



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

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FRENO REGENERATIVO PARA MOTOR DE
CORRIENTE CONTINUA SIN ESCOBILLAS CON IMANES PERMANENTES PARA
MOTO ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

DANIEL ORLANDO SPENCER VARGAS

PROFESOR GUÍA:
RODRIGO PALMA BEHNKE

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
PATRICIO MENDOZA ARAYA
MAURICIO TAPIA REYES

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por Beaucheff Proyecta y el
Proyecto Fondecyt N° 1181532 SERC-Chile (Conicyt/Fondap/15110019)

SANTIAGO DE CHILE

2019

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: DANIEL ORLANDO SPENCER VARGAS
FECHA: ENERO 2019
PROF. GUÍA: RODRIGO PALMA BEHNKE

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FRENO REGENERATIVO PARA MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA SIN ESCOBILLAS CON IMANES PERMANENTES PARA MOTO ELÉCTRICA

Actualmente existe un marcado interés en la electromovilidad como solución masiva y costo-efectiva para el transporte, motivada principalmente por la escasez de combustible, la problemática medioambiental con el cambio climático y las cada vez mejores prestaciones de los vehículos eléctricos. Esta memoria se enmarca dentro del proyecto Motochi-E, que pretende rescatar patrimonio industrial chileno rediseñando una motocicleta fabricada en Chile en los años 70. En este trabajo, se busca diseñar e implementar un controlador económico que permita a la Motochi-E usar freno regenerativo, mejorando la eficiencia energética, la autonomía y el consumo.

En la primera etapa del trabajo, se revisa el estado del arte en electromovilidad, iniciando con una breve historia de los vehículos eléctricos para luego pasar a la estructura general de un vehículo eléctrico, incluyendo el sistema de acumulación, el sistema de propulsión, los convertidores de potencia y las estrategias de control. Se profundiza en el modelo, en las estrategias de control y en las posibilidades que brindan los motores PMBLDC, así como también revisar estrategias de frenado regenerativo en base a los componentes disponibles.

En una segunda etapa, se propone una estrategia de frenado regenerativo que aprovecha la topología típica de control de cualquier vehículo eléctrico con conmutación electrónica. Esta estrategia es validada mediante simulaciones en Simulink, que confirman lo esperado de forma teórica. Luego de esto, se propone el conjunto de componentes que se necesitan para ejecutar la estrategia simulada y se diseñan los circuitos necesarios para su integración. En base a esta propuesta, se diseña y fabrica una PCB, la cual es capaz de ejecutar todas las operaciones necesarias para controlar el motor y realizar la estrategia de frenado.

Como resultado, se obtiene un convertidor de potencia capaz de implementar y probar, no sólo la estrategia de control y frenado propuesta en este trabajo, sino que cualquier otro desarrollo de estrategia de control para una gran variedad de sistemas de tracción. Puede controlar cualquier motor que utilice conmutación electrónica trifásica, con voltaje de entrada entre 16 y 160 V —compatible con acumuladores de energía con voltajes nominales entre 24 y 110 V— y corrientes de hasta 75 A, con lo que puede manejar motores de hasta 8 kW.

Finalmente, se realizan pruebas de laboratorio tanto de la operación como motor como la de freno regenerativo. Se mostró la presencia de regeneración durante el frenado, obteniéndose una eficiencia de regeneración $\mu = 23,47\%$, con lo que se validan tanto los algoritmos propuestos como el hardware controlador. Este mismo se reconoce como una herramienta que puede abrir varias opciones de investigación, como son: desarrollo y prueba de nuevas estrategias de control, integración de tecnologías V2G, IoT u funcionalidades smart, por destacar algunas.

A mi mamá y mi papá, por su cariño y guía
A Esteban, por su apoyo constante
A mi tía y a la Comunidad Internacional de los Primos
Al tío Patricio con la tía Loreto, al tío Horacio con la tía Lula y al tío Leo con la tía Julieta

A mi familia y amigos, por aguantarme tanto

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi familia, a mi papá que siempre me acompaña y a mi mamá que día a día me demuestra cuanto me quiere, a mi hermano, mi mejor amigo y con quien comparto las alegrías, los tiempos difíciles y todos los proyectos importantes; a mi tía Consuelito y a la Comunidad Internacional de los Primos, que ya tiene presencia en dos países, dos continentes y dos hemisferios; a mis padrinos el Tío Patricio con la Tía Loreto; al Tío Horacio con la Tía Lula; y al Tío Leo con la Tía Julieta, al Tío Hugo con la Tía Mirta, a la Tía Orly y a la Tía Lulita y todos y todas mis Tías y Tíos postizos que entre todos me han apoyado y ayudado de toda la vida.

A mis amigos de la universidad, en especial a mis compañeros del Equipo Eolian, de la FCFM; del Equipo Protean y del Equipo Motochi, de la FAU; a tantos grupos que se fueron creando, mezclando y mutando como Electroamiwis, Resistencia, y por sobre todo a la FAE, con sus míticos MM en el 910, tantos brindis, humos, dudos, risas, tallas, SaSalmuerzos, salidas en cleta y pichangas, que sin duda hicieron mi carrera harto mas larga, pero sin los cuales dudo que la hubiese terminado. A mis amigos de fuera de la universidad en especial a mis hermanos y hermanas del grupo Scout Hispano Americano y al Club Social y Deportivo Estrella Roja, que es lo mas grande ¡Aguante Estrella Roja!

A los profes Rodrigo Palma y Patricio Mendoza, que siempre me apoyaron en todos los proyectos que les propuse de manera muy cercana y afectuosa, al profe Mauricio Tapia que me acogió en la FAU y me dió el tema de esta memoria; a Miguel Patiño, por acompañarme en cada paso de este proyecto y sin el cual hubiese fracasado de la forma más estrepitosa; a Paola Silva, eslabón vital para poder reunirme con el Profe; a Andrés Caba y Bernardita Pezoa, a quienes les debo la vida por solucionar todos los problemas administrativos que generé por olvido y descuido y que lograron que pueda defender mi memoria a pesar de mi mismo.

Finalmente agradecer a Beaucheff Proyecta y Proyecto Fondecyt N° 1181532 SERC-Chile (Conicyt/Fondap/15110019) por los fondos aportados al desarrollo de esta memoria.

Tabla de contenido

| | |
|--|----------|
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Motivación | 1 |
| 1.2. Alcances | 2 |
| 1.3. Objetivos | 3 |
| 1.4. Estructura del trabajo | 3 |
| 2. Antecedentes electromovilidad | 5 |
| 2.1. Introducción | 5 |
| 2.1.1. Contexto histórico | 5 |
| 2.1.2. Planta motriz de un vehículo eléctrico | 7 |
| 2.2. Sistema de acumulación | 8 |
| 2.2.1. Baterías | 8 |
| 2.2.1.1. Modelo de la batería | 9 |
| 2.2.1.2. Tipos de baterías | 10 |
| 2.3. Motores | 12 |
| 2.3.1. Principales motores en electromovilidad | 12 |
| 2.3.1.1. Motor de Corriente Continua | 13 |
| 2.3.1.2. Motor de inducción | 15 |
| 2.3.1.3. Motor sincrónico con escobillas | 16 |
| 2.3.1.4. Motores de imanes permanentes sin escobillas | 16 |
| 2.3.2. Comparación entre los motores presentados | 17 |
| 2.3.3. Motores de imanes permanentes sin escobillas: PMS y PMBLDC | 18 |
| 2.3.4. Modelo de PMBLDC | 20 |
| 2.3.5. Esquema de control PMBLDC | 24 |
| 2.4. Convertidores de potencia | 26 |
| 2.4.1. Conversor de onda completa | 26 |
| 2.4.2. Conversor PMBLDC de media onda | 27 |
| 2.4.2.1. Enlace DC variable | 27 |

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 2.5. | Freno regenerativo | 29 |
| 2.5.1. | Modos de operación de un PMLDLC | 29 |
| 2.5.2. | Convertor step-up | 31 |
| 2.5.3. | Freno regenerativo en un PMLDLC | 32 |
| 2.5.3.1. | Velocidades cercanas a $\omega_r \max$ | 33 |
| 2.5.3.2. | Velocidades lejanas a $\omega_r \max$ | 34 |
| 2.5.3.3. | Consideraciones respecto a los algoritmos de frenado | 35 |
| 2.6. | Controladores | 36 |
| 2.6.1. | Control Clásico | 36 |
| 2.6.2. | Control Inteligente | 37 |
| 3. | Propuesta de diseño | 38 |
| 3.1. | Controlador | 40 |
| 3.1.1. | Algoritmos de conmutación | 40 |
| 3.1.1.1. | Operación como motor o freno activo | 41 |
| 3.1.1.2. | Operación de frenado regenerativo | 42 |
| 3.1.2. | Control de torque | 42 |
| 3.1.3. | Control de freno regenerativo | 43 |
| 3.1.4. | Controlador integrado | 44 |
| 3.2. | Simulaciones | 47 |
| 3.2.1. | Algoritmos de conmutación | 48 |
| 3.2.2. | Control de Torque | 49 |
| 3.2.3. | Control de Freno regenerativo | 51 |
| 3.3. | Componentes Principales | 54 |
| 3.3.1. | Sistema de propulsión | 54 |
| 3.3.1.1. | Sensores hall | 55 |
| 3.3.2. | Acumuladores de energía | 56 |
| 3.3.3. | Sistema de recarga | 57 |
| 3.3.4. | Convertor de potencia | 58 |
| 3.3.5. | Unidad de control | 59 |
| 3.4. | Diagramas de conexiones y Circuitos eléctricos | 61 |
| 3.4.1. | Diagrama de potencia | 62 |
| 3.4.2. | Módulos de control IPM | 63 |
| 3.4.3. | Sensores de corriente | 64 |
| 3.4.4. | Sensor de voltaje | 64 |
| 4. | Implementación | 66 |
| 4.1. | PCB | 66 |

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 4.1.1. | Topología | 67 |
| 4.1.1.1. | Niveles de voltaje | 67 |
| 4.1.1.2. | EMI | 69 |
| 4.1.1.3. | Circuitos de control | 70 |
| 4.1.1.4. | Sensores | 70 |
| 4.1.2. | Fabricación | 71 |
| 4.2. | Programa | 72 |
| 5. | Evaluación de desempeño | 73 |
| 5.1. | Niveles de voltaje | 73 |
| 5.2. | Operación de compuertas | 74 |
| 5.3. | Funcionamiento de sensores | 74 |
| 5.3.1. | Sensor de voltaje | 74 |
| 5.3.2. | Sensores de corriente | 75 |
| 5.4. | Comunicación con FPGA | 76 |
| 5.5. | Algoritmo de conmutación | 76 |
| 5.6. | Operación de frenado regenerativo | 77 |
| 5.6.1. | Resultados | 79 |
| 6. | Conclusiones y trabajos futuros | 84 |
| 6.1. | Resultados | 84 |
| 6.2. | Trabajo futuro | 85 |
| | Bibliografía | 89 |
| | Anexos | 91 |
| A. | Diagramas simulink | 91 |
| A.1. | Motochi E | 92 |
| A.2. | Conmutación | 93 |
| A.3. | Gates | 94 |
| A.4. | Decoder Dirección | 95 |
| A.5. | Modulación de torque | 96 |
| A.6. | Modulación de freno regenerativo | 97 |
| A.7. | Carga mecánica | 98 |
| B. | Esquemáticos | 99 |
| B.1. | Diagrama general de conexiones | 100 |
| B.2. | Diagrama de conexiones de alimentación | 101 |

| | |
|--|------------|
| B.3. Fuentes DC/DC Señales | 102 |
| B.4. Diagrama de alimentación control IPM | 103 |
| B.5. Fuentes DC/DC control IPM | 104 |
| B.6. Diagrama de control IPM | 105 |
| B.7. Modulo control superior IPM | 106 |
| B.8. Modulo control inferior IPM | 107 |
| B.9. Sensores corrientes de fase | 108 |
| B.10. Sensor voltaje de batería | 109 |
| B.11. Conexiones digitales | 110 |
| B.12. Conexione analógicas | 111 |
| C. Capas PCB | 112 |
| C.1. Capa superior con top overlay | 113 |
| C.2. Capa inferior con bottom overlay –refeljada | 114 |
| C.3. Capa superior | 115 |
| C.4. Capa inferior –refeljada | 116 |
| D. Programa de control | 117 |
| D.1. Conmutación | 118 |
| D.2. Sensores hall y dirección | 119 |
| D.3. Dirección y fem | 120 |
| D.4. Modulación PWM torque | 121 |
| D.5. generador PWM | 122 |
| D.6. Controlador PI | 122 |
| D.7. ADC | 126 |

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| 2.1. Comparativa entre las distintas tecnologías de baterías. | 11 |
| 3.1. Conexiones de fase respecto a las salidas de los sensores Hall para torque positivo | 41 |
| 3.2. Compuertas del conversor de potencia activas respecto a las conexiones de fase. | 42 |
| 5.1. Niveles de voltaje medidos en la PCB | 73 |
| 5.2. Desempeño del sensor de voltaje | 75 |

Índice de ilustraciones

| | |
|---|----|
| 1.1. Auto Yagán y Motochi 50. | 2 |
| 2.1. Esquema general de la planta motriz de un vehiculo eléctrico autopropulsado. | 7 |
| 2.2. Esquema simplificado de una celda eléctrica. | 9 |
| 2.3. Circuito equivalente simplificado de una batería. | 10 |
| 2.4. Esquema de los principales tipos de motores eléctricos. | 13 |
| 2.5. Esquema de un motor DC con imanes permanentes tradiciona | 14 |
| 2.6. Esquema de un motor DC con imanes permanentes tipo panqueque | 14 |
| 2.7. Esquema simplificado de un motor de inducción con rotor jaula de ardilla. | 15 |
| 2.8. Esquema de funcionamiento de un motor sincrónico con escobillas | 16 |
| 2.9. Desempeño de un PMBLDC controlado por velocidad. | 19 |
| 2.10. Formas de onda de un PMBLDC con un conmutador de onda completa | 23 |
| 2.11. Esquema de control de velocidad para un PMBLDC. | 24 |
| 2.12. Esquema de control de torque para un PMBLDC. | 25 |
| 2.13. Diagrama de un conversor trifásico de onda completa | 26 |
| 2.14. Inversor con enlace DC variable | 27 |
| 2.15. Diagrama de cuatro cuadrantes de operación | 29 |
| 2.16. Carta de operación normal de un motor PMBLDC. | 30 |
| 2.17. Conversor step-up o boost PWM. | 31 |
| 2.18. Diagrama de las formas de onda de un conversor step-up en CCM. | 32 |
| 2.19. Esquema en un momento de operación de un PMBLDC con un inversor. | 33 |
| 2.20. Esquema de freno regenerativo para velocidades cercanas a ω_{rmax} | 34 |
| 2.21. Esquema de freno regenerativo para velocidades cercanas a ω_{rmax} | 35 |
| 2.22. Diagrama de bloques de un controlador PI | 36 |
| 3.1. Diagrama de bloques de la planta motriz de un VE. | 38 |
| 3.2. Diagrama de compuertas asociadas por fase | 41 |
| 3.3. Curva de carga característica de una celda de litio. | 43 |
| 3.4. Esquema de control general | 46 |

| | |
|---|----|
| 3.5. Modelo de Simulink implementando | 47 |
| 3.6. Resultados simulación de algoritmo de conmutación, dirección de giro positiva. | 48 |
| 3.7. Resultados simulación de algoritmo de conmutación, dirección de giro negativa. | 49 |
| 3.8. Corrientes de fase vs tiempo con PWM a distintos ciclos de trabajo | 50 |
| 3.9. Control de lazo abierto vs. controlador PI de torque | 50 |
| 3.10. Respuesta al escalón del controlador de torque | 51 |
| 3.11. Desempeño de control de freno por referencia de corrientes de fase: corrientes de carga | 52 |
| 3.12. Desempeño de control de freno por referencia de corrientes de fase: torque de freno | 53 |
| 3.13. Diagrama de bloques de la planta motriz de un VE. | 54 |
| 3.14. In-wheel PMSBLDC 2,5 kW 60VDC | 55 |
| 3.15. Datos de Placa PMSBLDC | 55 |
| 3.16. Circuito para la conexión de los sensores Hall | 56 |
| 3.17. Banco de baterías de Motochi-E. | 56 |
| 3.18. Descarga característica una corriente nominal supuesta de 17,3 A. | 57 |
| 3.19. Cargador de baterías de litio | 57 |
| 3.20. Módulo 7MBP75VDA060-50 (IPM IGBT 600V-75A) | 58 |
| 3.21. Tarjeta de desarrollo MAX10 FPGA | 59 |
| 3.22. Diagrama de bloques funcional MAX10 FPGA | 60 |
| 3.23. Diagrama general de conexiones. | 61 |
| 3.24. Diagrama de potencia del controlador | 62 |
| 3.25. Módulo de control compuertas superiores del IPM | 63 |
| 3.26. Sensor de corrientes de fase | 64 |
| 3.27. Sensor de voltaje de la batería | 65 |
| | |
| 4.1. Modelo 3D simplificado de la PCB | 67 |
| 4.2. Distribuciones de voltaje en la PCB. | 68 |
| 4.3. Unión de tierras —digital y analógica— y manejo de EMI | 69 |
| 4.4. Circuitos de control | 70 |
| 4.5. Disposición de los sensores en la PCB | 71 |
| 4.6. PCB ensamblada y energizada en el laboratorio | 71 |
| | |
| 5.1. Montaje de las pruebas a los sensores de corrientes | 75 |
| 5.2. Pruebas para los sensores de corriente. | 76 |
| 5.3. Primera prueba de conmutación | 77 |
| 5.4. Montaje de pruebas de frenado regenerativo | 78 |
| 5.5. Corrientes y voltajes en bornes del banco de batería | 79 |
| 5.6. Corriente de línea y voltaje de fase en bornes del motor. | 80 |

| | |
|---|----|
| 5.7. Voltajes fase-fase calculados | 81 |
| 5.8. Voltajes fase-neutro calculados | 82 |
| 5.9. Potencia instantánea a la entrada del controlador y a la entrada del banco de baterías | 82 |

Capítulo 1

Introducción

Actualmente existe un marcado interés en la electromovilidad como solución masiva y costo-efectiva para el transporte, ya sea publico o privado, colectivo o personal. Esto se da porque las principales ventajas que ofrecían los autos de combustión interna (el costo, la densidad energética y la facilidad de carga del combustible) están cada vez mas cerca de las posibilidades de los vehículos eléctricos (principalmente por las mejoras que ha habido en baterías) ofreciendo estos además beneficios y características que son muy apreciadas por el usuario.

La disminución de la brecha entre las prestaciones de los vehículos de combustión interna con los vehículos eléctricos junto con las ventajas y características económicas y ecológicas que presentan hacen que cada vez mas usuarios favorezcan un vehículo eléctrico, abriendo nuevas oportunidades para el desarrollo y la innovación.

Si bien en Chile no existe una industria automotriz lo suficientemente madura como para diseñar y fabricar sus propios modelos de vehículos de manera íntegra, se puede partir innovando y proponiendo en electrónica y sistemas de control, relación con el usuario y funciones específicas, a fin de tomar fuerza para tener una industria cada vez más desarrollada e integral.

1.1. Motivación

Esta memoria se enmarca dentro del proyecto Motochi-E, el que pretende rescatar patrimonio industrial chileno rediseñando una motocicleta fabricada en Chile en los años 70. Motochi llegó a fabricar tres modelos de motocicletas y junto con el auto “Yagán”, son los únicos vehículos que, pese a tener partes y piezas diseñadas en el extranjero, pueden ser

considerados de diseño y fabricación Chilena. En la Figura 1.1 se puede ver un Yagán y una Motochi 50.

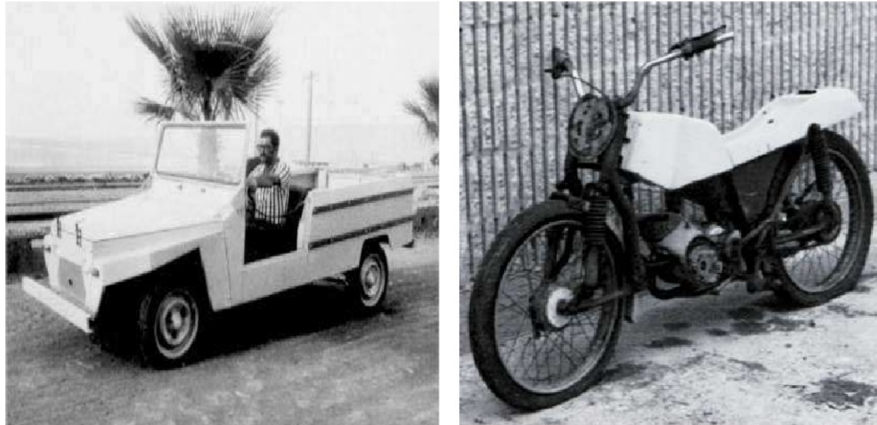


Figura 1.1: Ejemplo de patrimonio industrial chileno. El apútomovil “Yagán” (izquierda) y la motocicleta “Motochi 50” (derecha), modelo en el que se basa el proyecto “Motochi-E”

Este esfuerzo se centra en actualizar el modelo “Motochi 50”, creando una versión eléctrica del mismo: Motochi-E. Esta moto está pensada para ser una moto urbana, eficiente, actualizada y contemporánea; diseñada especialmente para una metrópolis como Santiago y sus habitantes.

En este trabajo se busca diseñar e implementar un controlador económico que permita a la Motochi-E usar freno regenerativo, mejorando la eficiencia energética, la autonomía y el consumo.

El proyecto Motochi está a cargo del profesor Mauricio Tapia, del departamento de Diseño Industrial de la Facultad de Arquitectura y Urbanismo de la Universidad de Chile (FAU). La facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile (FCFM) se suma gracias al programa de memorias multidisciplinares de Beaucheff Proyecta (BP).

1.2. Alcances

En el presente trabajo se diseña e implementa un sistema de freno regenerativo para la Motochi-E. La validación del sistema propuesto se realiza en primer lugar con simulaciones y luego con pruebas de laboratorio.

Se descarta ahondar en otros temas como: frenos ABS, sistemas asistidos, funcionalidades

Smart (eg: integración con smartphones o servicios en la nube), IoT o tecnologías *Vehicle to Grid* (V2G).

1.3. Objetivos

El objetivo general es la disponer de un sistema de freno eléctrico que permita a la Motochi-E almacenar de manera económica energía cada vez que frene en vez de disiparla. Con esto en mente, los objetivos específicos son los siguientes:

1. Disponer de una visión del modelo y estado del arte de los distintos componentes que constituyen el sistema de tracción de un vehículo eléctrico, en particular del sistema empleado por Motochi-E.
2. En base a la información recabada, proponer un algoritmo de frenado que permita a la Motochi-E regenerar energía.
3. Diseñar e implementar el hardware necesario para ejecutar el algoritmo de frenado.
4. Realizar validaciones progresivas del sistema de frenado, tanto del algoritmo de frenado como del soporte físico desarrollado para su ejecución.

1.4. Estructura del trabajo

En primer lugar, luego de introducir el tema, la motivación y los objetivos del trabajo de memoria, se dedica el Capítulo 2 a revisar el estado del arte en electromovilidad, iniciando con una breve historia de los vehículos eléctricos para luego pasar a la estructura general de un vehículo con la descripción de cada uno de sus grandes bloques constructivos: el sistema de acumulación, el sistema de propulsión, los convertidores de potencia y las estrategias de control. Se hace hincapié en los componentes usados por la Motochi-E y en el mecanismo del frenado regenerativo.

Luego, el Capítulo 3 muestra la propuesta de diseño, tanto software como hardware. Se proponen estrategias y algoritmos de control para obtener frenado regenerativo, se realizan las simulaciones de dichos mecanismos y se detallan los componentes y los circuitos necesarios para integrarlos al vehículo.

El Capítulo 4 trata sobre la implementación de las estrategias de control y los circuitos que

las soportan: el diseño y fabricación de la PCB así como la programación de los algoritmos de control.

El Capítulo 5 documenta las distintas pruebas hechas con el sistema a fin de validar su funcionamiento. Finalmente, se dedica el Capítulo 6 a las conclusiones, a los trabajos futuros y a comentarios finales del proyecto.

Capítulo 2

Antecedentes electromovilidad

2.1. Introducción

En el presente capítulo se hace una pequeña revisión del desarrollo de los vehículos eléctricos y el estado actual de la industria en la materia. También se realiza una pequeña revisión de las partes y sistemas vitales para el funcionamiento de un vehículo eléctrico.

2.1.1. Contexto histórico

La historia del auto eléctrico comienza en 1835, cuando a Thomas Davenport se le acredita con el primer vehículo eléctrico, una locomotora. Desde ese momento y hasta la década de 1930 dominó el mercado frente a los automóviles de combustión interna: en el registro de vehículos mostraban una superioridad de 3:1 [1].

Hasta ese momento varios cientos de vehículos eléctricos habían sido producidos para ser usados como autos, vans, taxis, vehículos de reparto y buses. Sin embargo, pese a este prometedor comienzo una vez que el petróleo estuvo disponible a bajo costo y que se desarrollara el motor de partida para los vehículos de combustión interna estos probaron ser una alternativa más atractiva para los consumidores.

Las principales razones que justificaron estas decisiones están dadas por el bajo desempeño mostrado por las baterías de la época en comparación al obtenido por un estanque de gasolina: un estanque de 4,5 [L] con una masa de cerca de 4 [Kg] puede dar a un auto un rango de autonomía de unos 50 [km]; para almacenar la misma cantidad de energía utilizable se requiere una batería de plomo-ácido de cerca de 270 [Kg][2]. Otro factor a tomar en cuenta

es el tiempo que toma llenar el estanque en comparación al tiempo necesario para recargar la batería, que es de horas contra minutos, lo que marca otra ventaja significativa para el motor de combustión. Finalmente hay que considerar el costo de la batería: aparte de ser costosas, las baterías tienen un número determinado de ciclos de carga y descarga, por lo que hay que reemplazarlas periódicamente. Debido a estos factores la soberanía de los autos de combustión interna ha sido absoluta hasta el último tiempo y los autos eléctricos se han mantenido vigentes solo en aplicaciones que permiten prescindir de baterías, como los trolley-buses y las locomotoras híbridas o dentro de nichos muy particulares: vehículos monopersonales, para interiores, carritos de golf, sillas de ruedas, entre otras.

Pese a la gran preponderancia del motor de combustión interna, la electromovilidad ha tenido un resurgimiento muy importante en el último tiempo, ya que el petróleo no presenta condiciones de sostenibilidad en el tiempo: El impacto de las *Intended Nationally Determined contributions*, INDCs, propuestas por cada nación para mejorar sus políticas ambientales, se muestra insuficiente para controlar el calentamiento global. Aún si se cumplen todas las medidas acordadas se predice un calentamiento medio de entre 2.6 a 3.1°C para el 2100[3]. Esto pone suma urgencia a encontrar alternativas para dejar de usar combustibles fósiles a mediano y corto plazo.

Por otro lado, el desarrollo en celulares y computadores portátiles ha potenciado enormemente la investigación y el avance en baterías, con lo que en los últimos veinte años la densidad energética de las baterías se ha quintuplicado mientras que los precios bajan constantemente [4].

Finalmente, la contaminación ambiental, el cambio climático y la importancia de la huella de carbono en múltiples aspectos de la vida social están llevando los hábitos de consumo y de comportamiento hacia actitudes más ecológicas y consientes del impacto que generan en el medioambiente.

Todo esto ha contribuido a que agencias gubernamentales, instituciones académicas y fabricantes estén destinando esfuerzos en programas de R&D en electromovilidad: desarrollo de vehículos eléctricos para la comercialización, programas para mejorar la infraestructura, mejoras en prestaciones, por nombrar algunos. La meta fundamental es llegar a que sea comercialmente viable en el largo plazo, esto significa que los vehículos eléctricos deben ofrecer la autonomía, el desempeño, el confort, la seguridad y confiabilidad ofrecida por los autos de combustión a un precio competitivo [5].

2.1.2. Planta motriz de un vehículo eléctrico

Todo vehículo eléctrico tiene una planta motriz con los sistemas mostrados en la Figura 2.1, donde el sentido de las flechas da cuenta de la dirección en la que se puede mover la energía:

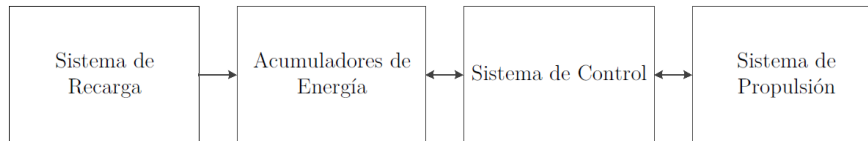


Figura 2.1: Esquema general de la planta motriz de un vehículo eléctrico autopulsado [4].

Sistema de recarga: Corresponde a la forma que tiene la energía de entrar al vehículo: puede tomar la forma de una fuente de corriente o de voltaje que se conecta a la Red eléctrica en el caso de baterías, hidrógeno para las celdas de combustible o incluso una conexión directa a una red de alimentación como en el caso de los trolley-buses o ferrocarriles/metros. Es determinado de acuerdo al sistema de acumulación que tenga el vehículo.

Sistema de acumulación: Permite almacenar energía eléctrica para ser usada después en los sistemas de control, de tracción y auxiliares. Existen varias tecnologías disponibles con diferencias bien definidas. La presencia y capacidad de este sistema determina si el vehículo es autónomo o no.

Sistema de Control: Es el que se encarga de mediar entre el sistema de acumulación y el sistema de propulsión en función de las entradas que da el usuario. Dependiendo del sistema de propulsión puede ser tan simple como un chopper (convertor step-down DC) o tan complejo como un variador de frecuencia.

Sistema de propulsión: Es lo que hace que un vehículo sea eléctrico. Es literalmente el motor del vehículo existiendo tipos, potencias y tamaños muy variados.

2.2. Sistema de acumulación

“Un acumulador es un reservorio capaz de entregar energía eléctrica a un circuito eléctrico exterior, a expensas de la energía [...] en su interior” [6]. En un vehículo eléctrico autopropulsado, es la capacidad del acumulador la que determina el rango de autonomía. La aprensión de quedarse sin energía antes de llegar a destino es un factor determinante en la actitud del consumidor final frente a los vehículos eléctricos, es por esto que la capacidad del acumulador y el rango del vehículo se convierte en una decisión crítica para cualquier aplicación comercial [7].

Existen diversas tecnologías capaces de almacenar energía: baterías, celdas de combustible, ultra condensadores, volantes de inercia, entre otras[2]. En este capítulo sólo se mencionan los tipos de baterías mas usados en electromovilidad.

2.2.1. Baterías

Una batería es un sistema de acumulación de energía eléctrica que guarda energía de forma química. Está formada por dos o mas celdas eléctricas, cada una con una sustancia activa para el polo positivo y otra para el polo negativo, ambas sumergidas en un medio electrolito, tal como se muestra en la Figura 2.3.

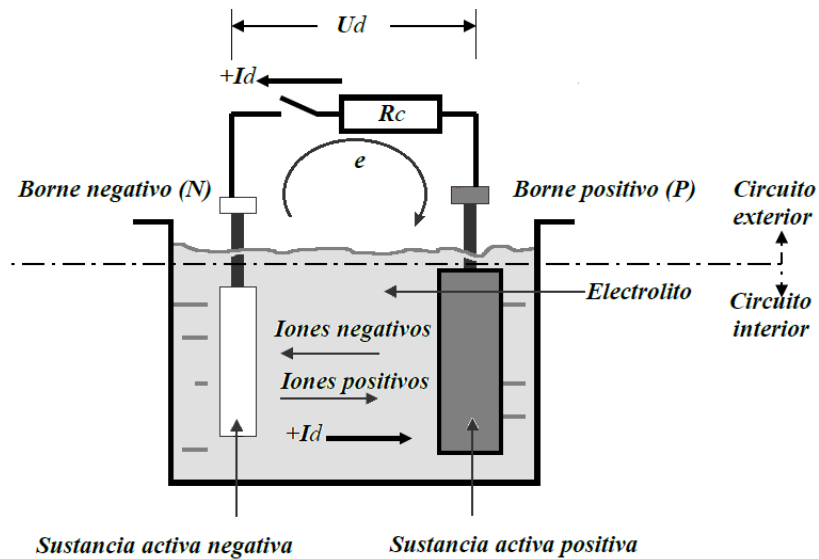


Figura 2.2: Esquema simplificado de una celda eléctrica. Se ilustra el potencial impuesto por la celda U_d sobre el modelo de carga R_c y la corriente establecida I_d . Dos o más celdas pueden ser conectadas tanto en paralelo como en serie para formar una batería.[6]

La reacción química de estos tres elementos establece un flujo de electrones desde el polo negativo hasta el polo positivo, lo cual se traduce en una corriente continua en sentido inverso. Si se trata de una batería recargable, la reacción en cada una de las celdas se puede revertir imponiendo una corriente en sentido inverso, lo que permite guardar energía y reutilizar la batería.

2.2.1.1. Modelo de la batería

El circuito equivalente de una batería en régimen permanente de corriente continua queda determinado por la tensión electroquímica natural E y la resistencia interna R_{in} . El valor de la resistencia interna es distinto dependiendo de si la batería está siendo cargada o descargada y tanto la resistencia de carga como la de descarga son afectadas por el estado de carga, la temperatura y la densidad del electrolito.

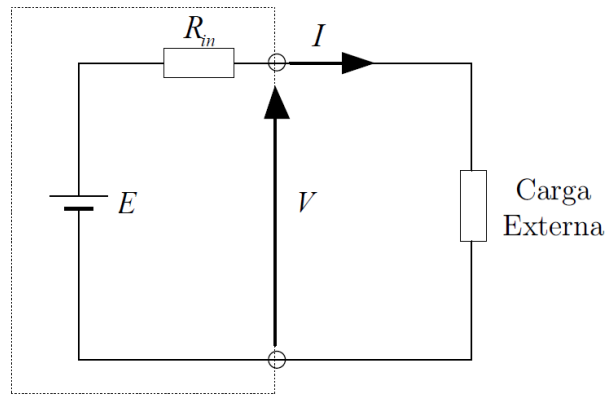


Figura 2.3: Circuito equivalente simplificado de una batería [4].

Este circuito da una buena aproximación del comportamiento del voltaje que entrega una batería en uso. Dada una carga externa, y asumiendo que desde la batería fluye una corriente I , el voltaje V entregado por la batería está dado por la ecuación:

$$V = E - IR_{in} \quad (2.1)$$

Se ve que, dada una corriente de carga, el voltaje entregado se desvía de E en forma directamente proporcional a la resistencia interna, por lo que se espera que esta sea lo más baja posible. Se observa que si la corriente es menor a cero, como es en el caso de estar cargando la batería, el voltaje visto desde los bornes aumenta.

2.2.1.2. Tipos de baterías

Los distintos tipos de baterías electroquímicas se diferencian en base a las sustancias activas que las componen. Así es posible encontrar baterías de plomo, níquel, litio, sodio, aluminio y zinc. Las baterías preferidas para electromovilidad son Plomo-Ácido, Níquel e Ión de Litio [7].

A continuación, en la Tabla 2.1, se presentan los parámetros técnicos más relevantes para la selección de baterías para vehículos eléctricos.

Tabla 2.1: Comparativa entre las distintas tecnologías de baterías[2]

| | Pb-ácido | NiCd | NiMH | Li-Ion |
|---|-----------------|-------------|-------------|---------------|
| Energía específica ¹ [Wh/kg] | 20-35 | 40-55 | 65 | 90 |
| Densidad energética ¹ [Wh/L] | 54-95 | 70-90 | 150 | 153 |
| Potencia específica ² [W/L] | 250 | 125 | 200 | 300 |
| Voltaje nominal/celda [V] | 2.0 | 1.2 | 1.2 | 3.7 |
| Resistencia interna ³ [Ω] | 0.022 | 0.06 | 0.06 | 0.07 |
| Ciclos de vida ⁴ [N°] | 800 | 1200 | 1000 | >1000 |
| Auto descarga ⁵ [%] | 2 | 0.5 | 5 | 0.3 |

¹ Dependiendo de la corriente de descarga C.

² Antes de bajar la eficiencia drásticamente.

³ Por celda de 1 [Ah].

⁴ Hasta un SOC del 80 %.

⁵ 24 [h]

Tal como se puede ver en la Tabla 2.1, todos estos valores dependen del régimen de operación de la batería y tienen varios supuestos y consideraciones al momento de ser evaluados, por lo que deben ser considerados como estimaciones cuya finalidad es servir de guía al momento de comparar y elegir un sistema de baterías por sobre otro.

2.3. Motores

Si bien casi cualquier tipo de motor eléctrico puede adaptarse para servir de propulsor para un vehículo eléctrico, “pudiendo encontrarse mas de 100 motores eléctricos diferentes en vehículos modernos” [7], en este apartado sólo se revisarán los motores con mayor presencia en la industria automotriz.

En general los principales criterios a la hora de definir un motor son:

- **Eficiencia:** Una mayor eficiencia conlleva menores demandas energéticas y con esto un menor peso en baterías.
- **Densidad energética:** Motores con una mayor densidad energética aprovechan mejor el espacio y brindan oportunidades como la de ser emplazados directamente en la rueda, sin necesidad de tener un sistema de transmisión ni un diferencial mecánico.
- **Costo:** Los lineamientos anteriores son sopesados con el costo del motor a fin de llegar a una solución costo-efectiva del motor a utilizar.

2.3.1. Principales motores en electromovilidad

Al considerar los factores mencionados anteriormente, 5 topologías de motor emergen como las preponderantes. Estas topologías pueden verse destacadas dentro del espectro general de motores eléctricos en la Figura 2.20. Se clasifica a los principales tipos de motores eléctricos de acuerdo a si requieren corriente continua o corriente alterna para su funcionamiento, estos últimos se dividen a su vez entre aquellos que son de sincrónicos y asíncronos o de inducción, y los sincrónicos se dividen finalmente de acuerdo a la forma que presentan las fuerzas contra electromotrices (f_{cem}).

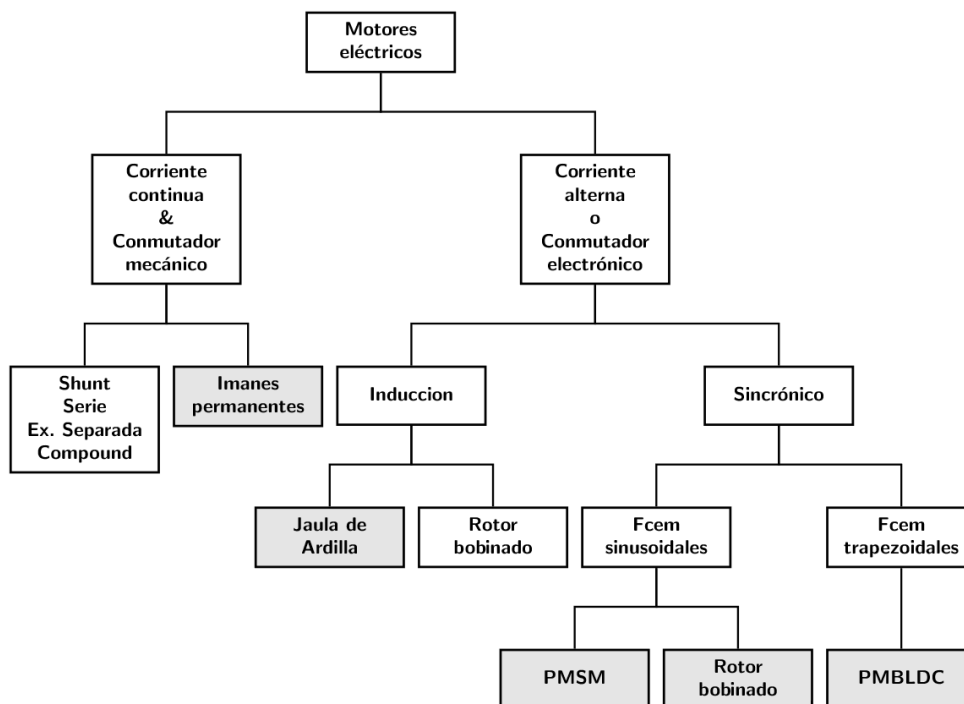


Figura 2.4: Esquema de los principales tipos de motores eléctricos. Se destacan los motores preferidos por la industria automotriz para vehículos eléctricos. [8, 9, 10]

2.3.1.1. Motor de Corriente Continua

Los motores de corriente continua consisten comúnmente en un estator que produce un campo estático y un rotor embobinado con un conmutador de escobillas, tal como el mostrado en la Figura 2.5. Tradicionalmente, el campo del estator es generado por bobinas, aunque es en aplicaciones como bicicletas y motos eléctricas es común que sea generado con Imanes Permanentes. Al aplicar tensión sobre las bobinas estas se alinean con el campo magnético de los imanes, y por efecto de conmutador, la tensión aplicada sobre ellas cambia de polaridad, por lo que continúan con el movimiento rotatorio para alinearse otra vez con el campo magnético y así sucesivamente.

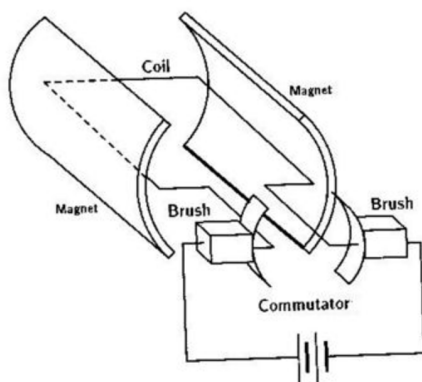


Figura 2.5: Esquema de un motor DC con imanes permanentes tradicional[11].

En el caso de bicicletas y motocicletas eléctricas, existe una configuración de motor denominada “panqueque” en donde el conmutador en vez de tener una disposición radial como la de la Figura 2.5 tiene una topología axial, con los imanes permanentes y las escobillas en el estator y las delgas con las bobinas en el rotor. Esta configuración de motor tiene la ventaja de poder ser montado directamente en la rueda.

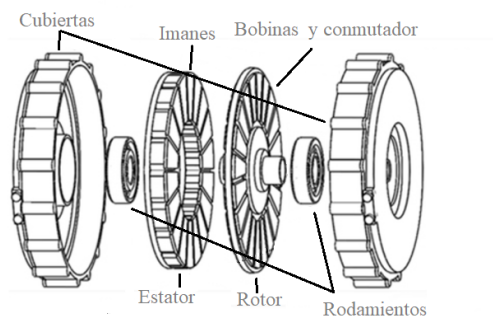


Figura 2.6: Esquema de un motor DC con imanes permanentes tipo panqueque [12].

Las principales ventajas que presenta son:

1. Tecnología madura y establecida
2. Bajo costo.
3. Control simple y efectivo.

Los motores de CC fueron la opción preferida para aplicaciones de velocidad variable antes del desarrollo de la electrónica de potencia, esto ya que basta un puente H para operar el motor dentro de todo su rango de velocidades.

Las principales desventajas son una menor densidad energética en comparación con otros

motores y una baja eficiencia producto producto del roce en el conmutador.

2.3.1.2. Motor de inducción

La principal ventaja de los motores de inducción, también conocidos como motores asincrónicos o de jaula de ardilla es su facilidad constructiva: el rotor esta construido por dos laminas de metal cortocircuitadas por barras conductoras en la forma de una jaula de ardilla (Figura 2.7). El campo magnético del estator rota a una velocidad ligeramente superior a la del rotor, y la diferencia entre las velocidades de rotación entre ambos (el deslizamiento) induce corrientes en el rotor que producen el torque del motor.

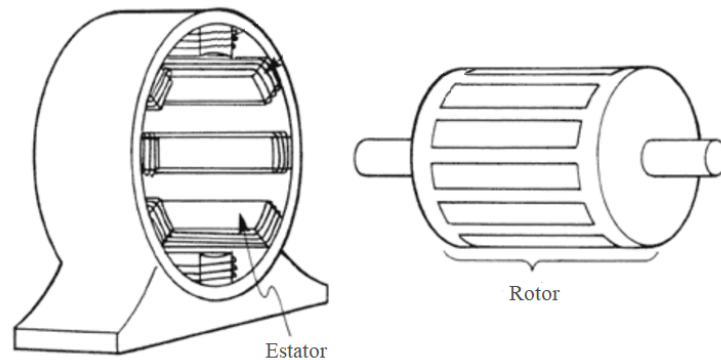


Figura 2.7: Esquema simplificado de un motor de inducción con rotor jaula de ardilla.

Ventajas:

1. Tecnología madura y estandarizada.
2. Bajo costo.
3. Muy robusto, requiere poca mantención.

La principal desventaja de estos motores es la complejidad de su modelo matemático, su comportamiento no lineal en la saturación y a la variación de los parámetros eléctricos debido a la temperatura. Esto hace que el proceso de control sea complejo y que requiera algoritmos como el control vectorial [4].

2.3.1.3. Motor sincrónico con escobillas

Este motor tiene una bobina en el rotor conectada a una fuente de voltaje continua través de un anillo deslizante. En el estator se encuentran tres bobinas desplazadas 120 grados alimentadas con una fuente trifásica equilibrada, lo que crea un campo magnético rotatorio. El rotor se alinea a este campo y rota dependiendo de la frecuencia eléctrica de la fuente de alimentación y del número de polos que tenga el estator, tal como muestra la Figura 2.8. El rotor es robusto y la temperatura esta limitada solamente por la aislación del conductor.

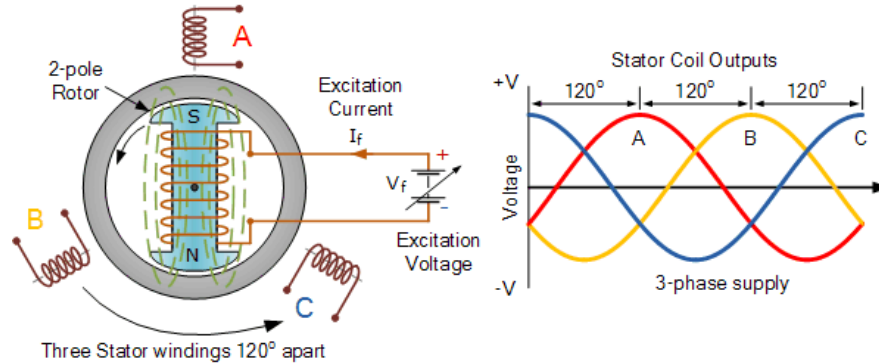


Figura 2.8: Esquema de funcionamiento de un motor sincrónico con escobillas[13].

Las principales ventajas son:

1. Posibilidad de regular el enlace de flujo magnético. Esto permite la operación en altas velocidades a potencia constante sin tener que operar con debilitamiento de campo.
2. En operación a carga parcial, las pérdidas en el hierro y de excitación pueden ser reducidas, aumentando el rango de alta eficiencia.
3. Alto torque de partida.
4. Sistema de control más simple y más robusto que los de PMBL.

Por otro lado, la corriente de magnetización está afecta a pérdidas por efecto Joule, así la eficiencia en operación a plena carga es menor comparativamente a la ofrecida por PMBL.

2.3.1.4. Motores de imanes permanentes sin escobillas

Estos motores están caracterizados por la magnetización constante del rotor sin necesidad de de corrientes de excitación, las que responden por cerca de la mitad de las pérdidas en motores de corriente alterna no auto excitados. Así, estos motores son intrínsecamente

más eficientes y requieren disipar menos calor (por la ausencia del efecto Joule de las corrientes de excitación). Presentan además, por la ausencia de colectores, escobillas, delgas o conmutadores una densidad energética mayor que otros motores.

Las principales desventajas que presentan son el costo en comparación con otros motores y las estrategias de control necesarias para operarlos. En la sección 2.3.3 se entra en detalles sobre este tipo de motores.

2.3.2. Comparación entre los motores presentados

Retomando los criterios de selección mencionados al principio del capítulo, se puede hacer el siguiente análisis:

- **Eficiencia:** La eficiencia de un motor eléctrico es altamente dependiente del tamaño y del punto de operación, sin embargo se puede tener una aproximación cualitativa de la eficiencia de las distintas tecnologías, tal como se ilustra en la siguiente lista:
 1. Motores de imanes permanentes sin escobillas
 2. Motor sincrónico con escobillas
 3. Motor de inducción
 4. Motor de Corriente Continua

Como referencia, un motor DC alcanza hasta 78 % en el rango de los 40-50kW, y es la tecnología mas simple y menos eficiente.

- **Densidad Energética:** Este parámetro toma relevancia al momento de considerar motores en la rueda, donde la ausencia de un sistema de transmisión mecánico aumenta considerablemente la eficiencia del vehículo como un sistema. Aunque todas las tecnologías presentadas podrian ponerse en la rueda, las máquinas con Imanes Permanentes destacan considerablemente en este punto.
- **Costo:** Al comparar costos es donde los motores de inducción y los motores de Corriente Continua destacan por sobre las otras opciones, haciendo que tengan una importante presencia en el mercado.

2.3.3. Motores de imanes permanentes sin escobillas: PMS y PMBLDC

En esta sección se muestra el estado actual de los motores de imanes permanentes sin escobillas, en particular del tipo de motor a utilizar en el proyecto, para luego desarrollar el modelo matemático del mismo. Como observación para el mejor entendimiento, se siguió la metodología desarrollada por Krishnan en el libro *Electric motor drives: modeling, analysis, and control* [14].

Los motores de imanes permanentes sin escobillas (Permanent Magnet Brushless motor, PMBL), por lo compacto y liviano de su implementación son muy valorados en aplicaciones de electromovilidad. La capacidad de instalar el motor directamente en la rueda permite prescindir de sistema de transmisión mejorando la eficiencia y reduciendo el peso y volumen del sistema de tracción del vehículo.

El desarrollo de estos motores dependió, en primer lugar, de la disponibilidad de Imanes Permanentes de gran densidad energética: permitieron reemplazar las bobinas de campo de las máquinas de corriente continua, que requieren fuente de alimentación y conexiones, lo que resultó en máquinas más compactas. Las máquinas sincrónicas, por otra parte pudieron reemplazar la bobina de excitación de campo del rotor por una solución que no requiere ni alimentación ni sistemas de escobillas con colectores. El segundo paso viene de la mano con el desarrollo de los transistores y la llegada del conmutador electrónico: ya no es necesario que la armadura de la máquina de corriente continua esté en el rotor ya que el conmutador mecánico, con todo su aparataje, puede ser reemplazado por uno electrónico y la armadura puede estar en el estator; el campo de excitación, gracias a los imanes permanentes, puede ser trasladado al rotor. Estos motores pueden ser considerados máquinas de corriente continua invertidas de adentro hacia afuera.

De esta forma, y dependiendo de la distribución de los devanados de las bobinas en el estator, los PMBL se dividen de acuerdo a las formas de onda de sus fuerzas contraelectromotriz inducidas (f_{cem}): sinusoidal o trapezoidal. Los sinusoidales son conocidos como motor sincrónico sin escobillas de imanes permanentes (Permanent Magnet Brushless Synchronous motor, PMBSM) y los con forma trapezoidal son llamados motores de corriente continua sin escobillas con imanes permanentes (Permanent Magnet Brushless DC motor, PMBLDC)[15, 9].

La ventaja de los PMS esta en la estabilidad del torque producido[9], siendo la principal desventaja la complejidad del sistema de control, el requerir información de la posición del rotor de manera continua y usar una mayor cantidad de cobre para poder distribuir

correctamente el imbricado de las bobinas.

Por otro lado los PMBLDC poseen un sistema de control mucho más simple, requiriendo la posición del rotor solo cada 120 grados, cuando hay que hacer la conmutación de fases. Se obtiene además una potencia de salida aproximadamente un 15% mayor en comparación a un PMS para un mismo nivel de pérdidas en el cobre. La principal desventaja es la obtención de un Torque pulsante cuando se prenden o apagan las corrientes de cada fase, tal como se muestra en la Figura 2.9. También se puede apreciar la forma trapezoidal de las f_{cem} .

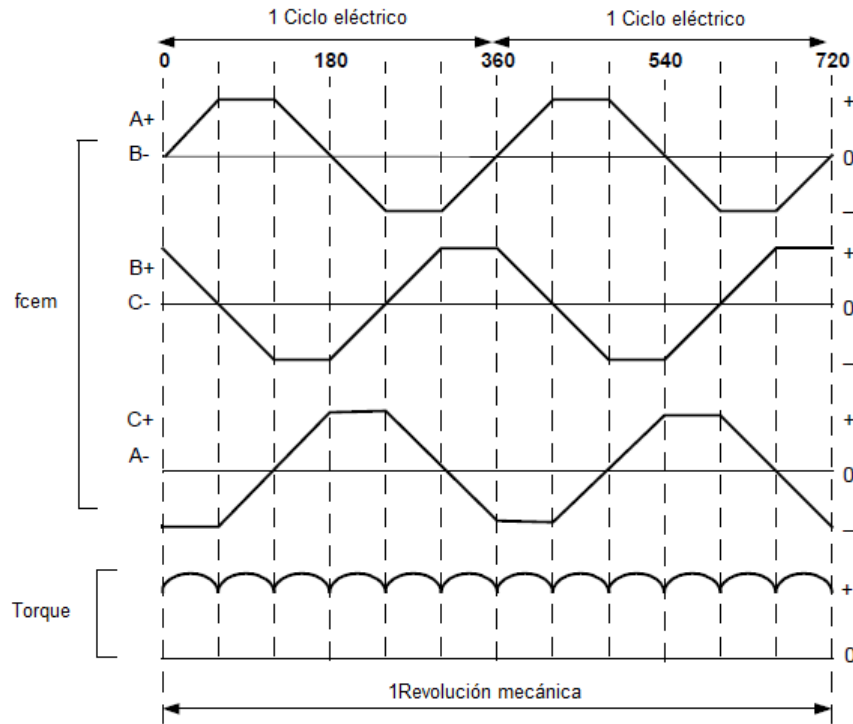


Figura 2.9: Desempeño de un PMBLDC controlado por velocidad con controladores de corriente PWM [9].

2.3.4. Modelo de PMBLDC

Para modelar el PMBLDC se asume que las corrientes inducidas en el rotor debido a armónicos en el estator son despreciables. También son despreciadas las pérdidas en el hierro y las pérdidas no localizadas. Con estas consideraciones la ecuación circuital del motor queda:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{bb} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Las fcems inducidas e_{as}, e_{bs} y e_{cs} son todas trapezoidales, cuyo valor máximo E_p se puede expresar en los siguientes términos:

$$E_p = (Blv)N = N(Blr\omega_m = N\phi_p\omega_m) = \lambda_p\omega_m \quad (2.3)$$

donde N es el número de espiras por fase, v es la velocidad, l es el largo del conductor, r es el radio del rotor, ω_m es la velocidad angular mecánica y B es la densidad de flujo en el campo donde las bobinas están localizadas. Esta densidad de flujo se debe exclusivamente a los imanes del rotor. El factor (Blr) , denotado como ϕ_a tiene dimensiones de flujo.

Con esto, las fcems inducidas por cada fase pueden escribirse como:

$$e_{fs} = f_{fs}(\theta_r)\lambda\omega_m \quad (2.4)$$

Donde $f_{fs}(\theta_r)$ es una función que depende del angulo de giro del rotor y tiene el mismo comportamiento de e_{fs} pero con amplitud unitaria y $\lambda_p = \lambda$ por simplicidad.

Se asume además que el motor es de rotor cilíndrico y que las fases son simétricas, con lo que las autoinductancias y las inductancias mutuas son iguales para cada fase y entre cada fase, respectivamente. Con esto la Matriz de inductancias queda:

$$\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{bb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Si se asume que las corrientes de fase del estator son balanceadas, es decir $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$,

el modelo queda:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

El torque electromagnético está dado por:

$$T_e = [e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs}] \frac{1}{\omega_m} \quad (2.7)$$

La ecuación de movimiento para un sistema simple con inercia J , coeficiente de roce B y torque de carga T_c es:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = (T_e - T_c) \quad (2.8)$$

Finalmente, la posición del rotor, el número de polos P y la velocidad eléctrica están relacionadas mediante:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.9)$$

Al combinar todas estas relaciones el sistema en representación de espacios de estado es:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.10)$$

donde

$$x = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad \omega_m \quad \theta_r]' \quad (2.11)$$

$$A(\theta_r) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{\lambda}{L_1}f_{as}(\theta_r) & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_1} & 0 & -\frac{\lambda}{L_1}f_{bs}(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_1} & -\frac{\lambda}{L_1}f_{cs}(\theta_r) & 0 \\ \frac{\lambda}{J}f_{as}(\theta_r) & \frac{\lambda}{J}f_{bs}(\theta_r) & \frac{\lambda}{J}f_{cs}(\theta_r) & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$u = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs} \quad T_c]' \quad (2.14)$$

$$L_1 = L - M \quad (2.15)$$

La variable de estado θ_r , que da cuenta de la posición del rotor es requerida para tener los valores de las funciones $f_{.s}(\theta_r)$. Se observa que mientras la matriz B es constante, la matriz A es función de la posición del rotor, lo que crea un sistema lineal variante en el tiempo. Dichas variaciones ocurren cada 60° eléctricos, tal como se puede ver en la Figura 2.10, donde se muestran las relaciones entre las distintas variables del sistema.

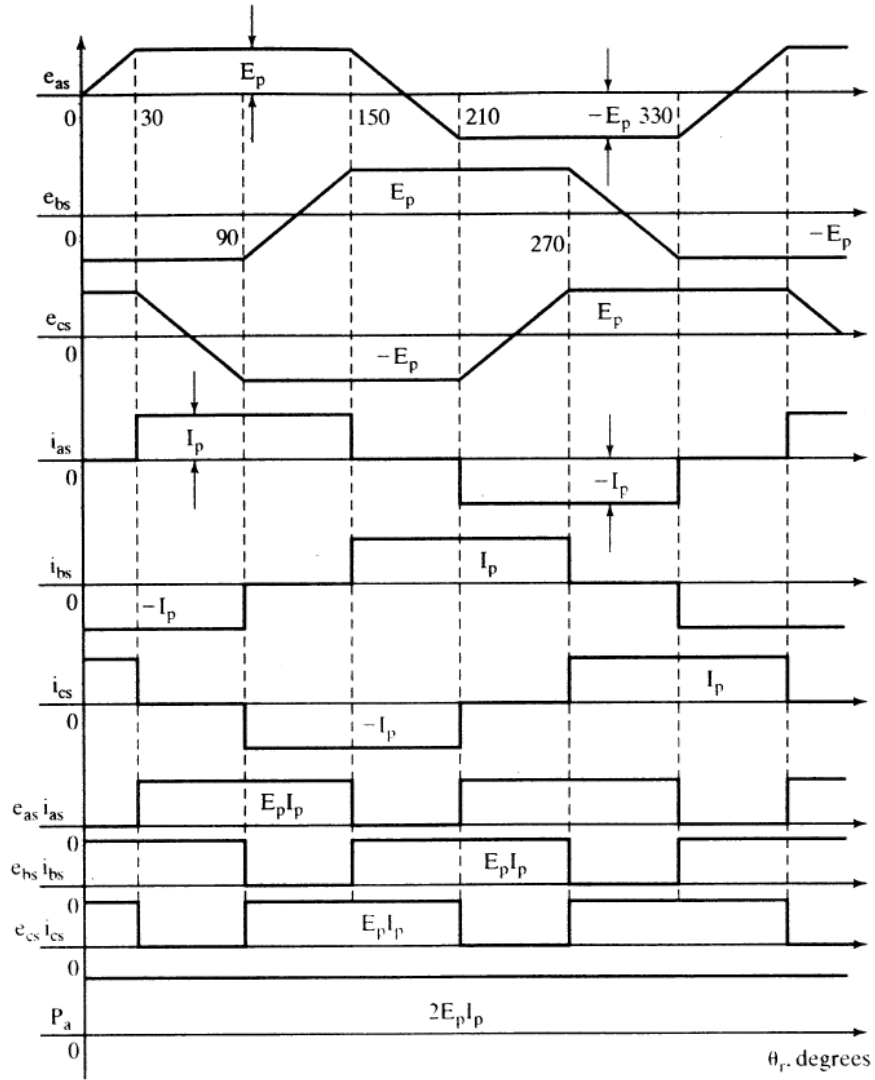


Figura 2.10: Formas de onda de un PMBLDC con un conmutador de onda completa [14].

2.3.5. Esquema de control PMBLDC

Para obtener operación a torque constante el controlador requiere seis puntos de información de posición. Estos puntos están cada 60 grados eléctricos para energizar las tres fases del estator como se muestra en la Figura 2.10.

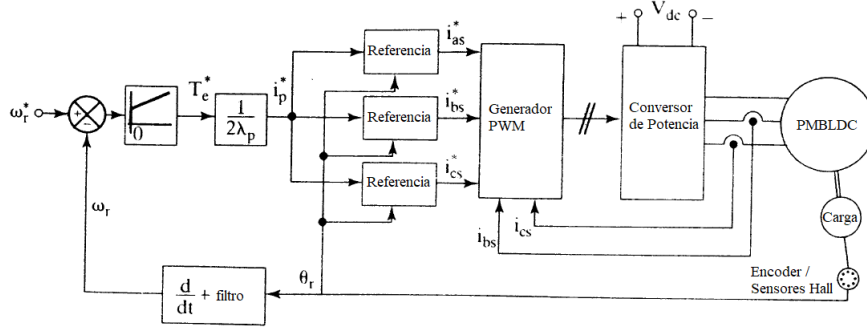


Figura 2.11: Esquema de control de velocidad para un PMBLDC con conmutador de onda completa [14].

En la Figura 2.11 se muestra el esquema de control: el sensor encoder/ sensor Hall da la posición absoluta del rotor, con lo que se obtiene la velocidad del rotor; esta velocidad es comparada con la referencia y es procesada por el controlador de velocidad, que da el torque de referencia T_e^* ; la corriente i_p^* es obtenida de las ecuaciones 2.3 y 2.7 con lo que se obtiene:

$$T_e^* = \lambda[f_{as}(\theta_r)i_{as}^* + f_{bs}(\theta_r)i_{bs}^* + f_{cs}(\theta_r)i_{cs}^*] \quad (2.16)$$

como sólo 2 fases conducen corriente en cada momento, con las 2 fases en serie para un conmutador de onda completa, las corrientes de fase son iguales en magnitud, pero de signos distintos. Con estas relaciones la relación de torque queda simplificada a:

$$T_e^* = 2\lambda i_p^* \quad (2.17)$$

y el comando para la magnitud de la corriente del estator es:

$$i_p^* = \frac{T_e^*}{2\lambda} \quad (2.18)$$

Con esto, y con la posición absoluta del rotor, se pueden determinar las corrientes por fase, las cuales son reguladas por PWM.

En caso de implementar control por referencia de torque, que es la forma tradicional de control de un acelerador en cualquier vehículo, basta con modificar el esquema recién presentado. Esto se muestra en la Figura 2.12.

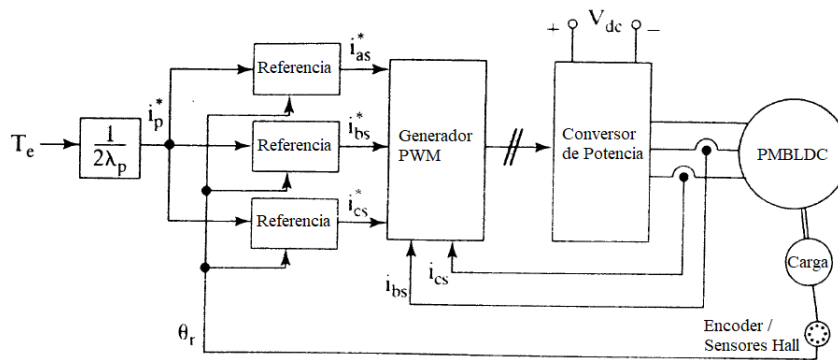


Figura 2.12: Esquema de control de torque para un PMBLDC con un conmutador de onda completa [14].

Se puede apreciar que el esquema de control se simplifica de forma sustancial, ya que se transforma en un sistema de control con lazo abierto, sin retroalimentación del torque que genera el motor. Esto es porque el control de Torque lo ejerce el usuario directamente, tal como cuando controla cualquier automóvil o moto tradicional.

2.4. Conversores de potencia

Para poder operar un motor PMBLDC es necesario contar con un conversor, ya sea de onda completa o de media onda. Estos permiten transmitir el voltaje DC en el sentido que se desee a cada una de las fases del estator. También es posible transmitir un voltaje menor al de la fuente mediante modulación PWM.

2.4.1. Conversor de onda completa

Un conversor trifásico de onda completa permite aprovechar totalmente las capacidades del PMBLDC en los cuatro cuadrantes, a cambio de requerir mas componentes electrónicos (diodos y switches de potencia).

En la operación de onda completa, la topología de puente completo con 6 interruptores, mostrada en la Figura 2.13, hasta ahora se ha mantenido estable como una solución óptima y completa.

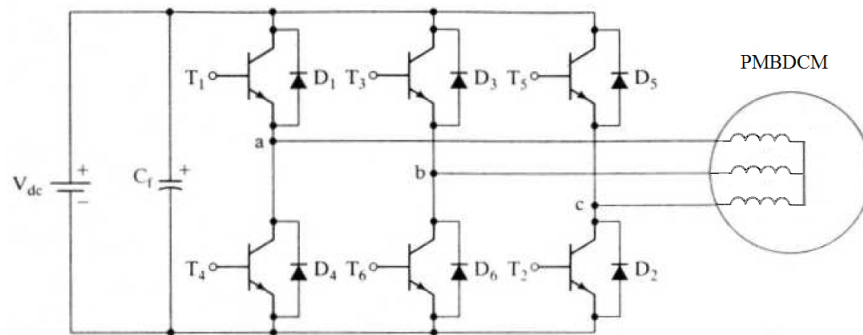


Figura 2.13: Diagrama de un conversor trifásico de onda completa [14].

De la Figura 2.13, es claro ver que, al tenerse corrientes equilibradas, en cada momento hay dos bobinas en serie con las corrientes de fase consideradas en sentidos opuestos, tal como se dijo en la Sección 2.3.5.

2.4.2. Conversor PMBLDC de media onda

En la operación del motor en media onda cada fase es operada sin alternar el sentido de la corriente aplicada.

Para la industria es de gran importancia la eficiencia y la minimización de costos, principalmente al considerar economías de escala y de producción masiva. Operar el motor en media onda es posible con un mínimo número de componentes electrónicos, lo cual ahorra en materiales, en complejidad y tiempo de ensamblado. Además de reducir el consumo energético del inversor se reducen los disipadores de calor, el volumen del inversor, el volumen del embalaje, el volumen del producto final, etc. Esto puede generar un impacto relevante en los costos totales del sistema completo.

2.4.2.1. Enlace DC variable

A continuación se presenta una de las posibles topologías de inversores de media onda (Figura 2.14).

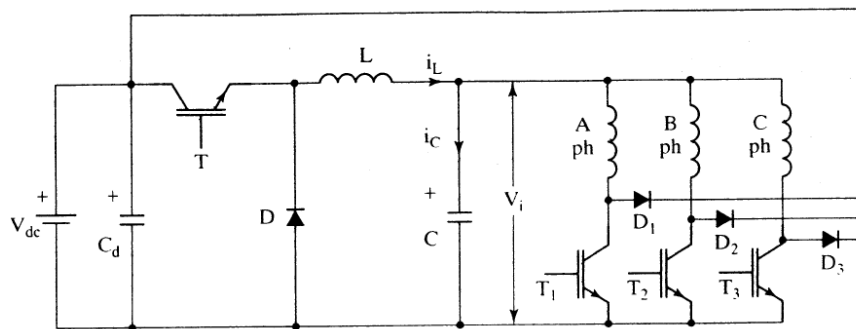


Figura 2.14: Inversor con enlace DC variable [14].

Los principales ventajas y desventajas se listan a continuación:

- Solo cuatro interruptores y diodos se requieren para operación de un motor trifásico en los cuatro cuadrantes.
- Capacidad de operación con la falla de un interruptor o una fase aumenta la confiabilidad.
- Menores pérdidas en la conmutación de las fases mejora la eficiencia.
- El rizado en estado estacionario para altas frecuencias puede ser considerablemente mas

bajo que las topologías que presentan un enlace DC fijo.

Las principales desventajas son las asociadas a cualquier inversor de media onda:

- Se aprovecha menos la capacidad del motor: la densidad de torque en términos de torque por unidad de pérdida en el cobre del estator es cerca del 30 % a la obtenida al controlar la máquina con onda completa.
- Una mayor autoinductancia para esta configuración del motor resulta en una constante de tiempo eléctrica mayor, lo que lleva a una respuesta de corriente lenta y, en consecuencia, una respuesta de torque lenta.
- En particular, esta topología tiene dos etapas de conversión, lo que resulta en una eficiencia levemente menor en comparación a las topologías que presentan una única etapa. Esta primera etapa de modulación de voltaje puede ser omitida para un inversor más compacto.

2.5. Freno regenerativo

De las secciones anteriores se puede apreciar que tanto el inversor de onda completa como el de media onda son capaces de operar el PMBLDC en modo de freno regenerativo, siendo solamente un tema de control del convertidor.

Grosso modo, hay que cambiar el sentido de las corrientes del estator bajo los mismos polos para obtener un torque en sentido contrario. Esto tiene el efecto de frenar el motor mientras se mantenga el sentido de giro, y para cambiar el sentido de las corrientes basta con operar las secuencias del convertidor en sentido contrario.

Al invertir el sentido de las corrientes de fase, el producto entre las fem inducidas y las corrientes cambia de signo y el motor pasa a actuar como generador, sin embargo para poder regenerar hay que tener ciertas consideraciones.

2.5.1. Modos de operación de un PMBLDC

Dado el punto de operación del motor en el plano T/ω , se puede determinar si el motor está funcionando como motor o como freno/generador, tal como muestra la figura 2.15.

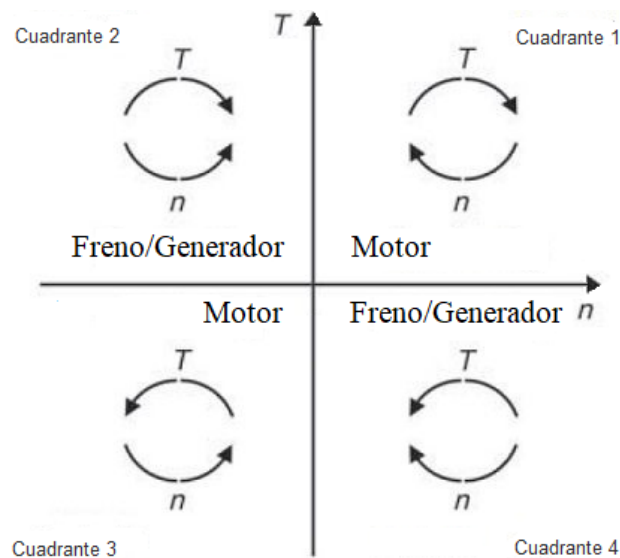


Figura 2.15: Diagrama de cuatro cuadrantes de operación [16, 17].

Al ser la aplicación en mente una moto, los cuadrantes de interés son los que tienen velocidades positivas, es decir el primer y el cuarto cuadrante. Al analizar la carta de operación de un motor PMBLDC conectado a una fuente de voltaje fija (Figura 2.16), se observa que

la operación como generador está dada para velocidades mayores a cierta velocidad máxima de operación (ω_{rmax}).

En ese punto las tensiones de las fcem, que son proporcionales a la velocidad del rotor, igualan la tensión de la fuente de alimentación por lo que las corrientes de fase se hacen cero y no es posible acelerar más el motor¹. Si por medio de un medio externo el motor se acelera a una velocidad mayor (por medio de una turbina o un motor diesel, por ejemplo) las fcem son mayores al voltaje de alimentación lo que hace que el sentido de las corrientes se invierta y se genere energía.

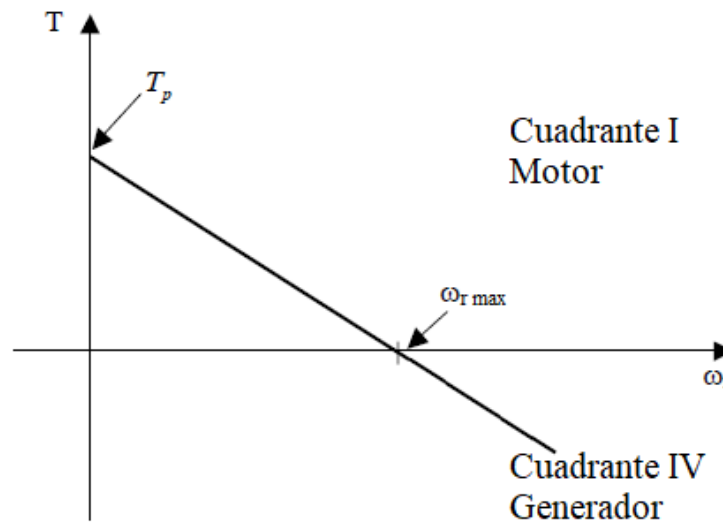


Figura 2.16: Carta de operación normal de un motor PMBLDC para el primer y cuarto cuadrante [9, 18]

Esta forma de generación no es aplicable a un vehículo eléctrico, ya que no es razonable pensar que normalmente vaya a alcanzar una velocidad mayor a su velocidad máxima. Es por esto que es necesario considerar regeneración por debajo de ω_{rmax} . Cuando el motor está operando bajo ω_{rmax} gracias a una fuente externa (la inercia del vehículo en este caso), el motor si está generando electricidad, pero lo está haciendo a un voltaje menor al de la fuente de alimentación, por lo que no le es posible entregar carga a las baterías. Por esto, para poder generar bajo la velocidad ω_{rmax} es necesario tener una etapa de elevación de voltaje entre el motor y las baterías.

¹Mediante técnicas avanzadas de control se pueden alcanzar velocidades ligeramente mayores, pero de forma muy marginal como para ser consideradas [14]

2.5.2. Conversor step-up

Tal como expone Rashid en [15], un conversor step-up, también llamado conversor boost PWM, consiste en un voltaje de entrada V_S , una inductancia L , un interruptor controlado S , un diodo D , un filtro de condensador C y una resistencia de carga R , tal como se ilustra en la Figura 2.17.

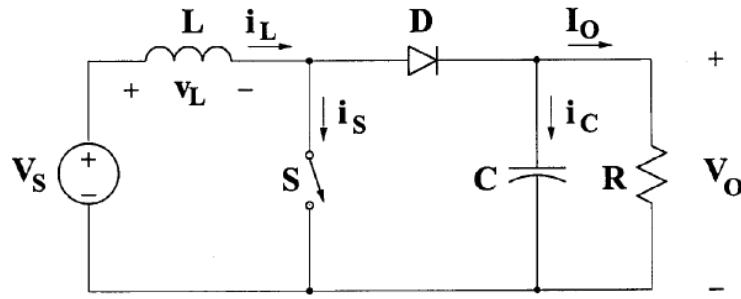


Figura 2.17: Conversor step-up o boost PWM[15].

Del circuito presentado puede ver que cuando el interruptor está cerrado la corriente en el inductor crece de forma lineal y que el diodo no conduce. Cuando el interruptor se abre la energía del inductor se libera a través del diodo hacia el circuito RC. De acuerdo a la Ley de Faraday, el producto entre el voltaje y el tiempo sobre un periodo en estado estacionario para un inductor es cero. Si se denomina D al ciclo de trabajo del interruptor y aplicar la Ley de Faraday sobre la inductancia L queda:

$$V_S D T = (V_0 - V_S)(1 - D)T \quad (2.19)$$

de lo que la función de transferencia del voltaje da:

$$T_V \equiv \frac{V_0}{V_S} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.20)$$

Tal como se puede ver, el voltaje de salida es siempre mayor o igual al voltaje de entrada. En la Figura 2.18 se muestran las formas de onda del conversor en Modo de Conducción Continuo (CCM, *Continuous Conduction Mode*). En este modo la corriente sobre la inductancia es siempre mayor que cero y se prefiere en vez del otro modo posible Modo de Conducción Discontinuo (DCM, *Discontinuous Conduction Mode*) debido a una mayor eficiencia y a una mejor utilización de los interruptores semiconductores y componentes pasivos.

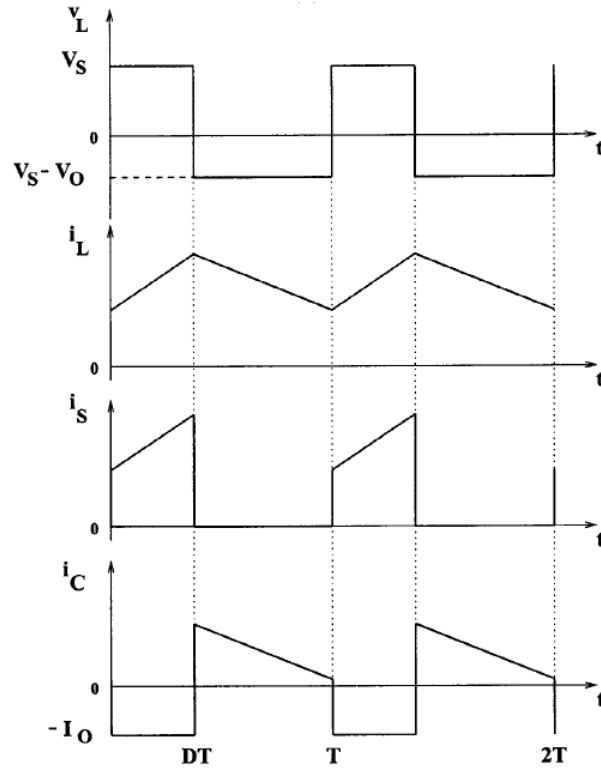


Figura 2.18: Diagrama de las formas de onda de un conversor step-up en CCM[15].

Para que el conversor opera en modo CCM para $L > L_{min}$, donde

$$L_{min} = \frac{(1 - D)^2 DR}{2f} \quad (2.21)$$

Como se muestra en la Figura 2.18, la corriente que pasa al circuito RC es discontinua, por lo que el condensador debe ser lo suficientemente grande como para limitar el rizado del voltaje de salida, ya que es el condensador el que tiene que entregar la corriente continua de salida cuando el diodo no conduce. El valor mínimo de la capacitancia que resulta en un rizado V_r es:

$$C_{min} = \frac{DV_0}{V_r R_f} \quad (2.22)$$

2.5.3. Freno regenerativo en un PMLDC

Si se considera el sistema entre un inversor y un PMLDC, es posible identificar los elementos de un conversor step-up, tal como se ilustra en la Figura 2.19, donde se representa un momento cualquiera de operación del motor con un inversor trifásico de onda completa. Como siempre hay dos fases conduciendo, la inductancia L representa la inductancia de dos fases en serie y la fuente E la suma de las f_{cem} de ambas fases.

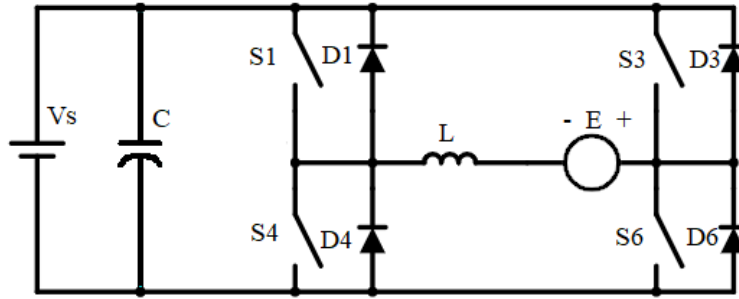


Figura 2.19: Esquema en un momento de operación de un PMBLDC con un inversor trifasico de onda completa[16].

Haciendo la analogía con el conversor step-up (Figura 2.17), V_S está dado por las f_{cem} , E , las cuales son proporcionales a la velocidad ω_r del motor; la inductancia corresponde a las inductancias L de las fases; el interruptor S está dado por el interruptor S_6 ; R del conversor corresponde a la resistencia interna de carga de las baterías y el voltaje V_0 por el voltaje de carga de las baterías.

Al considerar la ecuación 2.20, se puede calcular el ciclo de trabajo necesario D para generar el voltaje de carga de las baterías, luego con la ecuación 2.21 se puede determinar la frecuencia f de la onda PWM sobre el interruptor y, finalmente, con la ecuación 2.22 se tiene el condensador mínimo requerido para un rizo determinado.

Dado que el valor de las f_{cem} varía en función de la velocidad ω_r , los valores calculados en cada una de estas ecuaciones cambian también. Tanto D como f pueden ser ajustadas por software, pero la capacitancia C una vez seleccionado se mantiene constante, por lo que es menester elegir la capacidad máxima dentro del rango de velocidades de operación del motor.

Otra consecuencia de que E varíe con la velocidad es que para bajas velocidades la magnitud de E no es suficiente para poder generar corrientes en L antes de que se tenga que cambiar las fases conectadas (hay que recordar que el circuito mostrado en 2.19 se mantiene sólo durante 60° eléctricos, lo cual corresponde a un tercio de vuelta del rotor), lo cual genera problemas para frenar en bajas velocidades. Por esto es que se consideran dos formas de operar el inversor para obtener frenado regenerativo: velocidades cercanas y lejanas a $\omega_{r \max}$.

2.5.3.1. Velocidades cercanas a $\omega_{r \max}$

Para estas velocidades de operación la magnitud de las f_{cem} , E es comparable al voltaje de las baterías, por lo que se puede operar el inversor como conversor step-up tal como se

indicó anteriormente. Las corrientes de fase generadas por E generan un torque de frenado² lo suficientemente grande como para bajar de manera perceptible la velocidad ω_r .

Esto se ve en la Figura 2.21, donde en primer lugar se mantiene el interruptor S_6 cerrado para fortalecer la corriente i (línea naranja). Luego, al abrir el interruptor S_6 , la corriente i no tiene mas opción que seguir el camino de la línea gris, cargando las baterías. El condensador C mantiene el voltaje de carga mientras el interruptor S_6 esta cerrado. Este algoritmo será referido como Frenado a Altas Velocidades o FAV.

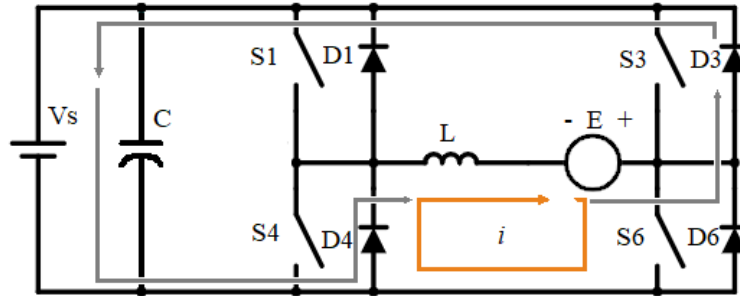


Figura 2.20: Esquema de freno regenerativo para velocidades cercanas a ω_{rmax} [16].

2.5.3.2. Velocidades lejanas a ω_{rmax}

Cuando la velocidad del rotor es muy baja, las f_{cem} no generan corrientes suficientemente fuertes como para frenar el motor en un tiempo razonable ni como para que el esquema recién explicado pueda cargar el banco de baterías. Esto puede solucionarse al reforzar la tensión de las f_{cem} con el voltaje de las baterías V_s , tal como se muestra en la Figura 2.21.

El modo de operación es similar al presentado anteriormente, con la diferencia que en la primera etapa el interruptor S_1 se cierra junto al interruptor S_6 para que la tensión de las baterías ayude a acumular la corriente. La segunda etapa funciona de la misma manera. Este algoritmo será referido como Frenado a Bajas Velocidades o FBV.

²Las corrientes generadas por las f_{cem} tienen el efecto de frenar el motor (por eso se denominan fuerzas contra-magnetomotrices y no f_{em})

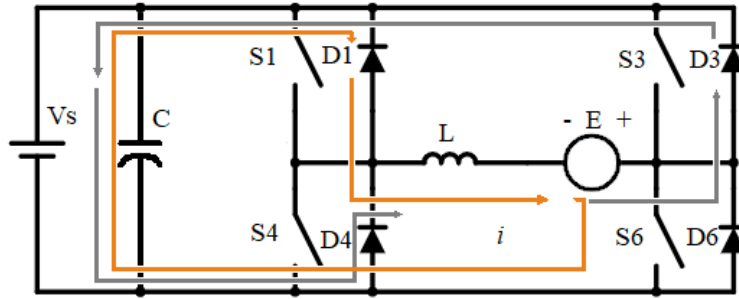


Figura 2.21: Esquema de freno regenerativo para bajas velocidades, lejanas a ω_{rmax} [16]

2.5.3.3. Consideraciones respecto a los algoritmos de frenado

1. Si bien la ecuación 2.20 del convertor step-up indica que para un mayor ciclo de trabajo corresponde un mayor voltaje de salida, el ciclo de trabajo no puede llegar a ser $D = 1$, ya que tanto el FAV como el FBV requieren que en al menos un instante todos los interruptores estén abiertos, a fin de capitalizar la corriente acumulada en las bobinas del motor. Si pasa que $D = 1$, el FAV deja de regenerar y se convierte en un freno pasivo, donde toda la energía acumulada se invierte en frenar el motor; por otro lado el FBV se convierte en un freno activo, donde toda la energía cinética más energía aportada por las baterías se utiliza en el frenado.
2. El FBV permite regenerar a velocidades menores cuando el FAV ya no funciona. Esto es conveniente siempre y cuando el voltaje E tenga suficiente magnitud como para compensar por las pérdidas que genera V_S al ayudarlo a fortalecer la corriente i en la primera etapa. Cuando las revoluciones son muy bajas y E ya no alcanza a compensar por la energía gastada en frenar el FBV pasa de ser freno regenerativo a ser freno activo.
3. Se puede ver al FBV como una extensión del FAV, donde el funcionamiento básico del FAV se ve reforzado por el accionar del interruptor S_1 . Este refuerzo puede ser gradual y modulado mediante un ciclo de trabajo del interruptor S_1 mientras el interruptor S_6 está activo, con lo que se obtiene un espectro de mecanismos híbridos entre el FAV y el FBV. En este esquema, en vez de modularse al unísono, cada vez que el interruptor S_6 está cerrado el interruptor S_1 se abre y cierra de acuerdo a un ciclo de trabajo independiente, de esta forma el ciclo de trabajo que no debe ser 1 es el del interruptor S_6

2.6. Controladores

En esta sección se exploran distintas alternativas de control, considerando las características de la respuesta del sistema obtenida.

En particular, para los esquemas de control considerados ahora se requiere controlador de velocidad y controlador de corriente. Estos controladores cambian de acuerdo a la topología de inversor utilizada en el sistema, por lo que a continuación se expondrán experiencias comparativas a fin de ilustrar las fortalezas y debilidades de cada sistema.

2.6.1. Control Clásico

Se consideran estrategias de control clásico los controles que Proporcional Integral (PI) o Proporcional Integral Derivativo (PID). El principio de estos controles es, dada una señal de control (referencia), miden la respuesta obtenida del sistema con la deseada; luego esta señal de error es tratada para corregir la señal de referencia original. La señal de error puede ser amplificada (control proporcional, P), integrada (control integral, I) o derivada (control diferencial, D). Estos controladores se considerarán como base de comparación para las otras estrategias de control.

El diagrama de bloques de la Figura 2.22 da cuenta de la estructura de un controlador PI. El bloque de planta $G(s)$ corresponde al PMBLDC, que según la topología del inversor utilizado tiene distinta función de transferencia.

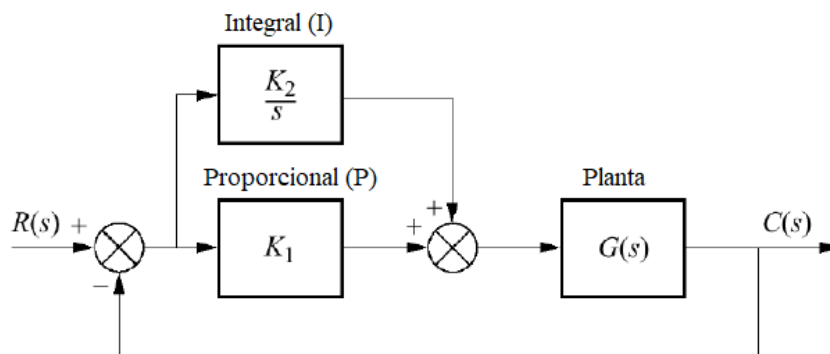


Figura 2.22: Diagrama de bloques de un controlador PI [19].

Las constantes K_1 y K_2 son las ganancias proporcional e integral respectivamente, que se ajustan para obtener la respuesta deseada.

Para obtener las magnitudes de las constantes existen diversos métodos, ya se analíticos o empíricos. Los métodos analíticos requieren conocimiento de la función de transferencia de la planta a controlar, lo cual requiere tener un modelo matemático del sistema y derivar el controlador a partir de las ecuaciones que gobiernan el sistema, se diseñan en el dominio de Laplace para sistemas continuos en el tiempo o dominio Z , en caso de sistemas discretos. Los métodos de sintonización empíricos pretenden obtener respuestas predeterminadas siguiendo un método establecido, como es el caso del método de Ziegler-Nichols, que pretende obtener un sobrepaso máximo del 25 % en la respuesta al escalón [20].

2.6.2. Control Inteligente

Estos tipos de controladores se basan en principios de inteligencia artificial, la cual trata de emular distintos aspectos de la inteligencia humana, como es el caso de su unidad básica de procesamiento, la neurona —Red Neuronal Artificial, RNA—, o la forma en la que humanos razonamos y aplicamos reglas de procesamiento, lógica difusa —Control difuso—.

Los sistemas de control inteligente ofrecen, en general, respuestas de mejores características que el control clásico a cambio de tener una mayor complejidad de implementación.

Capítulo 3

Propuesta de diseño

De acuerdo a los objetivos propuestos en este trabajo, se requiere implementar un sistema de frenado regenerativo para Motochi-E. Según lo revisado en la sección 2.5, esto implica operar el conversor de potencia del vehículo, por lo que se requiere diseñar e implementar el controlador del motor, destacado en la Figura 3.1. Se utiliza el término *Sistema de control* para diferenciarlo de controlador entendido como un algoritmo de operación tal como los mostrados en la sección 2.3.5. Así, el sistema de control propuesto comprende tanto el algoritmo de control o controlador y el hardware para implementarlo y ejecutarlo.

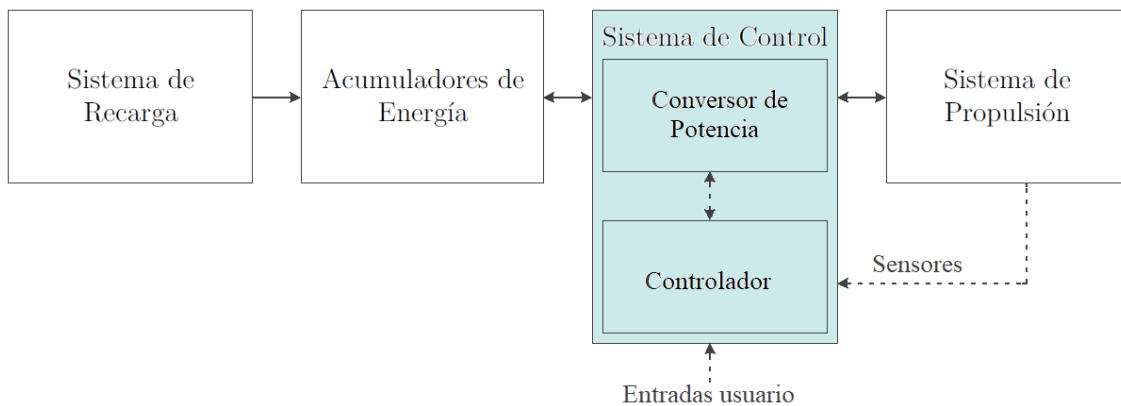


Figura 3.1: Diagrama de bloques de la planta motriz de un VE.

En línea continua se representan los flujos de potencia y en línea segmentada las señales. Se destaca el bloque que será diseñado e implementado en este trabajo.

Dicho sistema debe tener un conversor de potencia compatible con la salida de voltaje que entregan las baterías y con los flujos de corriente que el motor necesita para su funcionamiento. El sistema, además, debe tener las siguientes funcionalidades:

- Operación del PMSBLDC como motor con control de torque, para la operación normal

del VE.

- Operación del PMBLDC como freno regenerativo con control de torque de frenado y compatible con el perfil de carga del sistema de acumulación.
- Recibir tanto las señales de control del usuario como las señales de retroalimentación del motor.

En este capítulo se detallan las partes del sistema. En primer lugar se propone un set de controladores clásicos capaces de operar el motor en la forma deseada, luego se revisan los componentes necesarios para implementar el controlador y, finalmente, se muestran los circuitos diseñados para integrarlo todo de forma adecuada.

3.1. Controlador

Para operar el motor se requiere, en primer lugar, realizar un proceso de conmutación electrónica con el conversor de potencia. Luego, una vez que la etapa de conmutación de las bobinas se encuentra resuelta, es necesario implementar un controlador de lazo cerrado mediante modulación PWM. Las restricciones que debe cumplir cada controlador están dadas por los parámetros del motor, del banco de baterías y del conversor de potencia seleccionado. Estos límites se revisarán con sus elementos relevantes en la sección 3.3.

En esta sección se detalla cada uno de estos pasos. En primer lugar se tratan los algoritmos de conmutación necesarios para cada tipo de operación; luego, se revisan el controlador de lazo cerrado para cumplir con los comportamientos esperados del sistema y, finalmente, se presentan simulaciones de cada uno de las configuraciones del sistema.

3.1.1. Algoritmos de conmutación

En base a lo descrito en las secciones 2.3.5, se observa que la operación del motor requiere la activación de las corrientes de fase de acuerdo a la posición que tiene el rotor respecto del estator, lo cual se obtiene de las señales de los sensores Hall.

Para la operación como motor o freno activo, el conversor de potencia simplemente simula el comportamiento del conmutador de un motor de corriente continua con escobillas. Por otro lado, el freno regenerativo, tal como fue explicado en el capítulo 2.5, modifica el algoritmo de conmutación tradicional aprovechando la flexibilidad de configuraciones de un conmutador electrónico.

Respecto de la notación de cada compuerta, las fases A, B y C están conectadas al positivo de la batería mediante las compuertas U, V y W, y están conectadas al borne negativo mediante las compuertas X, Y, y Z, respectivamente. Esto se ilustra en la Figura 3.2.

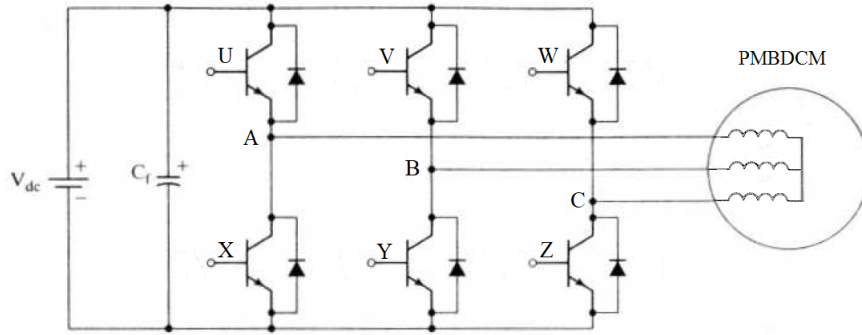


Figura 3.2: Diagrama de compuertas asociadas por fase [14].

3.1.1.1. Operación como motor o freno activo

Esta operación puede resumirse en la Tabla 3.1, que muestra las combinaciones posibles que entregan los sensores hall y el sentido de las corrientes de fase para operar el motor: un (0) significa que esa fase se encuentra desconectada, un (+1) indica su conexión al terminal positivo de la batería y un (-1) al terminal negativo. Esto logra una generación de torque positivo, el que cambiará a negativo si se invierte el signo asociado a las corrientes. Dependiendo de si el sentido de giro del motor coincide con el sentido del torque se obtiene un comportamiento como motor, en el caso de que sean coincidentes, o de freno activo en caso contrario.

Tabla 3.1: Conexiones de fase respecto a las salidas de los sensores Hall para torque positivo

| Sensores Hall | | | Conexiones por fase | | |
|---------------|---|---|---------------------|----|----|
| A | B | C | A | B | C |
| 0 | 0 | 0 | | | |
| 0 | 0 | 1 | | -1 | +1 |
| 0 | 1 | 0 | -1 | +1 | |
| 0 | 1 | 1 | -1 | | +1 |
| 1 | 0 | 0 | +1 | | -1 |
| 1 | 0 | 1 | +1 | -1 | |
| 1 | 1 | 0 | | +1 | -1 |
| 1 | 1 | 1 | | | |

Hay que notar que tanto la primera entrada como la última de los sensores Hall, *i.e.* los tres en 0 o los tres en 1, corresponden a estados anormales, por lo que no se energiza ninguna fase.

Teniendo los sentidos de las corrientes, es trivial asociar cuales compuertas deben estar activas y cuales no. Esta operación se resume en la Tabla 3.2. Finalmente, la modulación PWM del controlador de torque actúa sobre las compuertas U, V o W.

Tabla 3.2: Compuertas del convertor de potencia activas respecto a las conexiones de fase.

| Conexiones por fase | | | Compuertas activas | | | | | |
|---------------------|----|----|--------------------|---|---|---|---|---|
| A | B | C | U | V | W | X | Y | Z |
| -1 | +1 | | | 1 | | 1 | | |
| +1 | -1 | | 1 | | | | 1 | |
| -1 | | +1 | | | 1 | 1 | | |
| +1 | | -1 | 1 | | | | | 1 |
| | -1 | +1 | | | 1 | | 1 | |
| | +1 | -1 | | 1 | | | | 1 |

3.1.1.2. Operación de frenado regenerativo

Tal como se mencionó en las consideraciones de la sección 2.5.3.3, tanto el FAV como el FBV son modificaciones de la operación de freno activo del motor. En el caso del FAV, teniendo la configuración de frenado activo, se desconecta la compuerta que va al terminal positivo y se realiza PWM sobre la compuerta que conecta al terminal negativo. En el caso del FBV se realiza PWM sobre ambas compuertas, cuidando de coordinar el PWM de la compuerta superior con la compuerta inferior.

3.1.2. Control de torque

En esta primera iteración, se decide implementar un controlador PI clásico que mida y controle las corrientes de fase. Para obtener la medición se sumó la mitad del valor absoluto de la corriente medida en cada fase.

La salida del controlador es entregada a un generador PWM que modula la compuerta correspondiente, tal como se explicó en la sección 3.1.1.1. Se ajusta el controlador de tal forma que la salida estuviera entre 0 y 0.85, para que el voltaje equivalente aplicado al motor sea de máximo 60 V.

3.1.3. Control de freno regenerativo

El control del freno regenerativo requiere asociar tres aspectos de funcionamiento distintos: en primer lugar, dependiendo de la velocidad de operación del motor, existen los mecanismos del FAV y del FBV; en segundo lugar, el comportamiento del cargador estándar del banco de baterías, descrito en la sección 3.3: una primera etapa a corriente constante y una segunda etapa a voltaje constante; finalmente, en tercer lugar, se encuentra el control de torque de frenado deseado por el usuario.

Teniendo en cuenta las consideraciones 2 y 3 de la sección 2.5.3.3, se debe favorecer el funcionamiento del FAV y, en la medida que este se hace insuficiente para elevar el voltaje, introducir gradualmente el FBV. Para obtener este comportamiento, se propone un control PI clásico con la salida entre 0 y 2. Si la salida del controlador se encuentra entre cero y uno, regula el PWM del FAV. Si la salida es mayor o igual a uno, quiere decir que el FAV no está siendo capaz de mantener la carga de la batería, por lo que se satura el PWM en un valor cercano a uno (debido a la consideración 1) y la diferencia entre la salida del controlador y el nivel de saturación se usa para controlar el PWM del interruptor auxiliar de FBV.

En segundo lugar, hay que considerar el perfil de carga del banco de baterías. Al analizar la curva de carga típica de una celda de litio, ilustrada en la Figura 3.3, se puede apreciar que casi la totalidad del proceso de carga se realiza a corriente constante. Si se considera además que, en un régimen de operación normal, el voltaje de la batería es el nominal, implementar la carga a voltaje constante se vuelve innecesario. Por esto se decidió que, en esta primera iteración, llegado al voltaje máximo de carga se desconecte todo tipo de regeneración, debiendo el usuario recurrir al freno mecánico.

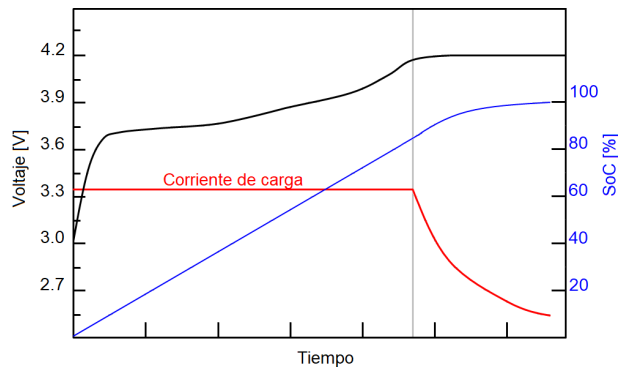


Figura 3.3: Curva de carga característica de una celda de litio. Para un pack de baterías la el comportamiento es análogo.

Entonces, para cargar a corriente constante, se propone un controlador PI que, midiendo

las corrientes de fase, controle la corriente de carga de la batería. La relación entre corrientes de fase y corriente de entrada a la batería no es directa, ya que depende de la velocidad del motor, del voltaje y la resistencia de carga de la batería, entre otras cosas. La relación exacta entre ambas magnitudes se encuentra usando los resultados de las simulaciones del sistema en Simulink.

Finalmente, para brindarles al usuario un control directo sobre el torque de freno, se consideró otorgarle libertad al fijar la referencia del controlador entre cero y el valor que, dada la velocidad del motor, entrega la corriente corriente de carga nominal del pack de baterías. Con esto se evita forzar el sistema de protección de la batería y degradar la vida útil de sistema de acumulación.

3.1.4. Controlador integrado

Con todo esto, el sistema de control propuesto queda compuesto principalmente por los siguientes módulos:

Planta Contiene la batería, el conversor de potencia y el motor.

Las entradas que tiene son:

- Las señales de disparo de los interruptores del conversor de potencia: $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$

Las salidas que tiene son:

- Voltaje de batería: V_B
- Sensores Hall: H_a, H_b, H_c
- Corrientes de fase: i_a, i_b, i_c

Algoritmos de conmutación Interpreta la referencia de posición de los sensores Hall y determina que fase debe estar conectada a que polo de la batería para que el motor avance en la dirección deseada por el usuario.

Las entradas que tiene son:

- Sensores Hall: H_a, H_b, H_c
- Dirección: entrada del usuario que puede ser (1) o (-1), dependiendo del sentido de giro deseado.

Las salidas que tiene son:

- Interruptores activos para que el motor avance en la dirección deseada por el usuario: $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$

Control de torque Modula con PWM las señales de los interruptores activos de acuerdo con la señal del acelerador del usuario.

Las entradas que tiene son:

- Corrientes de fase: i_a, i_b, i_c
- Acelerador: entrada análoga del usuario para el control del torque.

Las salidas que tiene son:

- Las señales de disparo controladas y moduladas de los interruptores del convertidor de potencia: $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$

Control de freno regenerativo Contiene un controlador PI que controla la corriente de carga a la batería. Tiene también el bloque que determina, de acuerdo a la salida de los controladores, el PWM que se aplica al FAV y al FBV.

Las entradas que tiene son:

- Corrientes de fase: i_a, i_b, i_c
- Voltaje de batería: V_B
- Señal de freno: entrada análoga del usuario para el control del torque de freno.

Las salidas que tiene son:

- Las señales de disparo controladas y moduladas de los interruptores del convertidor de potencia: $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$

Operador de las entradas del usuario y sistema de seguridad Multiplexador que interpreta las entradas del usuario y determina que parte del sistema de control actúa y controla el convertidor de potencia. Monitorea el sistema y se encarga de detectar situaciones anómalas y de excepción, pudiendo sobrescribir las instrucciones a los interruptores en cualquier momento y abrirlos todos.

Con estos módulos se puede elaborar el diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.4.

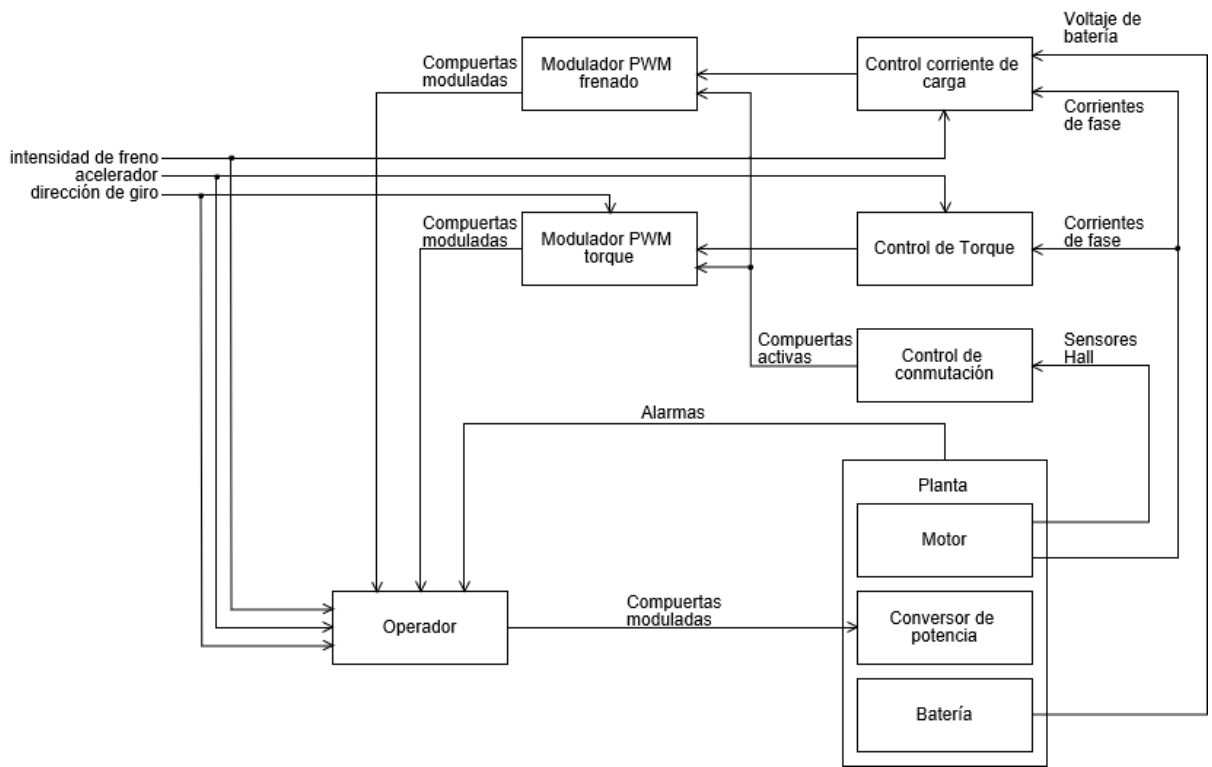


Figura 3.4: Esquema de control general

3.2. Simulaciones

Se realizan simulaciones del sistema en el *software* Simulink de MATLAB, utilizando la librería *Power Systems* de *Simscape*. Esta provee de componentes físicos que se interconectan mediante conexiones físicas y que son capaces de integrarse con diagramas de bloque y otros paradigmas de modelado.

En la Figura 3.5 se muestra el esquemático de la simulación, que implementa una versión simplificada del controlador descrito en la sección 3.1. Con este modelo se puede comprobar el funcionamiento de las partes más relevantes de sistema de control propuesto, a saber: los algoritmos de conmutación, el control de torque y el control de freno regenerativo.

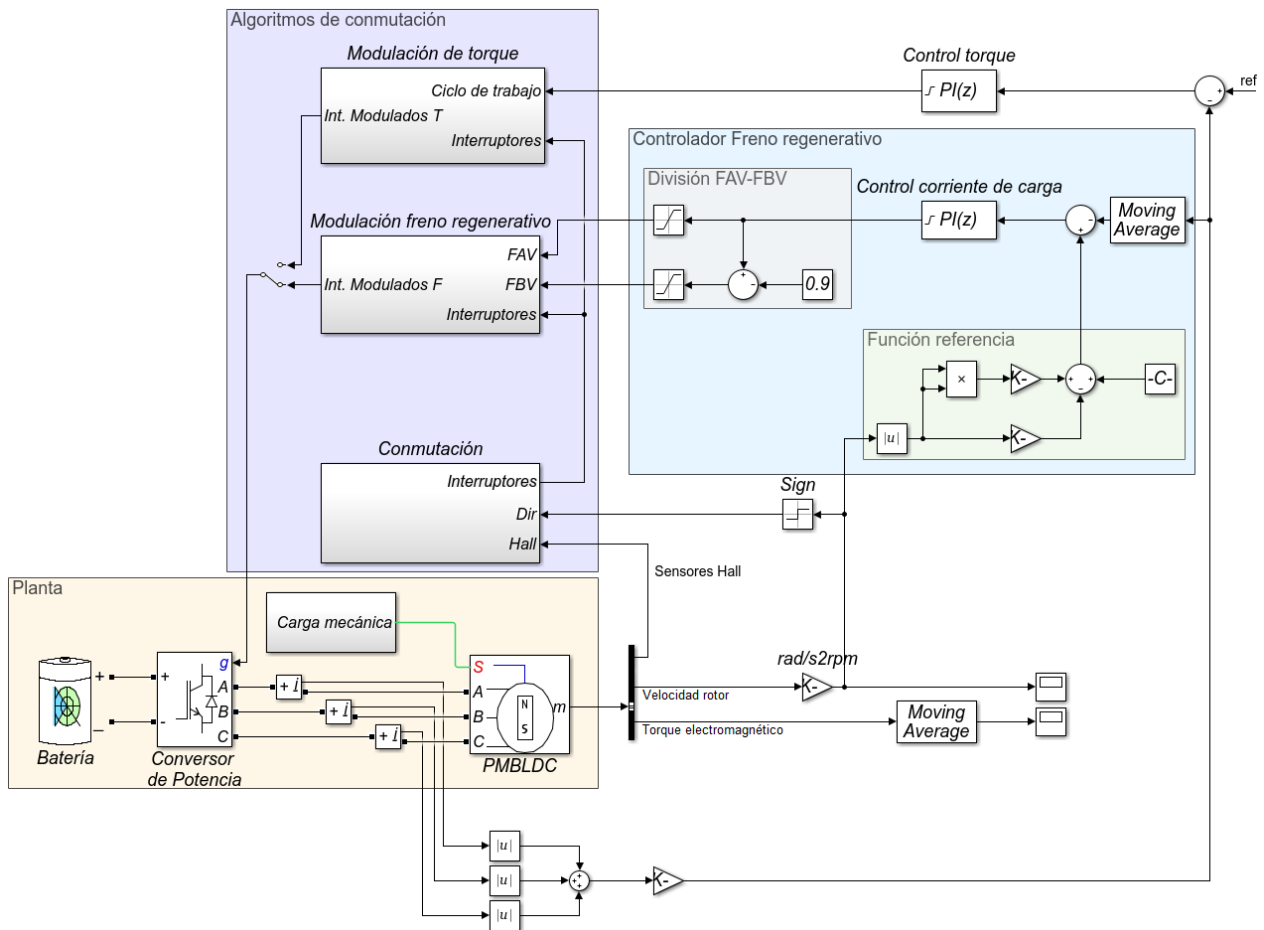


Figura 3.5: Modelo de Simulink implementando

3.2.1. Algoritmos de conmutación

En primer lugar se implementan los algoritmos de conmutación tal como se estipulan en las Tablas 3.1 y 3.2, sin ningún tipo de modulación y con voltaje nominal de batería. Los resultados se pueden apreciar en la Figura 3.6, donde se observa que la conmutación produce una aceleración y un sentido de giro positivo. Queda de manifiesto, además, la naturaleza pulsatoria del torque, que presenta un rizado considerable. Finalmente, se ve que se generan flujos de corriente de hasta 15 veces la corriente nominal del motor, según se deduce en la sección 3.3.1.

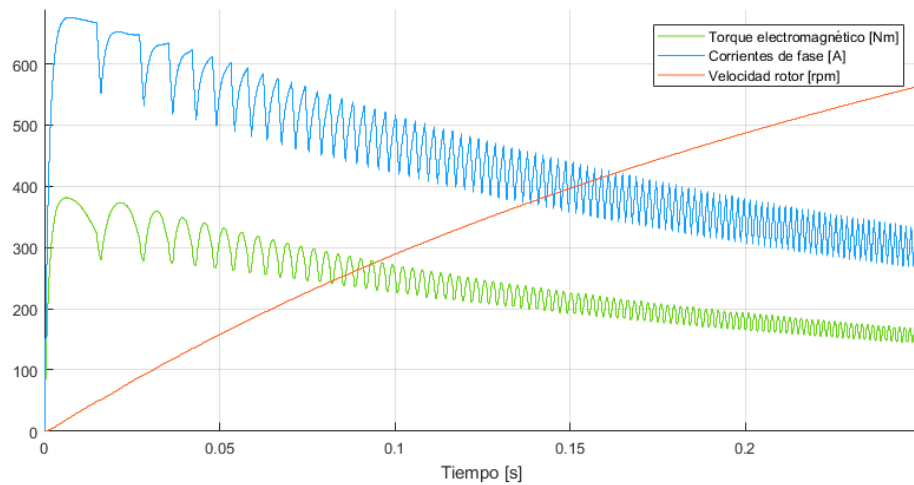


Figura 3.6: Resultados simulación de algoritmo de conmutación, dirección de giro positiva.

En la Figura 3.7 se muestran los resultados obtenidos bajo las mismas condiciones pero invirtiendo el signo de la Tabla 3.1. Se puede apreciar que se obtienen resultados análogos a los obtenidos en primera instancia, sólo que el torque y la velocidad del motor son de signo opuesto, como es de esperarse.

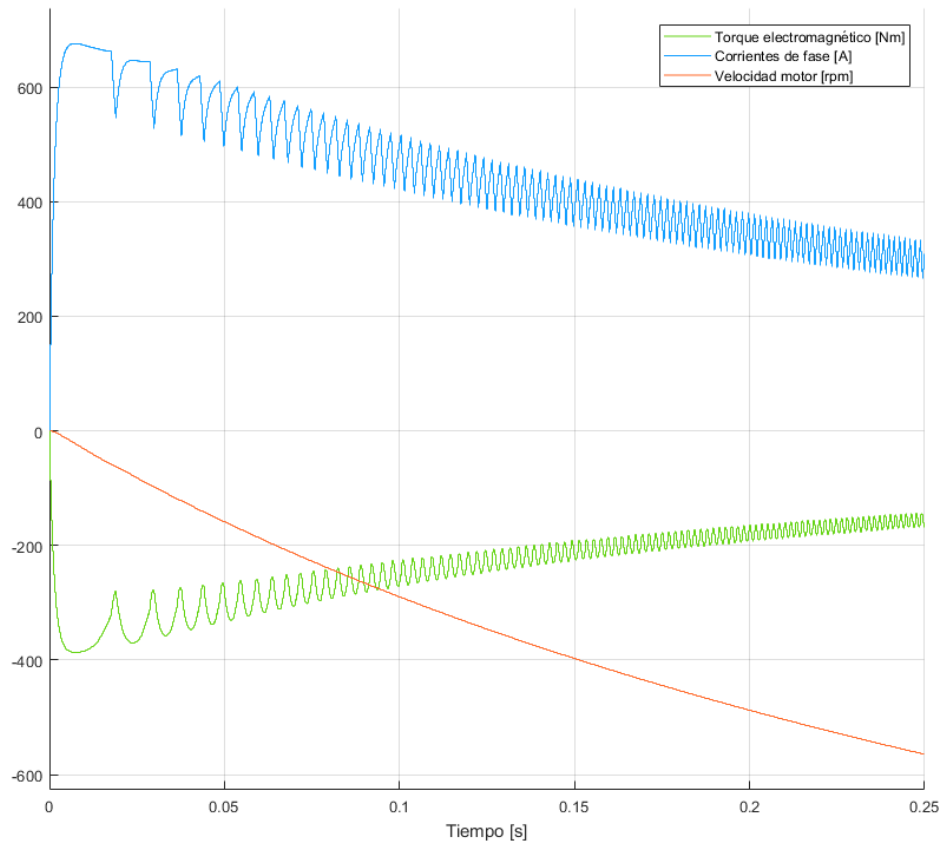


Figura 3.7: Resultados simulación de algoritmo de conmutación, dirección de giro negativa.

3.2.2. Control de Torque

Para implementar el control de torque, en primer lugar se prueba el mecanismo de modulación, utilizando un generador PWM y distintos ciclos de trabajo. Esta operación se ve reflejada en la Figura 3.8. Se aprecia que la modulación tiene el efecto deseado, pero que añade otro rizado de frecuencia mucho mayor y de una amplitud considerable de cerca de 20 A, aproximadamente. Esto indica que el sistema no filtra completamente el PWM.

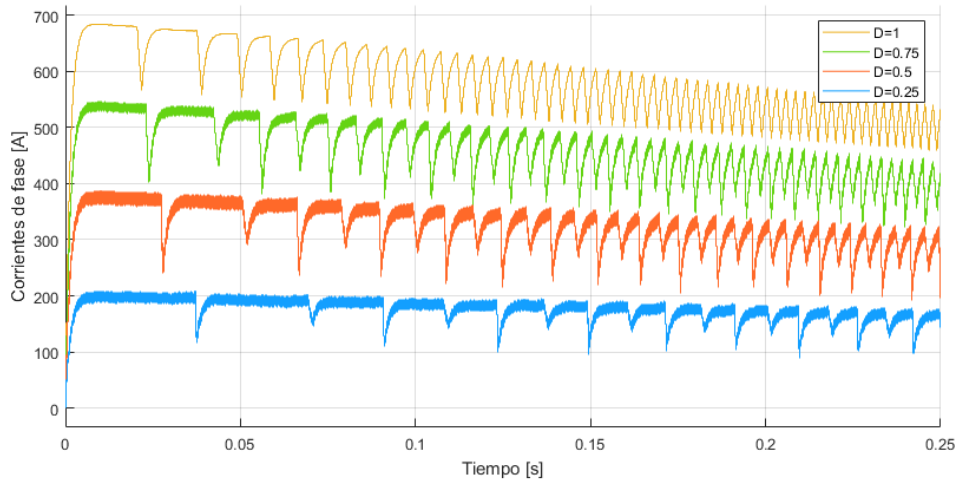


Figura 3.8: Corrientes de fase vs tiempo con PWM a distintos ciclos de trabajo

Teniendo resuelto el mecanismo de modulación, se procede a implementar el lazo cerrado de control. En la figura 3.9 se ve como las corrientes de fase que genera el controlador PI mantienen el rizado producto del PWM, pero limitan el rizado pulsante de baja frecuencia.

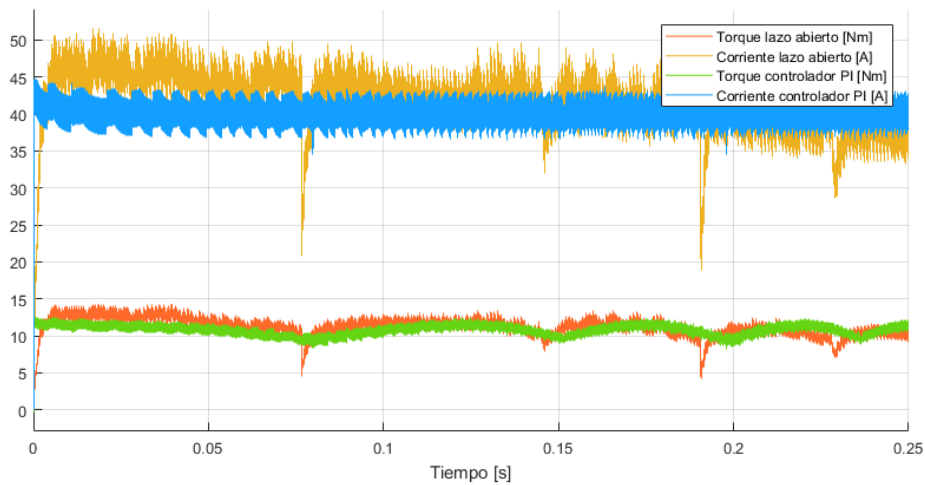


Figura 3.9: Control de lazo abierto vs. controlador PI de torque

Finalmente, en la Figura 3.10 se muestra la respuesta del sistema al escalón de distintas magnitudes. Se aprecia que el rizado de baja frecuencia es mayor para torques mayores, independiente si está presente o no en las corrientes de fase.

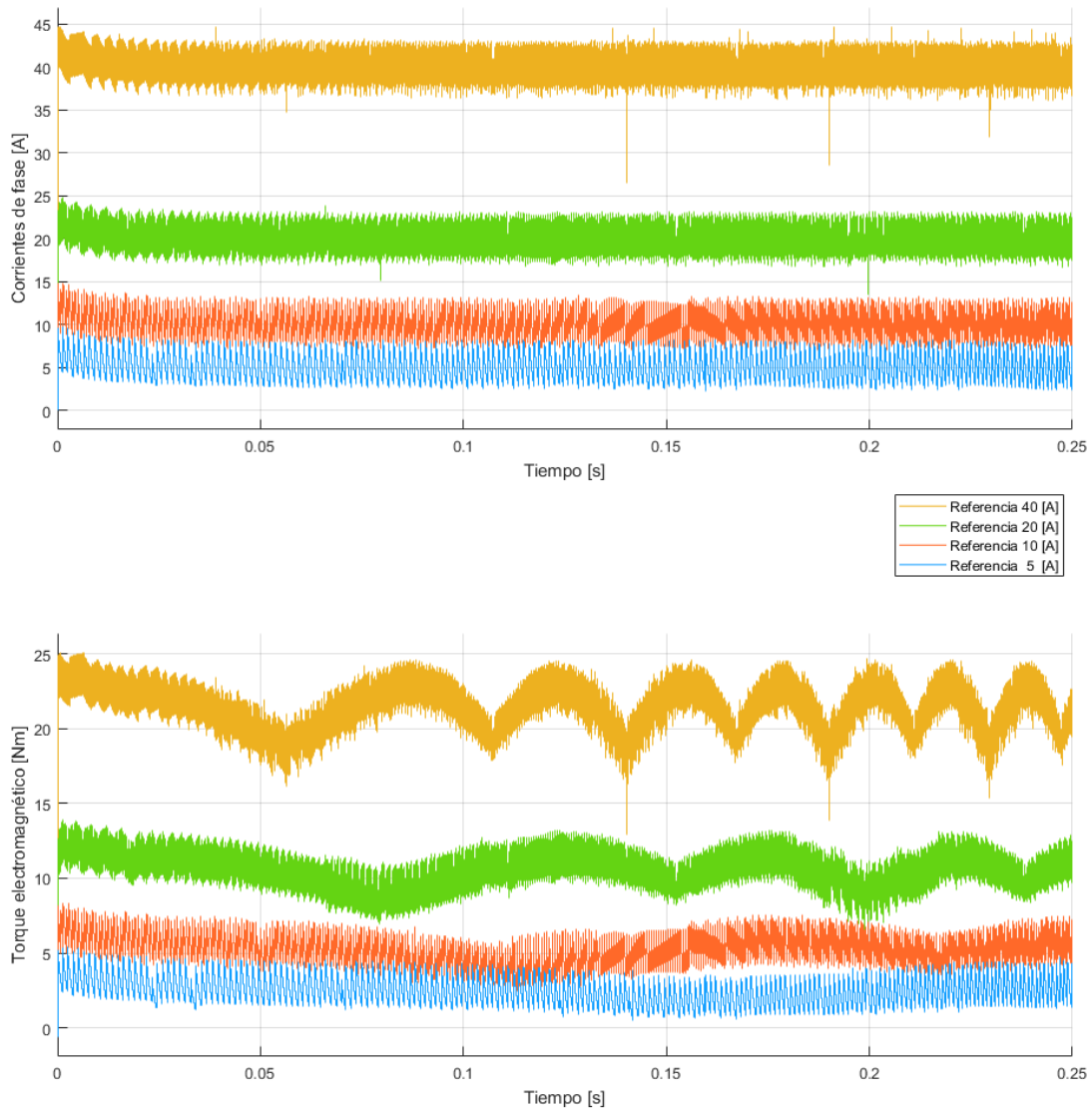


Figura 3.10: Respuesta al escalón del controlador de torque

3.2.3. Control de Freno regenerativo

Para obtener los resultados que se muestran en las Figuras 3.11 y 3.12, se empezó por configurar un control PI bajo las siguientes condiciones: carga mecánica a 1000 [rpm] y salida del controlador entre cero y uno, con lo que sólo se activa el FAV. Con esto se calibran las ganancias del controlador y se ajustó la referencia de las corrientes de fase para que la corriente de carga fuese 4 [A].

Luego se cambia la carga mecánica a una rampa descendiente desde las 100 [rpm] y se comprueba que el controlador sea capaz de mantener la corriente de fase objetivo. Se constata que, pese a mantener las corrientes de fase, la corriente de carga disminuía junto con las rpm

del motor, por lo que se itera hasta encontrar una relación entre ambas magnitudes. Al hacer un análisis de regresión, esta relación se ajusta de manera satisfactoria a una función cuadrática dependiente de la velocidad del rotor, la cual fue incorporada al controlador mediante la 'Función referencia' destacada en la Figura 3.5.

En tercer lugar, se configura la salida del controlador entre cero y dos y se implementa el mecanismo para incorporar el FBV, con los bloques del área 'División FAV-FBV'. Finalmente se incorpora una etapa de filtrado con una media móvil de las corrientes de fase antes de calcular el error, con lo que el controlador presenta una respuesta más estable y precisa.

En la simulación final la carga mecánica se mantuvo como una rampa lineal descendiente de 1000 a 0 [rpm].

En la Figura 3.11 se muestran las relaciones entre las corrientes de fase, y las corrientes de carga de la batería. Se puede apreciar cómo la corriente de carga promedio se mantiene en 4 [A] durante la mayor parte de la simulación. Se ve además, cómo a medida que bajan las revoluciones empieza funcionar el FBV y se puede regenerar marginalmente incluso a rpm cercanas a cero.

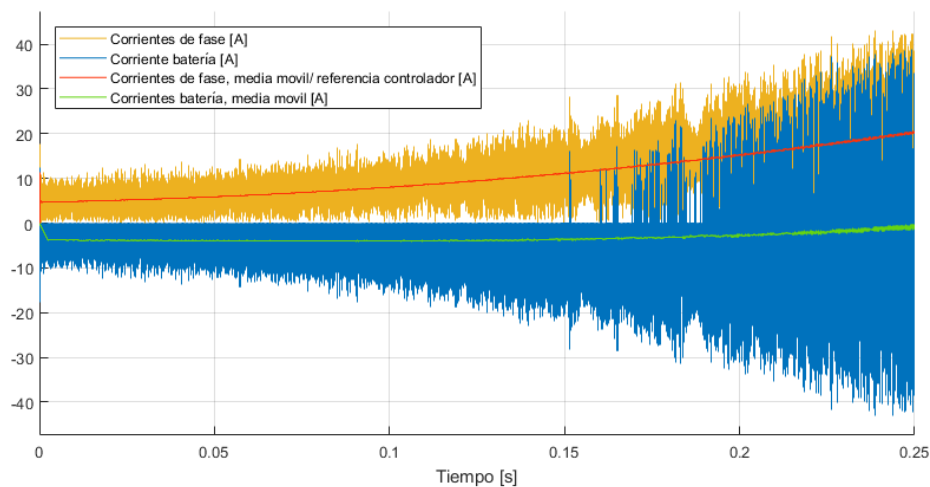


Figura 3.11: Desempeño de control de freno por referencia de corrientes de fase: corrientes de carga

En la Figura 3.12 Se aprecia la relación entre las corrientes de fase y el torque de frenado generado. Se observa que, a medida que bajan las revoluciones el torque aumenta de manera proporcional con las corrientes de fase.

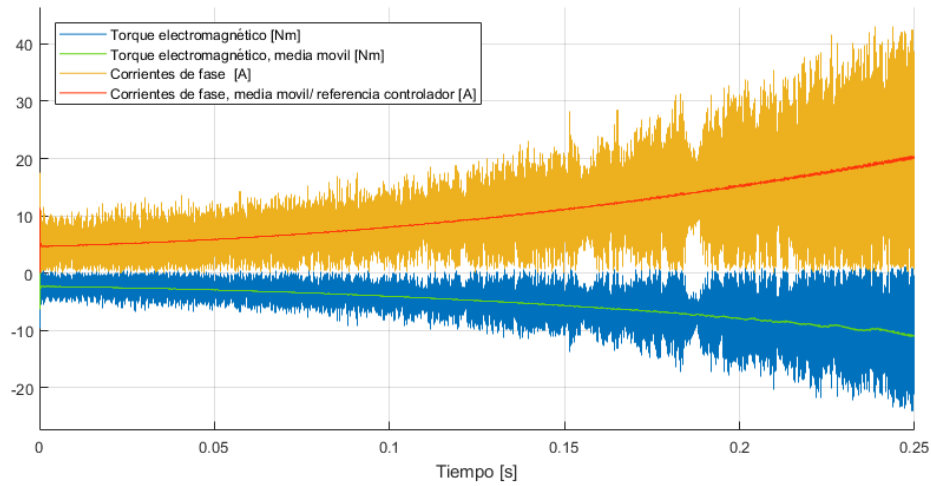


Figura 3.12: Desempeño de control de freno por referencia de corrientes de fase: torque de freno

Debido a que el sistema no filtra el rizado producido por la modulación PWM, la magnitud relevante para las magnitudes de ambas figuras es el promedio obtenido sobre una ventana de tiempo, lo cual se obtiene al aplicar la media móvil sobre las muestras.

3.3. Componentes Principales

En esta sección se describirán las características principales de los componentes utilizados, tal como se ilustra en la Figura 3.13. En primer lugar se detallarán los datos del motor (1), del banco de baterías (2) y del cargador (3), dados desde el inicio del trabajo. Luego se describen las principales características y se fundamenta la elección del conversor de potencia (4) y la unidad de control (5). El orden de exposición se debe a la jerarquía de los elementos, e.g. para elegir el conversor de potencia (4), se debe tener listo el motor (1) y el pack de baterías (2). Se puede apreciar que, respecto a la Figura 2.1, se cambió ‘Controlador’ por ‘Unidad de control’, esto ya que esta sección se enfoca al *hardware* utilizado.

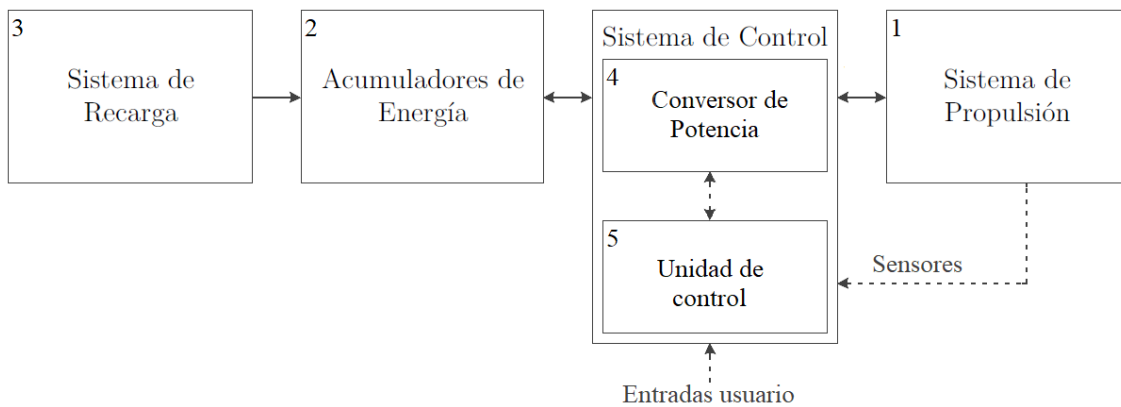


Figura 3.13: Diagrama de bloques de un VE. Se enumera el orden de exposición de los componentes en esta sección.

3.3.1. Sistema de propulsión

El motor a utilizar se muestra en la Figura 3.14 y corresponde a un motor in-wheel PMSBLDC de 2,5 kW. Lamentablemente no se cuenta ni con la hoja de especificaciones ni con información del fabricante. La única información disponible es la placa mostrada en la Figura 3.15.

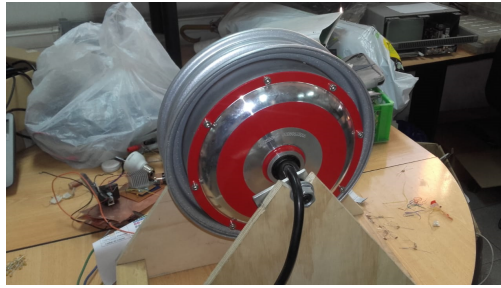


Figura 3.14: In-wheel PMBLDC 2,5 kW 60VDC



Figura 3.15: Datos de Placa PMBLDC

Mediante mediciones directas en el laboratorio y estimaciones derivadas se pudieron determinar los siguientes parámetros:

Inductancia por fase $L_{A,B,C} = 0.076 \text{ mH}$

Resistencia por fase $L_{A,B,C} < 0.05 \Omega$

Número de polos $P=46$ (23 pares)

Corriente nominal $I_n=42 \text{ A}$

3.3.1.1. Sensores hall

El funcionamiento de los sensores hall es mediante colector abierto, lo cual fue determinado en pruebas de laboratorio. Esto permite que la señal de voltaje pueda ser generada en el rango que se prefiera. El circuito ilustrativo se presenta en la Figura 3.16, tomado de la hoja de especificaciones de un sensor Hall de Texas Instrument (DRV5013-Q1).

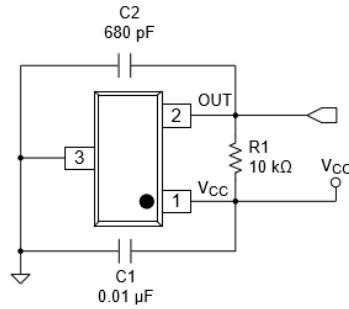


Figura 3.16: Circuito para la conexión de los sensores Hall

3.3.2. Acumuladores de energía

Se dispone del banco de baterías de litio mostrado en la Figura 3.17, junto con su cargador a la toma de corriente alterna de 220V. El banco de baterías cuenta con un BMS que se encarga del balance de las celdas y de desconectar los bornes del pack para evitar tanto la carga como la descarga excesiva. Las especificaciones del pack de baterías son las siguientes:

Tipo de celda Litio Grafeno

Voltaje nominal 70,3V

Capacidad 40Ah



Figura 3.17: Banco de baterías de Motochi-E.

Del voltaje nominal se desprende que cuenta con 19 celdas de 3,7 V cada una, por lo que asumiendo valores de seguridad típicos (rango de operación de cada celda entre 2,7 V y 4,2 V) se calcula que el voltaje mínimo del banco es $V_{min}=51,3$ V y el voltaje máximo es $V_{max}=79,8$ V.

Con estos datos se puede suponer una corriente de descarga nominal para simular una curva de descarga. La corriente nominal sugerida por el modelo de baterías de litio de Simulink es 17,3 A.

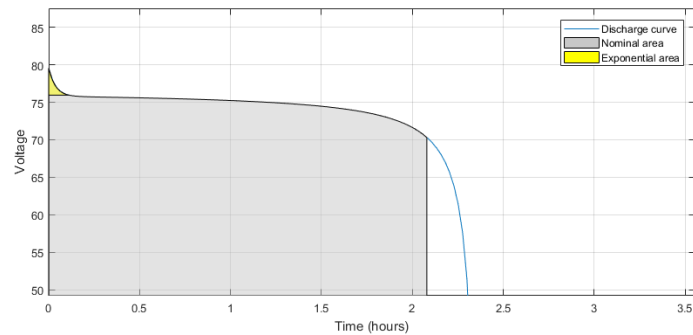


Figura 3.18: Descarga característica una corriente nominal supuesta de 17,3 A.

3.3.3. Sistema de recarga

Es un cargador estándar de baterías de litio con carga en dos etapas: primero a corriente constante y luego a voltaje constante. Se muestra en la Figura 3.19



Figura 3.19: Cargador de baterías de litio

Los parámetros de carga son:

Corriente de carga 4 A

Voltaje de carga 79,8 V

3.3.4. Conversor de potencia

El módulo IPM 7MBP75VDA060-50 corresponde a un ensamble IGBT de tres puentes con dos niveles, por lo que corresponde a un inversor trifásico de onda completa, el cual se muestra en la Figura 3.20. Se eligió este módulo de potencia debido a que es un Intelligent Power Module (IPM) que cuenta con las siguientes características:

- Pre-drivers de disparo con las siguientes funciones:
 - Amplificación para los drivers
 - Protección de corto-circuito
 - Circuito de bloqueo por bajo voltaje
 - Protección de sobre corriente
- Protección de temperatura provista por la detección directa de la temperatura de la juntura de los IGBTs.
- Bajas pérdidas de potencia.
- Alta confiabilidad IGBT con protección de sobrecalentamiento
- Señales de alarma, una para cada compuerta superior y otra para las tres compuertas inferiores.
- Para su funcionamiento requiere cuatro fuentes aisladas de 15 V: una para cada compuerta superior y otra para las tres compuertas inferiores.

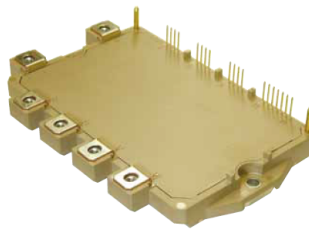


Figura 3.20: Módulo 7MBP75VDA060-50 (IPM IGBT 600V-75A)

Las condiciones de operación máximas recomendadas de operación son:

Voltaje bus DC $V_{DC} = 400V$

Voltaje Alimentación de PreDriver $V_{CC} = 15 \pm 1,5V$

Frecuencia de switching $f_{SW} = 20kHz$

Corriente de Colector $I_C = 75A$

Se puede apreciar que el módulo es compatible tanto con las corrientes máximas de operación del motor como con el voltaje de salida del banco de baterías.

3.3.5. Unidad de control

Es la tarjeta de desarrollo MAX[®] 10 FPGA development board, que provee una plataforma de hardware para evaluar las prestaciones y características de la FPGA Altera[®] MAX 10. Se muestra en la Figura 3.21.

Se eligió el MAX[®] 10 FPGA development board, desde ahora en adelante FPGA, como unidad de procesamiento debido a que opera en base a compuertas lógicas que pueden funcionar en paralelo, lo cual es muy conveniente para las lógicas de conmutación (Tabla 3.1), las modulaciones de PWM, el procesamiento las señales de alarma. Tiene capacidad para implementar los sistemas de control PI y cuenta con un número adecuado de entradas y salidas análogas y digitales integradas. Otra ventaja de esta tarjeta de desarrollo es que tiene toda la documentación de diseño y fabricación que permite su modificación y eventual integración directa en una eventual próxima versión del controlador.

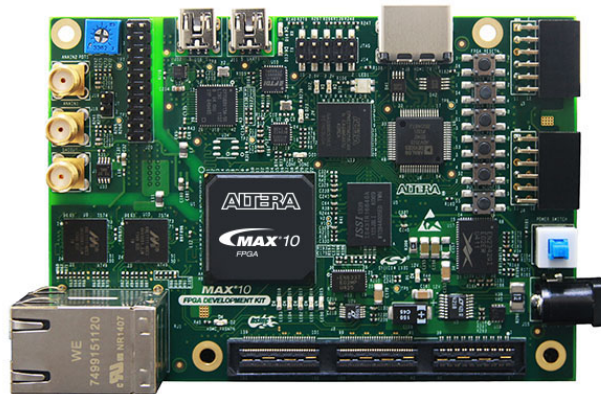


Figura 3.21: Tarjeta de desarrollo MAX10 FPGA

La tarjeta de desarrollo contiene los siguientes elementos, entre otros:

- MAX 10 FPGA, que cuenta con 50.000 Elementos Lógicos
- USB-Blaster II (JTAG) embebido (programador)
- Un conector mini-USB2.0 UART
- Dos conectores digitales 12-pin Digilent Pmod™
- Dos conectores 10-pin ADC

A continuación, en la Figura 3.22 se muestra un diagrama de bloques que muestra los periféricos y conectores conectados a la FPGA:

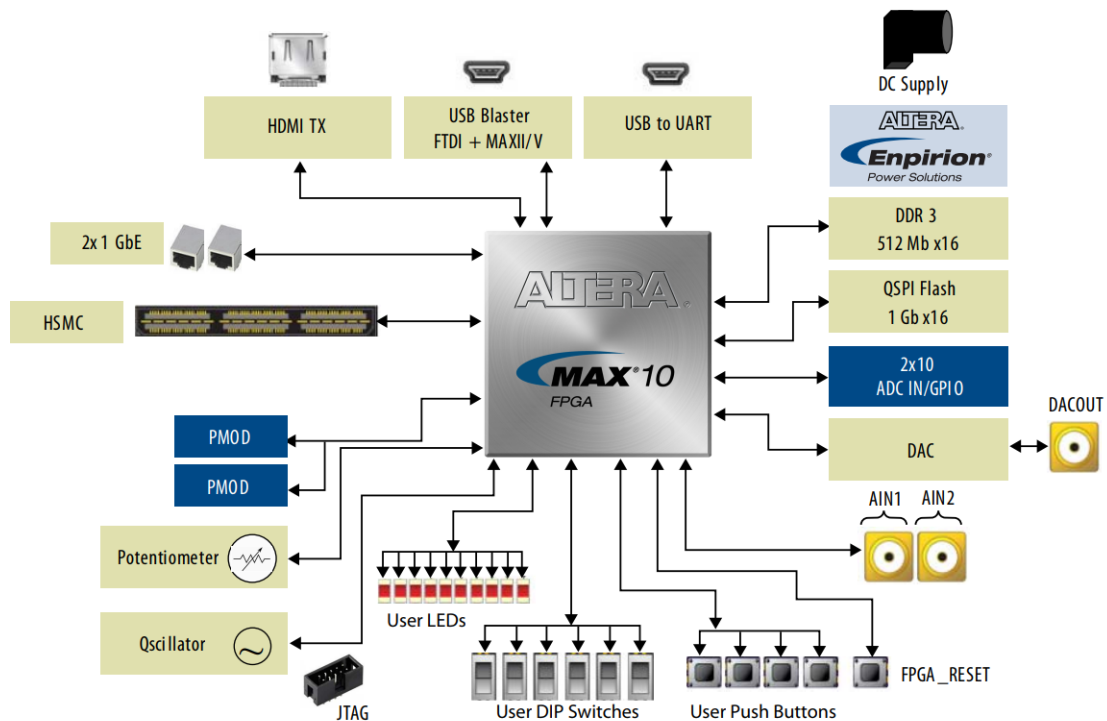


Figura 3.22: Diagrama de bloques funcional MAX10 FPGA

3.4. Diagramas de conexiones y Circuitos eléctricos

En esta sección se explican los circuitos eléctricos relevantes diseñados para integrar los componentes del sistema de control. Los esquemáticos detallados de toda la Placa se pueden revisar en el Anexo B. El diagrama general del controlador puede verse en la Figura 3.23.

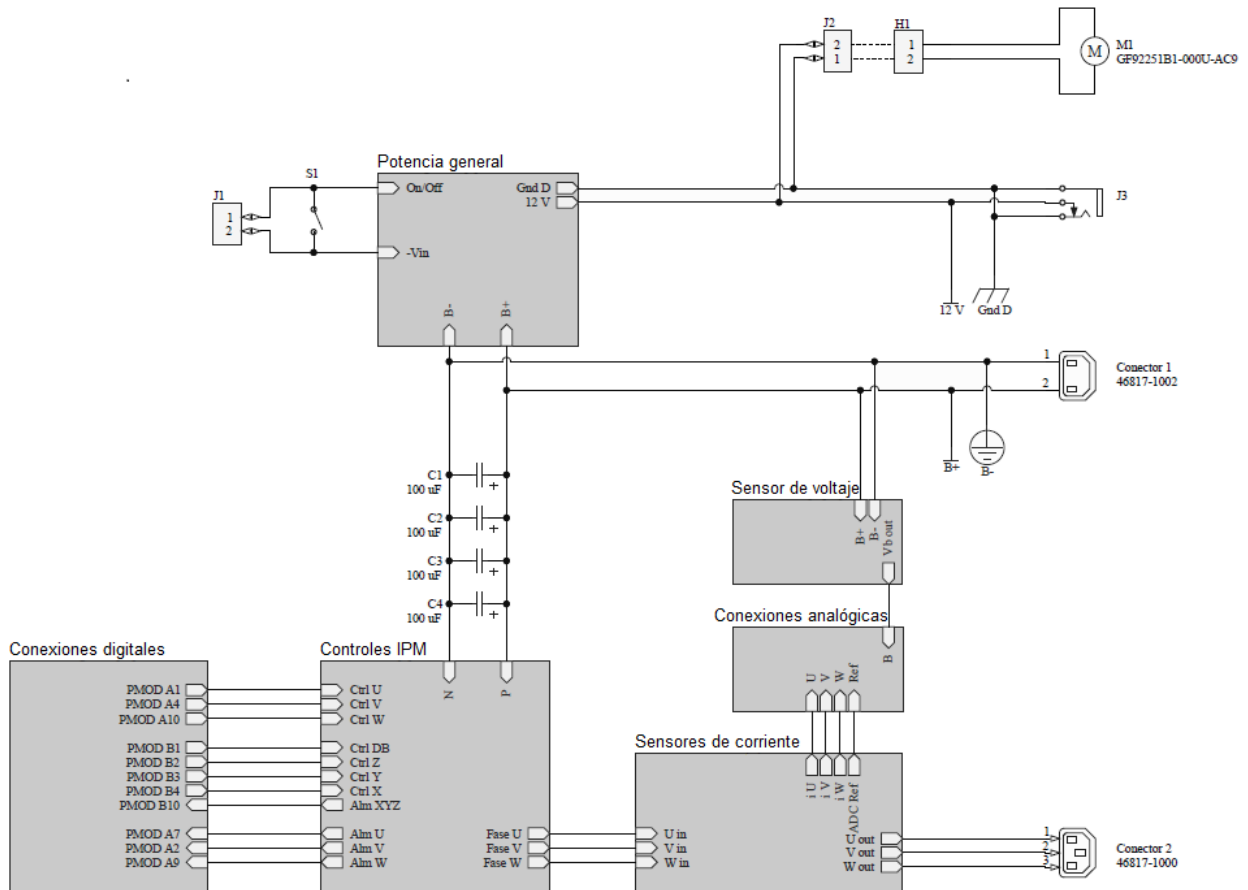


Figura 3.23: Diagrama general de conexiones.

El ‘Conector 1’ conecta la batería con el módulo de ‘Potencia general’, ‘Controles IPM’ y el módulo ‘Sensor de voltaje’; el ‘Conector 2’ conecta con las fases del motor; el conector ‘J3’ se encarga de alimentar la FPGA y el conector ‘J2’ de alimentar un ventilador para la disipación de calor.

El módulo ‘Potencia general’, genera los distintos niveles de voltaje para el funcionamiento de la electrónica y de las comunicaciones; el módulo ‘Controles IPM’ tiene el IPM y sus circuitos auxiliares; el módulo ‘Conexiones digitales’ se encarga de comunicar las señales de control y de alarmas del IPM con la FPGA; el módulo ‘Sensores de corriente’ contiene resistencias shunt y amplificadores encargados de medir la corriente de las fases; el módulo

‘Sensor de voltaje’ se encarga de monitorear el voltaje de la batería, y el módulo ‘Conexiones análogas’ se encarga de enviar las lecturas de corrientes y de voltaje, junto con las entradas análogas del usuario al a FPGA.

Finalmente, los condensadores ‘C1’ a ‘C4’ son los condensadores necesarios para formar el convertor step-up y además tienen función de *snubber*, que sirven para mitigar y controlar los efectos de las sobretensiones producidas al apagar los interruptores. El botón ‘S1’ con el *jumper* ‘J1’ están para conectar y desconectar la potencia de bajo voltaje.

3.4.1. Diagrama de potencia

Partiendo desde la batería, que entrega un voltaje nominal de 70,3 V, el árbol de potencia del controlador se distribuye como se muestra en la Figura 3.24. La primera etapa de conversión es un convertidor DC/DC con salida de 12 V y tensiones de entrada entre 16 V y 160V, lo cual hace que el controlador propuesto sea compatible no sólo con las variaciones de voltaje del banco de baterías disponible, ni que también con muchas otras opciones de tensión nominal.

Todas las fuentes son convertidores DC/DC aislados, excepto la fuente de 2,5 V para las comunicaciones analógicas, que es un Regulador Lineal de Voltaje (LVR).

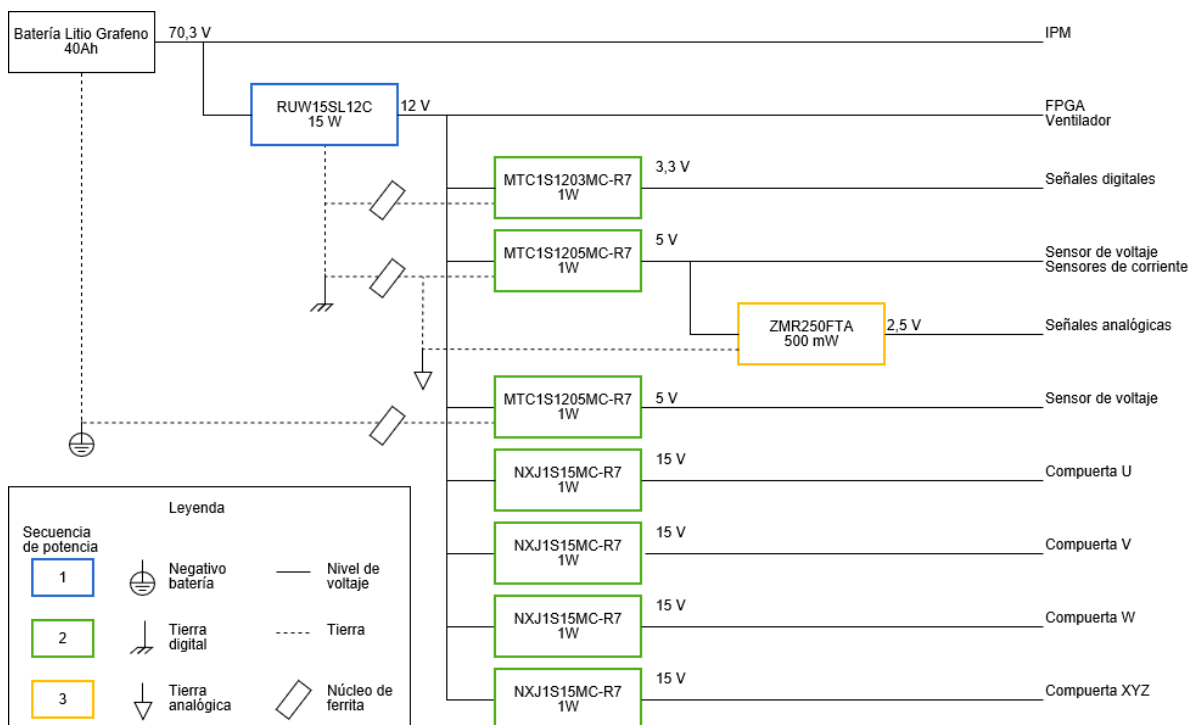


Figura 3.24: Diagrama de potencia del controlador. Se destacan las tierras relevantes del sistema y sus interconexiones

Como se ve en la figura, la tierra de la batería es aterrizada con la tierra del sensor de voltajes, y la tierra digital (originada en la fuente de 12 V) es aterrizada con la tierra analógica (fuente de 5 V) y la tierra de las señales digitales (fuente de 5 V). Para esto se usan tres núcleos de ferrita.

La presencia de cuatro fuentes de 15 V y dos de 5 V será explicada en las secciones 3.4.2 y 3.4.4, respectivamente.

3.4.2. Módulos de control IPM

Para conectar las señales de control y de alarma del IPM con la FPGA se optó por utilizar optoacopladores. Estos cumplen dos funciones: en primer lugar adaptan los niveles de voltaje de ambas señales: 3,3 V para la FPGA y 15 V para el IPM y, en segundo lugar, aíslan eléctricamente la FPGA del IPM.

En la Figura 3.25 se muestra el circuito de una compuerta superior. El circuito para las compuertas inferiores tiene una estructura análoga a la presentada en esta sección, pero tiene tres optoacopladores de control y uno para alarmas. Cada uno de estos cuatro módulos, los tres para las compuertas superiores y el de las inferiores, tienen una fuente dedicada de 15 V para el lado del IPM. El lado de 3,3 V de todos los módulos es alimentado por una fuente común.

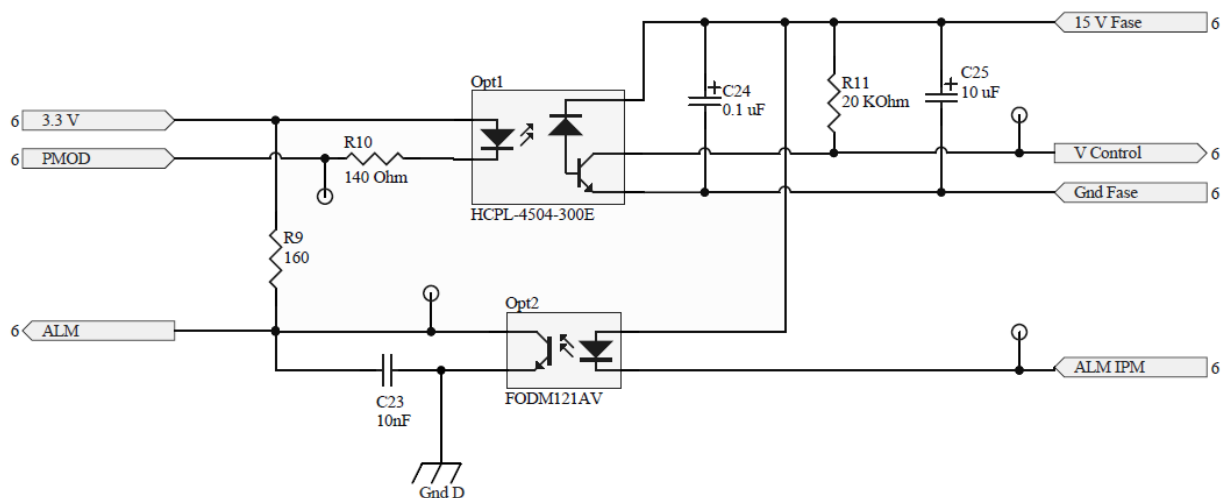


Figura 3.25: Módulo de control compuertas superiores del IPM

3.4.3. Sensores de corriente

Para monitorizar las corrientes de fase se utiliza una resistencia Shunt de $0,3 \text{ m}\Omega$ y el *Instrumentation amplifier* (INA) bidireccional, con cero offset y con rechazo mejorado al PWM INA240 de *Texas Instrument*. Este amplificador esta especialmente diseñado para medir corrientes de fase de un PMLDC. El circuito montado en cada una de las fases se ilustra en la Figura 3.26.

Se eligió el valor de la resistencia shunt y del voltaje de referencia para ajustar un voltaje de salida entre 0 y 2.5 V cuando la corriente de fase está entre -75 y 75 A.

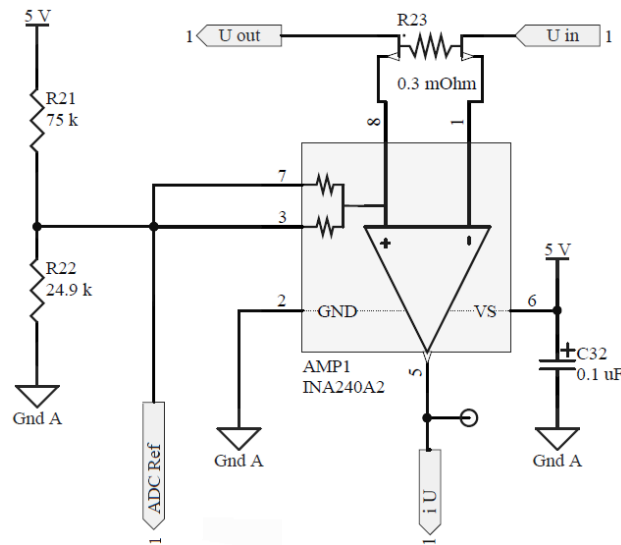


Figura 3.26: Sensor de corrientes de fase

3.4.4. Sensor de voltaje

Para monitorizar el voltaje de la batería se implementó el circuito mostrado en la Figura 3.27. Es un circuito lineal de tres etapas:

1. Se parte con un divisor de voltaje sobre los terminales de la batería seguido de un OPAMP aislado que hace de frontera entre la zona de la batería y el resto de la electrónica analógica. Este OPAMP cuenta con una fuente dedicada de 5 V y entrega el voltaje del divisor en una señal diferencial.
2. Se convierte la señal diferencial en una señal de un terminal con referencia a tierra.
3. Finalmente, se ajusta el rango y el *offset* de la señal para ajustarse al Conversor

Capítulo 4

Implementación

La realización del sistema de control propuesto tiene dos aspectos. En primer lugar, la integración del convertor de potencia con la unidad de control y los sensores mediante los circuitos diseñados toma la forma de una PCB, del inglés *Printed Circuit Board*. En segundo lugar los algoritmos de control se programan para ser sintetizados en la FPGA. En este capítulo se documenta el proceso de diseño y elaboración de la PCB junto con la programación de la FPGA

4.1. PCB

El diseño de la PCB se realiza en la plataforma de *software* Altium Designer, y debe tener varias consideraciones. En primer lugar, se tiene una restricción de tamaño dada por el espacio disponible para el controlador en el VE; en segundo lugar, debido a los recursos de fabricación disponibles, la PCB puede tener un máximo de dos capas; finalmente, se tiene que integrar tres tierras distintas, a saber: el negativo de la batería, la tierra digital y la tierra analógica, de tal forma que no haya interferencia electromagnética —EMI, del inglés *ElectroMagnetic Interference*—.

Las altas corrientes hacia el motor, que conmutan y además se modulan en PWM, junto con la restricción de espacio disponible, hacen que el problema de la EMI sea particularmente complejo. Esto es especialmente relevante en el caso de los sensores de corriente, ya que es necesario que estén inmediatamente adyacentes a las pistas que van a cada fase del motor.

Teniendo todo esto en mente se diseña la PCB mostrada en la Figura 4.1, con un tamaño de 160 mm x 300 mm.

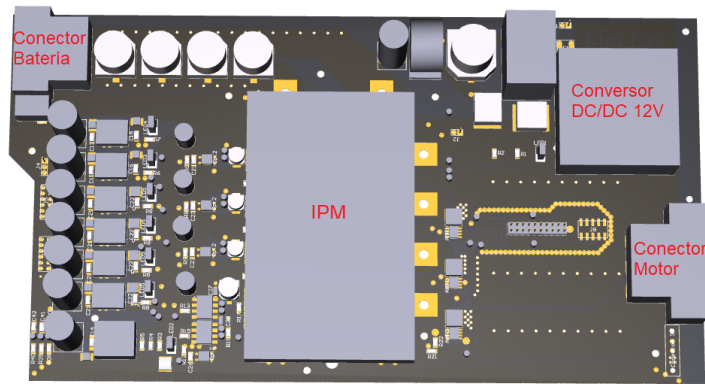


Figura 4.1: Modelo 3D simplificado de la PCB, capa superior. Se pueden apreciar los volúmenes de los componentes electrónicos más relevantes.

4.1.1. Topología

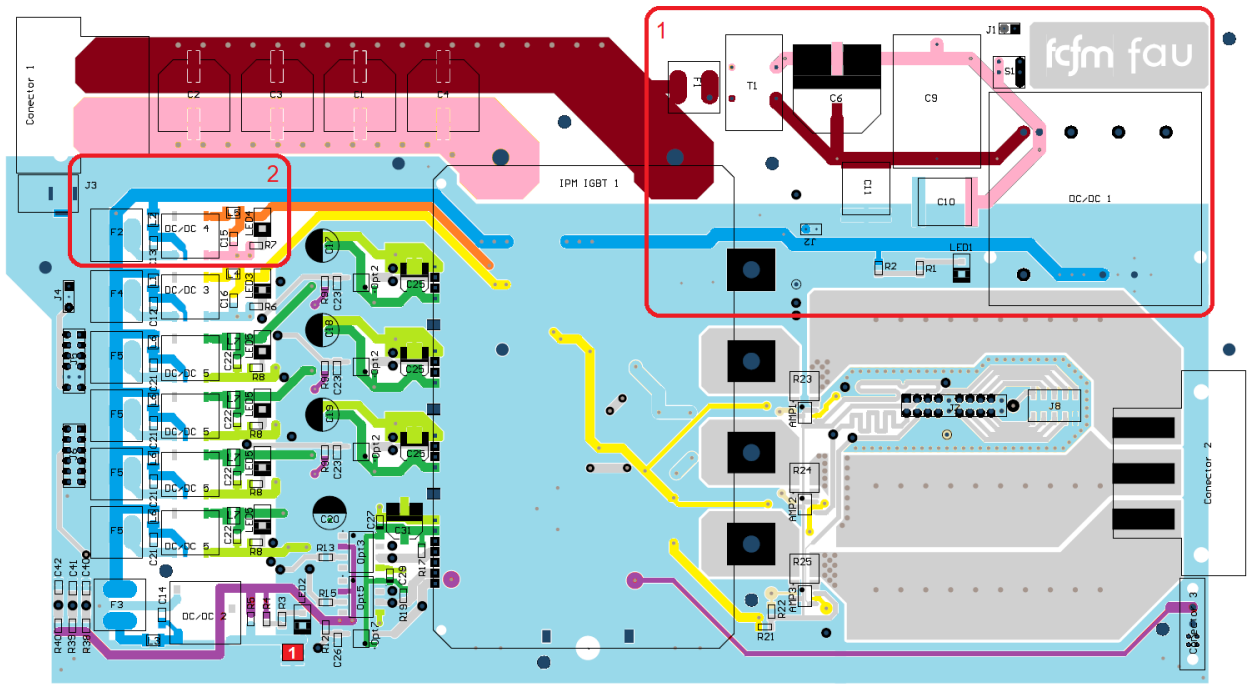
La distribución de componentes y de pistas se expone a continuación. En primer lugar se revisan los niveles de voltaje presentes en la PCB; luego, se detalla como se enfrento el problema de las EMI; después, se muestran los circuitos de control para terminar con el posicionamiento de los sensores de corriente y voltaje.

4.1.1.1. Niveles de voltaje

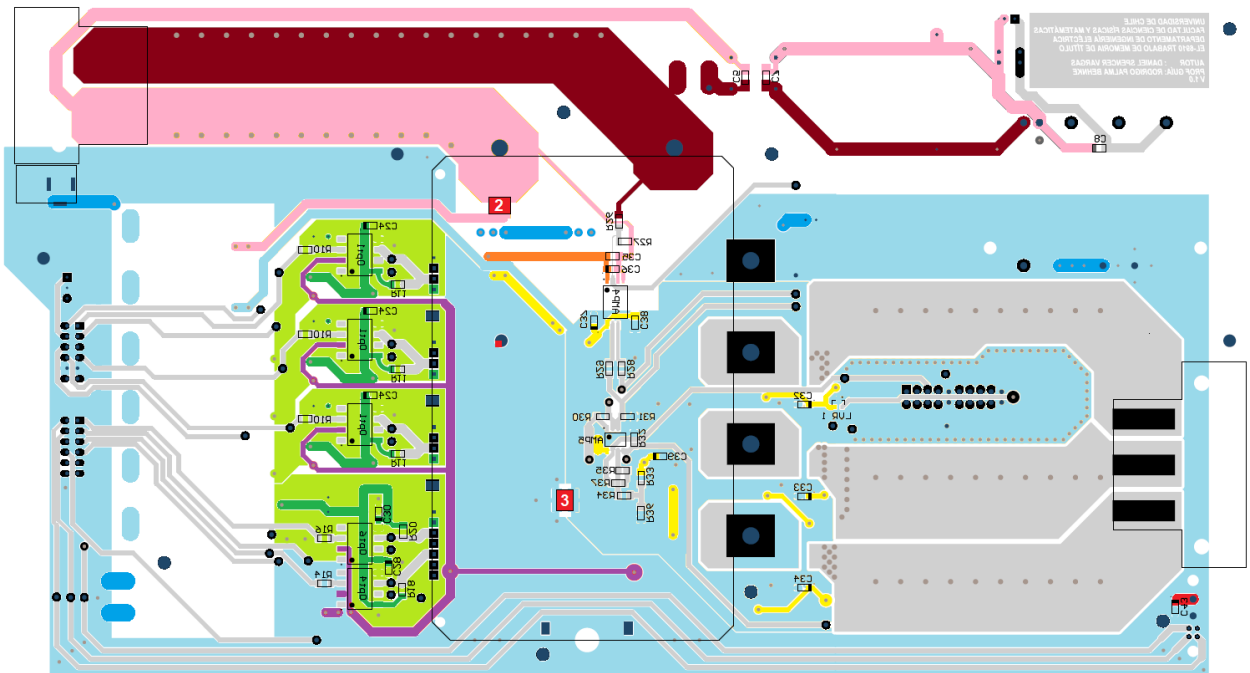
En la Figura 4.2, se muestran los distintos niveles de voltaje: en burdeo y en rosa se señala el positivo y el negativo de la batería, respectivamente; en celeste, las tierras digital y analógica, a 0 V; en azul, los 12 V para alimetar la FPGA, los conversores DC/DC y el ventilador; en verde oscuro, los 15 V de alimentación de cada driver de control de las compuertas de IPM; en verde claro, las tierras respectivas; en morado, los 3,3 V para las comunicaciones digitales con la FPGA; en amarillo, los 5 V de alimentación para los sensores y en anaranjado, los 5 V del OPAMP aislado que se encarga de sensar el voltaje de la batería. Como ya se comentó, las uniones de tierras se realiza mediante núcleos de ferrita —pintados en rojo y marcados 1, 2 y 3—.

En la zona N° 1, se ubica el fusible de protección, el filtro de entrada de el conversor DC/DC principal, así como el LED de salida —azul— que indica que los 12 V se encuentran operativos. De la misma forma, tal como se muestra en la zona N° 2, los conversores DC/DC en el segundo nivel tienen un fusible de protección, un filtro de entrada, uno de salida y un LED de indicación de operación. La única excepción es el conversor a 3,3 V que no dispone

de filtro de salida, debido a que las comunicaciones digitales son más robustas al ruido.



(a) Capa superior



(b) Capa inferior

Figura 4.2: Distribuciones de voltaje en la PCB.

4.1.1.2. EMI

En primer lugar se deben identificar las principales fuentes de EMI y cuáles son los sistemas afectados. Entre las fuentes de interferencia, de mayor a menor relevancia, se tienen: la conmutación y modulación PWM de las corrientes de la batería al motor, la intermitencia de las señales digitales y caminos de retorno de corrientes poco directos. Por otro lado, los principales afectados a la interferencia son los circuitos analógicos. En particular es necesario que en la tierra analógica no circulen corrientes cruzadas —ya sean inducidas o corrientes de retorno de otros circuitos— para evitar caídas de voltaje que afecten la referencia de los sensores.

En la Figura 4.3 se muestra cómo se intenta minimizar el problema. De la Figura 4.1, hay que recordar que el IPM se monta en la capa superior de la PCB. Por esto se decidió poner la tierra analógica en la capa inferior y apantallararla lo más posible con un plano de tierra digital. Finalmente el punto de unión entre ambas tierras se dejó en un punto donde no pasan corrientes de retorno de las comunicaciones digitales y está relativamente lejos de los pines de referencia de los OPAMPS utilizados.

La sección de tierra analógica de la capa superior se utiliza para blindar las señales analógicas de la inducción producida por las corrientes de fase y está unida con vías por todo el borde a la tierra analógica de la capa inferior. Las pistas presentes bajo el IPM están para unir las secciones de la capa inferior y brindar caminos lo mas directo posibles a las corrientes de retorno. Finalmente el punto de unión entre ambas tierras se dejó en un punto donde no pasan corrientes de retorno de las comunicaciones digitales y está relativamente lejos de los pines de referencia de los OPAMPS utilizados.

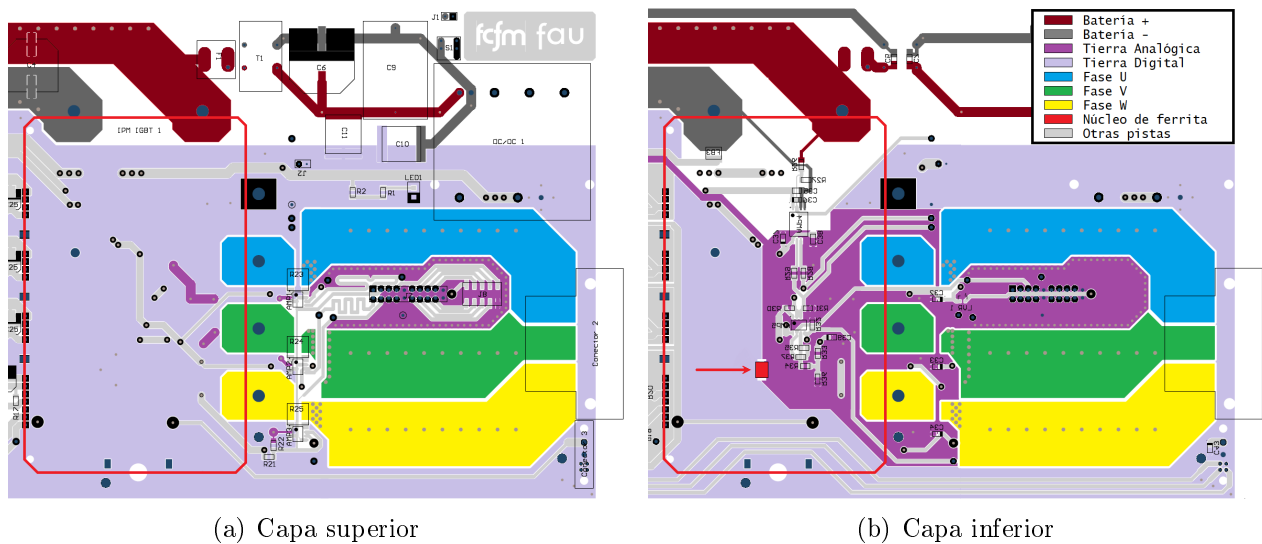


Figura 4.3: Unión de tierras —digital y analógica— y manejo de EMI. Se señala en rojo el borde del IPM, montado en la capa superior. Se pinta y se indica con un flecha el núcleo de ferrita que aterriza ambas tierras.

4.1.1.3. Circuitos de control

Los circuitos de alimentación y de disparo de las compuertas son puestos adyacentes a los pines correspondientes. En la Figura 4.4 se muestran en rojo, las señales de control y en burdeo las señales de alarma, ambas señales antes y después de los optoacopladores. En morado y en violeta la alimentación de 3,3 V y la tierra digital, respectivamente. Cada voltaje de 15 V de alimentación de los *pre-drivers* se muestra pareado en un tono mas oscuro que su tierra respectiva: azul para la fase U, verde para la fase V, amarillo para la fase W — que corresponden a las compuertas que van al positivo de la batería—, y en anaranjado las compuertas X, Y, y Z, que corresponden a las compuertas que van al terminal negativo. Finalmente, en rosa se muestra las señales que provienen de los sensores hall del motor.

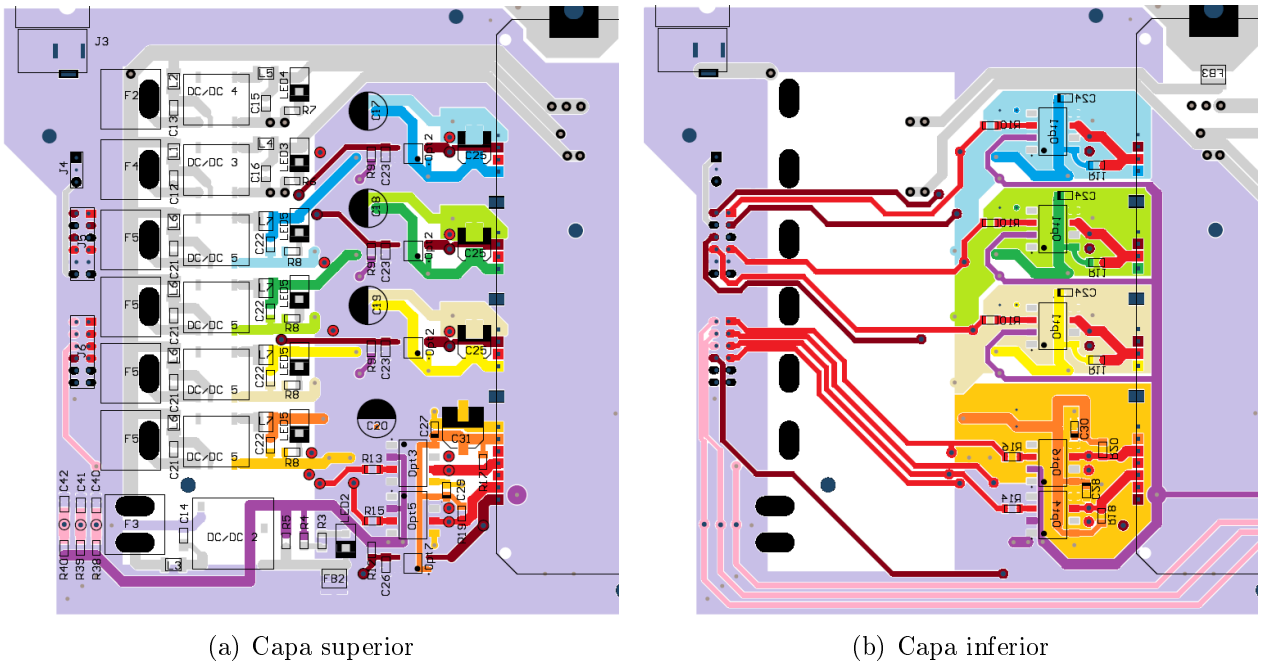
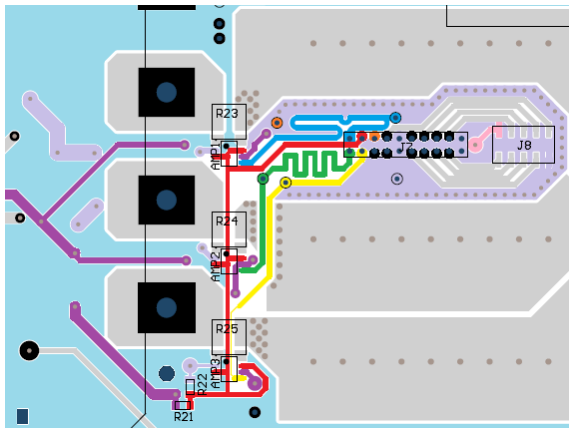


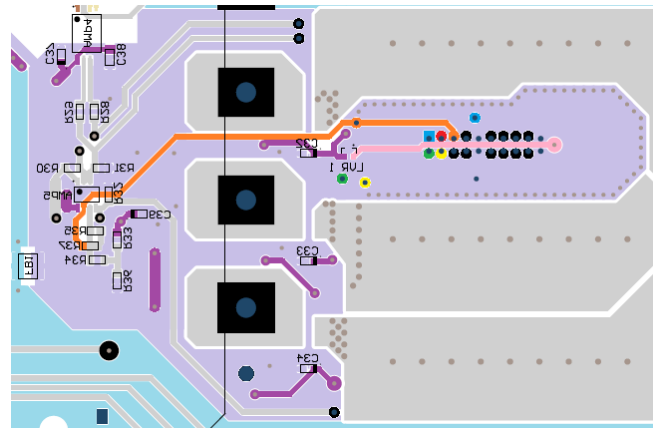
Figura 4.4: Disposición de los circuitos de alimentación de los *pre-drivers* de compuertas, de control de disparo y lectura de alarmas en la PCB.

4.1.1.4. Sensores

Finalmente, en la Figura 4.5 se muestra la disposición de los sensores de corrientes y de voltaje. Los sensores de corriente fueron puestos en la capa superior sobre el plano de tierra analógica (violeta). La señal de cada sensor de corriente, (azul, verde y amarillo para las fases U, V y W, respectivamente) se calibro de tal forma para que las tres tuviesen el mismo largo, de tal forma que las mediciones lleguen al mismo tiempo a la FPGA. El sensor de voltaje se puso en medio del plano de tierra analógica, bajo el IPM.



(a) Sensores de corriente, capa superior



(b) Sensor de voltaje, capa inferior

Figura 4.5: Disposición de los sensores en la PCB

4.1.2. Fabricación

El ensamblaje de la PCB es realizado en etapas, de forma modular. El orden de implementación es el siguiente: en primer lugar se instala el convertor DC/DC de 12 V, su filtro de entrada y su fusible de protección; luego, con los convertidores DC/DC del segundo nivel con sus filtros y protecciones; en tercer lugar, los optoacopladores y los circuitos de comunicaciones digitales; posteriormente, el sistema de sensado de voltaje; después, los sensores de corriente y, finalmente, el IPM. En la Figura 4.6 se muestra el estado final de la PCB.

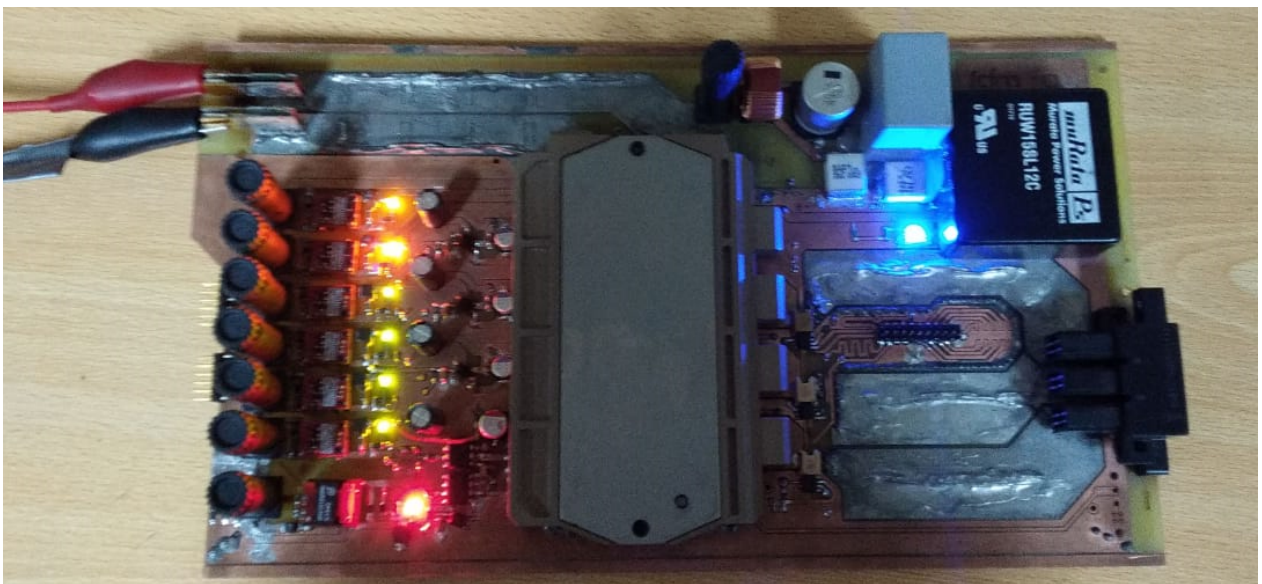


Figura 4.6: PCB ensamblada y energizada en el laboratorio

4.2. Programa

Para la programación de la FPGA se utiliza la herramienta Quartus II, de Altera, para el análisis y a síntesis de diseños en HDL. Se aprovecha la posibilidad de programar gráficamente mediante símbolos para transcribir de forma directa los algoritmos de conmutación —de operación como motor, como freno y de modulación—, tal como estaban implementados en Simulink, junto con el multiplexador que opera el sistema completo. Para la implementación del controlador PID se usan las utilidades de HDL de Simulink, que permiten transcribir algunos bloques compatibles a Verilog o VHDL. Finalmente, los módulos que hay que programar desde cero son: un generador de PWM, un tacómetro y un secuencímetro.

Capítulo 5

Evaluación de desempeño

Este capítulo da cuenta de las pruebas de laboratorio realizadas al sistema diseñado. Sistemáticamente, se prueba cada aspecto de la PCB hasta comprobar que es capaz de operar el motor. Para realizar estas pruebas se utiliza una fuente de voltaje regulable como alimentación de la PCB.

5.1. Niveles de voltaje

En primer lugar se comprueba que los niveles de voltaje estuvieran en el rango adecuado. Los resultados se muestran en la Tabla 5.1

Tabla 5.1: Niveles de voltaje medidos en la PCB

| Voltaje nominal [V] | Voltajes medidos [V] |
|---------------------|----------------------|
| 3,3 | 3,28 |
| 5,0 | 4,8 |
| 12,0 | 11,85 |
| 15,0 $_{U,V,W}$ | 14,75 |
| 15,0 $_{XYZ}$ | 14,16 |

Se tabula aparte las tres fuentes de 15 que alimentan las compuertas U, V y W de la que alimenta las compuertas X, Y y Z debido a que presentan una diferencia considerable. La fuente de las compuertas inferiores tiene un punto de operación cercano al mínimo aceptable (13 V) a partir del cual la protección de bajo-voltaje del IPM empieza a operar.

5.2. Operación de compuertas

Para evaluar el funcionamiento de cada compuerta, se usa un *jumper* entre la entrada de la señal de control —normalmente cerrada, en nivel lógico alto— y la tierra digital, para abrirla manualmente. La fase correspondiente se conecta con el negativo o el positivo de la fuente de poder, dependiendo de si se prueba una compuerta superior o inferior, respectivamente.

Se utiliza un arreglo de resistencias de potencia entre la fase de la PCB y la fuente de poder, a fin de evitar la baja de voltaje en los bornes de la fuente. Una vez abierta la compuerta, se observa el aumento de corriente que entrega la fuente. Se comprueba el correcto funcionamiento de todas las compuertas.

5.3. Funcionamiento de sensores

Las pruebas realizadas a los sensores son simples y directas de implementar. Para el sensor de voltaje, simplemente se varía el voltaje de entrada desde la fuente de poder y se mide la variación producida en el voltaje de salida.

En el caso de los sensores de corriente, se realiza una prueba similar a la realizada para la comprobación de las compuertas, pero variando el valor de la resistencia para apreciar el cambio en la señal de voltaje producida.

5.3.1. Sensor de voltaje

Para probar la conversión del sensor de voltaje se procedió a variar el voltaje de entrada a la PCB en incrementos de 5 V, a fin de tener registro y comprobar la linealidad y el offset de la salida. Las mediciones se registran en la Tabla 5.2

Se puede apreciar cómo el comportamiento del sensor se ajusta a lo esperado y ajusta el rango de voltaje de operación de la batería al rango de entrada del CAD de la FPGA —de 0 a 2,5 [V]—. Puesto que el voltaje de la batería llega hasta los 80 [V], existe una banda de seguridad de 0,5 [V] a fin de proteger el CAD de un sobrevoltaje de hasta un 9%.

Tabla 5.2: Desempeño del sensor de voltaje

| Voltaje entrada [V] | Voltajes salida [V] |
|---------------------|---------------------|
| ≤ 50 | 0.09 |
| 55 | 0,32 |
| 60 | 0,66 |
| 65 | 1,01 |
| 70 | 1,33 |
| 75 | 1,67 |
| 80 | 2,01 |
| 85 | 2,34 |
| 87 | 2,47 |

5.3.2. Sensores de corriente

Como ya se menciona, para probar los sensores de corriente se utiliza una configuración similar a la utilizada para las pruebas de compuertas. De esta forma, al variar la resistencia de la carga, se obtienen mediciones distintas de los sensores. El montaje se muestra en la Figura 5.2

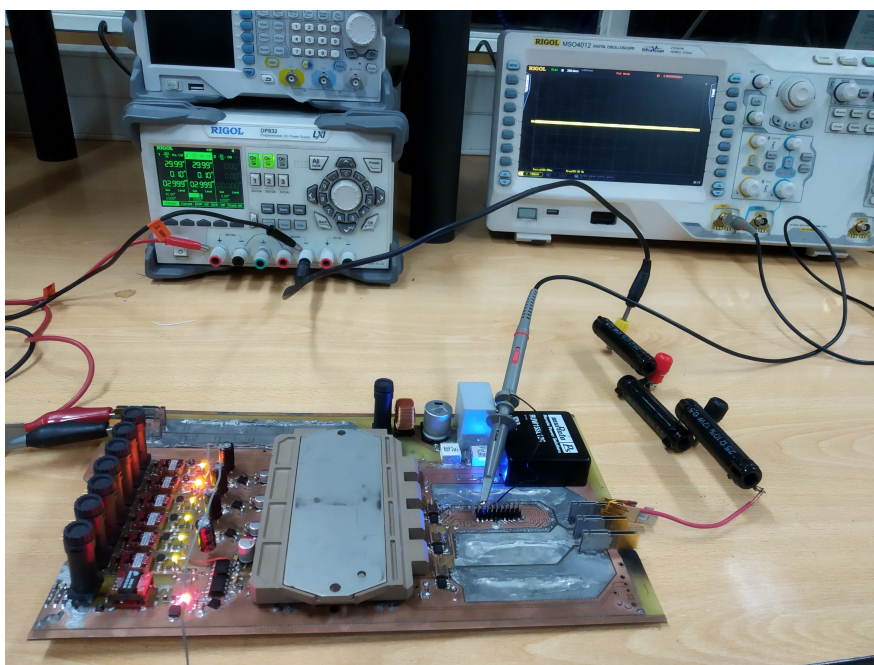


Figura 5.1: Montaje de las pruebas a los sensores de corrientes

Se prueba con cargas de 75, 50 y 25 Ω , lo cual genera corrientes de 0,8, 1,2 y 2,4 A y salidas aproximadas de 10, 20 y 40 mV, respectivamente. El cálculo teórico de salidas es de 12, 18 y 36 mV, por lo que se considera que los sensores funcionan adecuadamente. En la

Figura 5.2 se muestran las mediciones realizadas con la carga de 25Ω .

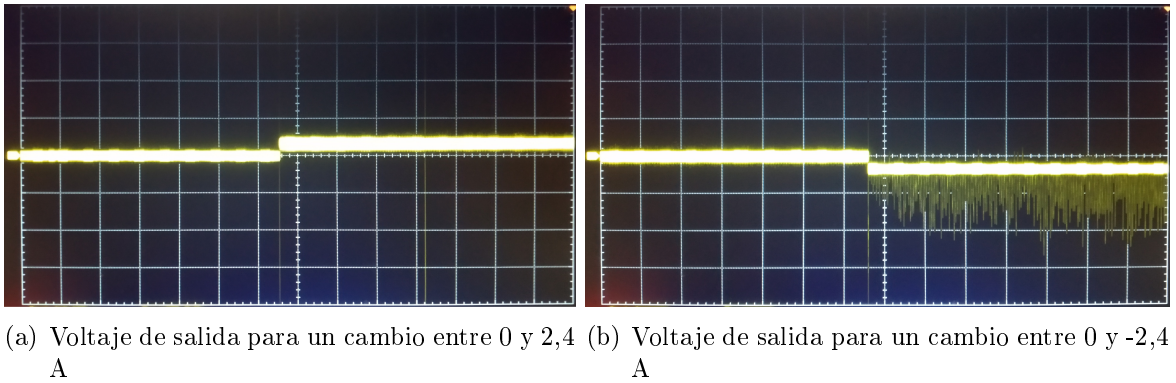


Figura 5.2: Pruebas para los sensores de corriente. La escala es de 100 mV/Div. El ruido en la imagen (b) se debe a los 50 Hz de la red eléctrica.

5.4. Comunicación con FPGA

Teniendo los sensores operativos y dentro del rango del ADC de la FPGA, se procede a conectar las señales —tanto los sensores de la PCB como los sensores Hall del motor— con la FPGA. Se utilizan tres LEDs para señalizar la llegada de las señales de los sensores Hall y un LED modulado con PWM para confirmar cada una de las señales analógicas.

5.5. Algoritmo de conmutación

Una vez comprobado cada uno de los mecanismos presentes en la PCB y su interacción con la FPGA, se carga el programa dedicado a realizar la conmutación de las fases del motor. Para la primera prueba, se coloca una resistencia de 25Ω a la entrada de cada fase del motor, para limitar la corriente de fase y no cargar a la fuente con una corriente que no puede mantener, tal como se muestra en la Figura 5.3. Se adjunta, además, el video ‘Prueba de conmutacion 1.mp4’ que muestra el desarrollo de la prueba.

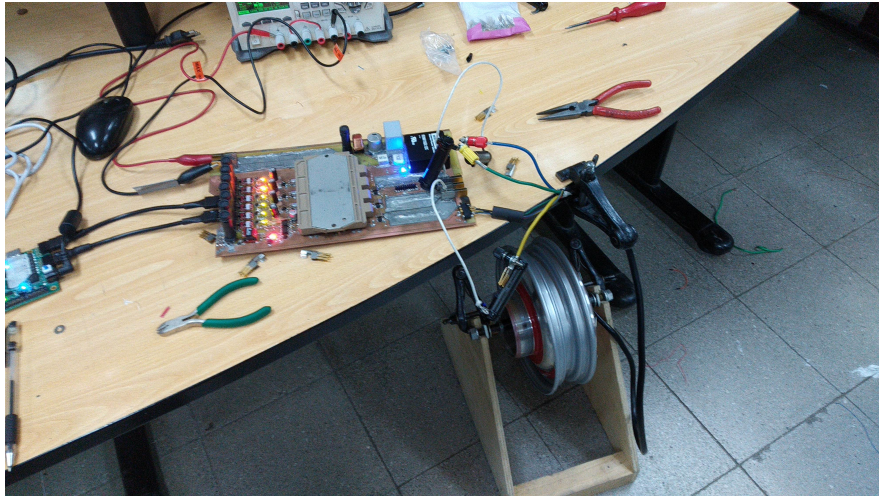


Figura 5.3: Primera prueba de conmutación

Una vez probada la correcta conmutación de las fases del motor, se carga un programa para regular las corrientes mediante PWM, en vez de usar las resistencias en las fases. Con esto se logra acelerar el motor de forma controlada, lo que se puede ver en el video ‘Prueba de conmutacion 2.mp4’. El PWM implementado fue configurado con una frecuencia portadora de 20 kHz, lo cual fue manejado sin problemas por la PCB.

5.6. Operación de frenado regenerativo

Para probar la operación de frenado regenerativo, se utiliza un motor auxiliar (MA) para acelerar el motor controlado (MC) a fin de mantenerlo a una velocidad de operación adecuada para el procedimiento de frenado. El MA es igual al MC con la salvedad de que esta enllantado y es el que definitivamente irá en la MOTOCHI-E.

El MA es controlado por un controlador genérico del mercado y es alimentado por dos fuentes de poder regulables en serie. El MC es alimentado por un banco de baterías de plomo ácido. El montaje se muestra en la Figura 5.4.

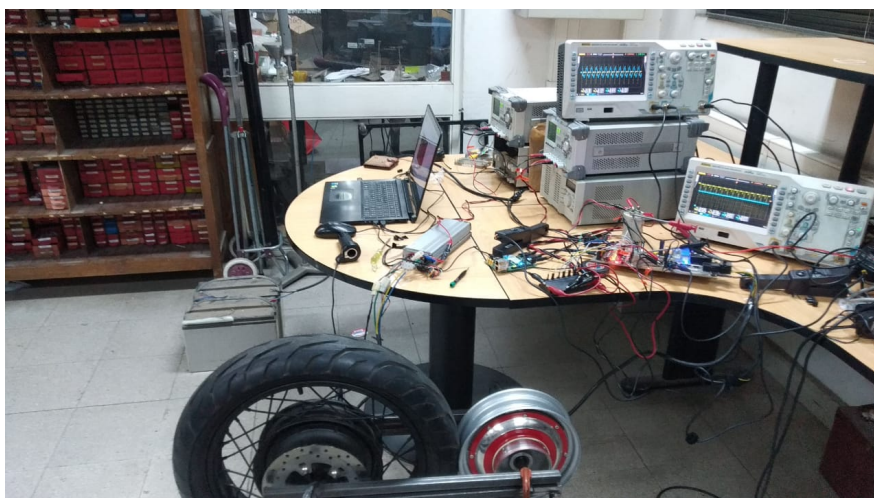


Figura 5.4: Montaje de pruebas de frenado regenerativo. Se aprecian los principales componentes, como son los motores acoplados, las fuentes de poder y el banco de baterías, los osciloscopios y la PCB con la FPGA del controlador implementado.

El montaje a utilizar tiene tres limitaciones principales: en primer lugar, las fuentes de poder limitan la corriente de alimentación del MA a máximo 3 [A]; en segundo lugar y producto del enllantado, existe una razón de transformación entre la velocidad angular entre ambos motores aproximada de $1,6 : 1 = MC : MA$, con la consiguiente transformación de torques entre ambos; finalmente, la transmisión de potencia mecánica entre ambos motores se realiza a través del contacto del neumático del MA con la cubierta de MC, por lo que es posible que exista deslizamiento. Todo esto contribuye a limitar el torque efectivo que el MA le puede transmitir al MC.

En vista de estos inconvenientes, se decide realizar sólo la prueba de regeneración del esquema FAV, ya que el FBV genera un alto torque de freno y el MA no sería capaz de mantenerlo. Otra medida en pos de que el MA pueda mantener la velocidad de frenado, es que se utiliza una velocidad menor a la velocidad base de tal forma de que la corriente entregada por las fuentes sea suficiente para aportar el torque demandado por el MC. Producto de esto último, el banco de baterías del MC es de un voltaje menor al nominal del motor, lo más cercano posible al voltaje generado por las f_{cem} a la velocidad de operación establecida. Con esto el banco de baterías queda determinado en 24 [V].

Los instrumentos de medición disponibles son dos sondas de corriente, una sonda de tensión diferencial y una sonda de tensión, conectadas a dos 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.

5.6.1. Resultados

El procedimiento puede verse en los videos ‘Prueba de regeneración _ .mp4’ y el resultado se muestra en la Figura 5.5.

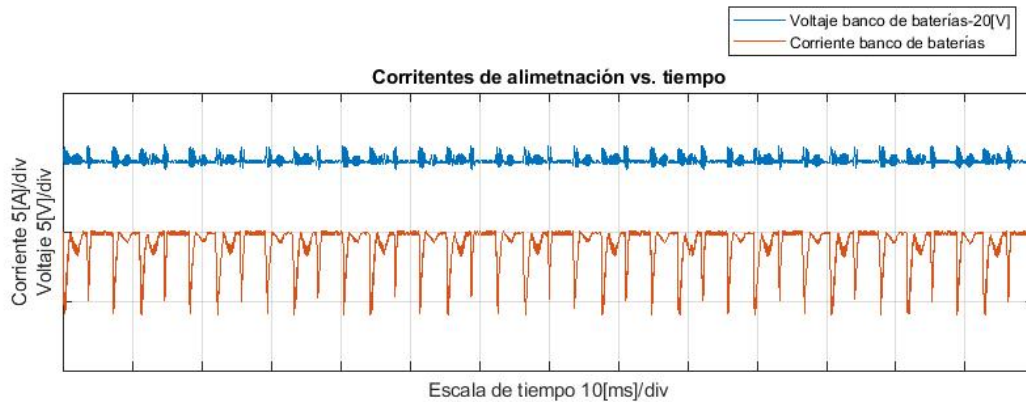


Figura 5.5: Corrientes y voltajes en bornes del banco de baterías. Las corrientes que salen de la batería tiene sentido positivo.

Puede apreciarse cómo existen pulsos de regeneración de hasta 6[A] que interrumpen el consumo base normal de la PCB, que es aproximadamente de 0,3 [A]. Con esto se comprueba que el algoritmo de regeneración FAV es efectivo y que la PCB también es capaz de realizar operación de regeneración. Se pueden observar también las pequeñas perturbaciones de voltaje medidas en los bornes de la batería.

Para calcular la eficiencia de regeneración obtenida durante la prueba, se hace uso de las mediciones en los bornes del motor, en este caso I_a y V_{ab} . Las mediciones se pueden ver en la Fig 5.6.

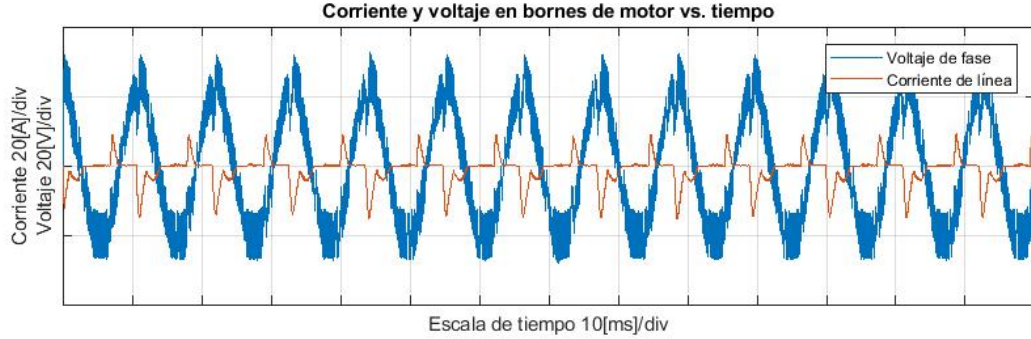


Figura 5.6: Corriente de línea y voltaje de fase en bornes del motor.

Como se ve en las imágenes, el sistema dista mucho de ser un sistema trifásico sinusoidal, por lo que las fórmulas de potencia tradicionales no pueden aplicarse directamente, ya que es imposible determinar el factor de potencia. Como se puede observar, aunque la señal de voltaje tenga una forma que se asemeja a una senoide, las señal de corriente está fuertemente distorsionada, siendo principalmente compuesta por componentes armónicas.

De lo que se tiene certeza es que es un sistema simétrico —dado que las fases del motor son idénticas y están sujetas a la misma perturbación— y equilibrado, es decir $V_{ab} + V_{bc} + V_{ca} = 0$, por lo que se procede a extrapolar los otros voltajes de fase a partir de las medición obtenida. Se estima entonces que el $V_{bc} = V_{ab} \angle (\alpha_{ab} + 120^\circ)$ y, para cumplir la condición de equilibrio, se impone que $V_{ca} = -V_{ab} - V_{bc}$. Los voltajes obtenidos se muestran en la Figura 5.7

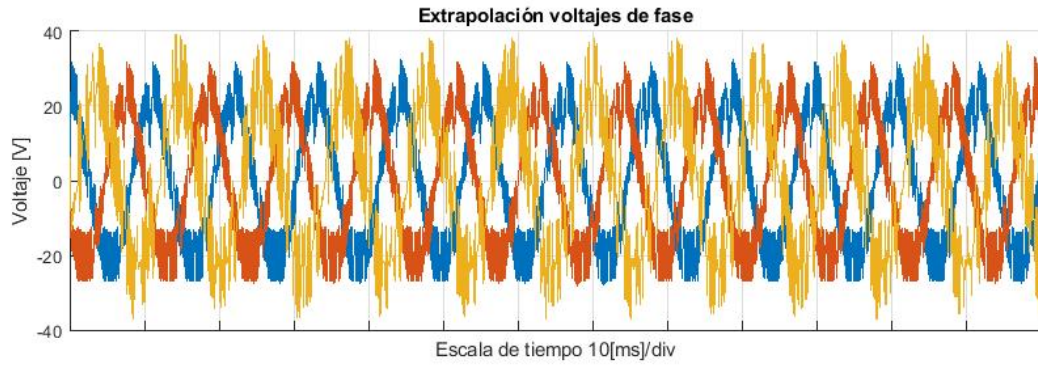


Figura 5.7: Voltajes fase-fase calculados

Una vez obtenido todos los voltajes fase-fase, se procede a encontrar los voltajes fase-neutro utilizando el siguiente sistema de ecuaciones:

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (5.1)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (5.2)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (5.3)$$

$$0 = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} \quad (5.4)$$

El sistema es resuelto usando un solver numérico de MATLAB al que se le entrega como semilla los voltajes fase-fase divididos por raíz de tres. Los resultados pueden verse en la Figura 5.8. Con esta estimación de los voltajes fase-neutro, se puede aplicar la siguiente fórmula:

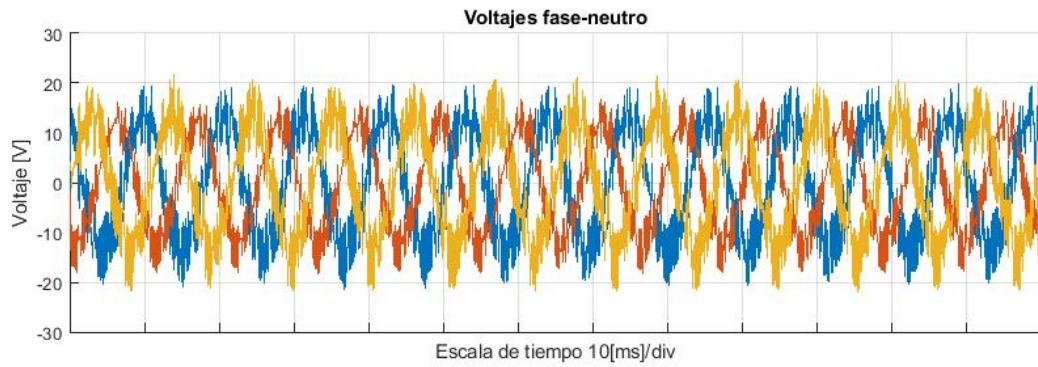


Figura 5.8: Voltajes fase-neutro calculados

$$P_{3\Phi} = 3V_{fn}I_L \quad (5.5)$$

La comparación entre la potencia trifásica y la potencia en corriente continua se muestra en la Figura 5.9.

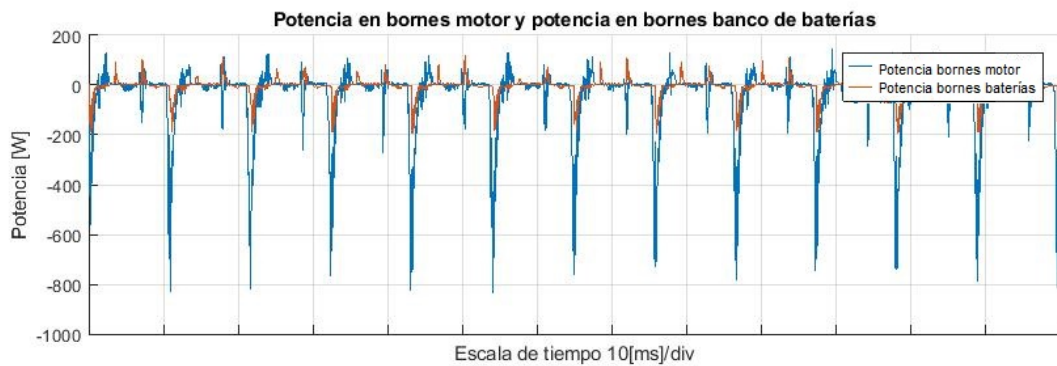


Figura 5.9: Potencia instantánea a la entrada del controlador y a la entrada del banco de baterías

Finalmente, para el obtener la eficiencia se procede a calcular el cociente punto a punto entre la potencia en bornes de batería y la potencia trifásica calculada en bornes del motor.

De estos valores se eliminan del cálculo los NaN y los inf (productos de los puntos donde ocurrieron divisiones $0/0$ y $x/0$) y se calcula el promedio de los valores válidos. Con lo que se obtiene el siguiente resultado:

$$\mu = 23,47\% \quad (5.6)$$

Capítulo 6

Conclusiones y trabajos futuros

Para concluir, en este capítulo se revisan los resultados obtenidos a la luz de los objetivos presentados al inicio del trabajo. Luego de esto, se proponen los trabajos necesarios para continuar el proyecto e implementarlo en la Motochi-E.

6.1. Resultados

En primer lugar, se realiza una completa revisión del estado del arte en sistemas de tracción en Electromovilidad, detallando cada uno de los principales componentes de un VE. En particular, se profundiza en el modelo, en las estrategias de control y en las posibilidades que brindan los motores PMBLDC, los cuales son cada vez más relevantes en el mercado a nivel mundial y nacional. Sin duda, la información reunida en el Capítulo 2 es de gran utilidad para cualquiera que quiera aprender en detalle sobre los motores PMBLDC o que quiera iniciarse en el campo de los VE y la electromovilidad.

En segundo lugar, se propuso una estrategia de frenado regenerativo que aprovecha la topología típica de control de cualquier VE. Esta estrategia es validada mediante diversas simulaciones en Simulink, con resultados ampliamente satisfactorios: según estos, es posible regenerar energía hasta rpm mucho más bajas de lo que se esperaba llegar, regenerando incluso a 200 rpm.

En tercer lugar, se propone el conjunto de componentes que se necesitan para ejecutar la estrategia simulada y se diseñan los circuitos necesarios para su integración. En base a esta propuesta, se diseña y fabrica una PCB, la cual es validada parte por parte en el laboratorio y es capaz de ejecutar todas las operaciones necesarias para controlar el motor y realizar la estrategia de frenado.

Como resultado, se obtiene un convertor de potencia controlable en su operación más elemental, lo cual lo transforma en una herramienta capaz de implementar y probar, no sólo la estrategia de control y frenado propuesta en este trabajo, si no que cualquier otro desarrollo de estrategia de control para una gran variedad de sistemas de tracción. Por un lado, sirve

para controlar cualquier motor que utilice conmutación electrónica trifásica, como son los PMBLDC, los PMSM o los motores sincrónicos tradicionales; por otro lado, debido al amplio rango de entrada del convertor DC/DC principal (16 a 160 V) el convertor es compatible con un amplio rango de acumuladores de energía —con voltajes nominales desde los 24 a los 110 V— y, si se considera que el IPM soporta 75 A de forma continua, el convertor es capaz de manejar motores de hasta 8 kW; por último, como no tiene integrada la unidad de procesamiento, esta se puede reemplazar por la tecnología más adecuada para implementar los algoritmos y estrategias de control que se deseen probar.

Como cuarto punto, se programa el algoritmo para ser sintetizado y ejecutado en la FPGA. Se prueban de manera satisfactoria la lógica de los mecanismos de conmutación y regeneración, la adquisición de datos digitales, la configuración del ADC y el generador de PWM.

Finalmente, con la FPGA operando de forma óptima, se prueban con resultados satisfactorios los algoritmos propuestos de operación como motor y como freno regenerativo FAV, obteniendo una eficiencia de regeneración de $\mu = 23,47\%$. Ambos modos de operación son probados en un sistema de control de lazo abierto.

Con estos resultados se cumplen los objetivos propuestos de:

1. Disponer de una visión del modelo y estado del arte de los distintos componentes que constituyen el sistema de tracción de un vehículo eléctrico, en particular del sistema empleado por Motochi-E.
2. Proponer un algoritmo de frenado que permita a la Motochi-E regenerar energía.
3. Diseñar e implementar el hardware necesario para ejecutar el algoritmo de frenado.
4. Realizar validación del sistema de frenado, tanto del algoritmo de frenado como del soporte físico desarrollado para su ejecución.

Con todo esto se concluye que se cumple el objetivo principal de desarrollar un controlador para la Motochi-E capaz de realizar frenado regenerativo.

6.2. Trabajo futuro

Queda propuesto mejorar el banco de pruebas a fin de poder realizar la validación de las propuestas de controlador PI para la operación de motor, del algoritmo de freno regenerativo FBV y del controlador PI de frenados FAV y FBV.

Para continuar el trabajo, se propone la optimización de la PCB implementada, teniendo como criterio la reducción de tamaño fin de que pueda ser instalada en la Motochi-E, ya que la versión actual fue diseñada como prototipo y se priorizó el fácil acceso a todos los sistemas y subsistemas para mediciones, modificaciones y reparaciones. Dentro de las mejoras a realizar, se pueden enumerar, en orden de importancia:

1. Separar la alimentación del lado de potencia del IGBT del lado de control, idealmente mediante un relé de estado sólido, a fin de poder tener energizado el lado de control antes de conectar la potencia.
2. Dotar de un acumulador de respaldo a la fuente de alimentación de las compuertas inferiores del IGBT, ya que su interrupción puede estropear el módulo de IGBT.
3. Sería de mucha utilidad complementar la FPGA con un procesador, de tal manera que la FPGA se encargue del control de los disparos a los IGBT, de las señales de alarma y seguridad y de la adquisición de datos. El procesador en cambio es mucho más versátil para poder implementar fácilmente cosas como distintos esquemas de control, dataloggers, etc.
4. Si se pretende usar como tarjeta de desarrollo de estrategias de control, incluir leds indicadores de las señales de disparo.

Además de la reducción de tamaño y las mejoras recién propuestas, hay que adaptar e instalar los componentes de manejo térmico en el controlador. Para esto hay que considerar un disipador de calor, el cual puede ser complementado con un ventilador.

A partir de aquí, se abren varias posibilidades de desarrollo:

- Implementar nuevas estrategias de control y de frenado, incorporando otros paradigmas de control, como son: control inteligente —mediante Redes Neuronales Artificiales, lógica difusa, algoritmos genéticos, etcétera—, control adaptativo, controladores híbridos u otros.
- Se puede aprovechar la capacidad no utilizada de la FPGA y la coordinación con el procesador para incluir funcionalidades útiles para un vehículo eléctrico, entre otros:
 - estimación de carga y salud de la batería
 - integración de tecnologías IoT
 - funcionalidades smart (integración con smartphones y/o servicios en la nube, como puede ser el manejo inteligente de la carga de la batería de acuerdo a la ruta y la hora del viaje)
 - integración con la red eléctrica mediante V2G
 - distintos perfiles de frenado (como frenos ABS) de acuerdo a la inclinación o la calidad del terreno, velocidad y carga del vehículo o el estado de carga y de salud del sistema de acumulación.
 - implementar el resto de los servicios auxiliares del vehículo
- Dado que se cuenta con los documentos de diseño de la Tarjeta de desarrollo de la FPGA, se podría integrar la unidad de procesamiento directamente en la PCB, con lo que el Conversor de potencia dejaría de ser simplemente un actuador y pasaría a tener

capacidad de procesamiento.

- Si se consideran las últimas dos propuestas, el sistema puede convertirse en el controlador central de todo el vehículo.

Bibliografía

- [1] L. Situ, “Electric vehicle development: the past, present & future,” in *Power Electronics Systems and Applications, 2009. PESA 2009. 3rd International Conference on*, pp. 1–3, IEEE, 2009.
- [2] J. Larminie and J. Lowry, *Electric vehicle technology explained*. John Wiley & Sons, 2004.
- [3] J. Rogelj, M. Den Elzen, N. Höhne, T. Fransen, H. Fekete, H. Winkler, R. Schaeffer, F. Sha, K. Riahi, and M. Meinshausen, “Paris agreement climate proposals need a boost to keep warming well below 2 c,” *Nature*, vol. 534, no. 7609, p. 631, 2016.
- [4] J. A. Vargas Fabre, “Conversión a auto eléctrico basada en un accionamiento trifásico: diseño, modelación e implementación,” 2012.
- [5] C. Chan, “An overview of electric vehicle technology,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 9, pp. 1202–1213, 1993.
- [6] E. Bianchi, “Elementos de electroquímica: Electrólisis y acumuladores reversibles,” *Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Apunte curso EL6008: Aplicaciones Industriales de la Energía Eléctrica, Santiago, Chile*, 2011.
- [7] J. De Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergård, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, and M. Leijon, “Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 2, pp. 475–484, 2012.
- [8] S. Sadek, “Power electronic converter topologies used in electric vehicles,” 09 2016.
- [9] P. Yedamale, “Brushless DC (BLDC) motor fundamentals,” *Microchip Technology Inc*, vol. 20, pp. 3–15, 2003.
- [10] J. De Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergård, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, and M. Leijon, “Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 2, pp. 475–484, 2012.
- [11] M. Shahab and A. Masoud, “Energy-efficient motion control of mobile robots,” *King Fahd University of Petroleum & Minerals, Course Task EE*, vol. 656, 2009.
- [12] Y. P. Yang and G. Y. Shih, “Optimal design of an axial-flux permanent-magnet motor

- for an electric vehicle based on driving scenarios,” *Energies*, vol. 9, no. 4, p. 285, 2016.
- [13] A. Sharma, “Synchronous generator parts,” 2017.
- [14] R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Prentice Hall, 2001.
- [15] M. H. Rashid, *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. Academic press, 2010.
- [16] R. C. Becerra, M. Ehsani, and T. Jahns, “Four-quadrant brushless ECM drive with integrated current regulation,” *IEEE transactions on industry applications*, vol. 28, no. 4, pp. 833–841, 1992.
- [17] B. C. Annie and K. Salitha, “Four quadrant operation of bldc motor drive using a non inverting buck boost converter,” *Indian Journal of Engineering*, vol. 13, no. 31, pp. 89–97, 2016.
- [18] J. Romo and L. Vargas, “Apuntes EL42C, conversión electromecánica de la energía,” *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Santiago, Chile*, vol. 1, 2007.
- [19] T. C. Siong, B. Ismail, M. F. Mohammed, M. F. N. Tajuddin, S. Rafidah, A. Rahim, and Z. M. Isa, “Study of fuzzy and PI controller for Permanent-Magnet Brushless DC motor drive,” in *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2010 4th International*, pp. 517–521, IEEE, 2010.
- [20] D. Sáez, “Diapositivas EL4004, fundamentos de control de sistemas,” *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Santiago, Chile*.

Anexos

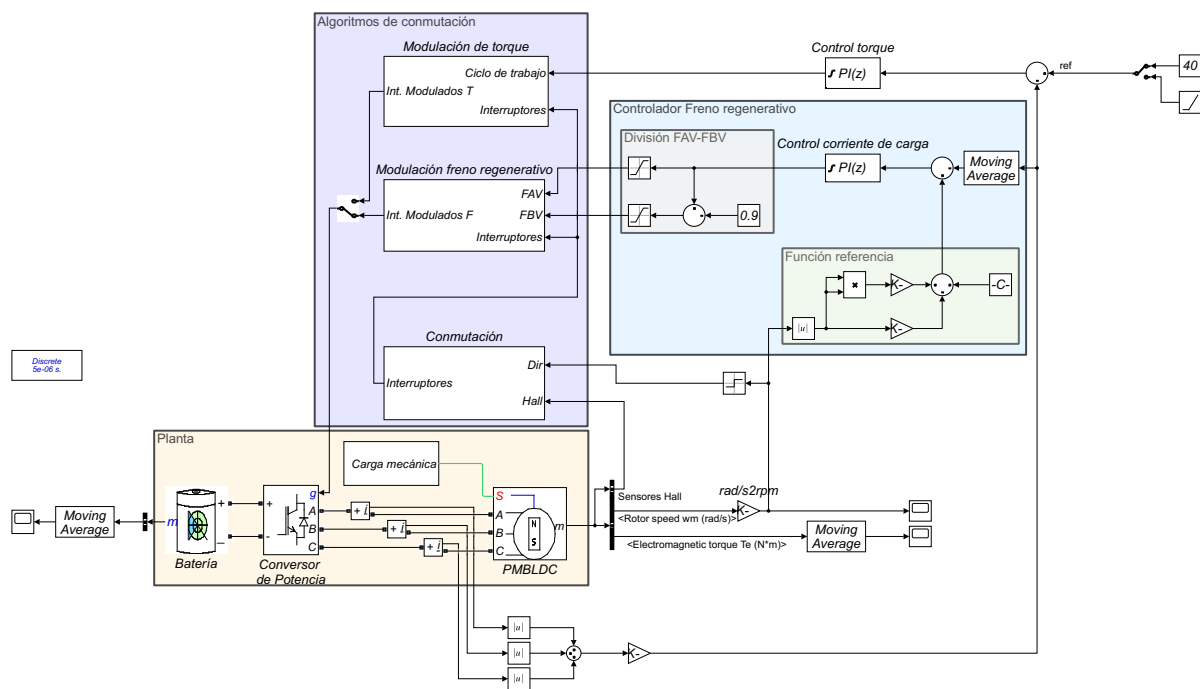
Apéndice A

Diagramas simulink

Se incluyen el modelo de Simulink usado para las simulaciones con todos los diagramas que lo integran:

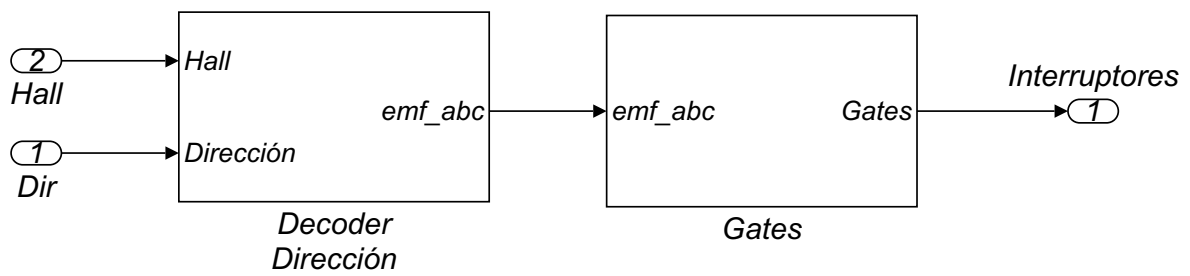
1. Motochi E
2. Conmutación
3. Operación de compuertas
4. Decoder Dirección
5. Modulación de torque
6. Modulación de freno regenerativo
7. Carga mecánica

Motochi_E

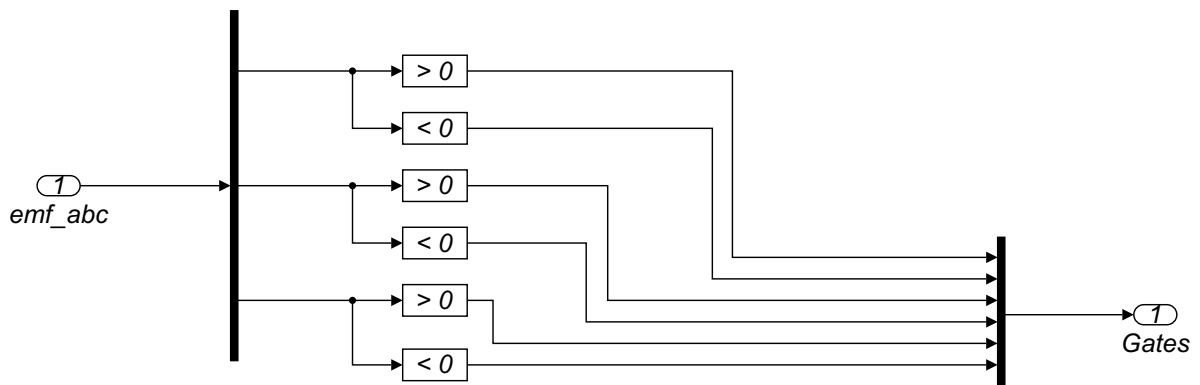


C:\Users\danie\Google Drive\Motochi-E\Electrica\EL6909-3 Trabajo de Titulo 2017\Motochi_E.slx

Motochi_E/Conmutación



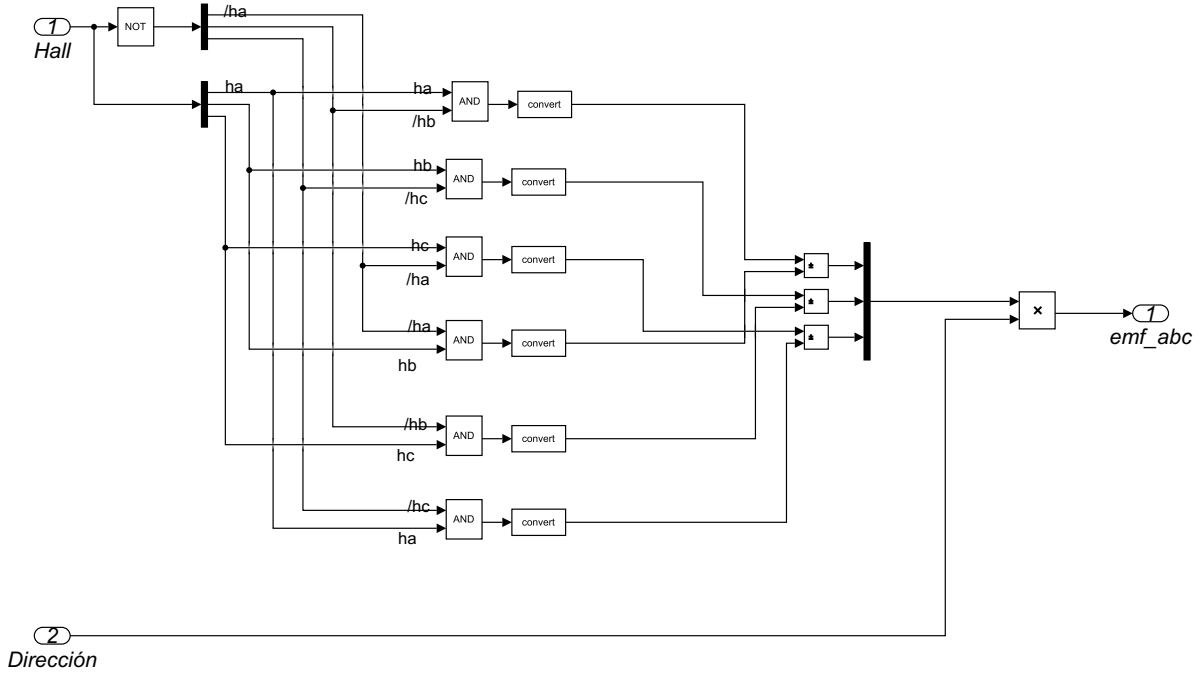
C:\Users\danie\Google Drive\Motochi-E\Electrica\EL6909-3 Trabajo de Titulo 2017\Motochi_E.slx



Se implementa la siguiente tabla de verdad

| emf_a | emf_b | emf_c | Q1 | Q2 | Q3 | Q4 | Q5 | Q6 |
|-------|-------|-------|----|----|----|----|----|----|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | - 1 | + 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| - 1 | + 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| - 1 | 0 | + 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| + 1 | 0 | - 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| + 1 | - 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | + 1 | - 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Motochi_E/Conmutación/Decoder Dirección



Se implementa la siguiente tabla de verdad (para dirección positiva)

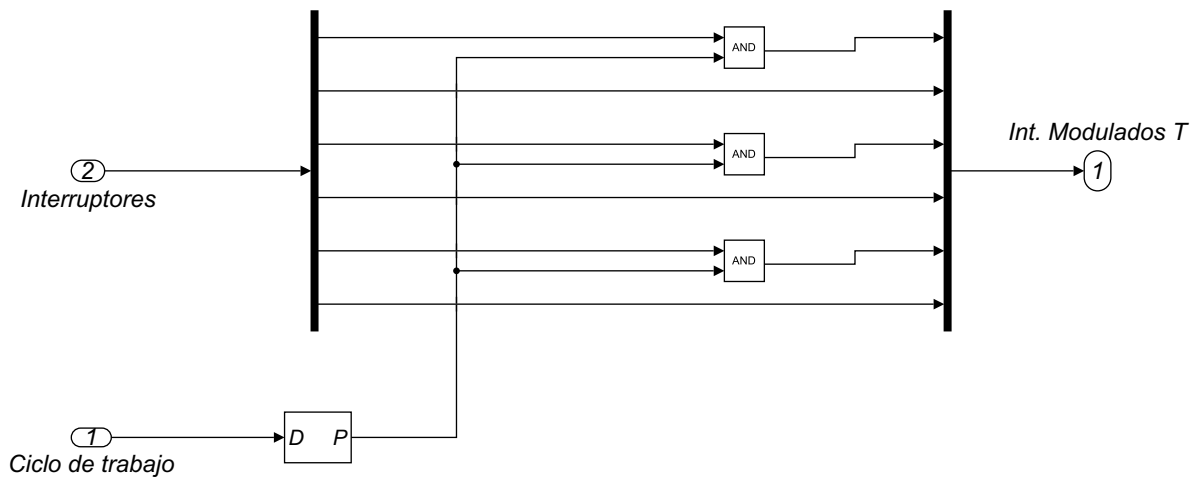
| ha | hb | hc | emf_a | emf_b | emf_c |
|----|----|----|-------|-------|-------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | -1 | +1 |
| 0 | 1 | 0 | -1 | +1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | -1 | 0 | +1 |
| 1 | 0 | 0 | +1 | 0 | -1 |
| 1 | 0 | 1 | +1 | -1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | +1 | -1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

C:\Users\danie\Google Drive\Motochi-E\Electrica\EL6909-3 Trabajo de Titulo 2017\Motochi_E.slx

printed 26-Nov-2018 18:44

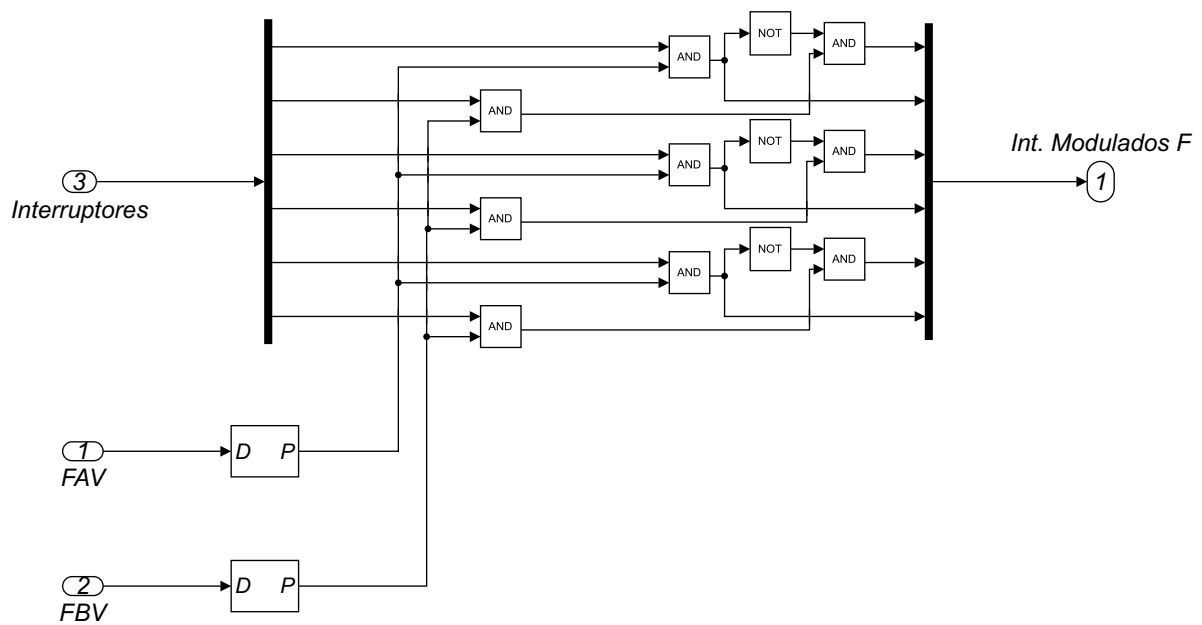
page 4/7

Motochi_E/Modulación de torque



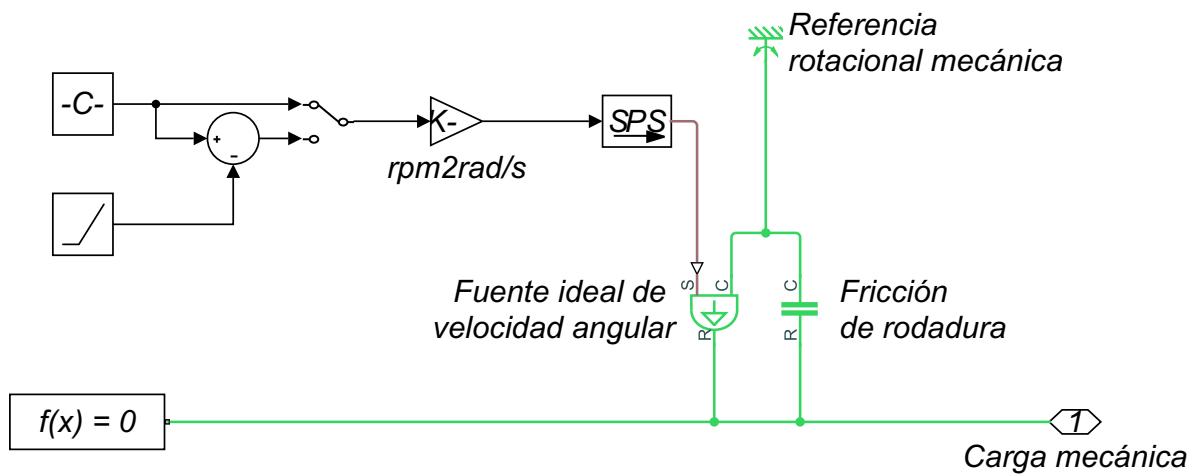
C:\Users\danie\Google Drive\Motochi-E\Electrica\EL6909-3 Trabajo de Titulo 2017\Motochi_E.slx

Motochi_E/Modulación freno regenerativo



C:\Users\danie\Google Drive\Motochi-E\Electrica\EL6909-3 Trabajo de Titulo 2017\Motochi_E.slx

Motochi_E/Carga mecánica



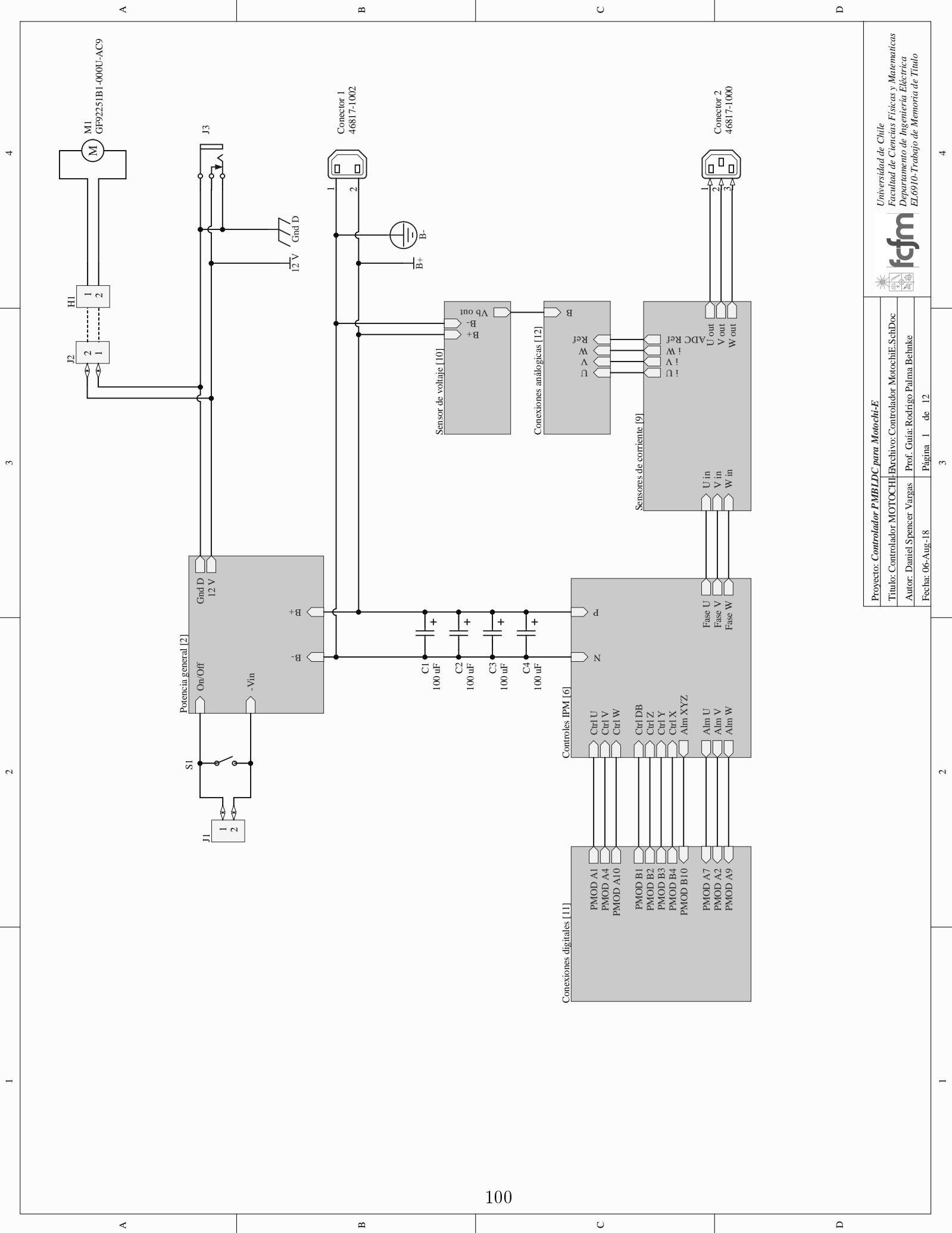
C:\Users\danie\Google Drive\Motochi-E\Electrica\EL6909-3 Trabajo de Titulo 2017\Motochi_E.slx

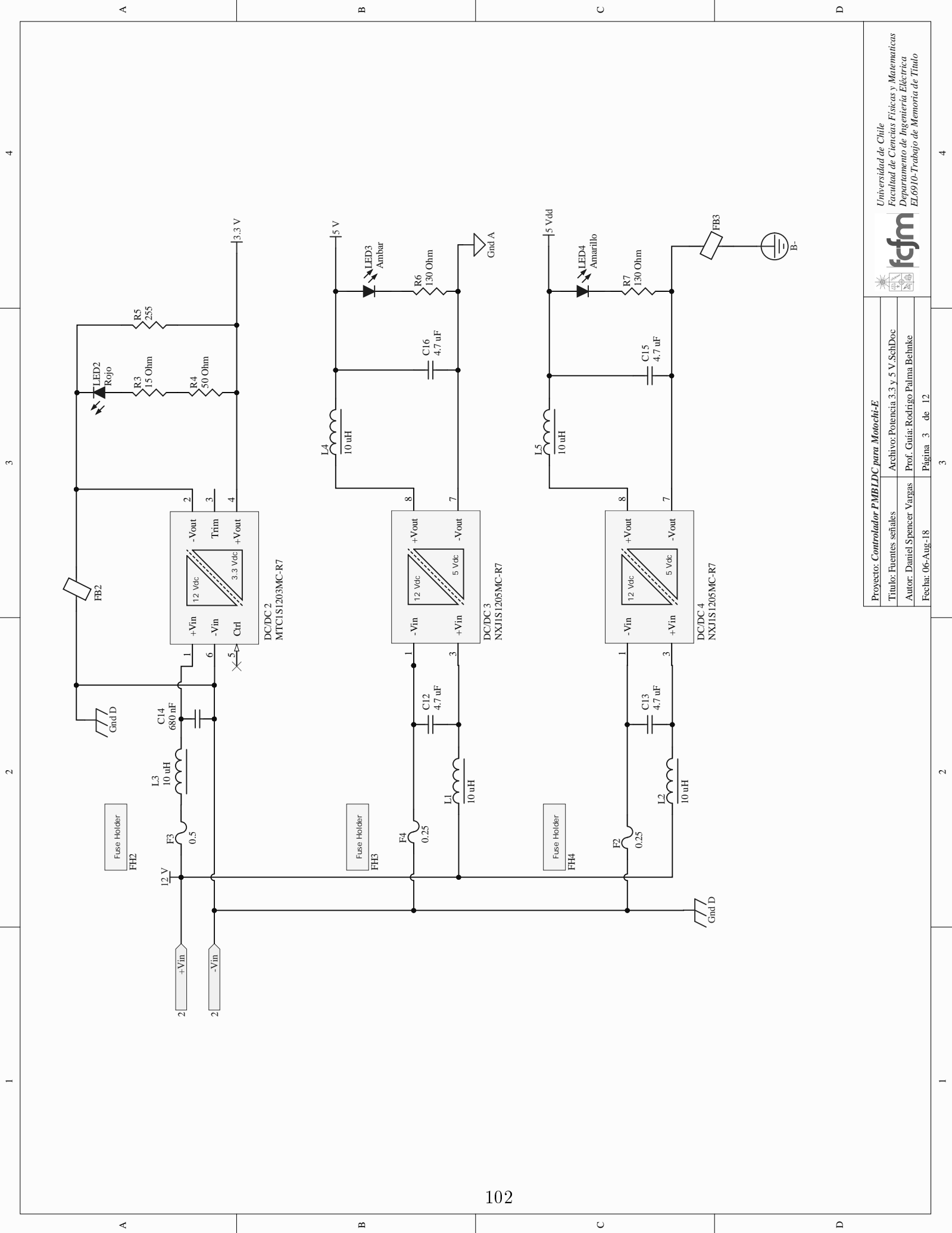
Apéndice B

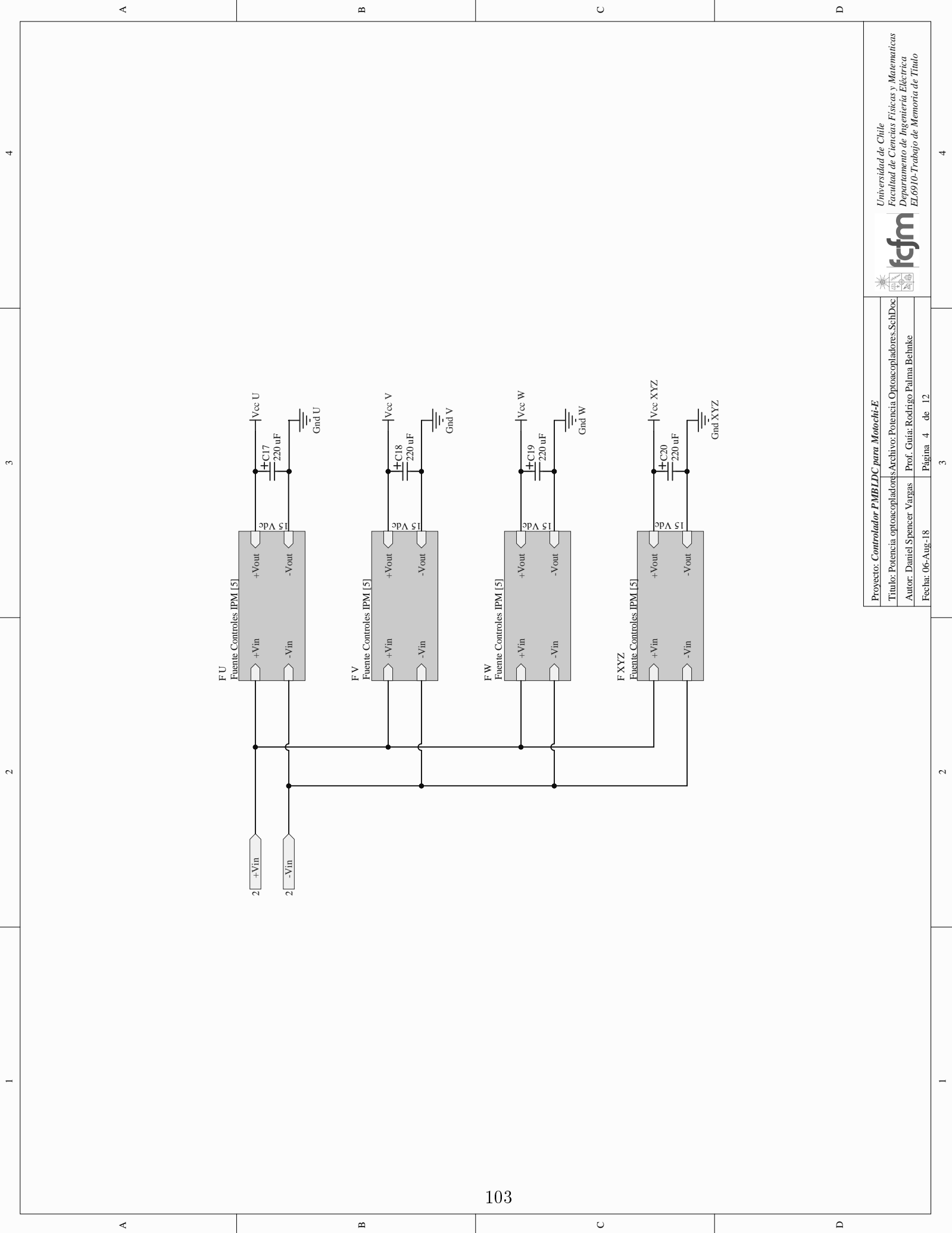
Esquemáticos

A continuación se presentan los esquemáticos del diseño de la PCB:

1. Diagrama de conexiones de alimentación
2. Fuentes DC/DC Señales
3. Diagrama de alimentación control IPM
4. Fuentes DC/DC control IPM
5. Diagrama de control IPM
6. Modulo control superior IPM
7. Modulo control inferior IPM
8. Sensores corrientes de fase
9. Sensor voltaje de batería
10. Conexiones digitales
11. Conexione analógicas



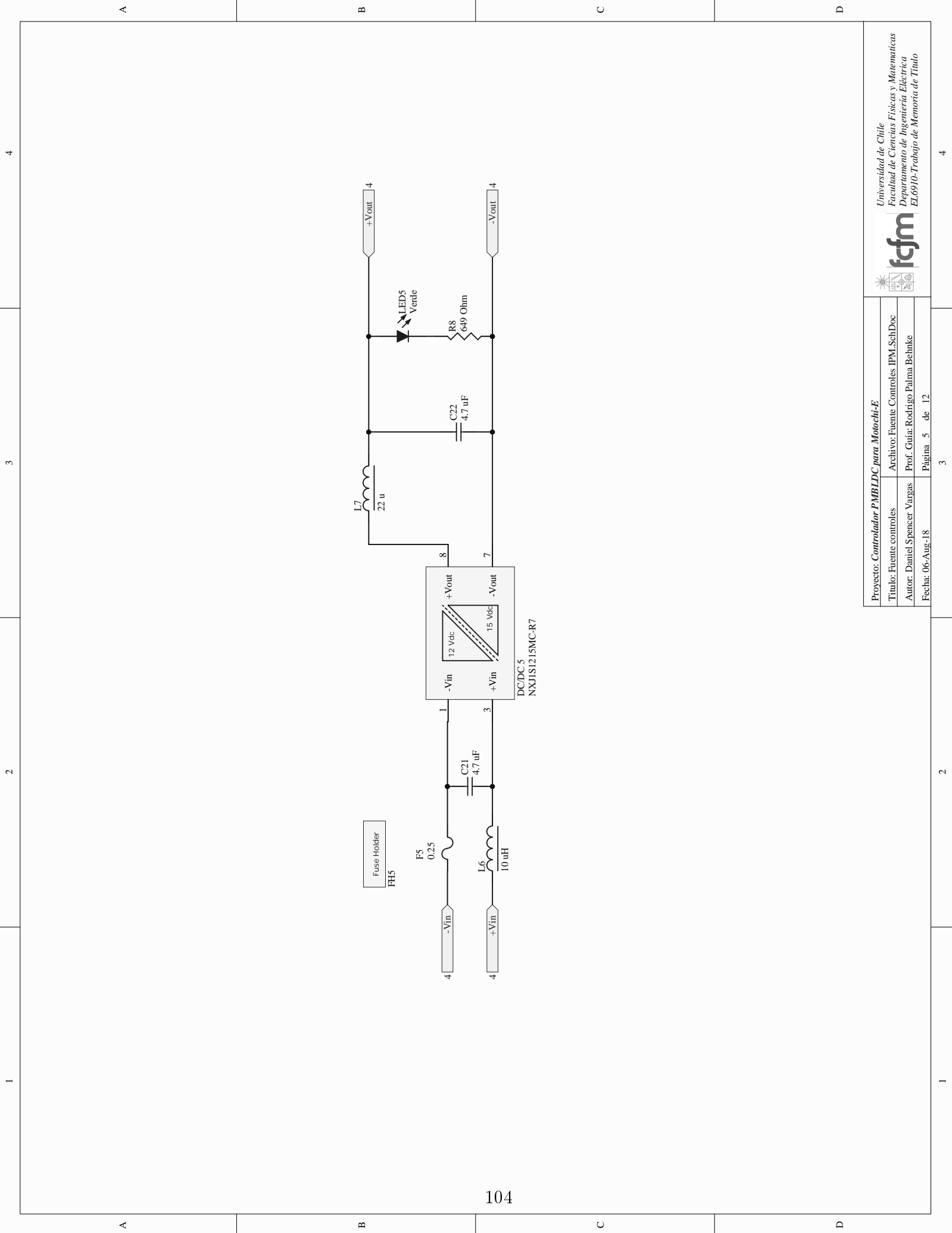




1 2 3 4

A B C D

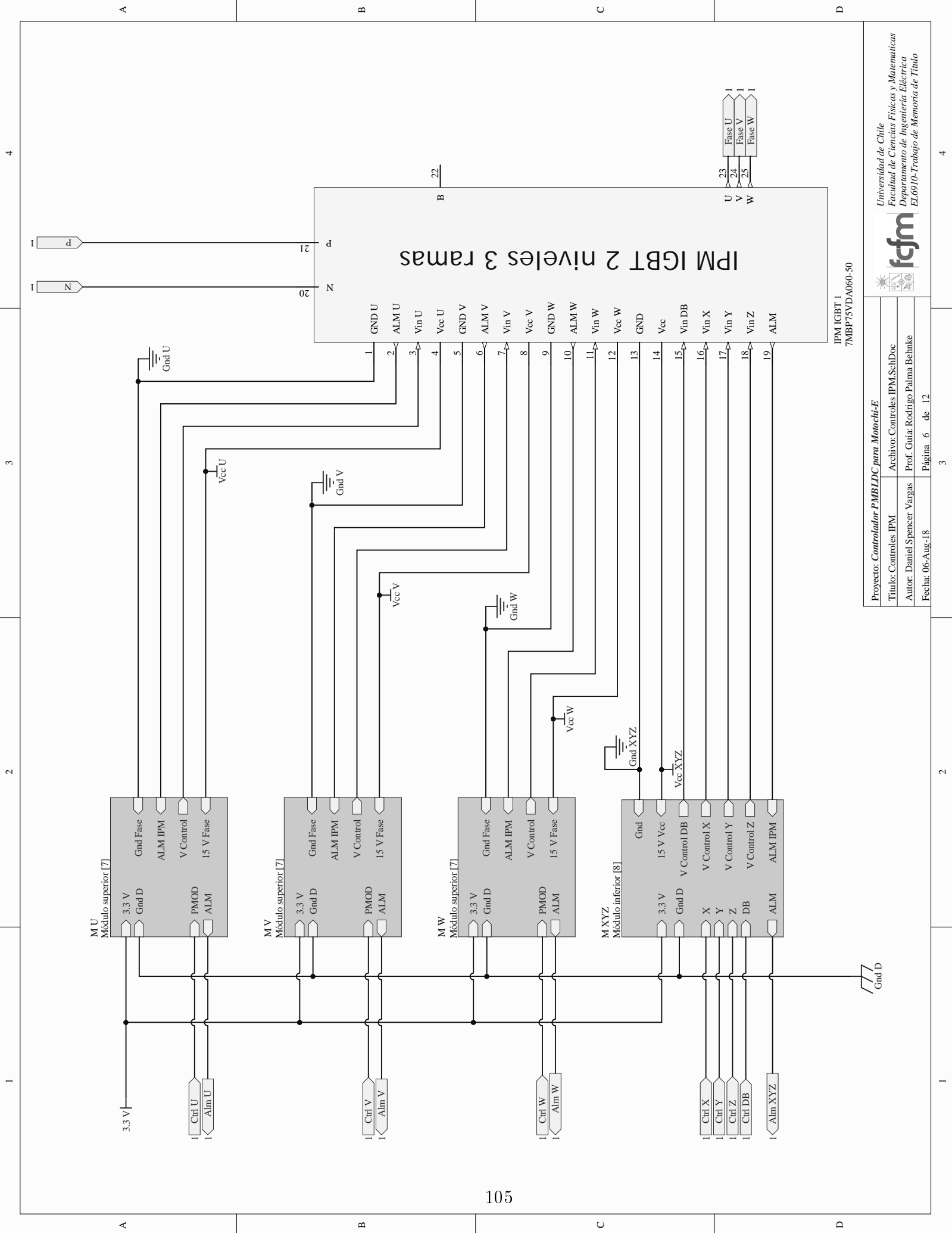
1 2 3 4

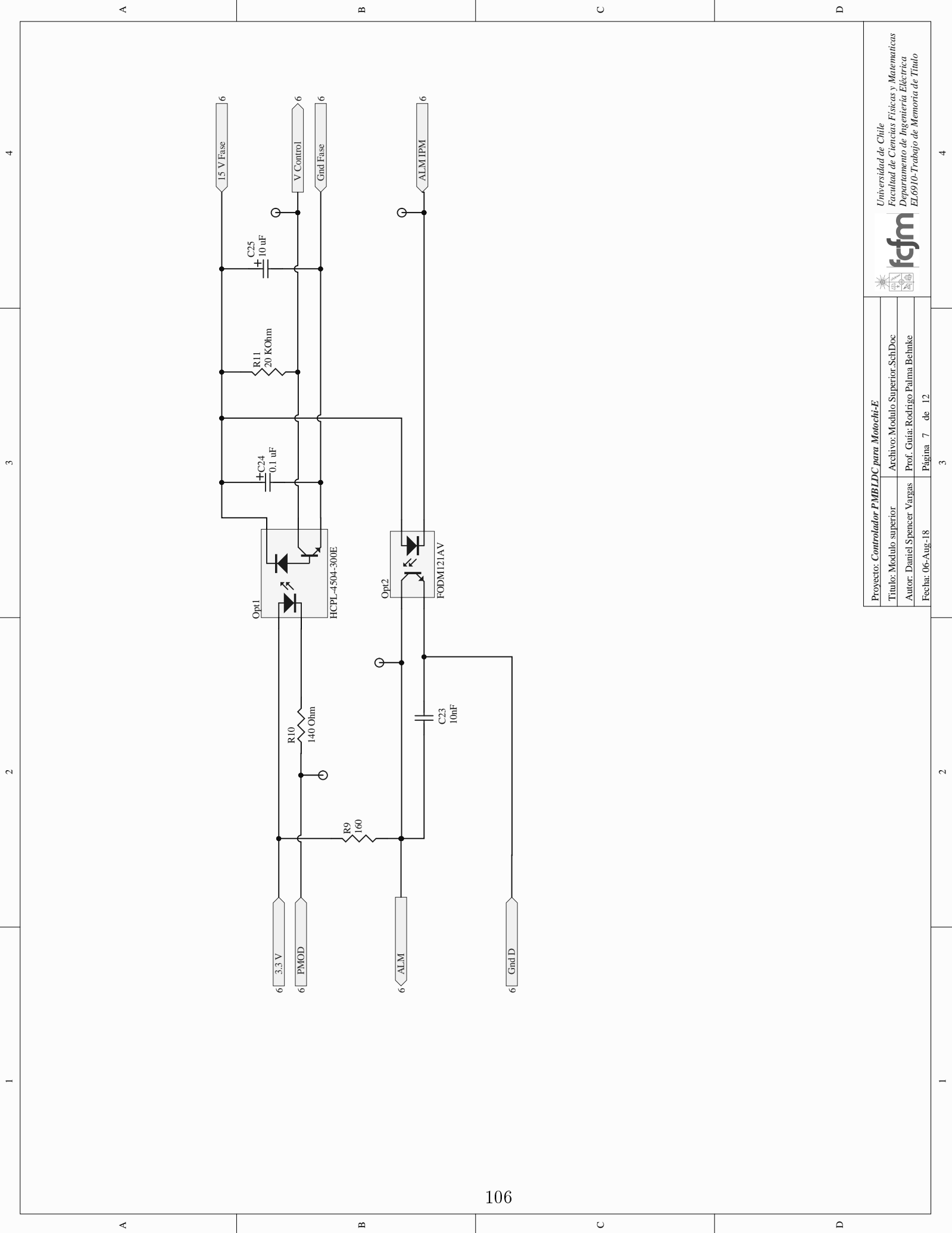


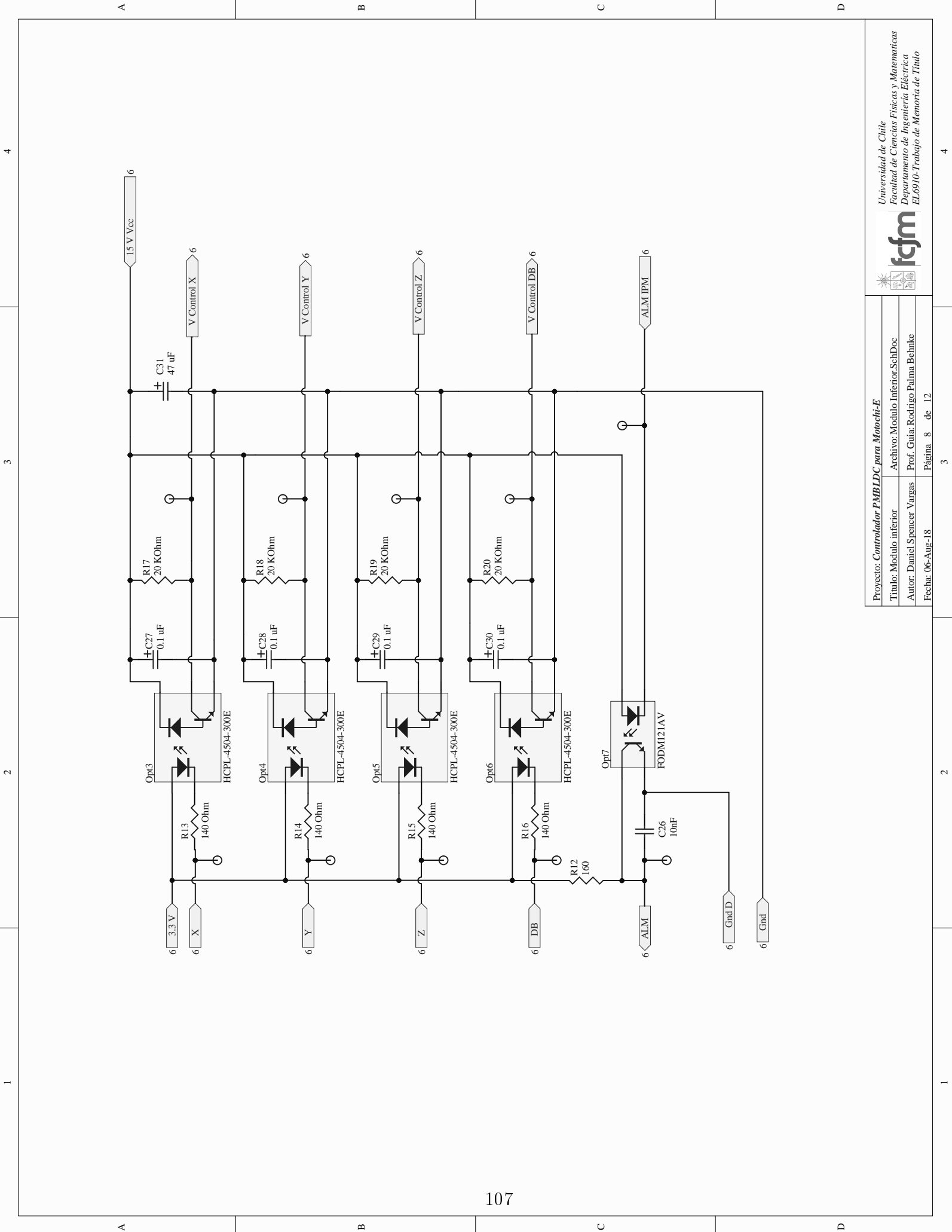
| | |
|---|--------------------------------------|
| Proyecto: <i>Controlador PMBLDC para Motoch-E</i> | |
| Título: Fuente controles | Archivo: Fuente Controles IPM.SchDoc |
| Autor: Daniel Spencer Vargas | Prof. Guía: Rodrigo Palma Behnke |
| Fecha: 06-Aug-18 | Página: 5 de 12 |

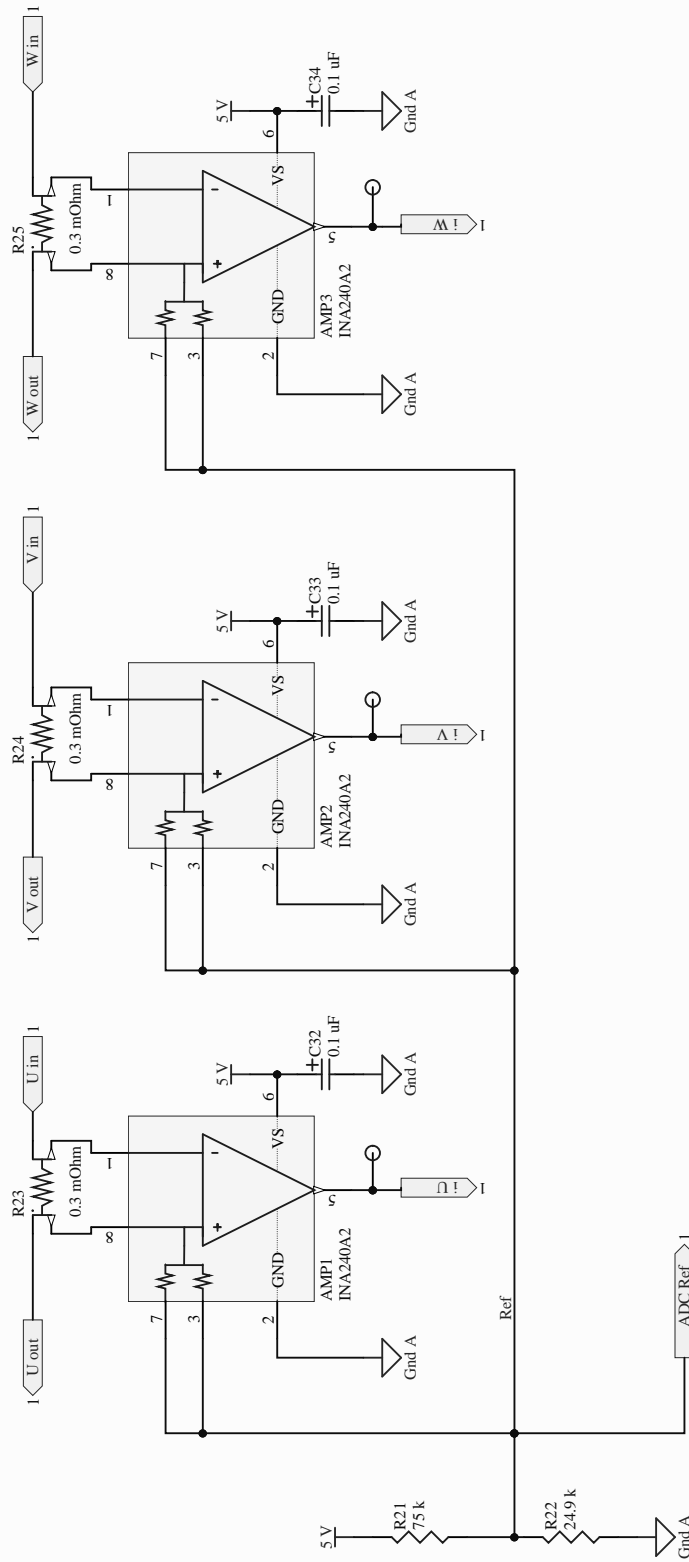


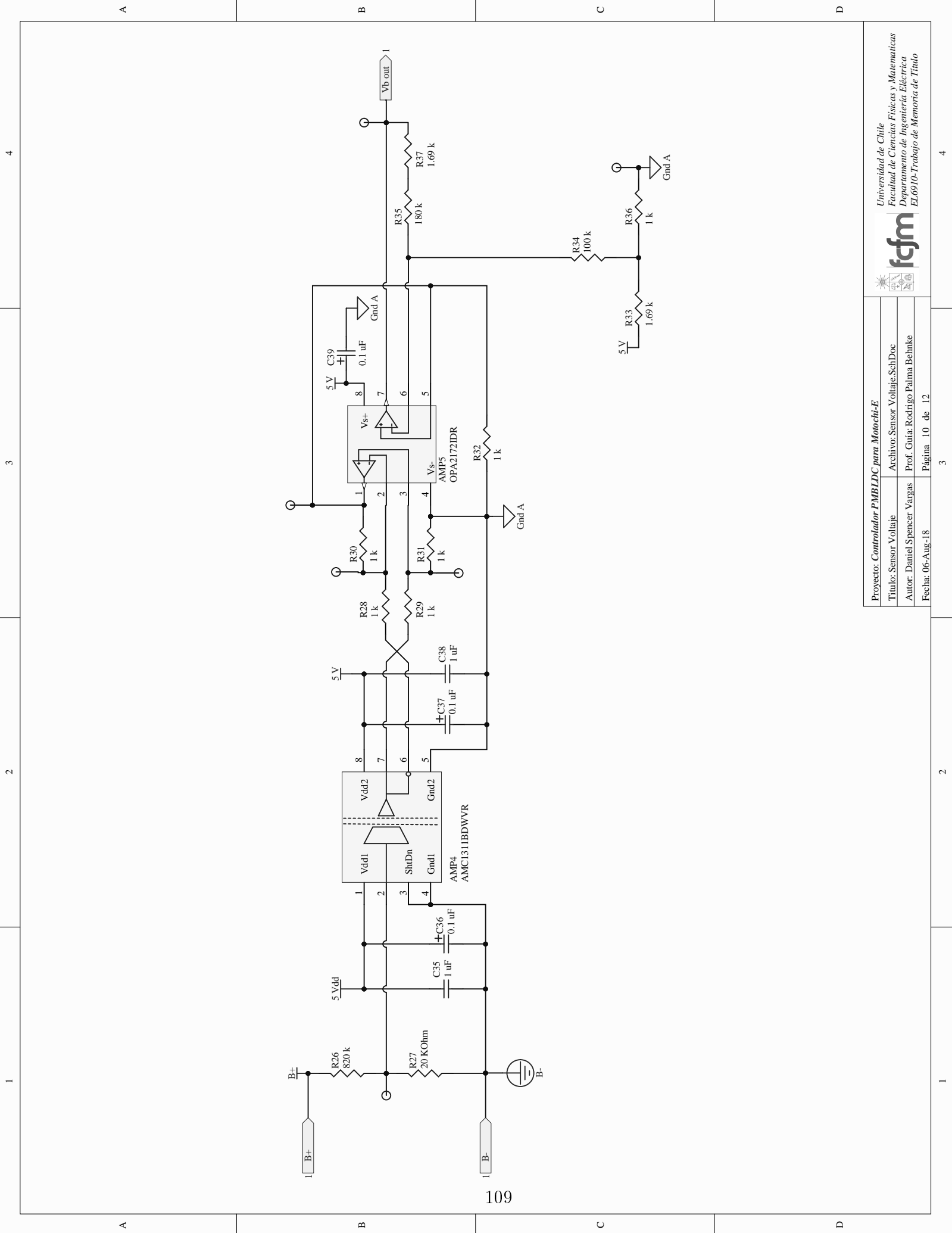
Universidad de Chile
 Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas
 Departamento de Ingeniería Eléctrica
 EL6910-Trabajo de Memoria de Título

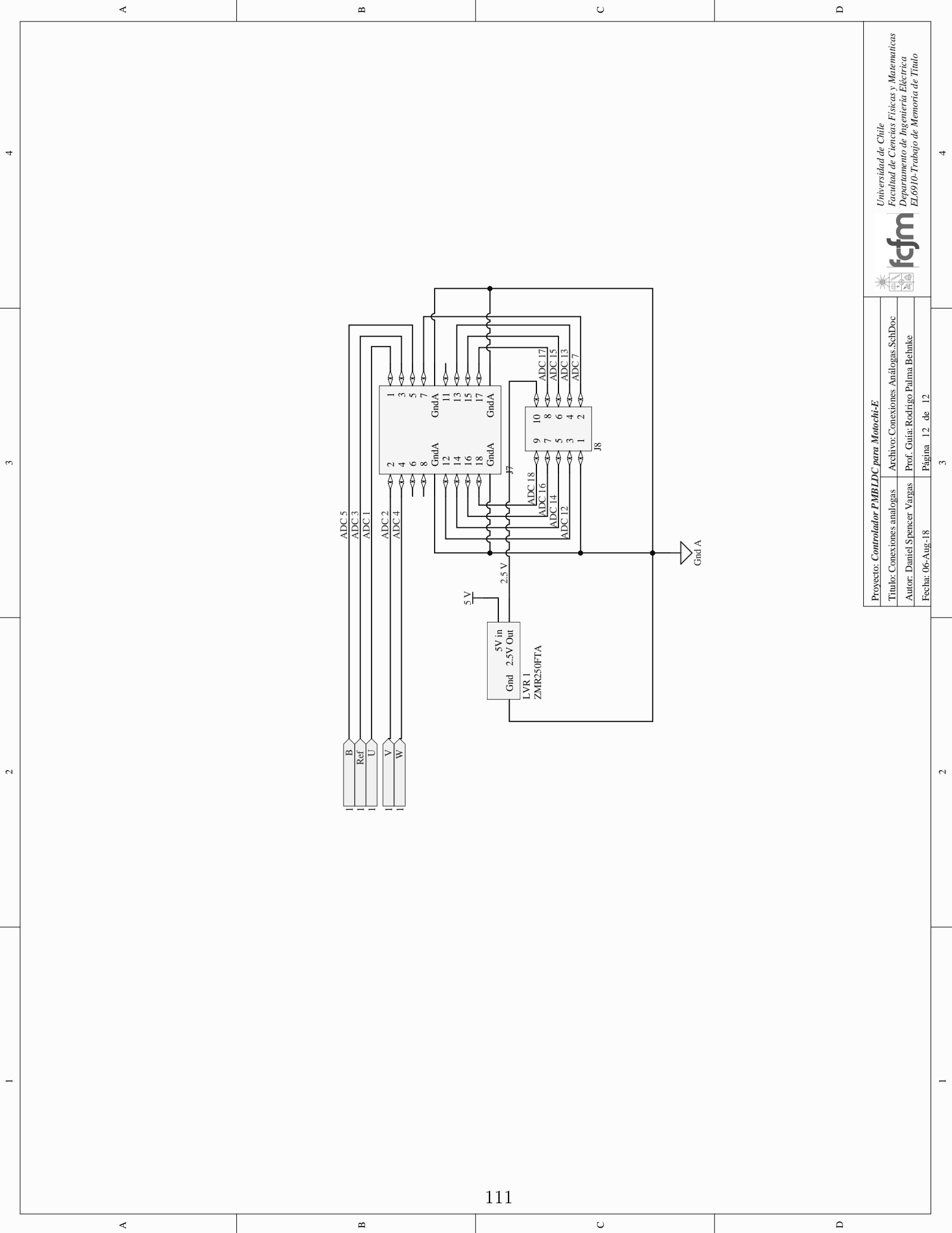










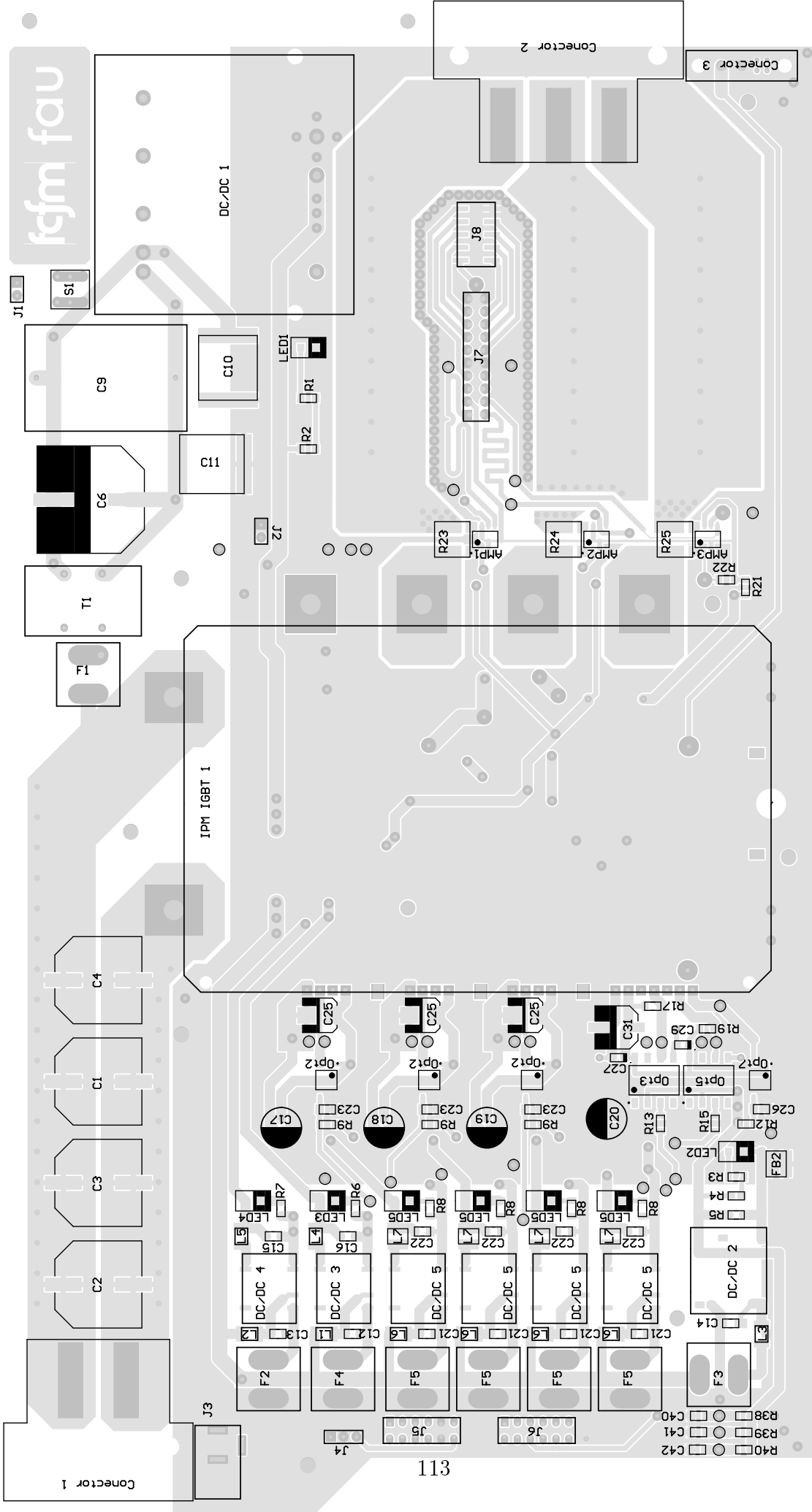


Apéndice C

Capas PCB

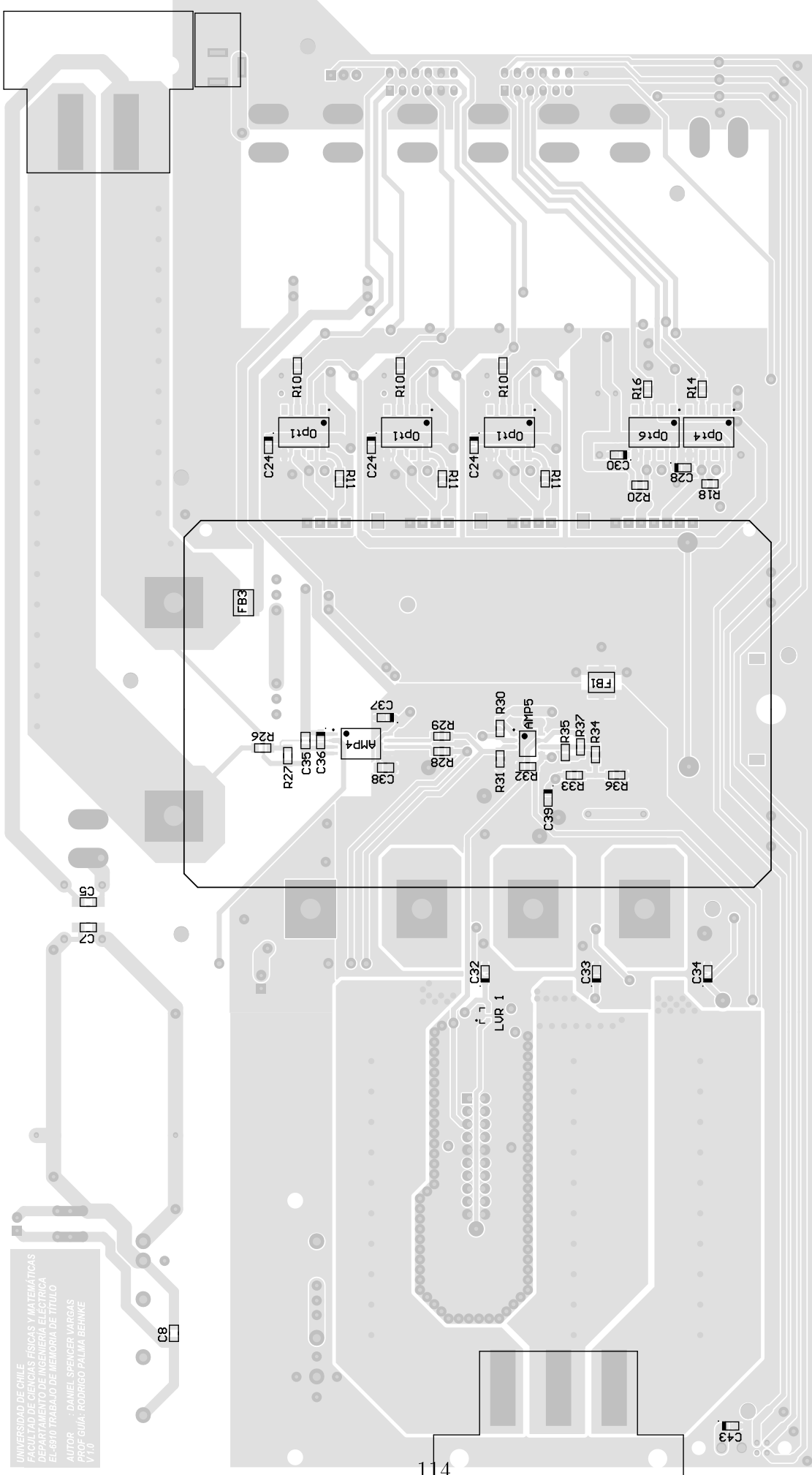
Se presentan ambas capas de la PCB, con los componentes indicados y sin ellos:

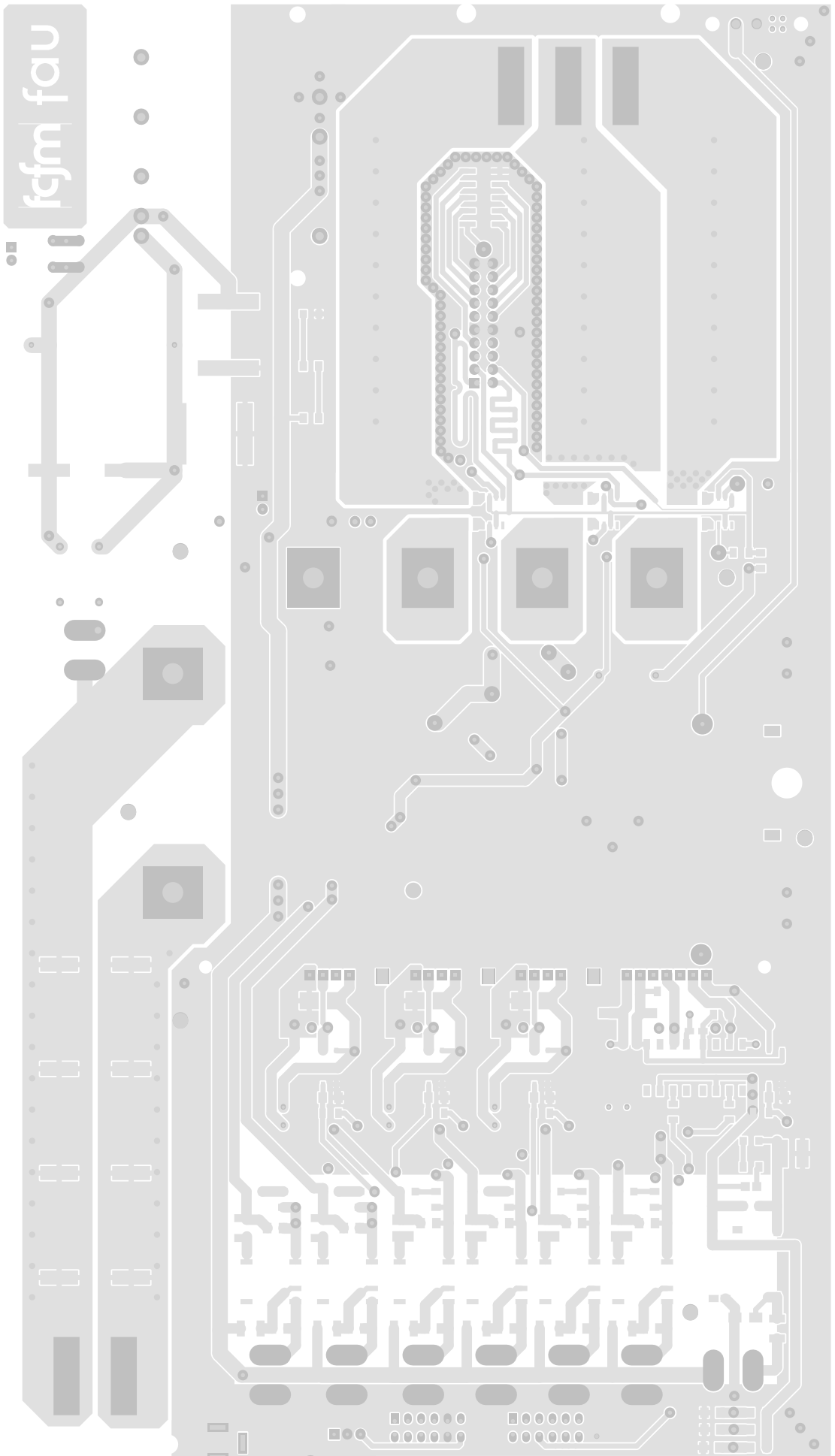
1. Capa superior con top overlay (disposición de componentes)
2. Capa inferior con bottom overlay (disposición de componentes) – refeljada
3. Capa superior
4. Capa inferior –refeljada



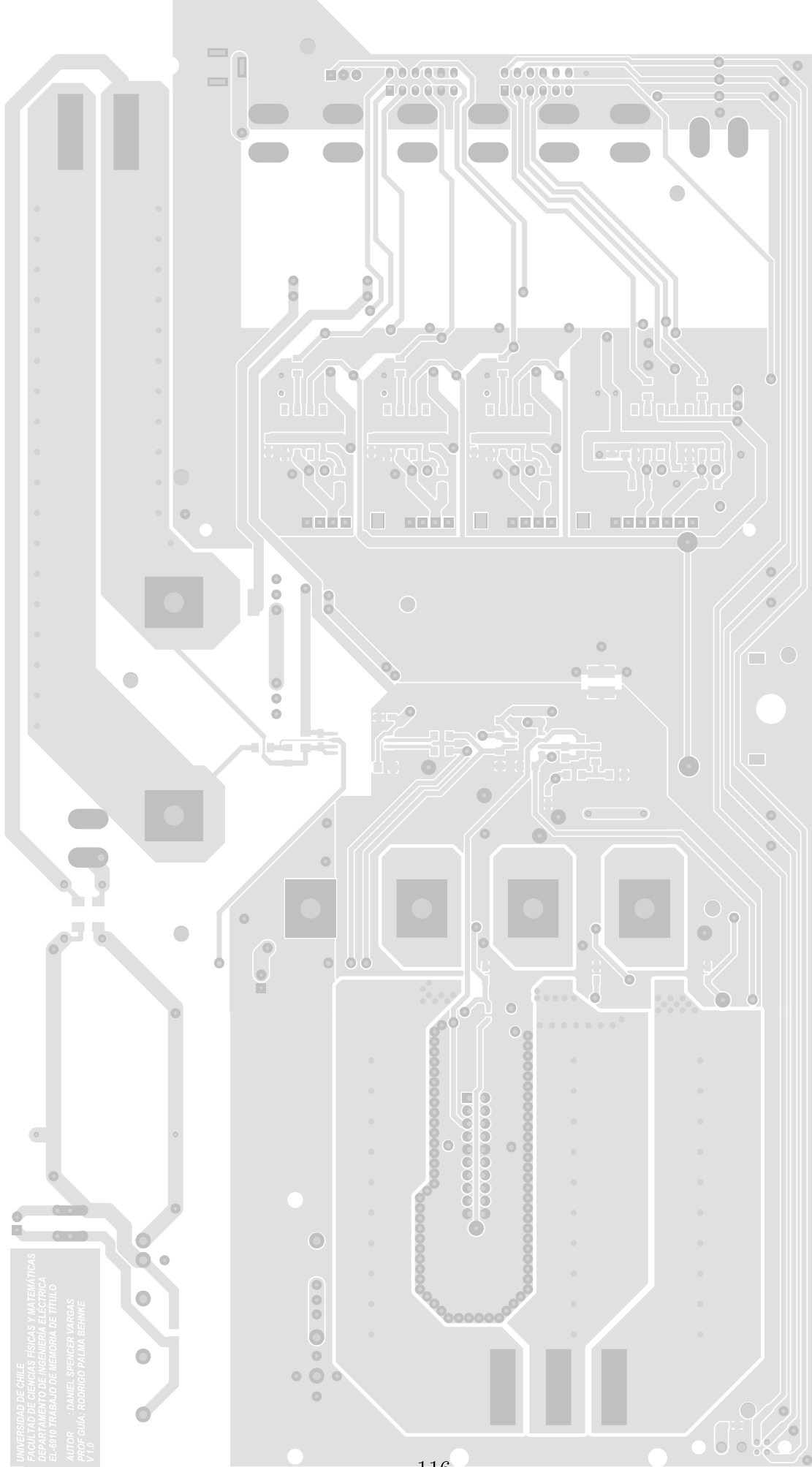
fcfm fau

UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
EL-6910 TRABAJO DE MEMORIA DE TÍTULO
AUTOR : DANIEL SPENCER VARGAS
PROF. GUÍA: RODRIGO PALMA BERNKE
V.1.0





UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
EL-6910 TRABAJO DE MEMORIA DE TÍTULO
AUTOR : DANIEL SPENCER MARGAS
PROF. GUÍA: RODRIGO PALMA BERNKE
V.1.0



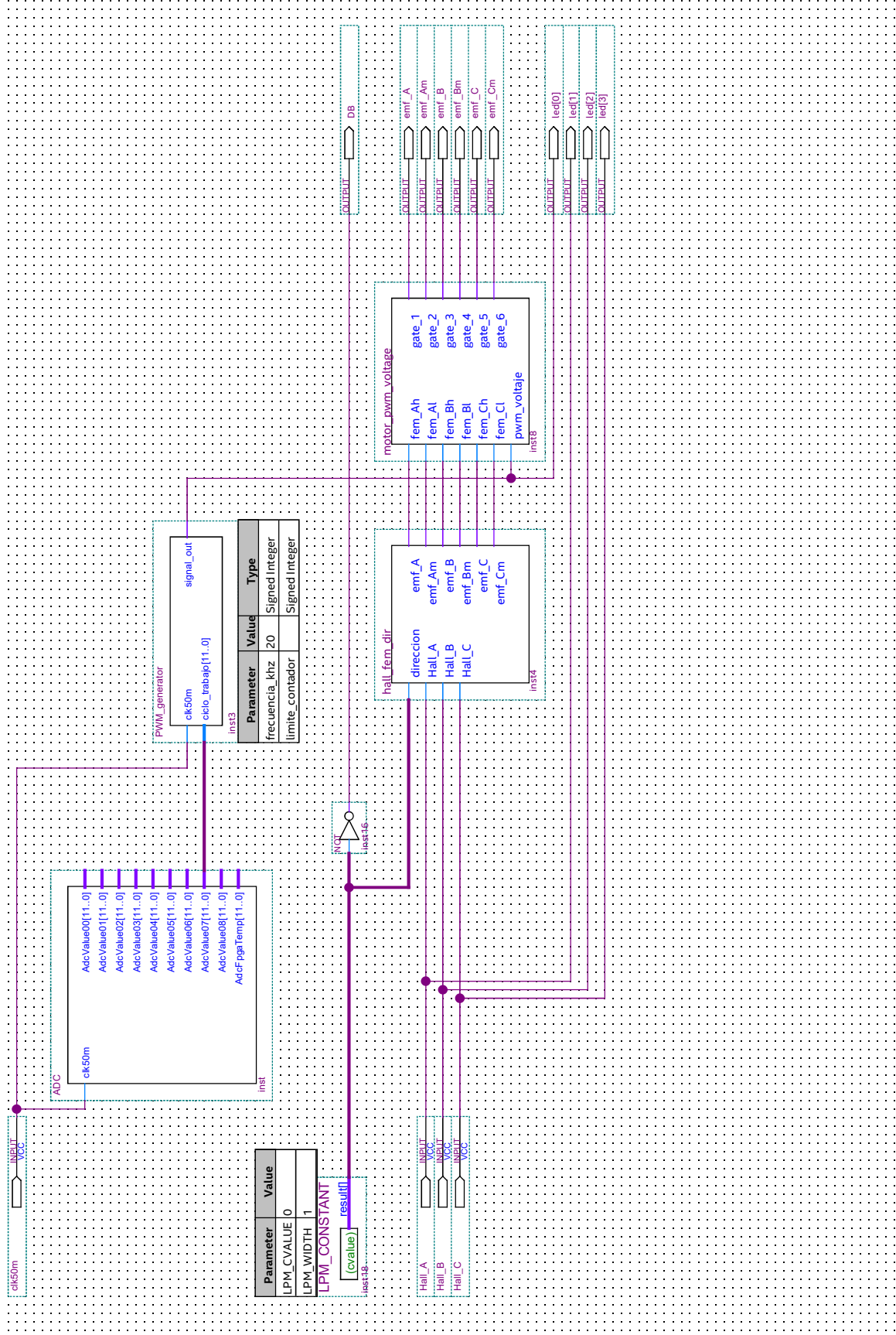
Apéndice D

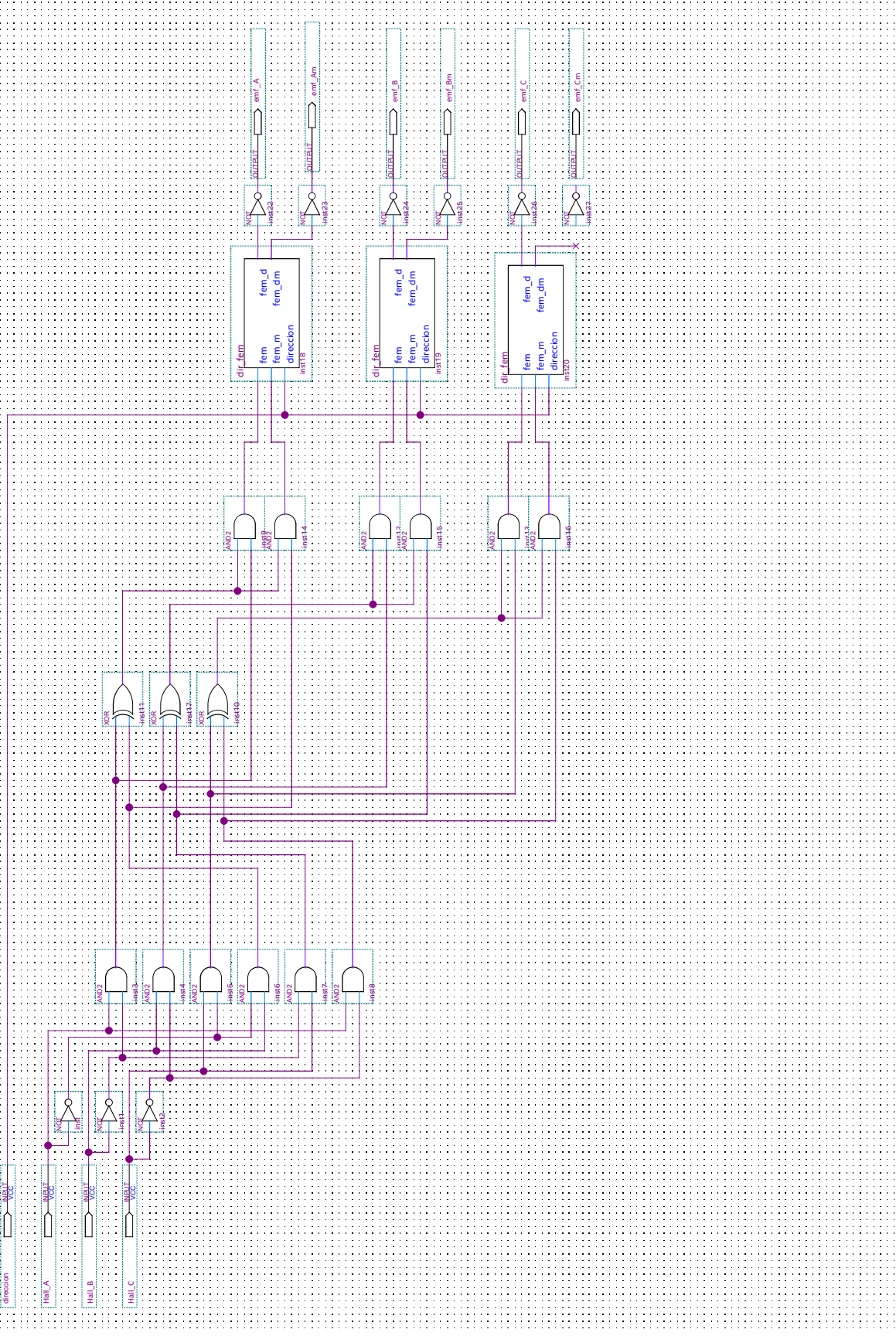
Programa de control

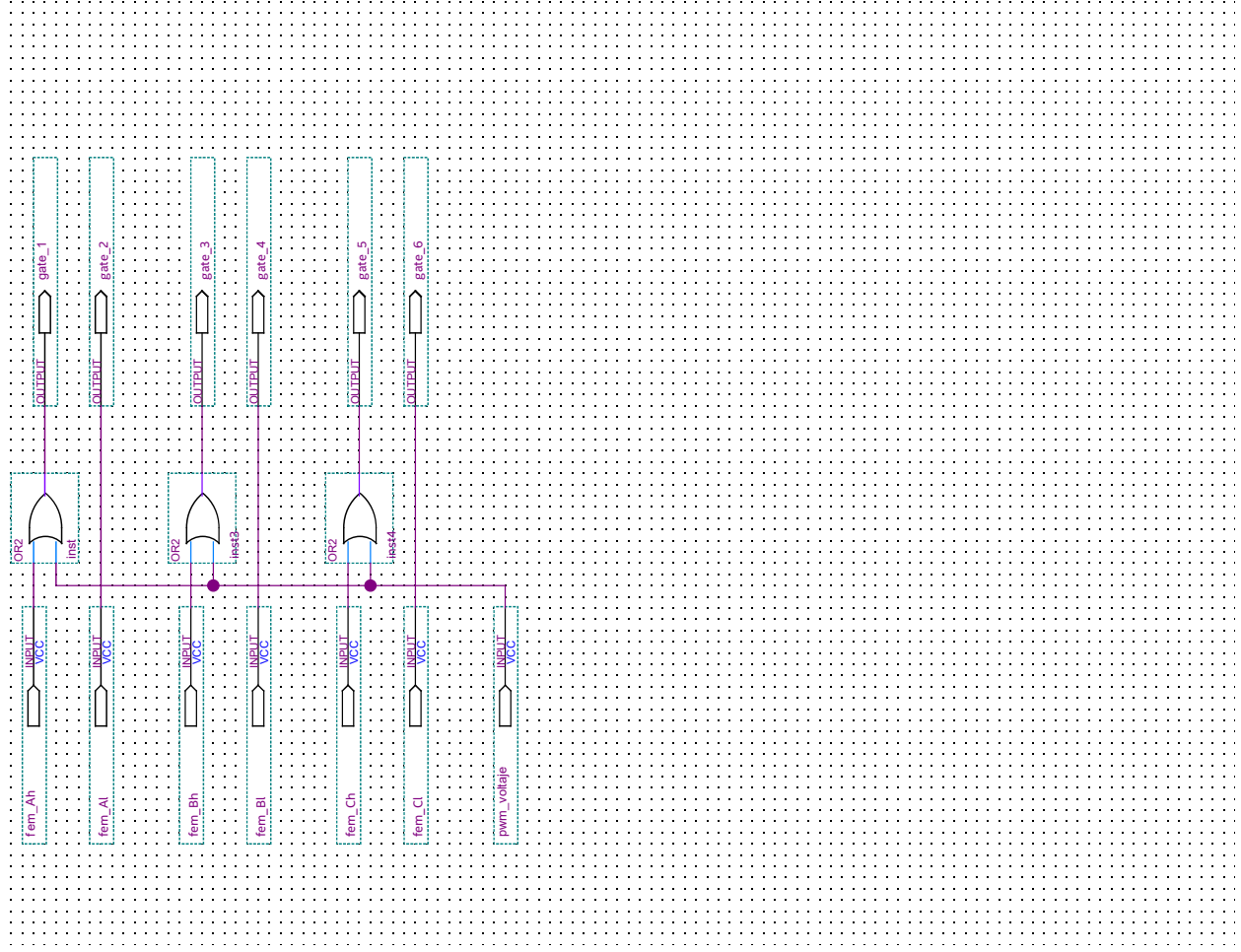
A continuación se exponen los módulos sintetizados en la FPGA para realizar las pruebas y para integrar el programa final:

1. Conmutación
2. Sensores hall y dirección
3. Dirección y fem
4. Modulación PWM torque
5. Generador PWM
6. Controlador PI
7. ADC

De estos códigos, el módulo ‘Controlador PI’ fue generado por el toolkit HDL Coder de MATLAB y el módulo ADC fue tomado y modificado del ejemplo *How to export ADC conversion data to the core for post-processing*, que se encuentra en la wiki fpgawiki.intel.com.







D.5. generador PWM

```
1 //-----
2 // Nombre:      PWM_generator.v
3 // Version:     1.0
4 // Proyecto:    Motochi-E
5 //
6 // Autor:       Daniel Spencer
7 //-----
8
9 module PWM_generator #(
10     /// PARAMETROS ///
11     parameter frecuencia_khz= 20,
12     parameter limite_contador=50000/frecuencia_khz
13 )
14 (
15     /// PUERTOS ///
16     clk50m,
17     ciclo_trabajo,
18     signal_out
19 );
20
21
22     /// ENTRADAS ///
23     input clk50m;
24     input wire unsigned [11:0] ciclo_trabajo;
25
26     /// SALIDAS ///
27     output reg signal_out;
28
29     /// AUXILIARES ///
30     reg [$clog2(limite_contador)-1:0] counter = 0;
31
32
33     ///////////////////////////////////
34     always @(posedge clk50m) begin
35         if (counter+4'b10111>limite_contador*ciclo_trabajo/4095)
36             signal_out<=1'b1;
37         else
38             signal_out<=1'b0;
39
40         if (counter<limite_contador)
41             counter<=counter+1;
42         else
43             counter=0;
44     end
45 endmodule
```

D.6. Controlador PI

```
1 //-----
2 // Nombre:      Control_torque.v
3 // Version:     1.0
4 // Proyecto:    Motochi-E
5 //
6 // Autor:       Daniel Spencer
7 //-----
8
9 //-----
10 //
11 // File Name:   hdl_prj\hdlsrc\Motochi_E_fixp\Control_torque.v
12 // Created:    2018-11-14 06:14:50
13 //
14 // Generated by MATLAB 9.3 and HDL Coder 3.11
```



```

15 //
16 // -----
17
18 // -----
19 //
20 // Module: Control_torque
21 // Source Path: Motochi_E_fixp/ControlTorque/Control torque
22 // Hierarchy Level: 1
23 //
24 // -----
25
26 `timescale 1 ns / 1 ns
27
28 module Control_torque
29     (clk,
30      reset,
31      enb,
32      u,
33      P,
34      I,
35      y);
36
37
38     input    clk;
39     input    reset;
40     input    enb;
41     input    signed [13:0] u;    // sfix14
42     input    signed [15:0] P;    // sfix16_En14
43     input    signed [15:0] I;    // sfix16_En14
44     output   signed [27:0] y;    // sfix28_En22
45
46     reg signed [13:0] u_1;    // sfix14
47     reg signed [15:0] P_1;    // sfix16_En14
48     wire signed [29:0] POut_mul_temp;    // sfix30_En14
49     wire signed [27:0] POut_out1;    // sfix28_En22
50     reg signed [27:0] POut_out1_1;    // sfix28_En22
51     reg signed [15:0] I_1;    // sfix16_En14
52     wire signed [29:0] IOut_mul_temp;    // sfix30_En14
53     wire signed [19:0] IOut_out1;    // sfix20_En9
54     reg signed [19:0] IOut_out1_1;    // sfix20_En9
55     wire signed [27:0] Saturate_out1;    // sfix28_En22
56     wire signed [27:0] Sum_out1;    // sfix28_En22
57     wire signed [28:0] SumI2_sub_cast;    // sfix29_En22
58     wire signed [28:0] SumI2_sub_cast_1;    // sfix29_En22
59     wire signed [28:0] SumI2_sub_temp;    // sfix29_En22
60     wire signed [27:0] SumI2_out1;    // sfix28_En23
61     wire signed [25:0] Kb_out1;    // sfix26_En21
62     wire signed [32:0] SumI1_add_cast;    // sfix33_En21
63     wire signed [32:0] SumI1_add_cast_1;    // sfix33_En21
64     wire signed [32:0] SumI1_add_temp;    // sfix33_En21
65     wire signed [27:0] SumI1_out1;    // sfix28_En18
66     wire signed [27:0] Integrator_indtc;    // sfix28
67     wire signed [55:0] gain_mul_temp;    // sfix56_En41
68     wire signed [21:0] Integrator_u_gain;    // sfix22
69     wire signed [21:0] Integrator_u_dtc;    // sfix22_En20
70     reg signed [21:0] Integrator_x_reg;    // sfix22_En20
71     wire signed [21:0] Integrator_u_add;    // sfix22_En20
72     wire signed [28:0] Sum_add_cast;    // sfix29_En22
73     wire signed [28:0] Sum_add_cast_1;    // sfix29_En22
74     wire signed [28:0] Sum_add_temp;    // sfix29_En22
75
76
77     always @(posedge clk or posedge reset)
78         begin : reduced_process
79             if (reset == 1'b1) begin
80                 u_1 <= 14'sb00000000000000;

```

```

81     end
82     else begin
83         if (enb) begin
84             u_1 <= u;
85         end
86     end
87 end
88
89
90
91 always @(posedge clk or posedge reset)
92     begin : HwModeRegister3_process
93         if (reset == 1'b1) begin
94             P_1 <= 16'sb0000000000000000;
95         end
96         else begin
97             if (enb) begin
98                 P_1 <= P;
99             end
100         end
101     end
102
103
104
105 // <S46>/POut
106 assign POut_mul_temp = u_1 * P_1;
107 assign POut_out1 = {POut_mul_temp[19:0], 8'b00000000};
108
109
110
111 always @(posedge clk or posedge reset)
112     begin : PipelineRegister1_process
113         if (reset == 1'b1) begin
114             POut_out1_1 <= 28'sb00000000000000000000000000000000;
115         end
116         else begin
117             if (enb) begin
118                 POut_out1_1 <= POut_out1;
119             end
120         end
121     end
122
123
124
125 always @(posedge clk or posedge reset)
126     begin : HwModeRegister1_process
127         if (reset == 1'b1) begin
128             I_1 <= 16'sb0000000000000000;
129         end
130         else begin
131             if (enb) begin
132                 I_1 <= I;
133             end
134         end
135     end
136
137
138
139 // <S46>/IOut
140 assign IOut_mul_temp = u_1 * I_1;
141 assign IOut_out1 = IOut_mul_temp[24:5];
142
143
144
145 always @(posedge clk or posedge reset)
146     begin : PipelineRegister_process
147         if (reset == 1'b1) begin
148             IOut_out1_1 <= 20'sb00000000000000000000;
149         end
150         else begin
151             if (enb) begin
152                 IOut_out1_1 <= IOut_out1;

```

```

153         end
154     end
155 end
156
157
158
159 // <S46>/SumI2
160 assign SumI2_sub_cast = {Saturate_out1[27], Saturate_out1};
161 assign SumI2_sub_cast_1 = {Sum_out1[27], Sum_out1};
162 assign SumI2_sub_temp = SumI2_sub_cast - SumI2_sub_cast_1;
163 assign SumI2_out1 = {SumI2_sub_temp[26:0], 1'b0};
164
165
166
167 // <S46>/Kb
168 assign Kb_out1 = SumI2_out1[27:2];
169
170
171
172 // <S46>/SumI1
173 assign SumI1_add_cast = {IOut_out1_1[19], {IOut_out1_1, 12'
    ↪ b000000000000}};
174 assign SumI1_add_cast_1 = {{7{Kb_out1[25]}}, Kb_out1};
175 assign SumI1_add_temp = SumI1_add_cast + SumI1_add_cast_1;
176 assign SumI1_out1 = SumI1_add_temp[30:3];
177
178
179
180 assign Integrator_indtc = SumI1_out1;
181
182
183
184 assign gain_mul_temp = 28'sb0010100111110001011010110001 *
    ↪ Integrator_indtc;
185 assign Integrator_u_gain = {{7{gain_mul_temp[55]}}, gain_mul_temp[
    ↪ 55:41]};
186
187
188
189 assign Integrator_u_dtc = Integrator_u_gain;
190
191
192
193 assign Integrator_u_add = Integrator_x_reg + Integrator_u_dtc;
194
195
196
197 // <S46>/Integrator
198 always @(posedge clk or posedge reset)
199     begin : Integrator_reg_process
200         if (reset == 1'b1) begin
201             Integrator_x_reg <= 22'sb0000000000000000000000;
202         end
203         else begin
204             if (enb) begin
205                 Integrator_x_reg <= Integrator_u_add;
206             end
207         end
208     end
209
210
211
212 // <S46>/Sum
213 assign Sum_add_cast = {POut_out1_1[27], POut_out1_1};
214 assign Sum_add_cast_1 = {{5{Integrator_x_reg[21]}}, {
    ↪ Integrator_x_reg, 2'b00}};
215 assign Sum_add_temp = Sum_add_cast + Sum_add_cast_1;
216 assign Sum_out1 = Sum_add_temp[27:0];
217
218
219
220 // <S46>/Saturate
221 assign Saturate_out1 = (Sum_out1 > 28'
    ↪ sb0000001101100110011001100110 ? 28'

```

```

222         ↪ sb0000001101100110011001100110 :
           (Sum_out1 < 28'sb0000000000000000000000000000 ? 28'
           ↪ sb000000000000000000000000000000 :
           Sum_out1));
223
224
225
226
227     assign y = Saturate_out1;
228
229 endmodule // Control_torque

```

D.7. ADC

```

1 //-----
2 // Nombre:      ADC.v
3 // Version:    1.0
4 // Proyecto:   Motochi-E
5 //
6 // Autor:      Daniel Spencer
7 //-----
8
9 //-----
10 // VERSION ORIGINAL
11 //
12 // Nombre:     adc_ext_storage_top.V
13 // Proyecto:   adc_ext_storage_top
14 // Artículo:   How to export ADC conversion data to the core for post
           ↪ -processing
15 // Url:https:  fpgawiki.intel.com/wiki/
           ↪ How_to_export_ADC_conversion_data_to_the_core_for_post-
           ↪ processing
16 //
17 // Autor:     Jwchin
18 //-----
19
20 module ADC
21 (
22     clk50m,
23     AdcValue00,
24     AdcValue01,
25     AdcValue02,
26     AdcValue03,
27     AdcValue04,
28     AdcValue05,
29     AdcValue06,
30     AdcValue07,
31     AdcValue08,
32     AdcFpgaTemp
33 );
34
35 input wire      clk50m; //Main Clock Input
36 output [11: 0] AdcValue00; //Analog value for
           ↪ respective channel
37 output [11: 0] AdcValue01; //Analog value for
           ↪ respective channel
38 output [11: 0] AdcValue02; //Analog value for
           ↪ respective channel
39 output [11: 0] AdcValue03; //Analog value for
           ↪ respective channel
40 output [11: 0] AdcValue04; //Analog value for
           ↪ respective channel
41 output [11: 0] AdcValue05; //Analog value for
           ↪ respective channel
42 output [11: 0] AdcValue06; //Analog value for
           ↪ respective channel

```

```

43  output [11: 0] AdcValue07;           //Analog value for
    ↪ respective channel
44  output [11: 0] AdcValue08;           //Analog value for
    ↪ respective channel
45  output [11: 0] AdcFpgaTemp;          //FPGA Temperature, direct
    ↪ internal sensor value
46
47  //Internal Wires
48  wire          clk10m;                 //FPGA Primary
    ↪ Synchronous Clock
49  wire          PllLocked;              //Indicates PLL lock is
    ↪ complete
50
51  wire          AdcResponseValid;       //Indicates ADC data
    ↪ output is valid
52  wire [ 4: 0] AdcResponseChannel;     //Channel indicator for
    ↪ pairing data to
53  wire [11: 0] AdcResponseData;
54
55  wire Reset;
56  reg ResetN;
57
58
59  wire AdcCsrAddress;
60  wire AdcCsrReadEn;
61  wire AdcCsrReadData;
62  wire AdcCsrWriteEn;
63  wire AdcCsrWriteData;
64
65
66  //Instantiate PLL to get our internal 10MHz clock
67  adc_pll adc_pll_inst
68  (
69      .inclk0          (clk50m),
70      .c0              (clk10m),
71      .locked          (PllLocked)
72  );
73
74  //Instantiate Sequencer control block
75  sequencer sequencer_inst (
76      .Reset(Reset),
77      .Clock_qsys(clk50m),
78      .AdcCsrAddress(AdcCsrAddress),
79      .AdcCsrReadEn(AdcCsrReadEn),
80      .AdcCsrReadData(AdcCsrReadData),
81      .AdcCsrWriteEn(AdcCsrWriteEn),
82      .AdcCsrWriteData(AdcCsrWriteData)
83  );
84
85  storage storage_inst (
86      .Reset(Reset),
87      .Clock_qsys(clk50m),
88      .AdcValue00(AdcValue00),
89      .AdcValue01(AdcValue01),
90      .AdcValue02(AdcValue02),
91      .AdcValue03(AdcValue03),
92      .AdcValue04(AdcValue04),
93      .AdcValue05(AdcValue05),
94      .AdcValue06(AdcValue06),
95      .AdcValue07(AdcValue07),
96      .AdcValue08(AdcValue08),
97      .AdcFpgaTemp(AdcFpgaTem),
98      .AdcRefresh(),
99      .AdcResponseValid(AdcResponseValid),
100     .AdcResponseChannel(AdcResponseChannel),
101     .AdcResponseData(AdcResponseData)
102 );

```

```

103
104 always @(posedge clk50m)
105 begin
106     ResetN <= !Reset;
107 end
108
109     adc adc_ext_storage_inst      (
110         .clk_clk                    (clk50m),
111         .reset_reset_n              (ResetN),
112         .modular_adc_0_adc_pll_locked_export (PllLocked),
113         .modular_adc_0_adc_pll_clock_clk  (clk10m),
114         .modular_adc_0_response_valid    (AdcResponseValid),
115         .modular_adc_0_response_channel  (AdcResponseChannel),
116         .modular_adc_0_response_data    (AdcResponseData),
117         .modular_adc_0_response_startofpacket (),
118         .modular_adc_0_response_endofpacket (),
119         .modular_adc_0_sequencer_csr_address (AdcCsrAddress),
120         .modular_adc_0_sequencer_csr_read  (AdcCsrReadEn),
121         .modular_adc_0_sequencer_csr_readdata (AdcCsrReadData),
122         .modular_adc_0_sequencer_csr_write (AdcCsrWriteEn),
123         .modular_adc_0_sequencer_csr_writedata (AdcCsrWriteData)
124     );
125
126     //Instanatiatie an ISSP to start/stop the ADC
127     //source = 0 to start
128 wire reset;
129
130     issp issp_inst (
131         .source(Reset)
132     );
133 endmodule

```