los sensores de posición y el encendido *Key-Switch*.

Luego, para la configuración de las entradas, como se presenta en la Figura 4.4, se utilizarán 2 entradas digitales para el cambio de sentido, una entrada analógica para el acelerador y una salida de voltaje que alimenta las bobinas del contactor en serie utilizado en *B+*. La utilización de un perfil de conducción y el freno regenerativo no son probados en el presente documento.

En la Figura 4.8, el acelerador es un dispositivo lineal, con 2 potenciómetros independientes y del cual no se conoce la distribución de pines, por lo tanto, es necesario realizar pruebas de resistencia con la finalidad de encontrar la tierra, la alimentación y la señal de voltaje.

Después, el acelerador solo funciona utilizando el control de torque con el límite de velocidad y no es proporcional al mismo. En el Anexo D.B.3, se presenta en detalle la configuración realizada debido a los límites obtenidos.

4.2.4. Configuración del contactor

El contactor de línea, es un relé de potencia, que tiene la función de aislar la sección de potencia DC , entregada por el banco de baterías, al circuito de mando y fuerza trifásica del motor, en caso de alguna falla. El contactor se activa una vez el controlador no encuentra ningún problema para operar.

El contactor proporcionado para la instalación es el presentado en la Figura 4.8, y tiene un voltaje nominal de $12[V]$. En el Anexo D.B.4, se presenta la configuración de los registros para el contactor en el Maestro.

4.2.5. Configuración de sensor de posición

La configuración del sensor de posición supone las conexiones descritas en la Figura 4.8. Esta forma de las fases está invertida y en el registro de configuración, presente en el Anexo D.B.5, se detalla que el tipo de decoder usado es el *UVW invert only*, con los límites de voltaje de alimentación en $5[V]$.

El alineamiento del motor permite entregar la cantidad de corriente en el ciclo específico, con la finalidad de accionar el motor entregando la mayor eficiencia posible. La eficiencia del motor en vacío es de un $88.5[\%]$, como se presenta en la sección 2.2.2 y es realizada al voltaje nominal DC del motor, en un punto de potencia cercano al máximo de $4[kW]$, de tal forma que, se conoce la corriente necesaria, pero que no es aplicable, debido al límite de potencia. Al aumentar el voltaje DC , aumenta la respuesta de velocidad del motor, no la corriente.

La configuración por *software* del alineamiento debe realizarse con la finalidad de reducir la respuesta componente de flujo v_d , para trabajar sin debilitamiento de campo con $i_d = 0$.

Luego, un aspecto asociado a la configuración del sensor de posición y el alineamiento (*offset*), es el signo del torque y la velocidad, el cual debe ser el mismo dependiendo de cuál entrada digital, *directa* o *reversa*, que son mutuamente excluyentes, se esté utilizando y que para efectos del presente trabajo es modelada en la sección 3.3.

4.2.6. Datos de manufacturación del motor y límites locales

Para la operación de la planta, es necesario realizar la escritura de los parámetros de manufacturación y los requerimientos de torque y velocidad del motor. Para estos registros, existen parámetros básicos que deberán ser conocidos de motor.

- El Torque *peak* es el límite escrito para la demanda de torque en el motor, junto con la tasa de aceleración. En el proceso de escritura, se partirá con $140[Nm]$ y se reducirá a $80[Nm]$, una vez se aplique el límite de corriente y la configuración Maestro y Esclavo.
- La velocidad máxima permitida del motor se deja en $800[RPM]$, a una velocidad de protección de $850[RPM]$ y la tasa de aceleración del algoritmo de velocidad en modo torque.

- La corriente máxima de estator se suele configurar como igual a la máxima del inversor en $300[A]$. Sin embargo, este parámetro debe coincidir con el torque *peak* configurado y la constante de magnetización aplicada.
- La corriente de magnetización mínima es $0[A]$ debido a que no se desea trabajar con debilitamiento de campo.
- El número de par de polos es 16 del motor Qs .
- Corriente nominal del estator no se conoce pero debe configurarse a la par con la corriente máxima de estator. Por otro lado, este parámetro *rms* de la corriente no es *DC* y es distinto al límite de descarga del banco.
- La inductancia de línea que define la dinámica del lazo interno de corriente, se utilizará un valor de $300[\mu H]$ utilizando la estimación del *software*.
- La constante de magnetización esta asociada a la tasa de voltaje efectivo entre fases y la velocidad eléctrica, que define el torque aplicado y el lazo interno de corriente. Se utilizarán los valores de $0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $0.03[\frac{V}{rad/seg}]$, para los ensayos sin y con límite de potencia.

La corriente máxima del estator se obtiene a partir de la escritura del torque *peak* y utilizando la constante de magnetización de la cual también existe desconocimiento. Este valor está asociado a la suma de la corriente de las 3 fases y está caracterizada por la componente i_q en la zona *MTPA*. En el Anexo D.B.6, se presenta el registro de escritura de los parámetros de manufacturación, donde se presenta el cálculo de la corriente máxima de estator utilizando el torque *peak*, con la constante de magnetización calculada empíricamente y que no es de utilidad. También, se presenta el registro de los límites locales con la escritura de la velocidad máxima, velocidad de protección, el torque y la pendiente de aceleración del mismo (*torque slope*), que pueden configurarse en el perfil de conducción que se presenta a continuación.

4.2.7. Configuración del accionamiento y del perfil de conducción

El perfil de conducción, proporcionado por el *Sevcon*, en *DVT*, es un registro resumen de los límites admisibles de torque y velocidad que se pueden escribir para el control. Por otro lado, permite el manejo de la cantidad de torque aplicado en porcentaje y es útil para pruebas en vacío, donde se debe reducir el porcentaje de torque aplicado. También, permite la escritura de las rampas de aceleración para los lazos rápidos de control de corriente y para el lazo de velocidad que está asociado al límite de velocidad. En el Anexo D.B.7, se proporciona más detalle de la configuración, la cual es la misma para la reversa y la directa, con el Maestro y el Esclavo. El límite de velocidad en reversa y en directa es el mismo y el límite utilizado fue de $800[RPM]$.

4.2.8. Datos de manufacturación del banco de baterías

Según lo presentado en la sección 2.2.1 el voltaje nominal del banco es de $104[V_{DC}]$ aproximadamente. En la escritura de los registros de alimentación *DC*, presente en el Anexo D.B.8, el voltaje escrito nominal fue de $106[V_{DC}]$ y fueron escritos los límites de corte proporcionados por el *Sevcon*, aplicando un límite inferior del 70[%] y un límite superior del 120[%] del valor nominal.

4.2.9. Configuración del límite de corriente y potencia de los motores

La cantidad de potencia aplicada al motor es configurable y puede realizarse a partir de definir los límites de carga/descarga de corriente ó con la potencia máxima y el voltaje de entrada. En el Anexo D.B.9, se presentan los registros de escritura del límite de potencia y que permiten la limitación de la corriente debido al voltaje.

Para una configuración sin un límite de potencia, es posible la utilización de los límites de descarga y carga, con tal de no considerar el voltaje *DC* aplicado y aumentar la corriente para cubrir cualquier corriente en el estator, sin considerar el límite del motor.

Para un límite de potencia, una configuración fácil es proporcionada por el controlador *Sevcon*, mediante el límite de corriente (*Current Limit*). Esto, permite escribir la máxima potencia del motor y debido al voltaje del banco, se limitará la corriente con tal de trabajar en los rangos de operación conocidos.

4.2.10. Configuración de mapas de potencia

La configuración del mapa de potencia debe realizarse en base a las protecciones del motor proporcionadas por el fabricante. La configuración debe considerar el mismo límite de torque que para los límites de manufacturación y el límite de velocidad de operación. Según lo especificado en C.1, la configuración del mapa se realiza, primero, utilizando el límite de torque como el límite de demanda del acelerador. La zona de *MTPA* se extiende hasta la velocidad base nominal escrita w_{base} , que producto con el torque *peak* constante, definen el límite de potencia máxima aplicada al motor $P_{max} = v_{batería} \cdot i_{batería}^{max} = w_{base} \cdot T_{max}$, usando la corriente de descarga máxima $i_{batería}^{max}$ y que debería ser igual durante la zona de debilitamiento de campo, donde el torque se reduce según la Ecuación 4.1, dependiente de la velocidad escrita hasta el límite admisible.

$$T = \frac{T_{max}}{\frac{w}{w_{base}}} \quad (4.1)$$

En la hoja de característica presente en el Anexo F, el motor *Qs* es a $72[V_{DC}]$, debido a lo cual, el torque y la velocidad que se pueden desprender de ahí no son de utilidad, ya que el voltaje nominal define la potencia de entrada con determinada corriente de descarga y que

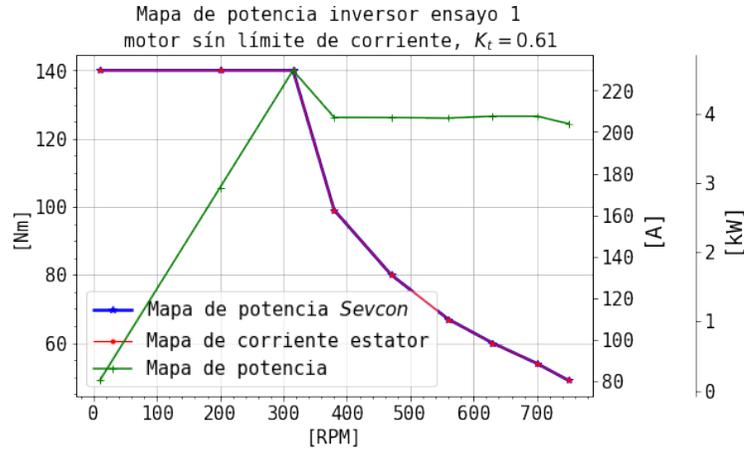
debe ser menor a los $4[kW]$. Después, como no se conoce un mapa característico al voltaje DC del banco, para la realización de ensayos, son configurados 2 mapas de potencia que son descritos a continuación y fueron escritos según el Anexo D.B.10.

- Configuración del mapa sin límite de potencia: el primer mapa de potencia utiliza un valor algo menor que $peak$ de torque conocido por el motor definido en $150[Nm]$. Este valor define el límite de demanda de torque realizado por el acelerador y utilizando los valores escritos. Para considerar la demanda de corriente, como no se conoce la constante de magnetización se utiliza un valor de $0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ según la Ecuación 3.4. Luego, si el $peak$ es de $140[Nm]$, la corriente máxima de estator requerida será de $230[A]$ y debe de establecerse como un parámetro de manufacturación. Para el requerimiento de corriente, en el límite de potencia descrito en la sección 4.2.9, se utilizaran los límites escritos de carga y descarga de corriente.
- Configuración del mapa con limite de potencia: la escritura del mapa de potencia se realiza considerando primariamente el límite de corriente de descarga, con la finalidad de trabajar bajo $4[kW]$. Para mantener el funcionamiento del motor en los rangos de energía y temperatura, es necesaria una configuración donde se considere el límite de potencia conocido del motor de $P_{max}^{nominal} = 4[kW]$ y el voltaje DC nominal aplicado $V_{DC}^{nominal} = 104[V_{DC}]$. La corriente de descarga máxima que se puede aplicar al motor, para mantener el límite de potencia se presenta en la Ecuación 4.2.

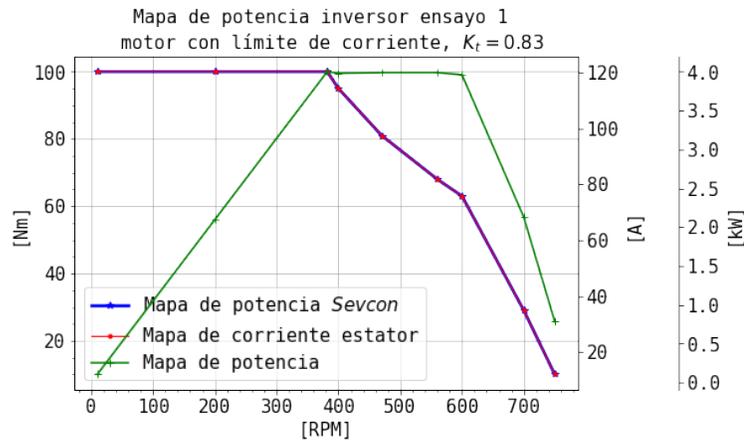
$$\frac{P_{max}^{nominal}}{V_{DC}^{nominal}} = i_{batería}^{max} = \frac{4[kW]}{104[V_{DC}]} = 38.4[A] \quad (4.2)$$

La descarga de corriente que escribirá el controlador será menor a los $40[A]$, en función del voltaje DC aplicado y escrito, la inductancia escrita y de la potencia máxima del motor. Además, el límite de descarga genera un límite de corriente en el estator, debido a lo cual, para este caso, la constante de magnetización utilizada será de $0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ con la finalidad de obtener mayor estimación del torque electromecánico en un rango menor de corriente de estator. Después, para un límite de torque de $100[Nm]$, la corriente de estator máxima será de $121[A]$. Esto considerando que independiente de la constante, la corriente i_q es el torque aplicado sin considerar pérdidas. En la Ecuación 3.20, se presenta la definición de la potencia mecánica de salida. La corriente de armadura por la constante de magnetización, definen la cantidad de corriente aplicada para una misma demanda de torque, lo que varía la tensión de la armadura.

En la Figura 4.13, se presentan los 2 mapas de potencias generales utilizados en el presente trabajo. Cómo es posible apreciar, existe una zona donde la potencia deja de ser constante debido a que supone un funcionamiento a altas velocidades [6], definido como $T = \frac{T_{max}}{(\frac{w}{w_{base}})^2}$. En las Figuras 4.13a y 4.13b, la velocidad base es de $RPM_{base} = 364[RPM]$. Primero se aplicará un valor de torque *peak* cercano al máximo entregado por el fabricante, con un alto requerimiento de corriente de estator, que dependerá de la corriente de descarga, aumentando la potencia aplicada. Después, para un límite de potencia y corriente de descarga, se procederá a disminuir el torque *peak* con el requerimiento de corriente, a través de aumentar la constante de magnetización.



(a)



(b)

Figura 4.13: Mapas de potencia escritos en el inversor Maestro para ensayos en pista.

4.2.11. Configuración del control

Existen 2 tipos de ganancias que se necesitan configurar, asociadas al lazo interno de control de corriente i_{dq} , para el control directo del torque con el pedal y el lazo externo donde se aplica el algoritmo de limitación de la velocidad, similar a un controlador *PI* virtual, pero

que no busca fijar la velocidad a una referencia. En el Anexo D.B.12, se presenta el registro en *DVT* para la escritura de las ganancias.

En primera instancia, el control de las ganancias de corriente puede hacerse en vacío para el análisis del error en estado estacionario, mientras que el algoritmo de control de la velocidad debe realizarse con el vehículo en una pista lo suficientemente larga para la sintonización [6]. Sin embargo, la sintonización de las ganancias de corriente se realiza en carga con vehículo, debido a que al aumentar el peso, aumenta la demanda de corriente y por que en vacío no existe máquina acoplada que aplique torque resistivo y no era posible aplicar un 100[%] del torque demandado, ya que con pequeñas corrientes de descarga, el motor llega rapidamente e la velocidad máxima permitida.

4.2.12. Configuración de mensajes del inversor

Para la lectura en línea en *DVT*, para la historización de las variables y la configuración Maestro y Esclavo, es necesaria la configuración de mensajes del controlador. En el Anexo D.B.13, primero se presenta como habilitar una configuración Maestro y Esclavo y los Objetos de comunicación que deben escribirse en el registro. Luego, en el Anexo D.B.14, se presentan las variables que deben mapearse en los objetos de comunicación para la lectura de variables a través del *Vehicle Interface DVT*, como se presenta en la Figura 4.14. Finalmente, en el Anexo D.B.15, se presenta la decodificación que se realiza para segmentar la trama obtenida mediante en *CAN*. Además, en el Anexo D.B.16, se presenta un listado de las alertas que saltaron al momento de configuración y operación del Sistema de Tracción.

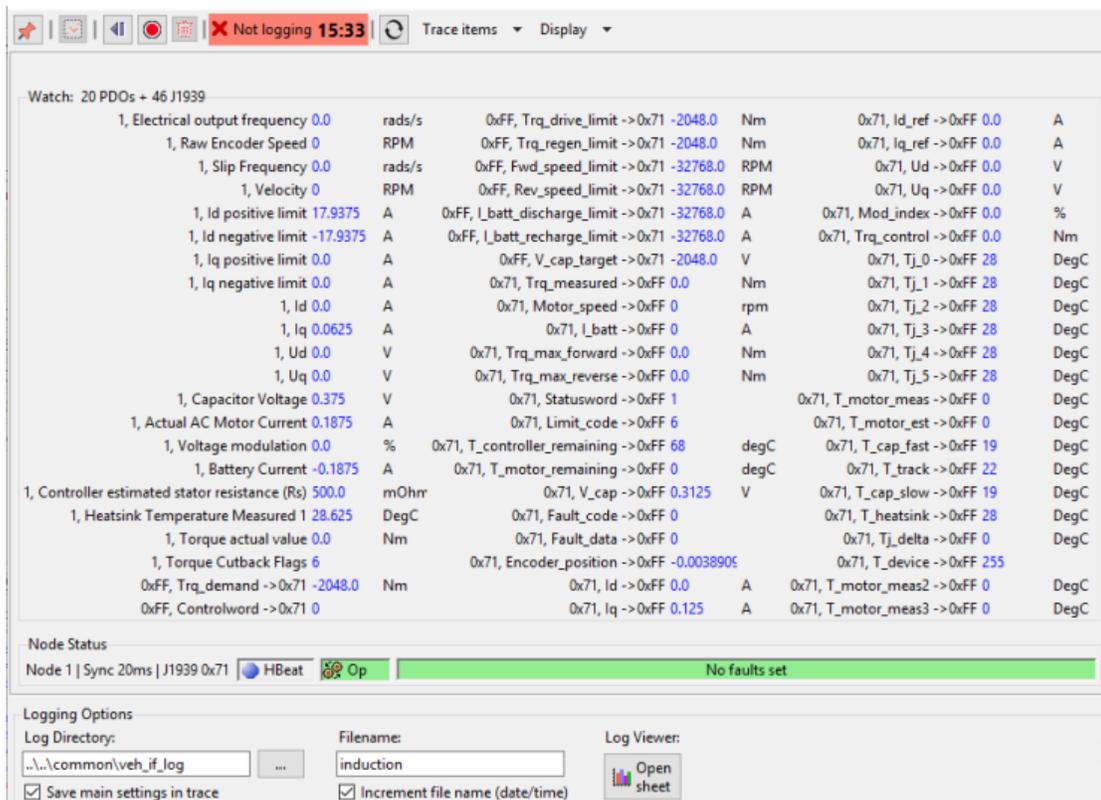


Figura 4.14: *Vehicle Interface DVT*.

Capítulo 5

Ensayos del Sistema implementado

Los ensayos que se presentan a continuación, son realizados partiendo con una operación sin un límite de potencia, para luego, realizar un ajuste de la corriente de descarga según los requerimientos del diseño. Los ensayos en vacío fueron realizados en paralelo al accionamiento en pista, con la finalidad de caracterizar la eficiencia sin carga, el alimento del *offset* y las lecturas de la velocidad con un tacómetro. Debido a la naturaleza del tren de potencia, solo en vacío y de manera estática es posible la medida con un Tester de la tensión y corriente en la entrada de los controladores. Por otro lado, la medida de voltaje de las entradas analógicas y digitales, como el acelerador o los sensores de posición, se encuentran en el rango adecuado, debido a que deben ser configurados en el Diccionario de Objetos del Controlador y ante cualquier diferencia, saltará la respectiva alerta de lectura/escritura.

5.1. Ensayos sin límite de potencia

5.1.1. Falla de componentes

El tren de potencia está compuesto por una red de inversores *Sevcon*, los cuales se alimentan del circuito de mando con voltaje directo, desde la entrada *DC*. Debido a que en la implementación final del Sistema de Tracción suponen la utilización de placas con entradas digitales y no directamente en los controladores, una falla en la conexión de estas entradas, como por ejemplo, confundir la directa con el *Key-Switch*, puede descomponer el circuito de mando. En la Figura 5.1, se presenta el Maestro descompuesto debido a un error en las conexiones digitales. El dispositivo dejó de encender el *LED* cuando el *Key-Switch* y *B-* se conectan y no existe tráfico *CAN*. El aparato fue desmantelado por el equipo Eolian, sin embargo, se desconoce la fuente de error, más allá de que fue una falla en el cableado del circuito de mando y no de potencia. La electrónica del inversor es compleja y la *PCB* está invertida hacia la base de aluminio completamente protegida, debido a lo cual, cualquier análisis de funcionamiento fue descartado como el presente en [17], asociado a las medidas de voltaje. Así, otro inversor debe ser cotizado para su implementación en el tren de potencia.

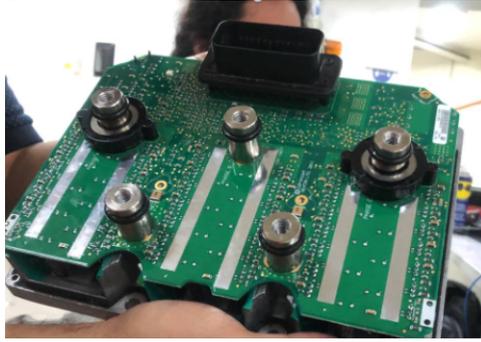


Figura 5.1: *Sevcon* Maestro descompuesto debido a avería en el circuito de mando.

Al momento de la falla, el vehículo se encontraba en proceso de incorporación del Sistema de Tracción con las placas de electrónica para el sistema de manejo. Como la falla fue solo en el Maestro, el Esclavo debe utilizarse como el inversor encargado de los accionamientos. Luego, se realizan primero ensayos con 1 motor sin y con límite de potencia y luego, se procederá a implementar el Maestro y el Esclavo.

5.1.2. Ensayo en vacío

Para el accionamiento en vacío sin un límite de potencia, se considera una constante de magnetización donde la demanda del torque es aproximadamente un 61[%] de la corriente de estator utilizando $\lambda_m = 0.022[\frac{V}{rad/seg}]$. En el Anexo B.A.1, se presentan los gráficos con los resultados en vacío y en directa, a bajas velocidades, donde se presenta la respuesta del acelerador y la eficiencia del sistema. Por otro lado, el *offset* utilizado es 0, obteniéndose $v_d = 0$. Además, se obtienen eficiencias eléctricas y mecánicas similares de hasta un 60[%] a bajas velocidades.

5.1.3. Ensayos en carga

Una vez se cuenta, con un accionamiento en vacío, se procede con la realización de ensayos en carga, incorporando el peso del vehículo. Para la realización de ensayos en pista el equipo Eolian dispone del autódromo de las Vizcachas.

Los ensayos realizados se presentan en el Anexo B.A.2. Como se muestra inicialmente, la reversa del motor, corresponde a la marcha hacia adelante del vehículo. Luego, en la Figura B.4, una de las características asociadas al límite de potencia es trabajar bajo rangos de temperatura del inversor *Sevcon*, el cual, reducirá la corriente aplicada a medida que aumenta la temperatura y se cortara luego de los 75[°C]. Además, la corriente aplicada al motor aumenta la temperatura del mismo dañando el devanado en las bobinas del estator incluso aunque no se llegue al límite en 120[°C].

La medición de la temperatura del motor no es configurable en el *Sevcon* debido a las características específicas del mismo (tipo *KTY* fuera de serie) y no es considerada en el

presente trabajo debido a la complejidad para acceder al núcleo del motor, e instalar un sensor de temperatura con su respectivo programa.

Además, no trabajar en los márgenes de potencia y corriente implica que el tiempo de recorrido se verá limitado debido a la gran elevación de temperatura. Así, se presentan los segundos de cada sección de recorrido de ensayos sin límite de potencia.

Por otro lado, la velocidad obtenida es mayor a $40[\frac{Km}{hrs}]$ en cada sección. Los ensayos que duran mas de 1000 segundos, donde se tiene un cuidado de la potencia aplicada, que alcanza valores mucho mayores que $4[kW]$ en la Figura B.7. Junto con el sentido de giro del vehículo, las variables y sus signos son los esperados según los resultados obtenidos en simulaciones.

Luego, como se presenta en la sección 3.2.1, la potencia que se aplicará en la armadura del motor definirá la cantidad de torque en el eje para la tracción. De esta forma, la utilización de la constante de magnetización definirá la cantidad de corriente que se necesita para la misma demanda torque, a través de la relación lineal 3.4 y que el controlador aplica como se presenta en la Figura B.8. Después, a medida que se disminuya la constante de torque, disminuye la estimación de la potencia mecánica de salida y se necesitará más corriente para la misma demanda de torque teniendo en cuenta el mapa de potencia configurado y los límites de corriente y torque como se presenta en la sección 4.2.10.

En la Figura 5.2, se presenta un mapa de potencia con la respuesta torque-velocidad y corrientes-velocidad. Es posible apreciar que el torque y la velocidad se encuentran bajo los límites escritos del mapa 4.13a, mientras que la corriente no tiene un limite de descarga, debido a lo cual, tanto la corriente de la batería, como la del estator supera el mapa escrito en el controlador.

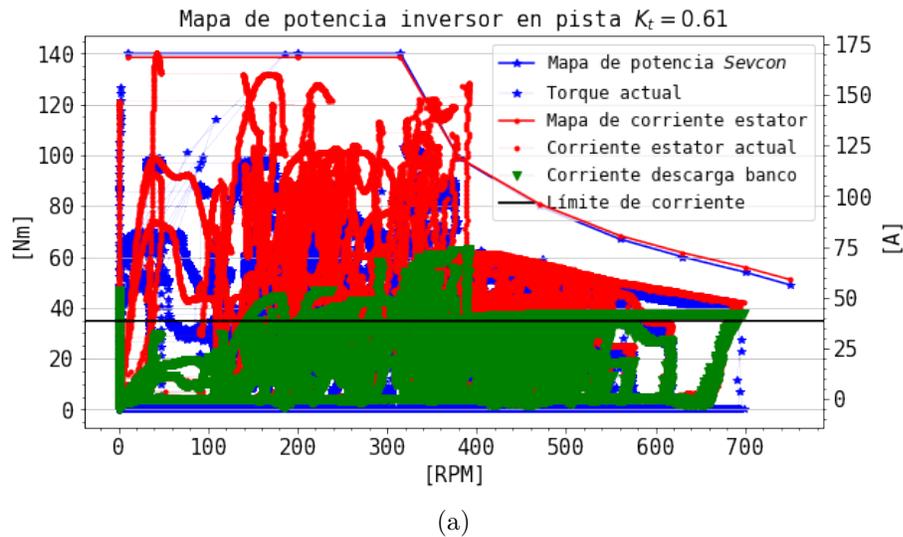


Figura 5.2: Mapa de potencia obtenido para ensayo en carga, sin límite de potencia $\lambda_m = 0.022[\frac{V}{rad/seg}]$.

5.2. Ensayos con límite de potencia

Una vez es realizada la configuración y ensayo sin limitar la corriente de descarga, es necesaria la reescritura del registro de configuración con el mapa de potencia de la Figura 4.13b, descrito en la sección 4.2.10, donde se limita la corriente de descarga, se aumenta la constante de torque, disminuyendo la diferencia entre torque demandado y la corriente de armadura de un 61[%], a un 83[%], con $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

5.2.1. Ensayos en vacío

En la presente sección se muestran los ensayos realizados en vacío del tren de potencia, donde la carga se debe solo a la del motor con la llanta acoplada. En este punto, el objetivo de los ensayos en vacío es comprobar si el comportamiento del motor es similar en ambos sentidos, ya que luego de instalar los motores en el chasis del vehículo, al ponerlos en marcha sin un límite de potencia, se descubrió que el sentido de giro hacia adelante corresponder con la reversa del motor y está configurada según lo explicado en la sección D.B.5, con la configuración del encoder absoluto invertido y que condiciona la escritura del motor derecho e izquierdo en D.B.3. Esto es algo similar a lo que ocurre en la instalación del tren de potencia en [4], en el presente trabajo solo aplica a vacío puesto a que no se realizaron explícitamente pruebas largas marcha atrás. Debido a esto se conservará el signo de las pruebas en carga.

En el Anexo B.B.1, se presentan los ensayos realizados en vacío, en ambos sentidos de giro que presentan resultados similares. En particular, el ensayo se realiza limitando la velocidad máxima a 650[RPM], aproximadamente $74[\frac{Km}{hrs}]$, con un radio de 0.3[m] de la llanta y presionando el pedal del acelerador al máximo, con un torque aplicado del 4.7[%] de 100[Nm].

En la realización de los ensayos se presiona el pedal al máximo y el error de estado estacionario para el torque y la corriente disminuye en comparación con el ensayo sin límite de potencia. Por otro lado, el signo de cada variable en ambos sentidos de giro es el esperado, la corriente de descarga es siempre positiva, la corriente i_q cambia con el sentido de giro e $i_d = 0$ con ruido. El voltaje de fase v_q es proporcional a la velocidad y $v_d = 0$ con un *offset* 0.

Luego, para estos ensayos realizados en ambos sentidos de giro, la potencia obtenida es la misma. La potencia de entrada del banco de baterías es mayor a la potencia estimada de salida, que es dependiente de $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ y que es mayor que la potencia eléctrica estimada. Esta última, es a priori, la única forma de estimar la potencia aplicada en el motor, tal que, i_q aplicado en la armadura será el torque del motor, pero sin considerar pérdidas. Así, la eficiencia estimada de salida, batería-motor en vacío, es de hasta un 80[%], mientras que la eficiencia batería-inversor es de 60[%].

5.2.1.1. Ensayos alineamiento del ángulo del rotor

Los resultados asociados a pruebas de *offset* se presentan en B.B.2, en donde el procedimiento realizado consistió en limitar la velocidad máxima con una demanda de torque constante. La corriente de descarga no cambia y el voltaje en la componente flujo es 0 cuando

el *offset* es 0.

Por otro lado, como se presenta en la sección 4.2.5 para una conexión de las fases invertida, utilizando la opción de *UVW* invertida, la demanda de torque negativa produce una velocidad negativa y viceversa, por lo cual, el *offset* 0 cumple con los signos del sentido de giro.

5.2.1.2. Ensayos validación velocidad mecánica

Tras la configuración del alineamiento del motor, con la finalidad de obtener un voltaje de flujo nulo, es necesario validar la lectura de la velocidad mecánica estimada por el *Sevcon*. En particular, para cada operación en pista, se realiza un ensayo en vacío con tacómetro para validar la velocidad en vacío y que se realiza siempre a un *offset* 0, según la sección anterior.

En la Anexo B.B.3, se presenta el ensayo con tacómetro para el tren de potencia completo Maestro y Esclavo, realizado para distintos límites de velocidad escritos. Para el Maestro, siempre existe una llegada a la velocidad máxima como se presenta en la Figura B.17, y que es igual que para el caso de ensayos con 1 motor. En el caso del Esclavo, se muestra que debido a la corriente de descarga, la conexión en paralelo del tren de potencia y a las lecturas de velocidad realizadas por *CAN* el Maestro, la velocidad no siempre llega al valor máximo y que afecta la respuesta en pista. El error de velocidad del Maestro es hasta $4[RPM]$, con respecto a las lecturas del tacómetro.

Finalmente, se presentan en la Figura B.18, las velocidades obtenidas en carga del controlador Maestro y las lecturas obtenidas por aplicaciones *GPS*, las cuales son similares.

5.2.2. Ensayos en carga

Los resultados de los ensayos con límite de potencia y con 1 controlador operando se presentan en el Anexo B.3, donde se muestra que trabajar dentro de los márgenes de potencia permite mejorar la operación del vehículo pudiendo realizar ensayos 3500 segundos de corrido, con una corriente de descarga limitada bajo los $40[A]$ y con una estabilización de la temperatura bajo los límites del controlador. Además, los sentidos de giro coinciden igual que en el caso sin límite de potencia, puesto a que se utiliza un *offset* 0 y se valida la velocidad en vacío y luego en carga.

Por otro lado, en el ensayo presentado se alcanzan velocidades mayores a $50[\frac{Km}{hrs}]$ debido a la pendiente en la pista de Vizcachas. El voltaje v_q es proporcional a la velocidad y v_d es 0 cuando no se demanda corriente y levemente negativo cuando se acelera.

Luego, debido al límite de corriente, existe una limitante de la demanda de torque en el motor. Como el ensayo se realiza con la reversa del motor, la corriente de descarga es positiva y la corriente i_q es negativa, con una magnitud menor que $80[A]$ según la Figura B.22a, esto para un límite de corriente máxima escrito del estator de $121[A]$, según lo presentado en 4.13b . Debido al límite de corriente estator en la Figura B.22b, el torque aplicado es de a lo más $68[Nm]$ y no alcanza la demanda máxima de $100[Nm]$.

La potencia obtenida en los ensayos es menor de $4[kW]$, como se presenta en la Figura 5.3a, alcanzando una eficiencia batería-inversor de hasta un $60[\%]$, similar al caso de los ensayos sin límite de potencia. Para el caso de la eficiencia de salida, es mayor, debido a que se aumenta la constante de magnetización.

Luego, en la Figura 5.3, se presenta el mapa de potencia obtenido para un ensayo en carga con 1 motor y con el límite de potencia. Cómo es posible apreciar existe un límite de corriente de descarga de hasta $40[A]$, lo que limita el torque demandado y la corriente de estator.

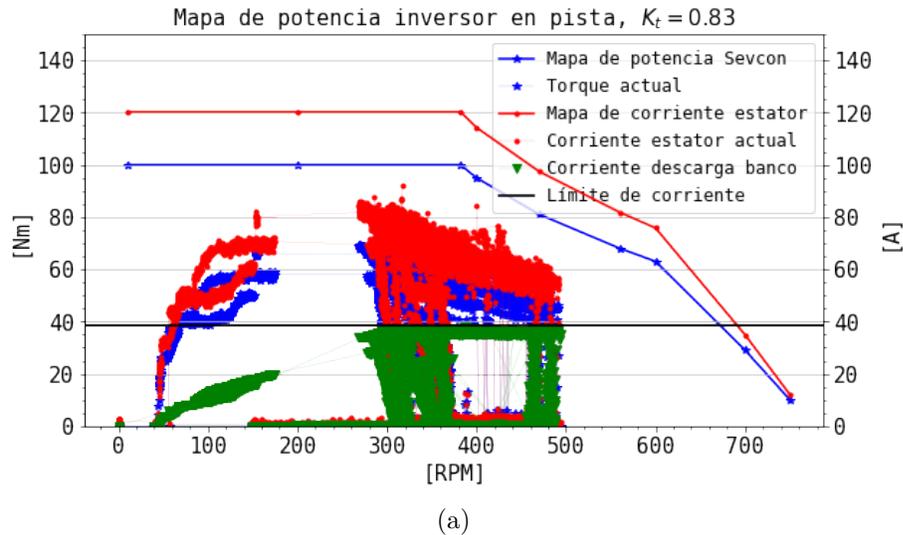


Figura 5.3: Mapa de potencia obtenido para ensayo en carga, con 1 motor límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

La cantidad de corriente aplicada dependerá de las conexiones de las fases correspondientes con los sensores *hall*, el alineamiento del rotor por *software*, con la configuración del *offset* y el tipo de encoder *UVW*. Una optimización de este proceso debe suponer, junto con un mejor conocimiento paramétrico, una mejora en la eficiencia entregada por el controlador. Por otro lado, con el límite de potencia escrito, como se presenta en la estrategia *MTPA* en el Anexo C.1, en la Figura C.1, al aumentar el voltaje de fase aumenta, aumenta la velocidad para una corriente-torque constante, debido a lo cual, al aumentar el voltaje *DC* aplicado en aproximadamente un $50[\%]$ del valor nominal ($72[V_{DC}^{placa,motor}]$) del fabricante, aumentará la velocidad del motor pero no la corriente o torque que se puede aplicar, que se verá fuertemente acotada y que es un resultado obtenido en los ensayos, donde existe un límite de $40[A]$ para los $4[kW]$ máximos de cada motor, al utilizar un voltaje nominal *DC* del banco de $104[V_{DC}]$.

5.2.2.1. *Offset* de estimación de corriente de descarga

Para los ensayos realizados, la incorporación de la telemetría supuso la caracterización de la corriente y el voltaje estimado por el *BMS* y que puede compararse con la del inversor, entregando medidas externas al mismo. Los ensayos con 1 motor en pista están presentes

en el Anexo B.C.1, con límite de potencia. El controlador permite cambiar el factor de estimación de corriente de descarga. Para los ensayos realizados sin corrección ($factor = 1$), la diferencias de corrientes estimadas son de hasta $10[A]$ y para ensayos con el factor al mínimo ($factor = 0.5$), las diferencias de corriente son de hasta $4[A]$, cuando se alcanza el límite de descarga y de $2[A]$ para valores menores.

Por otro lado, para una configuración Maestro y Esclavo, en vacío, la corriente total estimada tiene diferencias con la lectura del *BMS* de $1[A]$ y de $4[A]$ en pista, cuando se alcanza el límite de descarga. Luego, la estimación de la corriente de descarga puede ser modelada como se presenta en la Ecuación 5.1 con la utilización de un valor real que desplaza la estimación de la corriente a pesar de utilizar la corrección del inversor al mínimo. Así mismo, debido a los resultados obtenidos, la estimación de la corriente realizada por el inversor cambia dependiendo si se trabaja en carga o vacío.

$$i_{bms} + n_{shift} = i_{sevcon} \quad (5.1)$$

5.2.2.2. Error control *PI*

Un aspecto importante asociado a la implementación del control es el controlador *PI* de cada lazo de control de corriente. El objetivo de la configuración del *PI* no busca un mejoramiento del error en estado estacionario, si no que el objetivo principal fue establecer un accionamiento donde no se perdiera el acceso al acelerador debido a sobre aceleraciones asociadas también al algoritmo de speed limit del *Sevcon*.

En el Anexo B.C.2 se presenta el error del lazo de corriente debido a la configuración de los datos de manufacturación λ_m y la inductancia, la cual fue establecida según la variación del mapa de potencia del *Sevcon* en el Anexo D.B.10. Para una configuración con el límite de potencia, para un reajuste del mapa de potencia a un torque y corriente menor, el error del torque aplicado es menor al $[5\%]$, mientras que el lazo de corriente tiene un error de hasta $40[\%]$.

5.2.2.3. Aplicación de entorno de simulación

En el Anexo B.C.3, se presenta la aplicación de datos reales en el modelo integrado completo, según un esquema de remuestreo mostrado en el Anexo D.A.2. Se presenta en la Tabla 5.1, el error acumulado donde, debido a que, solo se controla el lazo de corriente, con un error similar al real y la velocidad solo es una caracterización de la respuesta en pista en estado estacionario. Por otro lado, en la Figura B.30c, debido a la respuesta del inversor incorporada, existe un aumento del voltaje v_q , con respecto al real, así pues, la potencia eléctrica aumenta en la Figura B.32b.

Así, la verificación del modelo con los datos reales, permite el proceso de confirmar que se implementa correctamente y de forma inicial la planta con respecto al modelo conceptual, donde se coincide con las especificaciones y los supuestos que se consideran aceptables para el propósito de la aplicación.

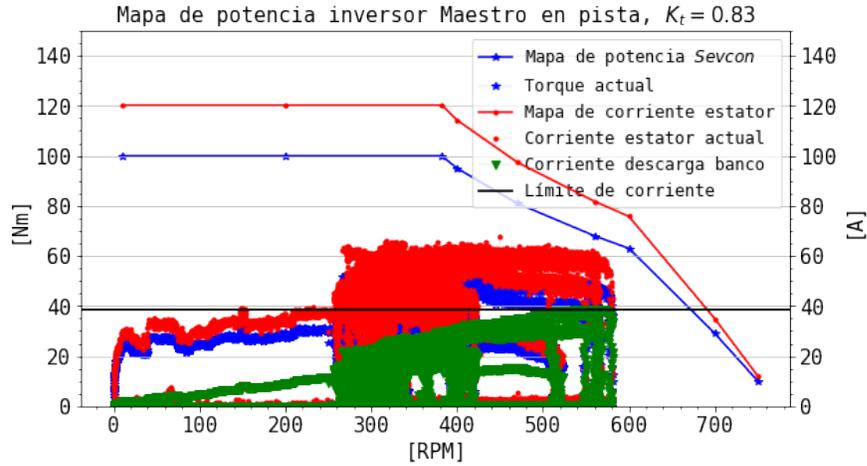
Tabla 5.1: Error obtenido con modelo desarrollado.

Variable	RMSE
T_{em}	0.036[Nm]
RPM_{em}	1.5[RPM]
$i_{batería}$	1.5[A]
i_q	0.5[A]
i_d	0.3[A]
v_q	5.9[V]
v_d	0.03[V]

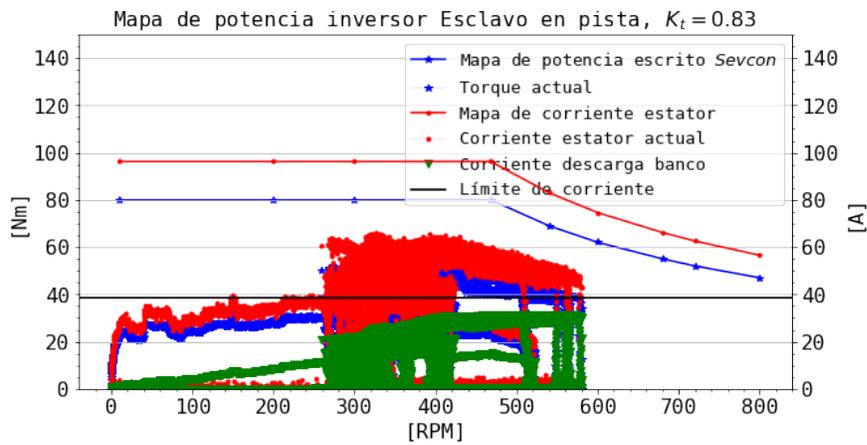
5.3. Ensayos Maestro y Esclavo

Uno de los aspectos más importantes del presente trabajo es la programación y operación completa inicial, del tren de potencia Maestro y Esclavo. En el D.B.13 se presenta el proceso de configuración del registro *CAN* para el manejo de la red de controladores conectados en paralelo. Por otro lado, los ensayos en pista se presentan en el Anexo B.4, donde se muestran 3 ensayos de interés realizados.

En la Figura 5.4, se presentan los mapas de potencia del Maestro y el Esclavo, obtenido para un ensayo en la pista las Vizcachas. El sistema no fue sobre exigido, presionando el acelerador, pero no al máximo y no aplicando la máxima corriente de descarga permitida con límite de potencia, esto con un tiempo de conducción de 1600 segundos aproximadamente. En la Figura 5.4a, el Maestro trabaja con una corriente de descarga que alcanza valores cercanos a los 40[A], lo cual se debe principalmente a la caída de tensión del Sistema, mientras que el Esclavo en la Figura 5.4b, presenta problemas con llegar al límite de corriente de descarga de 40[A] y que se debe principalmente a lo discutido en la sección B.B.3, donde se debe incluir además, que existen fallas en el par de sensores hall del motor Esclavo que afectan la velocidad. Por otro lado, el mapa de potencia configurado tiene un *peak* de corriente y torque mucho mayor que el que se obtiene de los datos y que es similar al caso presentado para el ensayo con 1 motor y límite de potencia en 5.2.2.



(a)



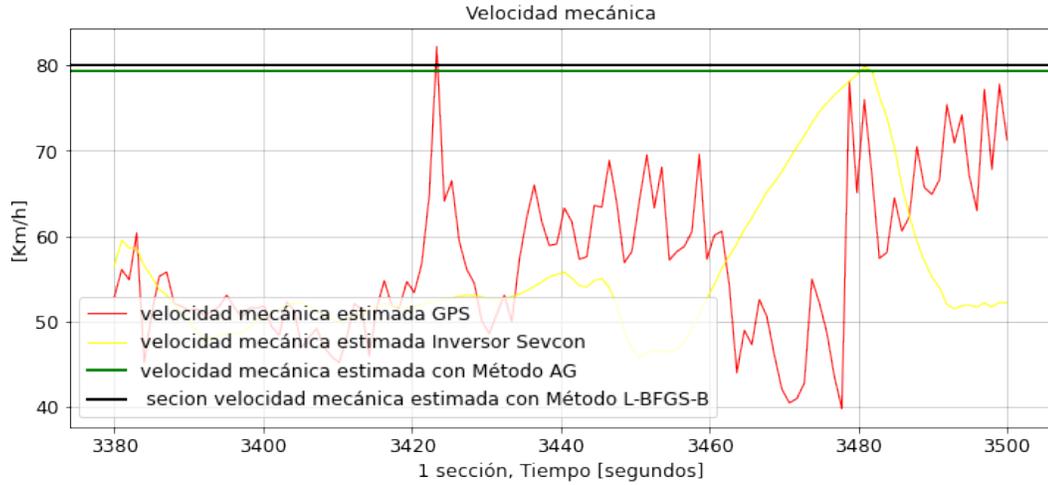
(b)

Figura 5.4: Mapa de potencia obtenido para ensayo en carga, con inversores Maestro y Esclavo con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

Luego, en el Anexo B.D.2, se presenta un ensayo de larga duración (8000 segundos aproximadamente), donde el sistema fue sometido, a una mayor demanda de corriente, con tal de reducir el tiempo en dar una vuelta. Se traduce en menor potencia de la batería en el Esclavo, con una mayor eficiencia estimada que el Maestro, debido a que tienen una velocidad igual. Por otro lado, la eficiencia eléctrica estimada del tren de potencia, según los datos del controlador, es de un 60[%] para el Maestro y el Esclavo. Se tiene además, un mapeo de las velocidades en carga por *GPS* y la elevación de la ruta, presentada en 3.8.

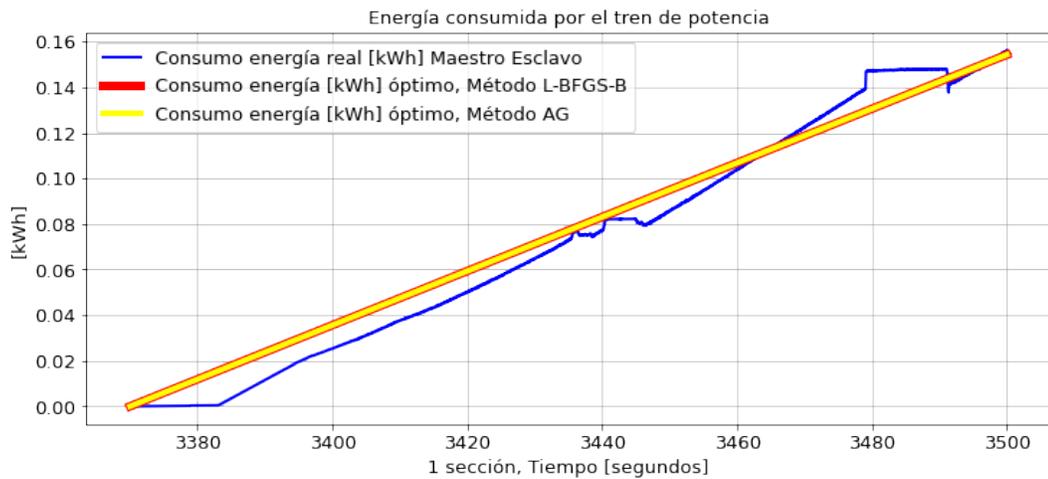
Después, las simulaciones presentadas en la sección 3.4.1 fueron realizadas luego del ensayo de la sección B.D.2, donde se busca reducir el tiempo en dar una vuelta y que permite sintonizar los parámetros de las fuerzas resistivas, con la eficiencia del tren de potencia. Como el modelo presentado, resuelve el problema por sección, una vuelta a Vizcachas es un problema 1-dimensional. Utilizando el modelo óptimo implementado, con las características de la pista y utilizando 2 métodos de optimización distintos, en las Figuras 5.5 y 5.6, se presentan los resultados obtenidos del modelo al tomar la sección de una vuelta del ensayo.

En la Figura 5.5, se obtienen 2 valores constantes de la velocidad óptima, cercana a los $80 \left[\frac{Km}{hrs} \right]$, utilizando un método de optimización matemático *L-BFGS-B* y un método heurístico que funciona con algoritmo genéticos, implementado en el código de control óptimo. Luego, como se presenta en la Tabla 3.17, una vuelta óptima del modelo configurado, dura aproximadamente 72 segundos, mientras que en 5.6, el consumo no es constante entre los segundos 3385 y 3480, aproximadamente. Tarda 95 segundos en dar una vuelta real, esto sin considerar específicamente un punto de partida.



(a)

Figura 5.5: Velocidad de ensayo obtenida por *GPS*, controlador y sección de velocidad óptima de una vuelta a la pista las Vizcachas.



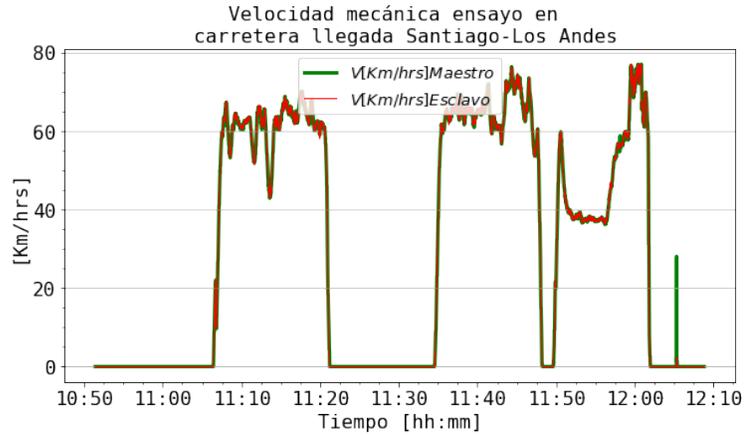
(a)

Figura 5.6: Consumo estimado por el controlador y sección de consumo energético óptima de una vuelta a la pista las Vizcachas.

5.3.1. Ensayo en carretera

Luego de la realización de ensayos en la pista Las Vizcachas, el tren de potencia construido y configurado es sometido a una prueba en un entorno real, como lo es la ruta Santiago-Los Andes, cuyos detalles se presentan en la Tabla 3.15. En el Anexo B.D.3, se presenta el detalle asociado al ensayo en carretera. A continuación, se presentan los resultados de ida para la velocidad y el consumo en bruto estimado por la red de controladores y el *BMS* y que, debido a que se integra la corriente, existe un *offset* considerable en la estimación y que es detallada en la sección B.C.1.

En la Figura 5.7, la velocidad de ida, sin considerar las paradas, por fallas descritas en B.D.3, varía entre los $60[\frac{Km}{hrs}]$ y $75[\frac{Km}{hrs}]$ y entre las 11 : 50AM y 12 : 00AM. Es posible apreciar como la elevación de la ruta produce una caída de la velocidad a $40[\frac{Km}{hrs}]$. Luego, los resultados son similares a los simulados para la velocidad en la sección 3.4.1, dónde, para las 5 secciones de preprocesamiento de la ruta Santiago-Los Andes, la velocidad del auto está por debajo los $80[\frac{Km}{hrs}]$ y en la pendiente más alta, hay una caída, pero a $69[\frac{Km}{hrs}]$ aproximadamente.

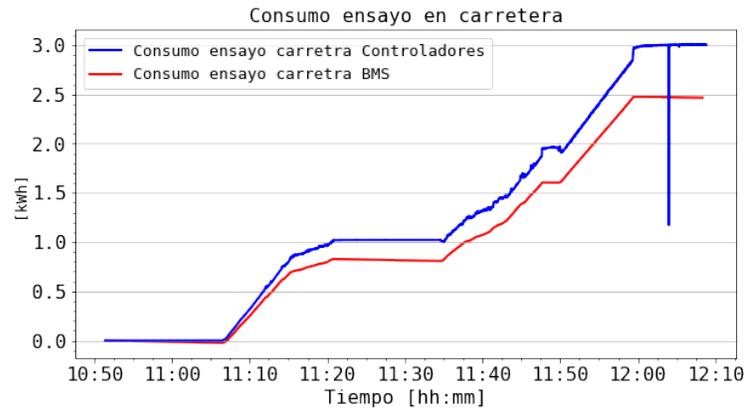


(a)

Figura 5.7: Velocidad mecánica vehículo, con inversores Maestro y Esclavo, con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

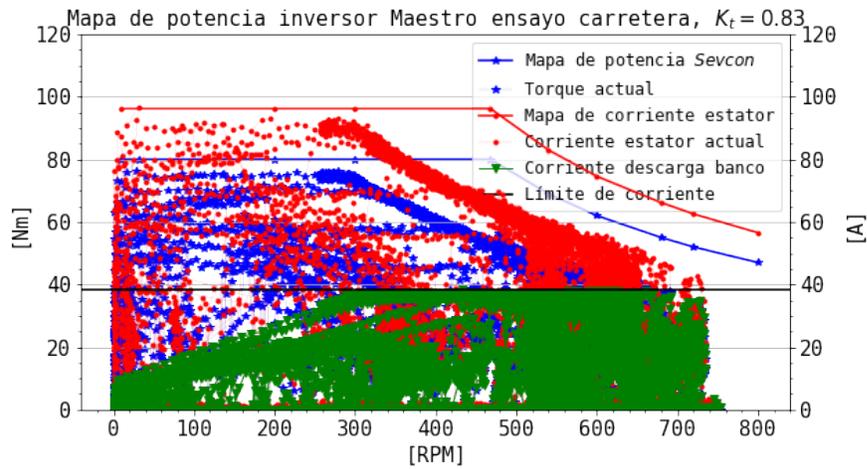
Para el consumo en la Figura 5.8, el *Sevcon* estima un consumo mayor a $3.3[kWh]$, mientras que el *BMS* $2.8[kWh]$, aproximadamente. En la sección 3.4.1, en la Figura 3.14b, el consumo simulado llega a $1.75[kWh]$ y la diferencia se debe a la parametrización utilizada del modelo, con la eficiencia de salida del 60[%].

Finalmente, en la Figura 5.9, se presentan los mapas de potencia del ensayo en carretera, donde es posible apreciar, que se realiza una reducción del mapa de torque máxima a $80[Nm]$, con una diferencia de corriente consumida por el Maestro y el Esclavo, menor a los $40[A]$.

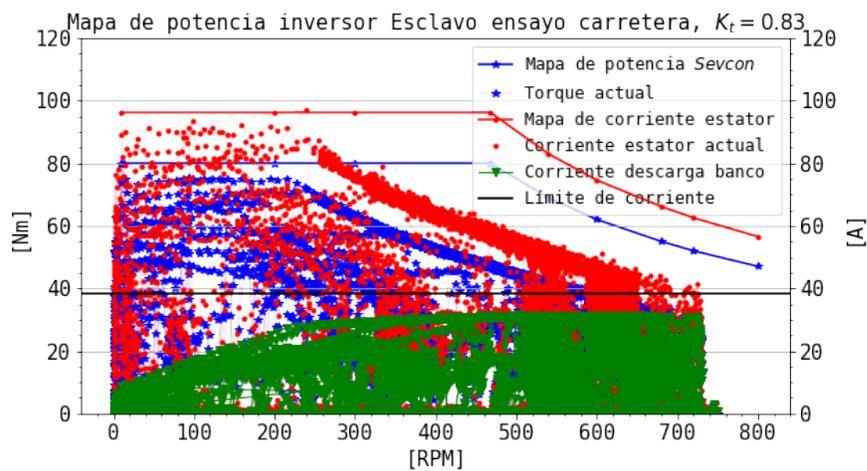


(a)

Figura 5.8: Consumo estimado por red de inversores *Sevcon* y *BMS*, con inversores Maestro y Esclavo, con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.



(a)



(b)

Figura 5.9: Mapa de potencia obtenido para ensayo en carretera, con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

5.3.2. Análisis final del Sistema de Tracción modelado e implementado

Para validar la operación y la confiabilidad del tren de potencia instalado en el Áuriga, era necesario realizar ensayos que corroborasen que en el vehículo no fallara alguna componente de manera grave en pista y contabilizando los kilómetros recorridos.

Según lo mostrado en secciones anteriores, se presenta la operación de un Sistema que fue sometido a entornos reales que perturban el control de la planta y variando la cantidad de energía aplicada en la tracción, disminuyendo la elevación de temperatura, a través de la utilización de 1 y 2 motores y con límite de corriente aplicado. Además, se presentan modelos que caracterizan y verifican el controlador con el motor y la dinámica en pista de la planta instalada. En la Figura 5.10 se presenta el odómetro total del Sistema de Tracción implementado y donde se suman 580[Km] recorridos aproximadamente y son 2 odómetros, debido a que los 93[Km] son del nuevo Maestro que fue instalado y configurado en la topología final presentando una correcta funcionalidad.

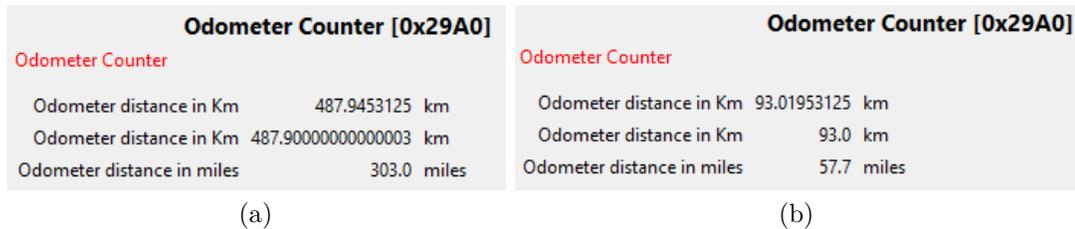


Figura 5.10: Odómetros del tren de potencia con controladores *Sevcon*.

Capítulo 6

Contribuciones, Conclusiones y Trabajo Futuro

Para terminar, en el presente capítulo se explican los resultados obtenidos, según los objetivos planteados al inicio del trabajo. Se presenta la contribución de la memoria, la conclusión de los resultados generales y el trabajo futuro, necesario para continuar con el proceso de mejora del tren de potencia instalado y configurado.

6.1. Contribución

En primera instancia, para apoyar al desarrollo en el entendimiento, instalación y operación de accionamientos eléctricos, específicamente, vehículos eléctricos, se presenta una revisión del estado del arte asociado a Sistemas de Tracción con motores de imán permanente. Se profundiza en la operación de los controladores de vanguardia *Sevcon*, que no tienen una operación en pista o desarrollo teórico previo. Así pues, se profundiza en el modelo del control de la corriente que realiza el dispositivo, en máquinas *PMSM* y *BLDC*, que pueden modelarse y utilizar el mismo controlador. Además, se muestran los modelos fenomenológicos del banco de baterías y del manejo de la energía del mismo. Se presenta la topología del tren de potencia prediseñado y que debe ir instalado en el Áuriga. Se muestran los datos de placa conocidos del motor, el controlador y la batería y debido a la alimentación *DC* de $104[V_{DC}]$, las curvas de prueba del motor no sirven, ya que son realizadas al valor nominal de placa en $72[V_{DC}]$. Una de las barreras que impone operar los controladores, es manejar *CANopen* y el *software DVT*. En este documento se presenta todo el bastimento para el manejo del protocolo de comunicación, su instalación, intervención y la interfaz gráfica para la escritura de registros que permiten manejar el control del motor. Se desarrollaron todos los códigos de los controladores para la lectura de las variables, tanto fuera de línea, como con tráfico de la planta en tiempo real. Se presenta un estudio de los trabajos previos asociados a la instalación de trenes de potencia, el modelamiento de la planta con los controladores utilizados y se presentan los trabajos previos desarrollados para el Eolian, en cuanto se refiere al manejo de la energía y a la dinámica en pista del vehículo. Así, fue presentado un exhaustivo estudio del estado del arte que consta de variadas aplicaciones para accionamientos eléctricos como vehículos.

Luego, fue desarrollado un entorno de simulación con modelos de un alto nivel descriptivo del registro de configuración en *CAN* de 1 controlador y motor moviendo el auto, que utiliza control vectorial con un modelo bifásico en transformada de *Park*, para generar demandas de torque en el motor según el acelerador y su relación lineal con i_q , para una estrategia *MTPA*, sin debilitamiento de campo $i_d = 0$. El modelo fue verificado de forma teórica y con resultados en pista con 1 motor.

Debido a una poca robustez paramétrica de los motores y a que solo era posible una configuración en pista, la estimación de la potencia mecánica de salida entregada por el modelo y el controlador es desconocida, por que no se tiene la constante de magnetización λ_m , que define el torque demandado de la respuesta de corriente en el estator. Luego, la estimación de la potencia eléctrica, define la estimación de la potencia mecánica de salida del motor, pero despreciando las pérdidas. Además, luego de la realización de los primeros ensayos en pista de la planta con 1 motor, se debe realizar una sintonización-actualización de los parámetros mecánicos, que se desconocen, porque el auto se trata de un gran sistema prototipo, con falencias y que fue construido en paralelo con el presente trabajo. En contraste con el modelo de la carga que ejerce la pista en el tren de potencia, se realiza un observador de carga con resultados similares y que es dependiente de: la constante de magnetización, la velocidad mecánica y la corriente de estator. El modelo del banco de baterías implementado utiliza como hipótesis que la corriente de descarga es lineal con la del estator, eliminando la dependencia de la velocidad y con una ganancia en función del voltaje de alimentación *DC* y el voltaje de fase. Junto con el entorno de simulación de la planta se presenta un modelo de control óptimo que no es de autoría propia, pero que era necesario reescribir, traducir, ordenar y purgar, con tal de abordar y entender un planteamiento distinto a los trabajos previos desarrollados para el manejo de la energía de autos solares como el Eolian y que fue aplicado a rutas con las que se realizaron ensayos del tren de potencia instalado, permitiendo verificar una posterior puesta en pista del sistema. El modelo secciona la pista entregando un vector que define la dimensión del problema de optimización, minimiza el tiempo de recorrido, utilizando la velocidad como control, con la ruta conocida y penalizando el consumo energético. La sintonización de los parámetros eléctricos y mecánicos se realiza para una configuración Maestro y Esclavo del tren de potencia, buscando dar una vuelta a la pista, lo más rápido posible. Luego, el sistema es verificado con el modelo de la planta y el modelo óptimo. Se muestra una técnica de ingeniería para verificar la implementación con modelos. Es posible examinar la razonabilidad de la salida de los modelos de la planta y de la dinámica en pista, bajo una variedad de configuraciones de los parámetros de entrada y permite utilizar un depurador caracterizado por la sintonización-actualización de parámetros de manufacturación, mecánicos y de control.

Se presenta la instalación completa desde 0 del tren de potencia del Eolian 6 Áuriga, utilizando los inversores *Sevcon Gen4 Size 4*. La configuración realizada en *DVT* es un pilar fundamental para los aspectos constructivos que tiene el Eolian en su desarrollo y en cumplimiento de fecha con sus auspiciadores como Enel X. Luego, se presenta cómo se realizó la instalación del sistema Maestro y Esclavo de los inversores y se describe cada conexión realizada y cada registro escrito. Se escriben 2 mapas de potencia según el torque *peak*, las 2 constantes de magnetización utilizadas y considerando o no el límite de potencia, donde se muestra que, debido que el voltaje *DC* del banco de baterías es un 40[%] del voltaje nominal de operación del motor, existe un límite de corriente de 40[A], aproximadamente.

Luego, se muestran los ensayos en pista realizados con el Sistema de Tracción. Los resultados con 1 motor se hicieron con y sin el límite de corriente-potencia, el vehículo se mueve con la reversa y tiene una eficiencia eléctrica estimada de hasta un 60[%]. Como no se conoce la constante de magnetización, el torque aplicado es la corriente i_q aplicada en el estator, sin considerar las pérdidas. Se muestra la mejora en la respuesta de temperatura, con una potencia menor a 4[kW] al trabajar con límite de corriente. Se muestran las diferencias en las estimaciones de corrientes del controlador, con un factor de corrección al mínimo y el BMS, con una telemetría parcialmente instalada primero y que requiere ser re muestreada, obteniendo diferencias de hasta 4[A], cuando se alcanza la descarga la máxima de corriente y 1[A] cuando no. Luego para Sistema Maestro y Esclavo, la diferencia de la corriente total se mantiene similar.

Se realizó la configuración del *offset* por *software*, con la estrategia de minimizar el voltaje en la componente directa que alimenta la corriente generadora de flujo. Después, se mostraron los resultados del control *PI* con errores de torque-corriente de 5[%] y 50[%], respectivamente. Fue validada la velocidad mecánica de salida, en vacío, con un tacómetro y en carga con un aplicación *GPS*, obteniéndose resultados satisfactorios. Con el límite de potencia se aplican datos reales de torque aplicado al entorno de simulación desarrollado, presentado resultados satisfactorios del error *RMSE* para el lazo de corriente, similar al real. Mientras que el voltaje de fase en cuadratura y la potencia eléctrica son mayores que la real, debido a la respuesta del inversor (modulador de tensión). Se realizaron ensayos de Maestro y Esclavo, variando la exigencia de la demanda de corriente, donde se presentó la diferencia de corriente demandada en cada controlador, que afecta la estimación de la potencia aplicada y la eficiencia obtenida. Además, la elevación de la temperatura del inversor es menor que en casos anteriores, se alcanza una velocidad mayor a los 80[$\frac{Km}{hrs}$] y se realiza un sintonización del modelo del control óptimo. Finalmente, el vehículo es sometido a ensayo en un entorno real, realizando un viaje de ida y vuelta, obteniendo dinámicas de resultados parecidos a los simulados en el modelo energético, que afectan a la velocidad debido a la inclinación de la pista.

Así, se presenta una exitosa puesta en marcha inaugural y novel, variando el mismo parámetro que en simulaciones, presentando mejoras en pista al limitar la corriente de descarga con la potencia aplicada, con una eficiencia de hasta el 60[%]. Se presenta el cómo afecta el voltaje del banco y la poca robustez paramétrica, en la puesta en marcha, particularmente en el torque-corriente aplicado. Se presenta una configuración preliminar perfectible de los controladores operativos en pista. Se comprueba una puesta en marcha innovadora de un sistema para un vehículo eléctrico en escenarios reales.

6.2. Conclusiones

El vehículo instalado, modelado y configurado por primera vez en este trabajo, corresponde a una instalación sin precedentes, donde fueron recorridos en total más de 500[Km], con largos tiempos de recorrido. Además, son obviados ciertos ensayos como, por ejemplo, el realizado en el estacionamiento subterráneo de Beauchef, donde el tren de potencia con los *Sevcon* pudo subir desde el piso -3 al piso 1.

De esta forma, es posible concluir que se cumplieron con todos los objetivos propuestos.

Se dispone de una visión del estado del arte y de trabajos previos, se estudia el medio de comunicación, se plantea un entorno de simulación que permitirá variar parámetros que luego serán escritos en la configuración del inversor y se aplican estrategias del problema del control óptimo. Después, se construye el tren de potencia desde 0, se configura el registro del controlador, según la variación realizada en el modelo y son diseñados, implementados y analizados ensayos que validan y muestran mejoras de la operación del vehículo en pista.

6.3. Trabajo Futuro

Queda propuesto el desarrollo de un banco de ensayos, con el fin de poder realizar la configuración de la constante de magnetización y con las lecturas de una máquina externa que mida la potencia mecánica de salida.

Para continuar con el trabajo, se propone el desarrollo de métodos de identificación de los parámetros del motor, el cual no se ha realizado hasta el momento de la aplicación de la presente memoria y que se debe principalmente por falta de implementos. De esta forma, se propone también la realización de piezas mecánicas que permitan acoplar motores tipo en rueda, los cuales son más complejos de realizar.

Por otro lado, el Equipo Eolian tenía un conocimiento de las cualidades del motor Qs , que eran de muy bajo coste en comparación con otros motores utilizados modelo previos del Eolian (\$350.000 del Qs vs \$16.000.000 de otros motores cotizados F.4), el cual no poseía datos de placa y solo fue comprado debido al requerimiento de torque, mas no según el requerimiento de corriente o potencia presentado en este documento y que es afectado, básicamente, por superar en casi un 50[%] el voltaje DC del motor. Como solución, se plantea utilizar motores de mayor potencia, como de 3[kW] nominal, por ejemplo, con tal de tener una potencia máxima cercana a 8[kW], en cada motor, para aumentar el voltaje y aumentar el límite de corriente máxima de descarga y, por ende, el torque para la tracción.

Se plantea indagar en el desarrollo de aplicaciones con la utilización del protocolo de *CANopen*, el cual fue bastante desarrollado en la presente memoria, tanto para la comunicación, como para poder programar los controladores *Sevcon* por primera vez. No debiese quedar atrás en cuanto se refiere a comprender la comunicación de las partes existentes en un vehículo eléctrico. Se propone, además, mejorar el proceso de configuración presentado en este trabajo, asociado al *DVT*, la configuración del Diccionario de Objetos y el desarrollo de ensayos para la puesta en marcha.

Se propone modelar y habilitar el freno regenerativo, el cual estaba en operación de forma eléctrica, pero no se realizaron ensayos debido a que no existía la pieza que permitiera acoplarlo al freno mecánico en el auto.

Se propone modelar las redes térmicas asociadas al inversor y el motor, las cuales deben ser instaladas.

Por otro lado, se propone realizar aplicaciones como la presente en este trabajo donde no se tuvieron en cuenta barreras o impedimentos asociados a modelar la planta y compararla

con los datos reales de una instalación sin precedentes. Así, se propone mejorar y desarrollar, entornos de simulación para describir los principales registros de un controlador y se propone el desarrollo de herramientas de control e inteligencia computacional, como el programa de control óptimo presentado.

Finalmente, se propone promover trabajos, como el desarrollado en la presente memoria, que se presenta como el único trabajo de título de un proyecto tan importante como el Eolian 6 Áuriga y que, básicamente, permite mejorar y profesionalizar la labor realizada sobre el auto y, así, obtener mejores resultados, Siendo así, esta memoria, un pilar fundamental para el avance del proyecto.

Bibliografía

- [1] Catata, Elmer Osman dos Santos Neto, Pedro Barros, Tarcio y Filho, Ernesto, 2020. Modeling, Control and Regenerative Braking of BLDC Machines in Electric Bicycles. <[10.48011/asba.v2i1.1638](https://doi.org/10.48011/asba.v2i1.1638)>.
- [2] Sieklucki, Grzegorz, 2012. Analysis of the transfer-function models of electric drives with controlled voltage source. 88. 250-255. <https://www.researchgate.net/publication/292877983_Analysis_of_the_transfer-function_models_of_electric_drives_with_controlled_voltage_source>
- [3] J. Gromba, 2018. Torque Control of BLDC Motor for Electric Bicycle International Symposium on Electrical Machines (SME), pp. 1-5, <<https://doi.org/10.1109/ISEM.2018.8442987>>.
- [4] Rodriguez Carlos, 2016. Diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica. Master Tesis. Equipo EPSUJATeam, representante de la Universidad de Jaén, España, en MotoStudent Electric. <<https://hdl.handle.net/10953.1/14474>>
- [5] Lopez José, 2018. Modelado, ensayo y control de un motor eléctrico destinado a tracción. Trabajo fin de grado. Equipo EPSUJATeam, representante de la Universidad de Jaén, España, en MotoStudent Electric. <<https://hdl.handle.net/10953.1/14336>>
- [6] Gen4 Applications Reference Manual, SEVCON. <<https://www.thunderstruck-ev.com/images/Gen4%20Product%20Manual%20V3%204.pdf>>
- [7] Rajput, Mihir N, 2016. Thermal modeling of permanent magnet synchronous motor and inverter. Georgia Tech Theses and Dissertations. <<http://hdl.handle.net/1853/55053>>
- [8] Betancur, Esteban, Gilberto Osorio-Gómez, and Juan C. Rivera. 2017. "Heuristic Optimization for the Energy Management and Race Strategy of a Solar Car" Sustainability 9, no. 10: 1576. <<https://doi.org/10.3390/su9101576>>
- [9] Aranda González, E. 2008. Desarrollo de Estrategia para el Uso Óptimo de la Energía en un Vehículo Solar. Memoria para optar al título de ingeniero civil electricista. Santiago: Departamento de ingeniería eléctrica, Universidad de Chile. Disponible en <<http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/103253>>
- [10] Guerrero Merino, E. 2013. Control Óptimo de vehículos eléctricos con energía disponible restringida en ruta parcialmente conocida. Tesis para optar al grado de Magister en ciencias de la ingeniería, mención eléctrica memoria para optar el título de ingeniero civil electricista. <<https://repositorio.uchile.cl/handle/2250/114498>>

- [11] Flores Ángela, 2012. Manejo Optimo de la Energía en un Vehículo Solar utilizando Algoritmo SQP Universidad de Chile
- [12] Hyvärinen, Jyry, 2017. Online performance control of electric vehicle, English, 39+9, Aalto University. School of Engineering, Master's thesis, IoT, internet of things, mechatronics, education, <<http://urn.fi/URN:NBN:fi:aalto-201704133541>>
- [13] OVMS Open Vehicle Monitoring System. Renault Twizy v3.3.0 OVMS Hardware Module v2 User Guide v1.3 (2014/06/21). Página Web: <<http://www.openvehicles.com/>> en línea <<http://urn.fi/URN:NBN:fi:aalto-201704133541>>
- [14] Sébastien JACQUES, 2010. AN-EK016-EN - Use of the DVTC Software Tool for the SEVCON GEN4 AC Controllers
- [15] Torgrim Aalvik Lien, 2013. Mobile Robotics in Precision Agriculture, Norwegian University of Science and Technology <<http://hdl.handle.net/11250/261068>>
- [16] Bistyak, Garry, 2019. Development of an off-road EV research platform. University of Manitoba. Colecciones FGS - Electronic Theses and Practica [24855] <<http://hdl.handle.net/1993/34192>>
- [17] Spencer Vargas, Daniel. 2019. Diseño e implementación de freno regenerativo para motor de corriente continua sin escobillas con amanes permanentes para moto eléctrica. Santiago, Chile: Universidad de Chile - Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas. <<https://repositorio.uchile.cl/handle/2250/173225>>
- [18] Rojas Díaz, Felipe. Simulación y modelamiento de un kart eléctrico. Universidad de los Andes. 2020 <<http://hdl.handle.net/1992/49126>>
- [19] Erika Belchamber, 2021. Stochastic Optimal Control of a Solar-Powered Car. , A thesis submitted to The University of South Australia for the degree of Doctor of Philosophy February
- [20] Castillo Miranda, J. (2008).Sistema Fotovoltaico para Aplicaciones Móviles de Tracción Eléctrica. Disponible en <<https://repositorio.uchile.cl/handle/2250/103306>>
- [21] Gerard Albarrán Ràfols, 2017. Conceptual design of an electric ATV - Electric part, Grau en Enginyeria en Tecnologies Industrials.
- [22] Texas Instruments, 1997. Clarke and Park Transforms.
- [23] X. Nian, F. Peng and H. Zhang, Oct. 2014. Regenerative Braking System of Electric Vehicle Driven by Brushless DC Motor, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 10, pp. 5798-5808, doi: <[10.1109/TIE.2014.2300059](https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2300059)>.
- [24] H. Kahveci, H. I. Okumus and M. Ekici, 2013. .An electronic differential system using fuzzy logic speed controlled in-wheel brushless DC motors,"4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, pp. 881-885, doi: <[10.1109/PowerEng.2013.6635726](https://doi.org/10.1109/PowerEng.2013.6635726)>.
- [25] Mendoza Mondragón Fortino, ene-2018. Control de Motores Síncronos de Imanes Permanentes (PMSM) Utilizando el Enfoque de Control por Orientación de Campo (FOC). Universidad de Querétaro México. Repositorio Institucional <<http://ri-ng.uaq.mx/handle/123456789/1149>>.

- [26] Kandi-D, M., Soleymani, M., and Ghadimi, A.A. (2016). Designing an Optimal Fuzzy Controller for a Fuel Cell Vehicle Considering Driving Patterns. *Scientia Iranica*, 23, 218-227.
- [27] P. Toman, J. Svoboda and A. Orlický, 2020, "Assessment of the Motorcycle Rider Behaviour - Experimental Study on the Race Track,"2020 Smart City Symposium Prague (SCSP) pp. 1-6, doi: <[10.1109/SCSP49987.2020.9133760](https://doi.org/10.1109/SCSP49987.2020.9133760)>.
- [28] M. De Santis, S. Agnelli and O. Giannini, "Torque vectoring system for improving manoeuvrability of light electric vehicles,"2017 AEIT International Annual Conference, 2017, pp. 1-6, doi: <[10.23919/AEIT.2017.8240575](https://doi.org/10.23919/AEIT.2017.8240575)>.
- [29] Vidlák Michal, Gorel Lukas , Makyš Pavol , Stano Michal. (2021). Sensorless Speed Control of Brushed DC Motor Based at New Current Ripple Component Signal Processing. *Energies*. 14. 5359. <[10.3390/en14175359](https://doi.org/10.3390/en14175359)>
- [30] J. Brousek, L. Krcmar and P. Rydlo, "Efficiency Measuring of Electric Drive with Traction Synchronous Motor with Permanent Magnets,"2021 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM), 2021, pp. 1-5, doi: <[10.1109/ECMSM51310.2021.9468836](https://doi.org/10.1109/ECMSM51310.2021.9468836)>.
- [31] University of Technology. *Series Transport*. 2017, 94, 123-137. ISSN: 0209-3324. doi: <<https://doi.org/10.20858/sjsutst.2017.94.12>>.
- [32] Bistyak, G. (2019). Development of an off-road EV research platform (Master's thesis).
- [33] Andy Wong, Dhanaraja Kasinathan, Amir Khajepour, Shih-Ken Chen, Bakhtiar Litkouhi, Integrated torque vectoring and power management framework for electric vehicles, *Control Engineering Practice*, Volume 48, 2016, Pages 22-36, ISSN 0967-0661, <<https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2015.12.012>>.
- [34] Wu, Dongmei and Li, Yang and Zhang, Jianwei and Du, Changqing. (2017). Torque distribution of a four in-wheel motors electric vehicle based on a PMSM system model. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*. 232. 095440701773476. <[10.1177/0954407017734769](https://doi.org/10.1177/0954407017734769)>.
- [35] H. Wang, C. Li, G. Zhang, Q. Geng and T. Shi, "Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control of IPMSM Systems Based on Controller Parameters Self-Modification,"in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 3, pp. 2613-2620, March 2020, doi: <[10.1109/TVT.2020.2968133](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2968133)>.
- [36] Kivanc, Omer and Ustun, Ozgur. (2021). Investigation of Regenerative Braking Performance of Brushless Direct Current Machine Drive System. *Applied Sciences*. 11. 1029. <[10.3390/app11031029](https://doi.org/10.3390/app11031029)>.
- [37] Janiszewski, Dariusz. (2011). Load torque estimation in sensorless PMSM drive using Unscented Kalmana Filter. 643 -648. <[10.1109/ISIE.2011.5984233](https://doi.org/10.1109/ISIE.2011.5984233)>.
- [38] H. T. Al-Fiky, M. Sh. Asfoor, M. I. Yacoub and A. M. Sharaf, "Electronic Differential Optimization for Electric Vehicle Full Model for In-Wheel Permanent Magnet Brushless DC Motors,"2019 7th International Conference on Control, Mechatronics and Automation (ICCMA), 2019, pp. 15-20, doi: <[10.1109/ICCMA46720.2019.8988695](https://doi.org/10.1109/ICCMA46720.2019.8988695)>.
- [39] [Eolian\[Online\]](#)

- [40] [PiCAN2 DUO USER GUIDE\[Online\]](#)
- [41] Mayoral Lagunes, Rosalino; Juárez Abad, José Antonio; Aguilar López, Beatriz Angélica; Linares Flores, Jesús; Barahona Ávalos, Jorge Luis Control de velocidad de un motor síncrono de imanes permanentes accionado por un inversor trifásico multinivel Ingenius. Revista de Ciencia y Tecnología, núm. 23, 2020 Universidad Politécnica Salesiana, Ecuador Disponible en: <<https://www.redalyc.org/articulo.oa?id=505561581013>> DOI: <<https://doi.org/10.17163/ings.n23.2020.09>>.
- [42] Breban, Stefan , Dranca, Marius , Chirca, Mihai , Pacuraru, Alexandru-Madalin and Teodosescu, P.D. , Oprea, Claudiu-Alexandru. (2022). Experimental Tests on a Spoke-Type Permanent Magnets Synchronous Machine for Light Electric Vehicle Application. Applied Sciences. 12. 3019. <[10.3390/app12063019](https://doi.org/10.3390/app12063019)>.
- [43] Nicola, Marcel and Nicola, Claudiu. (2020). Sensorless Fractional Order Control of PMSM Based on Synergetic and Sliding Mode Controllers. Electronics. 9. DOI <[10.3390/electronics9091494](https://doi.org/10.3390/electronics9091494)>.
- [44] Mineeshma G.R, R. V. Chacko, Amal S., Sreedevi M.L and Vishnu V., Component Sizing of Electric Vehicle / Hybrid Electric Vehicle subsystems using Backward modelling approach, "2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2016, pp. 1-5, doi: <[10.1109/PEDES.2016.7914227.4](https://doi.org/10.1109/PEDES.2016.7914227.4)>.
- [45] [Motores Qs\[Online\]](#)
- [46] [aliexpress Motores Qs 1 \[Online\]](#)
- [47] [Oganes Manasian, Optimal energy management for solar-powered cars in settings of World Solar Challenge 2019\[Online\]](#)
- [48] Plataforma de Electromovilidad <<https://www.energia.gob.cl/electromovilidad>>.
- [49] Betancur, Esteban, Gilberto Osorio-Gómez, and Juan C. Rivera. 2017. "Heuristic Optimization for the Energy Management and Race Strategy of a Solar Car"Sustainability 9, no. 10: 1576. <<https://doi.org/10.3390/su9101576>>.

Anexos

Anexo A

Simulaciones modelo batería-controlador-motor

A.1. Implementación en *Matlab Simulink*

En esta sección se presenta la implementación realizada del modelo Batería-controlador-motor, en *Matlab Simulink*.

En la Figura A.1, se presenta la implementación del modelo Eléctrico que incluye el control *PI*, la respuesta del inversor y la dinámica de las corrientes i_{dq} desacopladas.

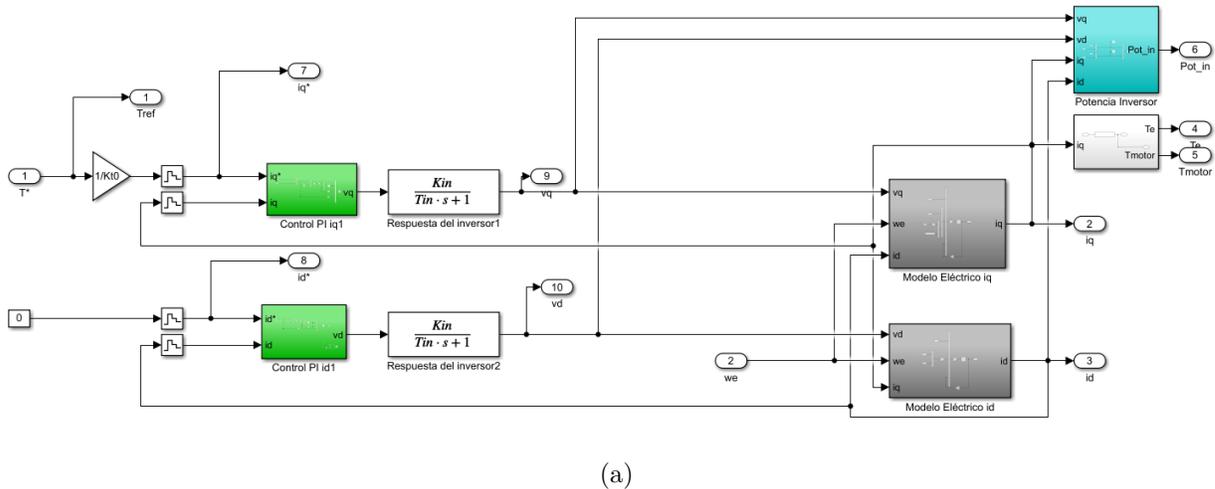


Figura A.1: Implemetación modelo Eléctrico en *Matlab Simulink*.

En las Figuras A.2a y A.2b se presenta la dinamica de cada corriente del modelo Eléctrico.

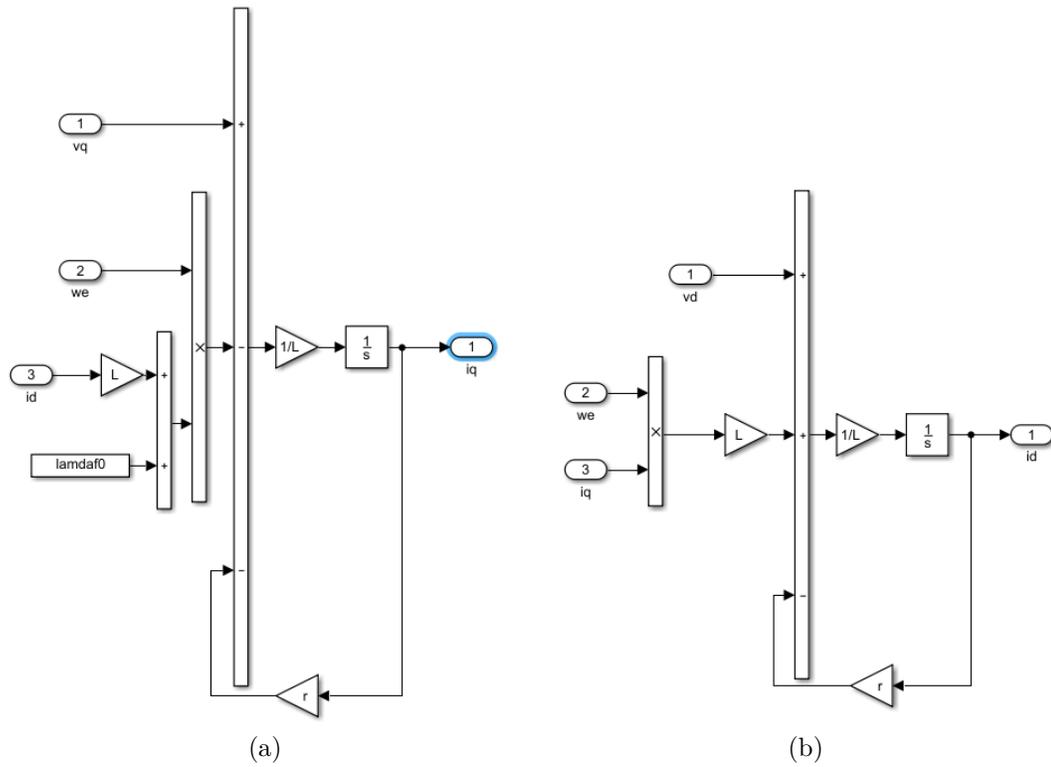


Figura A.2: Implemetación modelo Eléctrico de corrientes i_{dq} en *Matlab Simulink*.

En la Figura A.3a, se presenta el controlador *PI* implementado para el control de la corriente.

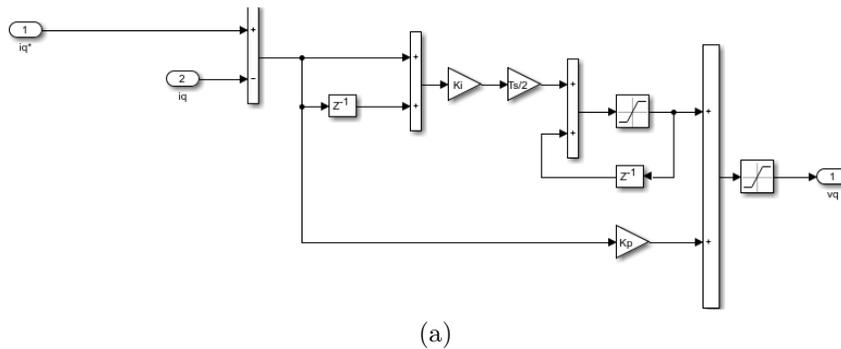
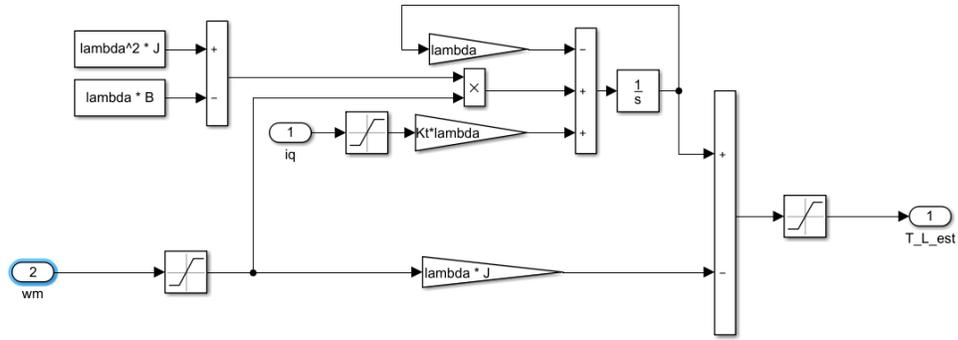


Figura A.3: Implemetación de controlador *PI* del lazo interno de corrientes i_{dq} en *Matlab Simulink*.

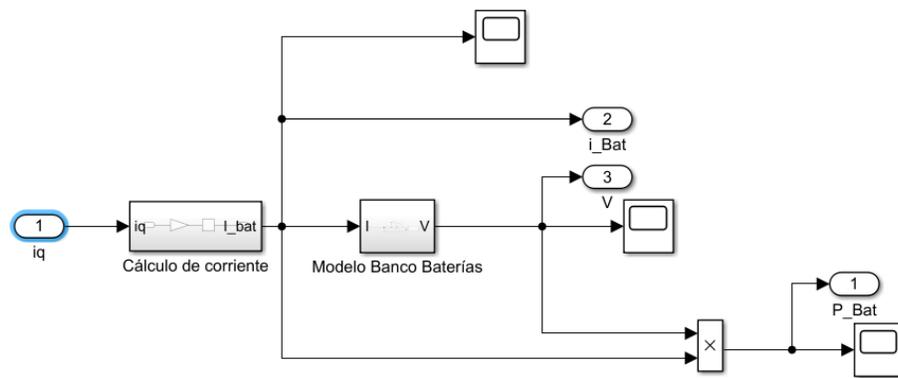
En la Figura A.6 se presenta la implementación del observador del torque de la carga.



(a)

Figura A.6: Implementación de observador de carga en *Matlab Simulink*.

En la Figuras A.7a y A.8a se presentan el modelo del banco de baterías implementado.



(a)

Figura A.7: Implementación del modelo del banco de baterías en *Matlab Simulink*.

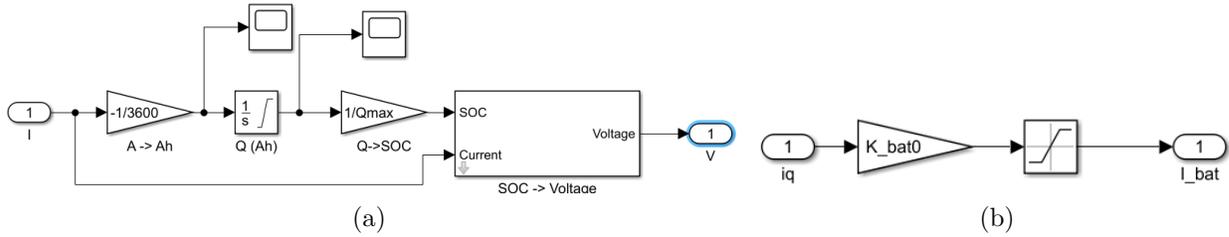


Figura A.8: Implementación del modelo del banco de baterías en *Matlab Simulink*.

A.2. Vacío directa y reversa

Para las simulaciones en vacío en el sentido positivo (directa-*Forward*) y negativo (reversa-*Reverse*), se debe aplicar una demanda de torque positiva y negativa en el modelo respectivamente. En la Figura A.9, es posible apreciar que en A.9a y A.9b, al aplicar una demanda de $\pm 5[Nm]$, para un aumento en la constante de magnetización de $0.022[\frac{V}{rad/seg}]$ a $0.03[\frac{V}{rad/seg}]$, el torque se mantiene igual, por ende, el modelo mecánico se mantiene idéntico y disminuye la corriente demandada en el estator que tiene el mismo signo que el torque.

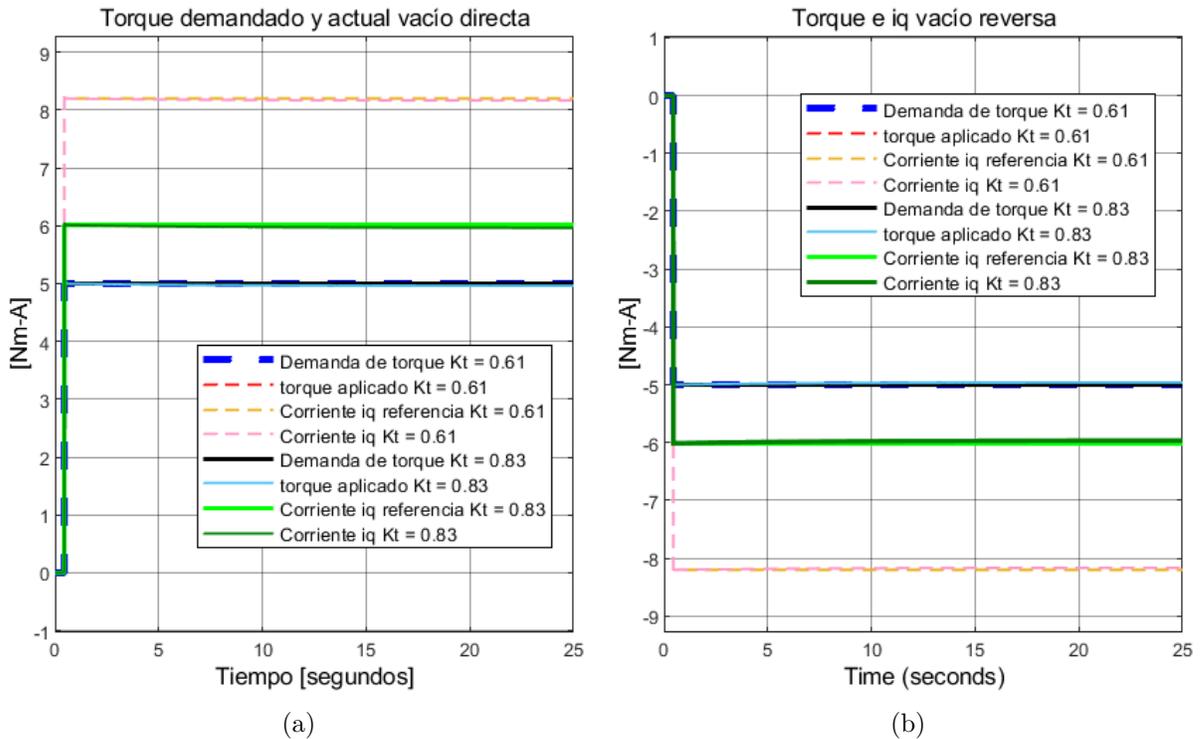


Figura A.9: Torques y corrientes de estator i_q , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

En A.10 cuando se aumenta la constante de magnetización i_d disminuye en ambos sentidos de manera similar, manteniendo una magnitud del orden de 10^{-4} considerando un

funcionamiento sin debilitamiento de campo.

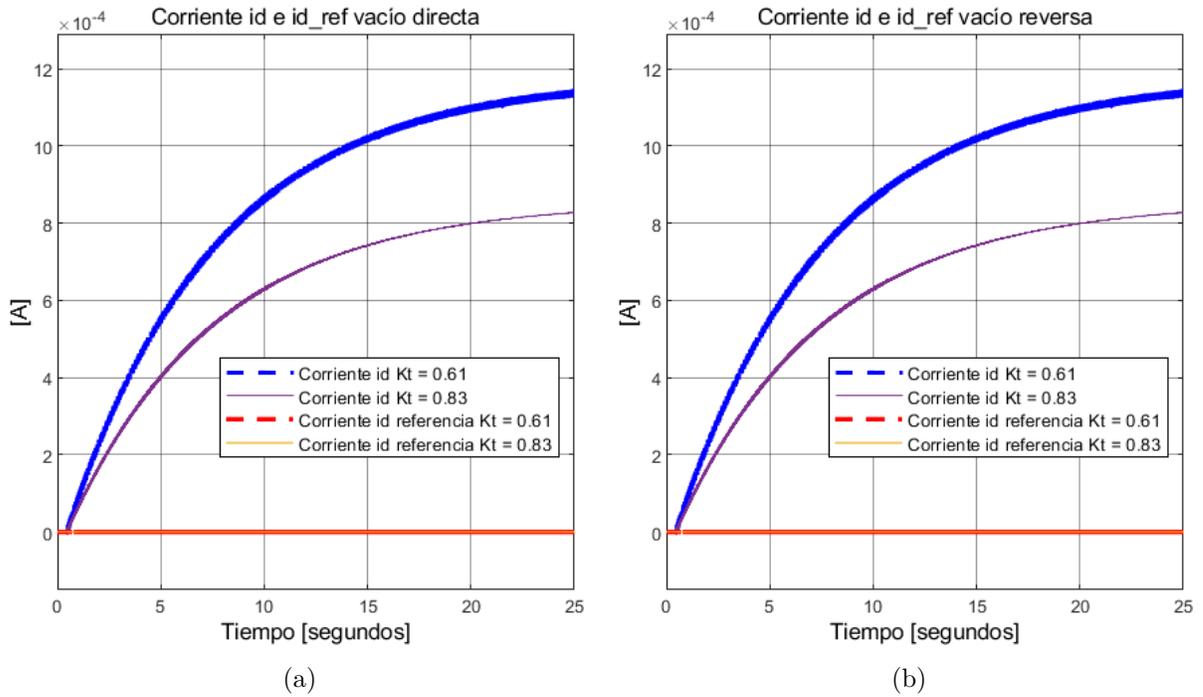


Figura A.10: Corrientes de flujo i_d , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

En la Figura A.11a se presenta la respuesta de velocidad positiva y negativa del modelo mecánico, el cual es el mismo para los 2 valores de la constante de magnetización debido a que no cambia el torque aplicado.

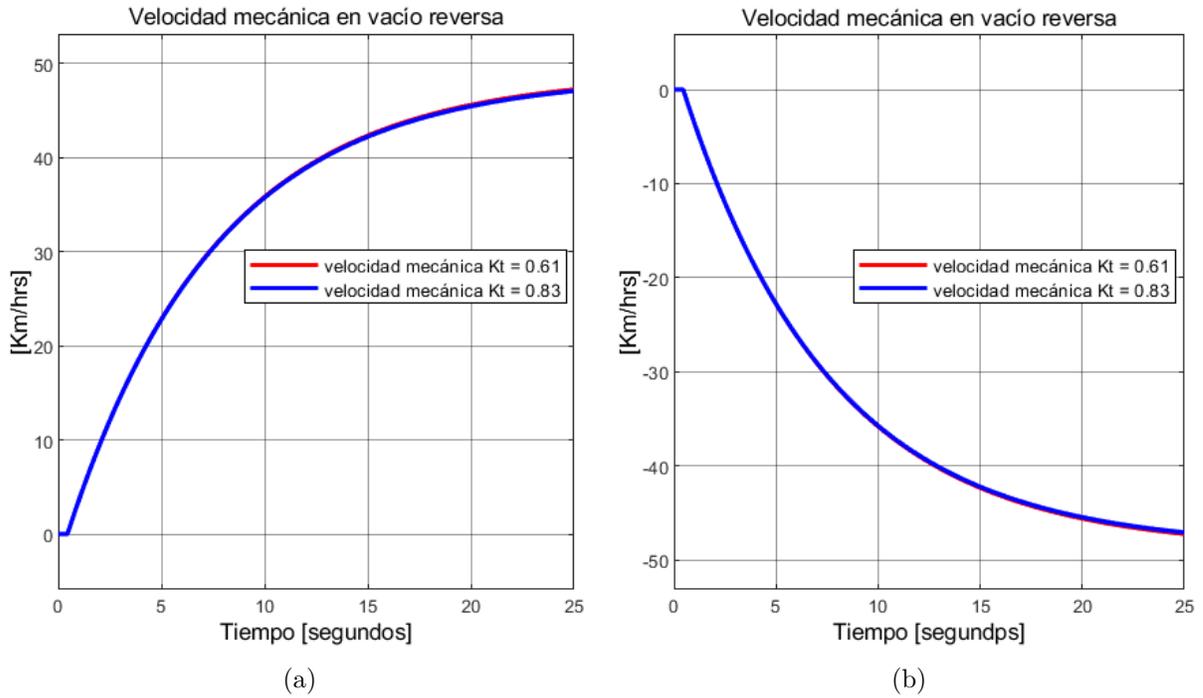


Figura A.11: Velocidad mecánica w_m , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

En la Figura A.12a, es posible apreciar como el voltaje v_q evoluciona similar a la velocidad y aumenta en magnitud cuando aumenta la constante de magnetización, mientras que v_d es cercana a 0 en vacío, debido a que no se excita el flujo magnético y disminuye su magnitud al aumentar la constante de magnetización.

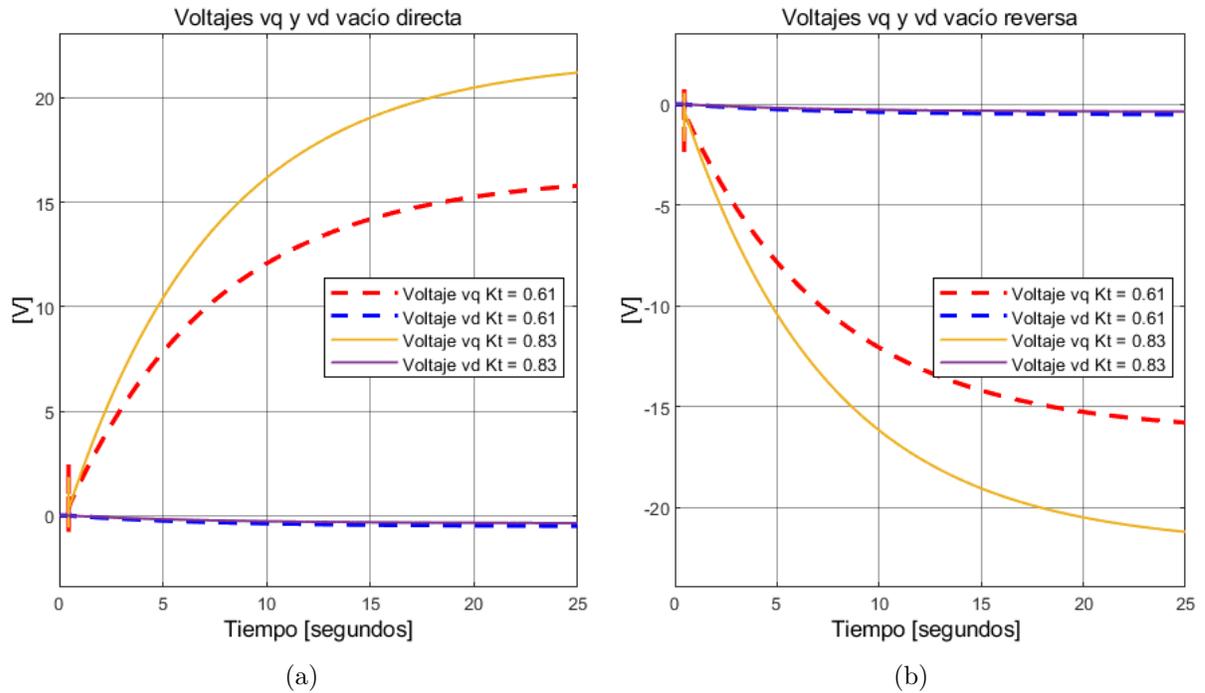


Figura A.12: Voltajes de fase v_{dq} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

Luego, en la Figura A.13, se presenta la respuesta del voltaje DC del banco que tiene una caída menos pronunciada al aumentar la constante de torque, disminuyendo la demanda de corriente, para ambos sentidos de giro.

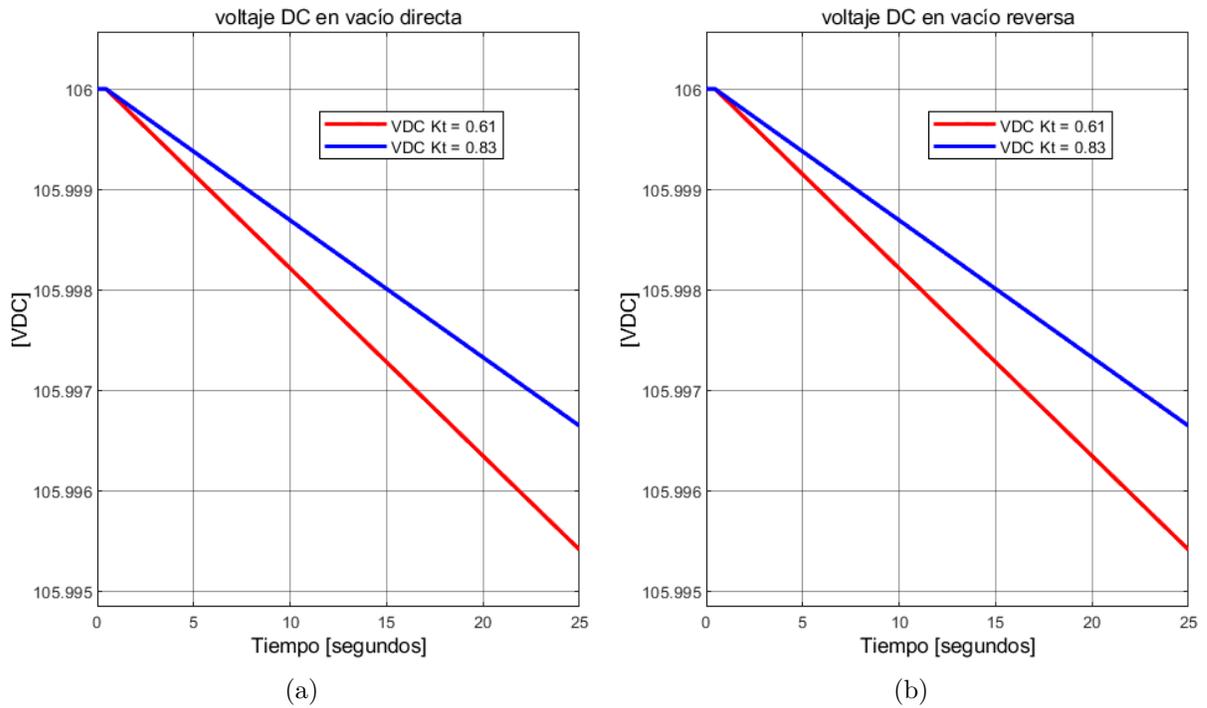


Figura A.13: Caída de tensión V_{DC} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente

En la Figura A.14, se presentan las respuestas de todas las corrientes que tienen el mismo signo positivo para la directa. Para la reversa, en A.14b, es posible apreciar que las corriente de estator son negativas mientras que la corriente de descarga es positiva, lo cual es correcto, puesto que no se trata de regeneración. En particular, al aumentar la constante de magnetización, la demanda de corriente de estator disminuye, junto con la estimación de la descarga de corriente del banco de baterías, dependiente de la ganancia de voltajes DC propuesta.

Para la estimación de la potencia y la eficiencia de la simulación en vacío directa y reversa, en la Figura A.15, al aumentar la constante de torque, disminuyen las demandas de corrientes de descarga y estator, por ese motivo, para un mismo torque aplicado en el modelo mecánico, disminuye la potencia estimada de descarga, la eléctrica del estator y la mecánica. Además, la potencia mecánica estimada está condicionada con λ_m y es mayor que la potencia del inversor y menor que la potencia de descarga.

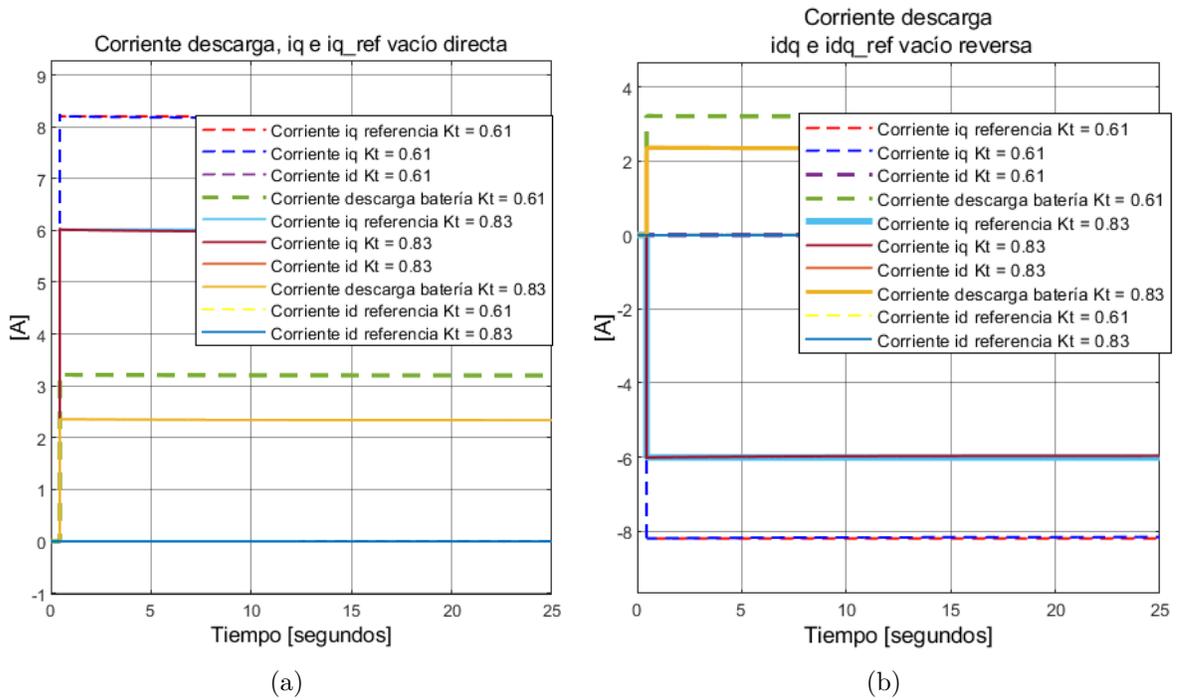


Figura A.14: Corriente de descarga $i_{batería}$ y corrientes de estator i_{dq} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente

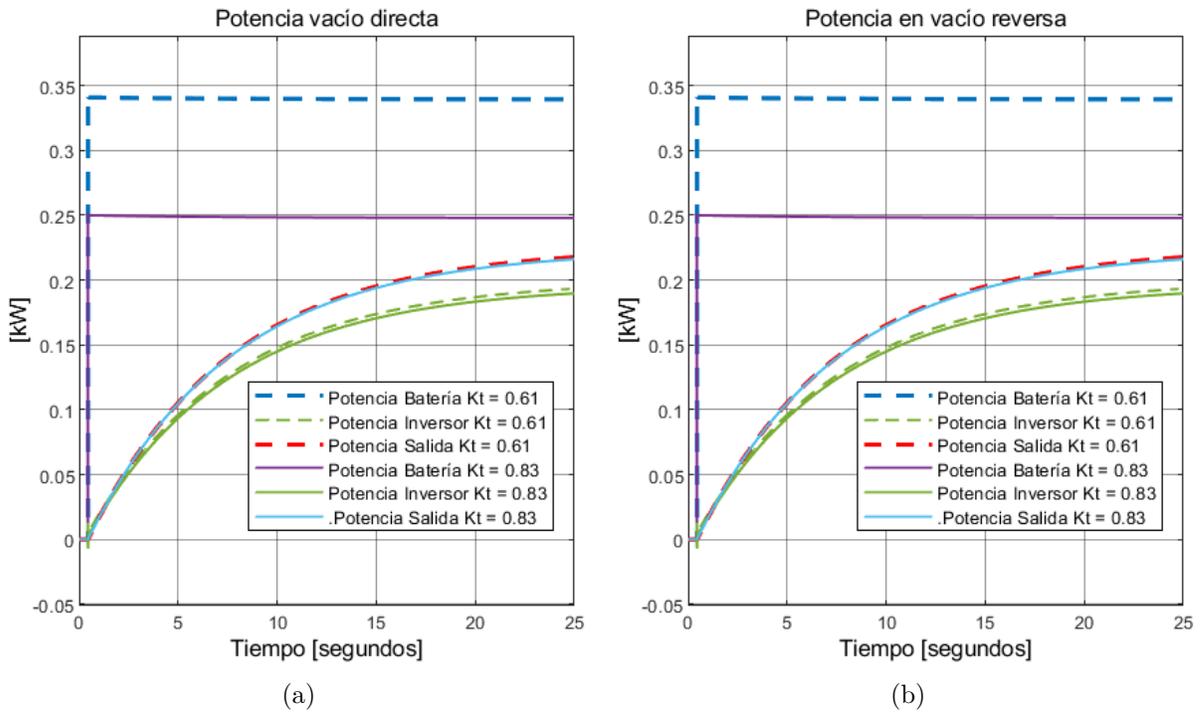


Figura A.15: Potencias de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente

En la Figura A.16, al aumentar la constante de torque, aumenta la eficiencia para una potencia menor, con una eficiencia batería-motor mayor a la eficiencia batería-inversor.

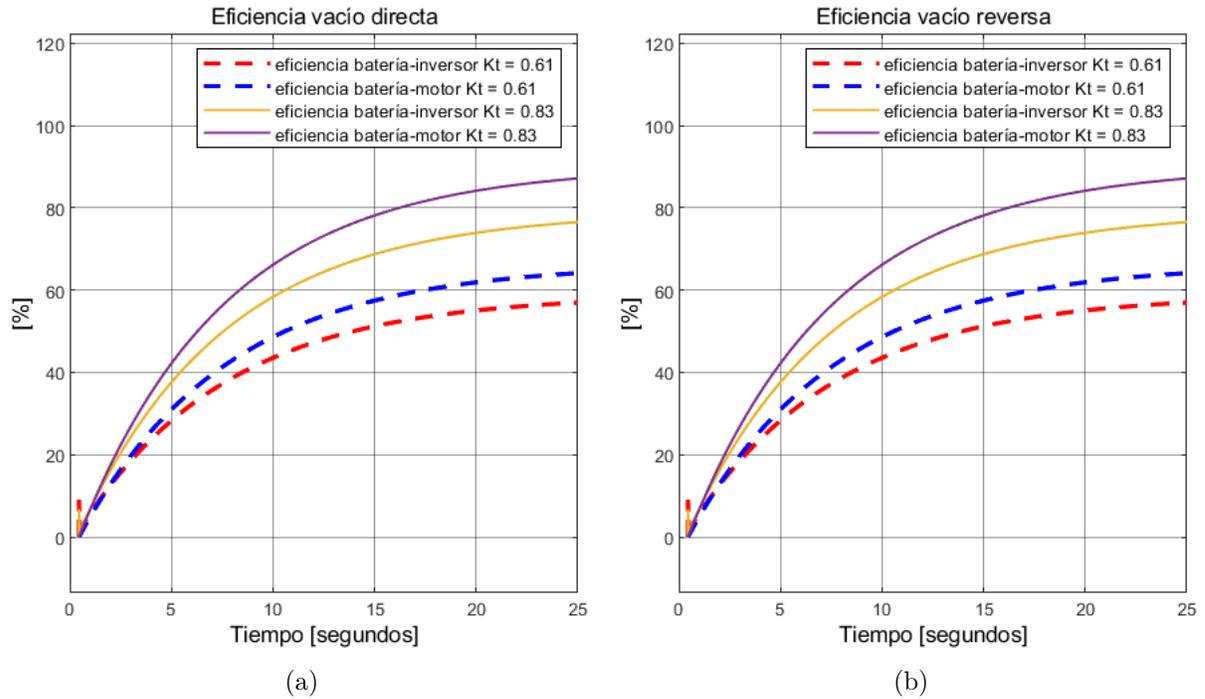


Figura A.16: Eficiencia de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02$ $[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03$ $[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

A.3. Carga directa y reversa

Para las simulaciones en carga se procede de manera similar que en vacío. Se aplica un escalón de $68[Nm]$. En la Figura A.17, es posible apreciar que para la directa y la reversa se obtienen los mismo resultados. Al aplicar una misma demanda de torque, al aumentar la constante de magnetización, disminuye la demanda de corriente en el estator.

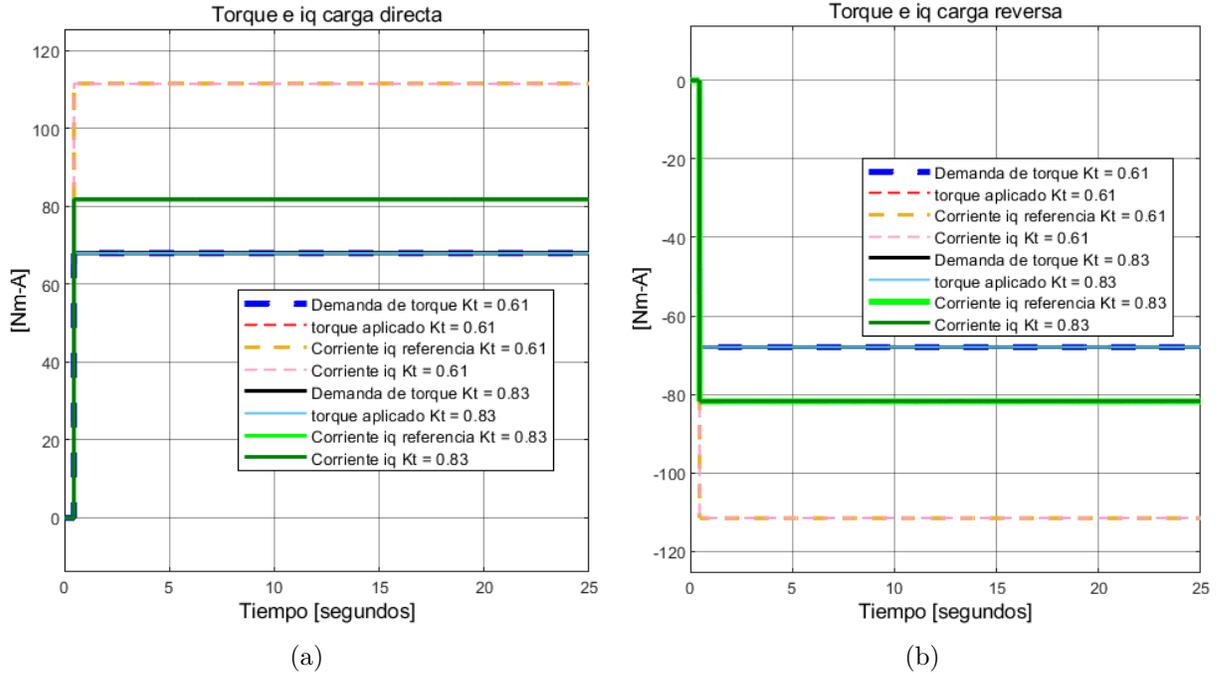


Figura A.17: Corrientes de estator i_q simuladas, en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

Para las corrientes de flujo, en la Figura A.18, se trabajo sin debilitar el campo y es posible apreciar que en ambos sentidos de giro, las simulaciones arrojan que la corriente es del orden de 10^{-3} y al aumentar la constante de magnetización disminuye su magnitud.

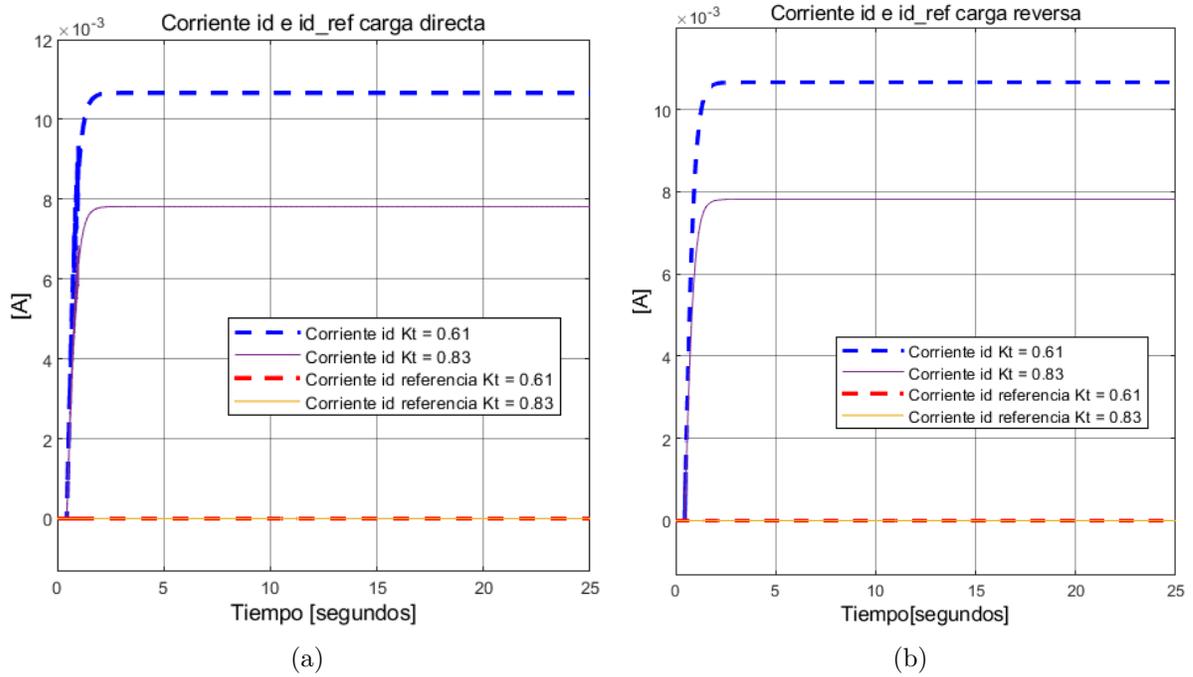


Figura A.18: Corrientes de estator i_q , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

Luego, en la Figura A.19, es posible apreciar que en ambos sentidos de giro la velocidad mecánica de salida es la misma, debido a que se mantiene la misma demanda de torque que el modelo mecánico recibe.

Para el voltaje de fase, en la Figura A.20, es posible apreciar que el voltaje v_q sigue siendo proporcional a la velocidad y en carga, v_d deja de ser proximo a 0. En ambos sentidos de giro se obtienen magnitudes similares y al aumentar la constante de magnetizacion, v_q aumenta su magnitud, mientras que v_d la disminuye. Así mismo, en directa y reversa, el voltaje v_q cambia de signo, mientras que v_d es negativo siempre.

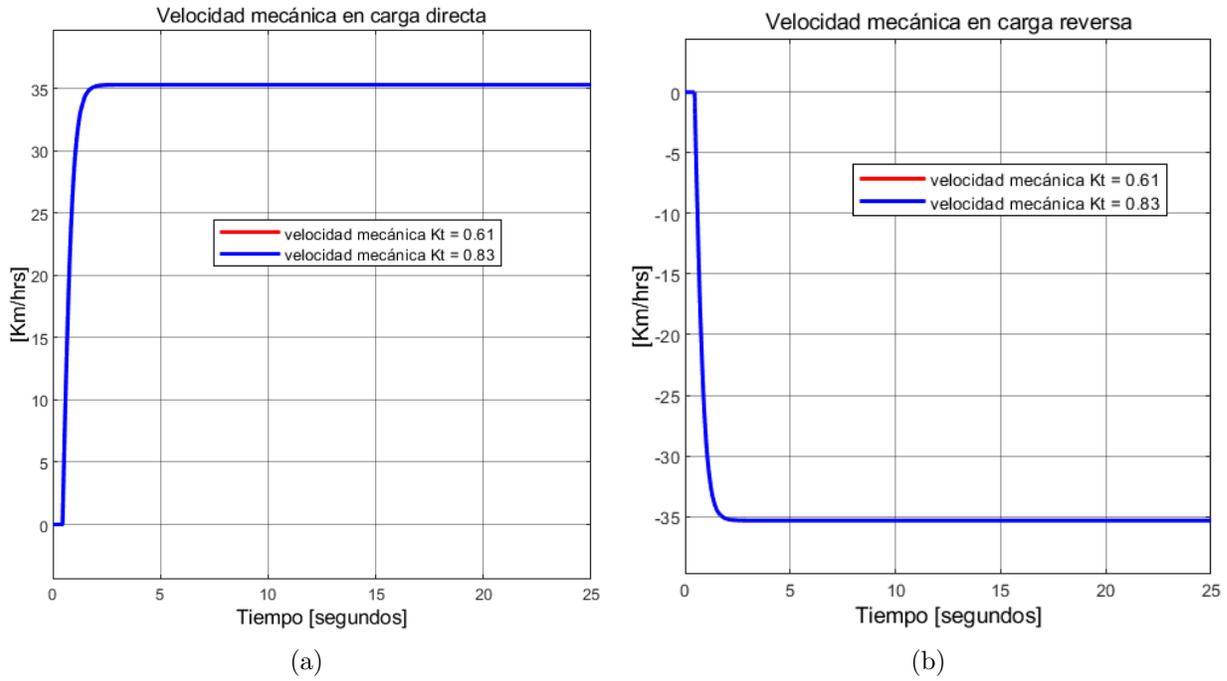


Figura A.19: Corrientes de estator i_q , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

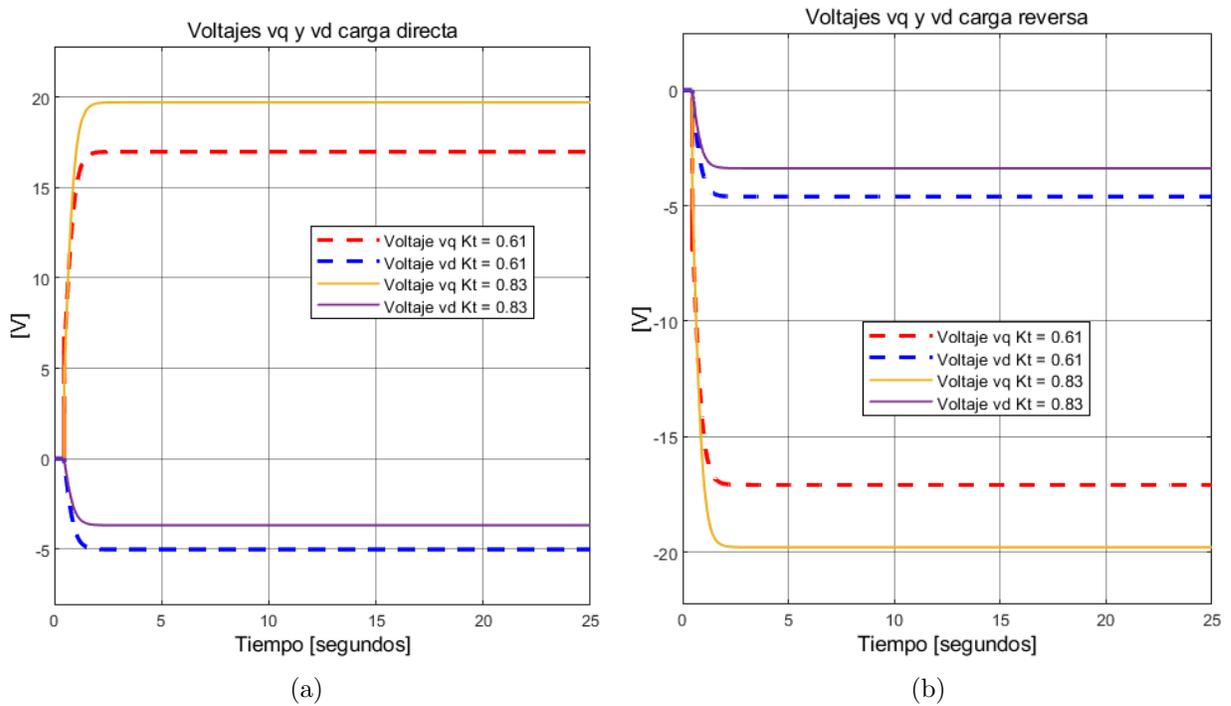


Figura A.20: Voltajes de fase v_{dq} , simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

En la Figura A.21, es posible apreciar que la caída de voltaje para la reversa/directa es la misma y es menor al aumentar la constante de magnetización, debido a que disminuye la corriente. Existe una caída levemente mayor que en vacío, lo cual puede deberse al porcentaje de pérdidas y a la resistencia interna configurada, la cual se tomó directamente del valor escrito en el *BMS*.

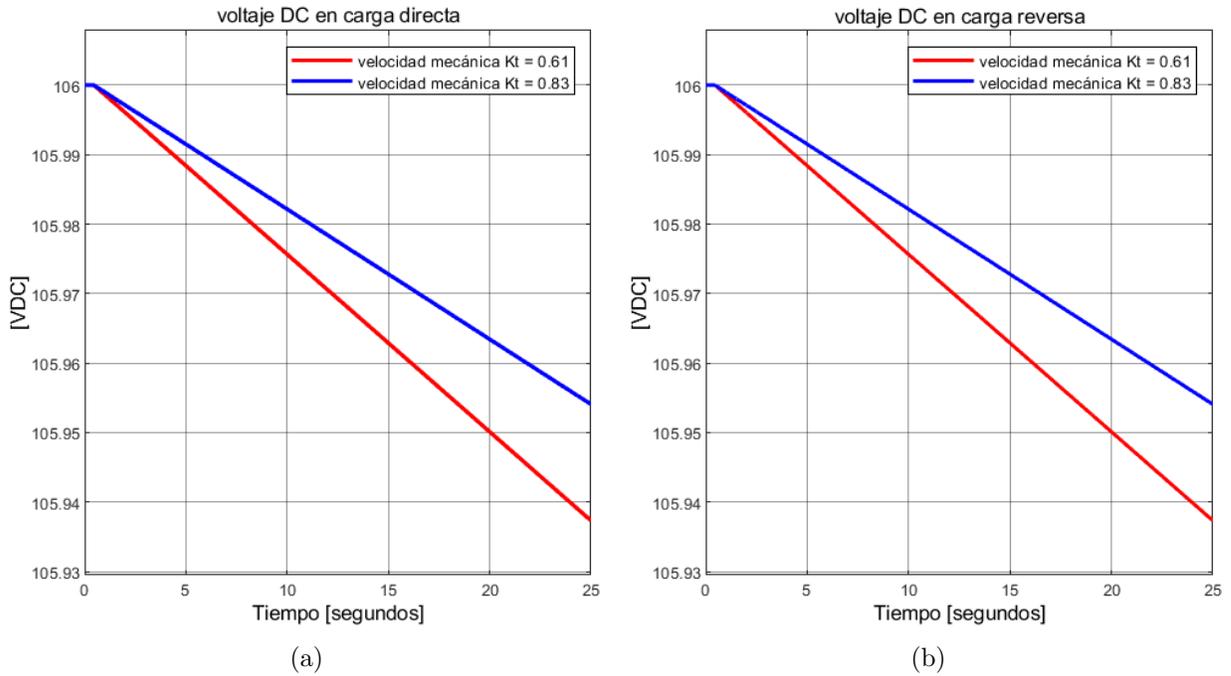


Figura A.21: Caída de tensión V_{DC} , simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

Las corrientes de descarga del banco y las del estator se presentan en la Figura A.22, donde es posible apreciar que para la directa y la reversa, los resultados son similares. En la Figura A.22a en directa, la corriente de descarga es positiva, junto con las demás corrientes. En la Figura A.22b, para la reversa, solo la corriente de descarga es positiva, lo cual es correcto.

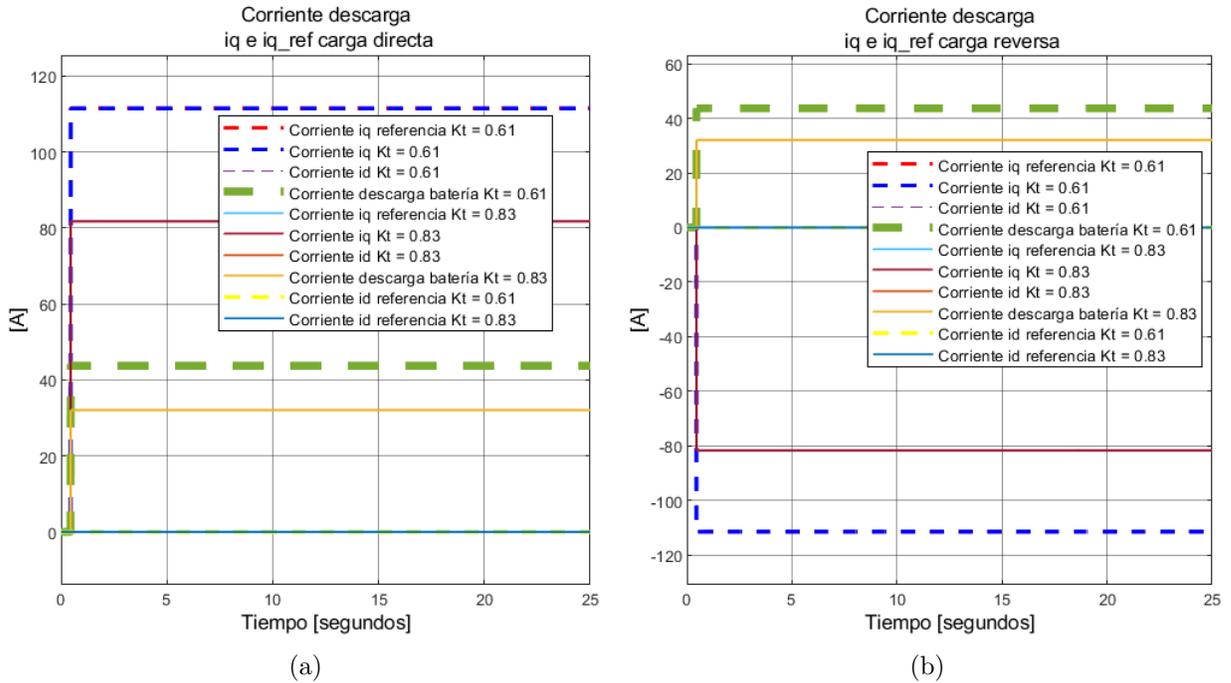
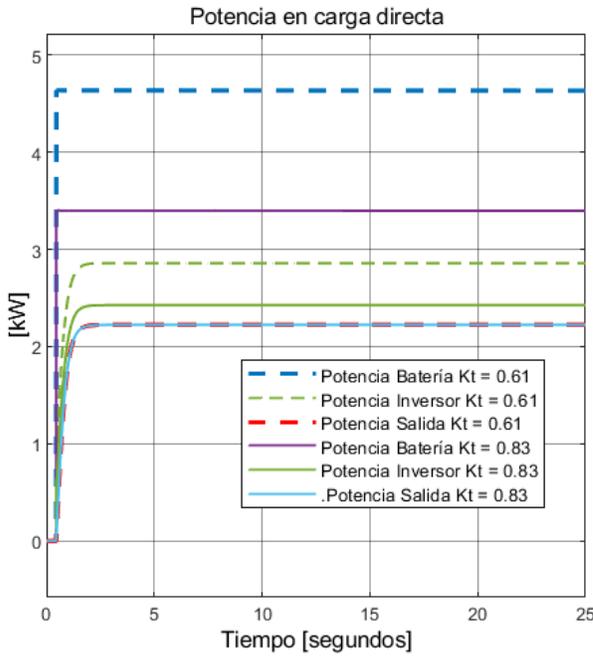


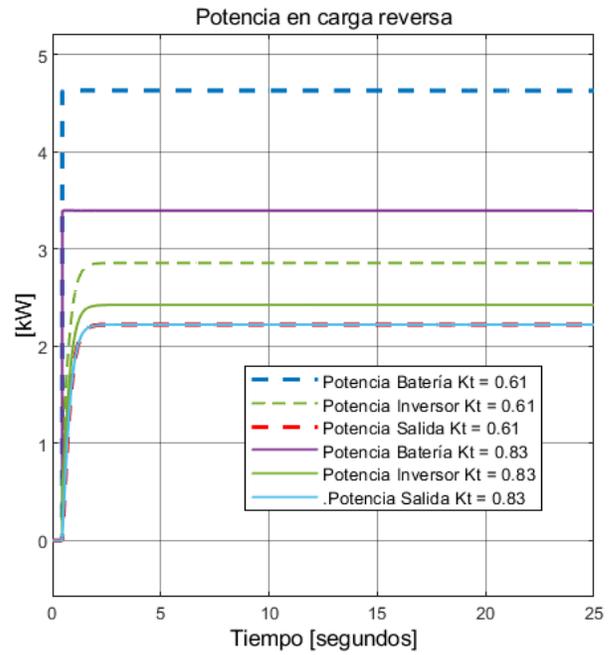
Figura A.22: Corriente de descarga $i_{batería}$ y corrientes de estator i_{dq} , simuladas en vacío directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

La potencia obtenida en resultados de simulación se presenta en la Figura A.23, donde para una misma demanda de torque, al aumentar la constante de magnetización, en directa y reversa, la corriente de descarga disminuye con la del estator y la potencia disminuye bajo el límite de potencia del motor que es en $4[kW]$. De esta forma, es interesante destacar como existe un límite de corriente que influye en el límite de potencia en el motor. Además, en carga, a diferencia del caso en vacío estima una potencia mecánica de salida menor que la del inversor y que está condicionada por λ_m , en la estimación y en los acoples del lazo interno de corriente en las Ecuaciones 2.3 y 2.4, sin considerar pérdidas de algún tipo.

En la Figura A.24, al aumentar la constante de torque, aumenta la eficiencia para una potencia menor consumida, con una eficiencia batería-motor menor a la eficiencia batería-inversor, a diferencia del caso en vacío.

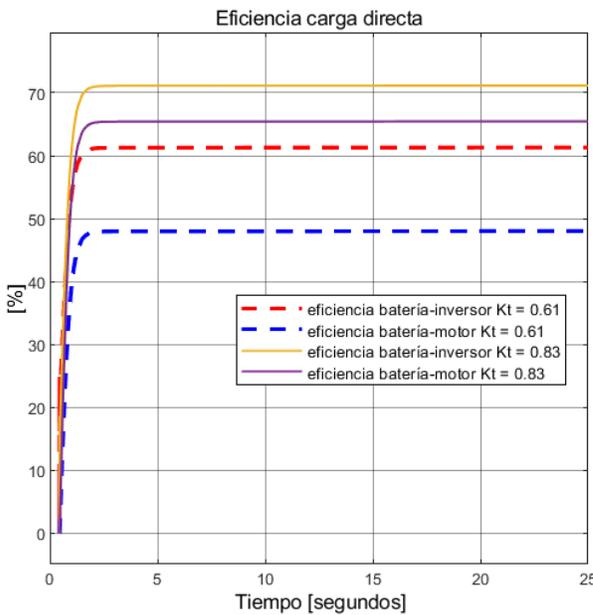


(a)

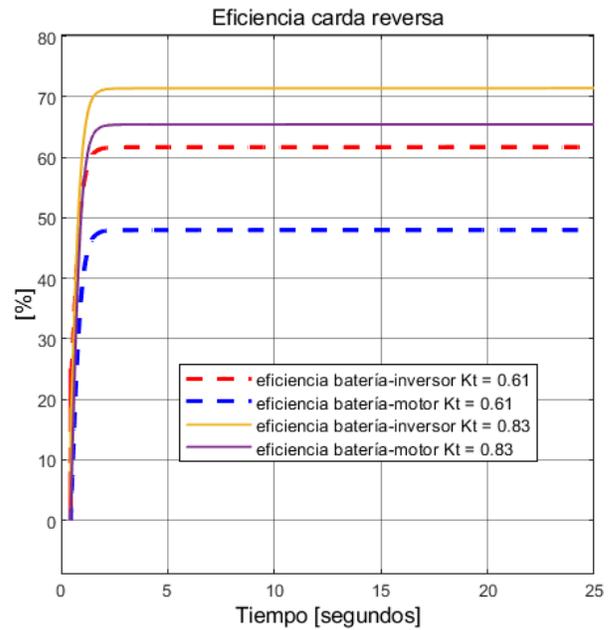


(b)

Figura A.23: Potencias de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.



(a)



(b)

Figura A.24: Eficiencia de batería, eléctrica y mecánica, simuladas en carga directa y reversa, para $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$ y $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$ respectivamente.

Anexo B

Ensayos

B.1. Ensayos en pista sin límite de potencia

B.A.1. Ensayo en vacío, sin límite de corriente de descarga

En la Figura B.1, se presenta un ensayo en vacío sin límite de potencia con $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$. En B.1a, se presenta la respuesta de velocidad mayor a $24[\frac{km}{hrs}]$, con un leve control de acelerador constante y la respuesta del torque, el cual presenta un evidente error en estado estacionario. Por otro lado en B.1b, con un *offset* 0, $v_d = 0$ y v_q es proporcional a la velocidad.

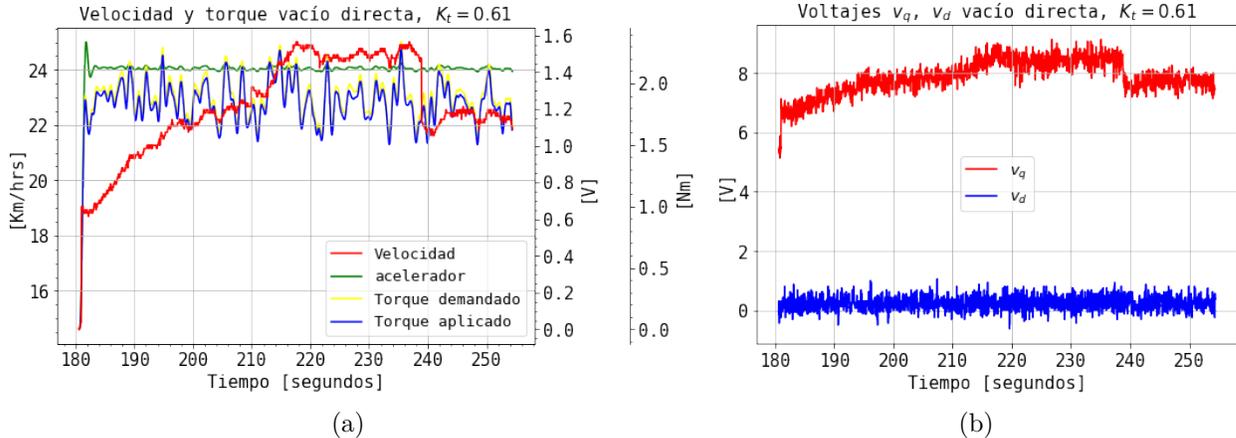


Figura B.1: Velocidad, torque, voltaje acelerador y voltajes de fase torque, ensayos en vacío con 1 motor y sin límite de potencia, $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en la Figura B.2, se presenta el resto de variables obtenidas del ensayo. En la Figura B.2a, se presenta como, debido a la baja corriente de descarga, la caída de voltaje DC es casi nula. En la Figura B.2b, es posible apreciar la respuesta de corriente en directa, con un evidente error de estado estacionario de la corriente i_q , con una corriente i_d con ruido cercana a 0 y la corriente de la batería positiva.

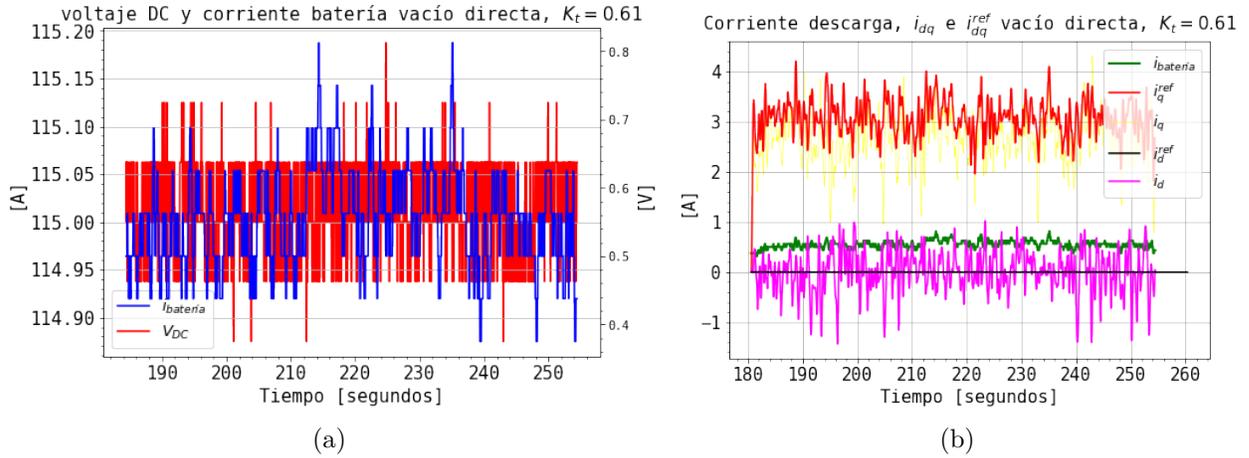


Figura B.2: Voltaje DC , corriente batería e i_{dq} , ensayos en vacío con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en la Figura B.3, es posible apreciar la estimación de la potencia y la eficiencia realizada en vacío. Es posible apreciar que la eficiencia eléctrica es de un 60[%], igual a la mecánica a bajas velocidades, sin límite de potencia.

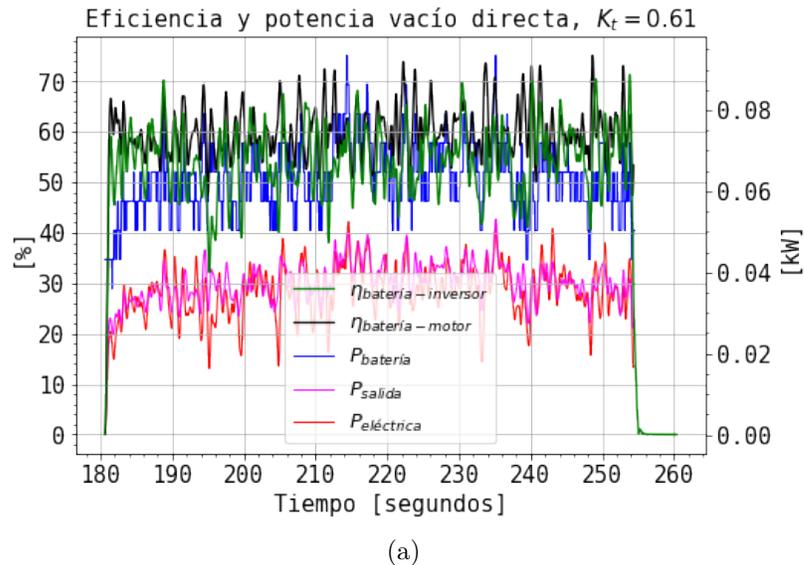
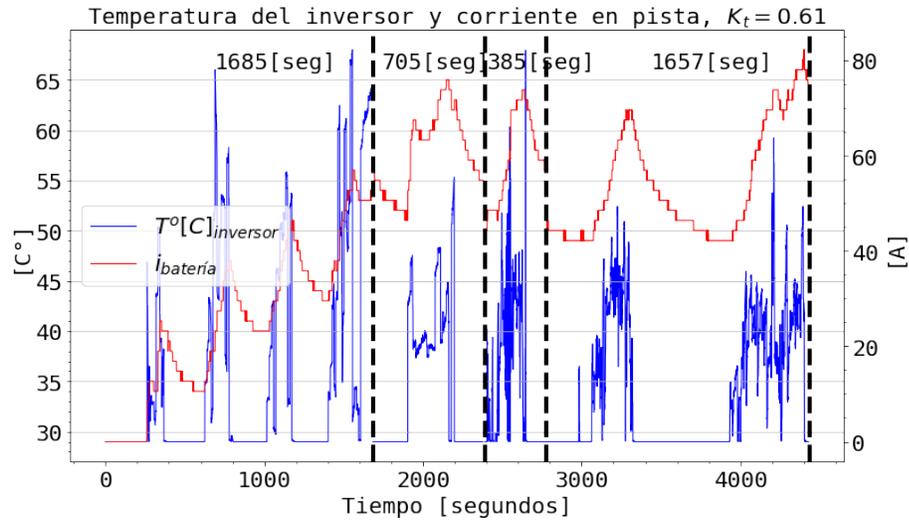


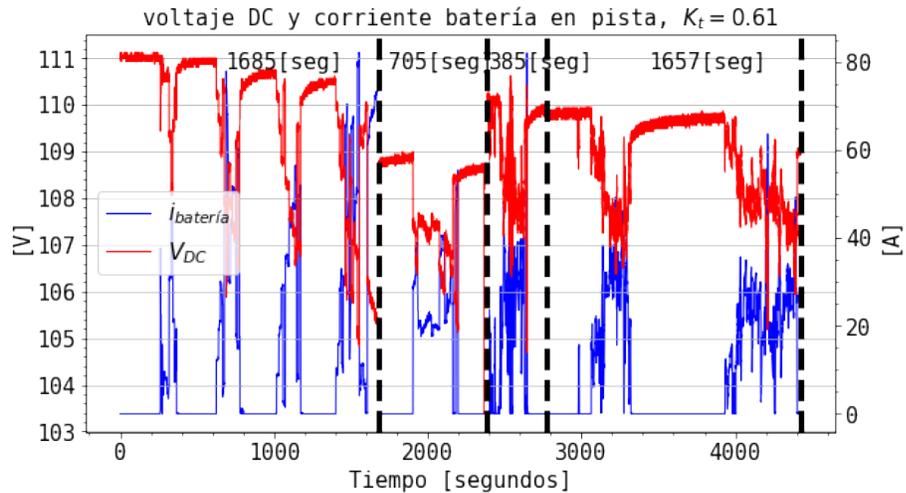
Figura B.3: Eficiencia y potencia, ensayos en vacío con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$.

B.A.2. Ensayo en carga, sin límite de potencia

En la Figura B.4, se presentan los resultados en carga con 1 motor para la elevación de la temperatura del controlador, la corriente de descarga y el voltaje DC . En B.4a, se presenta un ensayos de más de 4000 segundos, donde es posible apreciar que la continuidad en la conducción se ve afectada debido a la respuesta de temperatura del controlador con la alta corriente de descarga del banco, la cual alcanza picos de hasta $80[A]$. Luego, los gráficos están seccionados en 4 partes y se entregan los segundos de duración asociados. En la Figura B.4b, es posible apreciar como la caída de tensión DC se ve afectada por la magnitud de la descarga de corriente.



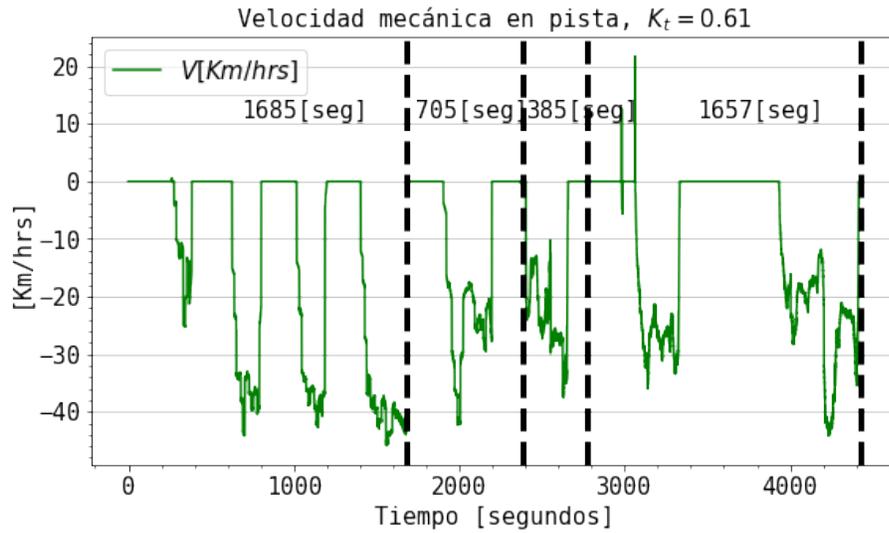
(a)



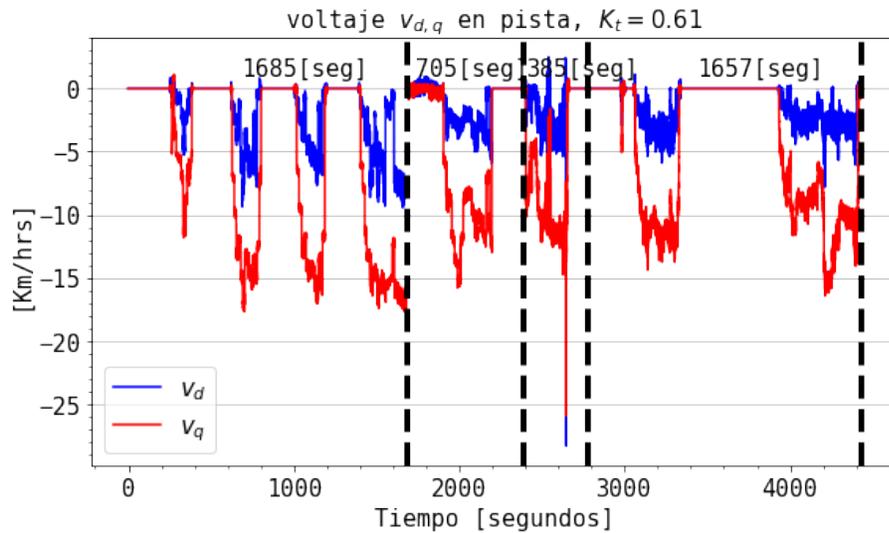
(b)

Figura B.4: Temperatura inversor, corriente batería y voltaje DC , ensayos en carga con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en la Figura B.5, se presenta la velocidad y los voltajes de fase v_{dq} para un ensayo sin límite de potencia, con los segundos asociados a la duración de cada ensayo. En la Figura B.5a la velocidad obtenida alcanza valores superiores a $40[\frac{Km}{hrs}]$ y que no alcanza valores mayores debido al cuidado que se tenía debido a la corriente aplicada. Por otro lado, en la Figura B.5b se presentan los voltajes de fase v_{dq} , donde ambos son negativos, debido al sentido de giro en reversa y son dependientes de la velocidad mecánica. Por otro, lado reversa del Sistema de Tracción configurada en el inversor, es la marcha hacia adelante del vehículo.



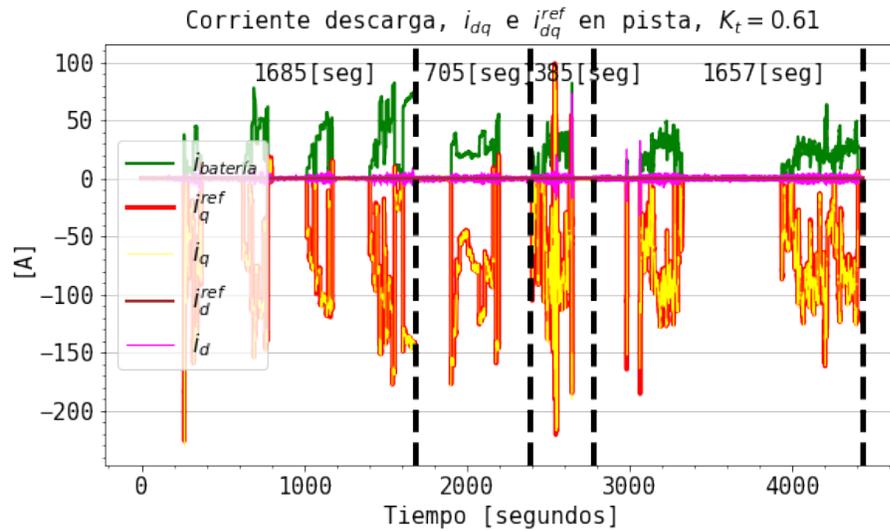
(a)



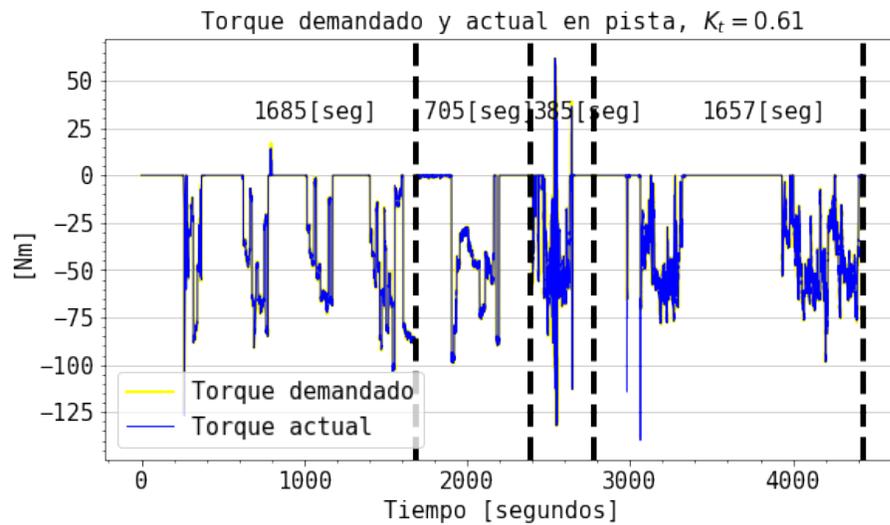
(b)

Figura B.5: Velocidad y voltaje de fase v_{dq} , ensayos en carga con 1 motor y sin imite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$.

En la Figura B.6, se presenta la corriente i_{dq} , la corriente de descarga y el torque aplicado. En la Figura B.6a, es posible apreciar, como i_q , sigue la referencia i_q^{ref} negativa y que tiene un error de 30[%] aproximadamente. La corriente de descarga es positiva como en el caso de las simulaciones en reversa, e i_d es nulo prácticamente. Luego, para el torque aplicado, en la Figura B.6b, es posible apreciar que es negativo, según el sentido reversa y no presenta limitación en llegar a la demanda debido a que no existe un límite de corriente, con un error de 5[%], menor que en el caso del lazo de corriente.



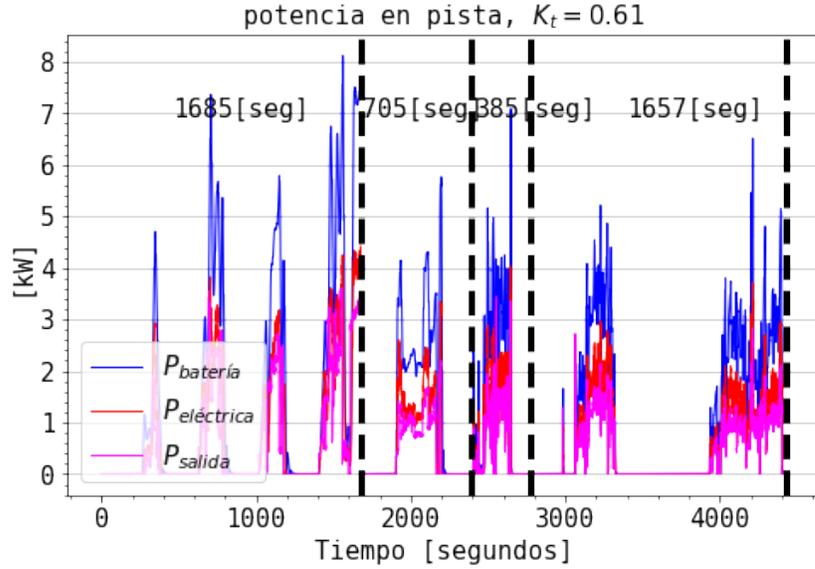
(a)



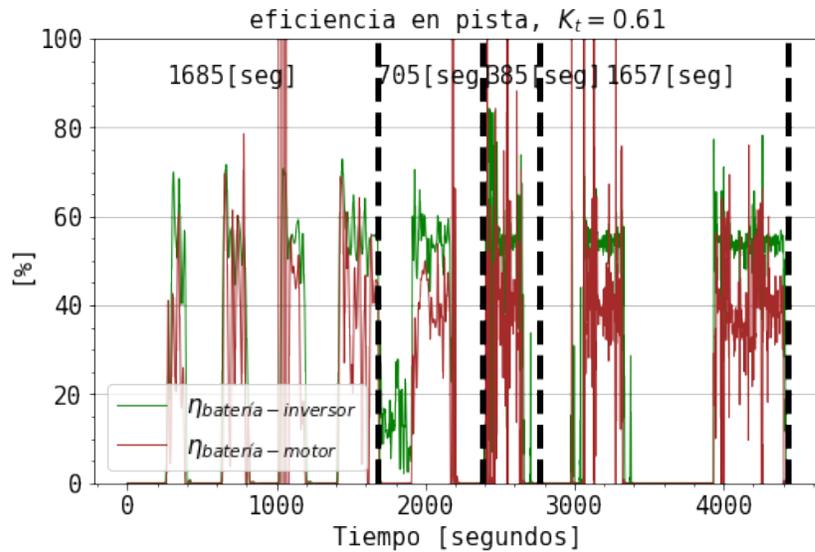
(b)

Figura B.6: Corrientes batería, corriente i_{dq} y torque, ensayos en carga con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

En la Figura B.7, se presenta la potencia y la eficiencia del ensayo. En la Figura B.7a, la potencia de entrada alcanza valores mucho mayores a $4[kW]$, la potencia estimada de salida es menor que la eléctrica. y son cercanas los $2[kW]$. En la Figura B.7b, la eficiencia entre el inversor y el banco es de hasta un $60[\%]$, mientras que la de salida es cercana al $40[\%]$, condicionada a la constante de magnetización $\lambda_m = 0.022[\frac{V}{rad/seg}]$.



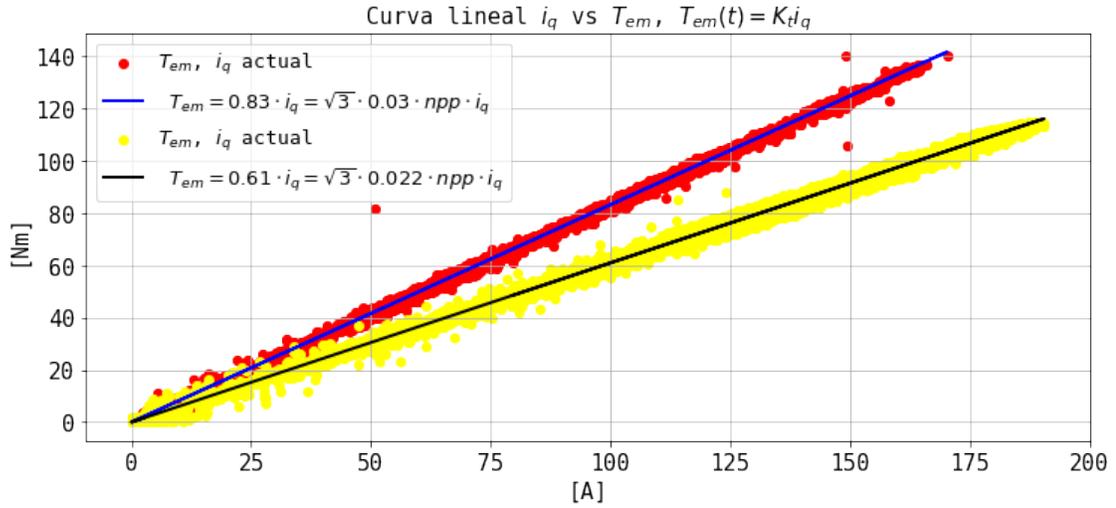
(a)



(b)

Figura B.7: Potencia y eficiencia, ensayos en carga con 1 motor y sin límite de potencia $\lambda_m = 0.02[\frac{V}{rad/seg}]$.

Finalmente, respecto al límite de potencia, es importante destacar que el controlador *Sevcon* aplica directamente la relación $T_{em} = K_t \cdot i_q$, según el número de par de polos y la constante de magnetización λ_m . En la Figura B.8, se presenta la relación lineal obtenida por el vehículo en pista, para las 2 constantes de magnetización utilizadas y sin límite de potencia. De esta manera, se tiene acceso directo a la demanda de corriente de torque, sin la necesidad de alguna regresión lineal.



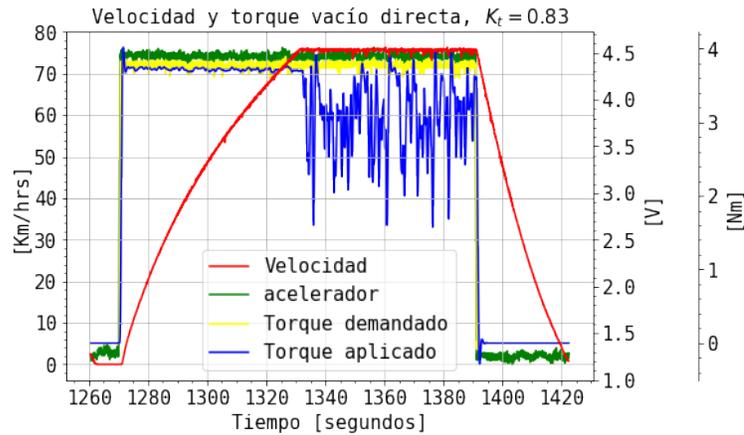
(a)

Figura B.8: Relación $T_{em} = \sqrt{3} \cdot npp \cdot \lambda_m \cdot i_q = K_t \cdot i_q$, aplicada por el controlador *Sevcon*.

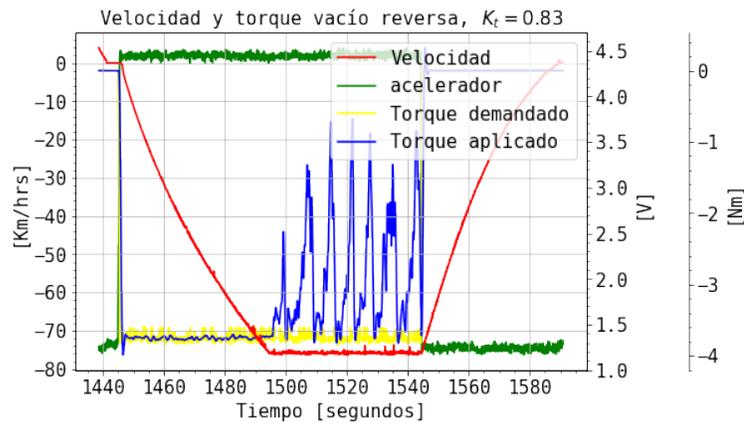
B.2. Ensayos en pista con límite potencia

B.B.1. Ensayo en vacío, con límite de potencia

Para los ensayos con límite de potencia, primero se procede con la realización de ensayos en vacío, en ambos sentidos de giro. En la Figura B.9, se presenta la respuesta de velocidad, torque y acelerador para la reversa y la directa. En ambos sentidos de giro, se presiona el pedal al máximo, la velocidad tiene la misma magnitud y el torque presenta un rizado producido cuando se alcanza la velocidad máxima escrita en $650[RPM]$, el cual es más pronunciado en reversa. Por otro lado, es evidente una disminución del error de estado estacionario del torque.



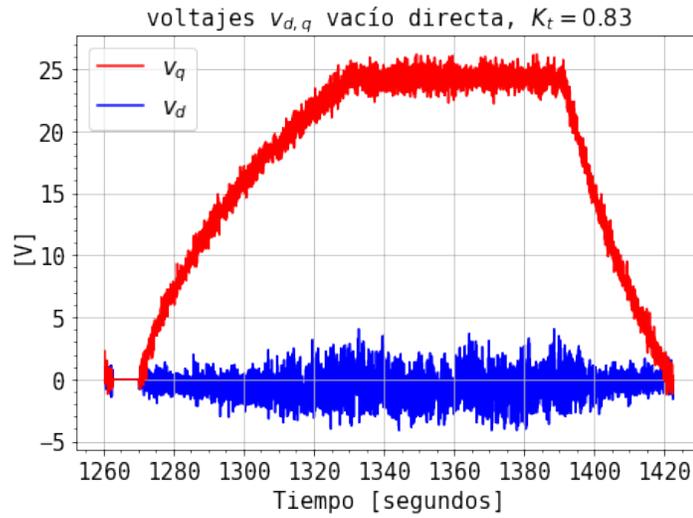
(a)



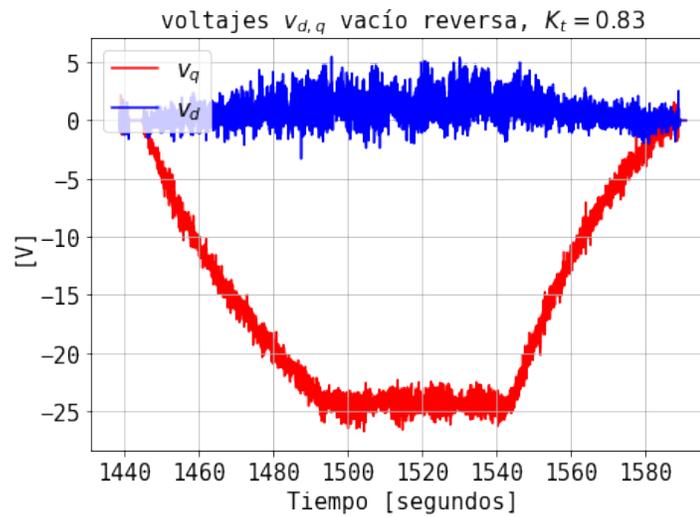
(b)

Figura B.9: Velocidad, torque y voltaje acelerador, en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

Luego, en la Figura B.10, se presentan los voltajes de fase v_{dq} , en ambos sentidos de giro, donde v_q es proporcional a la velocidad y $v_d = 0$ con un *offset* escrito de 0.



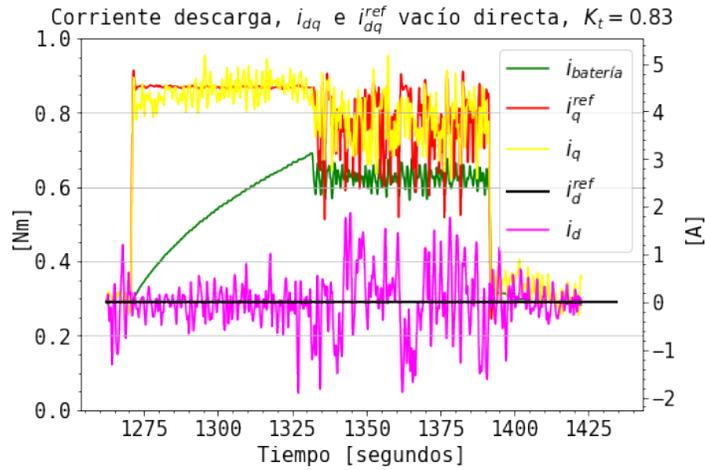
(a)



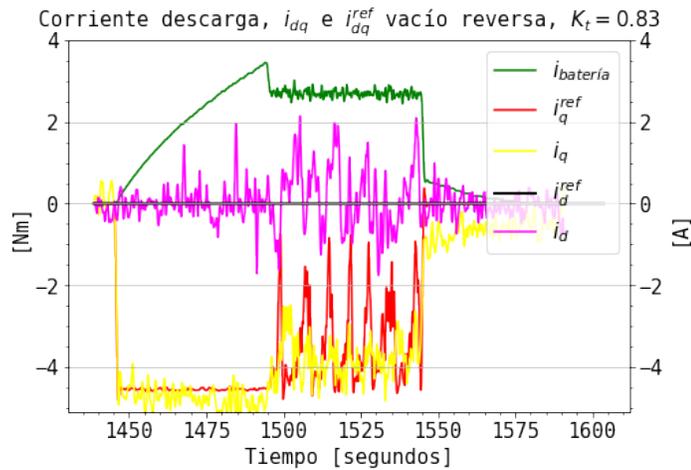
(b)

Figura B.10: Voltajes v_{dq} , en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

En la Figura B.11, se presenta la respuesta de corriente del ensayo en vacío en ambos sentidos de giro. En la Figura B.11a, para la directa es posible apreciar que la corriente de la batería es positiva junto con i_q , mientras que $i_d = 0[A]$ con ruido. Para la reversa, en la Figura B.11b, solo la corriente de la batería es positiva mientras que i_q es negativa, con $i_d = 0[A]$, lo cuál es correcto según las simulaciones realizadas. Además, en ambos sentidos, a pesar de presentar un rizado en la corriente debido al límite de velocidad escrito, el error en estado estacionario disminuye.



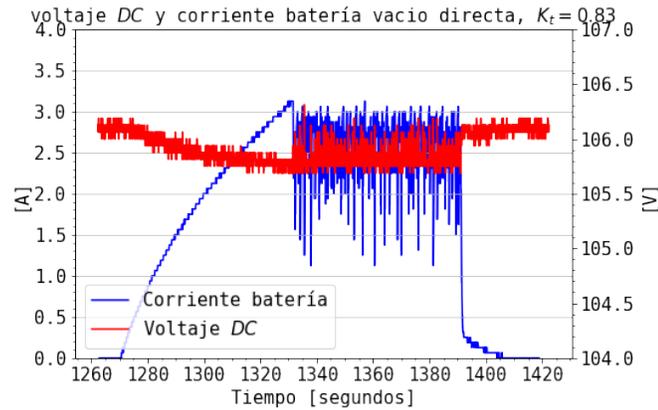
(a)



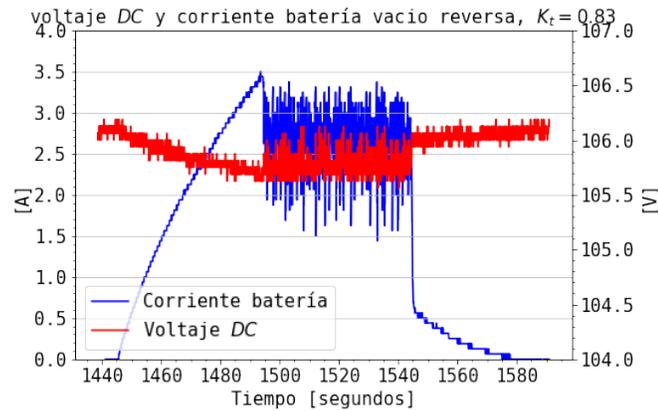
(b)

Figura B.11: Corriente batería e i_{dq} , en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Para los ensayos realizados en vacío, en la Figura B.12, es posible apreciar la caída de tensión debido a la descarga de corriente del banco de baterías, el cual, es similar en ambos sentidos de giro.



(a)

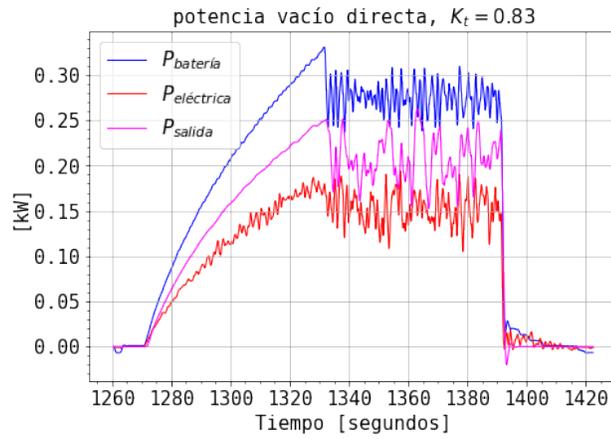


(b)

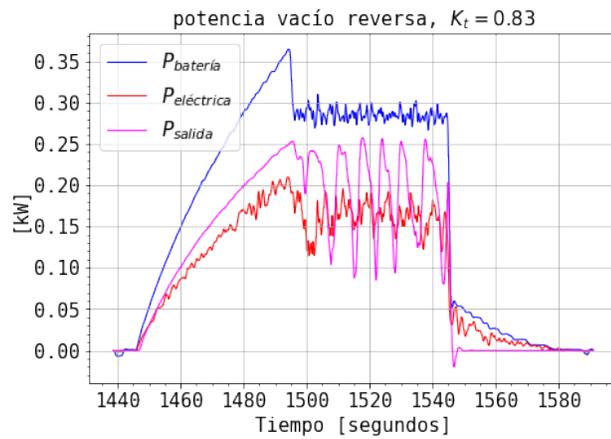
Figura B.12: Corriente batería y V_{DC} , en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

En la Figura B.13, se presentan las respuesta de la potencia en vacío en ambos sentidos de giro y donde se obtienen resultados similares, para una potencia de entrada mayor a la potencia mecánica dependiente de λ_m y que es mayor a la estimada en la armadura del inversor.

Finalmente, en la Figura B.14, se presenta la eficiencia estimada en vacío, para ambos sentidos de giro, con resultados similares, con una eficiencia de salida condicionada a $\lambda_m = 0.03$ de 80[%] mayor a la eficiencia del controlador en la armadura de 60[%], que es la estimación más cercana a la aplicada en la armadura del motor, que se transformara en torque en el eje pero con pérdidas.

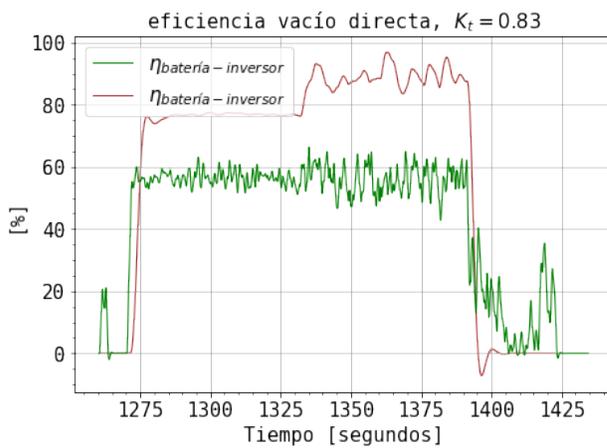


(a)

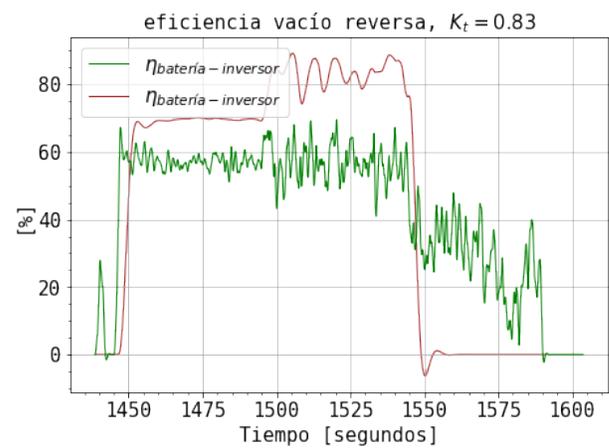


(b)

Figura B.13: Potencia en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{\text{rad/seg}} \right]$.



(a)



(b)

Figura B.14: Eficiencia en vacío reversa y directa, con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{\text{rad/seg}} \right]$.

B.B.2. Ensayo alineamiento en vacío

Para la configuración del *offset*, como se presenta en la sección D.B.5, tiene como objetivo hacer $v_d = 0[V]$, con tal de no alimentar la componente en directa y trabajar solo con la estrategia *MTPA*.

En la Figura B.15 se presenta un ensayo realizado en vacío y reversa para el ajuste del alineamiento. Para el ensayo, se limita la velocidad máxima en $300[RPM]$ y se varía el *offset* en un rango negativo de 0 a -18 , similar a lo presentado en [4] y no se aplica un *offset* positivo. Cómo es posible apreciar, a medida que se hace más negativo el *offset*, el voltaje v_d obtenido crece con una magnitud positiva y $v_d = 0$ para un *offset* nulo y que aplica para los ensayos sin y con límite de potencia. La magnitud positiva del voltaje en directa se debe a que el ensayo se realiza en reversa con tal de mejorar la operación con el mismo sentido de giro que permite mover el auto en el sentido positivo.

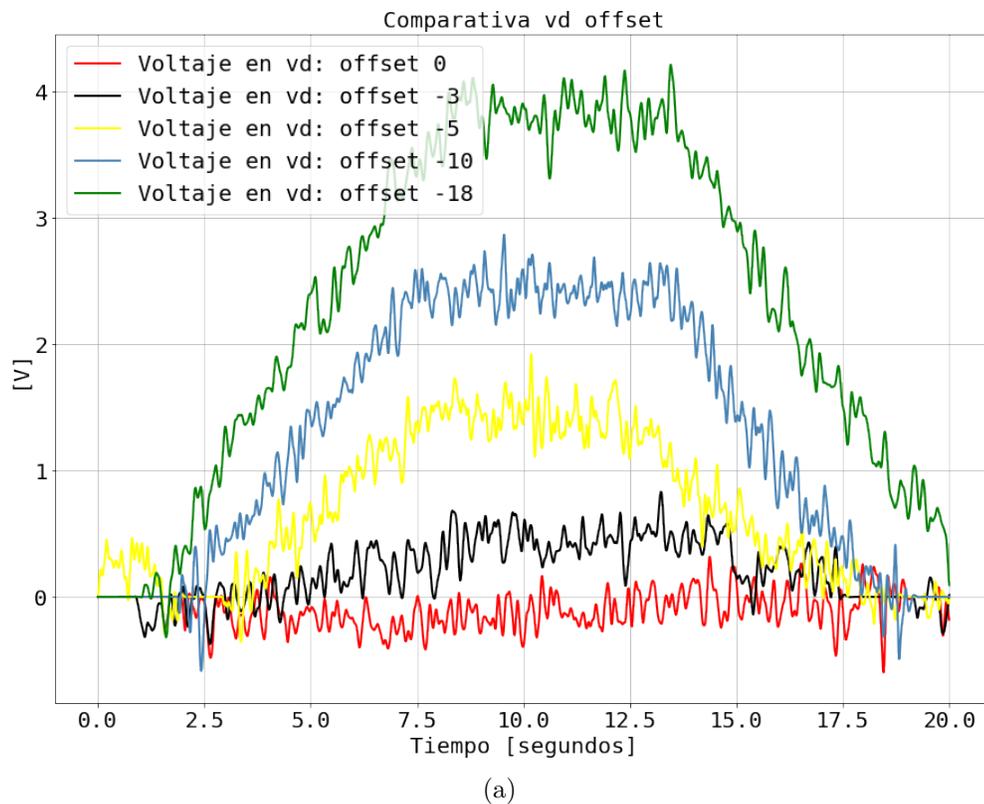
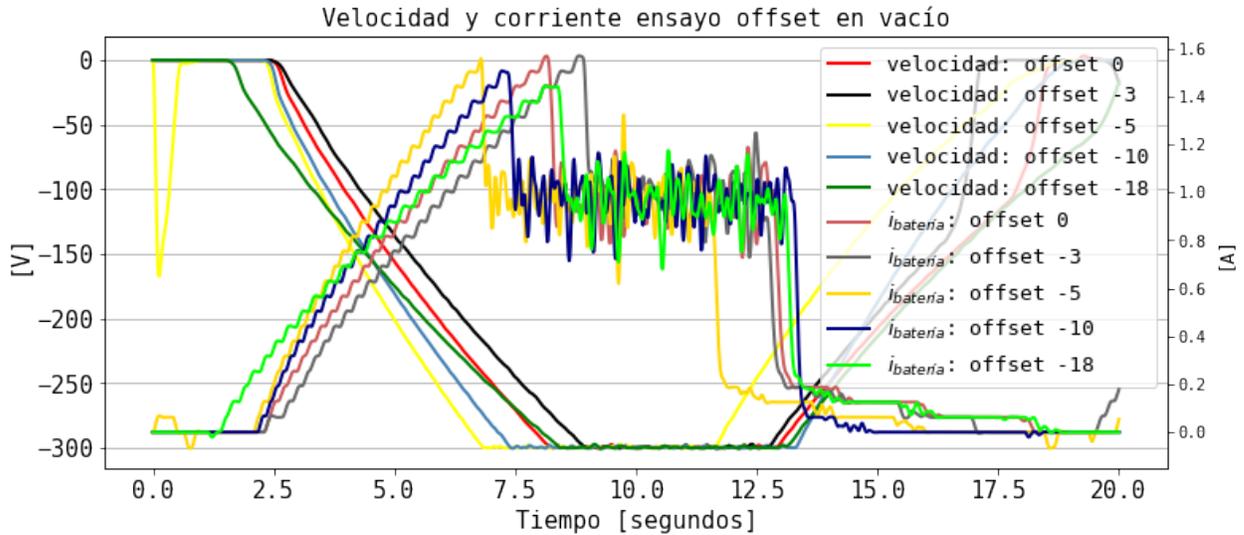


Figura B.15: Voltaje v_d ensayo en vacío para la configuración del *offset*.

Cómo es posible apreciar, el sentido de giro en reversa quedará condicionado según lo presentado en la sección 4.2.5 y en el Anexo D.B.5, donde, se utiliza la configuración de encoder *UVW* y las fases invertida. Además, se tiene que para un *offset* en un rango negativo, v_d se hace positivo y no presenta resultados similares a los obtenidos en simulaciones donde, $v_d < 0$.

Otro aspecto interesante asociado al *offset* es el aumento de la eficiencia y la disminución de la corriente de descarga. En la Figura B.16a, se presenta la respuesta de velocidad constante y la respuesta de corriente, que es la misma para todos los *offset* negativos aplicados. Después, este procedimiento no es del todo correcto pero permite un análisis del voltaje en directa y es distinto a lo presentado en [4], donde se analiza con solo arranques de velocidad disminuyendo v_d .

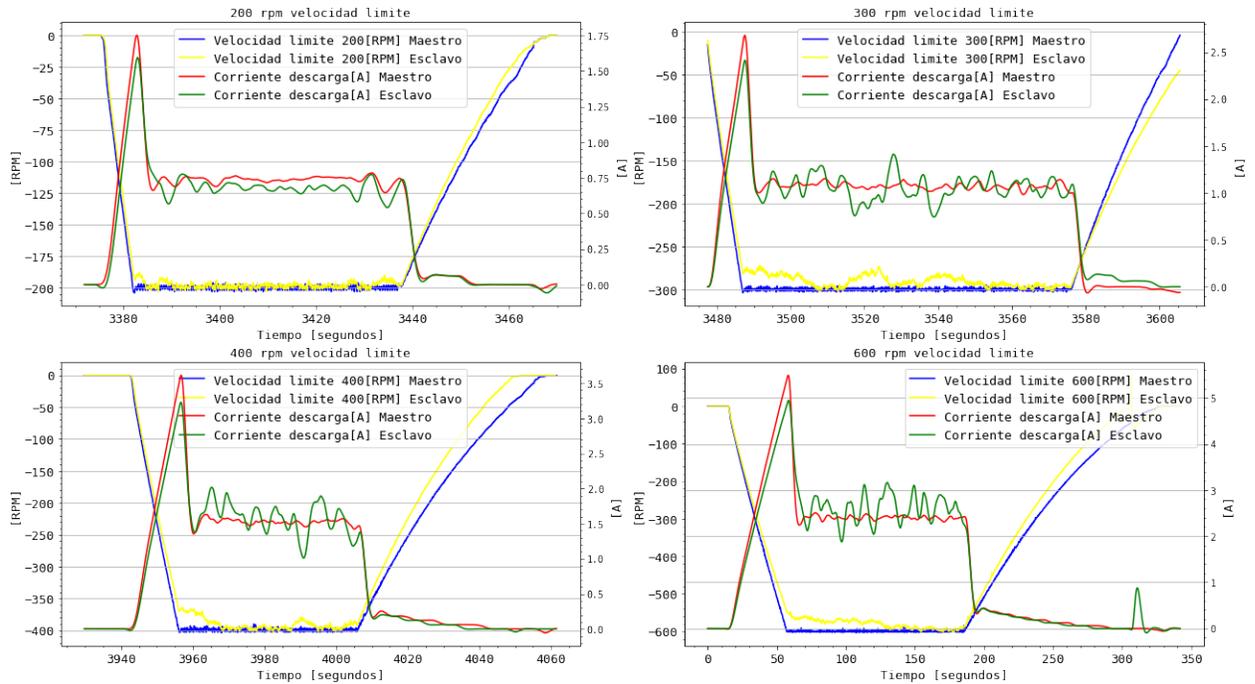


(a)

Figura B.16: Velocidad y corriente de batería, ensayo en vacío para la configuración del *offset*.

B.B.3. Ensayo tacómetro

Una vez se tenga la configuración del alineamiento del rotor, es necesario validar la velocidad mecánica de salida estimada por el inversor utilizando un tacómetro en vacío. En particular, para cada configuración realizada, sin y con límite de potencia, con 1 o 2 motores utilizados, se procede primero a realizar ensayos en vacío con el tacómetro. En la Figura B.17, se presenta un ensayo en vacío reversa para distintas velocidades con corrientes en el Maestro y el Esclavo. Es posible apreciar que el Esclavo presenta problemas para llegar a la velocidad máxima establecida. En la Figura B.18, se presentan las lecturas obtenidas con el tacómetro. Para las lecturas en carga, la velocidad leída por el inversor era corroborada por aplicaciones como *Wize* y aplicaciones de *GPS* que permitieran también mapear la ruta recorrida. Cabe destacar que la telemetría no fue incorporada si no hasta la prueba en carretera realizada y presente en este documento.



(a)

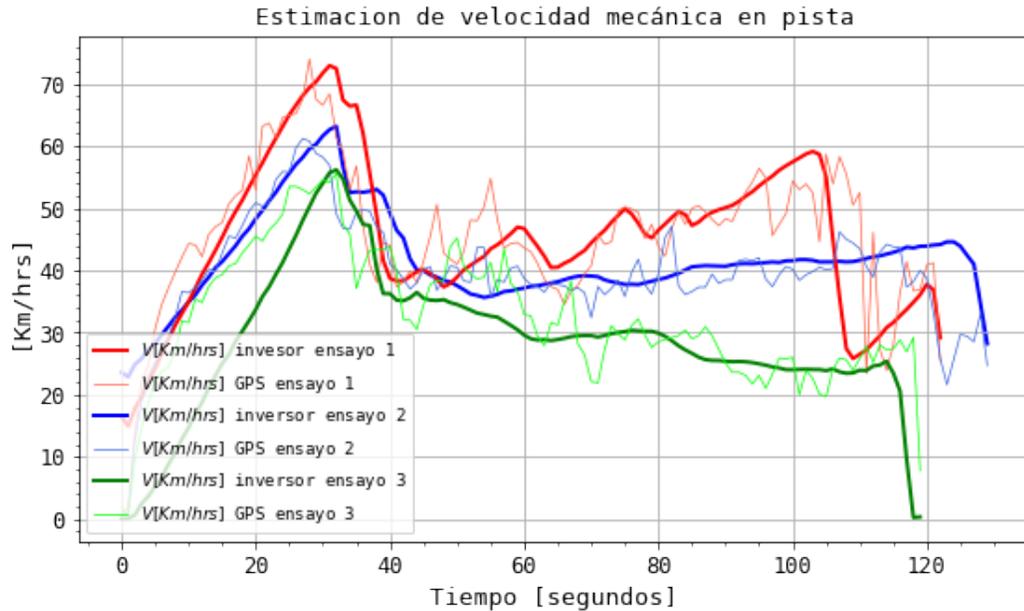
Figura B.17: Ensayo en vacío con tacómetro.



(a)

Figura B.18: Lecturas de velocidad con tacómetro en vacío reversa.

En la Figura B.19, se presentan las lecturas de velocidad para 3 vueltas a la pista de Las Vizcachas, donde se comparan con la velocidad obtenida por una aplicación *GPS* genérica que entregará los datos y del cual requiere de un remuestreo con respecto a la cantidad de datos obtenida con el controlador.

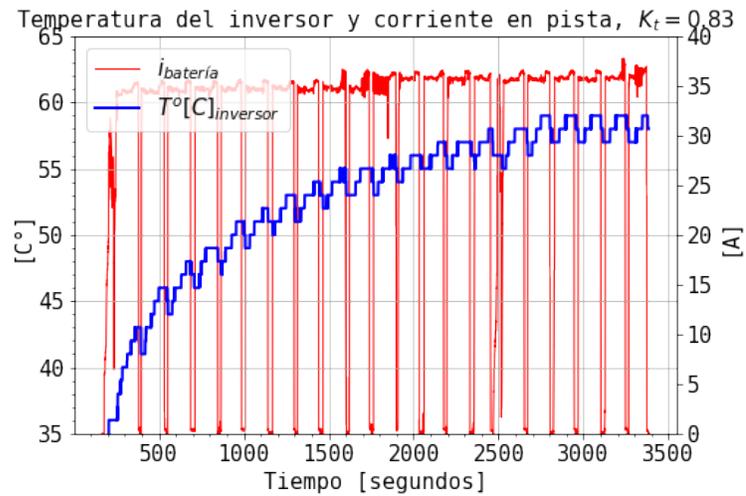


(a)

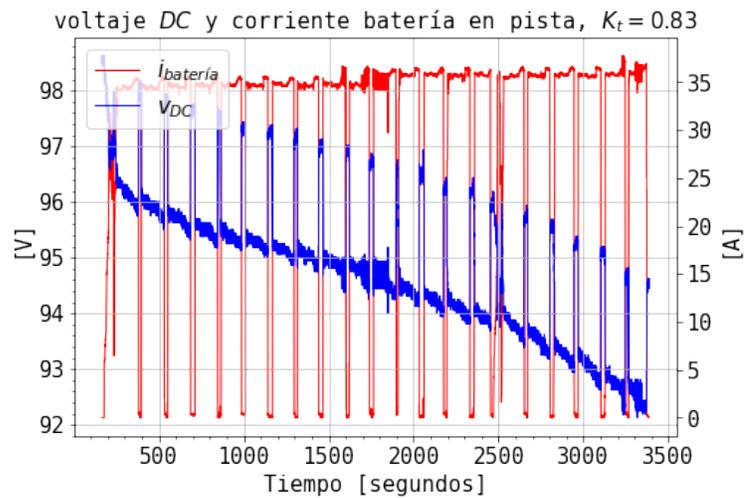
Figura B.19: Ensayo en pista, lecturas de velocidad del inverter y lecturas con aplicación GPS.

B.3. Ensayo en carga, con límite de potencia

En la Figura B.20, se presenta la elevación de la temperatura, la corriente de descarga y la caída de tensión. Como gran mejora, con respecto a trabajar sin límite de potencia, se tiene que el tiempo de conducción aumenta considerablemente, con un ensayo que dura más de 3500 segundos, sin parar. En la Figura B.20a, es posible apreciar que la corriente de descarga es menor que los $40[\text{A}]$ y la temperatura del inverter se estabiliza a una temperatura menor de $60[^\circ\text{C}]$. En la Figura B.20b, se presenta la caída de voltaje *DC* de un máximo de $98[\text{V}]$ hasta $95[\text{V}]$ aproximadamente, sin considerar la caída debido a la descarga de corriente y a la velocidad mecánica.



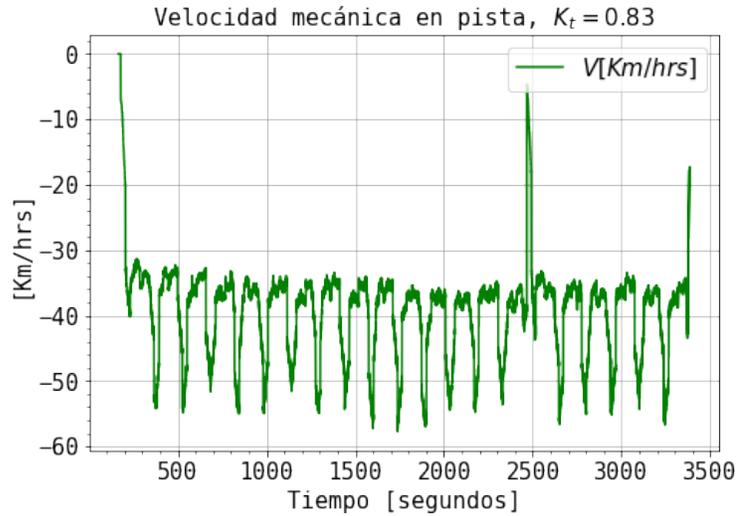
(a)



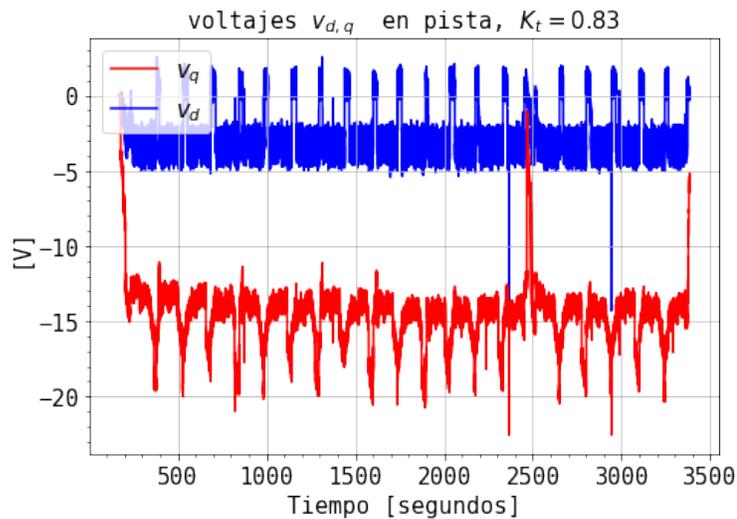
(b)

Figura B.20: Temperatura inversor, corriente batería y voltaje DC , ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

En la Figura B.21, se presenta la velocidad mecánica de salida y los voltajes de fase v_{dq} . Cómo es posible apreciar en la Figura B.21a, la velocidad mecánica alcanza valores mayores a $50[\frac{Km}{hrs}]$ para un ensayo de corrido y en la Figura B.21b el voltaje v_q es proporcional a la velocidad con el mismo signo y v_d es negativa cuando existe demanda de corriente pero 0 cuando no.



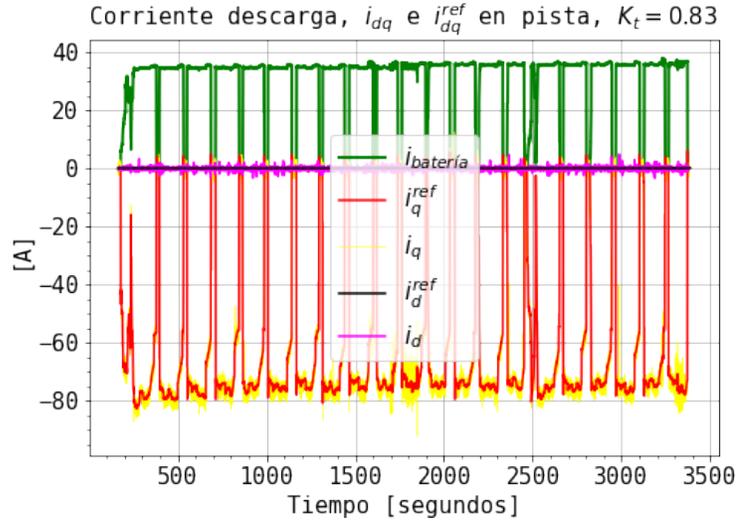
(a)



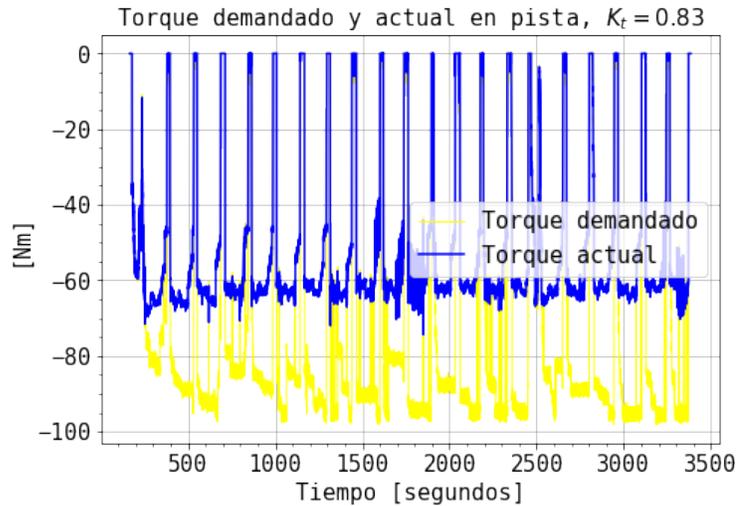
(b)

Figura B.21: Velocidad mecánica y voltaje v_{dq} , ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

En la Figura B.22, se presenta la respuesta de la corriente de descarga, i_{dq} y el torque. En la Figura B.22a, es posible apreciar que la corriente es menor de $40[A]$ positiva e i_q es negativa alcanzando una magnitud menor a $80[A]$ con un error de estado estacionario de $30[\%]$ y con $i_d = 0[A]$. En la Figura B.22b, es posible apreciar como el torque negativo en reversa no llega a la consigna debido al límite corriente y potencia escrita. De esta forma, es necesario acotar el torque *peak* para la constante de magnetización escrita.



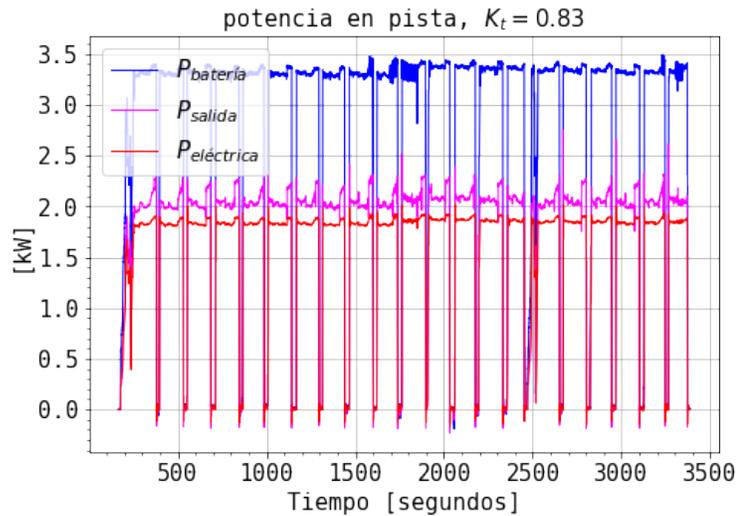
(a)



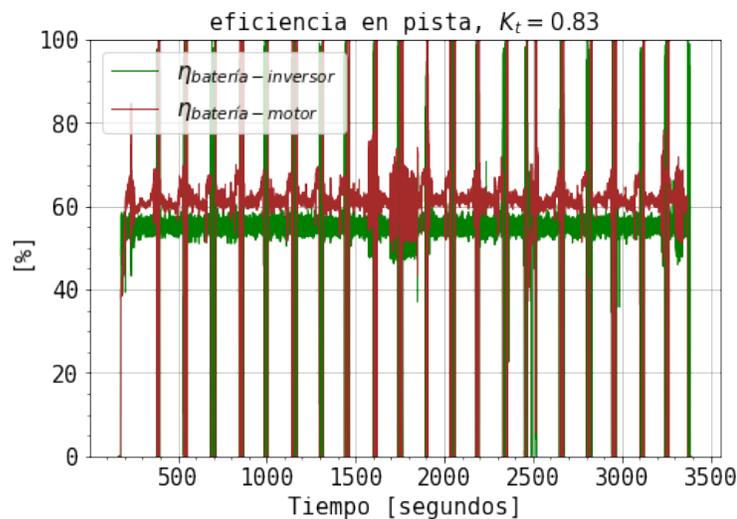
(b)

Figura B.22: Corriente batería e i_{dq} , ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, para el ensayo con límite de potencia y un motor, en la Figura B.23, se presenta la potencia y la eficiencia estimada por el controlador. En la Figura B.23a, es posible apreciar que la potencia de entrada ahora es menor de $4[kW]$, con un valor cercano a los $3.5[kW]$, mientras que la potencia de salida, dependiendo de la constante λ_m es de $2[kW]$ aproximadamente y mayor que la potencia eléctrica que tiene un valor menor y que aplica i_q , que se convertirá en torque pero sin considerar pérdidas. En la Figura B.23b, la eficiencia de salida es mayor que la eléctrica con valores cercanos al $60[\%]$ en ambos casos.



(a)

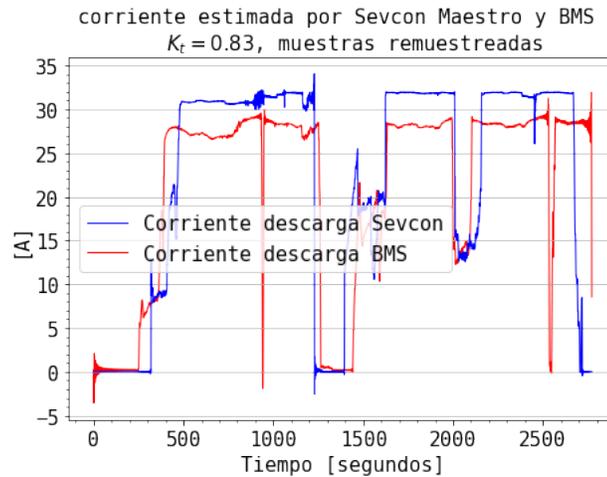


(b)

Figura B.23: Potencia y eficiencia, ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

B.C.1. Estimación de la corriente de descarga

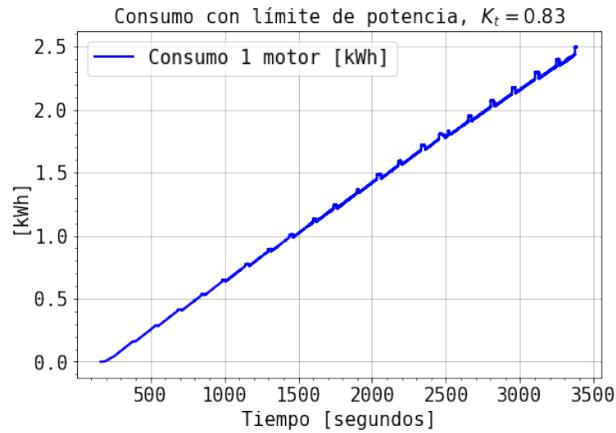
Para validar la corriente de descarga del banco de baterías uno de los aspectos más importantes es la configuración del factor de corrección que el controlador proporciona y que se presenta en el Anexo D.B.9, en la Figura D.21b, para la escritura. En la Figura B.24a, se presenta los resultados re muestreados de la corriente leída con una telemetría aún no completamente instalada entre el *BMS* y el inversor con un factor de corrección al mínimo ($factor = 0.5$). Así, a pesar de que se trabajó con un factor al mínimo, para la configuración y conexiones de fases realizada, existe un desplazamiento de la lectura y que afectará a la estimación de la corriente en el estator, a través de la potencia eléctrica de entrada y la del estator.



(a)

Figura B.24: Estimación de la corriente de descarga de 1 inversor con un factor de corrección al mínimo y el *BMS*.

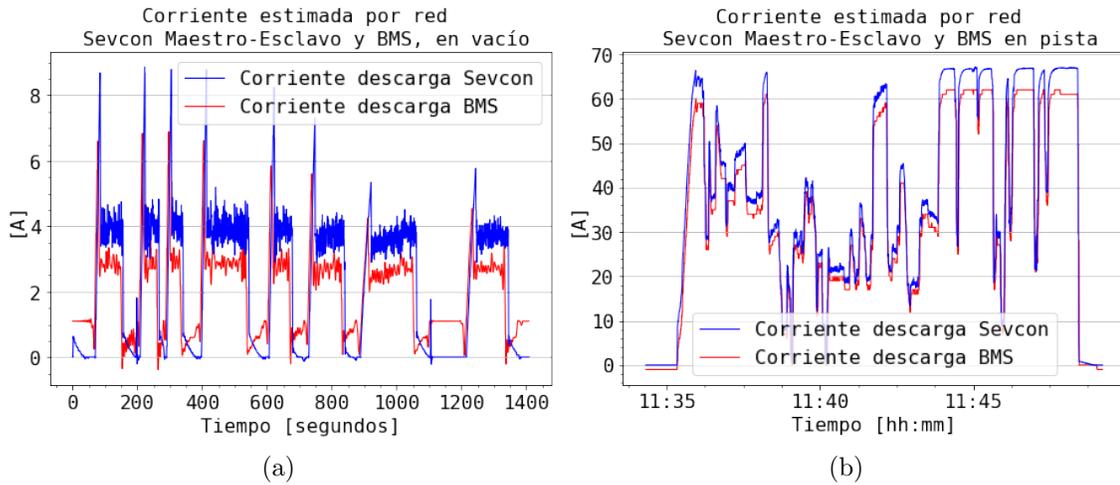
En la Figura B.25, se estima el resultado del consumo energético, para el ensayo en pista presentado con 1 motor y con límite de potencia. Es posible ver que, debido a que no se realizan paradas, el consumo aumenta casi linealmente al trabajar con el límite de corriente presente en la Figura B.22b.



(a)

Figura B.25: Consumo de energía estimada, ensayos en carga con 1 motor y con límite de potencia $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

Por otro lado, para los ensayos realizados que se presentarán en la siguiente sección, se utiliza la configuración Maestro y Esclavo y se posee ya una telemetría más o menos desarrollada. Así, en la Figura B.26, se presentan los resultados de la estimación de la corriente total de descarga realizada por los 2 controladores funcionando en vacío y en pista, con un factor de corrección al mínimo y con límite de potencia.



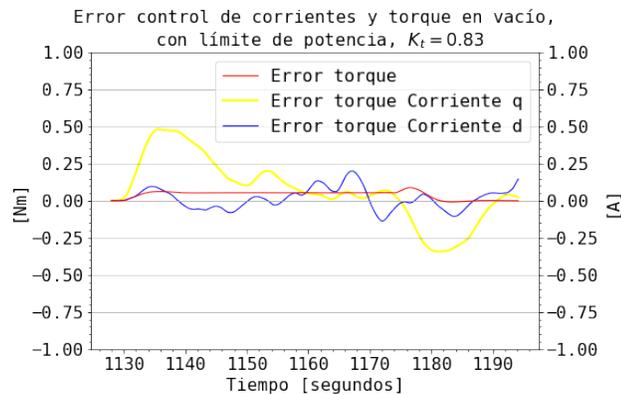
(a)

(b)

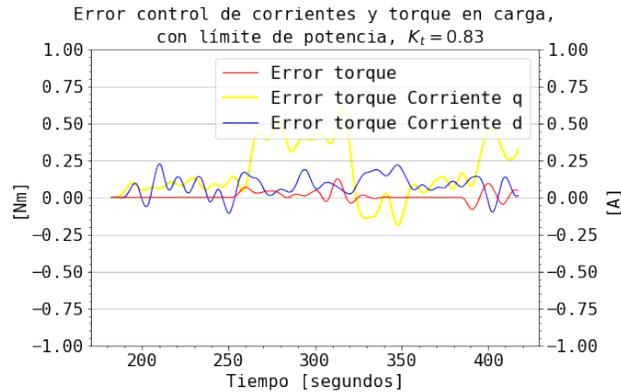
Figura B.26: Estimación de la corriente de descarga total en vacío y en carga de los 2 controladores con un factor de corrección al mínimo y el *BMS*.

B.C.2. Control *PI*

Finalmente, la sintonización de las ganancias del control *PI* para el lazo interno de corriente y velocidad, se realizó en pista, con la carga del vehículo y que permitiera la puesta en marcha. En la Figura B.27, se presentan los resultados del error para el lazo interno de corriente y el torque, en vacío y en carga. En la Figura B.27a, es posible apreciar que en vacío, el torque e i_d presentan un error menor del 5[%], Mientras que i_q alcanza valores mayores al 25[%] y menores al 50[%]. En la Figura B.27b, es posible apreciar que los errores son similares que en vacío y se deben principalmente a la poca robustez paramétrica con la que es escrito el registro del inversor, en cuanto a la inductancia y la constante de magnetización, la cual es la principal variable que se está manipulando en el presente trabajo. Este detalle del trabajo, sin embargo, no fue realizado con tal de reducir el error, sino que con la finalidad de hacer partir el vehículo. Con corrientes y torque que si siguen la referencia y que si fue logrado de manera satisfactoria.



(a)



(b)

Figura B.27: Error de control *PI* lazo interno de corriente i_{dq} y torque.

B.C.3. Aplicación de datos en el entorno de Simulación

Es posible la aplicación de datos reales en el entorno de simulación desarrollado en la sección 3.3. En la Figura B.28, se presenta la aplicación de los resultados del ensayo de la sección B.3, donde se realiza un remuestreo del torque aplicado real del motor y se aplica como una demanda al modelo. En la Figura B.28a, se presenta como la demanda y el torque aplicado en el modelo son similares, esto, debido al control del lazo interno de la corriente y a la configuración realizada de la constante de magnetización, tanto en la configuración para el ensayo, como en el modelo eléctrico del entorno de simulación. Luego, en la Figura B.28b, se presentan los resultados de carga y del observador obtenidos con la aplicación de la demanda de torque real, la velocidad mecánica real e i_q . El torque de carga del modelo obtenido con el torque real aplicado, es similar al resultado del observador del modelo y al resultado del observador con los datos w_m, i_q de ensayos. Por otro lado, la carga es menor que el torque aplicado en el motor y los resultados presentan oscilaciones asociadas al perfil de elevación aplicado de la Figura B.28c, que no es real, asociado a la pista.

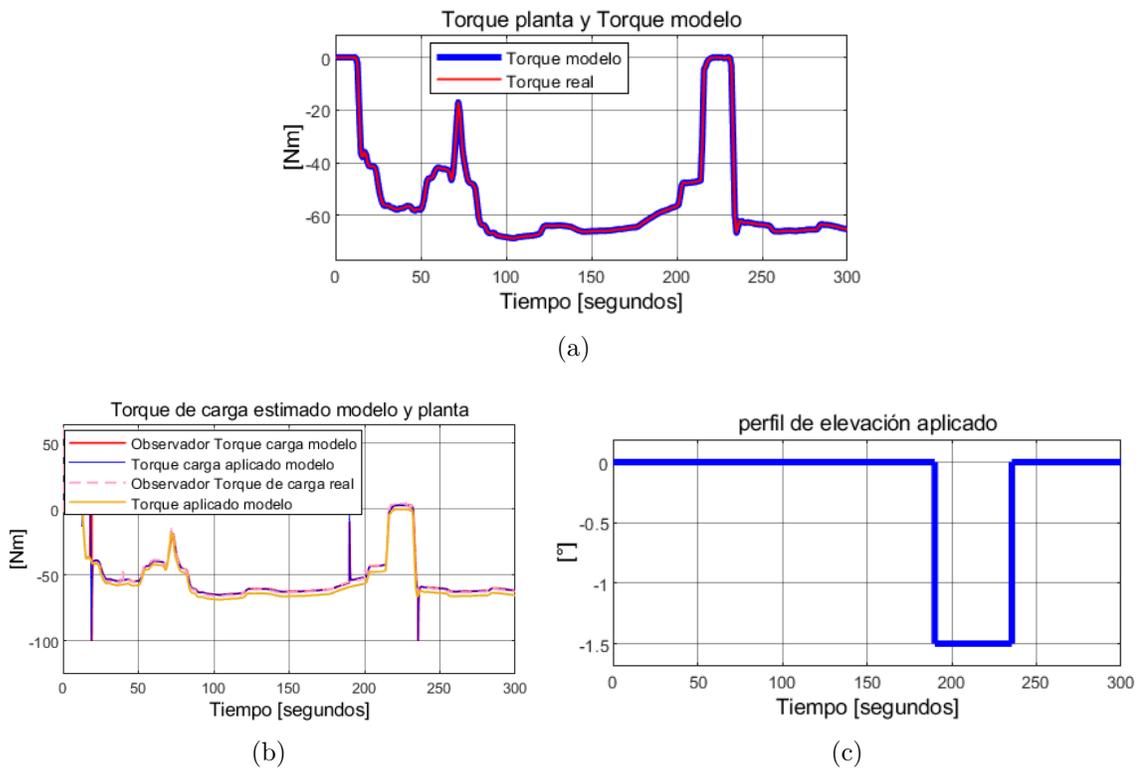
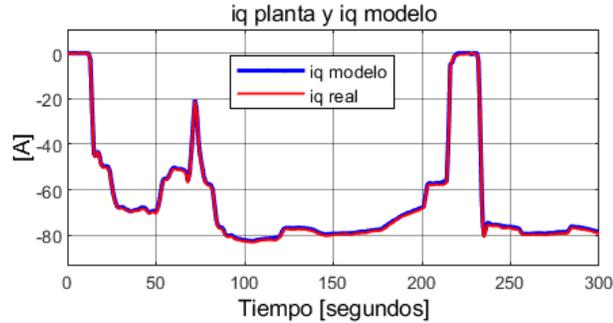
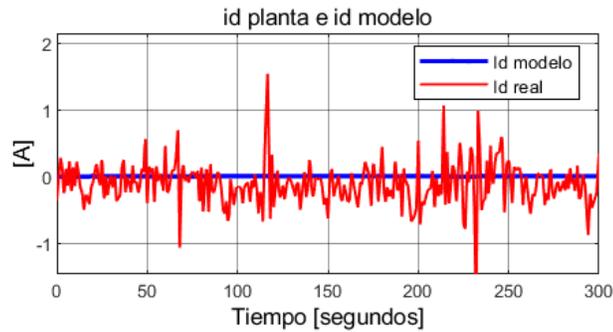


Figura B.28: Torque del motor, torque carga y observador, para aplicación de datos reales en entorno de simulación.

Después, en la Figura B.29, para los resultados de corriente i_{dq} , debido a la conversión lineal 3.4, los resultados de la corriente i_q del modelo con la real en la Figura B.29a, son similares, presentando un error de estado estacionario de 40[%]. Al calcular el $RMSE$, es similar al que se obtiene en los resultados de la planta. Para la corriente i_d , el resultado del modelo tiene una magni menor que la real con ruido, donde se tiene que $i_d = 0$ para un funcionamiento sin debilitamiento de campo.



(a)



(b)

Figura B.29: Corrientes i_{dq} , para aplicación de datos reales en entorno de simulación.

Luego, en la Figura B.30, se presentan los resultados de la velocidad obtenido por el modelo y los voltajes de fase v_{dq} . En la Figura B.30a, se tiene que la velocidad mecánica del modelo es similar a la real y que se debe principalmente a la sintonización de los parámetros de carga C_r y k del modelo de carga 3.1.2, que se realizó, luego del ensayo sin límite de potencia, donde se trabaja aún con 1 motor moviendo 700[Kg], no se tenía un vehículo con las 4 puertas y existen problemas con la convergencia de las 4 ruedas. Luego, en la Figura B.30b, es posible apreciar que el voltaje v_d , es similar al real, mientras que para v_q , en la Figura B.30c es mayor que el real, debido principalmente a la respuesta del inversor implementada en 3.3, que amplifica la señal de salida del controlador PI .

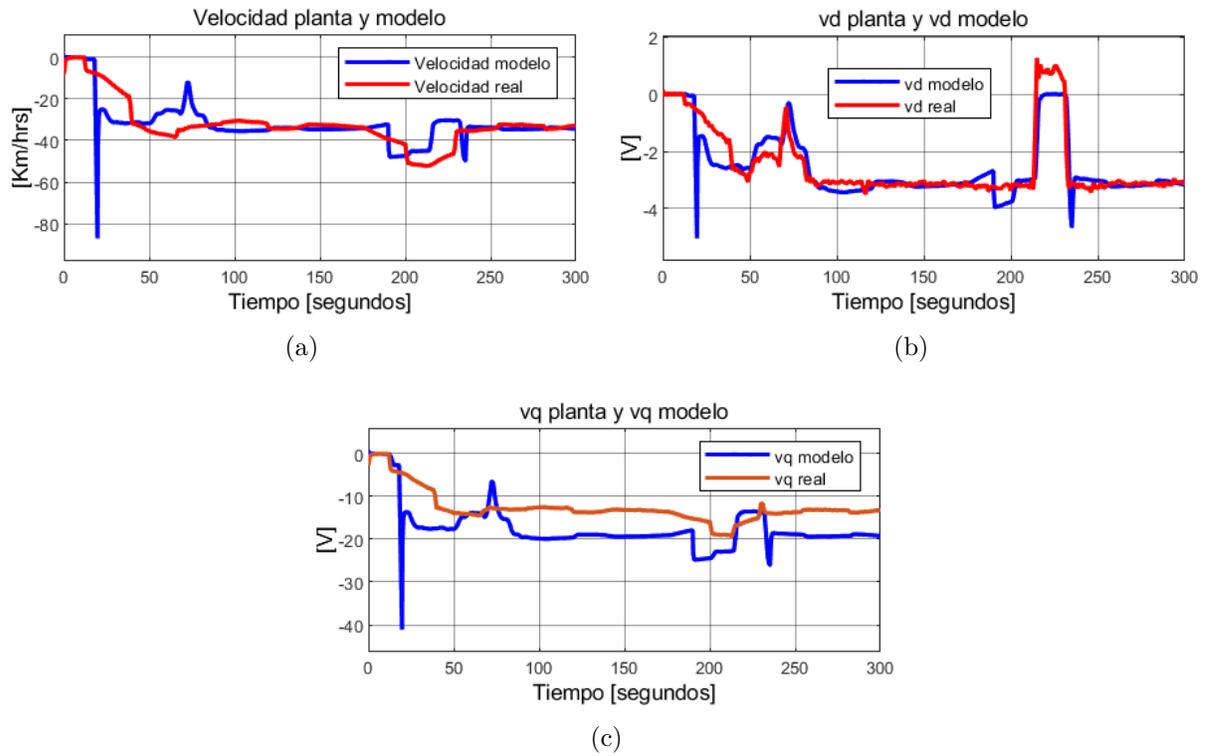


Figura B.30: Velocidad mecánica w_m y voltajes v_{dq} , para aplicación de datos reales en entorno de simulación.

En la Figura B.31, se presentan los resultados para la corriente de descarga y el voltaje DC . En la Figura B.31a, es posible apreciar como aplica la ecuación presentada en 3.16, utilizando $K_{bateria} = \frac{72}{\sqrt{3} \cdot 106}$, que relaciona el voltaje de placa DC y de fase del motor, con la alimentación DC del banco de baterías. En la Figura B.31b es posible apreciar que el voltaje DC del modelo no caracteriza la caída de tensión debido a la caída de tensión debido a la velocidad del rotor y a la descarga de corriente.

Finalmente, en la Figura B.32, se presenta la potencia obtenida con el modelo al aplicar un perfil de torque actual de la planta. En la Figura B.32a y en B.32c, la potencia modelada es similar a la real, mientras que en B.32b la potencia eléctrica es mayor que la real, debido a la respuesta del inversor al aumentar v_q .

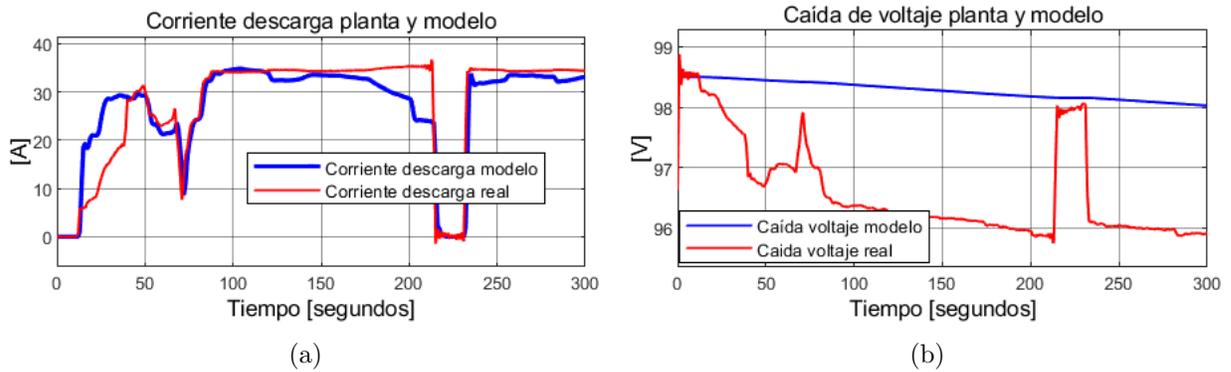


Figura B.31: Corriente de descarga y voltaje *DC*, para aplicación de datos reales en entorno de simulación.

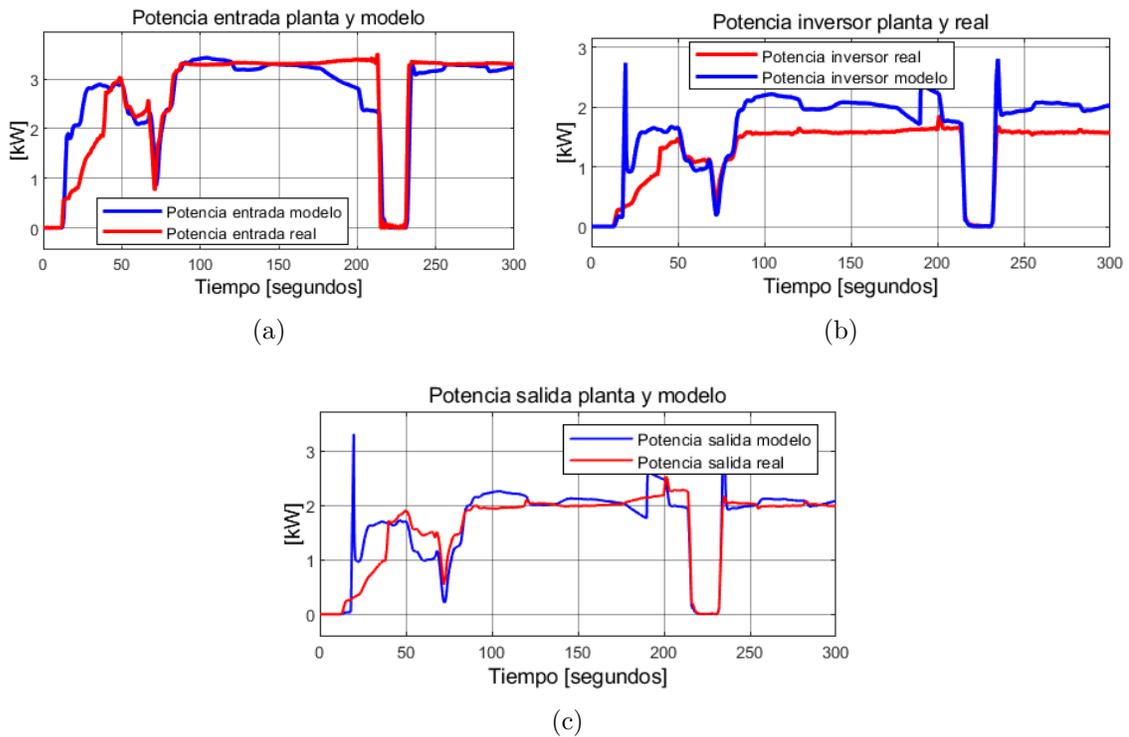


Figura B.32: Potencias para aplicación de datos reales en entorno de simulación.

B.4. Ensayo Maestro y Esclavo

Una vez realizados los ensayos con solo 1 motor y controlador operando y luego de que se comprara otro controlador *Sevcon*, se procedió a realizar la configuración y los ensayos con la topología Maestro y Esclavo. Se presentarán exactamente 3 ensayos, de los muchos realizados para la configuración del Maestro y el Esclavo. Específicamente, se presentará 1 ensayo corto que consistió en dar vueltas a la pista las Vizcachas sin sobre exigir el acelerador, luego, se presentará un ensayo en la misma pista, pero sobre exigiendo el sistema, para luego, finalmente presentar el ensayo en carretera realizado.

B.D.1. Ensayo en pista las Vizcachas sin sobre exigir el sistema

Para una configuración inicial del Maestro y el Esclavo, se debe realizar un ensayo de prueba del sistema para ver como ha mejorado la operación del mismo, con respecto a la utilización de 1 solo motor funcionando para la tracción. En la Figura B.33, se presenta la caída de tensión y la corriente de descarga de los controladores Maestro y Esclavo. En la Figuras B.33a y B.33b, el voltaje *DC* tiene un máximo de 111[V], donde el Maestro tiene picos de corriente mayores que el Esclavo.

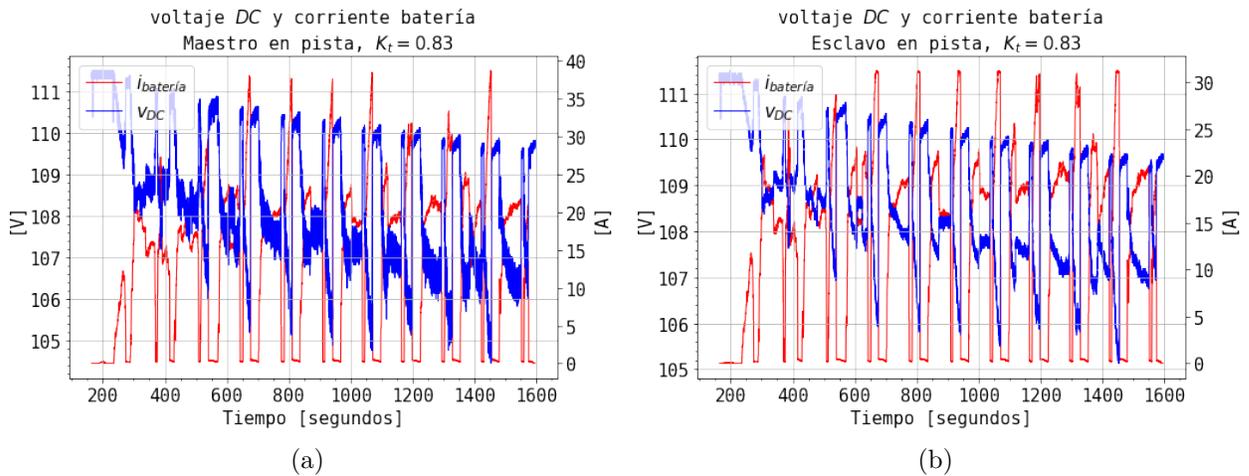


Figura B.33: Corriente batería y voltaje DC, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en la Figura B.34, se presenta la elevación de la temperatura, con la descarga de la corriente de cada controlador. Para un ensayo de aproximadamente 1600 segundos, es posible apreciar que la elevación de la temperatura llega hasta $46[^\circ]$ solamente y la corriente del Maestro alcanza *peak* mayores que el Esclavo.

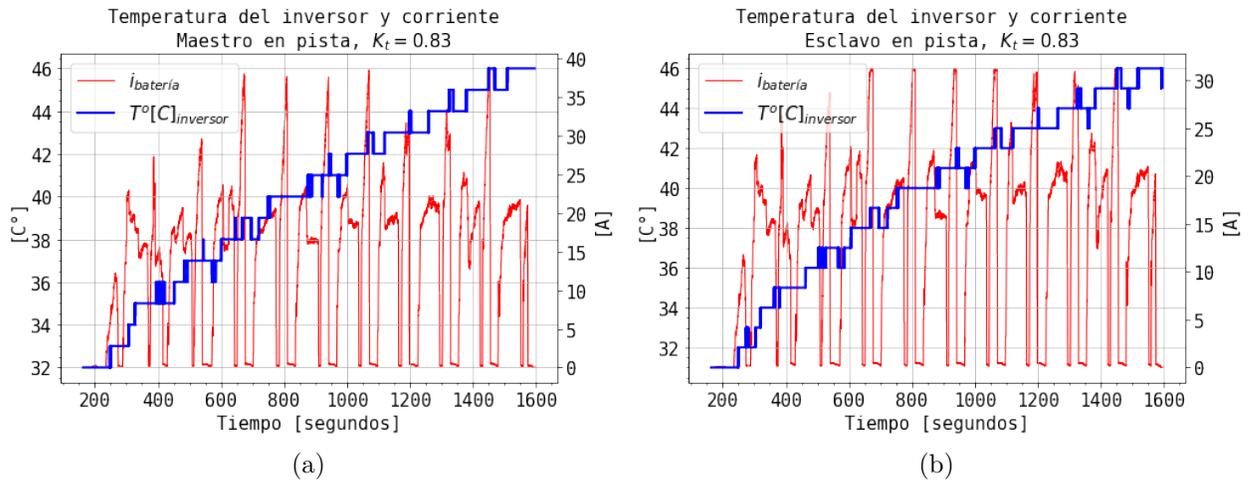
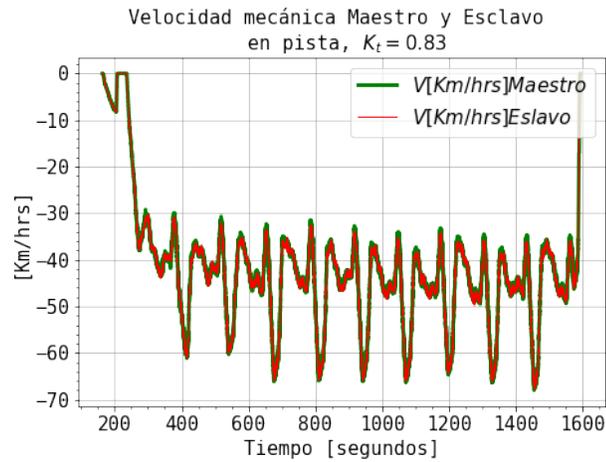
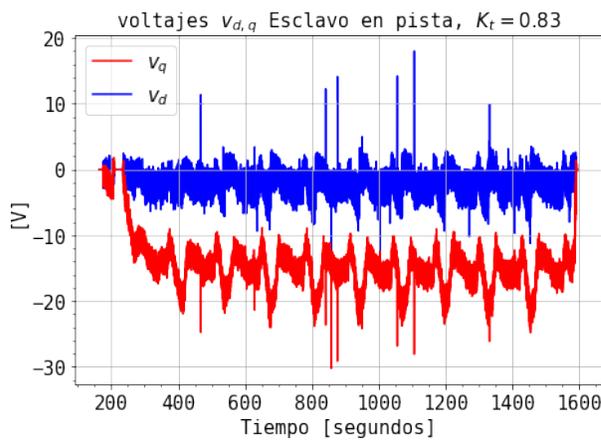


Figura B.34: Temperatura y corriente batería, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

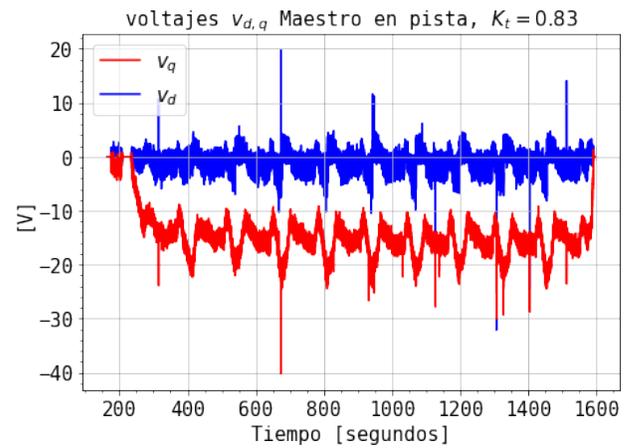
En la Figura B.35, se presenta la respuesta de la velocidad y el voltaje de fase para cada motor operando en pista. En la Figura B.35a, cómo se controla el torque con el acelerador, la carga de la pista y el peso de vehículo controlan la velocidad y que es igual en ambos motores. Luego, en la Figura B.35b y B.35c, se presentan los voltajes v_{dq} del Maestro y el Esclavo, donde v_d oscila con respecto a 0 y el voltaje v_q es proporcional a la velocidad con el mismo signo negativo.



(a)



(b)



(c)

Figura B.35: Velocidad mecánica y voltaje v_{dq} , ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{\text{rad/seg}}]$.

En la Figura B.36, se presenta la respuesta de corriente de la planta del Maestro y el Esclavo. En las Figuras B.36a y B.36b, se presenta como los de corriente de descarga del banco son mayores en el Maestro. La corriente $i_d = 0$ y la corriente i_q aplicada es levemente mayor en magnitud en el Maestro, pese a que las referencias son similares, proporcional a la descarga de corriente.

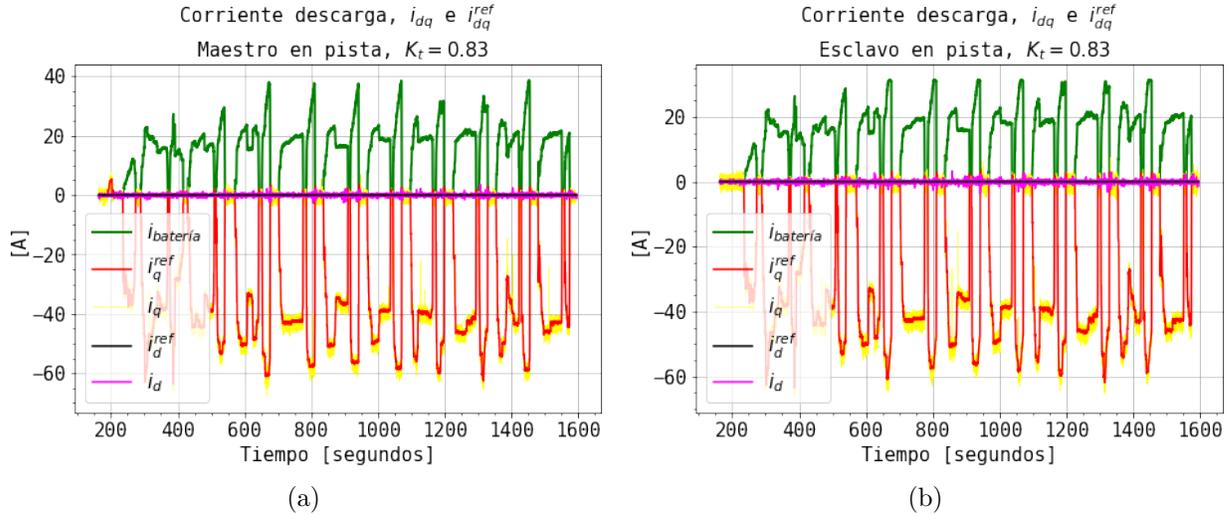


Figura B.36: Corriente descarga y corriente i_{dq} , ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

En la Figura B.37, se presentan los torque demandados y aplicados del Maestro y el Esclavo, donde básicamente la respuesta es la misma y en los *peak* de corriente de descarga, existe una diferencia del torque aplicado en el motor.

En la Figura B.38, se presentan las potencias de la planta para el ensayo del Maestro y el Esclavo. En particular, debido a los *peaks* de corriente, en la Figura B.38a, el Maestro alcanza la potencia máxima de $4[kW]$, mientras que el Esclavo en la Figura B.38b, tiene unos picos de magnitud de unos $3.5[kW]$ aproximadamente. Después, para la potencia electrica y mecanica ocurre lo mismo en los picos de descarga, donde el Maestro entrega mayor potencia.

En la Figura B.39, se presenta el cálculo de la eficiencia y la potencia, donde en la Figura B.39b, la eficiencia batería-motor del Esclavo es mayor que la del Maestro en la Figura B.39a. Tienen la misma velocidad mecánica de salida, pero los *peaks* de corriente de descarga son menores en el Esclavo. Por otro lado, las eficiencias eléctricas del estator en el Maestro y el Esclavo son similares y son aun más cercanas al $60[\%]$ que para el caso con un motor.

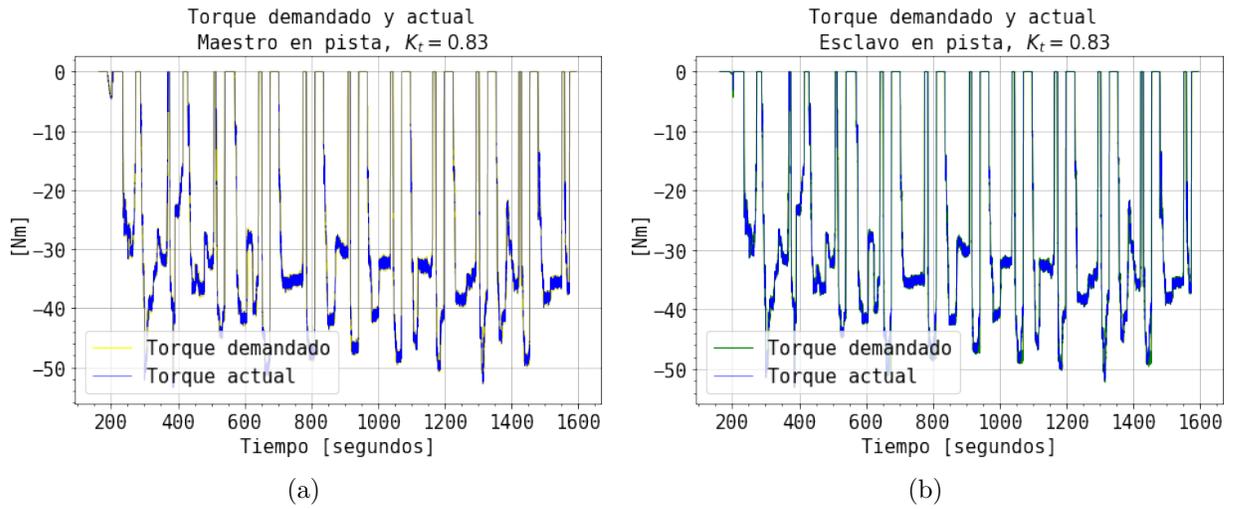


Figura B.37: Torque aplicado y demandado, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

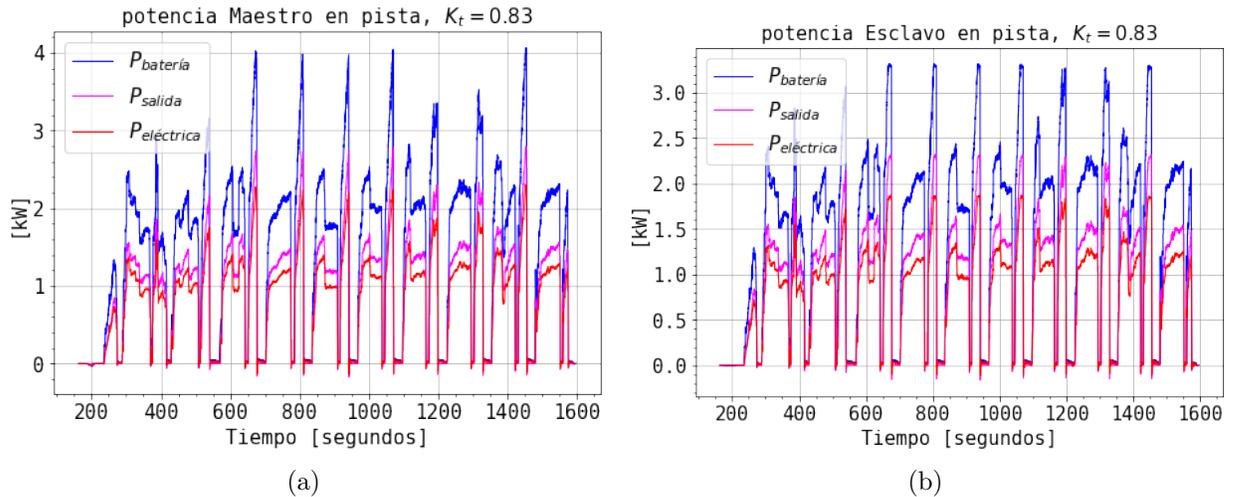


Figura B.38: Potencia de entrada, eléctrica y de salida, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

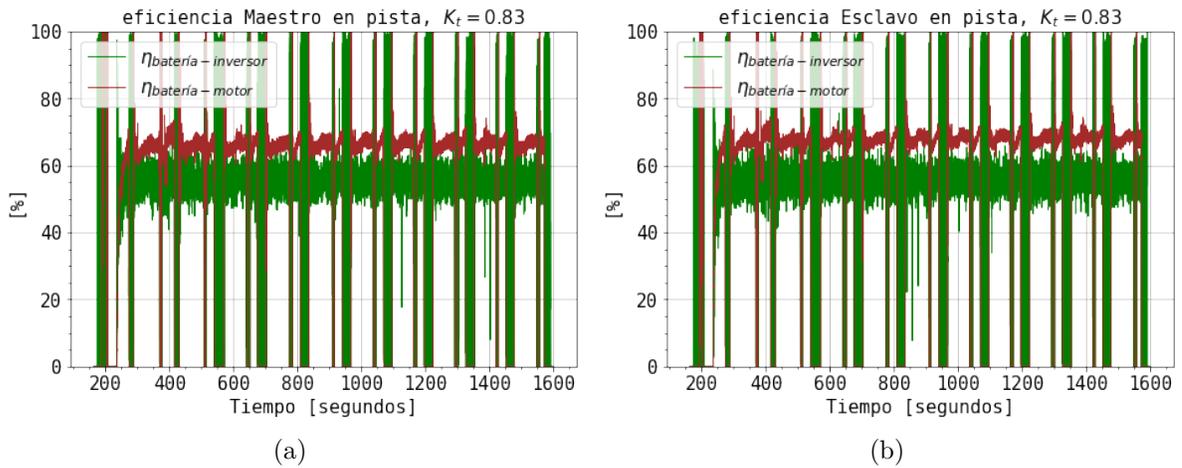


Figura B.39: Eficiencia, ensayos en carga con controladores Maestro y Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

B.D.2. Ensayo en pista las Vizcachas sobre exigiendo el sistema

Una vez se realizan ensayos sin mucha demanda de corriente aplicada a los motores, es necesario analizar la respuesta del Sistema de Tracción aplicando la mayor cantidad de corriente permitida y aumentando el tiempo de recorrido, con tal de analizar las variables obtenidas. De esta manera a continuación se presenta el ensayo realizado con el Sistema Maestro y Esclavo en la pista las Vizcachas buscando dar vueltas a la pista en el menor tiempo posible, antes de poner el vehículo en una carretera real con otros autos.

En la Figuras B.40 y B.41, se presentan la respuesta de la temperatura y la corriente del Maestro y el Esclavo. En los ensayos existen 2 secciones de 5000 segundos y 3000 segundos aproximadamente, que representan la parada, donde se ve la caída de la temperatura y que tiene elevación de temperatura de $46^{[0]}$.

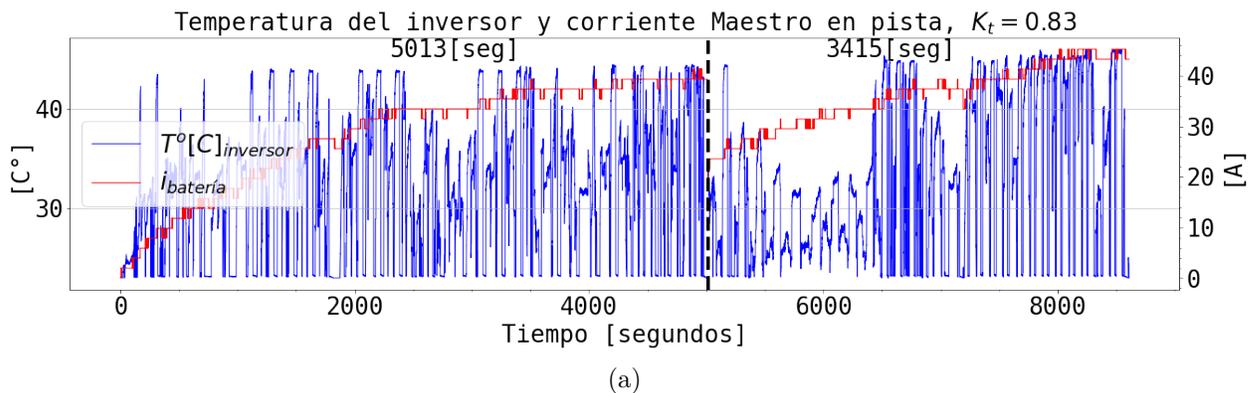


Figura B.40: Temperatura y corriente batería, ensayos en carga con controladores Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

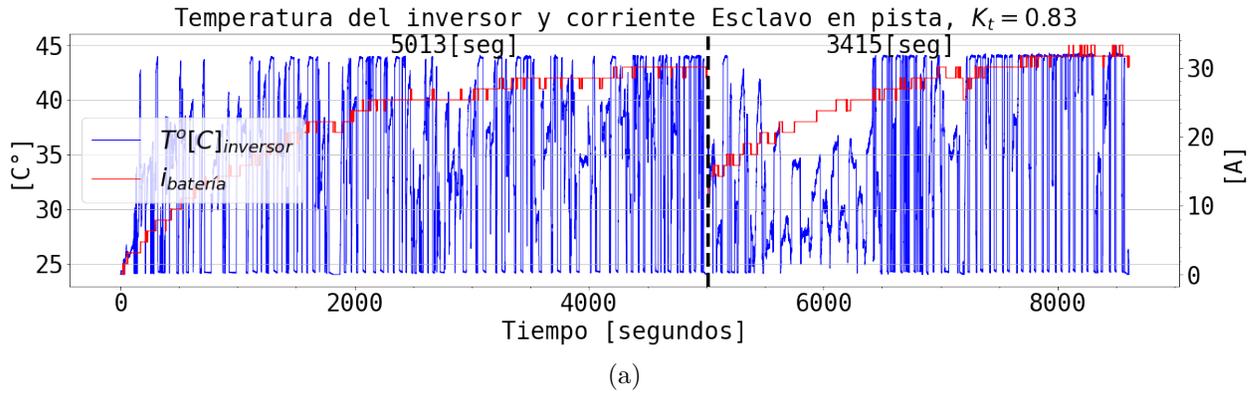


Figura B.41: Temperatura y corriente batería, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en la Figura B.42 y B.43, se presenta la tensión, que varía de $104[V_{DC}]$ a $94[V_{DC}]$, donde para el Maestro, las caídas son más pronunciadas debido a que la corriente de descarga es mayor que el Esclavo.

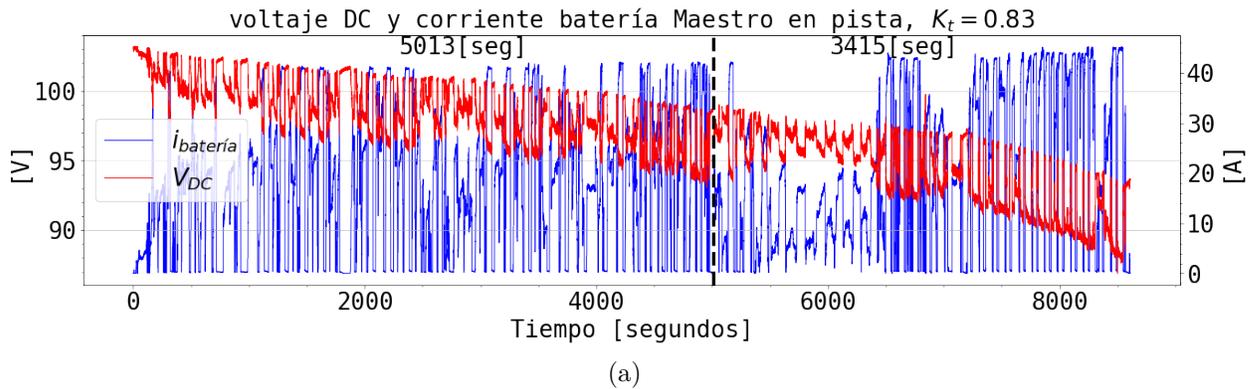


Figura B.42: Voltaje DC corriente batería, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en las Figuras B.44 y B.45, se presentan las 2 secciones de velocidad en el Maestro y Esclavo que son iguales y alcanzar valores de hasta $80[\frac{Km}{hrs}]$, mejorando la respuesta de velocidad del Sistema de Tracción implementado en el presente trabajo.

De manera similar que en los ensayos presentados anteriormente, en la Figura B.46 y B.47, el voltaje v_q , es negativo, similar a la velocidad en reversa con la que se mueve el auto hacia adelante, mientras que el voltaje v_d , es cercana a 0 debido a que no se alimenta la componente del flujo de corriente i_d en $MTPA$.

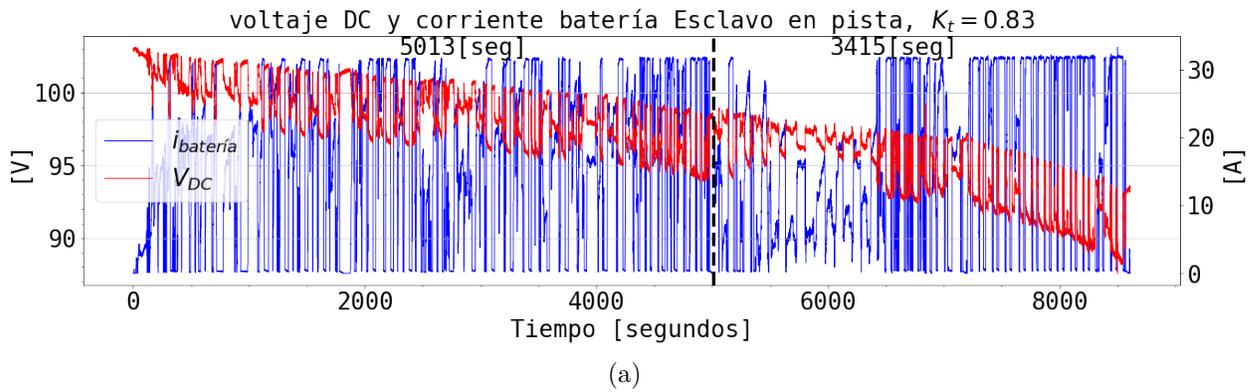


Figura B.43: Voltaje DC corriente batería, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

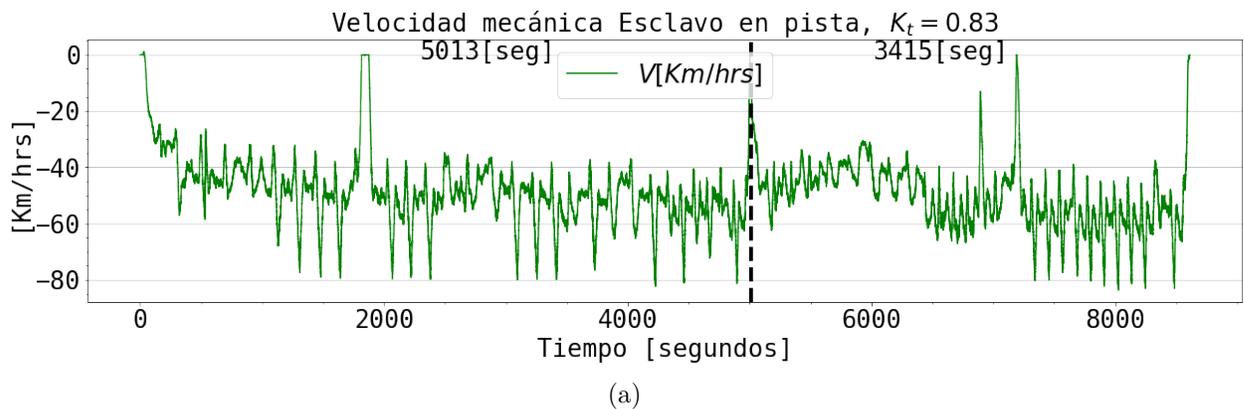


Figura B.44: Velocidad mecánica, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

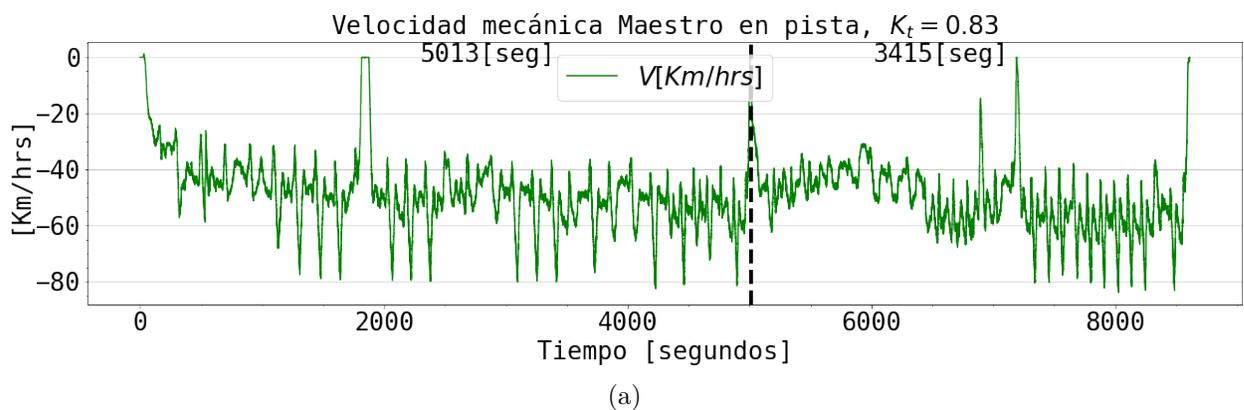


Figura B.45: Velocidad mecánica, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

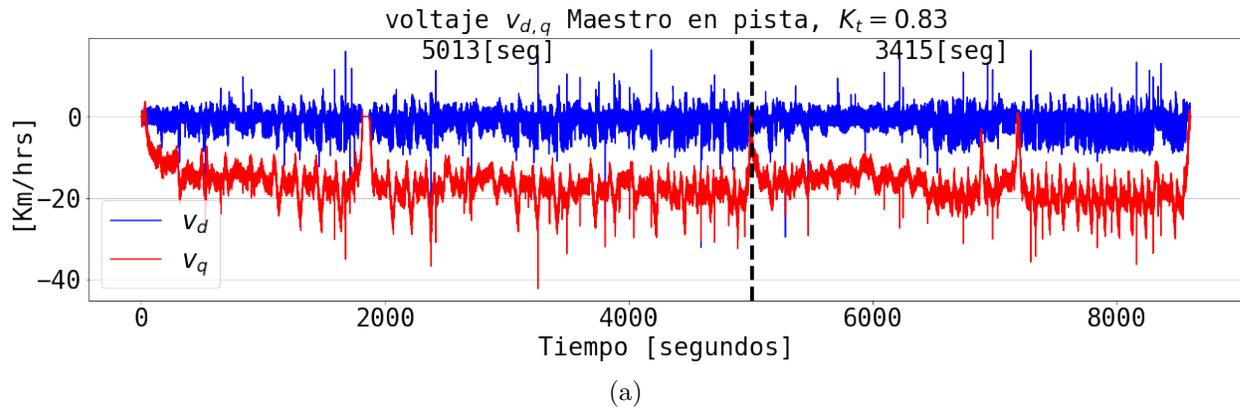


Figura B.46: Voltaje v_{dq} , ensayos en carga con controladores Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

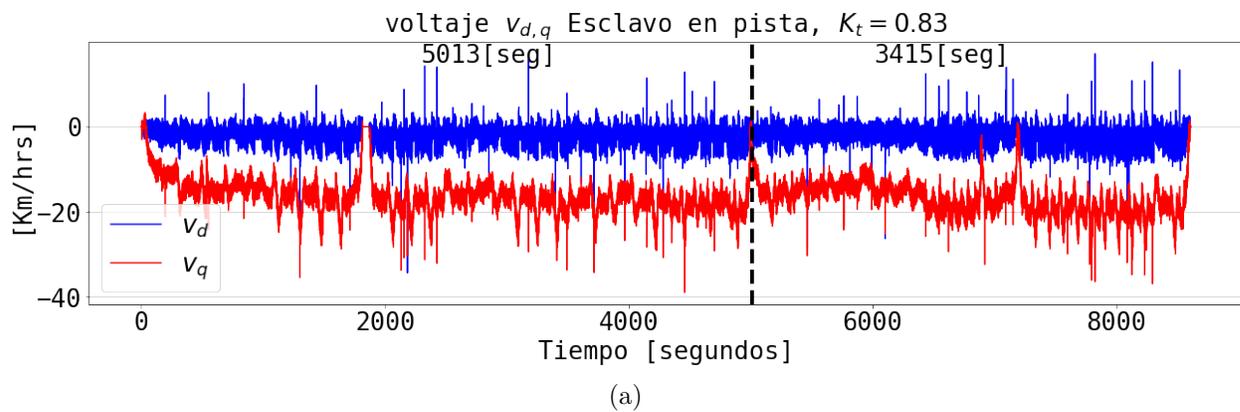


Figura B.47: voltaje v_{dq} , ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

En la Figura B.48 y B.49, se presentan las respuestas de corriente del tren de potencia para el Maestro y el Esclavo. La corriente de descarga en el Maestro es mayor que la del Esclavo, por lo que, la corriente i_q , en el Esclavo, presenta una demanda de corriente menor.

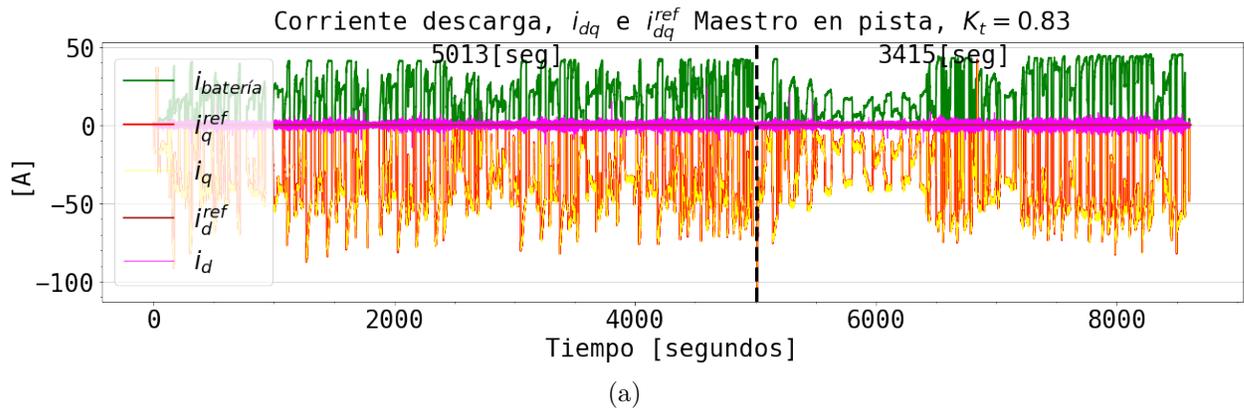


Figura B.48: Corriente batería y corriente i_{dq} , ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

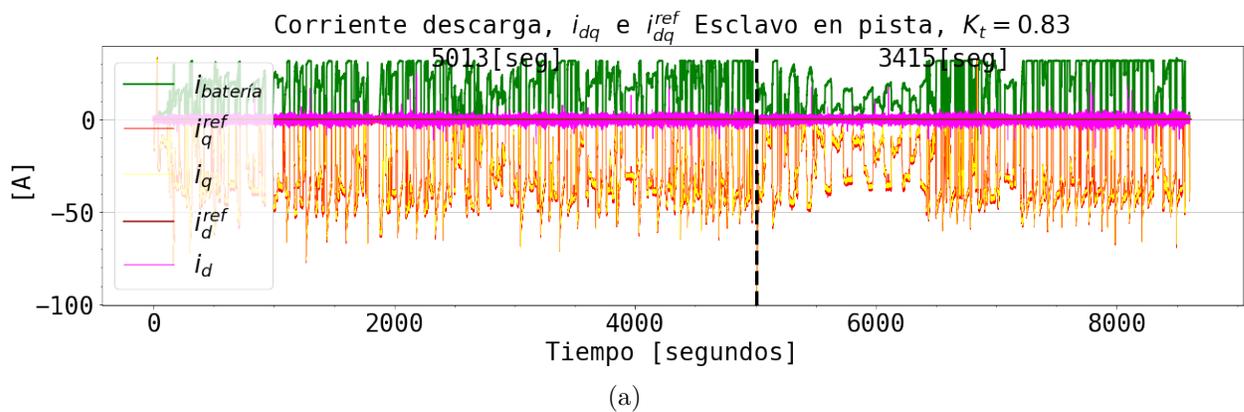


Figura B.49: Corriente batería y corriente i_{dq} , ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

En la Figura B.50 y B.51, se presentan las demandas y el torque aplicado al motor. En particular, en el Maestro es posible apreciar que el torque no llega a la consigna demandada, debido al límite de corriente y el mapa configurado, similar a lo que ocurre en la sección B.3 con 1 motor. Por otro lado el Esclavo, al comunicarse por *CAN* con el Maestro, como se presenta en la Tabla D.4, llega a la referencia que es el torque aplicado en el motor Maestro.

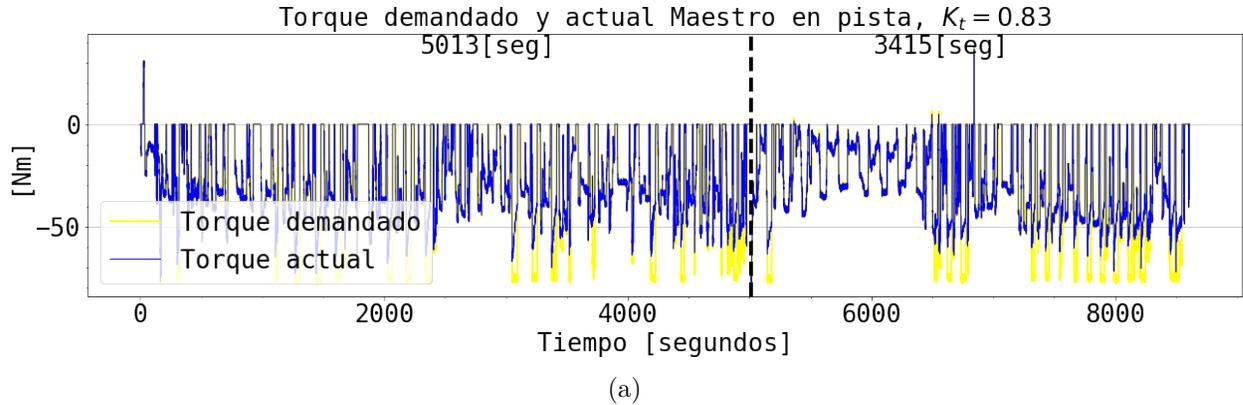


Figura B.50: Torque demandado y aplicado, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

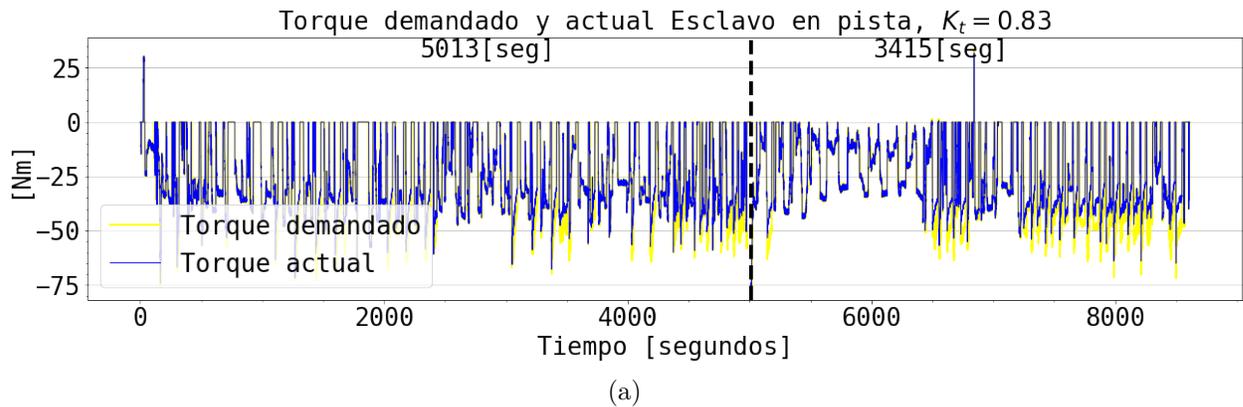


Figura B.51: Torque demandado y aplicado, ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

En las Figuras B.52 y B.53, se presentan los resultados para la estimación de la potencia para cada controlador. Debido a que la demanda realizada por el acelerador ahora es mayor, es posible notar cómo se genera una gran diferencia en la potencia aplicada en cada motor. En el Maestro *peak* la potencia de la batería alcanza los $4[kW]$, mientras que el Esclavo, sólo $3[kW]$ y se debe principalmente a la cantidad de corriente descargada y que no se distribuye de igual forma en cada controlador. Esto en particular genera que la tracción, corriente-torque aplicado en cada motor sea distinto, pero que sin embargo permite mejorar la dinámica del vehículo en pista.

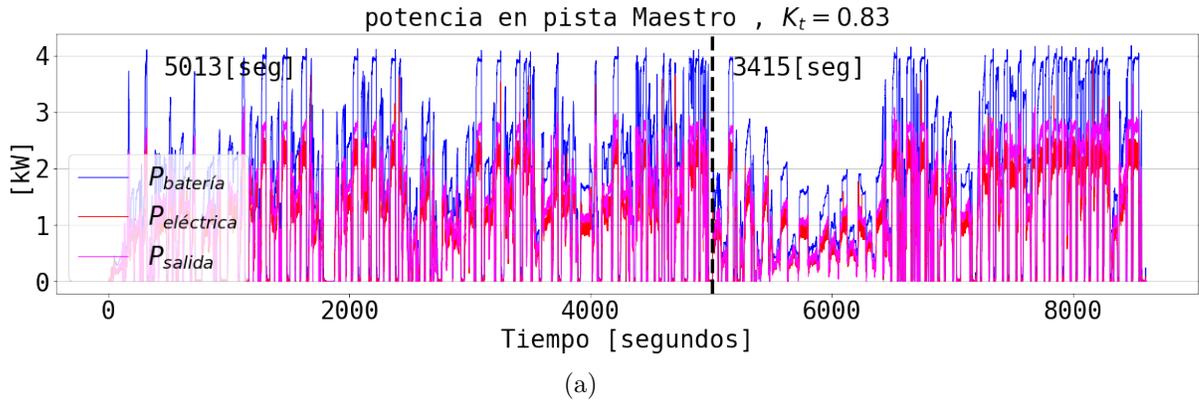


Figura B.52: Potencia de entrada, eléctrica y de salida, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

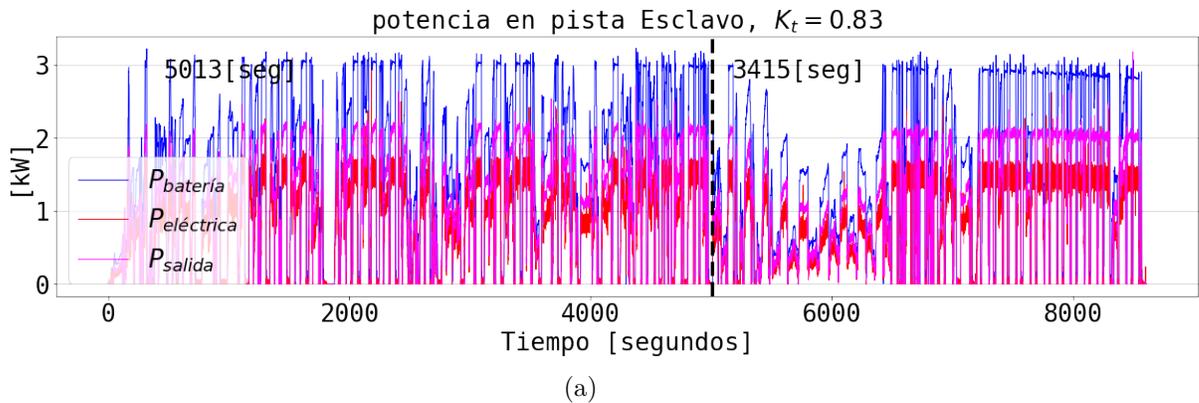


Figura B.53: Potencia de entrada, eléctrica y de salida ensayos en carga con controlador Esclavo y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Finalmente, en las Figuras B.54 y B.55 se presenta la eficiencia del tren de potencia. El Maestro alcanza una eficiencia mecánica estimada menor que el Esclavo, debido a que, en este último aumenta la velocidad con menos corriente de descarga y la eficiencia eléctrica en la armadura es la misma para ambos, alcanzando valores cercanos al 60[%].

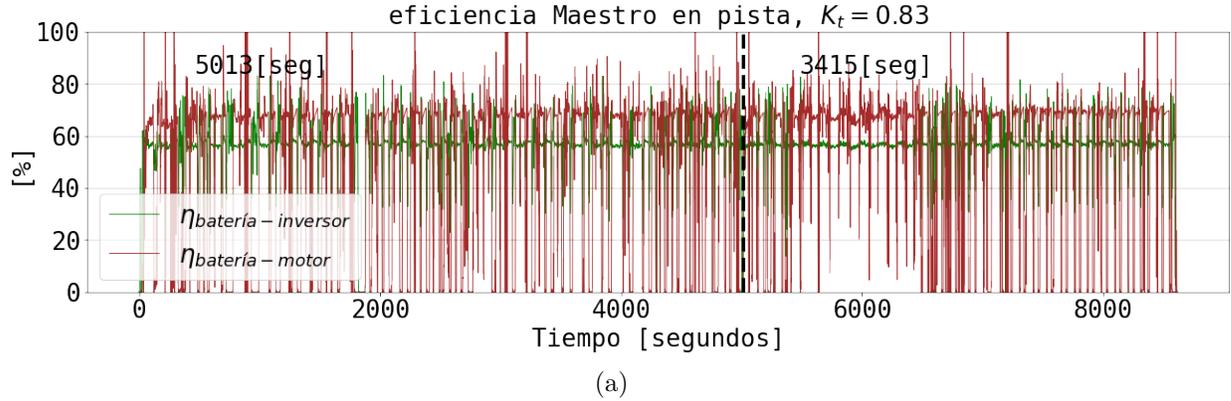


Figura B.54: Eficiencia, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

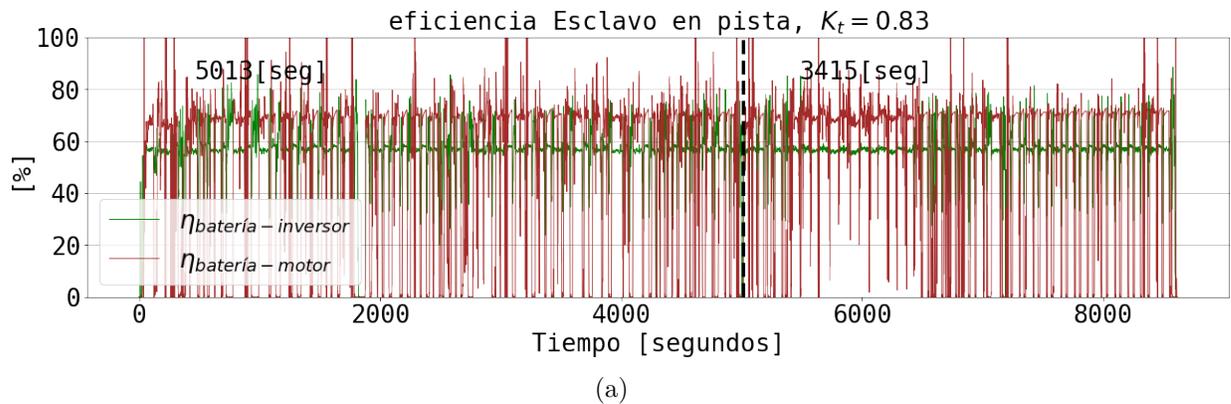


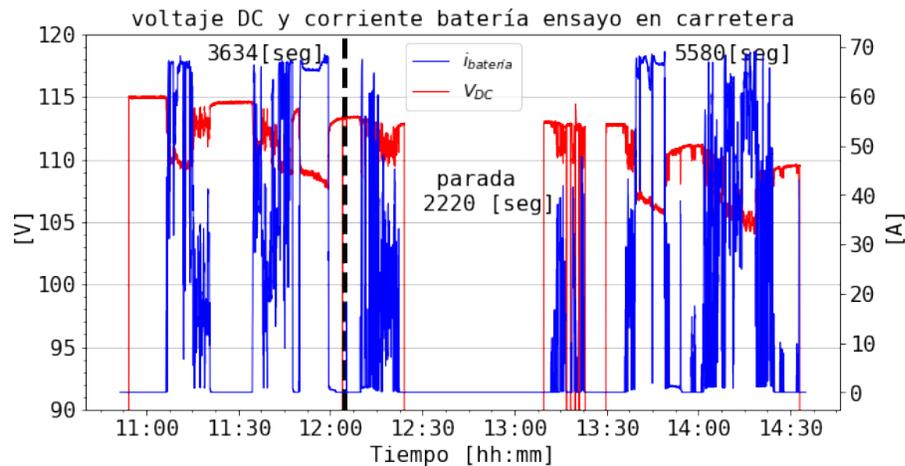
Figura B.55: Eficiencia, ensayos en carga con controlador Maestro y con límite de potencia, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

B.D.3. Ensayo en carretera

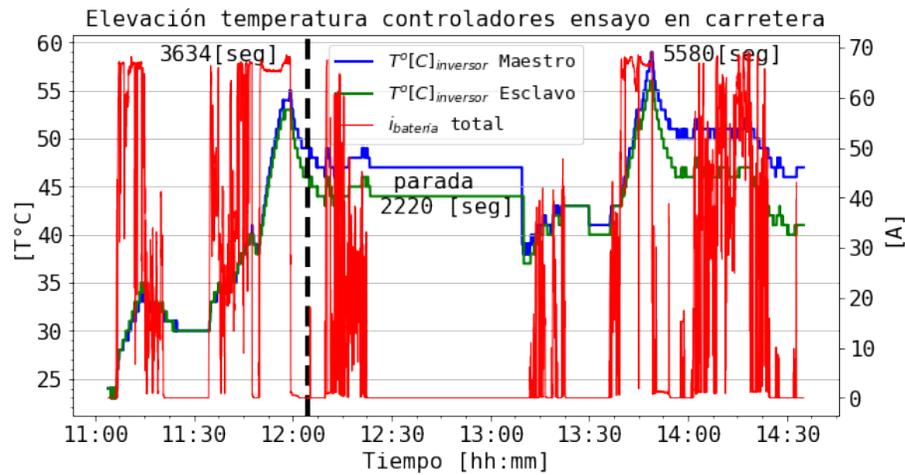
Una vez se cuenta con un Sistema en operación, el tren de potencia instalado con los controlador *Sevcon*, es sometido a una prueba en carretera, específicamente la ruta Santiago-Los Andes.

El ensayo en carretera parte en las Oficinas Administración Autopista Los Libertadores, en en Colina y termina en la Copec cerca de Municipalidad de Calle Larga, en Los Andes Valparaíso y que tiene una duración aproximada de 8000 segundos sumando la ida y la vuelta, sin incluir la parada de segundos de la Figura B.56a, donde la llegada fue de 3634 segundos aproximadamente. Sí incluir las paradas por fallas menores y por el proceso de estacionamiento una vez se llega a Los Andes.

En la Figura B.56a, se presenta la caída de voltaje y la corriente de descarga total realizada por el tren de potencia utilizando los controladores. El voltaje está completamente cargado en 115[V], con una corriente total de descarga de 70[A] y que al momento de la realización del ensayo, tuvo problemas debido a que el registro del *BMS* estaba configurado para cargar con una corriente de corte muy por debajo del máximo de 85[A]. Por otro lado, existieron 2 fallas asociadas al cableado *CAN*, para la comunicación entre Maestro y Esclavo y al encoder del Esclavo, causadas por un cableado endeble básicamente, producto de manipular y sacar modularmente el Sistema de Tracción ya previamente instalado, para que se realicen trabajo de otro tipo en el auto y que no eran producidos en ensayos anteriores. En la Figura B.56b, se presenta la respuesta de temperatura de ambos inversores, la cual es distinta en la vuelta a Santiago, por la diferencia de corriente existente en el tren de potencia y mostrada en secciones anteriores.



(a)

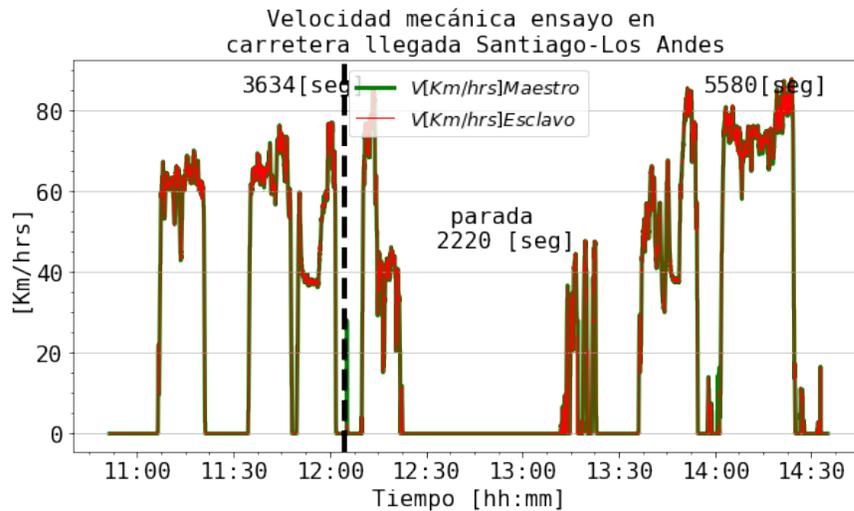


(b)

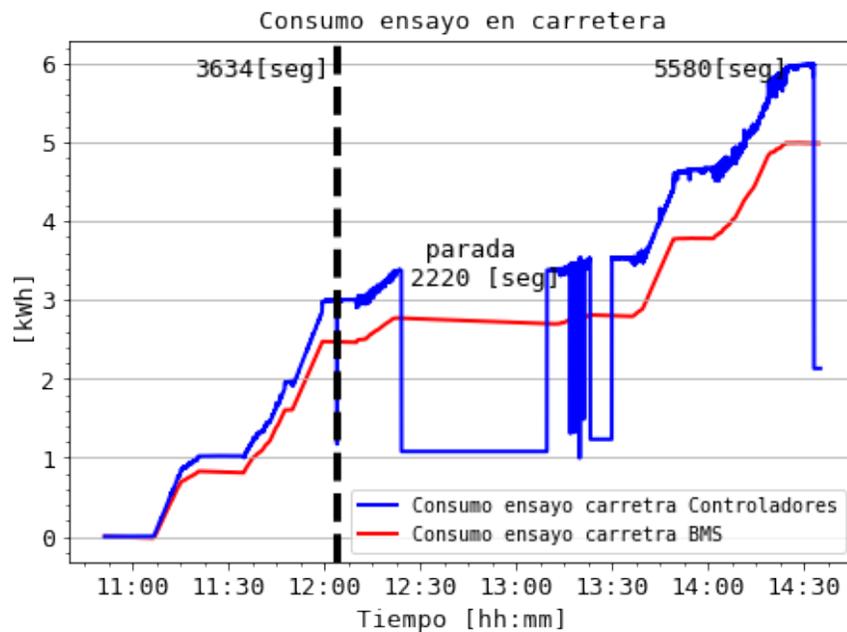
Figura B.56: Voltaje *DC*, corriente batería y elevación de temperatura de controladores, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

En la Figura B.57a, se presenta la velocidad de los controladores, la cual es la misma. La vuelta, presenta velocidades mayores a los 80 $\left[\frac{Km}{hrs} \right]$ y para resultados antes de la parada, es

posible apreciar que existe una caída a $40[\frac{Km}{hrs}]$, antes de las 12AM, debido a la pendiente de la ruta y que es modelada en la sección 3.4. Luego, debido a la diferencia en la estimación de la corriente realizada por los controladores, con un factor de corrección al mínimo y el *BMS*, presentada en la sección B.C.1, en la Figura B.57b, se presentan como con los datos de bruto, el resultado de integrar la corriente según la Ecuación 3.23, producen una gran diferencia en la estimación del consumo.



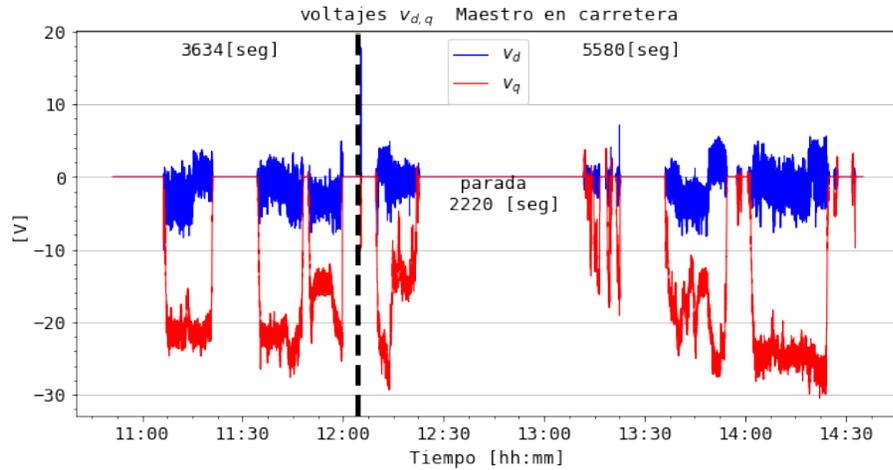
(a)



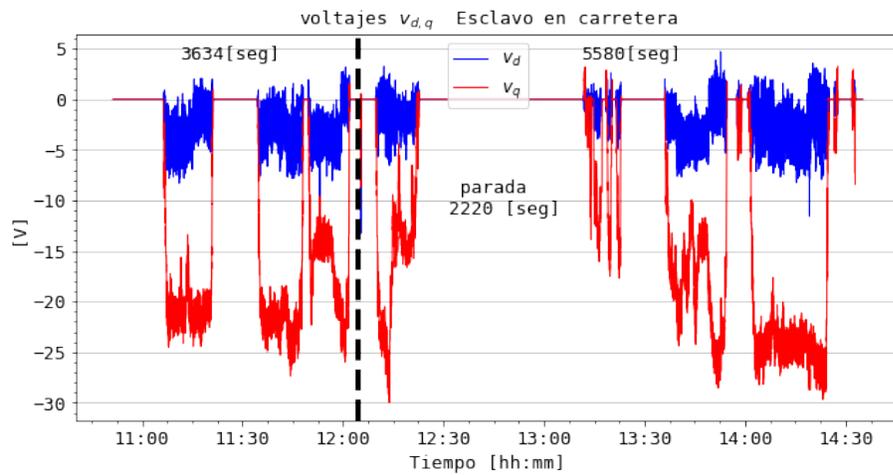
(b)

Figura B.57: Velocidad mecánica y consumo del tren de potencia de red *Sevcon* y *BMS*, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en la Figura B.58, se presenta el voltaje de fase v_{dq} para el Maestro y el Esclavo.



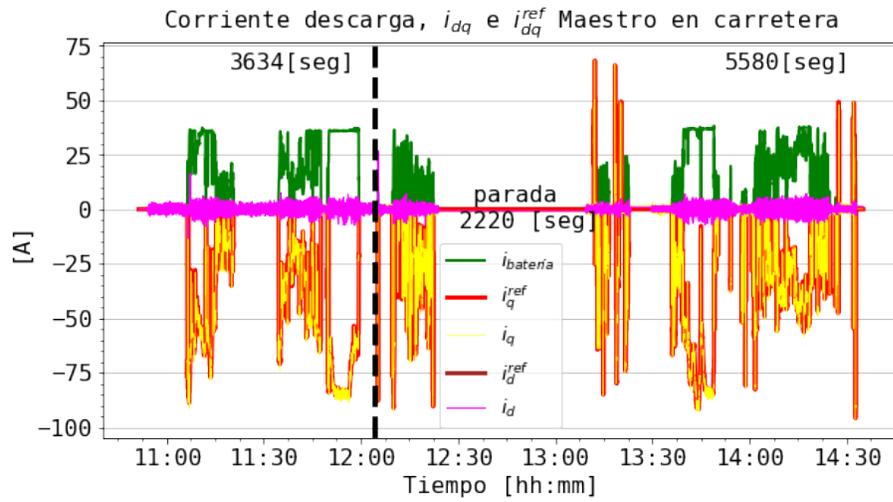
(a)



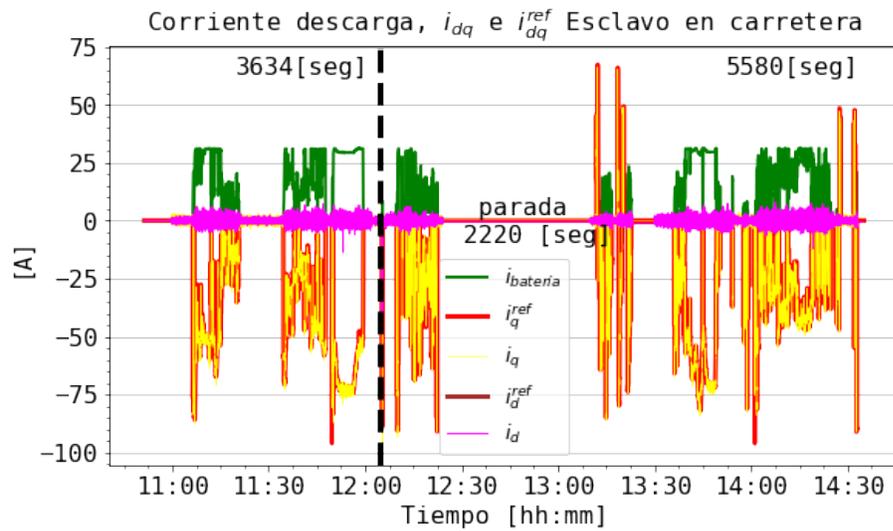
(b)

Figura B.58: Voltaje v_{dq} del tren de potencia por red *Sevcon* y *BMS*, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

En la Figura B.59, se presentan los resultados de la corriente de descarga y corrientes i_{dq} , con resultados similares a los presentados en secciones previas.



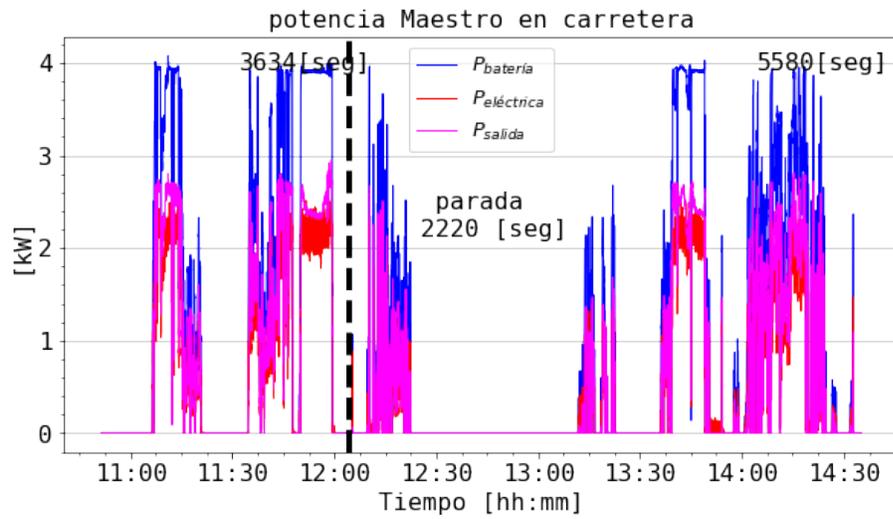
(a)



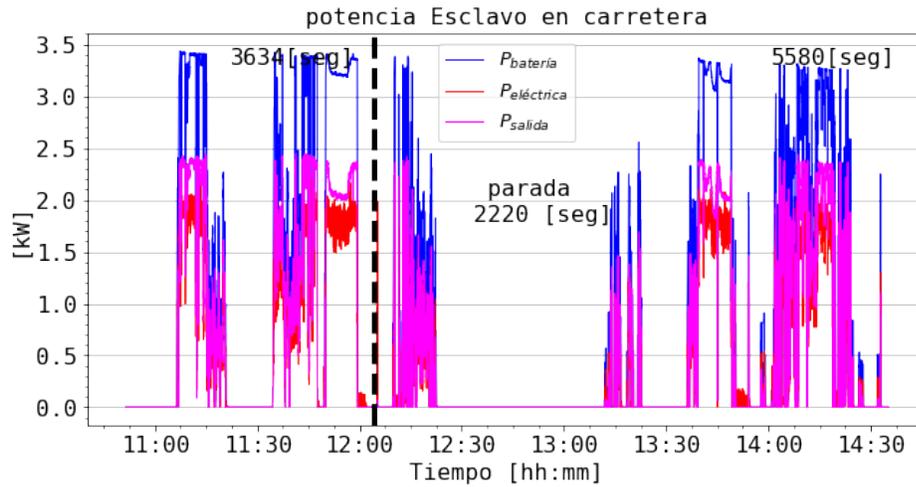
(b)

Figura B.59: Corriente de descarga y corrientes i_{dq} , ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

En la Figura B.60, la diferencia de potencia estimada de entrada al Maestro y al Esclavo es de $0.5[kW]$, aproximadamente y producto de la diferencias de corriente aplicada.



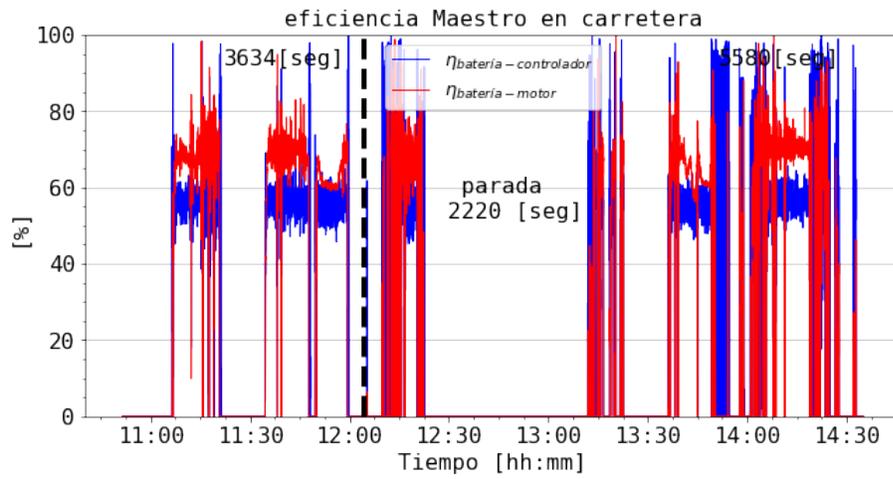
(a)



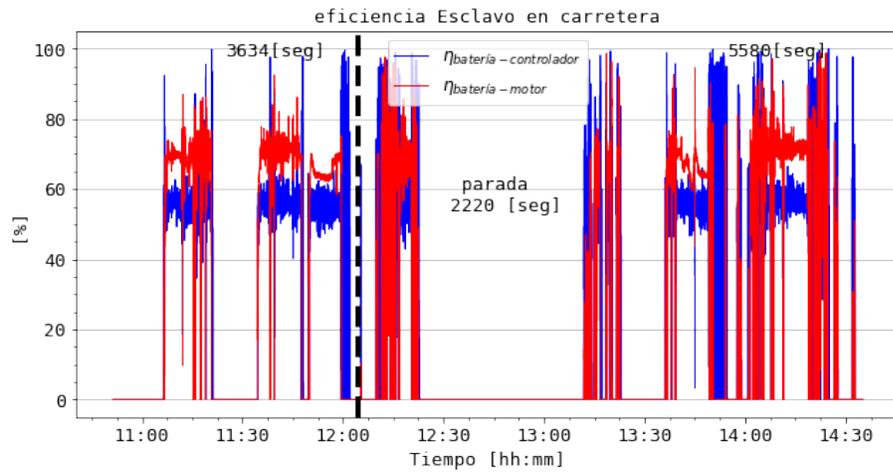
(b)

Figura B.60: Potencias estimadas, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03[\frac{V}{rad/seg}]$.

Luego, en la Figura B.61, se presenta la estimación de la eficiencia batería-motor y batería-controlador, para el Maestro y el Esclavo.



(a)



(b)

Figura B.61: Eficiencias estimadas, ensayos en carretera, $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$.

Anexo C

Modelo motor imán permanente

C.1. Análisis de operación

Para el accionamiento y manejo de motores de imán permanente existen 2 estrategias de control del torque-corriente del motor. En base al modelamiento en d, q , la planta funciona con control vectorial, donde existen 2 zonas de operación del motor. La zona de Máximo Torque Por Ampére (*MTPA Maximum Torque Per Ampere*), donde solo se necesita la corriente de cuadratura y la Zona de Debilitamiento de Campo (*FW Field Weakening*), donde la corriente en componente directa deja de ser constante en 0. En la Figura C.1, se presenta el mapa de potencia asociado a la estrategia *MTPA* y *FW*.

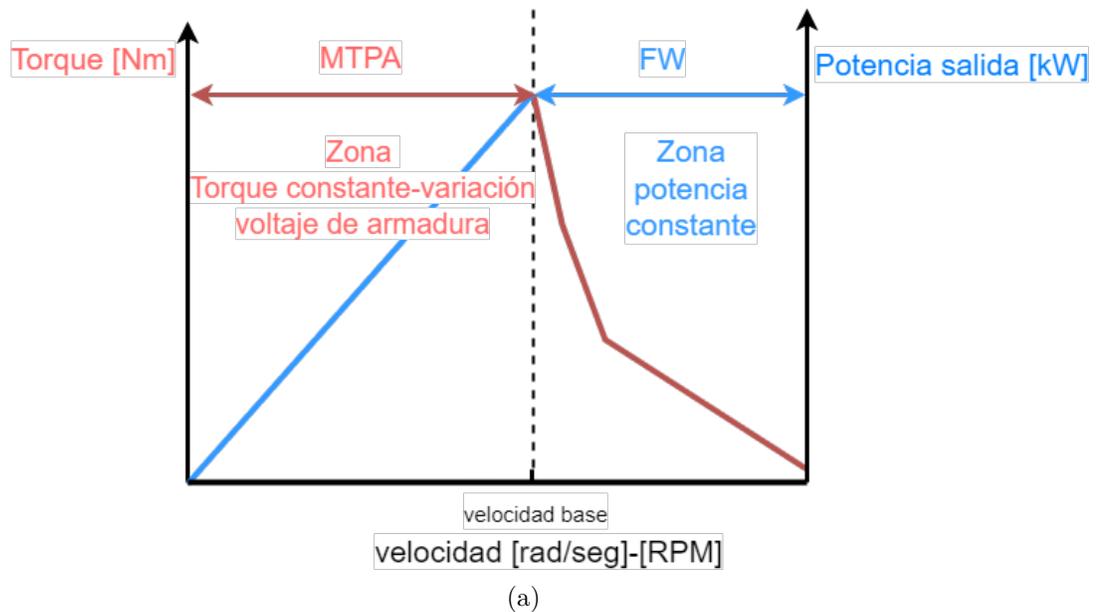


Figura C.1: Mapa de potencia velocidad-torque y velocidad-potencia para estrategias de control *MTPA* y *FW*.

Para obtener el torque máximo desde la Ecuación 2.11, solo es necesaria la utilización de la corriente de cuadratura máxima i_q , que se obtiene cuando $i_d = 0$ lo que implica que el

flujo es constante en la Ecuación 2.6. En la Ecuación C.1 queda descrita la relación entre la corriente en cuadratura del estator y el torque electromecánico máximo.

$$T_{em,max} = \frac{3}{2} \cdot \lambda_m \cdot i_q \quad (C.1)$$

De esta forma, es posible la estimación del torque electromecánico del motor a partir de la corriente aplicada en el estator y que puede ser medida con sensores en el conmutador electrónico (inversor autómatá programable) y que controla el motor en un lazo cerrado. En la Ecuación C.2 se muestra que en la zona de *MTPA* el torque es constante y la potencia aumenta de manera lineal a medida que aumenta la velocidad hasta el valor base nominal.

$$P_{em} = T_{em,cte} \cdot w_{em} \quad (C.2)$$

Por otro lado, para la zona *FW*, por sobre la velocidad base es necesario reducir la corriente de cuadratura (torque) con la corriente directa, a medida que aumenta la velocidad a una potencia constante. Si se aplica $i_d < 0$ se reduce la componente del flujo enlazado. Luego según la Ecuación C.3, el torque es el inverso de la velocidad a una potencia constante máxima.

$$T_{em} = \frac{P_{em,cte}}{w_{em}} \quad (C.3)$$

Después, dependiendo del tipo de rotor existente en el motor, la zona de funcionamiento estará condicionada a la velocidad base (nominal) configurada. En caso de que el rotor sea cilíndrico sin polos salientes, $L_q = L_d = L$, por ese motivo, el torque depende solo de la corriente i_q , reduciendo la estrategia a la zona *MTPA*. Por otro lado, la resistencia de línea para una conexión en estrella del devanada se supone igual para cada fase. Para la utilización de una estrategia *MPTA* si $i_d = 0$ la Ecuación 2.3, queda escrita como C.4.

$$v_q = R \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + npp \cdot \lambda_m \quad (C.4)$$

Lo cual, es equivalente a la Ecuación C.4, para el modelamiento de máquinas *BLDC*, que es similar para el caso de motores *CC* de excitación desacoplada. Para el caso de $v_d = 0$ se tiene de la Ecuación 2.4, queda descrita siguiendo C.5 y C.6.

$$R \cdot i_q + -L_d \cdot npp \cdot w_m \cdot i_q = 0 \quad (C.5)$$

$$i_d = \frac{npp \cdot w_m \cdot i_q}{R} \quad (C.6)$$

Reemplazando el valor de la Ecuación C.6, en la Ecuación 2.3, del eje q se obtiene la expresión C.7.

$$v_q = R \cdot i_q + \frac{di_q}{dt} + npp \cdot w_m \cdot \left(\frac{L_d \cdot npp \cdot L_q}{R} \cdot i_q + \lambda_m \right) \quad (C.7)$$

En C.8, se obtiene un resultado similar al de C.4 y para el control como máquina *CC*.

$$v_q = \left(\frac{R^2 + (npp^2 \cdot w_m^2 \cdot L_q \cdot L_d)}{R} \right) \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + npp \cdot w_m \cdot \lambda_m \quad (C.8)$$

Luego, para una máquina de imanes permanentes, el marco de referencia giratorio se puede fijar al eje *d*. La componente *d* no es excitado mediante el flujo constante de los imanes permanentes, por lo cual, no es necesario v_d para excitar un campo giratorio, después, solo se necesita v_q para producir el componente de torque ortogonal del flujo.

Para el manejo del sistema a través de control vectorial, son utilizados controladores *PI* que ajustan las medidas de corriente en el estator para controlar el voltaje de alimentación de las fases en componentes *d, q*. Junto con el control de la corriente y el torque del motor de imanes permanentes, es posible controlar la velocidad mecánica del motor utilizando la retroalimentación de la velocidad estimada por los sensores de posición. En la Figura C.2, se presenta el esquema de control de velocidad. En caso de buscar controlar la posición del ángulo del rotor, es necesaria la conversión de la velocidad de mecánica a eléctrica según la Ecuación 2.7 y la integración de la velocidad.

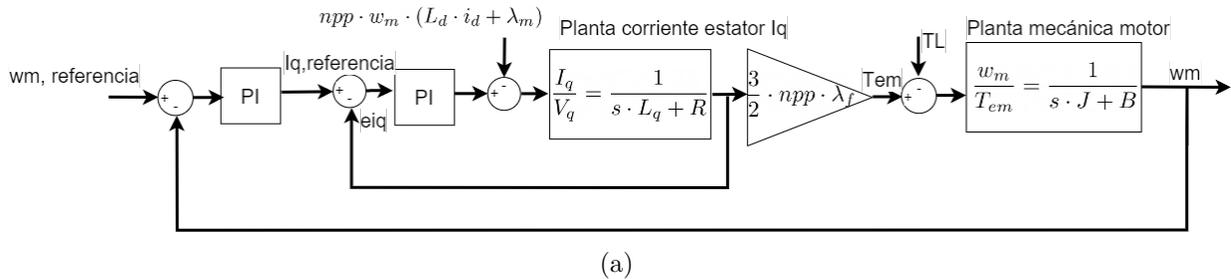
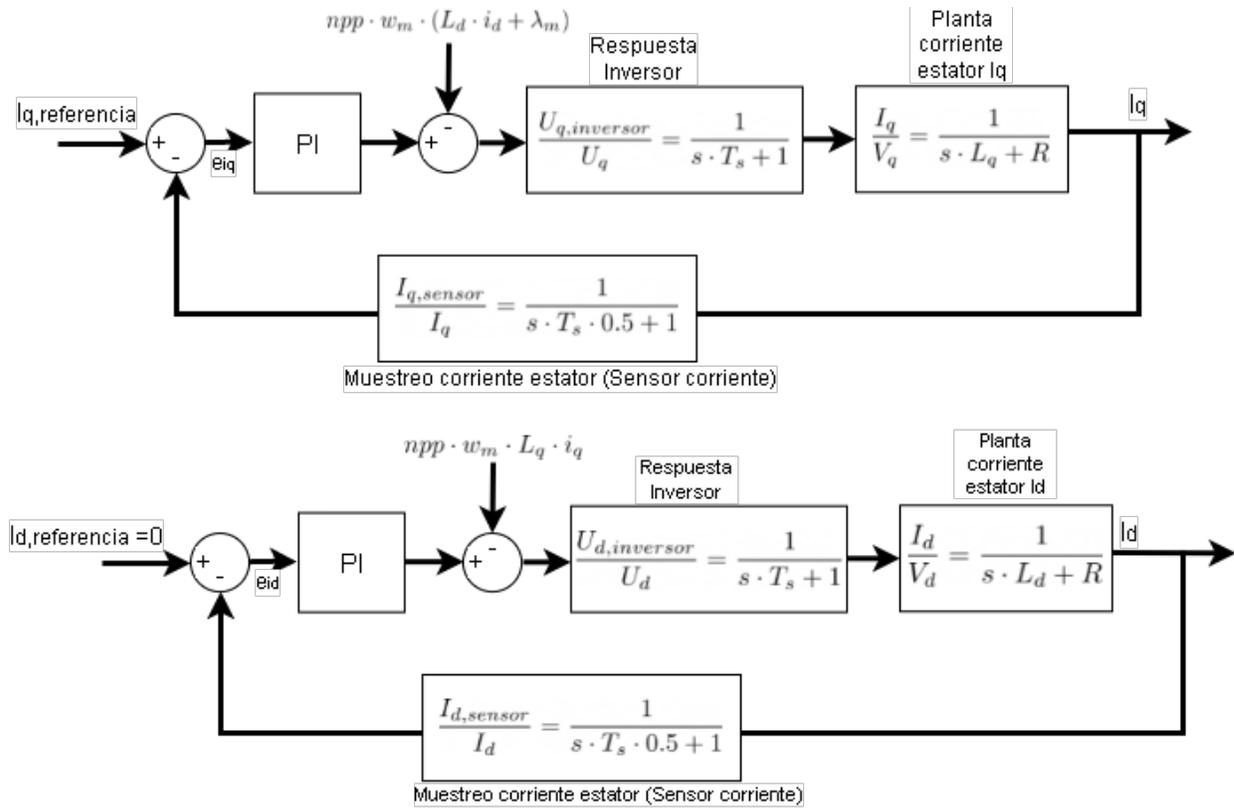


Figura C.2: Esquema Control en función de transferencia para velocidad y corriente en *PMSM*.

El control de la corriente en MTPA supone $i_d = 0$ y el control PI del voltaje en componente d, q . En la Figura C.3, se presenta el esquema de control de corrientes, donde para cada componente d, q se utiliza el mismo PI . La respuesta del inversor y la respuesta del sensor puede aproximarse a una ganancia o 1 cuando la respuesta del controlador es lo suficientemente rápida.



(a)

Figura C.3: Esquema control en función de transferencia para la corrientes en *PMSM*

Anexo D

Configuración de los Controladores

Es necesaria la configuración del registro de los inversores *Sevcon Gen4 Size 4* en *CANopen*. Los pasos para una escritura básica son descritos en el manual del *Sevcon* [6]. A continuación, se presentan los pasos detallados que permiten el accionamiento del sistema según los requerimientos de diseño establecidos.

D.1. Sistema de adquisición de datos

Para realizar lecturas de la red *CAN* de los controladores existen 3 medios distintos, además de las lecturas por *DVT* con el adaptador *USB a CAN*, *IXXAT* presente en la Figura 2.14, como son: las lecturas con el Sistema de Control Central con la *PiCAN* y la *Raspberry*, junto con la utilización de adaptadores *CAN* como los *MCP2515* y *MCP2551*, presentes en la Figura D.1.

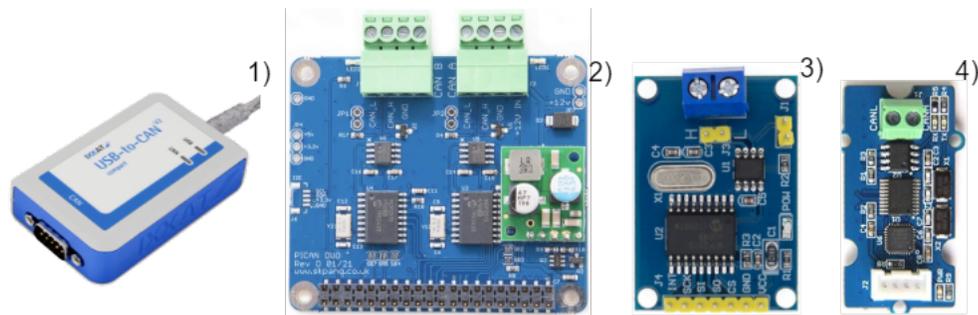


Figura D.1: Adaptadores CAN: 1) Adaptador *USB a CAN*. 2) *PiCAN duo*. 3) *MCP2515 SPI*. 4) *MCP2551*.

D.A.1. Lectura del tráfico en la red *CAN* del inversor

El Sistema de Control Central es el módulo encargado de leer el tráfico con las variables del inversor y del resto de los módulos de vehículo mediante el bus *CAN*. El dispositivo principal utilizado una *Raspberry* con el escudo *PiCAN2 duo* que contiene 2 canales *CAN* independientes, con una tierra galvánicamente aislada al *B-* del controlador, con respecto a

la tierra de la *Raspberrypi* donde debe instalarse. En la Figura D.2, se presenta la conexión inicial de la *PiCAN* con el controlador Maestro.

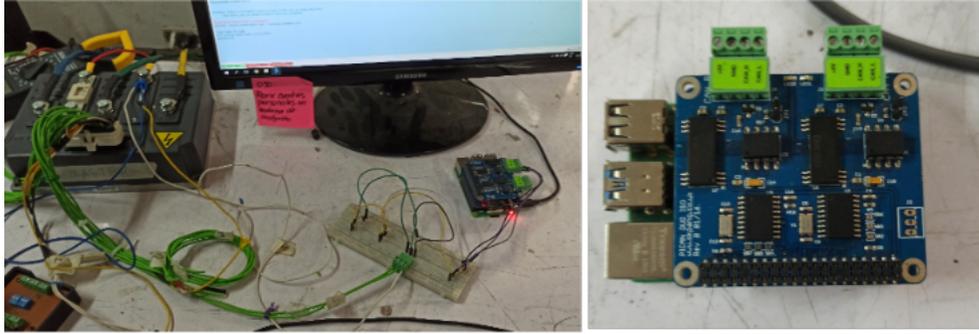


Figura D.2: Conexiones iniciales de la *Raspberrypi* y escudo CAN con inversor Maestro.

Luego, para el establecimiento de la red de controladores, es necesario configurar en la *Raspberrypi* del control central, el archivo *config.txt*, el cual, debe ser leído por la *GPU*, después de inicializar el núcleo *RISC*. Este archivo permite la configuración de la comunicación serial del dispositivo. Utilizando el terminal de comandos, se debe acceder al archivo con comando del código D.1.

Código D.1: Código terminal *Raspberrypi* del Sistema de control central del vehículo.

```
1 sudo nano /boot/config.txt
```

Luego se deben escribir las líneas del código D.2, como se presenta a continuación.

Código D.2: Código para inicialización de canales seriales *CAN*.

```
1 dtparam=spi=on
2 dtoverlay=mcp2515-can0-overlay,oscillator=16000000,interrupt=25
3 dtoverlay=spi-bcm2835-overlay
```

Para la red de inversores Maestro y Esclavo, el canal *can0* de la *PiCANduo* debe establecerse con la frecuencia de comunicación en $1000000[Hz]$ y para la lectura puede ser utilizado *Python* con las librerías presentes DE *CAN* [40]. En el código D.3 se presenta un esquema de código simple para las lecturas de tráfico *CAN* en *Python*, donde, la librería *can* y la librería *os* permite cambiar la frecuencia y activar el canal *can0*. Luego, especificando el canal es posible recibir la trama completa de cada mensaje en el tráfico de la red.

Código D.3: Código para lectura de tráfico *CAN* de los inversores en *Python* a través del Sistema de Control Central.

```
1 import can
2 import os
3 os.system("sudo /sbin/ip link set can0 up type can bitrate 1000000")
4 bus = can.interface.Bus(channel="0", bustype="socketcan_native")
5 message = bus.recv()
```

En la Figura D.3, se presenta un ejemplo de lecturas del *Sevcon* con un código implementado que permite la lectura *CAN* con la *PiCANduo* y la raspberry pi.

```

pi@raspberrypi1 ~
File Edit Tabs Help
COB_ID : 100 , RPM : 116 , Battery_C : 0.25 , Battery_V : 98.5 ,
COB_ID : 200 , motorC : 0 , inverter_temp : 21 , torque : 3.9375 , acelerador : 1.66796875
COB_ID : 100 , RPM : 116 , Battery_C : 0.25 , Battery_V : 98.5 ,
COB_ID : 200 , motorC : 0 , inverter_temp : 21 , torque : 3.9375 , acelerador : 1.66359375
COB_ID : 100 , RPM : 116 , Battery_C : 0.25 , Battery_V : 98.5 ,
COB_ID : 200 , motorC : 0 , inverter_temp : 21 , torque : 3.8125 , acelerador : 1.6464375

```

Figura D.3: Lectura de tráfico *CAN* del inversor Sistema de control central del vehículo *Raspberrypi* con escudo *PiCAN duo*.

D.A.2. Remuestreo de datos para modelo planta inversor-motor

El *Sevcon* permite la configuración de la tasa de muestreo con la que los datos son transmitidos por la red. El periodo de muestreo de los datos obtenidos esta seccionado por defecto a 20 milisegundos, equivalente al tiempo de sincronización, por cual, los datos leídos desde *DVT* y directamente desde el tráfico en la red tienen esta tasa en tiempo real. Luego, existe una gran cantidad de datos que entrega el controlador en cada ensayo. En 5 minutos se envían 600.000 datos aproximadamente.

Luego, para la utilización de los datos reales en modelos como el implementado en *Matlab Simulink*, es necesario simplificar la problemática del tiempo de muestreo con la finalidad de reducir el tiempo de cómputo en la simulación. No se dispone de un banco de ensayos con tecnología que utiliza interfaces gráficas para la simulación como un placa *dPSACE*. Por otro lado, el modelo es en tiempo continuo, por eso, cualquier fuente de datos externa debe tener un número de puntos igual a los segundos de simulación y la tasa de muestreo en *Simulink* es del orden de los 10^{-8} seg . El modelo implementado utiliza un control PI discreto que utiliza la información discretizada a un periodo de muestreo de 20 milisegundos. Luego, desde las lecturas realizadas en python de los datos obtenidos mediante *DVT*, es posible utilizar comando que permitan remuestrear los datos utilizando métodos de transformada de *Fourier*.

Para entender la problemática planteada, se tiene que los valores obtenidos por *DVT* son N_{datos} en total, con un tiempo de muestreo de $\Delta t = 0.02$ segundos. Los datos obtenidos en *DVT* es un archivo *.csv* que tiene como columnas el tiempo con su respectiva variable. Las columnas del tiempo contienen los segundos en el rango máximo y mínimo de la prueba T_{final} y $T_{inicial}$. El número de puntos por el tiempo de muestreo es igual al tiempo total de prueba por la diferencia del segundo final y el segundo inicial de la muestra grabada como se presenta en la Ecuación D.1.

$$N_{datos} \cdot \Delta t = T_{final} - T_{inicial} = T_{total} , \Delta t = 0.02 \text{seg} \quad (\text{D.1})$$

Para reducir la señal es utilizado la estrategia de remuestrear el número de datos N_{datos} a un nuevo número de puntos N'_{datos} igual a tiempo total de prueba como se muestra en la Ecuación D.2. El tiempo de muestreo aumenta a 1 segundo, utilizando métodos de muestreo basados en transformaciones de *Fourier* a lo largo del eje dado según la Ecuación D.3

$$N'_{datos} = T_{total}, \Delta t' = 1seg \quad (D.2)$$

$$\Delta t \rightarrow \frac{\Delta t \cdot N_{datos}}{N'_{datos}} \quad (D.3)$$

D.2. Configuración de los *Sevcon*

A continuación se presentan los pasos necesarios para la configuración básica de los inversores presentes en el tren de potencia. Al tratarse de un Diccionario de Objetos de *CANopen*, es posible establecer el orden de la configuración teniendo en cuenta la identificación del registro de configuración. *DVT* proporciona varias opciones para configurar los mismos registros para la lectura y escritura. Luego, para la escritura directa es necesario utilizar principalmente el menú de configuración *Helper* en la Figura 2.16, de *DVT*.

D.B.1. Inicialización del programa

Para la inicialización de *DVT*, el programa se encuentra disponible en el directorio del código D.4 y en el acceso directo presente en el escritorio, como el de la Figura 2.13 y que es especificado al momento de instalar el *software*.

Código D.4: Directorio para acceso a *DVT*.

```
1 C:\BorgWarner\DVTC_2021.10\customer\program\dvt.tcl
```

D.B.1.1. Archivos *EDS* y *DCF*

Cuando es instalado *DVT* y se ejecuta por primera vez el *Helper*, el programa comprueba la existencia del archivo *EDS* (*Electronic Data Sheet*) en el computador. En caso de que no exista, es importante crear uno nuevo con la opción en el ayudante *Helper* y que es el proceso que toma más tiempo al momento de trabajar con el programa. El archivo *EDS* se crea en el directorio presente en el código D.5.

Código D.5: Directorio de creación de *EDS*.

```
1 C:\BorgWarner\DVTC_2021.10\config\EDS\Gen4\_pc0x07056e1e_rev0x00010025.eds
```

El código *EDS* es codificado como se presenta a continuación.

- *Gen4*: Modelo de producto.
- *_pc*: Código del producto, *0x07056e1e*.

- `_rev`: Número revisión del *Software* 0x00010025.

El `.eds` es un archivo en formato *XML*, que contiene 22000 líneas de texto, pesa aproximadamente 260[kB], solo representa la estructura del Diccionario de Objetos, no contiene datos escritos y es utilizado por el programa para tener la estructura del nodo. Luego, archivo `.xls` con el Diccionario de Objetos del inversor se encuentra en el directorio presente en el código D.6.

Código D.6: Directorio de ubicación del Diccionario de Objetos.

```
1 C:\BorgWarner\DVTC_2021.10\common\object_dictionary\  
  ↪ Master_Object_Dictionary_Database.xls
```

Después, el *DFC* (*Device ConFiguration File*) es un texto similar al *EDS*, pero que contiene los datos escritos en el Diccionario de Objetos y es utilizado para descargar los datos configurados en el nodo controlador, permitiendo guardar la configuración actual con la que se está trabajando para uso futuro. En la Figura D.4 1), se presenta las opciones del *Helper* para obtener la información del controlador (*Get Controller Information*), la reprogramación del código para el manejo físico del *hardware* del inversor (*Reprogram Firmware*), el manejo de archivos *EDS* y *DFC* (*Controller Settings*) y el manejo de errores y alertas (*Get Fault Information* y *Find Range Errors*). Para validar la comunicación entre el programa *DVT* y el *Sevcon*, se utiliza la opción *Get Controller Information* que entrega la versión del *hardware*, el número serial, la versión del *software*, el voltaje del banco leído por el inversor y su temperatura.

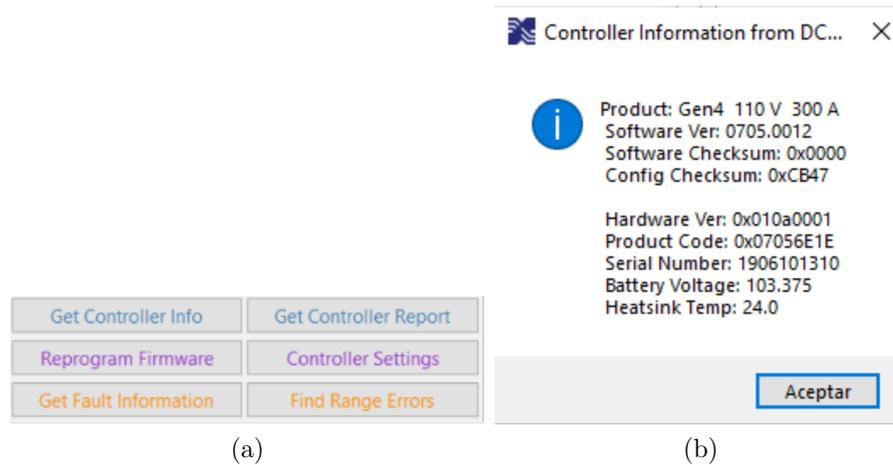


Figura D.4: 1) Opciones del *Helper* para administración de archivos y estado del nodo *CAN*, 2) Opción para obtener información del inversor *Get Controller Information*.

El registro del Diccionario de Objetos del nodo puede leerse en excel como se presenta en la Figura D.5, donde la escritura se divide en registro de comunicación, manufacturación y control. En la Figura D.6, se presenta una parte del registros de manufacturación del controlador *Sevcon* para la escritura de la inductancia y la constante de magnetización.

BorgWarner CANopen Object Dictionary Overview

Data Types		0000h
Communication Profile Area		1000h
Manufacturer Specific Profile Area	Application Status	2000h
	Application Parameters	2800h
	Virtual PDO Mapping	3000h
	Logging	4000h
	Manufacturer Specific Device Profile Area	4600h
	Node Status	5000h
	Node Parameters	5800h
Standardised Device Profile Area	Profile 1 - Local AC Motor Control 1	6000h
	Profile 2 - Local I/O	6800h
	Profile 3 - Local AC Motor Control 2	7000h
	Profile 4 - Local DC Motor Control 1	7800h
	Profiles 5 - 8	8000h
Reserved		A000h
		FFFFh

Figura D.5: Vista general del Diccionario de Objetos, con resumen de registros.

BorgWarner CANopen Master Object Dictionary

Index	Sub-Index	Version	Access Type	Access Level	Scaling	Units	Name	Data Type	Low Limit	High Limit
6410h	9	1	RW	4	15,25878906	uH	Magnetizing Inductance (Lm)	Unsigned16	0	655
	10	1	RW	4	0,9536743164	uH	Stator Leakage Inductance (Lls)	Unsigned16	0	10486
	10	2	RW	4	0,05980484478	uH	Stator Inductance (Ls)	Unsigned16	0	10486
	10	3	RW	4	0,9536743164	uH	Stator Inductance (Ls)	Unsigned16	0	10486
	11	1	RW	4	0,9536743164	uH	Rotor Leakage Inductance (Llr)	Unsigned16	0	10486
	12	1	RW	4	0,0625	V	Nominal battery voltage	Unsigned16	384	3072
	13	1	RW	4	0,003051757813		Current control proportional gain (Kp)	Unsigned16	0	FFFFh
	14	1	RW	4	0,003051757813		Torque control integral gain	Unsigned16	0	FFFFh
	14	2	RW	4	0,003051757813	%	Iq max headroom (S-Mode IQM)	Unsigned16	0	FFFFh
	15	1	RW	4	0,003051757813		Current control integral gain	Unsigned16	0	FFFFh
	16	1	RW	4	0,00001525878906	Henry	Reactive Gain Boost	Unsigned16	0	FFFFh
	17	1	RW	4			RPM Limiter Gain	Unsigned16	0	FFFFh
	18	1	RW	4	0,00003051757813	V/rads	Voltage Constant (Ke)	Unsigned16	0	FFFFh
	18	2	RW	4	0,00001525878906	V/rads	Voltage Constant (Ke)	Unsigned16	0	FFFFh

Figura D.6: Vista general del Diccionario de Objetos, con resumen de registros de manufacturación del motor.

D.B.2. Configuración de nodo CAN y manejo del estado de la red

Para la correcta configuración de los inversores, primero es necesario establecer la velocidad de transmisión del nodo CAN a través de DVT. En la ventana inicial del software de la

Figura 2.15, los inversores *Sevcon Gen4 Size 4* deben configurarse a una frecuencia de comunicación de $1[\frac{Mbit}{seg}]$. El resultado de una buena configuración de la velocidad de transmisión es el tráfico en la ventana principal del *DVT*, el cual puede filtrarse según el tipo de mensaje *CAN*.

Por otro lado, es importante conocer la identificación única *ID* del nodo *CAN* en la red. Como el Sistema de Tracción está compuesto de 2 inversores, la identificación de estos debe realizarse por separado con el *IXXAT* en una red *CAN* independiente. El nodo Maestro debe configurarse como nodo $Nodo_{ID} = 1$, con 1 Esclavo cuyo nodo debe configurarse en $Nodo_{ID} = 2$. El índice en el Diccionario de Objetos para la configuración de la identificación y la frecuencia de comunicación se encuentra en el índice $0x5900$, subíndices 1, 2 respectivamente.

Un aspecto común asociado al control de los inversores es que, las demandas de los motores es de torque y este control debe escribirse en el índice $0x2900$, subíndice 0. Este modo es para el manejo en carretera y existen opciones del *Sevcon* que deben deshabilitarse como lo son, el límite de velocidad proporcional del acelerador (*Proportional speed limit*), detener el vehículo en colina (*Hill Hold*). impulsos para maniobrar a bajas velocidades (*Inching*), deslizamiento controlado (*Controlled Roll-off*) y el control de velocidad (*Speed mode*). Estas características pueden causar que el motor se bloquee en caso que exista pérdida de tracción de la rueda con el piso y están principalmente asociadas al registro del acelerador.

Luego, en el manejo de la configuración del inversor en *DVT*, es necesario establecer el estado del nodo en *CANopen* para la escritura y la posterior puesta en operación. El *software* proporciona las opciones para cambiar el estado de la red a *Operacional* (operación del sistema) y a *Pre-Operacional* (para configurar el sistema). En la Figura D.7, se muestra la opción para el control del estado de la red *CAN* del *Helper*.



Figura D.7: Operacional y Pre operacional *DVT*.

D.B.3. Configuración entradas digitales y analógicas

Para operar los motores deben configurarse los actuadores como las entradas analógicas del acelerador y freno regenerativo. El sentido de dirección del vehículo, el encendido y el perfil de conducción son configurados como entradas digitales.

En *DVT*, las entradas digitales y analógicas son mapeadas en la sección *input-output*, como se presenta en la Figura D.8a, donde deben declararse el número de entradas y el *pin* del circuito de mando que fue instalado en el controlador. Se indican los sentidos del motor derecho o izquierdo, los cuales, quedarán condicionados según las conexiones de las fases del motor en el inversor presentado en la sección 4.1.1 y en la configuración realizada.

En la Figura D.8b, se presenta la configuración de las opciones del acelerador, en el registro $0x2910$, para el modo de control del torque, fijando el algoritmo de límite de velocidad a la máxima de conducción (*Fixed at maximum*). El resto de configuraciones, como las presentes

en la sección D.B.2, deben ser deshabilitadas, el pedal debe tener una característica lineal como el potenciómetro utilizado y se deben definir los límites de funcionamiento a través de pruebas de resistencia del potenciómetro que tiene incorporado.

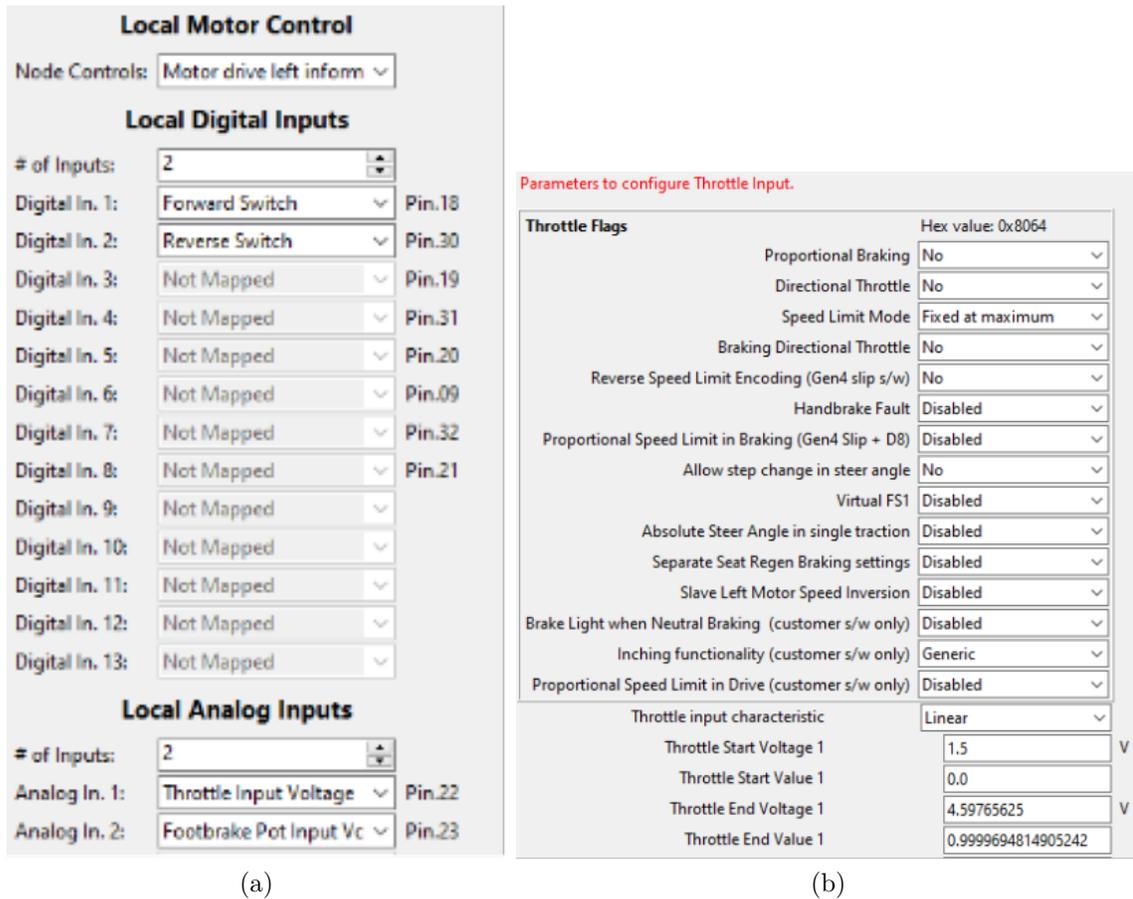


Figura D.8: 1) Registros de configuración de entradas analógicas y digitales. 2) Registro de configuración del acelerador.

En la Figura D.8b, la relación entre la dinámica del voltaje del pedal y la respuesta de torque es lineal acorde al potenciómetro instalado y los límites de funcionamiento de voltaje son en un rango de $[1.5V, 4.5V]$ del potenciómetro instalado, con límites (*star*, *endt*) de $[0, 1]$ respectivamente. En la Figura D.9, la prioridad del acelerador es mayor que la del freno regenerativo y este último posee prioridad sobre el torque de partida (*creep torque*). La característica del freno también es lineal, con los límites de funcionamiento en un rango de $[0.0V, 4.5V]$, con límites (*start*, *end*) de $[0, 1]$ respectivamente. Sin embargo, para el presente trabajo no se realizaron ensayos asociados

Parameters to configure Footbrake Input.

Drive / footbrake priority mapping		Hex value: 0x00
Drive/Footbrake Priority	Drive	▼
Idling Creep Torque/Footbrake Priority	Footbrake	▼
Footbrake braking exit speed	0.0	RPM
Footbrake Input Characteristic	Linear	▼
Footbrake Start Voltage 1	0.44921875	V
Footbrake Start Value 1	0.0	
Footbrake End Voltage 1	4.5	V
Footbrake End Value 1	0.9999694814905242	
User Defined Char Pt 1 Voltage	0.0	
User Defined Char Pt 1 Value	0.0	
User Defined Char Pt 2 Voltage	0.5000076295109477	
User Defined Char Pt 2 Value	0.5000076295109477	
User Defined Char Pt 3 Voltage	0.9999999999999987	
User Defined Char Pt 3 Value	0.9999999999999987	
Footbrake/Drive time out	0.0	Seconds

Figura D.9: 1) Registros de configuración de entradas analógicas para freno regenerativo.

D.B.4. Configuración de contactor

Para el manejo del contactor en el registro *Tree* del *DVT*, es necesario habilitar la salida de voltaje de alimentación. Al momento de instalar un contactor, el controlador reduce el voltaje de alimentación a un valor menor que el nominal del contactor. En la Figura D.10a 1), se presenta el registro *0x2D00* y se debe escribir el voltaje de reducción (*Pull-In voltage*), que es el voltaje nominal del contactor en 12[V], el tiempo de reducción (*Pull-In time*), que es de 2 segundos y el voltaje al que se reduce el contactor cuando se cierra, que es 9[V] (*Hold-in-Voltage*). En la Figura D.10b, se presenta el registro *0x5820* con el porcentaje de voltaje de la batería con que es alimentado el capacitor de precarga y que se establece a un 90[%].

Contactor Output Configuration [0x2D00]

Configures the pull-in and hold in voltages for the contactor drive outputs. Used

Pull-In Voltage	<input type="text" value="12.0"/>	V
Pull-In Time	<input type="text" value="2.0"/>	Seconds
Hold-In Voltage	<input type="text" value="9.0"/>	V

Final precharge level [0x5820]

The final requested capacitor precharge level (in % of battery voltage)

Final precharge level %

(a)
(b)

Figura D.10: Registro de configuración de las características eléctricas del contactor.

La salida de alimentación de la bobina del contactor debe ser mapeada en la opción *Input Output* del *Helper* similar al acelerador y al freno. En la Figura D.11a, la bobina de alimentación del contactor es el *pin 3* del circuito de mando del inversor. Luego, en la Figura D.11b, en el registro *0x2D01* debe habilitarse el control del voltaje.

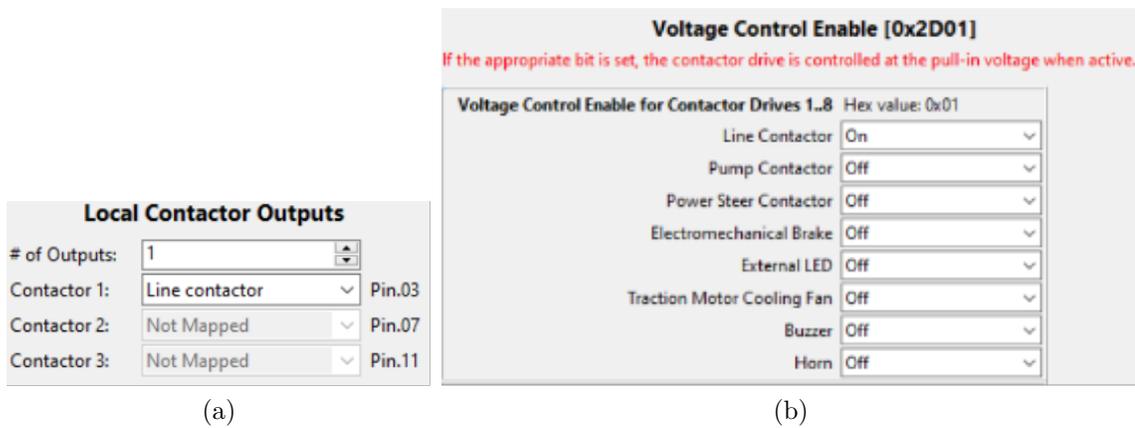


Figura D.11: 1) Registro de configuración de para mapeos de salidas locales del contactor (alimentación bobina). 2) Registro para el manejo de voltaje de salida.

Con la opción de *Line contactor drop out* es habilitada la alimentación del contactor y puede apagarse (con el motor) si el controlador está apagado. Debe confirmarse el tiempo con el cual el contactor volverá a encender nuevamente y habilitar el fallo en caso que el contactor permanezca cerrado. En la Figura se presenta el registro 0x2820 para la configuración.



Figura D.12: Registro de configuración de las características eléctricas del contactor.

La salida de alimentación de la bobina del contactor debe ser mapeada en la opción *Input Output* del *Helper* similar al acelerador y al freno. En la Figura D.13 1), la bobina de alimentación del contactor es el *pin 3* del circuito de mando del inversor. Luego, en la Figura D.13 2), en el registro 0x2D01 debe habilitarse el control del voltaje.

En la Figura D.14, con la opción de *Line contactor drop out* es habilitada la alimentación del contactor, que puede apagarse (y el motor) si el controlador está apagado. Debe confirmarse el tiempo con el cual el contactor volverá a encender nuevamente y habilitar el fallo en caso que el contactor permanezca abierto.

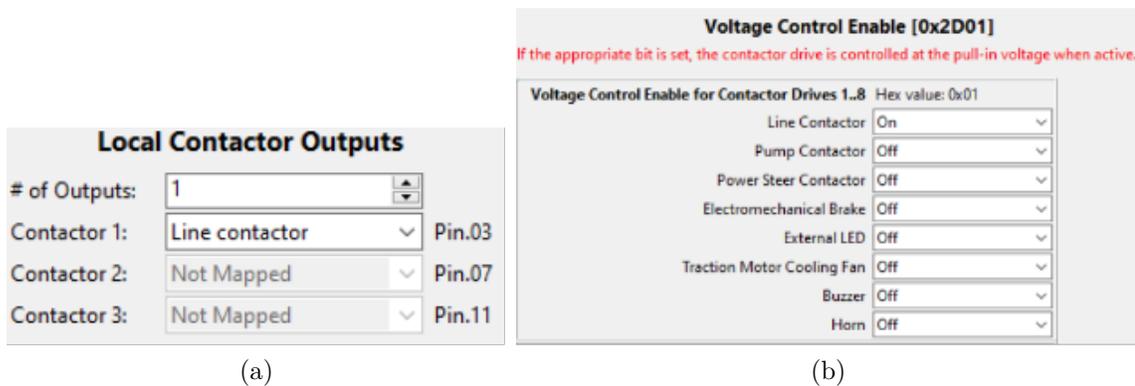


Figura D.13: 1) Registro de configuración de para mapeos de salidas locales del contactor (alimentación bobina). 2) Registro para el manejo de voltaje de salida.

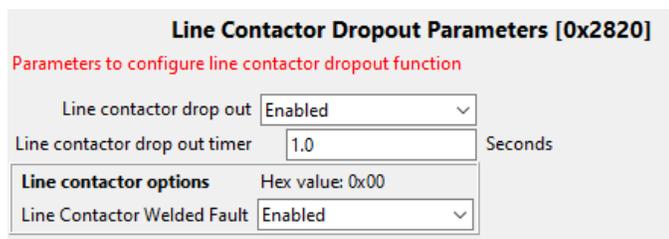


Figura D.14: Registro de configuración de las salidas del contactor del Sistema de Tracción.

D.B.5. Configuración de sensor de posición

Para que el inversor pueda leer correctamente la posición del rotor, es necesario configurar el registro para el *encoder* en *UVW*. En las Figuras D.15a y D.15b se presenta el registro general de configuración del *encoder* *0x4630* y el registro para la configuración de la magnitud del alineamiento (*offset*) respectivamente.

La configuración del *encoder* debe realizarse en base a obtener una respuesta de accionamiento correcta del motor, los signos del torque y la velocidad deben coincidir con la dirección en la que se encuentre el sistema. El valor del *offset* debe configurarse manteniendo las lecturas de velocidad correctas.

Este tipo de sensor de posición *UVW* tiene internamente un *pull-up* por lo tanto, la configuración interna que tiene el inversor es deshabilitada. La alimentación del sensor es de $5[V]$ y el tipo de *encoder* es únicamente *UVW* para la conexión *U-C*, *V-B*, *W-A* entre el inversor y el motor.

Los voltajes de alimentación del sensor *SinCos* se dejan por defecto y el valor del *offset* debe configurarse según el voltaje $v_d = 0$ en vacío, para el control del torque solamente con la componente en cuadratura. Este metodo es aplicable a sensores analogicos *SinCos* y para el

caso de sensores de posición absoluta, UVW , también es necesario el ajuste del deslizamiento entre la posición física de la bobina, con la referencia del sensor.

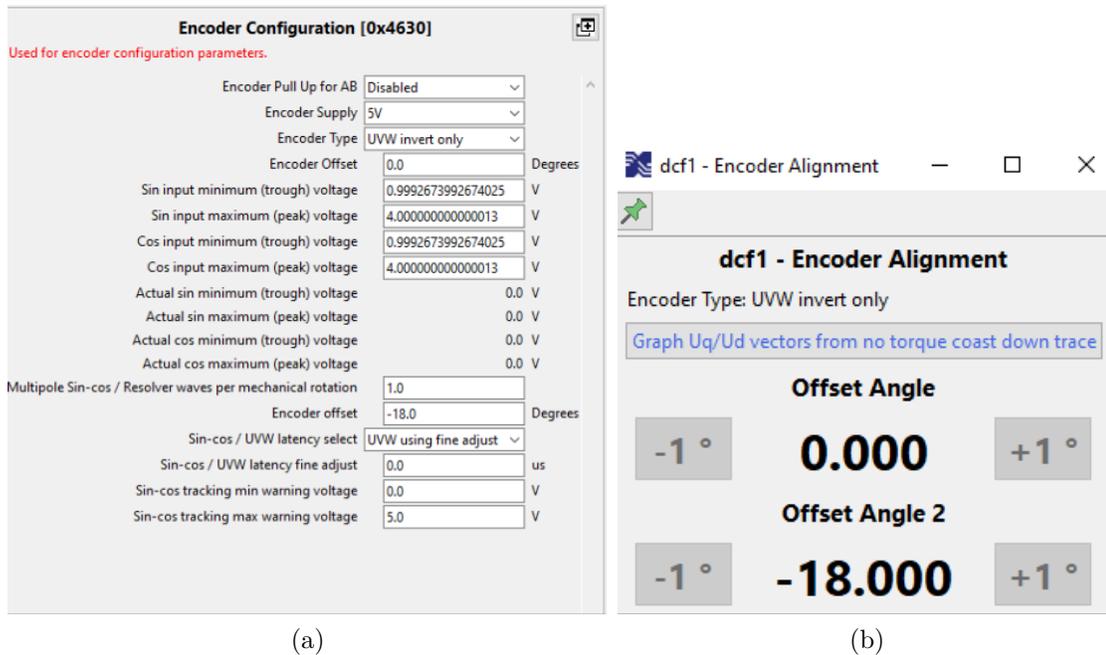


Figura D.15: 1) Registros de configuración general del *encoder*. 2) Registro de configuración del *offset*.

El método del voltaje v_d permite obtener cuánta corriente en la componente de cuadratura se va a la corriente directa. Según el manual de *Sevcon* [6] cuando el voltaje directo es mínimo en vacío, existe un alineamiento estrecho. Sin embargo, este método no es completamente efectivo debido a los efectos de acoplamiento cruzado (*cross coupling*). La prueba se realiza a torque aplicado constante buscando un control de $i_d = 0[A]$ y $v_d = 0[V]$ en vacío controlado, se necesita una pequeña cantidad de voltaje del eje d para mantenerlo. Por lo general, si $v_d < 0$, entonces se debe aumentar el desplazamiento del ángulo y si $v_d > 0$ es mayor que 0, entonces el desplazamiento del ángulo *offset* debe reducirse.

D.B.6. Configuración de datos de manufacturación del motor y límites locales

Una vez es configurado el nodo en la red y las entradas del Maestro, es necesario comenzar a escribir los parámetros de placa del motor en el registro de manufacturación presente en el Diccionario de Objetos. En el menú principal de configuración (*Main*) del *DVT* es posible encontrar la opción con el registro de índice $0x4641$, donde pueden escribirse los parámetros generales de manufacturación del motor. En la Figura D.16 se muestra la opción de *DVT* para la configuración de los parámetros propios de placa del motor y los límites locales.

Después, existe un gran número de parámetros de configuración que no son conocidos del motor. Se conoce que el torque máximo del motor es $150[Nm]$, se conoce que el número de par de polos es $16[-]$ y que la corriente de magnetización debe ser 0 debido a que no se desea

PMAC motor parameters		
Maximum Stator Current (Is max)	96.0	A(RMS)
Minimum Magnetizing Current (Im min)	0.0	A(RMS)
Number of Pole Pairs (npp)	16.0	
Stator Inductance PMAC (Ls)	399.9471664428709	uH
Voltage Constant (Ke)	0.029998779296875	V/rads
Max drive mod index	100.0	%
Max brake mod index	100.0	%
Percentage minimum allowed saturation of Ls	50.0	%
Current control proportional gain (Kp)	10.0	
Current control integral gain (Ki)	0.004974365234375	
D-axis current controller proportional gain	0.0	
D-axis current controller integral gain	0.0	
Frequency / Mod index control Kp	0.00048828125	
Frequency / Mod index control Ki	0.001495361328125	

Local Motor Limits		
Maximum torque	100.0	% of peak
Torque slope	900.0	% rated/s
Current limit	120.0	A(RMS)
Peak torque	80.0	Nm
Maximum motor speed	800.0	RPM
Maximum acceleration rate	900.0	rpm/s
Motor overspeed protection	850.0	rpm

Figura D.16: Registros de escritura para parámetros de manufacturación y límites locales.

trabajar con debilitamiento de campo. Sin embargo, como parámetros más importantes para escribir en el registro, no se conocen las corrientes de estator para el torque *Peak*, la constante de magnetización y la inductancia de línea del motor, que solo se conoce la medida obtenida por el circuito *RLC* sin considerar las autoinductancias con un motor en movimiento.

La corriente máxima del estator configurada está asociado al valor máximo *rms* que puede existir en la armadura del motor y que equivale al valor en componente en cuadratura. Esta corriente se puede considerar como un valor obtenido de la suma de las tres fases y el límite de corriente del inversor es de $300[A]$. El valor de placa no es conocido, por lo cual, se debe calcular utilizando torque máximo, la constante de torque calculada por el inversor y el límite de corriente, impuesto por la corriente de descarga y la potencia máxima del motor en $4[kW]$. Por otro lado, una corriente de estator alta puede causar que el inversor o el motor aumenten considerablemente su temperatura. Como se presenta en la sección 3.3, estos parámetros de manufacturación influyen en el control de un motor que tiene sus propias características físicas.

La constante de magnetización no es conocida, pero es posible obtener una estimación empírica teniendo en cuenta las limitaciones existentes por falta de implementos. Según la Ecuación D.4, en función del voltaje de línea *rms* entre 2 fases y la velocidad eléctrica del rotor, es posible estimar este parámetro para la proporción de torque obtenida de la corriente máxima configurada en el *software*.

$$\lambda_m = \frac{V_{línea,rms}}{\omega_e} \quad (D.4)$$

Para realizar esta prueba, es necesario utilizar un osciloscopio, un tacómetro y el motor montado en una base acoplado con un motor que lo mueva y con las fases desconectadas del inversor. En la Figura D.17, se presenta la conexión para el cálculo de la constante de magnetización del motor, donde la máquina acoplada que mueve el motor es reemplazado por un movimiento a mano, debido a que no existe la respectiva pieza mecánica, afectando la fiabilidad del cálculo.

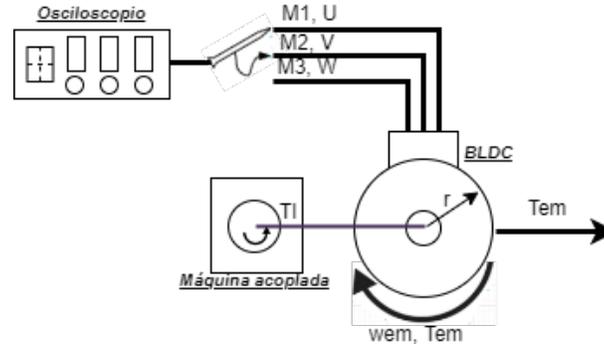


Figura D.17: Esquema de prueba constante λ_m para un motor *BLDC*, una máquina acoplada (dinamómetro) y osciloscopio.

El voltaje de línea *rms* se obtiene midiendo el valor máximo de voltaje entre 2 fases y utilizando la relación $V_{línea,rms} = \frac{V_{línea,peak}}{\sqrt{2}}$ y la velocidad eléctrica se obtiene dividiendo por el número de par de polos con la medida del tacómetro a valor constante, $w_m = \frac{w_e}{n_{pp}}$. Sin embargo, debido a que no existe un acople que permita mantener el motor a velocidad constante y mayor a 200[RPM], el movimiento del mismo debe realizarse con la mano, buscando establecer un valor constante, que limita la velocidad máxima que se puede obtener a valor constante del motor. En la Tabla D.1, se muestra que el valor empírico es de $\lambda_m = 0.043[\frac{V_{rms}}{rad/seg}]$ y que no es utilizado en la configuración final de los inversores dentro del presente trabajo, debido a que no para ensayos en límite de potencia no acciona los motores en vacío.

Tabla D.1: Cálculo λ_m para $n_{pp} = 16$ pares de polos.

[RPM]	$V_{línea}[V]$	$[\frac{rad}{seg}]$	$V_{rms}[V]$	$\lambda_m[\frac{V}{rad/seg}]$
30	3	49,59527602	2,121320344	0,04277262904
43	4,5	71,21278451	3,181980515	0,04468271445
64	6,1	107,6318021	4,313351365	0,04007506408
84,2	8	141,0784541	5,656854249	0,04009722311
87,533	8,2	146,6629492	5,798275606	0,03953469937
90,2	10	151,1315506	7,353910524	0,04865900267
110,26	12	184,7424032	8,555992052	0,04631309274
111	13,1	188,160456	9,263098834	0,04922978521
			$\overline{\lambda_m}$	0,043

La constante de magnetización es el parámetro que permite obtener la constante de torque para estimar el torque desde la corriente del estator. Para el accionamiento del motor con

la configuración de conexión de fases establecida, el parámetro calculado no es de utilidad debido además, a la fórmula que aplica el *Sevcon* y que es distinto a la literatura. En la Tabla D.2, se presentan las fórmulas utilizadas en la literatura y por el *Sevcon* para el cálculo de la constante de torque utilizando el número de par de polos npp y la constante de magnetización.

Tabla D.2: Parámetro constante de torque.

Literatura	$K_t = \frac{3}{2} \cdot npp \cdot \lambda_m \left[\frac{Nm}{A} \right]$
Sevcon	$K_t = \sqrt{3} \cdot npp \cdot \lambda_m \left[\frac{Nm}{A} \right]$

Luego, utilizando la relación del *Sevcon* es posible apreciar que para un $\lambda_m = 0.043 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$, la constante de torque queda en $K_t = 1.191 \left[\frac{Nm}{A} \right]$, con un torque máximo de $150[Nm]$, con la corriente máxima de estator de $126[A_{rms}]$. Aquí, para una constante de torque mayor a la unidad, el torque aplicado es mayor a la corriente que se necesita en la armadura. Esto da como resultado que para el presente trabajo, la corriente aplicada no es la suficiente para accionar el motor con el torque demandado. Para obtener una constante de torque que sea menor o igual a la unidad y que el torque sea menor que la corriente de estator, es posible utilizar una constante de flujo magnético de $\lambda_m = 0.03 \left[\frac{V}{rad/seg} \right]$, obteniendo una constante de torque de $K_t = 0.831 \left[\frac{Nm}{A} \right]$, por lo que, para un torque de $150[Nm]$, se necesita una corriente máxima de estator de $180[A_{rms}]$ aproximadamente. De esta manera, es posible apreciar como una optimización en la escritura de este parámetro es de las más importantes para el accionamiento del motor.

Una vez explicada la relación entre el torque demandado y la corriente de estator con un factor de magnetización distinto al empírico, es necesario recalcar que es posible que el torque máximo aplicado deba ser menor debido al límite de potencia y corriente que puede extraerse del banco de baterías y que es escrito en el inversor produciendo que exista una diferencia entre el torque demandado configurado y el torque real aplicado en el motor limitado por corriente.

D.B.7. Configuración del perfil de conducción

Para accionar el motor es necesario caracterizar el perfil de conducción del nodo inversor, con las tasas de aceleración-desaceleración del acelerador, el porcentaje de torque aplicado, el límite de velocidad y las rampas de velocidad para el límite de velocidad cuando se controla la corriente aplicada al motor. Todo esto, en ambos sentidos de conducción.

La escritura del registro puede realizarse en el menú *Helper*, luego en principal *Main*, en la opción *Baseline Profile*, registro $0x2920$, que permite la configuración del perfil básico, que como *Sevcon* lo indica, debe tener escritos, los valores límites de mayor magnitud, considerando por ejemplo un torque aplicado de $100[\%]$ y la velocidad máxima permitida en el motor de $800[RPM]$.

Traction baseline profile [0x2920]

Mapping: left local motor, right remote motor.

Torque applied during drive	5.0	%
Torque applied during a direction change	50.0	%
Torque applied when neutral braking	50.0	%
Torque applied when footbraking	100.0	%
Maximum Speed in forward direction	800.0	rpm
Maximum Speed in reverse direction	800.0	rpm
Ramp up rate during drive	1000.0	%/s
Ramp up rate during direction change braking	1000.0	%/s
Ramp up rate during neutral braking	200.0	%/s
Ramp up rate during footbraking	1000.0	%/s
Ramp down rate during drive	1000.0	%/s
Ramp down rate during direction change braking	200.0	%/s
Ramp down rate during neutral braking	200.0	%/s
Ramp down rate during footbraking	200.0	%/s
Speed limit ramp up rate when in torque mode	1000.0	rpm/s
Speed limit ramp down rate when in torque mode	1000.0	rpm/s

Figura D.18: Opción para escritura del perfil base de conducción *Baseline Profile* en *DVT*.

En el registro del perfil básico de conducción, el Torque aplicado durante conducción es el porcentaje de torque máximo aplicado durante la directa o reversa. Para funcionamiento en vacío se utiliza un valor bajo (10[%] a 50[%]) por razones de seguridad permitiendo presionar más el acelerador y obteniendo una respuesta más moderada sin sobre aceleración y una respuesta brusca del motor. En carga el rango utilizado es de 60[%] a 100[%].

El Torque aplicado durante el cambio de dirección es el porcentaje de torque máximo aplicado cuando se cambia de dirección. Corresponde al torque aplicado al cambiar de dirección a reversa o viceversa durante la conducción. El valor utilizado es de 50[%].

El Torque aplicado en *neutral braking* o Torque aplicado en frenado neutro, está asociado al torque de regeneración. Debido a razones de protección este porcentaje es establecido en 10[%] teniendo en cuenta la relación del torque y la corriente en el estator.

El velocidad máxima en directa es el límite de velocidad máxima en sentido positivo en *RPM* y la velocidad máxima en reversa es el límite de velocidad máxima en sentido negativo, ambos en 800[*RPM*]. La rampa de tasa de cambio creciente de torque durante la conducción es la tasa de cambio creciente del torque para la directa y la reversa. Permite reducir el tiempo muerto existente entre el pedal del acelerador y el torque aplicado. Las rampas de tasa de cambio creciente-decreciente del frenado neutro son las tasas de cambio de torque creciente para freno regenerativo.

D.B.8. Configuración de datos de manufacturación del banco de baterías

Un registro importante de manufacturación es la configuración de las zonas trabajo del voltaje de las baterías. La escritura de los voltajes de corte superior e inferior se realiza teniendo en cuenta el valor escrito del voltaje nominal. Para proteger el controlador los límites de voltaje de los mapas deben suponer al menos un límite inferior y superior del 70[%] y 120[%] del valor nominal.

En *DVT*, el mapa *app-cutback* funciona con los valores de protección superior e inferior del banco. Este límite está asociado a los límites de voltaje entre el encendido (*Key-Switch*) y la tierra *B-* del controlador.

El mapa *app-cutback* utiliza los parámetros *start-curbback* con un límite superior e inferior definiendo la zona de trabajo. Fuera de estos límites el motor no funcionará. Los límites configurados aquí son importantes al momento de la regeneración cuando la corriente de carga del banco genera que el voltaje aumente.

En la Figura D.19, se presenta el registro con los mapas de potencia superpuestos. Aquí, el mapa *motor-cutback* debe ser levemente menor que el *app-cutback*. El voltaje entre *B+* y *B-* será más rápido y mayor que el voltaje entre el *Key-Switch* y *B-*.

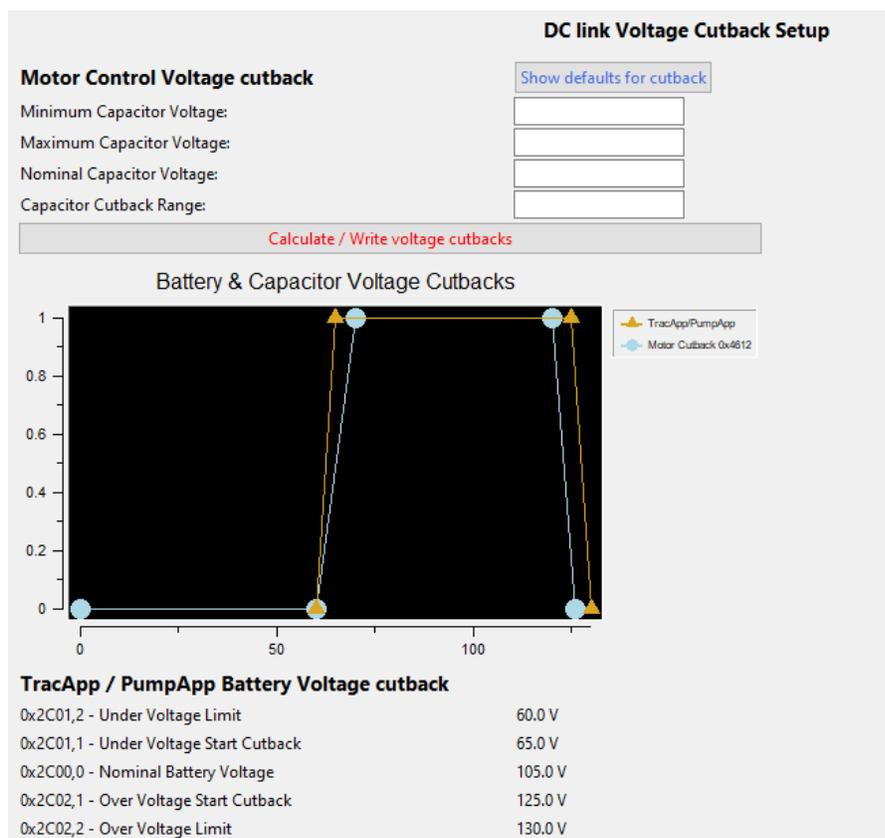


Figura D.19: Registro con mapas de corte para el voltaje de la alimentación DC . El registro presenta los límites de corte para el mapa *app-cutback* y el voltaje nominal.

Por otro lado, el mapa *motor-cutback* funciona definiendo la zona de ganancias de voltaje donde no existe reducción del torque. Este límite está asociado al voltaje entre $B+$ y $B-$.

En la Figura D.20, el mapa *motor-cutback* cumple la misma función de reducción del torque cuando el voltaje se encuentra fuera de los límites establecidos. Este límite está asociado al valor instantáneo de voltaje entre $B+$ y $B-$ y es importante para la regeneración cuando existen altas corrientes de carga o cuando aumenta el voltaje de las capacidades de filtrado del controlador, antes del fusible y las conexiones hacia la batería.

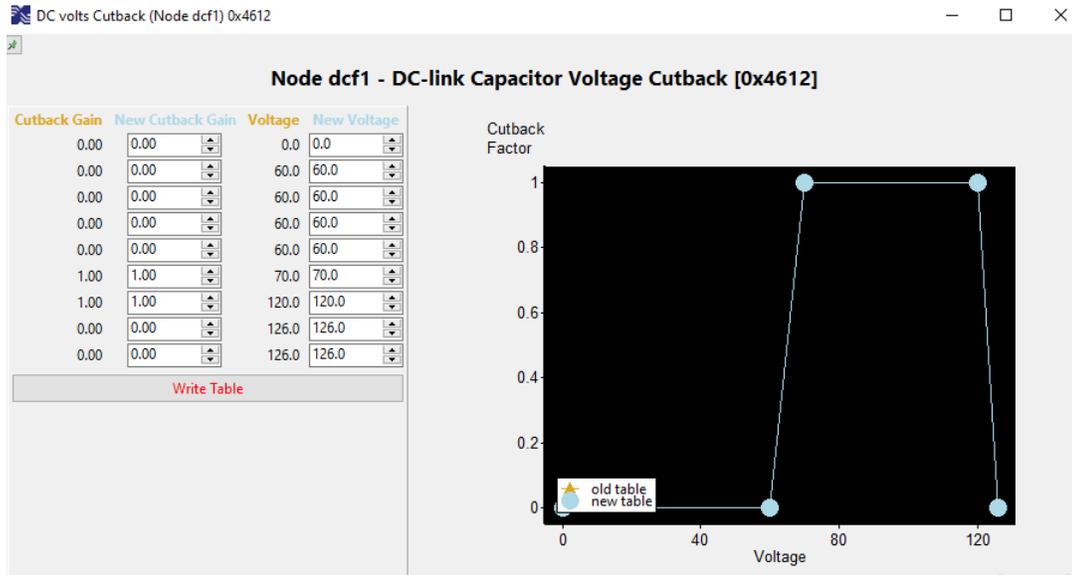


Figura D.20: Registro con mapas de corte para el voltaje de la alimentación *DC*. El registro presenta los límites de corte para el mapa *app-cutback* y el voltaje nominal.

D.B.9. Configuración de límite de corriente y potencia de los motores

El funcionamiento del inversor debe ser realizado bajo los rangos de funcionamiento nominales del motor y el banco de baterías, para su correcta operación. El inversor entrega las opciones de limitar la potencia utilizando los registros escritos con las corrientes de descarga y carga. Esta configuración puede generar que la potencia consumida aumenta por sobre el máximo de la máquina y es básicamente utilizar el límite de corriente del *Sevcon* como fijos a los límites de descarga/carga máximos (*Battery Current limit set at to fixed level*). Otra opción, es utilizar el límite de potencia máximo del motor y el voltaje *DC* del banco de baterías, con la finalidad que el inversor escriba en el registro los límites de corriente que se extrae o entrega al banco.

En la Figura D.21, se presentan los registros para la configuración de los límites de potencia para el accionamiento de la planta. En la Figura D.21a, se muestra el registro de índice *0x4623* con la opción de limitar la corriente del inversor según los límites de potencia y voltaje (*Use max power*). Utilizando esta opción, en la Figura D.21b, los registros de índice *0x4623* con corrientes de descarga y carga los escribe el inversor a partir del *Battery Current Limit* [6]. La potencia máxima de descarga se configura según la potencia máxima del motor que es de $4[kW]$ y la potencia de carga en el valor nominal a $2[kW]$. Luego, para un voltaje nominal escrito de $106[V]$ el límite de descarga de corriente establecido por el inversor queda de $34[A]$.

Luego, en la Figura D.21b, se presenta el factor de corrección de la corriente y que tiene un factor mínimo de 0.5.

Master Battery Current Limit Parameters [0x2870]

Master Battery (DC link) Current Limit Parameters

Battery current limit data source

Maximum battery discharge current	<input type="text" value="50.0"/>	A
Maximum battery recharge current	<input type="text" value="-40.0"/>	A
Maximum battery discharge current in Drive Profile 1	<input type="text" value="0.0"/>	%
Maximum battery discharge current in Drive Profile 2	<input type="text" value="0.0"/>	%
Maximum battery discharge power	<input type="text" value="4.0"/>	kW
Maximum battery recharge power	<input type="text" value="-2.0"/>	kW

(a)

Battery current limit [0x4623]

Allows configuration of battery (DC link) current limit

Maximum battery charge current	<input type="text" value="-17.0"/>	A
Maximum battery discharge current	<input type="text" value="34.0"/>	A
Cutback range	<input type="text" value="10.0"/>	A
Battery current estimation correction factor	<input type="text" value="0.5"/>	
Battery current limit integral gain	<input type="text" value="10.0"/>	

(b)

Figura D.21: Registros de configuración del límite de potencia y Registro de configuración con límites de corriente de carga y carga del banco de baterías.

D.B.10. Configuración de mapas de potencia

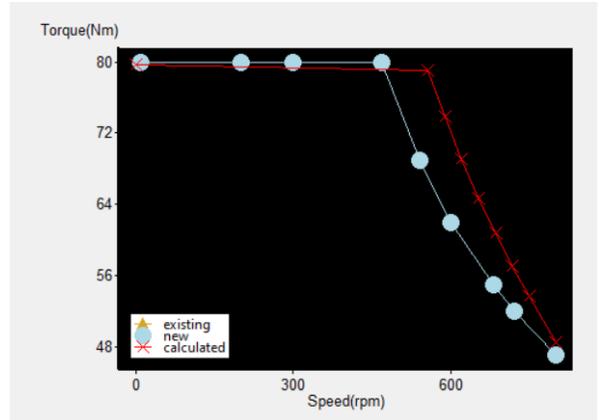
Para el control del motor es debida la configuración del mapa de potencia que especifica el torque máximo aplicado a ciertas velocidades. Este mapa debe configurarse a partir de las zonas *MTPA* y *FW*, como en la sección C.1, teniendo en cuenta el torque máximo establecido, la velocidad máxima y la potencia máxima del motor.

En el registro de configuración del mapa de potencia es posible desplegar los gráficos de potencia estimados por el inversor a partir de los parámetros configurados del voltaje *DC*, número de par de polos, inductancia y potencia máxima. Para la formulación del mapa de potencia es necesario trabajar con la potencia máxima con la que trabaja el motor. En la Figura D.22a, se presenta el registro de configuración de los mapas y la escritura de la velocidad con el torque. En la Figura D.22b, el mapa escrito en celeste con una estimación que realiza el *software*, con los parámetros de manufacturación escritos.

Dependiendo de los parámetros escritos en el registro del motor, es posible realizar estimación del mapa de potencia escrito utilizando las características que proporciona el controlador mediante *DVT*. En la Figura D.23, se presenta el mapa principal escrito y 3 estimaciones realizadas con el voltaje del banco, la corriente nominal máxima de descarga y con el límite de potencia.

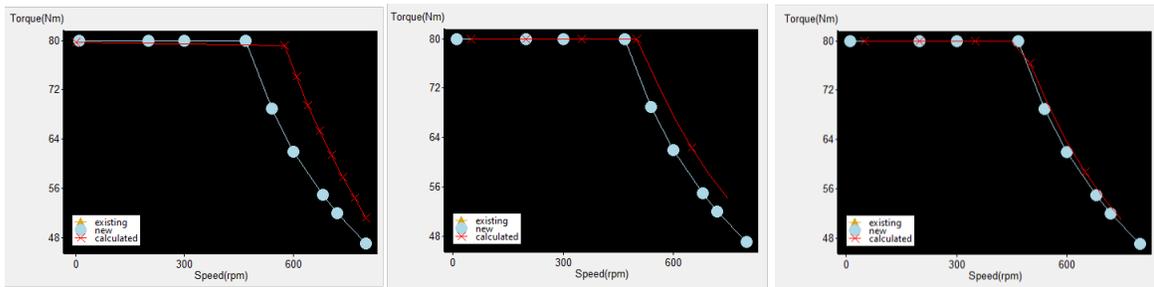
Speed (rpm)			Torque (Nm)		
Existing	Calc	New	Existing	Calc	New
10	0	10	80.0	79.7	80.0
200	556	200	80.0	79.1	80.0
300	588	300	80.0	73.8	80.0
468	620	468	80.0	69.1	80.0
540	652	540	69.0	64.7	69.0
600	684	600	62.0	60.7	62.0
680	716	680	55.0	57.1	55.0
720	748	720	52.0	53.6	52.0
800	800	800	47.0	48.4	47.0

Write Table

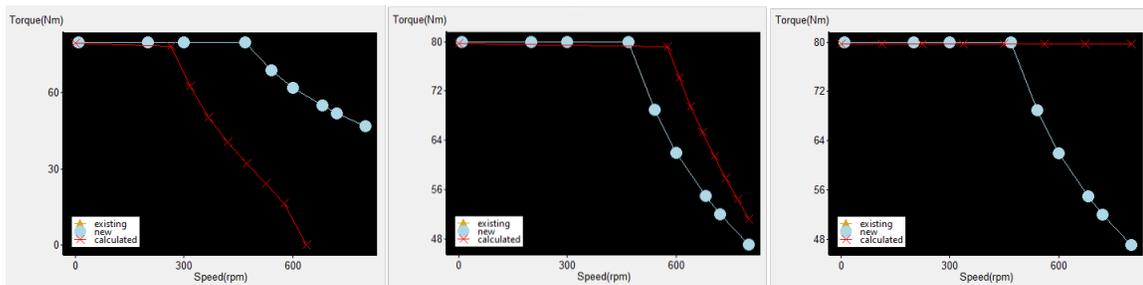


(a)

(b)

Figura D.22: configuración de mapa de potencia en *DVT*.Figura D.23: Estimación del mapa de potencia realizado por el *software* a partir de distintos registros configurados.

Después, en la Figura D.24, se presenta la estimación del mapa de potencia utilizando distintos voltajes DC , $V_{DC} \in [72[V_{DC}], 106[V_{DC}], 130[V_{DC}]]$ y en la Figura D.25, se presenta la estimación del mapa de potencia para distintos valores de inductancia de fase $L = [86[\mu H], 200[\mu H], 300[\mu H], 600[\mu H]]$. Como es posible apreciar, el voltaje nominal escrito del controlador de $106[V_{DC}]$, cercano al DC nominal real y una inductancia de $300[\mu H]$ presentan resultados de estimación de mapa de potencia, similar al descrito, de manera que, serán utilizados para la puesta en marcha

Figura D.24: Influencia de variación del voltaje DC en *DVT* para los voltajes DC escritos.

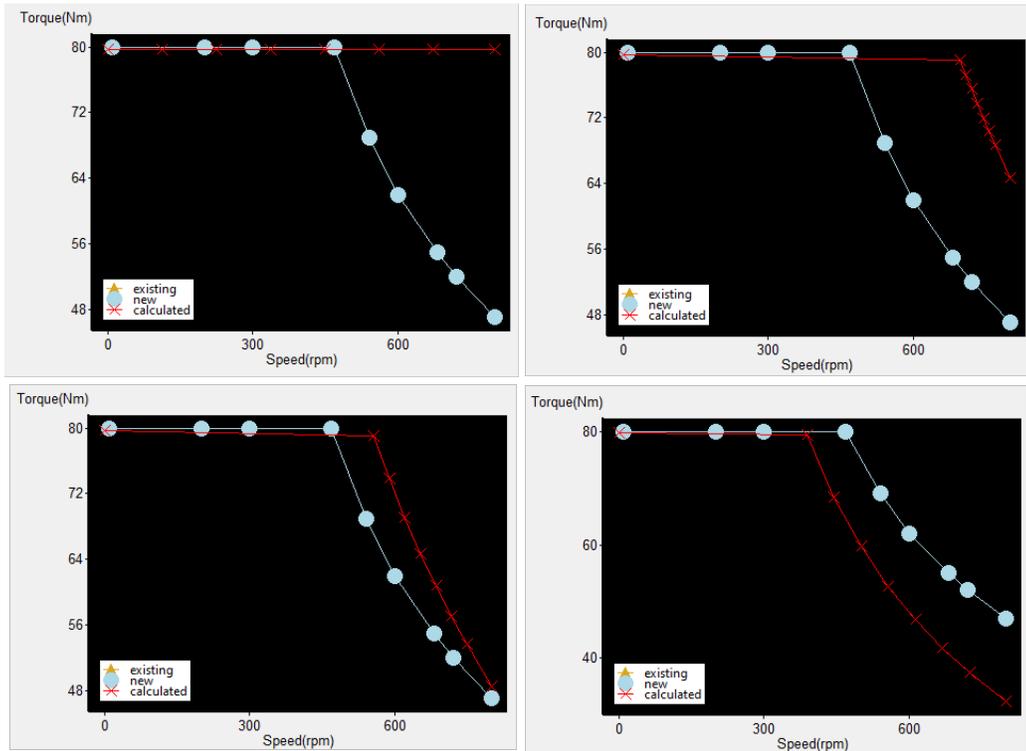


Figura D.25: Influencia de variación de la inductancia de fase en *DVT*.

D.B.11. Configuración del modulador de voltaje

En *DVT*, es posible la configuración del modulador con la frecuencia del *PWM* como se presenta en la Figura D.26, donde se utiliza una frecuencia de $8[kHz]$ y es habilitado solo con el compensador de tiempo muerto.

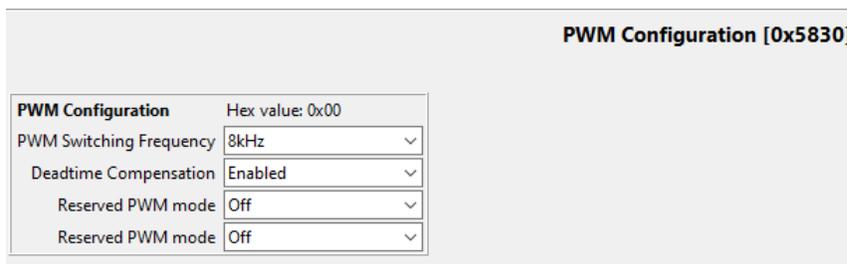


Figura D.26: Configuración *PWM* en *DVT*.

D.B.12. Configuración de parámetros de control del inversor

Para la configuración de los lazos de control del inversor se utiliza el registro de las ganancias de control de corriente y velocidad. En la Figura D.27 1), para el lazo de control de la

corriente en d, q son utilizadas las mismas ganancias proporcionales e integrales. Las ganancias específicas en componente directa tienen valores nulos o por defecto para la operación, debido a que no se realiza control en FW .

En la Figura D.27 2), al controlar el torque del motor, el lazo de control de velocidad es utilizado como limitador de velocidad (*Speed limit*) que usa el *Sevcon* en el modo de control del torque. En la Figura D.28, solo son usadas las ganancias convencionales del control *PI* y la tasa de cambio de velocidad decreciente.

Current Control	Modulation Index	Speed Control / Limit	1)
-----------------	------------------	-----------------------	----

Current Control Gains

Current control proportional gain (Kp)

Current control integral gain (Ki)

D-axis current controller proportional gain

D-axis current controller integral gain

Current Control	Modulation Index	Speed Control / Limit	2)
-----------------	------------------	-----------------------	----

Speed control Gains [0x4651]

Used to set up the speed control / limit loop

Speed proportional gain

Speed integral gain

Figura D.27: 1) Registros de configuración de ganancias del lazo de corriente 2) Registro de ganancias de velocidad para el control del torque.

Current Control	Modulation Index	Speed Control / Limit	1)
-----------------	------------------	-----------------------	----

Speed control Gains [0x4651]

Used to set up the speed control / limit loop

Speed proportional gain

Speed integral gain

Low speed proportional gain

Rollback integral gain

Low speed integral gain

dw/dt gain

Integral initialization factor

Speed calculation filter pole

Pre-limit speed rpm

Maximum speed limit ramp down rate rpm/s

Current Control	Modulation Index	Speed Control / Limit	2)
-----------------	------------------	-----------------------	----

Field Weakening / Modulation Index Control

Frequency / Mod index control Kp

Frequency / Mod index control Ki

Figura D.28: 1) Registros de configuración de ganancias de velocidad. 2) Registro de ganancias de debilitamiento de campo.

D.B.13. Configuración Maestro Esclavo

El Sistema de Tracción es una red de 2 inversores o nodos que funcionan con una configuración Maestro-Esclavo, donde las demandas realizadas por los actuadores del primero, son replicadas mediante *CAN* en el segundo.

Para la funcionalidad completa del sistema, se debe configurar el identificador de sincronización *Sync* de los objetos de comunicación en el registro *0x1005*. Este apartado es importante permitiendo la sincronización de mensajes entre Maestro-Esclavo. Por otro lado, se deben configurar los mensajes que identifican el estado de salud *Emcy* de los nodos en la red *CAN* utilizando la identificación única y el registro *0x1014*. En las Figuras D.29 y D.30 se presentan los registros que deben configurarse para la red Maestro-Esclavo.

1)

Synchronization (SYNC) message COB-ID [0x1005]

COB-ID (11bit) and configuration of SYNC message. Bit 30 (0x40000000) is set to configure as SYNC producer.

Synchronization (SYNC) message COB-ID

2)

Synchronization (SYNC) message COB-ID [0x1005]

COB-ID (11bit) and configuration of SYNC message. Bit 30 (0x40000000) is set to configure as SYNC producer.

Synchronization (SYNC) message COB-ID

Figura D.29: Registros de sincronización de mensajes (*Sync*) entre nodos para la configuración de inversores Maestro-Esclavo.

1)

Emergency (EMCY) telegram COB-ID [0x1014]

COB-ID of EMCY object. If zero COB-ID will equal 80h + Node ID

Emergency (EMCY) telegram COB-ID

2)

Emergency (EMCY) telegram COB-ID [0x1014]

COB-ID of EMCY object. If zero COB-ID will equal 80h + Node ID

Emergency (EMCY) telegram COB-ID

Figura D.30: Registros de mensajes del estado de los nodos en la red (*Emcy*), para la configuración de inversores Maestro-Esclavo.

Por otro lado, es importante establecer la comunicación entre Maestro y Esclavo para el accionamiento. Luego, en las Tablas D.3 y D.4, se presentan los mensajes de recepción y transmisión que deben configurarse en el Maestro y el Esclavo, para que las demandas existentes en el primero, sean replicadas en el segundo.

Tabla D.3: Tabla con mensajes de transmisión y recepción en el Maestro para la configuración Maestro-Esclavo.

Nodo Maestro	bytes	índice, subíndice	Nombre
0x181 TPDO	1-2	0x2021, 1	Control Word Right motor
0x181 TPDO	3-6	0x2021, 3	Max. velocity
0x181 TPDO	7-8	0x2021, 5	Target Torque
0x201 RPDO	1-2	0x2021, 2	Status Word Right motor
0x201 RPDO	3-6	0x2021, 5	actual velocity Right motor
0x201 RPDO	7-8	0x2021, 6	Actual torque Right motor

Tabla D.4: Tabla con mensajes de transmisión y recepción en el Esclavo para la configuración Maestro-Esclavo.

Nodo Esclavo	bytes	índice, subíndice	Nombre
0x201 TPDO	1-2	0x6064, 0	Status Word
0x201 TPDO	3-6	0x606C, 0	velocity
0x201 TPDO	7-8	0x6077, 0	Torque
0x181 RPDO	1-2	0x6040, 0	Control Word
0x181 RPDO	3-6	0x6080, 0	Actual velocity Right motor
0x181 RPDO	7-8	0x6071, 0	Actual torque Right motor

D.B.14. Configuración de mensajes del inversor

Una vez son presentados los mensajes que deben configurarse en el Maestro y el Esclavo para la comunicación y el correcto funcionamiento, es necesario definir las variables del sistema que deben observarse para caracterizar el funcionamiento del sistema.

La elección de las variables para cada nodo se realiza teniendo en cuenta los modelos descritos para el control de máquinas de imán permanente. De esta forma, tanto en el Maestro como en el Esclavo son escritos los mismos mensajes con las mismas variables y solo cambiando el identificador único del mensaje en la red.

En la Tabla D.5, se presentan los mensajes configurados en el Maestro para la lectura y análisis de variables de la planta. Son utilizados 4 objetos de transmisión *TPDO*. En el caso del Esclavo los mensajes son los mismos mensajes cambiando el último valor del identificador único. En la Tabla Los mensajes del Esclavo son similares, pero la identificación de cada trama termina en 2.

D.B.15. Decodificación trama *CANopen*

Después de realizar la configuración de los mensajes que se deben transmitir en la red de inversores, es necesario la realización de programas que permitan la recepción, segmentación y cálculo de los valores existentes en las tramas del tráfico *CAN*. En los mensajes configurados en los inversores son consideradas las variables que describen la planta y las que permiten la

Tabla D.5: Variables de transmisión del Maestro.

COB-ID TPDO	bytes	índice, subíndice	Nombre	factor escala
0x100	1-2	0x5100,1	Voltaje Batería V	0.0625
0x100	3-4	0x5100,2	Corriente Batería A	0.0625
0x100	5	0x5100,4	Temperatura C	1
0x200	1-2	0x6078,0	Corriente Motor A(RMS)	1
0x200	3-4	0x4602,11	Torque demandado Nm	0.0625
0x200	5-8	0x6060C,0	velocidad RPM	1
0x300	1-2	0x4600,6	i_q objetivo A	0.0625
0x300	3-4	0x4600,8	i_q A	0.0625
0x300	5-6	0x4602,12	Torque actual Nm	0.0625
0x300	7-8	0x4600,10	v_q V	0.0625
0x400	1-2	0x2220,0	Voltaje acelerador V	3.9065e-3
0x400	3-4	0x4600,5	i_d objetivo A	0.0625
0x400	5-6	0x4600,7	i_d A	0.0625
0x400	7-8	0x4600,9	v_d V	0.0625

Tabla D.6: Variables de transmisión del Maestro.

COB-ID TPDO	bytes	índice, subíndice	Nombre	factor escala
0x102	1-2	0x5100,1	Voltaje Batería V	0.0625
0x102	3-4	0x5100,2	Corriente Batería A	0.0625
0x102	5	0x5100,4	Temperatura $^{\circ}C$	1
0x202	1-2	0x6078,0	Corriente Motor A(RMS)	1
0x202	3-4	0x4602,11	Torque demanda Nm	0.0625
0x202	5-8	0x6060C,0	velocidad RPM	1
0x302	1-2	0x4600,6	i_q objetivo A	0.0625
0x302	3-4	0x4600,8	i_q A	0.0625
0x302	5-6	0x4602,12	Torque actual Nm	0.0625
0x302	7-8	0x4600,10	v_q V	0.0625
0x402	1-2	0x2220,0	Voltaje acelerador V	3.9065e-3
0x402	3-4	0x4600,5	i_d objetivo A	0.0625
0x402	5-6	0x4600,7	i_d A	0.0625
0x402	7-8	0x4600,9	v_d V	0.0625

comunicación entre inversores.

La configuración de los mensajes en cada *TPDO* supone la cantidad de *bytes* que ocupa cada variable y el orden en el cual son escritos en los registros de mensajes del *Sevcon*. En la Figura D.31, se presenta el *TPDO* configurado en el Maestro y el Esclavo, para transmitir en línea el voltaje y la corriente de descarga del banco, con la temperatura del inversor. La capacidad de información de los objetos de comunicación *CAN* es de 8[*bytes*], la capacidad de los mensajes escritos es de 2[*bytes*] para el voltaje y la corriente, mientras que la temperatura es codificada en un mensaje de 1[*byte*], dejando 2[*bytes*] de espacio en la trama.

Voltaje Batería [V]		Corriente Batería [A]		Temperatura [°C]	Trama deshabilitada		
byte 0	byte 1	byte 2	byte 3	byte 4	byte 5	byte 6	byte 7
01	03	00	00	00	00	00	00

(a)

Figura D.31: Trama *CANopen TPDO* en inversores para lectura del voltaje y corriente la batería, con la temperatura del inversor.

El orden en el que son escritos los mensajes en el objeto de comunicación influye en el seccionamiento de la trama teniendo en cuenta el largo de sus mensajes y que es necesario transformar la información codificada en hexadecimal, invirtiendo el orden de la trama de *bytes* y utilizando los factores de escala que proporciona el *Sevcon* para una transformación a las unidades correctas. Luego, para el caso del voltaje de la batería, son utilizados 2[*bytes*] de información, el byte 1 es un múltiplo de 255, en virtud de lo cual, en hexadecimal, el *byte* queda como $3 \cdot 255 = 765$, el valor del *byte* 5 es el restante o *carry* quedando el valor total ponderado por el factor de escala de a Tabla D.5 como, $(1 + 765) \cdot 0.0625 = 48[V]$. De esta forma, la lectura de la trama se debe realizar considerando además, que los *bits* que conforman cada mensaje son codificados en complemento de 2, en razón de lo cual, la decodificación se realiza considerando el cambio de signo de las variables y que está asociado al cambio de dirección principalmente. En cada instante, la trama debe ser segmentada, conociendo el largo, el orden y el identificador único de los mensajes, se debe realizar la respectiva segmentación de la trama, transformando los valores a hexadecimal, luego a decimal de 16 *bits* con complemento de 2.

Es importante recalcar que el proceso de decodificación de la trama *CAN* es realizado por el Sistema de control central a través de la utilización del bus *CAN*. Cuando se utiliza el *IXXAT* para la configuración, el *Vehicle Interface* permite la historización por defecto de los mensajes escritos en los inversores en archivos *.csv*, con el factor de escala de cada variable, con una tasa de muestreo similar al tiempo de sincronización de 20 milisegundos, ya transformados con las unidades de medida correcta.

D.B.16. Listado de alertas

Otro aspecto importante al momento de configurar y poner en marcha el sistema, son las alertas de fallas que proporciona el *Sevcon* con *DVT*. Cualquiera de estas alarmas establece al controlador en pre-operacional no permitiéndole accionar el motor. Existen 4 niveles de alerta de falla dependiendo de la severidad.

Para saber cómo afrontar las alertas más comunes que muestra el controlador, se ha realizado un control de los fallos que han aparecido durante los ensayos y se ha anotado un protocolo de actuación. Los fallos se clasifican según su severidad.

En la Tabla D.7, el primer nivel de alerta está asociado a falla en la secuencia de encendido, nivel de alimentación de la batería y el valor configurado, la temperatura del controlador.

Tabla D.7: Registro de mensajes de alerta advertencia de unidad para inhibir unidad.

Advertencia(<i>Warning</i>)	<i>ID DVT</i>	Descripción
<i>Unit in pre operational</i>	0x4681	Controlador en estado pre operacional
<i>Motor High Voltage</i>	0x1014	Voltaje de fase elevado
<i>High Capacitor</i>	0x1014	Voltaje pre carga elevado
<i>Low Capacitor</i>	0x1014	Voltaje pre carga bajo
<i>Low Battery</i>	0x1014	Voltaje alimentación <i>DC</i> baja
<i>Device Hot</i>	0x1014	Temperatura <i>IN</i> versor mayor a $75^{\circ}C$
<i>CAN HPTX warning</i>	0x47C5	Falla de transmisión de alta prioridad <i>CAN</i>

En la Tabla D.8, el segundo nivel está asociado a fallas en el control PI de la velocidad y la corriente. Fallas en el control de velocidad pueden significar sobrevelocidad, mientras que fallas en el lazo de corriente significan una diferencia entre el torque del acelerador y el demandado en el motor.

Otro aspecto importante asociado al control de velocidad es la sobreaceleración producida cuando el límite de velocidad es muy alto. Esta falla produce que se pierda contacto entre el valor del acelerador y la velocidad del motor. Con una leve acción del pedal, la velocidad del motor incrementa rápidamente sin control. Aquí, la ganancia proporcional de velocidad y el *offset* deben configurarse adecuadamente con valores de magnitud moderada.

Tabla D.8: Registro de mensajes de alerta de falla para inhibir unidad.

inhibir la unidad (<i>Drive Inhibit</i>)	<i>ID DVT</i>	Descripción
<i>Motor Overspeed</i>	0x4941	Sobre velocidad
<i>Secuence Fault</i>	0x4884	Falla secuencia de encendido
<i>CAN off bus</i>	0x4B01	Error cableado <i>CAN</i>

La tercera Tabla de alertas de falla D.9, está asociado a situaciones en que el controlador pierde alimentación o tiene parámetros configurados fuera de los límites de manufacturación,

esto permite que, por ejemplo, los voltajes de alimentación de las entradas analógicas, o los sensores hall se encuentren dentro del rango de funcionamiento.

Tabla D.9: Registro de mensajes de alerta de falla severa del controlador.

Severo (<i>severe</i>)	ID DVT	Descripción
Supply Critical	0x4941	Tensión controlador baja
Param dyn range error	0x4884	Congiguración fuera de rango
DSP parameter error	0x4F55	Motor sin controlar

El último nivel de alertas de falla de la Tabla D.10, está relacionado con situaciones de falla grave en el motor debido a alguna falla mecánica o eléctrica que no permite el control.

Tabla D.10: Registro de mensajes de alerta de falla muy severa del controlador.

muy severo (<i>very severe</i>)	ID DVT	Descripción
current control fault	0x4941	sin control de corriente motor
Motor slave in wrong state	0x5319	Esclavo no responde al controlword
CAN off bus	0x4B01	Falla bus <i>CAN</i>

Anexo E

CANbus y CANopen

E.1. *CANbus*

CANbus (*Control Area Network*), corresponde a un protocolo de comunicación estándar internacional serial de bajo nivel. Fue desarrollado para la industria automotriz, por *BOSH*, en la década de los 80 y a lo largo del tiempo se ha convertido en un estándar aplicado en distintas áreas de la industria. Es utilizado principalmente para sistemas embebidos, entregando una comunicación rápida entre nodos satisfaciendo requerimientos en tiempo real.

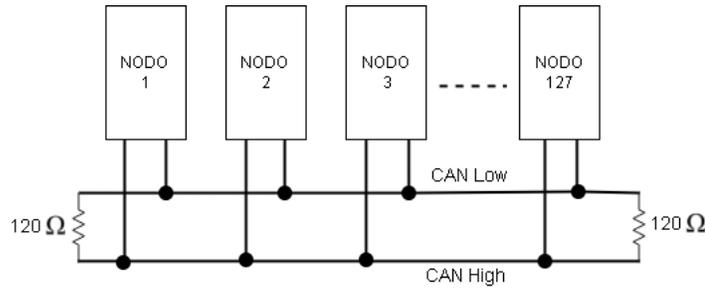
El protocolo *CAN* tiene las siguientes características.

- **Conexión:** la implementación de la red se lleva a cabo por una topología en bus permitiendo que hasta 127 dispositivos participen del intercambio de información en tiempo real, siendo idóneo para el control en lazo cerrado.
- **Velocidad de Transmisión:** *CAN* permite trabajar a velocidades de transmisión de $10[\frac{kbit}{seg}]$ hasta $1[\frac{Mbit}{seg}]$.
- **Transmisión:** los mensajes en la red *CAN* son enviados en un formato predefinido. De esta manera, cuando la red está libre, cualquier nodo conectado puede comenzar a transmitir. Si existe más de un nodo transmitiendo en la red, la identificación única de los mensajes define la prioridad, dejando las más bajas como los mensajes que deben transmitirse o leerse primero.
- **Adquisición remota de datos:** en la red *CAN*, los nodos pueden realizar peticiones a otros dispositivos conectados en la red a través del envío de tramas remotas.
- **Flexibilidad de la red:** los dispositivos conectados a la red son nodos con un identificador único, distinto que el asociado a los mensajes que pueden ser configurados por *software*, dependiendo de los requerimientos de diseño.
- **Detección de errores:** los nodos conectados a la red pueden detectar errores. Si existe un mensaje de falla, el mensaje es repetido en todos los dispositivos.

La topología de la red *CAN* permite la conexión de nodos para intercambio de información sin la necesidad de un dispositivo anfitrión(*host*). De esta forma, en la red, cada dispositivo

está conectado directamente con otro permitiendo que todos los mensajes sean transmitidos a la vez, pasando por todos los nodos. La utilización del identificador único de cada trama en el bus permite el filtrado de mensajes que recibe y transmite cada nodo. De esta forma, la comunicación en *CAN* es asíncrona del tipo *CSMA/CD* (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection*). Cada nodo puede detectar el estado de la red y en caso que 2 dispositivos distintos transmitan información simultáneamente, ambos nodos detectan la colisión y se utiliza un método de arbitración con el identificador único del mensaje.

En la Figura E.1, se presenta la topología básica de la red *CAN*.



(a)

Figura E.1: Topología red *CAN* [4].

La red permite un gran flujo de datos entre los nodos conectados, lo que se traduce en la reducción del cableado de la instalación eléctrica a 2 cables para la comunicación y la tierra común de los dispositivos. Los 2 cables (buses), para la comunicación como se presenta en la Figura E.1, son *CAN High* (*CANH*) y *CAN Low* (*CANL*) y que se unen con 2 resistencias de $120[\Omega]$ en sus terminales para la supresión de la reflexiones eléctricas a altas frecuencias.

Dentro del modelo de capas *OSI*, el protocolo *CANbus* se define sobre la Capa Física y la Capa de enlace de datos. El resto de las capas no es utilizado con la finalidad de minimizar el uso de memoria, por lo cual, es necesario la utilización de otros *software* que cubran el resto de las capas. Es utilizado el protocolo de comunicación de alto nivel *CANopen* que simplifica el *software* para el desarrollo y programación del sistema.

La Capa Física representa el *hardware* con las conexiones físicas entre nodos, caracterizada a través de los 2 buses de la red y la diferencia de niveles de voltajes asociados al flujo de *bits* existentes, que aún están sin procesar. Luego, como *CAN* es una tecnología serial con 2 cables, los *bits* de los datos son enviados uno a la vez a partir de la diferencia de voltaje de cada bus.

Para explicar de manera efectiva los diferentes tipos de señales, es útil comprender que cada aplicación *CAN* consta de un microcontrolador encargado de gestionar y enviar sus mensajes en serial desde el dispositivo al transceptor que está conectado al bus. Se toman los datos seriales y los traduce a la red *CAN*. En la Figura E.2, se presenta un esquema simplificado del *hardware* en un nodo *CAN*.

Luego, *CANbus* tiene 2 estados lógicos, el estado dominante, que ocurre cuando se aplica un nivel lógico bajo (*L*) al pin de entrada de transmisión (*TDX*) del transceptor y el es-

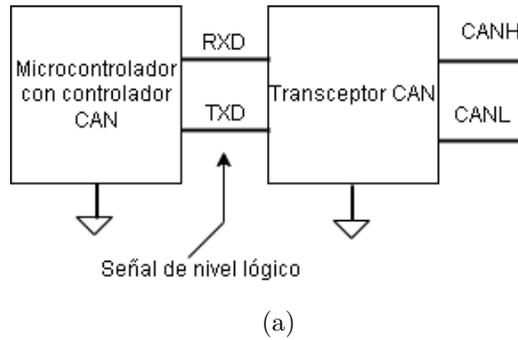


Figura E.2: Niveles de señal *CANbus*.

tado recesivo, asociado a un nivel lógico alto (*H*) en el pin de entrada de transmisión del transceptor.

Los 2 tipos de señales que procesa el transceptor son señales de un solo extremo (*TXD* y *RXD*) y señales diferenciales (*CANH* y *CANL*). Durante el funcionamiento normal, el transceptor *CAN* convierte la señal de salida de nivel lógico (*TXD*) de terminación única del controlador *CAN* en una señal diferencial. También, convierte la señal diferencial en el bus nuevamente en una señal lógica de un solo extremo (*RXD*) para ingresar al controlador *CAN*. Esencialmente, el transceptor proporciona transmisión diferencial y capacidad de recepción diferencial hacia y desde el bus *CAN*. En la Figura E.3, se presenta los estados lógicos diferenciales en el bus *CAN*

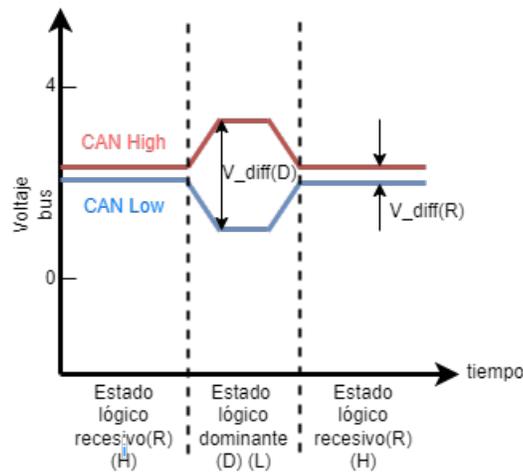


Figura E.3: Niveles de señal *CANbus*.

Como puede ver, en el estado recesivo, los pines del bus *CANH* y *CANL* están polarizados al mismo nivel en $2.5V$. Durante el estado dominante, el pin del bus *CANH* está polarizado a un potencial de voltaje más alto ($3,5V$) y el pin del bus *CANL* está polarizado a un potencial de voltaje más bajo ($1,5V$). Al restar el potencial de voltaje de los 2 pines del bus, se puede determinar el estado lógico del bus usando la E.1.

$$V_{diff} = V_{CANH} - V_{CANL} \quad (E.1)$$

Cuando el valor de V_{diff} en el bus es inferior a $0,5V$, se considera que el bus está en un estado recesivo. Alternativamente, los valores de V_{diff} superiores a $0,9V$ indican que el bus está en un estado dominante. Por último, para valores de V_{diff} entre $0,5V$ y $0,9V$, el estado del bus es indefinido.

Dado que la diferencia entre las 2 señales se utiliza para definir el estado del bus, este tipo de señalización se conoce como señalización diferencial. Además, las señales *CANH* y *CANL* se conocen comúnmente como simples complementarias, ya que se necesita conocer el potencial de voltaje de ambas señales para determinar el estado lógico del bus.

El estado recesivo solo existirá en el bus si todos los transceptores conectados al bus transmiten un estado recesivo, porque el estado recesivo tiene una polarización débil, mientras que el estado dominante tiene una polarización fuerte. Esto es análogo a una conexión lógica *AND* cableada. Todos los transceptores deben transmitir una señal lógica alta para que la salida del bus sea lógica alta (H). Si incluso un transceptor transmite un 0 lógico, todo el bus seguirá este estado y estará en el estado dominante.

Después, la Capa de Enlace de Datos define el proceso de arbitración utilizado para resolver el problema de colisiones a través de la identificación única de los mensajes y la prioridad de la identificación. La red *CAN* permite además controlar el tráfico a través de *buffers* con filtros y máscaras que permiten validar la identificación.

E.A.1. Tipos de Tramas *CAN*

Una vez es descrito el funcionamiento físico se procede a describir los tipos de tramas de *CANbus*. El protocolo tiene 4 tipos distintos de tramas de *bytes* posibles en la red.

- Trama de Datos (*DF Data Frame*): esta trama permite transmitir información actual del nodo en la red con la finalidad que otros dispositivos puedan recibir el mensaje. Existen 2 formatos para este tipo de tramas definidos a partir de la cantidad de *bits* utilizados para el identificador único del mensaje. En el formato estándar el identificador tiene 11 *bits* por lo que, es posible enviar desde un nodo $2^{11} = 2048$ mensajes distintos. Para el formato extendido el identificador tiene 29 *bits*, por eso, es posible enviar $2^{29} = 536 \cdot 10^6$ mensajes distintos de un nodo. En los dispositivos con la versión *CAN 2.0B* o mayor, los nodos pueden enviar mensajes en ambas formas dejando a la versión estándar con prioridad sobre la versión extendida para el mismo número de *bits* utilizados. En la Tabla E.1, se muestra la estructura de la trama de datos en *CANbus*.
- Trama de petición remota (*RRF Remote Request Frame*): para la realización de solicitud de datos se utiliza la trama remota proporcionada por *CAN*. Esta trama de datos es similar a la trama de datos pero sin campo con datos para enviar. En la Tabla E.1, se muestra la estructura en caso de tener una trama de petición está asociada a un *DF* con los 8 *bytes* en 0.

La trama remota solicita a otro dispositivo en la red la transmisión del mensaje. el mensaje de petición es transmitido por el nodo y queda definido por el identificador único del mismo. Luego, el mensaje puede ser aceptado por otros dispositivos que

tengan configurado el recibir mensajes con la misma identificación. Para la solicitud de un nodo se utiliza la trama remota en lugar de la trama de datos, con el *bit RTR*.

- Trama de Errores (*ER Error Frame*): esta trama se genera cuando son detectados errores en la red. Consiste en una trama de 6 a 12 *bits* para el indicador error (*error flag*), 8 *bits* para el delimitador del error y 3 *bits* para el *IFS (Interframe)*.
- Trama de Saturación (*OLF Over Load Frame*): esta trama es similar a la trama de error en estructura y funcionamiento. La trama aparece cuando no es posible el envío de un mensaje o existe un *bit* dominante en el espacio entre tramas.

Una vez son presentados los tipos de tramas de *CAN*, en la Tabla E.1, se procede a mostrar los componentes de la trama completa existente en la red asociadas a la trama de datos y de solicitud remota.

Tabla E.1: Trama de datos *CAN* estándar y extendida.

trama estandar	trama extendida	largo <i>bits</i>	propósito
<i>SOF</i>	-	1	Inicio trama transmisión
<i>ID</i>	-	11	<i>ID</i> y prioridad
-	<i>ID A</i>	11	<i>ID</i> y prioridad
<i>RTR</i>	-	1	tipo de mensaje (<i>RFF/DF</i>)
-	<i>SRR</i>	1	<i>RTR</i> versión extendida
<i>IDE bit</i>	<i>IDE bit</i>	1	<i>STD</i> o <i>EXT</i>
-	<i>ID B</i>	18	<i>ID</i> y prioridad
-	<i>RTR</i>	1	tipo de mensaje (<i>RFF/DF</i>)
<i>bit</i> reservado	-	1	para uso futuro
-	<i>bit</i> reservado	2	para uso futuro
<i>DLC</i>	<i>DLC</i>	4	número bytes de datos
<i>DF</i>	<i>DF</i>	0-64	8 bytes de datos
<i>CRC</i>	<i>CRC</i>	15	verificación de redundancia
delimitador <i>CRC</i>	delimitador <i>CRC</i>	1	parar <i>CRC</i>
espacio <i>ACK</i>	espacio <i>ACK</i>	1	Indicador <i>CRC Acknowledgment</i>
delimitador <i>ACK</i>	delimitador <i>ACK</i>	1	parar <i>CRC</i>
<i>EOF</i>	<i>EOF</i>	7	fin mensaje
<i>IFS</i>	<i>IFS</i>	3	interframe space

E.2. *CANopen*

CANopen corresponde a un sistema de comunicación estándar internacional de alto nivel, basado en *CANbus* con la Capa de Enlace de Datos según el estándar *ISO 11898-1* y la Capa Física según el estándar *ISO 11898-2*.

CANopen cubre las capas de alto nivel como las Capas de Red, Transporte, Presentación y la Capa de Aplicación para describir la configuración, la transferencia de datos y la sincronización con el resto de dispositivos en la red. La Capa de Aplicación es especificada según *CiA DS 301*, e incluye la estructura del Diccionario de Objetos (*Object Dictionary*) como el registro de configuración, los objetos de aplicación y el manejo de objetos de comunicación para la transmisión y recepción de información. En la Figura E.4, se presenta el modelo del nodo en *CANopen*.

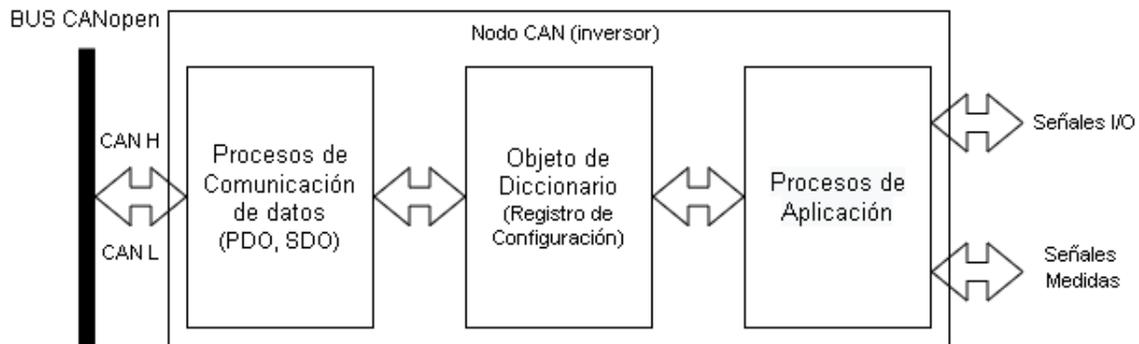


Figura E.4: Modelo nodo *CANopen*.

Cada nodo queda descrito en *CANopen* a partir de las siguientes características estándar que interactúan entre sí.

- **Diccionario de Objetos (*Object Dictionary*):** este objeto *CANopen* corresponde a la unidad central en *CAN* siendo un registro que guarda toda la información de manufacturación y comunicación del dispositivo que se está configurando en la red. Aquí, los datos se ordenan según 2 campos propios de cada objeto, el índice de *16 bits* de cada registro y su correspondiente subíndice de *8 bits*. La codificación de estos índices es realizada en hexadecimal.
- **Comunicación:** esta característica estándar de *CANopen* permite la gestión de objetos de comunicación para la transmisión y recepción en el bus. De esta forma, el tráfico de datos en el bus queda dividido en 2 clases principales:
 - *SDO (Service Data Object)*: corresponde a mensajes de baja prioridad, asociado principalmente con la configuración de parámetros. De esta manera, se emplea para la lectura y escritura de cualquiera de las entradas del Diccionario de Objetos. El modelo que utiliza es el de Cliente-Servidor donde el cliente realiza las peticiones al servidor configurado.
 - *PDO (Process Data Object)*: corresponde a mensajes de alta prioridad y velocidad de transmisión para el intercambio en tiempo real de datos. Aquí se cuenta la lectura de sensores y salidas del dispositivo en la red como por ejemplo la corriente consumida por el inversor desde el banco de batería. El principio de comunicación empleado es Productor-Consumidor de tal manera que el Productor envía mensajes y puede ser recibido por cualquier nodo referido al productor sólo utilizando el identificador único (*COB-ID*) del mensaje enviado en *CANopen*. El tipo de dato y mapeado de los *PDO* está determinado por la estructura y configuración en

el Diccionario de Objetos. Existen 2 tipos de objetos de comunicación *PDO*. Los *TPDO* (*Transmit Process Data Object*) asociados a la transmisión de tramas con variables mapeadas del Diccionario de Objetos de tramas. Los *RPDO* (*Receive Process Data Object*) están asociados a la transmisión de tramas con variables mapeadas del Diccionario de Objetos de tramas.

El formato de las tramas en *CANopen* se basa en el formato establecido en *CANbus*. Es utilizado el *COB-ID* (*Communication object Identification*) que define la identificación única del mensaje con los *bits* de control. Para el caso de una trama estándar, el identificador se conforma por 4 *bits* del código de función y 7 *bits* con el identificador único del nodo (distinto al *COB-ID*). En la trama de igual forma esta el *DLC* codificado en 4 *bits* que define el largo del mensaje y el campo de datos con 8 *bytes* de capacidad.

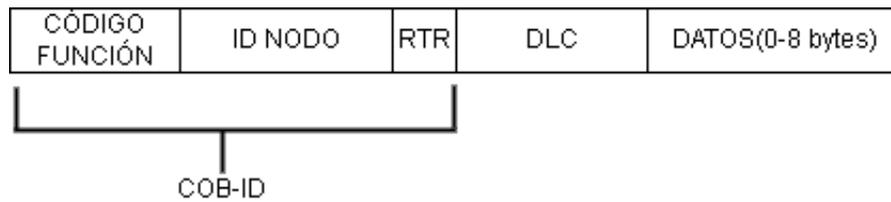


Figura E.5: Trama de datos *CANopen*.

Por otro lado, existen otro tipos de datos en *CANopen* asociados a la correcta comunicación de datos en el bus.

- *Emergency Object (EMCY)*: trama asociada al envío de errores internos en los nodos de la red.
- *Synchronisation Object (SYNC)*: señal de sincronismo de mensajes de la red.
- *Time Stamp Object (TIME)*: referencia de tiempo.
- *Network Management Object (NMT)* : encargada de controlar la máquina de estado del nodo en *CANopen*

Para la inicialización y reinicio, el dispositivo es controlado por una máquina de estado. Contiene los estados de iniciación (*Start*), *Pre-operación* (*Pre-operational*), *operación* (*Operational*) y *apagado* (*Stop*). Las transiciones entre estados se realizan mediante el uso del objeto de comunicación de administración de la red (*NMT*).

- **Aplicación:** Esta característica tiene la funcionalidad de controlar el nodo en relación a la interacción con el entorno del procesos.

Anexo F

Características de motores Qs

F.1. Informe de pruebas motores Qs Eolian Áuriga

En la presente sección se muestran las hoja de pruebas que el distribuidor de motores Qs proporcionó al equipo Eolian para la operación en el Áuriga y los controladores *Sevcon*. Es posible apreciar que en las Figuras F.1, F.2 y F.3, son entregadas pruebas a voltaje nominal de $72[V_{DC}]$, con solo las corrientes de descarga, el torque y la velocidad.

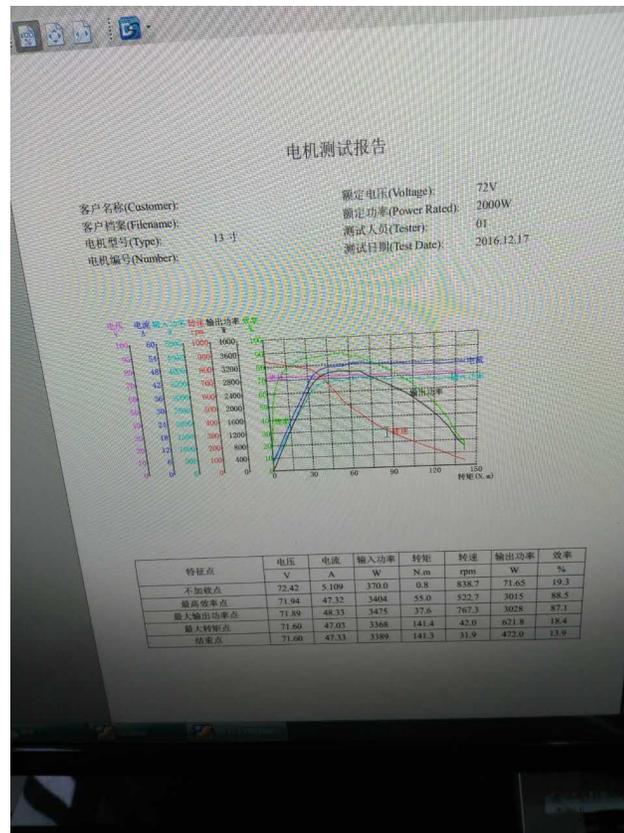
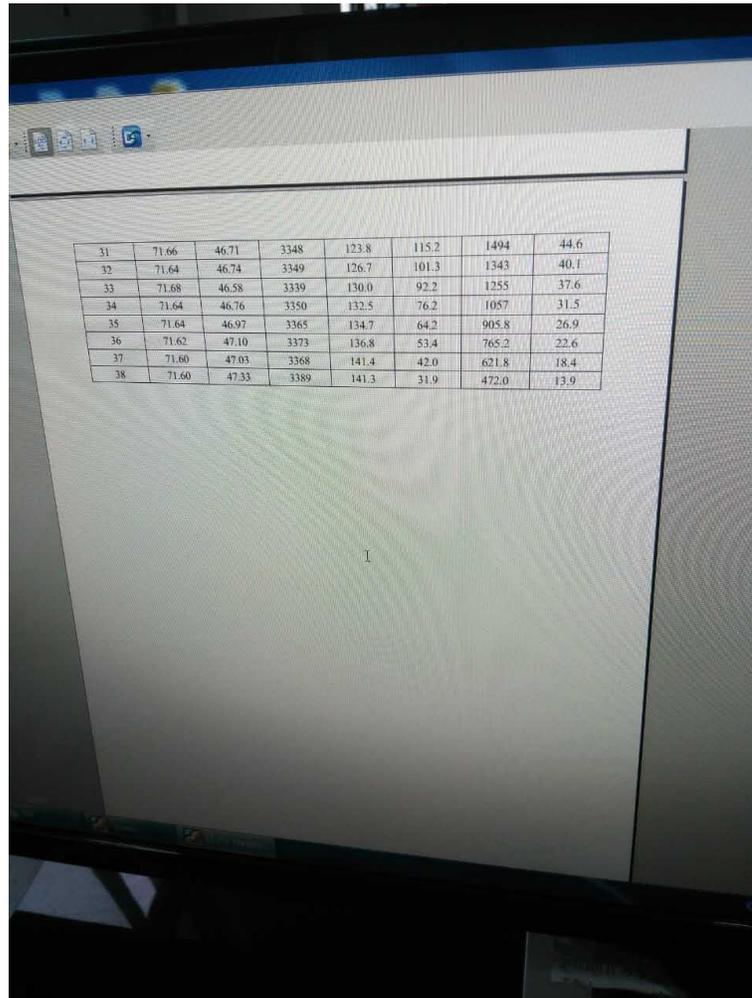


Figura F.1: Hoja de datos de motores Qs proporcionada por el distribuidor al equipo Eolian y utilizadas en el presente trabajo.



31	71.66	46.71	3348	123.8	115.2	1494	44.6
32	71.64	46.74	3349	126.7	101.3	1343	40.1
33	71.68	46.58	3339	130.0	92.2	1255	37.6
34	71.64	46.76	3350	132.5	76.2	1057	31.5
35	71.64	46.97	3365	134.7	64.2	905.8	26.9
36	71.62	47.10	3373	136.8	53.4	765.2	22.6
37	71.60	47.03	3368	141.4	42.0	621.8	18.4
38	71.60	47.33	3389	141.3	31.9	472.0	13.9

Figura F.3: Hoja de datos de motores Q_s proporcionada por el distribuidor al equipo Eolian y utilizadas en el presente trabajo.

Después, la cotización que realizó el equipo Eolian, para la selección de motores antes del trabajo presentado se muestra en la Figura F.4.

Modelos que escogimos

Dos alternativas:

	PrintedMotorWorks	QSMotor
Modelo	XR32-11	4000W 273
Peso (kg)	17	23
Voltaje Nominal (V)	66	72
Rango Voltaje (V)	66-144	48 - 96
Torque (Nm)	60	
Torque máx (Nm)	160	60 - 181
Ancho (mm)	120	139
Velocidad máx (rpm)	1040	1400
Potencia (W)	4700	4000
Eficiencia (%)	94	90
Precio Motor	16,000,000	350,000



Figura F.4: Cotización de motores realizada por el equipo Eolian para el Áuriga.

El proceso de diseño realizado por el Equipo Eolian se presenta en la Figura F.5 y consta de selección de componentes y visualizaciones del Sistema de Tracción que es instalado y puesto en marcha en el presente trabajo.



Figura F.5: Presentación de diseño realizada por el equipo Eolian.

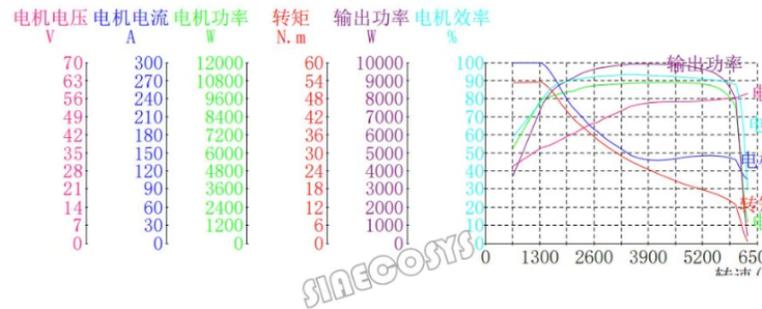
F.2. Otros motores Qs

A continuación, se muestran los parámetros de placa de otros modelos de motores Qs . En la Figura F.6, se muestran las características del devanado de motores de $3[kW]$ nominal, con un voltaje nominal DC de $48[V_{DC}]$ y $72[V_{DC}]$.

Winding Information for 3000W 205 50H Motor:					
Winding	RPM	Voltage kV		Inductance mΩ	
17*7T	300	48	6.25	/	/
20*6T	350	48	7.29	420uH	101.60
6T-	390	48	8.13	/	/
22*5T+	400	48	8.33	/	/
24*5T	650	72	9.03	300uH	64.90
28*4T+	765	72	10.63	/	55.50
30*4T	820	72	11.39	/	48.50
33*4T-	956	72	13.28	/	/
40*3T	1110	72	15.42	/	29.75
45*3T-	1275	72	17.71	/	/

Figura F.6: Hoja de datos de otro modelos de motores Qs y utilizadas en el presente trabajo.

Después, en la Figura F.7, se presentan los datos de pruebas sin debilitamiento de campo para un motor de $3[kW]$ nominal, donde es posible notar que se muestra la corriente de estator y armadura, a diferencia de la Figura F.1.



特征点	输入电压	输入电流	输入功率	电机电压	电机电流	电机功率	电机功率因数	电机频率	转矩	转速	输出功率	控制器效率	电机效率	总效率	时间
	V	A	W	V	A	W		Hz	N.m	rpm	W	%	%	%	S
不加载点(No_Load)	73.74	22.23	1534	57.94	106.7	1380	0.129	523.14	0.62	6274.8	407.3	90.0	29.5	26.6	0.000
最大输出功率点(Pout_max)	72.22	150.2	10834	54.72	134.6	10660	0.835	345.12	24.80	3823.8	9929	98.4	93.1	91.6	28.52
最大转矩点(Torque_max)	72.23	146.8	10595	36.94	299.5	9590	0.500	124.47	53.50	1342.0	7517	90.5	78.4	71.0	61.02
结束点(End)	72.75	101.4	7346	29.72	299.7	6340	0.411	83.44	53.38	669.7	3743	86.3	59.0	51.0	63.52

Figura F.7: Hoja de datos de otro modelos de motores Qs y utilizadas en el presente trabajo.