



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA

CONTROL PREDICTIVO DE MOTOR DE INDUCCIÓN ACCIONADO POR UN CONVERSOR DE TRES PUERTOS PARA UN VEHÍCULO ELÉCTRICO CON CELDA DE COMBUSTIBLE

ALONSO JAVIER LIZANA GAJARDO

Tesis para optar al grado de
Master of Science in Engineering

Profesor Supervisor:
JAVIER PEREDA TORRES

Santiago de Chile, Marzo 2023

© MMXV, ALONSO JAVIER LIZANA GAJARDO



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA

CONTROL PREDICTIVO DE MOTOR DE INDUCCIÓN ACCIONADO POR UN CONVERSOR DE TRES PUERTOS PARA UN VEHÍCULO ELÉCTRICO CON CELDA DE COMBUSTIBLE

ALONSO JAVIER LIZANA GAJARDO

Miembros del Comité:

JAVIER PEREDA TORRES

FELIX ROJAS LOBOS

ANDRÉS MORA

DANIEL GARRIDO CORTÉS

Tesis para optar al grado de
Master of Science in Engineering

Santiago de Chile, Marzo 2023

© MMXV, ALONSO JAVIER LIZANA GAJARDO

*Gratefully to my parents and
siblings*

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradecer al profesor Javier Pereda, ya que su calidad docente me motivó a continuar mis estudios en esta área y me guío para realizar un buen trabajo.

En segundo lugar quiero agradecer a Felipe Rubio, Gabriel Droguett, Julián de la Barrera y José Gajardo, cuya ayuda fue invaluable, sobretodo para armar el *setup* experimental. También quiero mencionar a Francisco Rubio, Alvaro Donoso y Tomás Salvadores, con los cuales recorrimos esta etapa de nuestras vidas juntos, y a todos los otros compañeros del laboratorio, por los consejos y la buena disposición.

Por supuesto, agradecer a mi familia: a mi Madre, mi Padre, mis hermanos y a mi abuela; por darme la oportunidad y las herramientas para poder estudiar lo que yo quería, confiar plenamente en mí y darme todo su apoyo y cariño. Mención aparte para mi abuelo fallecido, quién lamentablemente no alcanzó a presenciar el fin de este proceso.

Finalmente, pero no menos importante, agradecer a mi pareja, Pamela, a mis amigos y a mis compañeros de trabajo, que fueron mi cable a tierra, me escuchaban en los malos momentos y compartían mis alegrías.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

AGRADECIMIENTOS	iv
ÍNDICE DE FIGURAS	viii
ÍNDICE DE TABLAS	xii
ABSTRACT	xiv
RESUMEN	xv
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Sistemas Híbridos de Almacenamiento de Energía	7
1.2. Conversor de Tres Puertos	9
1.3. Control Clásico de Motores de Inducción	14
1.4. Controladores MPC	16
1.5. Contribución de la Tesis	19
1.5.1. Objetivo	19
1.5.2. Hipótesis	20
1.5.3. Metodología	20
1.5.4. Organización de la Tesis	21
2. CAPÍTULO 2: Controlador TPC para motor de inducción	23
2.0.1. Ecuaciones Dinámicas	23
2.0.2. Controladores MPC Motor de Inducción	25
2.1. Conversor de tres puertos	29
2.2. Diseño del controlador	32
3. CAPÍTULO 3: Diseño Inductor Acoplado	37

3.1.	Diseño Inductor Acoplado	37
3.1.1.	Teoría de inductores acoplados	38
3.1.2.	Método K_{gfe}	43
3.1.3.	Proceso de Diseño de Inductor	46
3.1.4.	Diseño núcleo magnético	49
3.1.5.	Diseño bobinas	50
3.2.	Fabricación Inductor Acoplado	54
3.2.1.	Procedimiento de construcción inductor acoplado	54
3.2.2.	Características inductor acoplado	57
4.	CAPÍTULO 4: Caracterización Fuentes de Energía	60
4.1.	Celda de Combustible	60
4.1.1.	Características Generales	60
4.1.2.	Circuito equivalente	63
4.2.	Batería de Litio	67
4.2.1.	Características Generales	67
4.2.2.	Circuito equivalente	68
4.3.	Integración Fuentes de Energía	71
4.4.	Sistema de gestión de energía	72
5.	CAPÍTULO 5: Resultados	75
5.1.	Simulaciones	75
5.1.1.	Inductor acoplado trifásico	75
5.1.2.	Motor de inducción con modelos de fuentes reales	78
5.2.	Setup Experimental	89
5.3.	Pruebas Experimentales	91
5.3.1.	Pruebas Inductor Acoplado con carga RL	91
5.3.2.	Pruebas Motor de Inducción	93

5.3.3. Prueba Motor: Control de Corriente	95
5.3.4. Prueba Motor: Control de Velocidad	99
6. CONCLUSIONES	106
BIBLIOGRAFÍA	110
ANEXO	115
A. Siglas y variables	116
A.1. Siglas	116
A.2. Variables y Parámetros	117
B. Tablas Pruebas Motor en Vacío y Rotor Bloqueado	121
C. Acondicionamiento Sensores	122
C.1. Descripción Señales	122
C.2. Diseño Acondicionamiento	123
D. Diseño de Placas de Acondicionamiento de Señales	126
E. Instrumentación	128
E.1. Módulo IGBT	128
E.2. Variador de Frecuencia ABB ACS800-11	129
E.3. Encoder	129
E.4. Torquímetro Modelo RT2A 50 Nm	132
F. Características Láminas Acero Eléctrico	133
G. Características Cable Esmaltado	136
H. Cálculos Cable Trenzado	137
I. Cálculos Parámetros Núcleo	139

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Gráficos métricas de contaminación y reservas de petróleo	1
1.2	Clasificación Vehículos Eléctricos	2
1.3	Gráfico comparativo características baterías recargables y celdas de combustible	4
1.4	Costo de vehículos de distinto peso en función del rango de conducción . . .	5
1.5	Configuraciones HESS	9
1.6	Convertor de Tres Puertos	11
1.7	Características Convertor de Tres Puertos	13
1.8	Esquemas de Control Controladores Clásicos	15
1.9	Clasificación Controladores Predictivos por Modelo (MPC)	17
2.1	Esquemas Controladores MPC de Máquina de Inducción	27
2.2	TPC con inductor no acoplado	29
2.3	TPC con inductor acoplado	31
2.4	Esquema de Control Propuesto TPC con motor de inducción	34
3.1	Circuito magnético equivalente inductor acoplado trifásico	38
3.2	Inductor con acoplamiento inverso	39
3.3	Circuito magnético equivalente inductor acoplado trifásico	40
3.4	Diagrama de Flujo Diseño Inductor Método K_{gfe}	48

3.5	Circuitos Equivalentes Inductores Acoplados	51
3.6	Inductor Acoplado Trifásico Ideal	56
3.7	Inductor Acoplado Trifásico	57
3.8	Voltajes Inductor Acoplado: voltaje primario (celeste), voltaje secundario 1 y 2 (azul y rosado)	58
4.1	Principio de operación básico celda de combustible	61
4.2	Características Eléctricas Celda de Combustible	63
4.3	Circuito Equivalente Celda de Combustible	64
4.4	Rango de Operación Fuentes de Energía Simulación	66
4.5	Voltaje Bateria de Litio Modelo INR21700 M50	68
4.6	Circuito Equivalente Celda de Combustible	69
4.7	Mapa eficiencia FC	71
4.8	TPC con fuentes reales	72
4.9	Diagrama Lógica EMS	74
5.1	Resultados prueba con carga RL	77
5.2	Rango de Operación Fuentes de Energía Simulación	82
5.3	Potencia del convertor dentro del cuadrante de operación	83
5.4	Resultados Simulación	84
5.5	Resultados Simulación	87

5.6	Operación Celda de Combustible	88
5.7	Setup Experimental	90
5.8	Resultados prueba con carga RL	92
5.9	Prueba controlador de corriente: (a) corrientes <i>abc</i> motor; (b) corrientes <i>dq</i> motor con referencias i_d^* e i_q^* ; (c) corriente puerto DC 1; (d) corriente puerto DC 2 con referencia i_{dc2}^*	97
5.10	Zoom Fig 5.9a respuesta dinámica corrientes <i>abc</i> prueba controlador de corriente : (a) $t = 2.5s$; (b) $t = 16.5s$	98
5.11	Prueba 1 controlador de velocidad: (a) corriente <i>abc</i> motor; (b) corrientes <i>dq</i> motor con referencia i_d^* ; (c) corriente puerto DC 2 con referencia i_{dc2}^* ; (d) velocidad eje con referencia v^*	101
5.12	Zoom Fig 5.11a respuesta dinámica corrientes <i>abc</i> prueba controlador de velocidad : (a) $t = 5.05s$; (b) $t = 28.65s$	102
5.13	Prueba 2 controlador de velocidad: (a) corrientes <i>abc</i> motor; (b) corrientes <i>dq</i> motor con referencia i_d^* ; (c) corriente puerto DC 1; (d) corriente puerto DC 2 con referencia i_{dc2}^* ; (e) velocidad eje motor con referencia v^*	103
5.14	Zoom Corrientes <i>abc</i> motor Control de Velocidad 2	104
C.1	Gráficos Señales Acondicionadas	125
D.1	PCB Placa Acondicionamiento Sensores	126
D.2	Vista 3D	127
E.1	Módulo Mitsubishi PM200CL1A060 con placa PCB generador de disparos	128

F.1	Características Geométricas Láminas	133
F.2	Características Eléctricas Láminas	134

ÍNDICE DE TABLAS

3.1	Parámetros Calculados Motor de Inducción	49
3.2	Parámetros medidos Inductor Acoplado Trifásico	57
3.3	Comparación Inductores	59
4.1	Características Celdas de Combustible	62
4.2	Características Baterías de Litio	67
5.1	Parámetros Experimento Inductores Carga RL	76
5.2	Parámetros Celda de Combustible Simulación	79
5.3	Parámetros Batería de Litio Simulación	79
5.4	Parámetros Motor Inducción Simulación	80
5.5	Parámetros Simulación y Controlador	80
5.6	Etapas Simulación	83
5.7	Parámetros Simulación y Controlador	91
5.8	Magnitud corriente en inductores Prueba Inductor Carga RL	93
5.9	Parámetros Experimento Motor	94
5.10	Parámetros Experimento Motor	95
5.11	Etapas Operación Control de Corriente	96
5.12	Etapas Operación Experimento 1 Control de Velocidad	99

5.13	Etapas Operación Experimento 2 Control de Velocidad	102
B.1	Tabla Prueba de Vacio Motores	121
B.2	Tabla Prueba de Cortocircuito Motores	121

ABSTRACT

Nowadays, most fabricated electric vehicles used batteries, but they have a medium energy density, which make them uncompetitive in certain applications that have to handle big loads and/or require very high autonomy. This place can be fulfilled by fuel cell hybrid electric vehicles, which have high energy density due to its principal energy source. For this reason is important the efficient hybrid energy storage systems development that could facilitate the integration of these type of vehicles.

This thesis works up a model predictive current controller for a three port converter, which drives an induction motor, in order to study the converter applicability in fuel cell hybrid electric vehicles. Also, a coupled inductor is design for reduce the circulating ac currents magnitude of the converter.

The proposed controller is implemented in a test bench, using the coupled inductor, and the all system is simulated with energy sources mathematical models to research its performance in typical electric vehicle conditions as acceleration, deceleration and regenerative braking.

RESUMEN

Los vehículos eléctricos más fabricados en la actualidad utilizan baterías, pero estas poseen una densidad energética media, lo que los hace poco competitivos en ciertas aplicaciones que manejan grandes cargas y/o que requieren de muy alta autonomía. Este nicho puede ser ocupado por los vehículos de celda de combustible híbridos, que poseen una alta densidad energética debido a su fuente de energía principal. Por este motivo, se hace importante el desarrollo de sistemas de almacenamiento de energía híbridos eficientes que puedan facilitar la integración de este tipo de vehículos.

En esta tesis se desarrolla un controlador predictivo de corriente para un convertidor de tres puertos, el cual acciona un motor de inducción, con el objetivo de analizar la aplicabilidad de este convertidor en vehículos eléctricos de celda de combustible híbridos. Además, se diseña un inductor acoplado para el convertidor de tres puertos con el fin de reducir las corrientes AC circulantes de este.

El controlador propuesto fue implementado en un banco de pruebas, utilizando el inductor acoplado, y se simuló computacionalmente el sistema utilizando modelos de fuentes de poder reales para analizar su rendimiento en condiciones típicas de un vehículo eléctrico como aceleración, desaceleración y frenado regenerativo.

1. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, la mayor parte de los esfuerzos de la industria automotriz se han centrado en encontrar un reemplazo para los vehículos de combustión interna (IC, por sus siglas en inglés), debido principalmente al impacto ambiental que genera esta reacción y a las escasas reservas de hidrocarburos a nivel mundial. La combustión imperfecta de los combustibles fósiles en los motores genera dióxido de carbono, óxido nitroso, entre otros gases, los cuales aumentan la contaminación de las grandes ciudades y afectan directamente a la salud de las personas. Además, la mayoría de estos gases son de efecto invernadero, los que aceleran el proceso de calentamiento global. De hecho, el transporte es causante de un 27% de los gases de efecto invernadero en Estados Unidos (EPA, 2020). El gráfico de la figura 1.1b muestra la evolución histórica de la relación reservas - producción (*r/p ratio*) del petróleo, un indicador de cuántos años quedan para que se agoten las reservas de esta materia prima, y actualmente es menor a los 60 años.

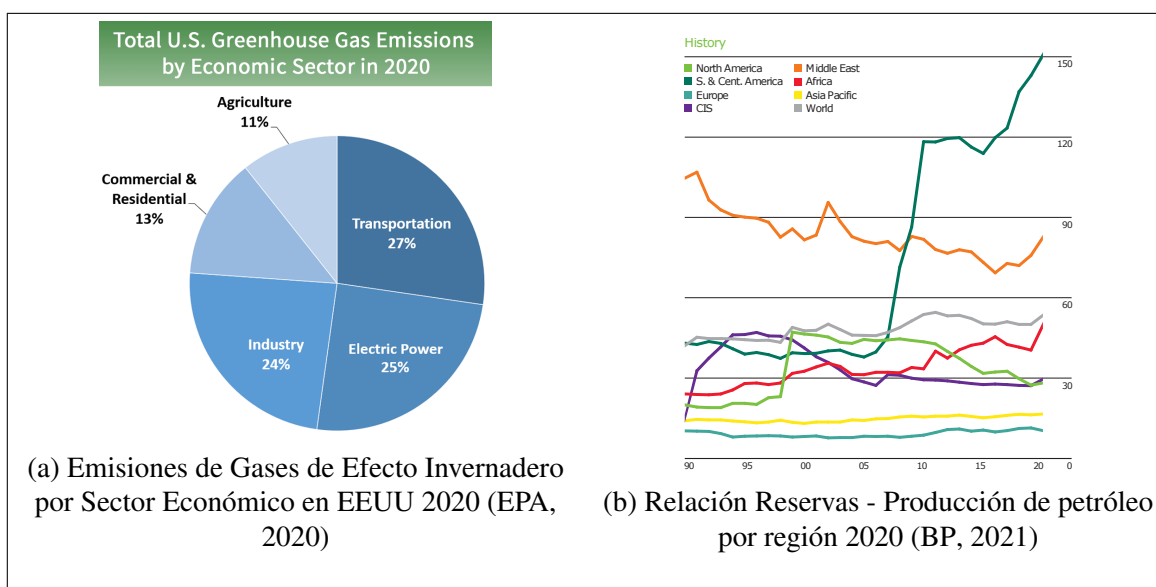


Figura 1.1. Gráficos métricas de contaminación y reservas de petróleo

Los vehículos eléctricos surgieron a finales del siglo XIX, pero su desarrollo fue decayendo después de 1910, con la llegada de la producción en serie de vehículos a combustión interna, la aparición de soluciones como el embrague, caja de cambios y motor de partida, y el auge de la extracción de petróleo, con nuevas técnicas, lo que redujo los precios y masificó la disponibilidad del recurso. Desde los años 90', la electromovilidad ha tenido un resurgimiento hasta ser considerada actualmente como la alternativa principal a los vehículos convencionales (Ehsani, Gao, Longo, & Ebrahimi, 2018). En la figura 1.2 se propone una clasificación de los distintos tipos de vehículos eléctricos (EVs) en base a su sistema de propulsión: vehículos *full*-eléctricos y vehículos híbridos; y en el caso de los primeros, se plantea una segunda clasificación considerando el tipo de almacenamiento utilizado.

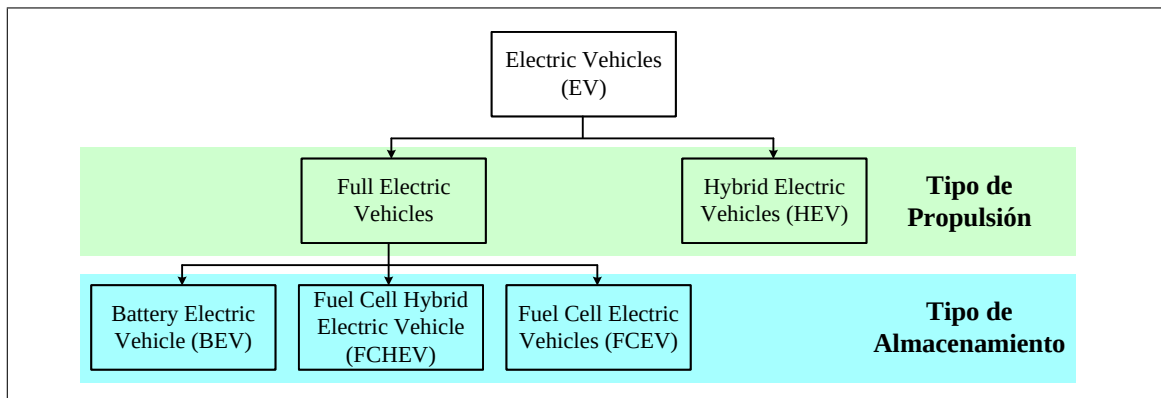


Figura 1.2. Clasificación Vehículos Eléctricos

La tecnología de almacenamiento histórica de los vehículos eléctricos desde su invención han sido las baterías. Hasta principios del siglo XXI, se utilizaban distintas tecnologías de baterías, como plomo-ácido o níquel, las que tenían características ligeramente

distintas entre sí, como en ciclaje y densidad de potencia, pero todas compartían una característica importante: baja densidad energética. Debido a esto, los EVs antiguos tenían una autonomía muy limitada, siendo incapaces de competir con los vehículos IC.

El desarrollo de la batería de litio, que posee una energía específica promedio de 250 [Wh/kg] (Liu & Meng, 2021), ha sido un punto de inflexión en la electromovilidad, y, en la actualidad, los vehículos eléctricos a batería (BEV) se posicionan como los EVs con mayor penetración de mercado y mejores perspectivas en el corto plazo. Sin embargo, este tipo de vehículo aun necesita tener un *pack* con una gran cantidad de baterías para asegurar una buena autonomía, lo que ha limitado su competitividad a vehículos de tamaño pequeño y medio, y a rangos de autonomía acotados (Cano, Banham, & Ye, 2018).

Por otro lado, la celda de combustible (FC) ha mostrado ser una opción viable para su uso en electromovilidad, en particular la tipo PEM (*proton exchange membrane*), debido principalmente a la alta energía específica, superior a los 2 [kWh/kg] (Cano et al., 2018), reduciendo el peso y el espacio que ocupa dentro de los vehículos y aumentando la autonomía total, respecto a los BEVs. Otra ventaja importante de los FCEV son los tiempos de carga, los cuales son comparables a los vehículos de combustión interna, llegando hasta los 5 minutos (ElementEnergy, 2022). En comparación, los cargadores rápidos de BEV pueden llegar a demorarse 15-20 min en completar la carga (Shahjalal et al., 2022).

Las PEM-FC tienen una baja potencia específica, por lo que poseen un tiempo de respuesta mayor, y no pueden recibir energía, al ser fuentes unidireccionales, inhabilitando la capacidad de frenado regenerativo. Debido a esto, la mayoría de los vehículos eléctricos con celda de combustible (FCEV) integran una pequeña batería auxiliar. Además, los diversos componentes que requiere este tipo de vehículo, como la celda y el tanque de hidrógeno, y la inexistencia de una economía de escala, encarecen considerablemente el

precio base. A pesar de que las FCEVs poseen ciertas desventajas, las características positivas, en particular, su alta energía específica, los convierte en una alternativa competitiva, especialmente en medios de transporte y/o carga de gran tamaño, como camiones, y en aplicaciones que requieren alta autonomía, como buses interregionales.

El gráfico de la figura 1.3 compara los principales tipos de baterías y a las celdas de combustible en categorías como energía y potencia específica, eficiencia, entre otros. La batería de ión de litio supera a las de plomo-ácido (*Pb-acid*) y a las de níquel (Ni-MH) en prácticamente todo, mientras que las baterías de litio-aire (*Li-air*) y zinc-aire (*Li-air*) aún no son tecnologías maduras. La celda de combustible posee una energía específica varias veces mayor a las baterías de litio-ión, pero posee una menor densidad de potencia y eficiencia.

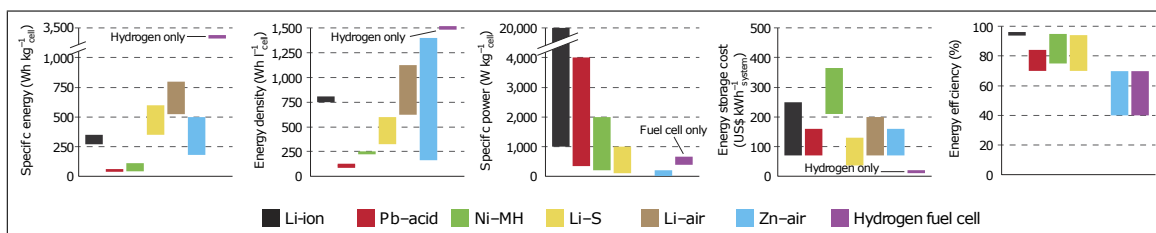


Figura 1.3. Gráfico comparativo características baterías recargables y celdas de combustible (Cano et al., 2018)

Además de los dos tipos de vehículos eléctricos mencionados, existen sistemas que utilizan más de una fuente de energía eléctrica: baterías, ultracapacitores y/o celdas de combustible. Entre las posibles combinaciones, los vehículos de celda de combustible híbridos (FCHEV o *plug-in hybrid FCEV*), que utilizan como fuente primaria una celda de combustible y como fuente secundaria principalmente baterías, son los más prometedores. Los FCHEV poseen una alta densidad energética y una alta densidad de potencia, al integrar las ventajas de los dos tipos de almacenamiento. La figura 1.4 compara los costos

de 2017 con los proyectados al 2040 de dos tipos de vehículos, uno mediano, como un auto familiar; y un semi-remolque, como un camión de un eje, según el tipo de vehículo eléctrico: BEV, FCEV o PCHEV, para distintos rangos de autonomía. Los costos de los FCHEV frente a los FCEV son menores tanto en el 2017 como en la proyección.

Los FCHEVs pueden jugar un rol importante en los próximos años. En primer lugar, son vehículos totalmente eléctricos, lo que reduce las emisiones y la dependencia de los combustibles fósiles; en segundo lugar, son vehículos que poseen un gran desempeño, al tener alta autonomía y una buena capacidad de aceleración y, finalmente, tienen un menor costo que los FCEV, e incluso en ciertos escenarios, como vehículos pesados de alta demanda energética, pueden ser más baratos que los BEV. De esta forma, es importante el desarrollo de sistemas de tracción que integren distintas fuentes de energía para ser utilizados en este tipo de vehículos.

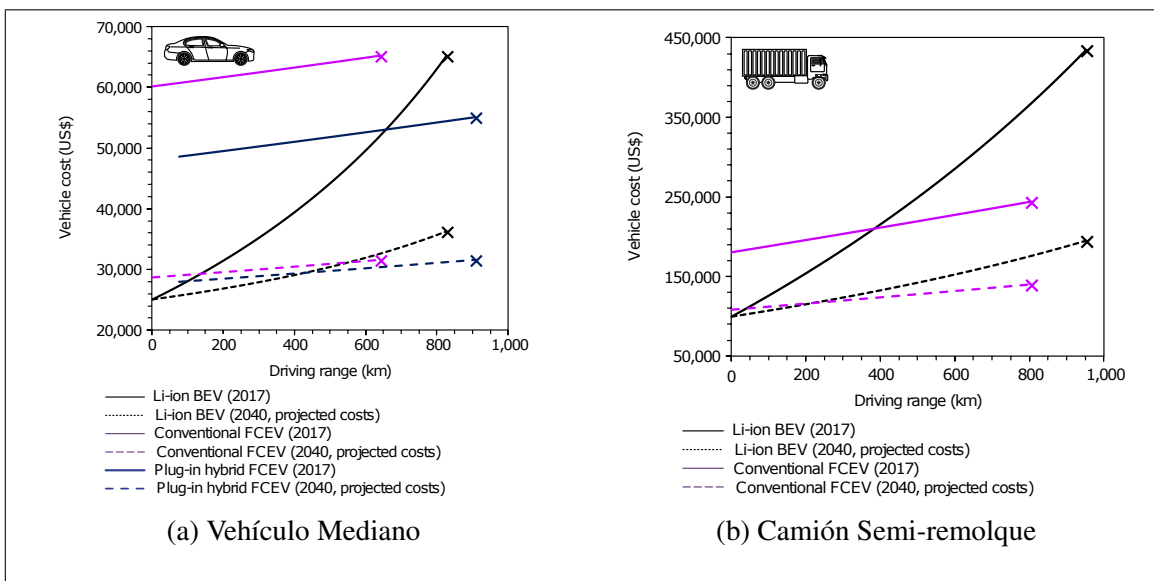


Figura 1.4. Costo de vehículos de distinto peso en función del rango de conducción (Cano et al., 2018)

La industria del hidrógeno está consolidada hace varios años, principalmente para su uso como fertilizante agrícola, pero debido al desarrollo de las celdas de combustible, la industria se ha visto exigida a aumentar drásticamente la cantidad y la calidad de producción. La producción de este se basa en la separación de la molécula de hidrógeno presente en un compuesto, y para esto existen distintos mecanismos, como el reformado de vapor o la electrólisis. El primero utiliza la reacción de hidrocarburos y agua, mientras que el segundo es un proceso en el que una molécula de agua se separa con electricidad. El hidrógeno obtenido de procesos no contaminantes o de baja emisión, como la electrólisis, reciben el nombre de hidrógeno verde (H2V) (Keçebaş & Kayfeci, 2019). El costo de producción depende del mecanismo utilizado: en el caso de la extracción desde el gas natural, el costo es entre 0.5-1.7 [USD/kg], y al incluir tecnología para reducir la emisión de CO_2 , el costo asciende a 1-2 [USD/kg]; finalmente, el costo de producción mediante electrólisis con energías renovables es de 3-8 [USD/kg] (IEA, 2021). El transporte y almacenamiento del hidrógeno también es un tema importante, ya que en estado gaseoso, la molécula es muy pequeña y puede escapar fácilmente de la mayoría de contenedores, por lo que se necesitan tecnologías especiales y reforzadas, lo que aumenta considerablemente los costos. Una alternativa es el hidrógeno líquido, pero este elemento necesita temperaturas muy bajas para mantener su estado, lo que implica un gasto energético considerable. A pesar de estos desafíos, varios países, entre ellos Chile, están empujando y promoviendo el desarrollo de esta tecnología. En el caso de Chile, se promulgó la "Estrategia Nacional de Hidrógeno Verde", política estatal a largo plazo que busca posicionar al país como líder internacional en producción y desarrollo del H2V, debido, entre otras razones, a la gran cantidad de energía solar que recibe el norte del país, la cual se puede almacenar en forma de hidrógeno (Ministerio de Energía, 2020).

1.1. Sistemas Híbridos de Almacenamiento de Energía

Los sistemas híbridos de almacenamiento de energía (HESS) son circuitos que integran convertidores DC-DC para poder manejar de forma controlada la energía de las distintas fuentes utilizadas y un inversor para accionar un motor/generador de corriente alterna. Esta investigación se centrará en fuentes híbridas que emplean baterías y celdas de combustible.

En la figura 1.7 se resume el estado del arte de las distintas configuraciones de convertidores que se utilizan para sistemas HESS alimentados con celdas de combustible y baterías:

- (a) La batería se conecta directamente a la barra DC (DC Link), mientras que el voltaje de la celda de combustible se eleva utilizando un convertidor DC-DC para conectarlo a la barra DC, desde la cual se pasa por un inversor trifásico para alimentar el motor del vehículo (Thounthong, Chunkag, Sethakul, Davat, & Hinaje, 2009), este tipo de configuración requiere un gran volumen de baterías debido al alto voltaje que deben entregar.
- (b) La celda de combustible se conecta directamente a la barra DC, y la batería está conectada a un convertidor DC-DC para elevar su voltaje (Payman, Pierfederici, & Meibody-Tabar, 2009), esta configuración permite un menor volumen de baterías en comparación al caso (a), pero, por otro lado, requiere de una pila de combustible de mayor voltaje.
- (c) Ambas fuentes son conectadas a la barra DC, lo que permite que ambas puedan tener un voltaje distinto entre sí y al voltaje de la barra (Solero, Lidozzi, & Pomilio, 2005).
- (d) Interconecta en serie las dos fuentes mediante los convertidores DC-DC, los cuales están conectados al DC-Link (Lashab et al., 2021). Tanto (c) como (d) implican

utilizar dos convertidores DC-DC, además del inversor, lo que aumenta el precio y volumen utilizado por el HESS, pero la configuración (d) reduce el voltaje al cual se ven sometidos los convertidores DC-DC, disminuyendo el estrés al que se ven sometidos los transistores.

- (e) Utiliza un convertidor DC multipuerto, el que permite obtener mayor eficiencia en comparación con los convertidores DC-DC individuales de los casos (c)-(d), aún así, se requiere de la etapa inversora, lo que limita la eficiencia total del sistema (Hannan, Hoque, Mohamed, & Ayob, 2017).
- (f) Esta figura presenta la configuración de inversores multipuerto, los cuales son convertidores que en una sola etapa pueden realizar la etapa de conversión DC-DC y DC-AC. La topología típica conecta directamente los dos puertos DC a la salida AC (Gamini Jayasinghe, Mahinda Vilathgamuwa, & Madawala, 2011; Yan, Xu, & Chen, 2019; Dorn-Gomba, Magne, Danen, & Emadi, 2018). Este tipo de convertidor reduce la cantidad de elementos pasivos, la cantidad de transistores utilizados, omite la necesidad de una barra DC adicional y aumenta la eficiencia total del sistema. La principal desventaja es el gran desafío que significa el diseño del controlador, dado que un solo convertidor debe cumplir múltiples objetivos de control, además de posibles limitaciones en su operación.

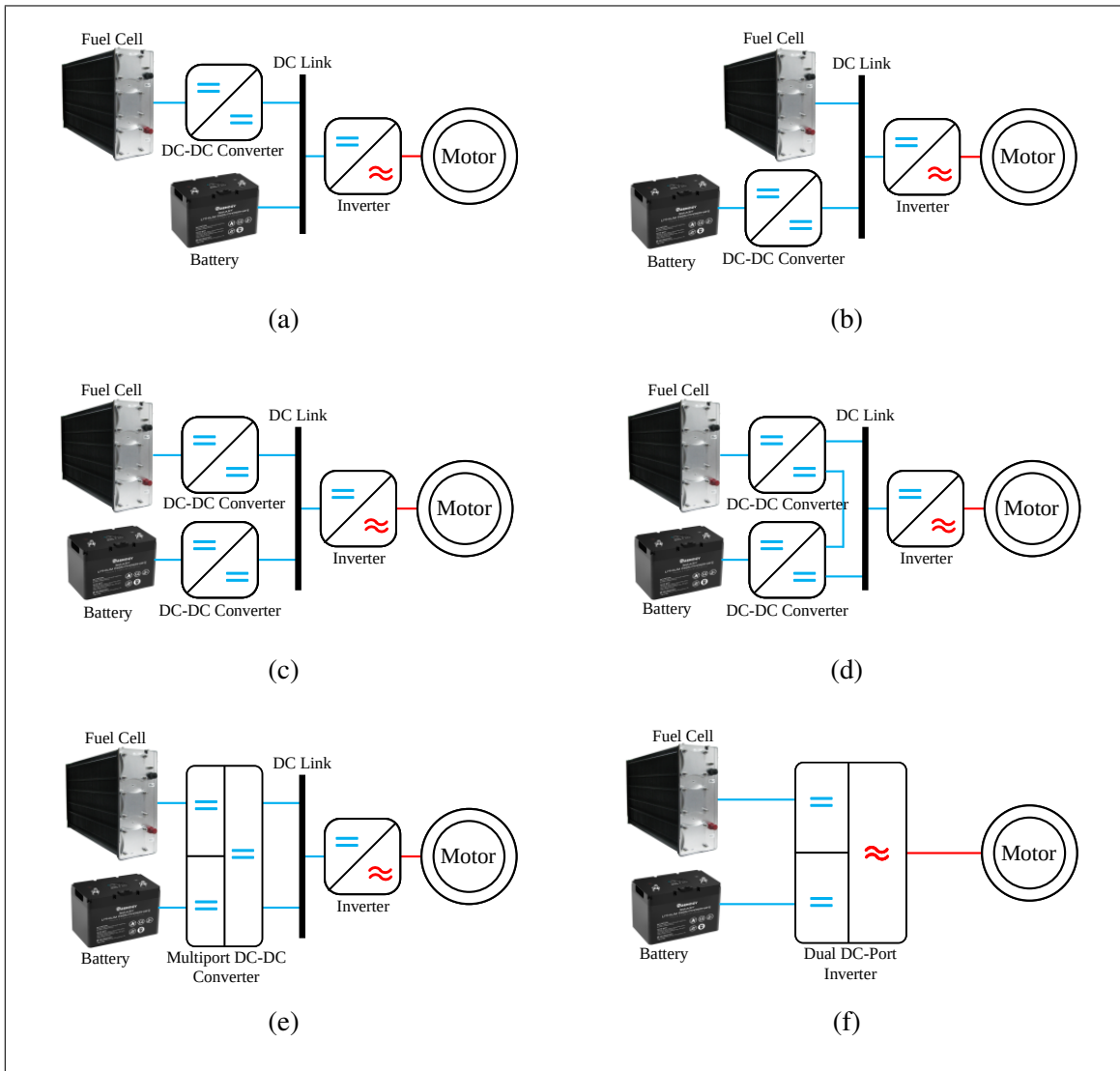


Figura 1.5. Configuraciones HESS

1.2. Conversor de Tres Puertos

El conversor utilizado en esta tesis se presenta en la figura 1.6a, el cual está dentro de la familia de inversores multipuerto, y se denominará de ahora en adelante como Conversor

de Tres Puertos (TPC, por sus siglas en inglés) (Neira, Pereda, & Rojas, 2020). Este convertor ya ha sido utilizado en otras aplicaciones, tanto en simulación como de forma experimental: como BESS conectado a la red con un capacitor en el segundo puerto de utilizado como *ripple-free* de la batería. (Neira, Pereda, & Rojas, 2020); un convertor multinivel tipo CHB, en el cual cada submodulo es un TPC con batería y capacitor (Neira, Pereda, Merlin, & Rojas, 2019); y como un inversor solar fotovoltaico NPC con baterías embebidas en el puerto 2 (Neira, Lizana, & Pereda, 2020). Sin embargo, este convertor aún no se ha utilizado en aplicaciones de motor.

El TPC es básicamente un inversor de dos o más niveles, el que puede ser de dos o tres piernas, al cual se le han agregado inductores en su punto de conexión común entre los transistores de cada pierna. Los inductores comparten un nodo común, el cual va conectado a una fuente DC secundaria, que comparte tierra con la fuente primaria. Analizando la figura 1.6c, al omitir la conexión AC se puede observar que el circuito obtenido es un convertor *buck-boost* de tres piernas con *interleaved*.

El TPC es un convertor bidireccional en todos sus puertos AC y DC, lo que permite conectar cualquier tipo de fuente DC en los puertos. En el caso del TPC de tres piernas, los inductores que se conectan a cada una de las fases generan un desfase de 120° en las corrientes que van hacia el segundo puerto, y al ser sumadas entregan una corriente DC, como indica la figura 1.7c. El puerto secundario del convertor es ideal para realizar control de corriente debido a la presencia de los inductores de filtro.

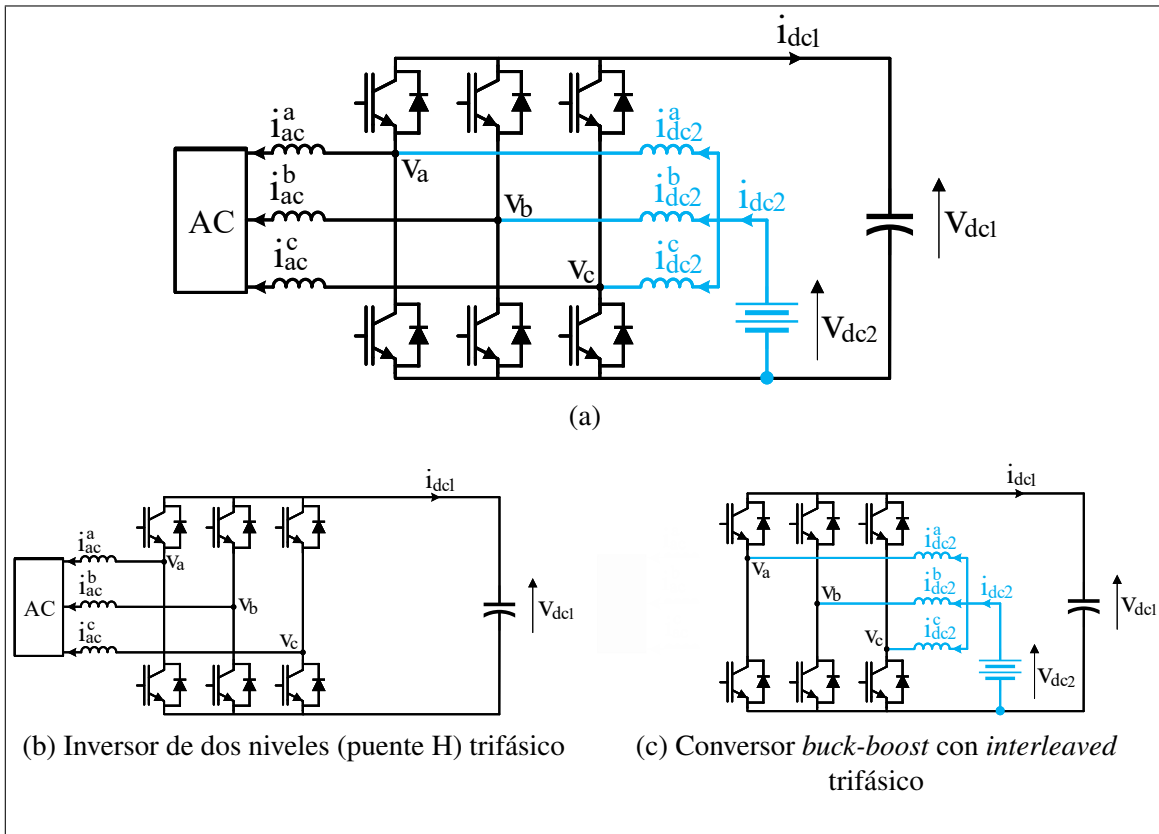


Figura 1.6. Conversor de Tres Puertos

Una de las principales ventajas de este conversor es que utiliza la misma cantidad de transistores que un inversor, lo que minimiza las pérdidas de conmutación y conducción del conversor, al mismo tiempo que reduce la posibilidad de fallas. Sin embargo, el control del conversor se vuelve más complejo debido a que los transistores deben controlar la corriente de ambos puertos al mismo tiempo, la modulación de voltaje queda restringida por la relación de voltajes de los puertos DC, y los inductores presentan corrientes circulantes alternas al estar conectados directamente al puerto AC.

En la figura 1.7b se grafica la relación entre la potencia máxima de salida y el cociente entre los voltajes del puerto secundario v_{dc2} y el primario v_{dc1} , donde se muestra que el sistema es capaz de entregar la mayor potencia cuando la relación entre estos puertos es de 2:1. Esto se explica porque en un puente H convencional el nivel DC de cada fase es $0.5v_{dc1}$, lo que permite operar ese conversor en todo el rango lineal para obtener un voltaje sinusoidal; sin embargo, en el TPC, el nivel DC de cada fase es fijado por el voltaje del puerto secundario v_{dc2} . Luego, en el caso de que el voltaje v_{dc2} sea distinto a $0.5v_{dc1}$ existe pérdida del rango lineal del voltaje de salida, como se ejemplifica en la figura 1.7a.

Por otro lado, la corriente AC circulante que deben soportar los inductores conectados al punto medio pueden alcanzar magnitudes altas, lo que obliga a utilizar inductores de un valor alto de inductancia para aumentar su impedancia y reducir las corrientes, además de tener un núcleo grande para que no saturen.

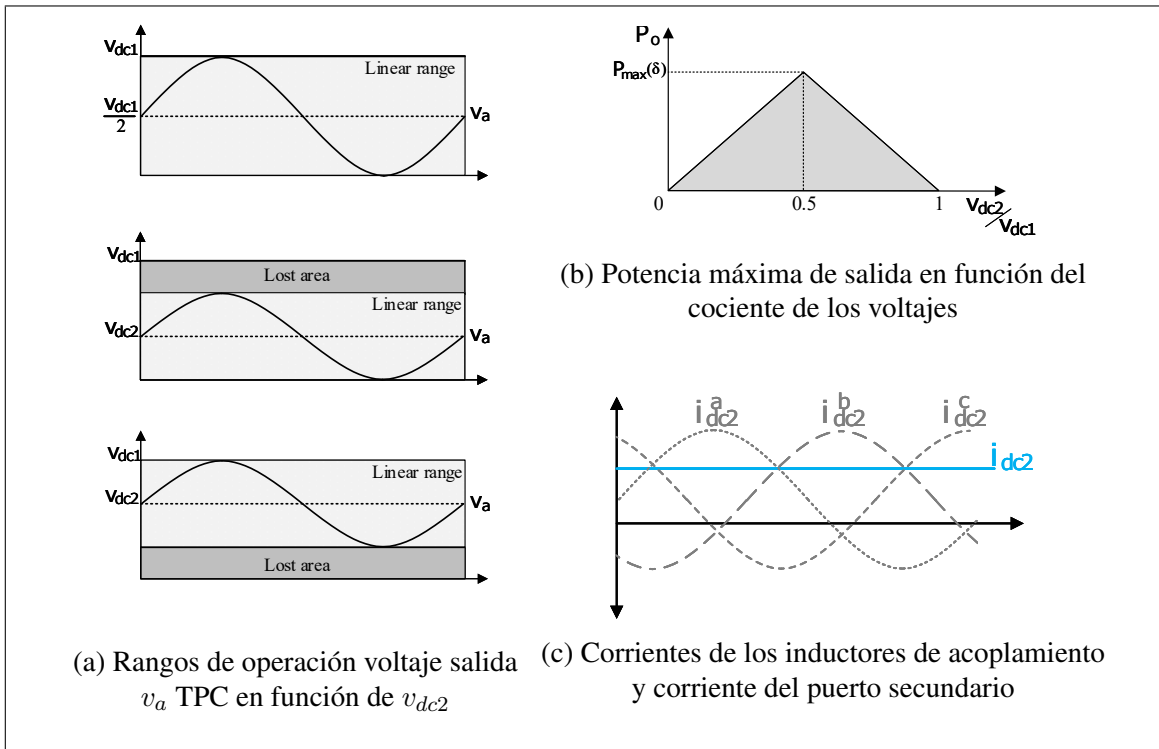


Figura 1.7. Características Conversor de Tres Puertos (Neira, Pereda, & Rojas, 2020)

1.3. Control Clásico de Motores de Inducción

Esta sección presenta brevemente los controladores clásicos de motores: *Field Oriented Control* (FOC) y *Direct Torque Control* (DTC); y luego realiza una descripción general de los controladores MPC y muestra algunas aplicaciones en motores. El capítulo 2 muestra un análisis más detallado de los controladores MPC de motores.

Los dos controladores más utilizados son FOC y DTC. El objetivo de ambos es ejercer un control desacoplado entre las variables.

- **FOC:** Fig. 1.8a. Este controlador trabaja en el sistema de referencia rotatorio dq , controlando directamente la corriente directa y en cuadratura, a través de controladores PI. Las referencias para estas corrientes se generan con controladores PI con los errores de velocidad y magnitud de flujo magnético del rotor, o utilizando el ángulo del pedal de aceleración como referencia de torque, proporcional a la corriente en cuadratura.
- **DTC:** Fig. 1.8b. El DTC es un control más simple, ya que puede trabajar en las coordenadas $\alpha\beta$, y utiliza controladores de histéresis en vez de PI. Por otro lado, no requiere parámetros del rotor, ni la posición angular ni el flujo rotórico, y el tiempo de respuesta del torque es más rápido. Sin embargo, requiere mediciones de voltaje de al menos dos de las fases, además de que genera un alto rizado de torque y corriente de frecuencia variable y puede tener error permanente en el torque.

1.4. Controladores MPC

El control predictivo por modelo (MPC) es una técnica de control avanzada de la familia del control predictivo, que ha sido implementada con éxito en aplicaciones industriales, el cual consiste en utilizar un modelo que describe el sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables hasta un horizonte de tiempo, y seleccionar aquellas acciones de control que minimicen una función de costos (C. Rodríguez & Cortés, 2012). Existen dos subcategorías principales de MPC: *Continuous Control Set* (CCS-MPC) y *Finite Control Set* (FCS-MPC).

La estrategia CCS-MPC asume una naturaleza continua del conversor, generando una señal de control continua, la que suele ser el ciclo de trabajo de los semiconductores. Esto permite que las señales de conmutación se obtengan utilizando un modulador, lo que permite tener una frecuencia de conmutación fija. Por otro lado, la estrategia FCS-MPC utiliza la naturaleza discreta de los conversores, reduciendo la complejidad del modelo, y elige directamente los estados de los semiconductores que minimizan la función objetivo, sin la necesidad de utilizar un modulador, lo que además le da una dinámica más rápida. Sin embargo, esto también provoca que tenga una frecuencia de conmutación variable, y por lo tanto un espectro de frecuencia variable. Las principales características de ambas estrategias se resumen en la figura 1.9.

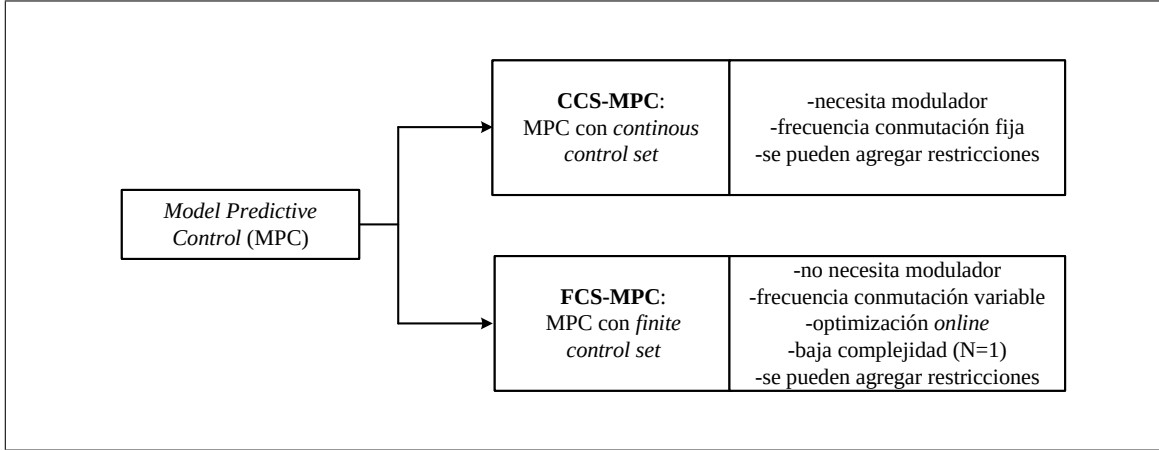


Figura 1.9. Clasificación Controladores Predictivos por Modelo (MPC)

A continuación se presenta la estructura general de un problema de optimización de control predictivo por modelo (MPC) en variables de estado utilizado en electrónica de potencia (Karamanakos & Geyer, 2020).

$$\min J = \sum_{l=k}^{k+N-1} \|\mathbf{y}^*(l+1) - \mathbf{y}(l+1)\|_Q^2 + \lambda_u \|\Delta \mathbf{u}(l)\|_2^2$$

s.a:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{d}(k)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k)$$

$$\Delta \mathbf{u} = \mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1)$$

- $\mathbf{x}(k)$: vector de estados, consiste en variables que son capaces de describir por completo la dinámica del sistema, estas pueden ser corrientes de los inductores, voltajes de los capacitores, flujos de las máquinas.

- $\mathbf{y}(k)$: variables controladas o de salida, puede ser corriente, torque electromagnético, potencia real, entre otras.
- $\mathbf{y}^*(k)$: referencias de las variables controladas.
- $\mathbf{u}(k)$: variable manipulada del sistema, que está estrechamente relacionadas con los semiconductores de los convertidores de potencia: en el caso de un CCS-MPC es el ciclo de trabajo, mientras que en un FCS-MPC es el estado discreto $\{0, 1\}$.
- $\Delta \mathbf{u}$: diferencia entre estado actual y estado anterior de un semiconductor.
- λ_u : factor de peso relación variable controlada y variable manipulada.
- N : horizonte del problema, cuando $N > 2$ se considera un problema de horizonte largo.

El primer elemento del problema es la función de costos J , la cual es definida según los objetivos de control deseados y tiene como entradas las referencias de las variables controladas, los estados futuros de éstas y las acciones de control futuras. La función de costos posee dos familias de términos: el error de las variables controladas y el esfuerzo de la acción de control, y el balance entre ambos términos es mediado por el factor de peso λ_u . El segundo elemento es el modelo del sistema, el cual posee las ecuaciones matemáticas que rigen el comportamiento del sistema, además, puede incluir restricciones de las variables.

Los controladores clásicos de control de corriente, como el *Field Oriented Control* (FOC), o el controlador de torque/potencia *Direct Torque/Power Control* (DTC,DPC) siguen siendo los más usados en la industria para el control de motores. En comparación, las estrategias que utilizan MPC en general poseen una dinámica más rápida, menores pérdidas por conmutación y una menor distorsión de corriente (J. Rodriguez et al., 2022). Debido a estas características positivas, poco a poco los controladores MPC han ido incrementado su uso.

El control MPC de motores, tanto de motor de inducción como de síncrono, se ha implementado en inversores de dos niveles y en convertidores multinivel desde hace varios años (C. Rodriguez & Cortés, 2012; Geyer, 2017). En motores síncronos controlados con FCS-MPC se están implementando métodos para integrar robustez ante fallas, controladores *sensorless*, entre otros (Li et al., 2022). Otras estrategias más avanzadas, como *Model Predictive Pulse Pattern Control* (MP^3C) han demostrado un gran rendimiento, sobretodo para accionamientos de alta potencia (J. Rodriguez et al., 2022).

1.5. Contribución de la Tesis

La contribución de la tesis es desarrollar un esquema de control para accionar un motor de inducción con el convertidor TPC, además de armar el montaje experimental del sistema completo, incluyendo un banco de pruebas para el motor de inducción y un inductor acoplado para ser utilizado en el TPC.

1.5.1. Objetivo

a) Objetivo General

El objetivo de esta tesis es implementar un sistema completo de accionamiento de un motor de inducción mediante el convertidor de tres puertos (TPC) para su uso como sistema de manejo de energía híbrido (HESS) en aplicaciones de electromovilidad.

b) Objetivos Específicos

- Diseñar un controlador predictivo multivariable que controle las corrientes directa y en cuadratura del motor y la corriente del segundo puerto.
- Construir un inductor acoplado trifásico para el convertidor de tres puertos para reducir la magnitud de las corrientes AC del segundo puerto.

- Diseñar un sistema de administración energética (EMS) que permita operar a la celda de combustible de forma eficiente.
- Implementar experimentalmente el prototipo en un banco de pruebas para validar el correcto funcionamiento del controlador de corriente.
- Emular con simulaciones el funcionamiento del sistema real alimentado con celda de combustible y baterías ante condiciones típicas en un EV como aceleración, desaceleración y frenado regenerativo.

1.5.2. Hipótesis

- *Hipótesis 1:* El conversor de tres puertos aplicado a un tren de potencia de un FCHEV permite accionar un motor eléctrico AC e interconectar una celda de combustible y un paquete de baterías en un único conversor, reduciendo los semiconductores en comparación con soluciones tradicionales y permitiendo la administración de los recursos energéticos híbridos.
- *Hipótesis 2:* Un conversor de tres puertos con inductor acoplado reduce las corrientes AC circulantes, además del peso y volumen de los inductores.

1.5.3. Metodología

En esta tesis se desarrollan dos hipótesis, por lo que se define una metodología distinta para cada una. Para la hipótesis 1 se realiza una revisión del estado del arte de los distintos esquemas de control utilizados para definir un controlador, el cual se simula en programas especializados: PLECS y Matlab, y finalmente se realiza la implementación física en un banco de pruebas. Las pruebas experimentales a realizar son:

- Operación en régimen permanente en punto de operación fijo.
- Operación bajo cambios en escalón de las referencias de corriente.

- Control de velocidad.

En las pruebas se analizarán las corrientes del motor, del puerto 1 y del puerto 2, además de la velocidad para el tercer experimento.

Para la hipótesis 2: primero se simula el sistema utilizando inductores no acoplados y acoplados, con el fin de definir variables de diseño del inductor acoplado, después se realiza el diseño del inductor, se compran los componentes y se realiza su fabricación. Luego, se procede a comparar experimentalmente ambos tipos de inductor con carga RL, analizando la magnitud de las corrientes en cada caso, en el mismo punto de operación. También se comparan el peso y volumen de cada arreglo.

1.5.4. Organización de la Tesis

En el **Capítulo 2** se modela el sistema y se propone el controlador predictivo a utilizar para el control del conversor de tres puertos con motor de inducción. En el **Capítulo 3** se diseña el inductor acoplado trifásico, y se detalla el proceso de fabricación de este. En el **Capítulo 4** se analizan las principales características de las dos fuentes energéticas a utilizar: baterías y celdas de combustible, y se discute la integración de estas al conversor.

En el **Capítulo 5** se muestran los resultados de la tesis, tanto de simulación, que emula un vehículo real alimentado con baterías y celda de combustible, como los experimentales, obtenidos con el controlador predictivo propuesto, en un ambiente controlado, utilizando un banco de pruebas con un motor de inducción y alimentado con fuentes de voltaje, realizando pruebas de control de corriente y de velocidad. En el **Capítulo 6** se presentan las conclusiones y se analiza el trabajo futuro. En los **Anexos** se muestran detalles de implementación, simbología, nomenclatura. En **Anexo A** se enlistan todas las siglas y variables utilizadas. En **Anexo B** se presenta la tabla con los resultados experimentales de las pruebas de rotor bloqueado y en vacío de ambos motores de inducción. En Anexo

C se explica el diseño del acondicionamiento de los distintos sensores. En **Anexo D** se muestran los diseños de las placas de acondicionamiento. En **Anexo E** se presenta la instrumentación utilizada en el *setup* experimental. En **Anexo F** están los gráficos con las características del acero eléctrico utilizado para el núcleo. En **Anexo G** está la tabla con las características del cable esmaltado utilizado. Finalmente, **Anexo H** y **Anexo I** tienen el detalle de los cálculos para el cable trenzado y el núcleo laminado.

2. CONTROLADOR TPC PARA MOTOR DE INDUCCIÓN

Este capítulo analiza y desarrolla las principales ecuaciones que describen el sistema, para su posterior implementación en un controlador predictivo tipo FCS-MPC. La primera sección analiza las ecuaciones del motor de inducción y los esquemas de control clásicos utilizados en control predictivo; la segunda sección presenta las ecuaciones del conversor de tres puertos (TPC) y realiza la deducción matemática utilizando un inductor acoplado trifásico conectado al puerto 2; finalmente, la tercera sección explica el esquema de control propuesto para el conversor de tres puertos conectado al motor de inducción, mediante las ecuaciones planteadas en las secciones 1 y 2.

2.0.1. Ecuaciones Dinámicas

A continuación, se plantean las ecuaciones dinámicas de un motor jaula de ardilla, las que relacionan el voltaje con la corriente y el flujo. En este tipo de motor, los voltajes del rotor son cero, dado que al ser jaula de ardilla, las bobinas del rotor están cortocircuitadas. En primer lugar se plantean las ecuaciones del estator y del rotor fijas, referidas a su propio sistema inercial, en formato vectorial, obteniendo un total de seis ecuaciones.

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (\text{estator}) \quad (2.1)$$

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\psi_r}{dt} \quad (\text{rotor}) \quad (2.2)$$

Por otro lado, las ecuaciones de flujo son:

$$\psi_s = L_s i_s + L_{sr} i_r e^{j\theta} \quad (2.3)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_{rs} i_s e^{-j\theta} \quad (2.4)$$

Las transformadas de Clarke y Park son matrices de cambio de coordenadas que convierten de coordenadas naturales abc al espacio $\alpha\beta$ y dq , en estos espacios vectoriales se tiene un sistema de referencia rotatorio común.

Se definen algunas constantes de la máquina:

$$k_s = \frac{L_m}{L_s} \quad (2.5)$$

$$k_r = \frac{L_m}{L_r} \quad (2.6)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.7)$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (2.8)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.9)$$

$$\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{(R_s + R_r k_r^2)} = \frac{L_\sigma}{R_\sigma} \quad (2.10)$$

Los términos (2.5)-(2.6) son el factor de acoplamiento del devanado del estator y del rotor, respectivamente, (2.7) es el coeficiente de dispersión total de la máquina y (2.8)-(2.9) son las constantes de tiempo del estator y del rotor respectivamente.

Las ecuaciones de corriente y flujo en las coordenadas dq son:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.11)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \quad (2.12)$$

$$0 = \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} - \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.13)$$

$$0 = -\frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} \quad (2.14)$$

En este sistema de coordenadas sincrónico aparecen las expresiones ω_s y ω_r , que corresponden a la velocidad del campo magnético estatórico y rotórico, respectivamente. La relación entre ambas velocidades está dado por:

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad (2.15)$$

donde ω es la velocidad de rotación de la máquina. Además, se puede definir el deslizamiento de la máquina:

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (2.16)$$

La expresión para el torque electromagnético generado por el motor está dada por (2.17), donde p es la cantidad de pares de polos del motor. Ambas expresiones presentadas son equivalentes.

$$T_e = \frac{3}{2}p\psi_s \times i_s = \frac{3}{2}p\psi_r \times i_r \quad (2.17)$$

La ecuación mecánica que relaciona el torque electromagnético T_e generado por el motor con el torque de la carga es T_L es (2.18).

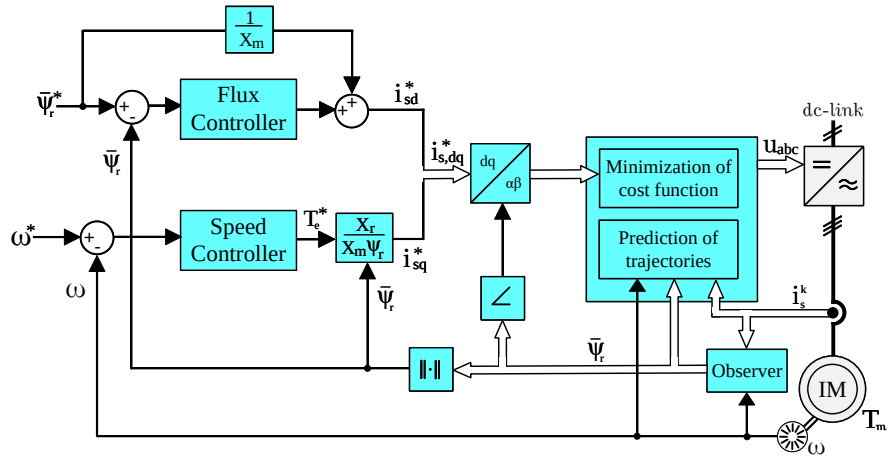
$$T_e = J \frac{\partial \omega}{\partial t} + B\omega + T_L \quad (2.18)$$

donde J representa el momento de inercia del eje, incluyendo la carga y la máquina de inducción, ω es la velocidad rotacional del eje y B es el coeficiente de fricción viscosa del entorno en el que gira el eje.

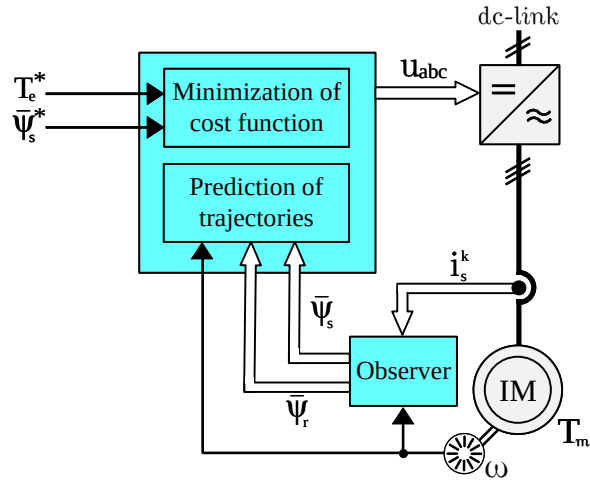
2.0.2. Controladores MPC Motor de Inducción

Los controladores de motor de inducción con estrategias MPC utilizan directamente las ecuaciones de la máquina para predecir el estado futuro de las variables a controlar.

La figura 2.1 muestra los diagramas de dos tipos de controladores MPC utilizados en el motor de inducción: corriente y torque (Geyer, 2017). El MPC de corriente (ver figura 2.1a) utiliza controladores externos para generar la referencia de las corrientes $i_{s,dq}$, de forma similar al controlador FOC clásico, y utiliza el *set* de ecuaciones de la máquina de inducción para predecir los estados futuros del sistema.



(a) Control Predictivo de Corriente (MPCC)



(b) Control Predictivo de Torque (MPTC)

Figura 2.1. Esquemas Controladores MPC de Máquina de Inducción (Geyer, 2017)

En el controlador MPC de corriente (MPCC), se suelen utilizar las variables expresadas en las coordenadas dq . La función de costo para el control de las corrientes es:

$$J = \lambda_d \left(i_{sd}^*(k+1) - i_{sd}(k+1) \right)^2 + \lambda_q \left(i_{sq}^* - i_{sq}(k+1) \right)^2 + \lambda_u |\Delta u(k)| \quad (2.19)$$

Para obtener las expresiones de las corrientes futuras se despejan las derivadas de las corrientes y flujos de las ecuaciones (2.11)-(2.14). El conjunto de ecuaciones obtenido es:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{sd} - \omega_s i_{sq} + \frac{k_r}{L_\sigma \tau_r} \psi_{rd} - \frac{k_r}{L_\sigma} \omega_r \psi_{rq} + \frac{1}{L_\sigma} v_d \quad (2.20)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \omega_s i_{sd} - \frac{1}{\tau_\sigma} i_{sq} + \frac{k_r}{L_\sigma} \omega_r \psi_{rd} + \frac{k_r}{L_\sigma \tau_r} \psi_{rq} + \frac{1}{L_\sigma} v_q \quad (2.21)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} \quad (2.22)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rq} \quad (2.23)$$

En base a (2.17), el torque es:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.24)$$

En el caso del control de torque (MPTC), (ver figura 2.1b), las referencias se entregan directamente como torque y magnitud de flujo. La función de costos típica se expresa en (2.25).

$$J = (T^*(k+1) - T(k+1)) + \lambda_\psi (\psi_s^*(k+1) - \psi_s(k+1)) \quad (2.25)$$

A diferencia del DTC tradicional, el MPC sólo requiere las mediciones de corriente y torque del sistema, no las de voltaje, lo que reduce la cantidad de sensores. Este controlador posee un menor rizado de torque, en comparación con el MPCC, además de poder integrar directamente restricciones de torque, por lo que se prefiere cuando se necesita un control fino de la carga.

2.1. Conversor de tres puertos

En esta sección se deducirán las ecuaciones matemáticas del conversor TPC. En primer lugar, se realizará el análisis considerando la topología estándar del conversor, la cual no utiliza inductores acoplados, como se presenta en la figura 2.2.

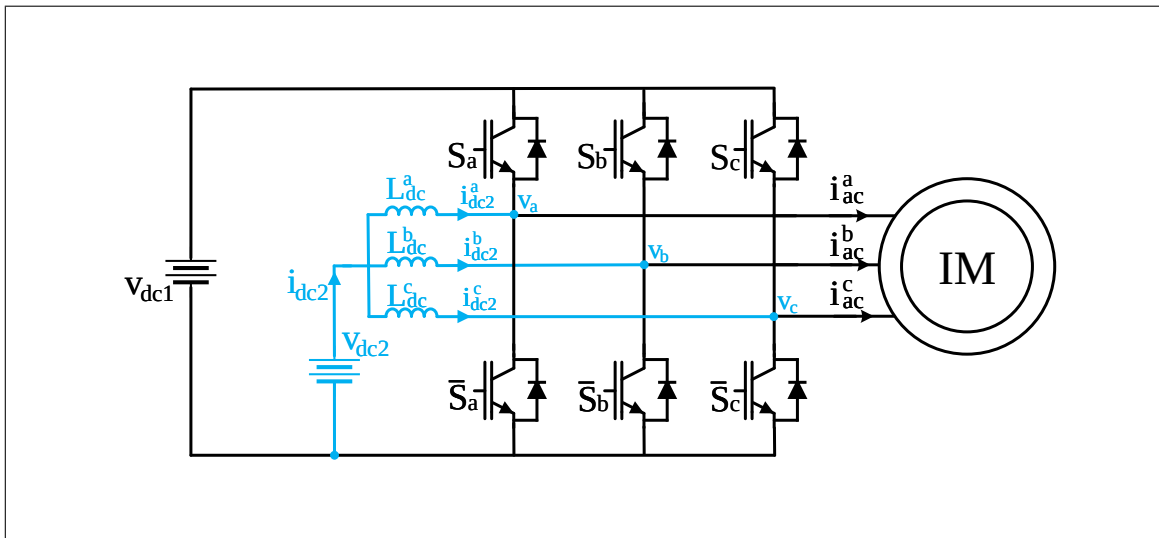


Figura 2.2. TPC con inductor no acoplado

En (2.26) se plantean las ecuaciones de las tres mallas conformadas por el voltaje v_{dc2} , los inductores L_{dc} y los voltajes en las piernas v_k , además, se considera la resistencia

parásita r_{dc} en serie con el inductor.

$$v_{dc2} - L_{dc}^j \frac{di_{dc2}^j}{dt} - r_{dc} i_{dc2}^j - v_j = 0, \quad j = \{a, b, c\} \quad (2.26)$$

Por ley de nodos, la suma de la corriente de los inductores conforman la corriente total del segundo puerto dc:

$$i_{dc2} = \sum i_{dc2}^j, \quad j = \{a, b, c\} \quad (2.27)$$

Los inductores por cada fase se asumen iguales entre sí, entonces $L_{dc}^k = L_{dc}$. Por otro lado, al sumar las ecuaciones de las tres mallas (2.26), y reemplazando la corriente total del segundo puerto (2.26) :

$$3v_{dc2} - L_{dc} \frac{d}{dt} \underbrace{(i_{dc2}^a + i_{dc2}^b + i_{dc2}^c)}_{i_{dc2}} - r_{dc} \underbrace{(i_{dc2}^a + i_{dc2}^b + i_{dc2}^c)}_{i_{dc2}} - (v_a + v_b + v_c) = 0 \quad (2.28)$$

Reordenando los términos, se obtiene la expresión para la derivada de la corriente del puerto secundario del TPC trifásico:

$$\frac{di_{dc2}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} \left(3v_{dc2} - (v_a + v_b + v_c) \right) - \frac{r_{dc}}{L_{dc}} i_{dc2} \quad (2.29)$$

Utilizando el mismo procedimiento, se procede a deducir las ecuaciones para el TPC, pero reemplazando los inductores por un inductor acoplado trifásico (CI), en serie con un inductor de filtro (L_{DM}), como el de la figura 2.3.

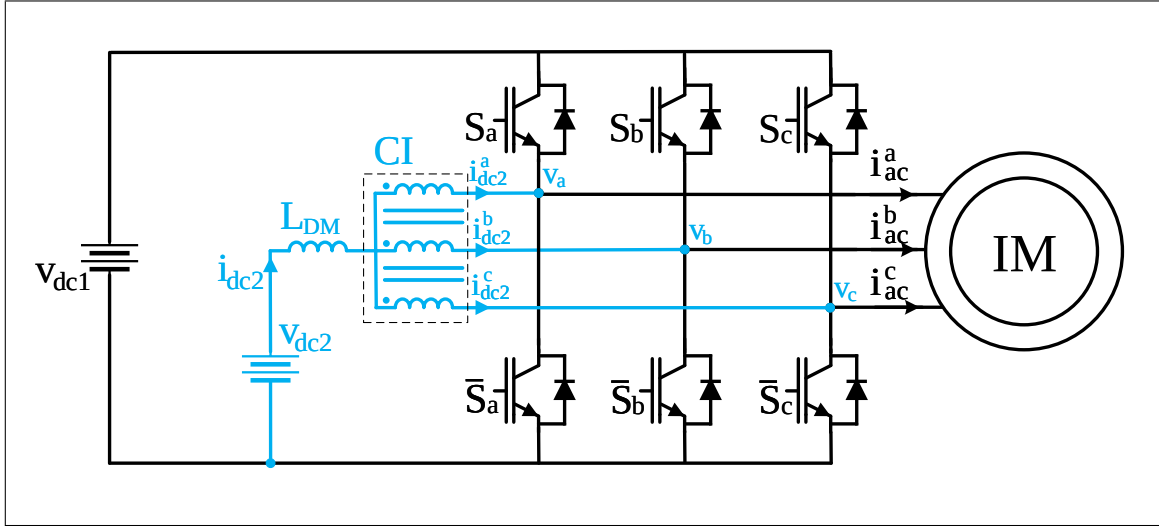


Figura 2.3. TPC con inductor acoplado

En un inductor acoplado trifásico, sus términos se pueden expresar con la siguiente matriz:

$$L_{CI} = L \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\kappa_{12}}{2} & -\frac{\kappa_{13}}{2} \\ -\frac{\kappa_{21}}{2} & 1 & -\frac{\kappa_{23}}{2} \\ -\frac{\kappa_{31}}{2} & -\frac{\kappa_{32}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

donde κ_{ij} corresponde al factor de acoplamiento entre la fase i y la fase j . El máximo acoplamiento de una fase con otra es de 0.5, mientras que los términos de la diagonal son unitarios debido a que representa la inductancia propia. La expresión (2.30) es válida sólo para un inductor acoplado en configuración inversa.

En base a las ecuación (2.26) se deduce la expresión matricial para el sistema:

$$\begin{bmatrix} v_{dc2} \\ v_{dc2} \\ v_{dc2} \end{bmatrix} - L_{DM} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dc2} \\ i_{dc2} \\ i_{dc2} \end{bmatrix} - L_{CI} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dc2}^a \\ i_{dc2}^b \\ i_{dc2}^c \end{bmatrix} - r_{dc} \begin{bmatrix} i_{dc2}^a \\ i_{dc2}^b \\ i_{dc2}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Nuevamente, se suman las tres ecuaciones y se reagrupan, considerando (2.27), y asumiendo que las fases poseen el mismo factor de acoplamiento entre si:

$$3v_{dc2} - \left(3L_{DM} + \underbrace{L(1-\kappa)}_M \right) \frac{di_{dc2}}{dt} - r_{dc}i_{dc2} - (v_a + v_b + v_c) = 0 \quad (2.32)$$

Considerando la nueva inductancia $L_{dc} = 3L_{DM} + M$, despejamos la derivada de la corriente del puerto dos, obteniendo:

$$\frac{di_{dc2}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} \left(3v_{dc2} - (v_a + v_b + v_c) \right) - \frac{r_{dc2}}{L_{dc}} i_{dc} \quad (2.33)$$

Notamos que las ecuaciones (2.29) y (2.33) son equivalentes, sólo cambia la expresión de la inductancia L_{dc} , como era lo esperable.

2.2. Diseño del controlador

Una vez planteadas las ecuaciones del motor de inducción y la ecuación para el control del segundo puerto DC, se propone el esquema de control a utilizar. Analizando los controladores MPC de corriente y torque, la integración matemática del convertor de tres puertos al primer tipo de controlador pareciera ser más natural, ya que implica agregar un término de corriente más a la función de costos y mantiene las variables desacopladas entre sí.

El esquema de control propuesto se presenta en la figura 2.4, el cual está basado en el esquema de un controlador MPCC, y se utiliza una estrategia de FCS-MPC. La referencia de la corriente i_{dc2} se genera con un controlador externo, el que se discute en el Capítulo 4. Las referencias de corriente directa y en cuadratura se generan mediante controladores PI, la corriente directa utiliza el error de la magnitud del flujo del estator mientras que la corriente en cuadratura utiliza el error de velocidad. La referencia de corriente directa se puede establecer directamente, sin el error de flujo, en el caso de operar bajo velocidad nominal, pero a mayor velocidad se requiere el lazo externo para poder ejercer debilitamiento de campo (*field weakening*).

El sistema implementado mide cinco variables: dos corrientes estatóricas, la corriente DC del puerto 2, la velocidad y el torque del eje mecánico. La tercera corriente estatórica se deduce de las otras dos, asumiendo corrientes balanceadas. Las corrientes del estator permiten estimar el flujo rotórico, mediante un observador, utilizando las ecuaciones de flujo del motor de inducción (2.22)-(2.23). Mediante los flujos estimados se predicen las corrientes futuras del estator (2.20)-(2.21). Por otro lado, la corriente del puerto 2 se predice con la ecuación (2.33).

Las referencias y las estimaciones de corriente futuras llegan al bloque de la función de costos, el cual analiza los posibles estados del convertidor y selecciona el estado de cada uno los semiconductores u_{abc} en función de minimizar esta función.

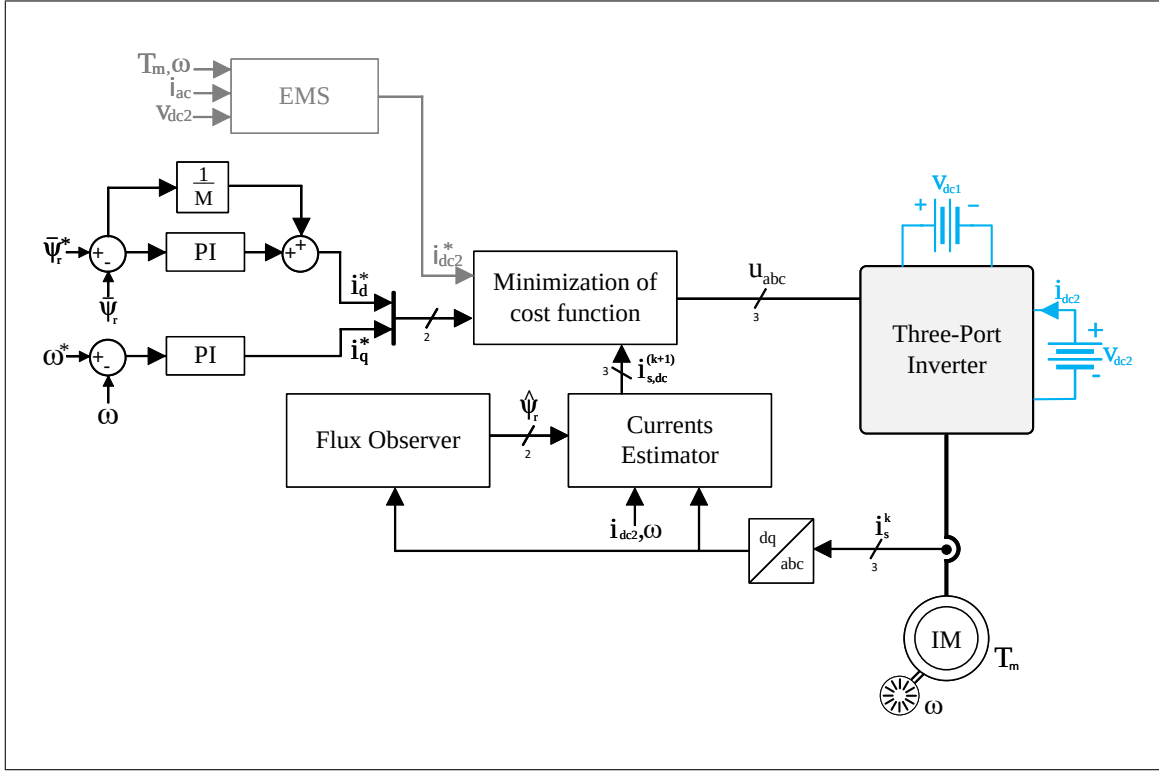


Figura 2.4. Esquema de Control Propuesto TPC con motor de inducción

La función de costos del sistema del controlador se expresa en (2.34). Esta penaliza el error entre la predicción y la referencia de las tres variables controladas i_d, i_q e i_{dc2} , y cada error es ponderado por su respectivo peso.

$$J = \lambda_d \left(i_{sd}(k+1) - i_{sd}^* \right)^2 + \lambda_q \left(i_{sq}(k+1) - i_{sq}^* \right)^2 + \lambda_{dc2} \left(i_{dc2}(k+1) - i_{dc2}^* \right)^2 \quad (2.34)$$

El sistema tiene ocho posibles estados, ya que se utiliza un TPC con un inversor de dos niveles. Los estados se resumen en la tabla 2.1.

Tabla 2.1. *Set* de estados finitos FCS-MPC

Estado	S_a	S_b	S_c
1	0	0	0
2	0	0	1
3	0	1	0
4	0	1	1
5	1	0	0
6	1	0	1
7	1	1	0
8	1	1	1

Las ecuaciones (2.20) (2.21) (2.22) (2.23) (2.33) constituyen todas las ecuaciones necesarias para el control del sistema. En resumen:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{1}{\tau_\sigma}i_{sd} - \omega_e i_{sq} + \frac{k_r}{L_\sigma \tau_r} \psi_{rd} - \frac{k_r}{L_\sigma} \omega_r \psi_{rq} + \frac{1}{L_\sigma} v_d \\
 \frac{di_{sq}}{dt} &= \omega_e i_{sd} - \frac{1}{\tau_\sigma} i_{sq} + \frac{k_r}{L_\sigma} \omega_r \psi_{rd} + \frac{k_r}{L_\sigma \tau_r} \psi_{rq} + \frac{1}{L_\sigma} v_q \\
 \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq} \\
 \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rq} \\
 \frac{di_{dc2}}{dt} &= -\frac{R_{dc}}{L_{dc}} i_{dc2} + \frac{1}{L_{dc}} (3v_{dc2} - (v_a + v_b + v_c))
 \end{aligned}$$

Además, (2.18) (2.24) complementan las ecuaciones de torque del sistema.

A continuación, se representa el sistema en variables de estado. En las variables controladas se consideran las corrientes y los flujos $x = [i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{rd} \ \psi_{rq} \ i_{dc2}]$, y en las

variables manipuladas, los voltajes en abc $u = [v_a \ v_b \ v_c]$. Para expresar todos los voltajes en coordenadas naturales, se utiliza la transformada de Clarke-Park inversa :

$$v_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} v_{dq} \quad (2.35)$$

El sistema en variables de estado es:

$$x(k+1) = \mathbf{A}x(k) + \mathbf{B}u(k) + \mathbf{d}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\omega_e & \frac{k_r}{L_m \tau_r} & -\frac{k_r}{L_m} \omega_r & 0 \\ \omega_e & -\frac{1}{\tau_\sigma} & \frac{k_r}{L_m} \omega_r & \frac{k_r}{L_m \tau_r} & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -(\omega_s - \omega_r) & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & (\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{dc}}{L_{dc}} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \frac{v_{dc1}}{L_\sigma} \cos(\theta) & \frac{2}{3} \frac{v_{dc1}}{L_\sigma} \left(-\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta\right) & \frac{2}{3} \frac{v_{dc1}}{L_\sigma} \left(-\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta\right) \\ -\frac{2}{3} \frac{v_{dc1}}{L_\sigma} \sin(\theta) & \frac{2}{3} \frac{v_{dc1}}{L_\sigma} \left(\frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta\right) & \frac{2}{3} \frac{v_{dc1}}{L_\sigma} \left(\frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta\right) \\ -\frac{1}{L_{dc}} & -\frac{1}{L_{dc}} & -\frac{1}{L_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{3v_{dc2}}{L_{dc}} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Finalmente, se discretiza el sistema utilizando la aproximación de Euler:

$$x(k+1) = \underbrace{\left(I + T_s \cdot A\right)}_{A_d} x(k) + \underbrace{T_s \cdot \left(Bu(k)\right)}_{B_d} + T_s \cdot d$$

3. DISEÑO INDUCTOR ACOPLADO

El capítulo se divide en dos secciones: en la primera se realiza el diseño teórico del inductor acoplado, analizando las características del inductor acoplado en base a las ecuaciones de corriente y flujo, se plantean las ecuaciones teóricas de diseño y se analizan los materiales y el procedimiento de armado tanto del núcleo como del cable para el bobinado; mientras en la segunda, se explica el proceso de fabricación del dispositivo, se tabulan los parámetros obtenidos y se muestran las pruebas realizadas para la validación inicial del diseño.

3.1. Diseño Inductor Acoplado

El diseño de inductores es un proceso complejo, debido a la gran cantidad de parámetros y variables al momento de considerar su fabricación: inductancia deseada, frecuencia de operación, corriente nominal, campo magnético máximo de saturación, potencia máxima de pérdida, tamaño y peso. Además, a diferencia de los transformadores, un inductor tiene otra variable de diseño, el entrehierro, el cual puede modificar de forma significativa las variables anteriormente mencionadas. Otro desafío importante consiste en el armado del inductor, dado que el tipo de núcleo y las láminas para armarlo son de tamaño y peso estándar en el mercado, por lo que el diseño se debe adaptar a estas opciones limitadas.

Debido a esto, se han formulado distintos métodos iterativos para la fabricación de inductores, donde la diferencia radica en el tipo de aplicación del inductor: filtro de alta frecuencia, filtro de baja frecuencia y almacenamiento de energía (dc-dc); y en la variable de diseño que cada método considera más importante, variable que se suele fijar en un valor y en torno a la cual se calcula el resto de las variables. Entre los distintos métodos de diseño de inductores, se decidió utilizar el denominado *método factor de núcleo* K_{gfe} (Erikson & Maksimovic, 2020), ya que al tener como variable eje las pérdidas del núcleo,

permite minimizar el tamaño y el peso del inductor, variables de suma importancia en aplicaciones de electromovilidad.

La metodología utilizada consistió en obtener una primera aproximación de los parámetros constructivos del inductor utilizando el método K_{gfe} , luego se seleccionaron los componentes disponibles más cercanos a los valores obtenidos. Considerando estos nuevos parámetros constructivos, se repitieron los cálculos para corroborar que se obtuviera la inductancia deseada y que el núcleo no saturara. Una vez diseñado, se compraron los materiales y se realizó la construcción y armado del inductor trifásico, y finalmente se compararon los valores experimentales con los teóricos, con el fin de validar el proceso realizado.

3.1.1. Teoría de inductores acoplados

En la figura 3.1 se aprecia el circuito magnético equivalente del inductor acoplado trifásico, donde $\mathfrak{R}_{ci}$ y $\mathfrak{R}_{ei}$ son la reluctancia del fierro y del entrehierro del brazo i , respectivamente.

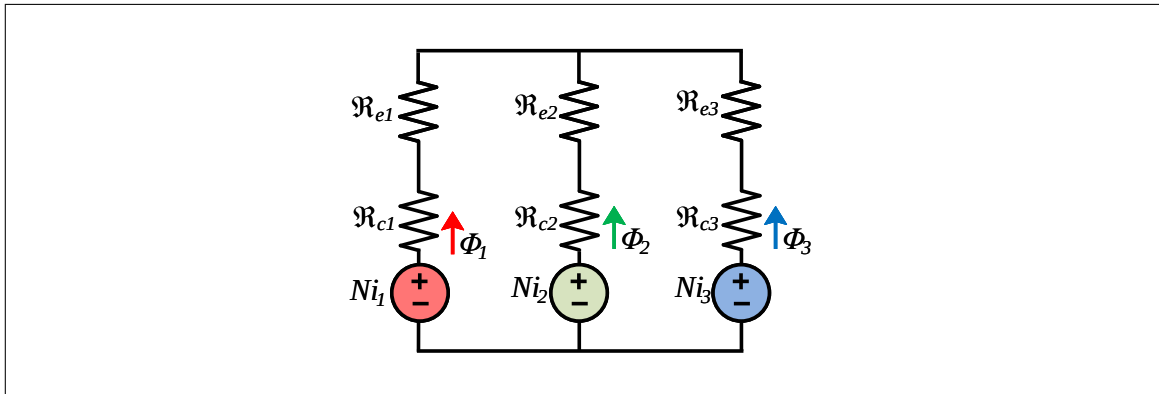


Figura 3.1. Circuito magnético equivalente inductor acoplado trifásico

Es necesario entender que la polaridad de la fuente de voltaje equivalente del circuito magnético depende del sentido de enrollado de la bobina, por la regla de la mano derecha (Ley de Ampere), lo que determina la dirección del flujo generado. Cuando todas las bobinas estén enrolladas en el mismo sentido, es decir, que todas generen el flujo en la misma dirección, se denomina como un inductor con *acoplamiento inverso* (figura 3.5a). En el caso de un inductor acoplado con una cantidad de fases o brazos par, se podría bobinar una mitad en un sentido y la otra mitad en el sentido contrario, lo que se conoce como *acoplamiento alternado*. Algún otro tipo de orientación arbitraria de las bobinas no tiene un sentido práctico. En este análisis se considerará un inductor inversamente acoplado.

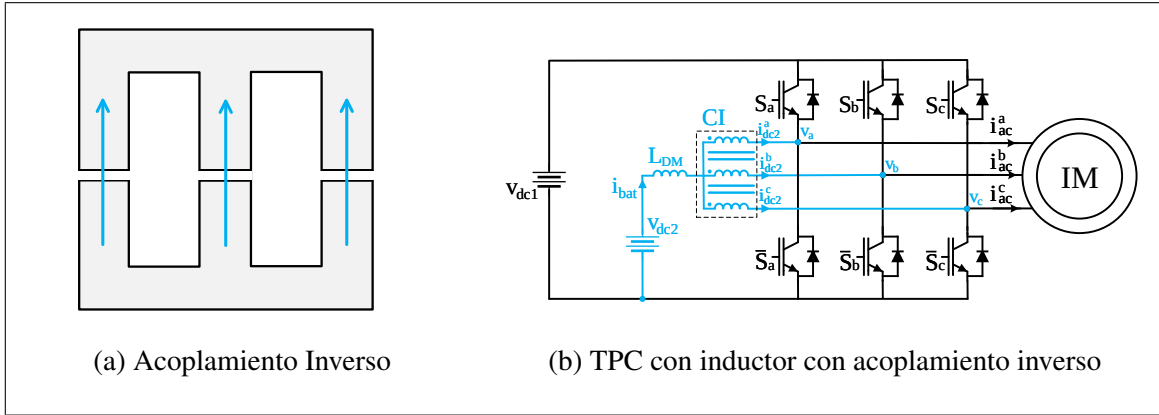


Figura 3.2. Inductor con acoplamiento inverso

Para simplificar el análisis del circuito magnético del inductor acoplado trifásico, se realizarán tres supuestos:

- (i) Las reluctancias del fierro son iguales para las tres fases

$$\mathfrak{R}_{c1} = \mathfrak{R}_{c2} = \mathfrak{R}_{c3} = \mathfrak{R}_c.$$

(ii) Las reluctancias del entrehierro son iguales para las tres fases

$$\mathfrak{R}_{e1} = \mathfrak{R}_{e2} = \mathfrak{R}_{e3} = \mathfrak{R}_e.$$

(iii) La reluctancia del entrehierro es mucho mayor a la reluctancia del fierro

$$\mathfrak{R}_e \gg \mathfrak{R}_c$$

El supuesto (i) es el menos correcto de los tres, debido a que la mayoría de los núcleos de inductores trifásicos tienen una geometría tal que la fase de al medio tiene menor camino magnético que las fases laterales, por lo que su reluctancia tiende a ser menor. El supuesto (ii) depende de cómo se genere el entrehierro en el núcleo. Finalmente, el supuesto (iii) en general siempre se cumple, ya que la permeabilidad magnética relativa de los materiales ferromagnéticos es cientos o miles de veces mayor a la permeabilidad del vacío.

Al igual que en los circuitos eléctricos, en los circuitos magnéticos es válido utilizar el principio de superposición. De esta forma, para determinar el flujo magnético generado por cada fase, se apagan todas las fuentes de fmm y sólo se deja encendida la de interés, en este caso, la fase 1, como en la figura 3.3.

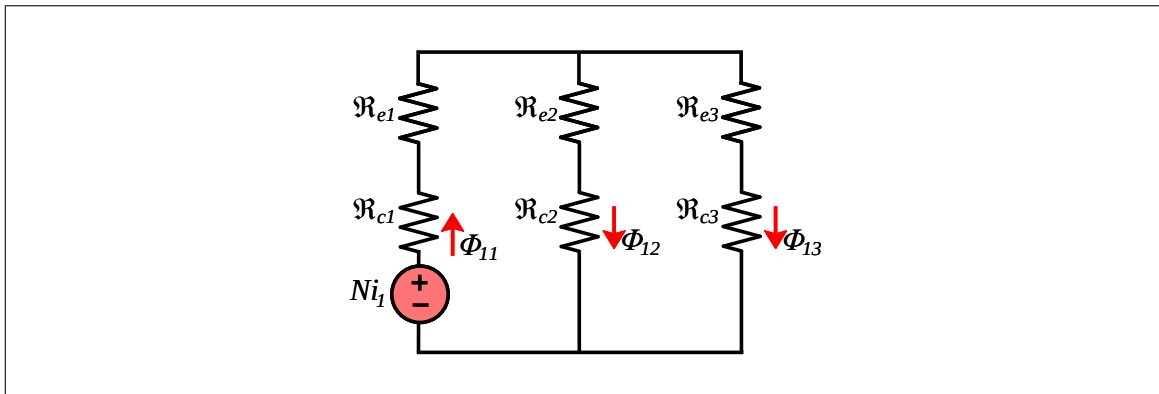


Figura 3.3. Circuito magnético equivalente inductor acoplado trifásico

Resolviendo el circuito, se puede determinar la reluctancia equivalente del lado derecho, para luego calcular el flujo generado por la fase 1 Φ_{11} :

$$\mathfrak{R}_{eq} = (\mathfrak{R}_{e2} + \mathfrak{R}_{c2}) || (\mathfrak{R}_{e3} + \mathfrak{R}_{c3}) \quad (3.1)$$

$$\mathfrak{R}_T = \mathfrak{R}_{eq} + (\mathfrak{R}_{e1} + \mathfrak{R}_{c1}) \quad (3.2)$$

$$\Phi_{11} = \frac{Ni_1}{\mathfrak{R}_T} \quad (3.3)$$

Reemplazando (3.2) en (3.9):

$$\phi_{11} = \frac{Ni_1}{(\mathfrak{R}_{e2} + \mathfrak{R}_{c2}) || (\mathfrak{R}_{e3} + \mathfrak{R}_{c3}) + (\mathfrak{R}_{e1} + \mathfrak{R}_{c1})} \quad (3.4)$$

Al utilizar los supuestos (i), (ii) y (iii), la expresión (3.4) se simplifica a (3.5).

$$\Phi_{11} = \frac{2}{3} \frac{Ni_1}{\mathfrak{R}_e} \quad (3.5)$$

Los supuestos implican que el circuito magnético es totalmente simétrico, por lo que el flujo magnético de la fase 1 se reparte en la misma proporción por la fase 2 y 3:

$$\Phi_{1k} = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{3} \frac{Ni_1}{\mathfrak{R}_e} \right) = \frac{1}{3} \frac{Ni_1}{\mathfrak{R}_e} \quad (3.6)$$

El análisis es equivalente en la fase 2 y 3, por lo que las expresiones son generalizables para las tres fases:

$$\Phi_{kk} = \frac{2}{3} \frac{Ni_k}{\mathfrak{R}_e} \quad (3.7)$$

$$\Phi_{kj} = \frac{1}{3} \frac{Ni_k}{\mathfrak{R}_e} \quad (3.8)$$

Para encontrar el flujo total que pasa por una de las fases, es necesario sumar el aporte de flujo magnético de cada bobina. El flujo total por la fase 1 es:

$$\Phi_1 = \Phi_{11} - \Phi_{21} - \Phi_{31} = \frac{2}{3} \frac{N}{\mathfrak{R}_e} \left(i_1 - \frac{i_2}{2} - \frac{i_3}{2} \right) \quad (3.9)$$

Para este análisis se considerarán corrientes trifásicas balanceadas con componente DC, lo cual implica las siguientes equivalencias:

$$i_k = i_k^{dc} + i_k^{ac} \quad (3.10)$$

$$i_1^{dc} = i_2^{dc} = i_3^{dc} = i_{dc} \quad (3.11)$$

$$\sum i_k = 3i_{dc} \quad (3.12)$$

Reemplazando (3.10) en (3.9):

$$\Phi_1 = \frac{2}{3} \frac{N}{\mathfrak{R}_e} \left((i_1^{dc} + i_1^{ac}) - \frac{1}{2}(i_2^{dc} + i_2^{ac}) - \frac{1}{2}(i_3^{dc} + i_3^{ac}) \right) \quad (3.13)$$

Finalmente, al utilizar (3.11) en (3.13), se obtiene que las componentes de flujo magnético generadas por las corrientes DC se cancelan entre sí:

$$\Phi_1 = \frac{2}{3} \frac{N}{\mathfrak{R}_e} \left(i_1^{ac} - \frac{i_2^{ac}}{2} - \frac{i_3^{ac}}{2} \right) \quad (3.14)$$

Por lo tanto, en el caso del inductor con acoplamiento inverso, el núcleo sólo debe soportar el flujo generado por la corriente AC, lo que permite utilizar núcleos más pequeños respecto a la opción de utilizar tres inductores acoplados monofásicos.

En el caso de un inductor monofásico por el cual pasa una corriente sinusoidal con componente DC, este debe soportar el flujo generado tanto por la componente AC como DC de la corriente, como muestra la ecuación (3.15), esto aumenta el riesgo de que el

núcleo sature , por lo que es necesario utilizar núcleos grandes, lo que significa mayor peso y volumen.

$$\Phi_1 = \frac{N}{\mathfrak{R}_e} (i_1^{ac} + i_1^{dc}) \quad (3.15)$$

3.1.2. Método K_{gfe}

El método K_{gfe} es un proceso iterativo para el diseño de inductores en aplicaciones con corriente AC y determina los parámetros en función de minimizar las pérdidas, considerando tanto las óhmicas como en el núcleo (Erikson & Maksimovic, 2020).

A continuación, se realizará el paso a paso para la obtención de las ecuaciones necesarias para el método. La primera relación se puede obtener de la inductancia de una fase, utilizando el supuesto (iii):

$$L_{M_i} = \frac{N_i^2}{\mathfrak{R}_i} = \frac{\mu_0 A_c N_i^2}{l_g} \quad (3.16)$$

La segunda relación se extrae de la onda de voltaje aplicada y el valor máximo de la densidad de flujo AC. El valor λ es la integral de un semiciclo de la componente fundamental del voltaje en los bornes del inductor. La magnitud de este voltaje se define como V_{ci} .

$$\Delta B = \frac{\lambda}{2nA_c} \quad (3.17)$$

$$\lambda = \int_0^{T/2} V_{ci} \sin(\omega t) dt \quad (3.18)$$

Finalmente, el área transversal del cableado por cada bobina j se puede expresar como:

$$A_{w,j} = \frac{K_u W_A \alpha_j}{N_j} \quad (3.19)$$

Luego, se tienen las ecuaciones asociadas a las pérdidas. Es importante notar que estas ecuaciones se deducen considerando que las bobinas están distribuidas, cada una en una pierna distinta del núcleo. Las pérdidas en el núcleo están asociadas al paso del flujo magnético ΔB por el camino magnético de largo promedio l_m de la pierna k , cuya ecuación está dada por:

$$P_{fe,k} = K_{fe} (\Delta B_k)^\beta A_c l_{m,k} \quad (3.20)$$

Cada uno de los caminos magnéticos posibles en el núcleo genera pérdidas. Por otro lado, las pérdidas óhmicas son las obtenidas en el conductor de la bobina j :

$$P_{cu,j} = \frac{\rho_{Cu} N_j^2 (MLT_j)}{K_{u,j} W_A} I_{tot,j}^2 \quad (3.21)$$

$$I_{tot,j} = I_j + \sum_{p=1, p \neq j}^m \frac{N_p}{N_j} \frac{1}{m} I_p \quad (3.22)$$

La corriente total $I_{tot,j}$ es la corriente referida a la bobina j , para el caso general de un inductor acoplado de m bobinados; en este caso, son tres bobinas.

Posteriormente, se quiere determinar la densidad de flujo óptima que minimice las pérdidas totales. Las pérdidas totales es la suma de las pérdidas óhmicas en cada bobina j y las pérdidas en el núcleo asociadas a cada camino magnético k .

$$P_{tot} = \underbrace{\sum_{k=1}^3 P_{fe,k}}_{P_{fe,tot}} + \underbrace{\sum_{j=1}^3 P_{cu,j}}_{P_{cu,tot}} \quad (3.23)$$

Nuevamente, considerando la simetría del problema, y para simplificar el álgebra, se puede considerar que las pérdidas en cada bobina y en cada camino magnético son iguales .

$$P_{tot} = 3P_{fe} + 3P_{cu} \quad (3.24)$$

Además, para el resto del análisis, se considerará que los parámetros y variables ΔB_k , $l_{m,k}$, $I_{tot,j}$, son iguales para cada camino magnético y n_j , MLT_j , $K_{u,j}$ son iguales por cada bobina.

Utilizando la ecuación (3.24), se puede derivar respecto al flujo magnético:

$$\frac{\partial P_{tot}}{\partial(\Delta B)} = \frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} + \frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} = 0 \quad (3.25)$$

$$\Rightarrow \frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} = -\frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} \quad (3.26)$$

La solución de esta optimización entrega una expresión para el flujo, la cual es independiente del número de vueltas:

$$\Delta B = \left[\frac{\rho \lambda^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{MLT}{W_A A_c^3 l_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \quad (3.27)$$

Reemplazando (3.20), (3.21), (3.22) en (3.24) y reagrupando los términos:

$$\underbrace{\frac{W_A(A_c)^{(2(\beta-1)/\beta)}}{(MLT)l_m^{(2/\beta)}} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)}}_{K_{gfe}} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{(\beta+2)/\beta}} \quad (3.28)$$

Al analizar los términos de la expresión para K_{gfe} se aprecia que todos son parámetros asociados a la construcción del núcleo, por lo que la constante K_{gfe} es única para cada tipo de núcleo. Idealmente, se debe escoger un núcleo cuya constante K_{gfe} asociada sea mayor que la expresión de la derecha, para que las pérdidas totales en el núcleo sean menores.

Finalmente, para poner en perspectiva, la ecuación (3.29) es la corriente total referida a la bobina j para un inductor con todas las bobinas en torno a una sola pierna.

$$I_{tot,j} = I_j + \sum_{p=1, p \neq j}^m \frac{n_p}{n_j} I_p \quad (3.29)$$

Esta ecuación evidencia que la corriente total vista por una bobina para un inductor con todos sus bobinados en una sola pierna es mucho mayor a la vista por una bobina en la cual los enrollados están distribuidos (3.22). Al cruzar esta información con la ecuación (3.27) se concluye que el hecho de distribuir las bobinas reduce significativamente la saturación del núcleo, lo que permite tener un núcleo de un tamaño considerablemente menor.

3.1.3. Proceso de Diseño de Inductor

El paso a paso para el diseño de un inductor estándar es:

1. Elegir cierto tipo de material del núcleo y la geometría y calcular la constante K_{gfe} asociada a este.

$$K_{gfe} = \frac{W_A (A_c)^{(2(\beta-1)/\beta)}}{(MLT) l_m^{(2/\beta)}} \left[\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} \quad (3.30)$$

2. Evaluar si la constante K_{gfe} calculada es mayor a la expresión de 3.31. Si no lo es, aumentar el tamaño del núcleo o cambiar el material y volver al paso 1.

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4 K_u (P_{tot})^{(\beta+2)/\beta}} \quad (3.31)$$

3. Calcular flujo máximo AC (3.23).

$$\Delta B = \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2 K_u} \frac{MLT}{W_A A_c^3 l_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)}$$

4. Calcular el número de vueltas (3.17) y el entrehierro necesario para obtener la inductancia deseada (3.16).

$$N = \frac{\lambda}{2\Delta B A_c} \quad (3.32)$$

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c N^2}{L} \quad (3.33)$$

5. Chequear si el flujo máximo a través del núcleo es similar o mayor al flujo de saturación del material.

$$B_{sat} \geq B_{max} = \Delta B + \frac{LI_{dc}}{NA_c} 10^4 \quad (3.34)$$

$$B_{sat} \geq \Delta B + \frac{LI_{dc}}{NA_c} 10^4 \quad (3.35)$$

Para un inductor con acoplamiento inverso, como en este caso, la corriente DC no tiene incidencia en el flujo total, por lo que el paso 5 se omite y el chequeo de la saturación se realiza en el paso 3. El procedimiento de diseño se resume en el diagrama de flujo (figura 3.4)

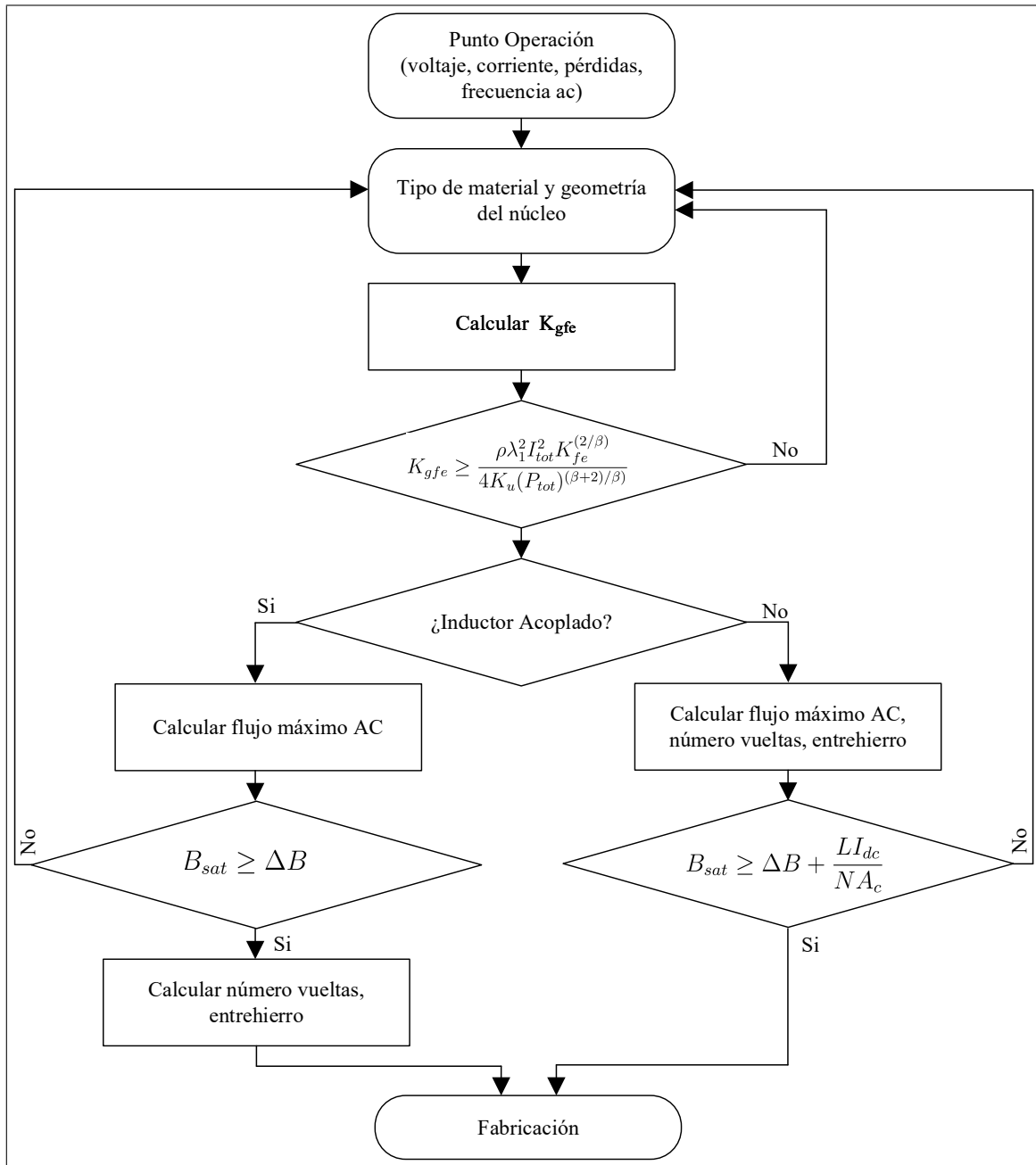


Figura 3.4. Diagrama de Flujo Diseño Inductor Método K_{gfe}

3.1.4. Diseño núcleo magnético

Para elegir el núcleo, se realizaron simulaciones preliminares para estimar los valores de ciertas variables. Los valores de las principales variables y parámetros considerados para el diseño del inductor acoplado trifásico se detallan en la tabla 3.3. El valor de V_{ci} se obtuvo a través de simulaciones del TPC con voltajes $V_{dc1} = 200V$ y $V_{dc2} = 100V$, considerando que V_{ci} es proporcional a la diferencia entre los voltajes V_{dc1} y V_{dc2} .

Tabla 3.1. Valores variables y parámetros utilizados con el método K_{gfe}

Parámetro	Sigla	Valor
Voltaje componente fundamental	V_{ci}	40.4 [V]
Frecuencia Corriente	f	50 [Hz]
Corriente RMS inductor	I_{rms}	25 [A]
Campo Magnético saturación núcleo	B_{max}	1.4 [T]
Inductancia Mutua deseada	L_m	8 [mH]
Fill factor	K_u	0.6
Pérdidas Totales	P_{tot}	25 [W]
Relación vueltas	N_{21} , N_{31}	1

Siguiendo los pasos de la metodología de diseño utilizada, en primer lugar se debe elegir cierto tipo de núcleo. Realizando un análisis de los materiales ferromagnéticos típicos, y considerando que la componente fundamental de la corriente que circula a través del inductor es de baja frecuencia, menor a 400 Hz nominal, se decidió ocupar **acero eléctrico**. Este es el material más utilizado para diseño de transformadores e inductores para la frecuencia de la red eléctrica debido a su alta permeabilidad magnética, sus bajas pérdidas y su bajo costo (McLyman, 2004).

Respecto a la geometría del núcleo, se decidió una geometría estándar tipo acorazado, ya que las láminas para armar este tipo de núcleo son las más empleadas y de las que existen mayor disponibilidad en el mercado. De esta forma, el diseño está limitado a los tamaños de las láminas comerciales. Iterando con el tamaño del núcleo, se llegó a la conclusión que el tipo de laminación EI 220 era adecuada para la aplicación.

Finalmente, se consultó con los proveedores la disponibilidad de láminas, y la más similar a la escogida eran láminas EI 250. En el Anexo (F) se encuentra el detalle con las características geométricas y eléctricas de las láminas compradas, y en el Anexo (I) está disponible la memoria de cálculos de los parámetros del núcleo.

3.1.5. Diseño bobinas

Para esta etapa es importante tener una noción de las inductancias en un inductor acoplado. En la figura 3.5a se presenta la figura circuital típica de un inductor acoplado de dos fases en configuración inversa, y en 3.5b se expone el circuito equivalente. En este tipo de inductor acoplado se pueden extraer del circuito equivalente dos inductancias equivalentes: *transversal* y *longitudinal*. La primera corresponde a la inductancia vista entre los puertos a y b , en el caso del inductor bifásico, cuya expresión está dada por (3.36). La segunda es la inductancia vista desde las fases hacia el puerto común v_{dc2} , y su ecuación se presenta en (3.37).

$$L_{TC} = L(1 + \kappa) \quad (3.36)$$

$$L_{LC} = L(1 - \kappa) \quad (3.37)$$

En el caso de la inductancia transversal L_{TC} , esta se vuelve más grande en la medida en que el acoplamiento es mayor, lo que aumenta la capacidad de filtrado de las corrientes circulantes entre las fases. En contraposición, la inductancia longitudinal L_{LC} - que filtra

la corriente entre las fases y el nodo común - se reduce, llegando a ser prácticamente cero en el caso de un acoplamiento perfecto ($\kappa = 1$). Esto obliga a agregar un inductor en serie (L_{DM}) al inductor acoplado, para tener una inductancia longitudinal total de un valor considerable que permita la controlabilidad de la corriente que entrega el puerto de bajo voltaje. Este análisis es extrapolable para el caso trifásico, cuyo circuito equivalente se presenta en (3.5d).

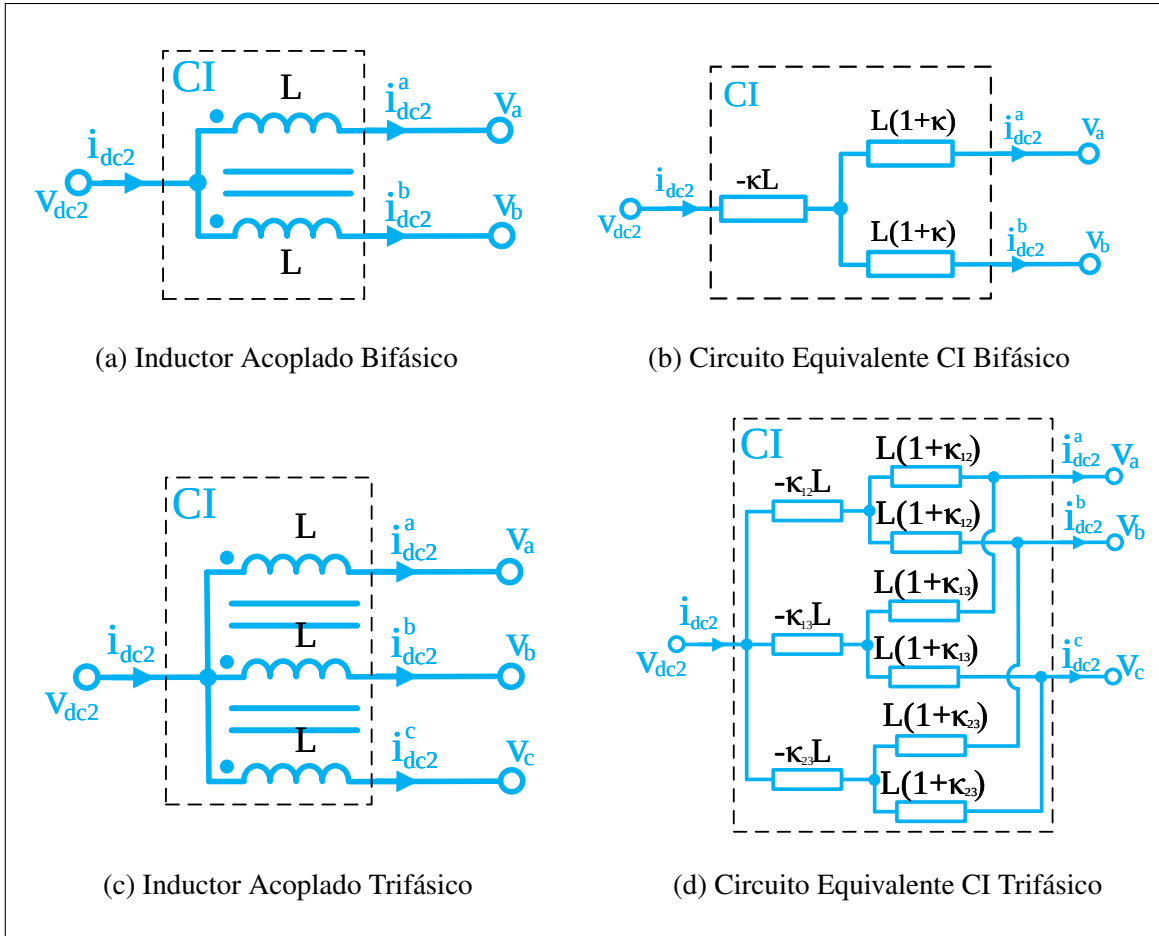


Figura 3.5. Circuitos Equivalentes Inductores Acoplados

En base a las ecuaciones (3.36)-(3.37), se plantean dos inductancias L_{dc} :

$$L_{dc}^{TC} = 2L_{TC} = 2L \left(1 + \frac{\kappa}{2}\right) \quad (3.38)$$

$$L_{dc}^{LC} = L_{DM} + L_{LC} = L_{DM} + L(1 - \kappa) \quad (3.39)$$

Con estos términos, se puede replantear la ecuación (2.33):

$$\frac{di_{dc2}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}^{LC}} \left(3v_{dc2} - (v_a + v_b + v_c) \right) - r_{dc2} i_{dc} \quad (3.40)$$

Finalmente, de la ecuación (2.26) se puede deducir la corriente por cada inductor. En este desarrollo se asume que la resistencia de las bobinas es despreciable.

$$v_{dc2} - L_{dc}^j \frac{di_{dc2}^j}{dt} - v_j = 0, \quad j = \{a, b, c\}$$

$$i_{dc2}^j = \frac{1}{L_{dc}} \int (v_{dc2} - v_j) + \text{cte} = \frac{1}{L_{dc}} \int (v_{dc2} - v_j) dt + \frac{i_{dc2}}{3}, \quad j = \{a, b, c\}$$

Luego, se puede calcular la corriente circulante entre los inductores:

$$\begin{aligned} i_{dc2}^{ab} &= i_a - i_b = \frac{i_{dc2}}{3} + \frac{1}{L_{dc}} \int (v_{dc2} - v_a) dt - \left(\frac{i_{dc2}}{3} + \frac{1}{L_{dc}} \int (v_{dc2} - v_b) dt \right) \\ &= \frac{1}{L_{dc}} \int ((v_{dc2} - v_a) - (v_{dc2} - v_b)) dt \\ &= \frac{1}{L_{dc}} \int (v_b - v_a) dt \\ i_{dc2}^{ab} &= \frac{V_0}{L_{dc}^{TC}} (\cos(\theta_{Vb}) - \cos(\theta_{Va})) \end{aligned} \quad (3.41)$$

De esta forma, las ecuaciones (3.40)-(3.41) son las que utilizan la inductancia longitudinal y transversal, respectivamente.

Siguiendo con el proceso de diseño planteado en 3.2.3, se calcula el número de vueltas y el entrehierro. El diseño de las bobinas se realizó con la idea de obtener inductancias propias altas, para que la inductancia equivalente transversal sea significativa, y el inductor en serie que se debe poner tenga una inductancia lo más pequeña posible. En general en los inductores comerciales, para una misma corriente máxima, un inductor de menor inductancia implica un menor volumen y peso.

En vista de lo anterior, y con el núcleo magnético armado, se realizaron pruebas para estimar el factor de acoplamiento κ del inductor. En un inductor acoplado, lo ideal es tener un factor lo más cercano a la unidad, lo cual indica un acoplamiento perfecto, pero en la práctica no es así debido a los flujos de pérdida. Las pruebas arrojaron un acoplamiento real de aproximadamente $\kappa = 0.94$, lo cual es un valor bastante bueno.

Considerando que un valor suficientemente alto para la inductancia transversal es de $L_{LC} = 0.5$ [mH], la ecuación (3.31) indica que se debe obtener una inductancia propia de $L = 8.3$ [mH]. Cabe destacar que esta ecuación es muy sensible al valor de κ , y que la estimación de este parámetro no es tan precisa, pero nos da una buena referencia.

Según (3.16), se necesitan 70 vueltas para obtener la inductancia deseada. Con esta cantidad de vueltas, se utilizó un entrehierro de 2 [mm]. Es importante notar que el entrehierro obtenido corresponde a la suma de los entrehierros visto por una malla magnética cerrada, que - observando la figura 3.1 - son dos entrehierros, por lo que cada uno debe ser de 1 [mm].

3.2. Fabricación Inductor Acoplado

Una vez listo el diseño teórico del inductor acoplado, se realizó la fabricación, que incluyó el ensamblaje del núcleo y armar el cable trenzado, además de realizar modificaciones menores. Finalmente, se realizaron pruebas de medición de inductancia y del factor de acoplamiento, que sirven como primera validación del diseño realizado.

3.2.1. Procedimiento de construcción inductor acoplado

Para el diseño se utilizaron láminas de fierro silicoso de 0.5 [mm] de grosor, y se apilaron en total 100 láminas, obteniendo un núcleo de 50 [mm] de grosor.

El dimensionamiento del alambre esmaltado se realizó en base al carrete, el cual tiene una sección transversal cuadrada, de 57 [mm] de lado. Luego, cada vuelta alrededor del carrete son 228 [mm] de conductor, asumiendo que adopta completamente la forma del mismo. Como en la realidad esto no sucede, se multiplica por un factor de error de 1.2, obteniendo 273.6 [mm] $\approx$ 270 [mm] por vuelta.

Utilizando el método K_{gfe} , se obtuvo que para lograr la inductancia requerida, cada inductor debe tener un total de 70 vueltas. De esta forma, cada inductor necesita un total de 18.9 [m] de conductor aproximadamente.

La sección transversal del cable depende de qué tipo de cable se utiliza, el cual se debe elegir en función de las características deseadas, tales como la corriente y frecuencia máxima de operación, resistencia deseada del inductor, peso. Los parámetros del cable según su sección transversal se encuentran tabulados y cambian ligeramente en función del proveedor. La tabla ocupada se puede encontrar en el Anexo (G).

En base a la tabla, el cable ideal para utilizar es un AWG 6, ya que es capaz de soportar una corriente máxima superior a la corriente de diseño del inductor. En la práctica, utilizar este tipo de cable para bobinar requiere de maquinaria especializada, debido su grosor y a la fuerza de torsión requerida para bobinarlo, razón por la cual se optó por fabricar cable trenzado. Dada la disponibilidad del material, se utilizaron 80 hebras de cable 25 AWG en paralelo, cantidad que permite una corriente máxima similar al AWG 6. Entre los aspectos negativos de armar el cable trenzado está que el diámetro efectivo del nuevo cable es considerablemente mayor al del cable AWG 6, debido a la separación que se genera entre las hebras. El detalle de los cálculos se encuentra en el Anexo (H)

Por otro lado, para generar el entrehierro, se utilizó un material plástico incompresible que se colocó entre las dos piezas del inductor. El grosor de este plástico es de 0.35 [mm] aproximadamente, por lo que se utilizaron tres láminas superpuestas para generar un entrehierro por pierna de 1.05 [mm] aproximadamente. Para mantener las piezas juntas entre sí, y poder mantener el entrehierro constante, se instalaron dos hilos con tuercas en los costados. Además, se fabricaron dos soportes en impresora 3D para no desgastar el hilo. Finalmente, se instaló una regleta en la parte superior para realizar las conexiones eléctricas.

Idealmente, la construcción del inductor acoplado trifásico es la vista en la figura 3.6. En ese diseño, se requiere que cada bobina se distribuya en dos piernas distintas, enrollando la mitad en una y la otra mitad cruzada en otra. Esta acción permite maximizar el factor de acoplamiento entre las fases y balancear las impedancias, obteniendo una matriz de inductancia muy simétrica. Pero, debido a la complejidad de la construcción, en esta tesis se decidió utilizar un diseño básico de inductor acoplado trifásico, donde cada bobina sólo se enrolla en una pierna.

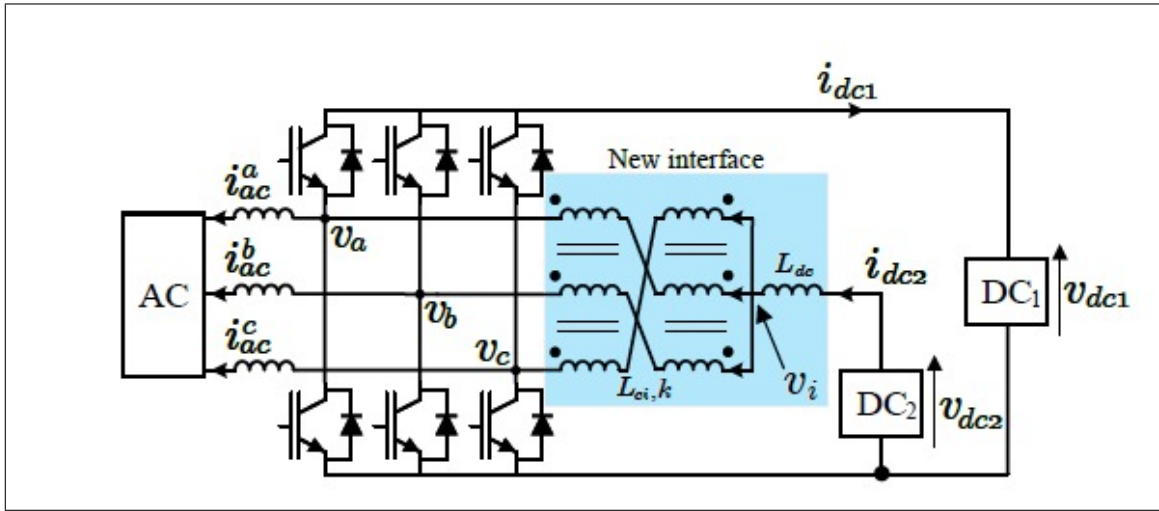


Figura 3.6. Inductor Acoplado Trifásico Ideal

La matriz de inductancia para un inductor acoplado trifásico generalizada se presenta en (3.42). En el caso de un inductor acoplado ideal, se tiene que las tres inductancias propias son iguales $w_1 = w_2 = w_3 = 1$ y que el acoplamiento entre las tres fases es el mismo $k_{12} = k_{13} = k_{23}$, y es lo que se espera obtener al cruzar las bobinas.

$$L_{CI} = L \begin{bmatrix} w_1 & -\frac{\kappa_{12}}{2} & -\frac{\kappa_{13}}{2} \\ -\frac{\kappa_{21}}{2} & w_2 & -\frac{\kappa_{23}}{2} \\ -\frac{\kappa_{31}}{2} & -\frac{\kappa_{32}}{2} & w_3 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

En el caso de un inductor no ideal, es probable que exista un desbalance de las fases, es decir $w_1 \neq w_2 \neq w_3$ y que el acoplamiento entre las fases no sea el mismo.

3.2.2. Características inductor acoplado

La figura 3.7 muestra el inductor trifásico acoplado construido, sus dimensiones son 38x15x30 [cm], obteniendo un volumen total de 0.0171 [m³], y su peso es de 27.4 [kg].



Figura 3.7. Inductor Acoplado Trifásico

La tabla 3.2 muestra el detalle de las características eléctricas del inductor, las cuales se obtuvieron utilizando un LCR meter marca Hioki modelo IM3533-01

Tabla 3.2. Parámetros medidos Inductor Acoplado Trifásico

Parámetro	Fase 1	Fase 2	Fase 3
Inductancia [mH]	8.38	9.16	8.5
Resistencia DC [$m\Omega$]	27.6	27.1	28.5
Resistencia @ 50 Hz [$m\Omega$]	119.7	93.2	121.42

Al comparar la resistencia DC obtenida, esta es prácticamente igual a la esperada en los cálculos del cable trenzado. En el caso de la inductancia, la fase 2 (medio) posee un valor mayor a las otras dos, lo que probablemente se debe a un aspecto constructivo del circuito magnético, y es una de las consecuencias de no haber cruzado las bobinas en la construcción del inductor.

También se realizó una prueba para corroborar el nivel de acoplamiento, la cual consistió en aplicar un voltaje en una de las fases (primario) y observar el voltaje inducido en las otras dos (secundarios). Al ser un inductor con acoplamiento inversor, es esperable que los voltajes inducidos estén en contra fase y sean de la mitad de la magnitud del voltaje aplicado.

Los resultados se muestran en la figura 3.8. Los voltajes de los secundarios están ligeramente desplazados verticalmente entre si para diferenciarlos. Analizando los resultados de la prueba se concluye que el factor de acoplamiento κ es bastante simétrico y superior a 0.9.

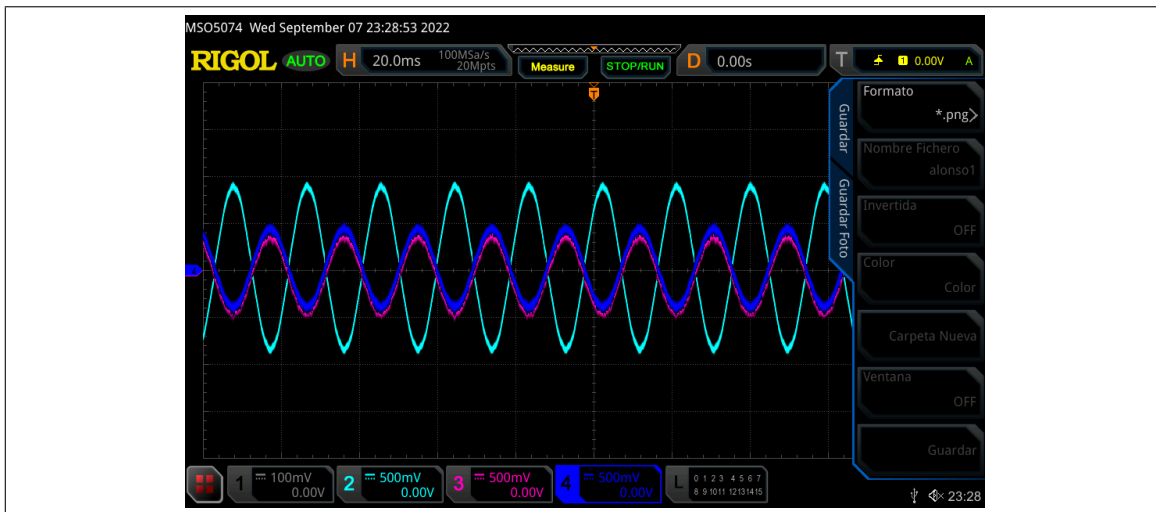


Figura 3.8. Voltajes Inductor Acoplado: voltaje primario (celeste), voltaje secundario 1 y 2 (azul y rosado)

Para realizar la comparación, se tienen dos arreglos de inductores, un arreglo de inductor acoplado y uno de inductor no acoplado. El primero es el inductor acoplado trifásico fabricado en serie con un inductor comercial pequeño, de 1 mH, y el segundo es un arreglo de tres inductores monofásicos comerciales (Hammond Manufacturing, 2022).

La tabla 3.3 resume el peso y el volumen de los inductores. Las dos primeras filas corresponden al inductor fabricado y el inductor comercial puesto en serie, la tercera fila es la suma de las dos primeras, que corresponde al arreglo del inductor acoplado, mientras que la cuarta fila es el arreglo de inductores no acoplados, del mismo valor de inductancia que el acoplado. Al comparar las últimas dos filas, es evidente que el arreglo del inductor acoplado tiene un peso mucho menor que el arreglo de inductores no acoplados comerciales.

Tabla 3.3. Comparación Inductores

Tipo Arreglo	Componente	Masa [kg]	Volumen [cm^3]
Acoplado	Inductor Trifásico 8.5 mH @ 25A	27.4	17100
	Inductor Filtro 1 mH@30A	2.7	742
	Total	30.1	17842
No Acoplado	Inductor 8.5mH@ 25A (3x)	45	11032

4. CARACTERIZACIÓN FUENTES DE ENERGÍA

En este capítulo se analizan las fuentes de energía y su integración al sistema de almacenamiento híbrido. Las secciones 1 y 2 presentan las principales características y los circuitos equivalentes de las celdas de combustible y las baterías de litio respectivamente. En la sección 3 se realiza un análisis para la integración de las fuentes energéticas y el diseño de un EMS simple, que permita operar a la celda de combustible en un rango eficiente.

4.1. Celda de Combustible

La sección discute las principales características eléctricas de la celda de combustible, para después presentar el modelo eléctrico equivalente.

4.1.1. Características Generales

La celda de combustible es un dispositivo electroquímico que genera energía en base a una fuente de combustible externa, a diferencia de las baterías, que almacenan energía. La figura 4.1 muestra un diagrama de la operación básica de la celda de combustible, que es el principio de funcionamiento de la celda galvánica, la cual posee tres componentes principales: ánodo, cátodo y electrolito. El ánodo recibe el combustible; el cátodo, un agente oxidante y el electrolito entrega un medio a través del cual circulan los iones, además de servir como barrera física entre los electrodos. El combustible, que generalmente es algún derivado del hidrógeno, reacciona con el agente oxidante (oxígeno o aire) y se genera un diferencial de voltaje, y diversos subproductos.

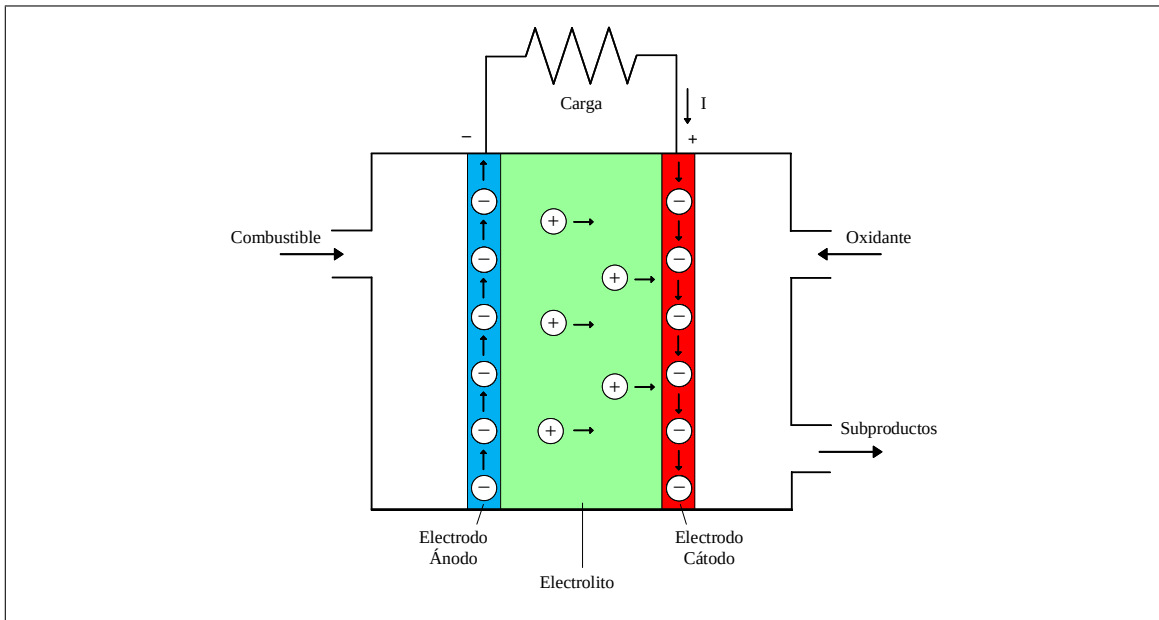


Figura 4.1. Principio de operación básico celda de combustible

La clasificación típica de las celdas se realiza según el tipo de electrolito (ver tabla 4.2). Los sistemas que utilizan celdas de combustible requieren dispositivos auxiliares para la circulación y almacenamiento del combustible y el agente oxidante, además de sistemas electrónicos que controlan el buen funcionamiento de este sistema. Por ejemplo, en el caso del hidrógeno puro, este debe ser almacenado en tanques sellados a alta presión y/o baja temperatura, por lo que requiere bomba de presión, de circulación del hidrógeno y de circulación del refrigerante. Todos estos componentes extra encarecen el costo base de los sistemas alimentados con FCs.

Tabla 4.1. Características Celdas de Combustible (Das et al., 2017)

Tipo de Celda	Temperatura	Potencia	Eficiencia
	Operación [$^{\circ}\text{C}$]	Salida [kW]	Eléctrica [%]
PEMFC	60-100	<1-250	53-58
AFC	100	10-100	60
PAFC	60-200	150-200	>40
MCFC	500-800	<1-1000	45-47
SOFC	1000-1200	<1-3000	35-43
DMFC	100	60-200	40

La FC más ocupada en electromovilidad es la PEM debido a su alta densidad energética, rápida respuesta dinámica y baja temperatura de operación (bajo los 100°C), en comparación a los otros tipos de FCs. Ésta utiliza hidrógeno puro como combustible, posee un electrolito sólido y tiene un rango de temperatura de operación acotado.

La principal característica de las FC es su alta densidad energética, lo que reduce notablemente el volumen y peso que ocupan en un sistema eléctrico respecto a las baterías de litio, incluso considerando todos los dispositivos auxiliares que requiere, pero –por otro lado– poseen una baja densidad de potencia, lo que hace que tengan una capacidad menor para entregar potencia instantánea.

La figura 4.2 muestra la curva de voltaje-corriente típica de una FC individual, y la potencia, donde se puede apreciar que estos dispositivos poseen una regulación de voltaje que se aleja bastante a la de una fuente ideal, de hecho, los rangos de voltaje y corriente son bastante amplios, y el voltaje puede llegar a decaer hasta en un 50% de su valor máximo. La eficiencia de la celda también es muy variable, alcanzando una máxima de hasta %60,

pero también cercanas a 0 en otros puntos de operación, notando además que esta no alcanza su máxima eficiencia cuando entrega la máxima potencia. Finalmente, la respuesta transiente de las FCs se considera lenta.

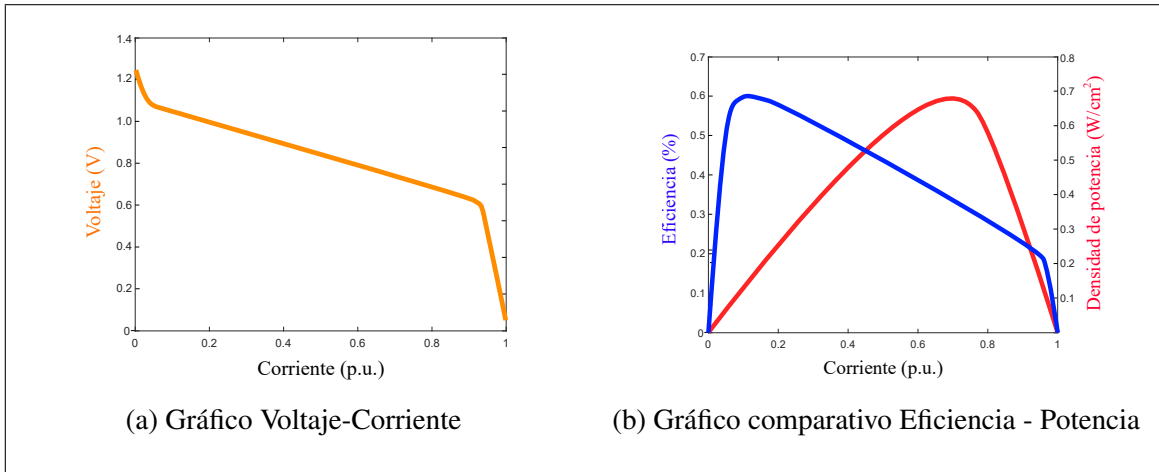


Figura 4.2. Características Eléctricas Celda de Combustible

4.1.2. Circuito equivalente

El modelo matemático de una PEM-FC se puede representar con el circuito equivalente de la figura 4.6 (Correa, Farret, Popov, & Simoes, 2005).

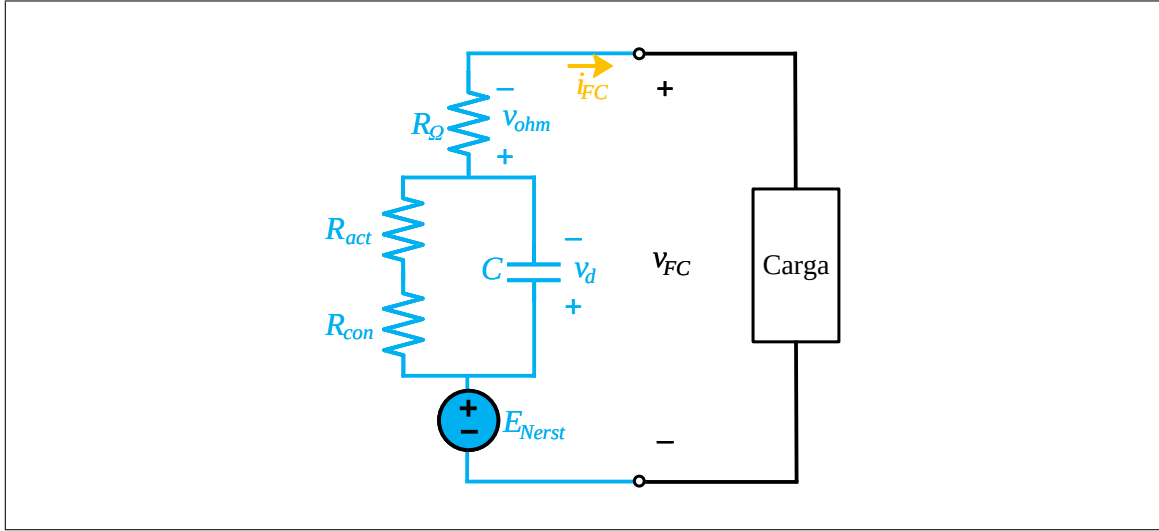


Figura 4.3. Circuito Equivalente Celda de Combustible

En base al circuito, el voltaje de salida es:

$$V_{FC} = E_{Nerst} - V_{ohm} - V_{act} - V_{con} \quad (4.1)$$

donde E_{Nerst} es el voltaje termodinámico de la celda; V_{ohm} es la caída de voltaje óhmica asociada a la conducción de los protones y electrones de la celda; V_{act} es una caída de voltaje por la activación del cátodo y del ánodo y V_{con} es la caída debido a un decremento de la concentración de hidrógeno y oxígeno. En el circuito, R_{act} y R_{con} son resistores asociados a los voltajes V_{act} y V_{con} respectivamente.

El capacitor C –en paralelo a estas resistencias– modela el efecto de carga de doble capa, que se genera siempre entre dos superficies por la acumulación de carga en la cara opuesta, lo que genera un retardo en la disipación de las cargas eléctricas, amortiguando la caída de voltaje asociada a esta malla. Para incluir este efecto dinámico en el voltaje de

salida, se reescribe la ecuación (4.1):

$$\frac{\partial v_d}{\partial t} = \frac{1}{C} i_{FC} - \frac{1}{\tau} v_d \quad (4.2)$$

$$\tau_{FC} = C(R_{act} + R_{con}) = C \left(\frac{V_{act} + V_{con}}{i_{FC}} \right) \quad (4.3)$$

$$V_{FC} = E_{Nerst} - V_{ohm} - v_d \quad (4.4)$$

donde v_d es el voltaje instantáneo del capacitor y i_{FC} es la corriente de la celda de combustible. De esta forma, la ecuación (4.4) es el voltaje de salida de la celda, considerando el comportamiento dinámico. Al conectar n celdas individuales, se obtiene el voltaje del *stack*:

$$V_s = nV_{FC} \quad (4.5)$$

Las ecuaciones de los otros términos son:

$$E_{Nerst} = 1.229 - 0.85 \cdot 10^{-3} (T - 298.15) + 4.31 \cdot 10^{-5} \cdot T \cdot [\ln(P_{H_2}) + 0.5 \ln P_{O_2}] \quad (4.6)$$

$$V_{act} = -[\epsilon_1 + \epsilon_2 \cdot T + \epsilon_3 \cdot \ln(c_{O_2}) + \epsilon_4 \cdot T \cdot \ln(i_{FC})] \quad (4.7)$$

$$V_{con} = -B \ln \left(1 - \frac{J}{J_{max}} \right) \quad (4.8)$$

$$V_{ohm} = i_{FC} \cdot \underbrace{(R_M + R_C)}_{R_{\Omega}} \quad (4.9)$$

El voltaje entregado por la celda E_{Nerst} (4.6) depende de la presión parcial a la cual está sometido el H_2 (P_{H_2}) y el O_2 (P_{O_2}), además de la temperatura, que modifica de forma considerable a casi todos los términos. El voltaje V_{act} (4.7) depende de la concentración de oxidante c_{O_2} [mol/cm^3] y de la corriente i_{FC} , los términos ϵ_i dependen de cada modelo de celda.

La caída de voltaje V_{con} (4.8) es modelada con B [V], una constante que depende del tipo de celda y del estado de operación, la densidad de corriente máxima de la celda J_{max} [A/cm^2] y la densidad de corriente actual J . El potencial V_{ohm} (4.9) depende de la resistencia equivalente R_{Ω} , que es la suma de la resistencia de membrana R_M y la resistencia de contacto R_C . La resistencia de membrana se puede calcular usando (4.10) (4.11).

$$R_M = \frac{\rho_M l}{A} \quad (4.10)$$

$$\rho_M = \frac{181.6 \cdot \left[1 + 0.03 \left(\frac{i_{FC}}{A} \right) + 0.062 \left(\frac{T}{303} \right)^2 \cdot \left(\frac{i_{FC}}{A} \right)^{2.5} \right]}{\left[\psi - 0.634 - 3 \left(\frac{i_{FC}}{A} \right) \right] \cdot e^{4.18 \cdot \left(\frac{T-303}{T} \right)}} \quad (4.11)$$

Para realizar la simulación del sistema, se utilizó el modelo de celda de combustible entregado por MATLAB, el que se basa en el trabajo realizado en (N., Tremblay, & Des-saint, 2009). Este utiliza un modelo matemático muy similar al planteado, pero sobre el cual se implementan distintos métodos y aproximaciones que permiten simular la celda utilizando sólo parámetros que se pueden extraer de la hoja de datos (MATLAB, n.d.-b).

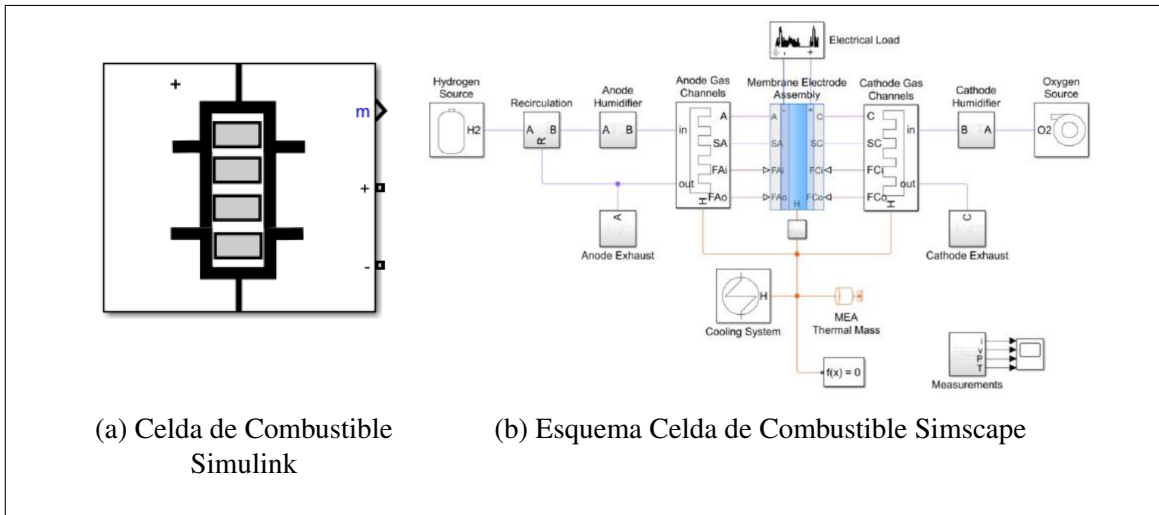


Figura 4.4. Rango de Operación Fuentes de Energía Simulación

4.2. Batería de Litio

Esta sección analiza las principales características eléctricas de las baterías de litio, para después presentar el modelo eléctrico equivalente y las ecuaciones del modelo utilizado por el programa MATLAB.

4.2.1. Características Generales

La estructura básica de la batería de litio es similar a la de la celda de combustible (ver 4.1), posee un electrodo positivo, uno negativo y un electrolito que los separa. Su funcionamiento se basa en un mecanismo de intercalación de las partículas de litio.

Tabla 4.2. Características Baterías de Litio (Das et al., 2017)

Tipo de Bateria	Energía Específica [Wh/kg]	Potencia Específica [W/kg]	Ciclo de Vida	Costo de Producción [\$/kWh]
FeS	150	300	>1000	110
LiFePO4	120	2000-4500	42000	350
LiPo	130-225	260-450	>1200	150
Litio-ion	118-250	200-430	2000	150
LiTio/NiMnO2	80-100	4000	18000	2000

La batería de litio-ión es una batería secundaria (fuente de energía bidireccional), puede entregar y almacenar energía, y destaca por tener una alta potencia específica y ciclaje, mientras que posee una energía específica y densidad de energía media. En la figura 4.5 se observa la curva típica de la hoja de datos de una batería de litio 18650, de la cual se aprecia que el voltaje puede variar hasta en un 20% aproximadamente en

función de la corriente, pero aún así es mejor que la FC en ese aspecto. Además, este tipo de baterías posee una muy alta eficiencia, superior al 90% (ver figura 1.3) y poseen una respuesta dinámica en el orden de los 100 ms.

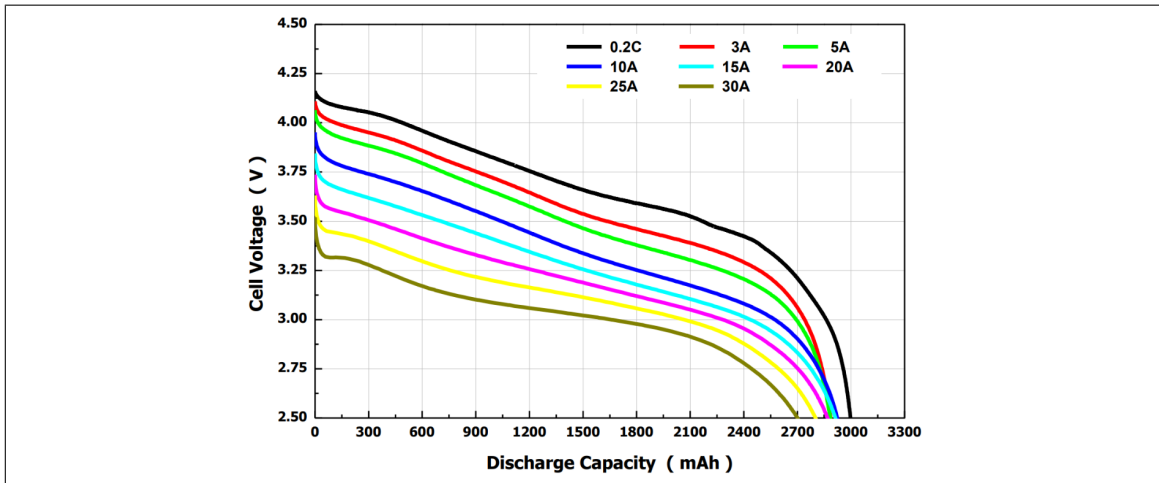


Figura 4.5. Voltaje Bateria de Litio Modelo INR21700 M50 18.2Wh (Young-Soo, 2016)

4.2.2. Circuito equivalente

De forma similar a la celda de combustible, se puede obtener un circuito equivalente que permite modelar el funcionamiento eléctrico de la batería de litio. Es importante notar que, en función de hacer el modelo más preciso, se pueden agregar más mallas RC en serie al modelo presentado (Plett, 2015).

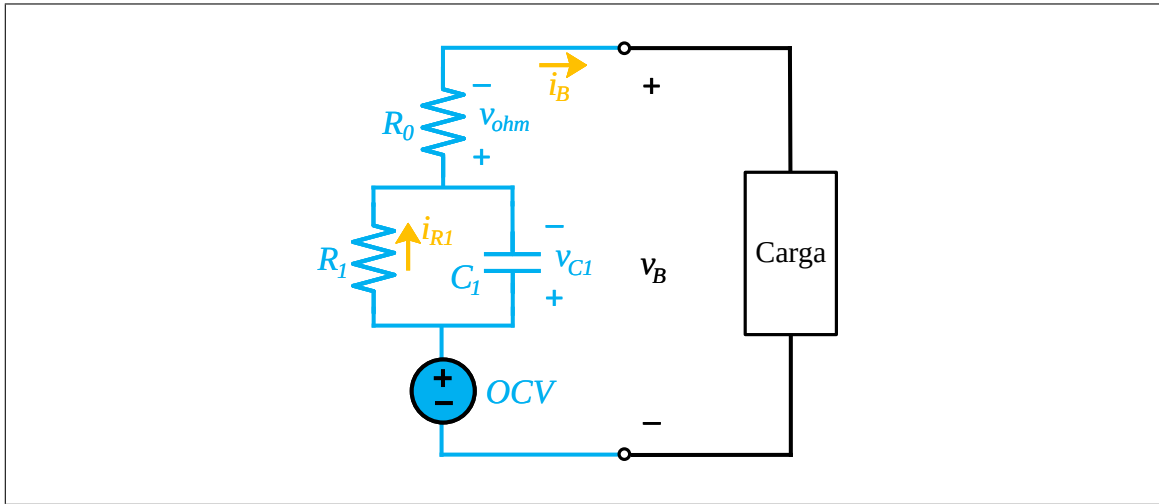


Figura 4.6. Circuito Equivalente Celda de Combustible

En base al circuito, se puede deducir que el voltaje de salida de la batería es:

$$V_B = OCV(z) - v_{C1} - v_{R0} \quad (4.12)$$

donde OCV es el voltaje en circuito abierto de la batería (*open circuit voltage*), que es el voltaje de la batería sin carga y depende del estado de carga z (SOC, *state of charge*); v_{R0} es la caída de voltaje de la resistencia equivalente serie (ESR) de la batería y v_{C1} es la caída de voltaje asociada a la difusión y polarización. La relación entre el OCV y el SOC depende del tipo de batería de litio, y es una relación bastante no lineal, por lo que se suele utilizar una tabla de valores.

Los modelos más exactos también agregan un término v_h que es un potencial de histéresis por el cambio de sentido de la corriente i_B , y depende del SOC de la batería.

Reescribiendo los términos en función de las resistencias

$$V_B = OCV(z) + v_h - R_1 i_{R_1} - R_0 i_B \quad (4.13)$$

$$\frac{\partial i_{R_1}}{\partial t} = \frac{1}{R_1 C_1} i_{R_1} - \frac{1}{R_1 C_1} i_B \quad (4.14)$$

donde R_0 es la ESR, R_1 y C es la malla RC que modela la difusión, i_B es la corriente a través de la batería, i_{R_1} es la corriente por la resistencia de difusión. Al resolver (4.14) y reemplazar en (4.13) se obtiene:

$$V_B = OCV(z) - R_1 i_B - K e^{-\frac{t}{C_1 R_1}} - R_0 i_B \quad (4.15)$$

donde K es una constante de polarización. En el caso de las baterías, al conectar n_S baterías de litio en serie, se aumenta el voltaje del paquete, y al conectar n_P en paralelo, aumenta la capacidad Q .

$$V_T = n_S V_B \quad (4.16)$$

$$Q_T = n_P Q \quad (4.17)$$

Para realizar la simulación se empleó el modelo de batería de litio-ión proporcionado por MATLAB (MATLAB, n.d.-a). Este modelo utiliza una fuente de voltaje controlada que genera un voltaje v_{B1} o v_{B2} en función si la batería está entregando o recibiendo corriente, y en serie una resistencia interna, que corresponde a la ESR.

$$\text{(Descarga)} \quad v_{B1} = E_0 - K \frac{Q_B}{Q_B - Q} i_B - K \frac{Q_B}{Q_B - Q} Q + A e^{-Bt} \quad (4.18)$$

$$\text{(Carga)} \quad v_{B2} = E_0 - K \frac{Q_B}{Q_B + 0.1Q} i_B - K \frac{Q_B}{Q_B - Q} Q + A e^{-Bt} \quad (4.19)$$

De esta forma:

$$V_B = v_{Bi} - R_0 i_B = E_0 - \underbrace{K \frac{Q_B}{Q_B - Q} i_B - K \frac{Q_B}{Q_B - Q} Q}_{R_1 i_B} + A e^{-Bt} - R_0 i_B \quad (4.20)$$

Al comparar (4.20) con (4.15) nos damos cuenta de que son análogos.

4.3. Integración Fuentes de Energía

Algunas características negativas de las PEMFC, como la mala regulación de voltaje y el rango de eficiencia, hacen evidente la necesidad de limitar la operación de la FC a los intervalos donde posee un mejor desempeño. Al hacer esto, también se reducen los rangos de voltaje y corriente en los cuales puede actuar la celda. La figura 4.8 muestra las tres regiones de operación de la celda de combustible en función de la potencia y la eficiencia, y, en general, se desea operar la celda en su región de alta eficiencia (verde).

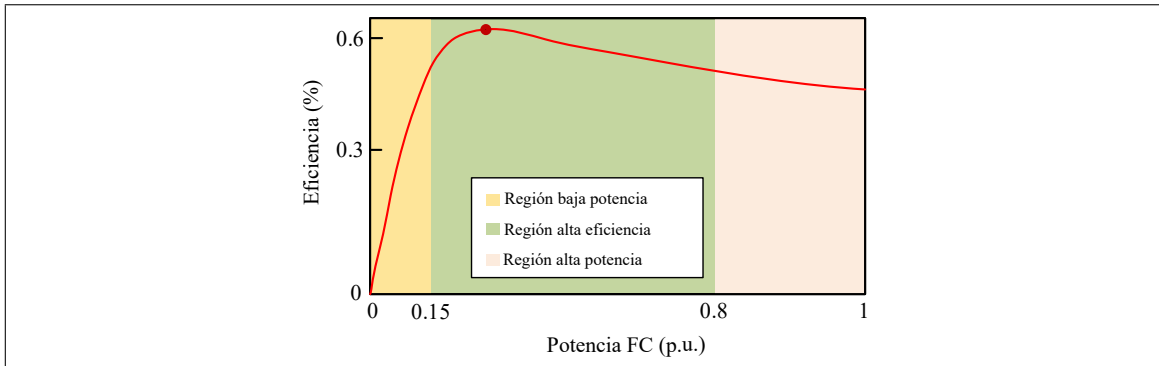


Figura 4.7. Mapa eficiencia FC

Para elegir que fuente de energía utilizar en cada puerto del conversor TPC, se debe considerar que este maximiza su rango de operación cuando la relación de voltaje entre los puertos primario y secundario es de 2:1 (ver figura 1.7b). Debido a la mala regulación de

voltaje que poseen las FCs en general, no es sensato utilizar una celda en el puerto de alto voltaje (puerto 1), ya que su variación de potencial tendrá un alto impacto en el rango de operación del conversor, mientras que al ser utilizada en el puerto de "bajo" voltaje (puerto 2), su mala regulación tendrá menor impacto.

Por este motivo, el sistema utilizará en el puerto de bajo voltaje la celda de combustible, la cual cumplirá el rol de fuente principal, entregando la mayor parte de la energía del sistema; y en el puerto de alto voltaje, un *pack* de baterías de litio, actuando como una fuente de energía secundaria, entregando el diferencial de potencia que la fuente principal no es capaz de suplir.

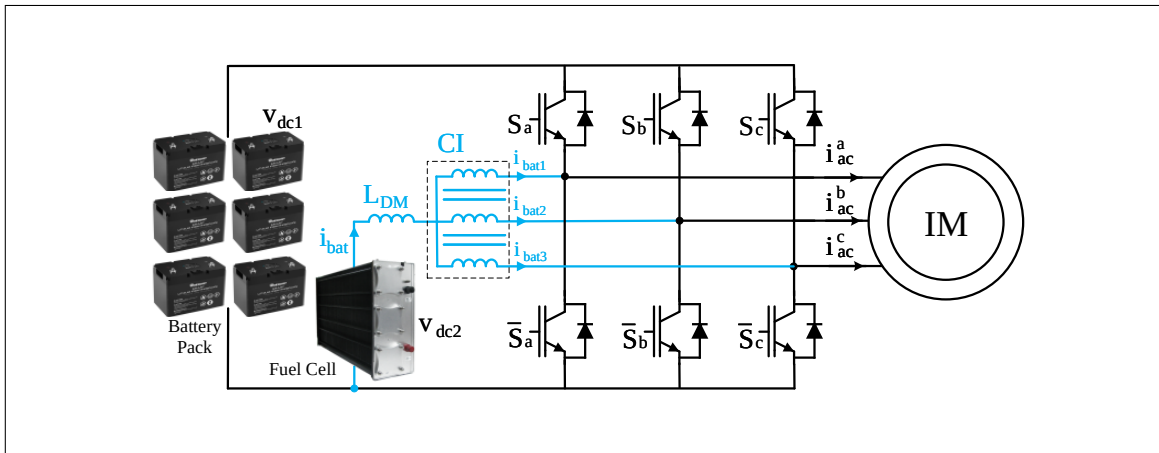


Figura 4.8. TPC con fuentes reales

4.4. Sistema de gestión de energía

Para limitar el rango de operación de la FC se implementó un sistema de gestión de energía (EMS), el cual entrega la referencia de corriente del puerto secundario i_{dc2}^* (ver figura 2.4). La función del EMS será entregar una referencia saturada inferior y superiormente, para que la celda de combustible siempre entregue una potencia entre 20% – 80% de la

potencia nominal. Además, al controlar la corriente de referencia de la celda, también controla indirectamente el rango de operación de la batería, cargándola o descargándola.

La figura 4.9 sintetiza la lógica del EMS, la cual se puede considerar una máquina de estados, con dos estados posibles: partida y movimiento. El estado *partida* se da cuando el vehículo ha estado en reposo mucho tiempo, por lo tanto la potencia del motor P_m es cero o muy baja. En este estado, si el motor pide una potencia considerable, de forma tal que a la celda de combustible se le exija una corriente mayor a la corriente mínima i_{fc}^{min} del rango de operación del motor, y esta situación se de por más de un periodo de tiempo $T_{i_{fc},0}^{max}$ definido, entonces el sistema se considera que esta en el segundo estado, o en *movimiento*. En caso contrario, dígase que el motor requiera una corriente menor a la corriente mínima de la celda de combustible, o se le pida una corriente mayor a la mínima, pero por un periodo de tiempo muy corto, entonces la referencia de corriente de la celda de combustible es cero. De esta forma, en el estado de partida no se le extrae corriente a la celda, y sólo las baterías actúan, con el objetivo de no encender la celda de combustible en escenarios que requieren poca potencia, o sólo *peaks* de potencia.

En el segundo estado, o de *movimiento*, la corriente de referencia que entrega el EMS posee un mínimo y un máximo, que corresponde al rango de operación definido de la celda. Si el motor necesita más potencia que la que es capaz de entregar la celda de combustible con la corriente máxima, la batería se verá en la necesidad de entregar la diferencia de potencia. En el caso contrario, en el que el motor opere a una potencia menor a la potencia que entrega la celda a corriente mínima, entonces la batería debe recibir el exceso de potencia que está entregando la celda. Si el motor se encuentra en el estado de movimiento, pero está en reposo por un periodo muy largo $T_{i_{fc},H}^{max}$, entonces el sistema pasará a estar en estado de partida. Así, en caso de pequeños reposos, como en un semáforo, la celda de combustible se mantiene encendida, y la celda no se apaga de manera innecesaria.

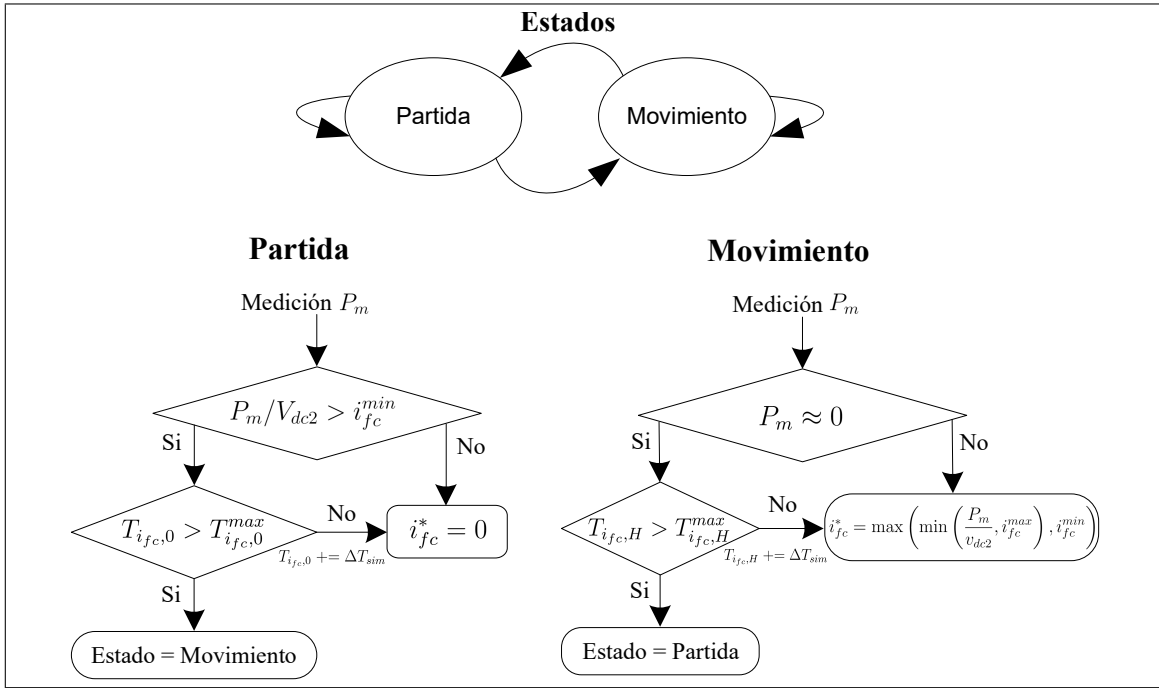


Figura 4.9. Diagrama Lógica EMS

El EMS fue diseñado de forma simple para ilustrar su función y capacidad, pero en la práctica se debe desarrollar un EMS mucho mas sofisticado, que tome decisiones en casos extremos, como cuando la batería está completamente cargada o completamente descargada, entre otras situaciones. Además, se requieren integrar más variables, como el estado de carga (SOC). que complementen la toma de decisiones.

5. RESULTADOS

Este capítulo presenta los principales resultados obtenidos, la primera sección muestra los resultados de las simulaciones, emulando el inductor acoplado trifásico, y luego el sistema HESS de un vehículo real; la segunda explica el *setup* experimental; la tercera expone los resultados de las pruebas experimentales del inductor acoplado en el conversor de tres puertos RL y presenta los resultados experimentales del control del motor de inducción accionado mediante el TPC, utilizando el inductor acoplado.

5.1. Simulaciones

En esta sección se presentan las principales simulaciones realizadas. Primero se presentan simulaciones que comparan el inductor acoplado con inductores no acoplados, y luego se muestran los resultados de las simulaciones del HESS controlando un motor.

5.1.1. Inductor acoplado trifásico

Es esta simulación se controló el conversor TPC con carga RL, utilizando distintos arreglos de inductores. En particular, se busca comparar el utilizar un arreglo de inductores no acoplados con uno de inductor acoplado. Además, también se compararán dos inductores acoplados trifásicos, uno balanceado y otro con desbalances. La matriz de inductancia del caso balanceado y del caso desbalanceado están representadas en (5.1)-(5.2) respectivamente. Los parámetros utilizados para la simulación se presentan en la tabla 5.1.

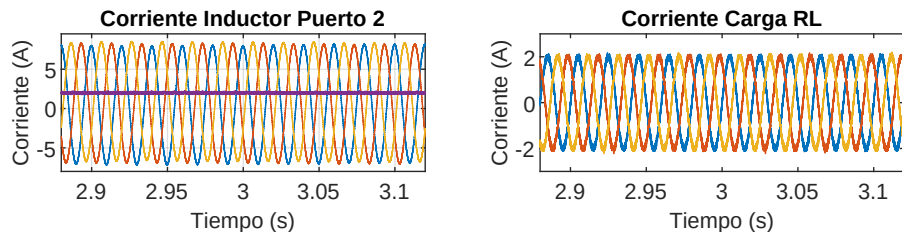
$$L_{CI} = L \begin{bmatrix} 1 & -\frac{0.97}{2} & -\frac{0.97}{2} \\ -\frac{0.97}{2} & 1 & -\frac{0.97}{2} \\ -\frac{0.97}{2} & -\frac{0.97}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$L_{CI} = L \begin{bmatrix} 0.8 & -\frac{0.97}{2} & -\frac{0.92}{2} \\ -\frac{0.97}{2} & 1 & -\frac{0.97}{2} \\ -\frac{0.92}{2} & -\frac{0.97}{2} & 0.8 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

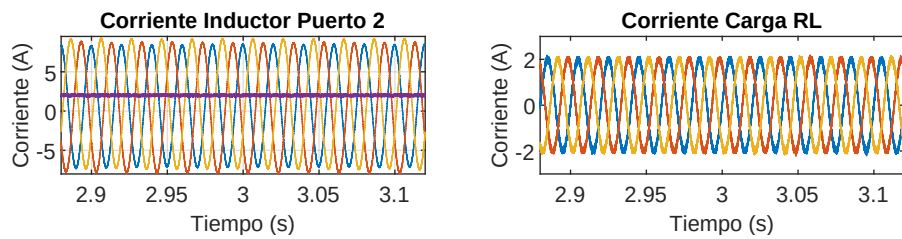
Tabla 5.1. Parámetros Experimento Inductores Carga RL

Parámetro	Sigla	Valor
Voltaje Puerto 1, 2	V_{dc1}, V_{dc2}	60, 30 [V]
Inductancia Propia	L	8.5 [mH]
Inductancia Filtro	L_{DM}	1 [mH]
Resistencia Inductor	L_{dc}	20 [mΩ]
Resistencia, Inductancia Carga	R_{load}, L_{load}	10 [Ω], 2 [mH]
Frecuencia Control	f_c	25 [kHz]
Referencia Corriente Carga, DC2	i_{ac}^*, i_{dc2}^*	2, 2 [A]

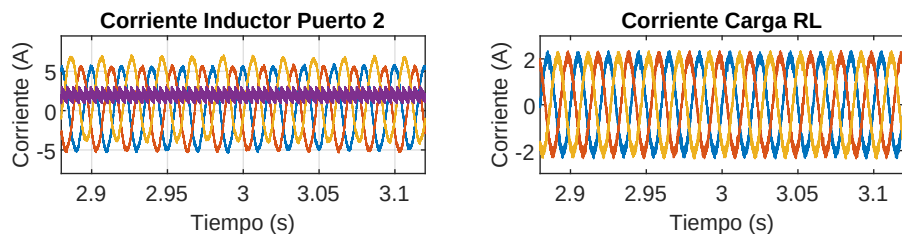
Los resultados se presentan en la figura 5.1. Los gráficos de la izquierda muestran las corrientes a través de los inductores (azul, rojo y amarillo) y la corriente total entregada por la fuente del puerto dc 2 (morado), mientras que los gráficos de la derecha muestran las corrientes en la carga RL.



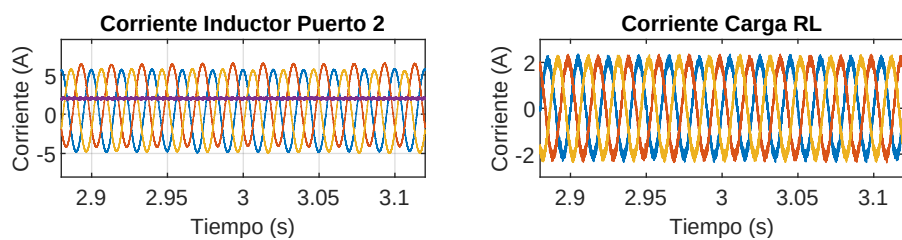
(a) Inductores No Acoplados balanceados



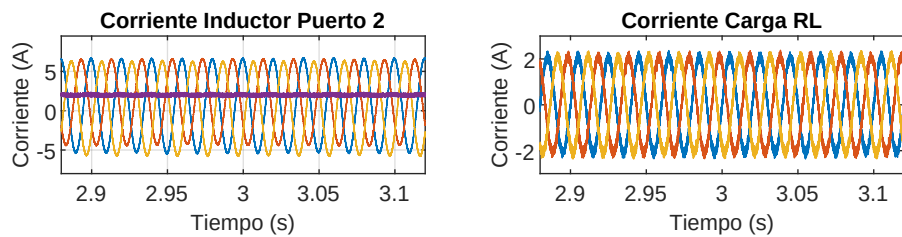
(b) Inductor No Acoplados desbalanceados



(c) Inductor Acoplado balanceado sin filtro



(d) Inductor Acoplado balanceado con filtro



(e) Inductor Acoplado desbalanceado con filtro

Figura 5.1. Resultados prueba con carga RL

En 5.1a se simula con inductores no acoplados balanceados de inductancia L (ver tabla), y el caso 5.1b con inductores no acoplados con un pequeño desbalance. El caso 5.1c simula un inductor acoplado trifásico balanceado, utilizando la matriz 5.1, al igual que en el caso 5.1d, pero este tiene conectado en serie un inductor de filtro L_{DM} . Finalmente, el escenario 5.1e simula un inductor acoplado trifásico desbalanceado, según la matriz (5.2) con un inductor de filtro en serie. Para los casos (a),(b) y (c) no se utilizó el inductor de filtro L_{DM} .

En primer lugar, se aprecia en todos los escenarios que el control de corriente de la carga RL es adecuado. El caso (a) presenta corrientes balanceadas en los inductores, de una magnitud de $15.5 A_{pp}$ aproximadamente, y una corriente DC del puerto 2 con bajo rizado. En comparación, en (b) existe un desbalance entre las corrientes de los distintos inductores. En el caso (c) se observa que al utilizar el inductor acoplado la magnitud de las corrientes AC circulantes es de $12.5 A_{pp}$, lo que significa una reducción del 20% respecto al escenario (a), sin embargo, el rizado de la corriente DC del puerto 2 aumenta considerablemente, además de que se genera un desbalance entre las corrientes. En (d) se aprecia que el rizado de la corriente DC del puerto 2 es prácticamente igual a la del caso con inductores no acoplados, aunque aún existe un pequeño desbalance entre las corrientes de las fases. En el experimento (e) el rizado de corriente aumenta respecto al caso (d), y se nota que una fase (roja) está desbalanceada con respecto a las otras dos.

5.1.2. Motor de inducción con modelos de fuentes reales

La simulación se realizó utilizando los modelos de las fuentes de energía discutidos en el capítulo 4, y el modelo de un motor jaula de ardilla de MATLAB. Los parámetros de cada uno se pueden revisar en las tablas 5.2, 5.3, 5.4. Los parámetros de la simulación y del controlador FCS-MPCC están en la tabla 5.5, considerando la función de costos del

sistema (2.34). Los pesos del controlador se iteraron hasta obtener una buena respuesta dinámica y en régimen permanente.

Tabla 5.2. Parámetros Celda de Combustible Simulación

Parámetro	Sigla	Valor
Voltaje Nominal, Rango Voltaje	V_{nom} , ($V_{min} - V_{max}$)	125, [80-190] [V]
Corriente Nominal, Rango Corriente	I_{nom} , ($A_{min} - A_{max}$)	120 , [0-200] [A]
Potencia Nominal, Máxima	P_{nom} , P_{max}	12.5 , 15 [kW]
Nº Celdas en serie	n	180
Resistencia Interna	R_{int}	0.54 [Ω]
Eficiencia Celda	η	55 [%]
Tiempo respuesta dinámica	T_r	40 [s]
Presión Hidrógeno, Oxígeno	P_{H_2} , P_{O_2}	3 , 1 [bar]
Flujo Oxígeno	V_{O_2}	700 [L/min]

Tabla 5.3. Parámetros Batería de Litio Simulación

Parámetro	Sigla	Valor
Voltaje Nominal, Rango Voltaje	V_{nom} , [$V_{min} - V_{max}$]	245, [240-280] [V]
Capacidad	Q_B	20 [Ah]
Energía Total	E	5 [kWh]
Resistencia Serie	ESR	122 [$m\Omega$]
Estado de Carga Inicial	SOC_0	70 [%]
Tiempo respuesta dinámica	T_r [s]	0.1

Tabla 5.4. Parámetros Motor Inducción Simulado (Frayyeh, 2016)

Parámetro	Sigla	Valor
Voltaje Nominal	V_{nom}	480 [V]
Potencia Nominal	P_{nom}	50 / 37.3 [hp/kW]
Frecuencia Nominal	f_{nom}	60 [Hz]
Pares de polos	p	2
Factor de fricción	B	0.01 [Nms]
Inercia Rotacional	J	1.662 [kgm ²]
Resistencia Estatórica, Rotórica	R_s, R_r	0.087, 0.228 [Ω]
Inductancia Pérdida Estatórica, Rotórica	L_s, L_r	0.8, 0.8 [mH]
Inductancia Mutua	L_m	34.7 [mH]

Tabla 5.5. Parámetros Simulación y Controlador

Parámetro	Valor
Período Simulación T_{sim}	10 [μ s]
Período Control T_c	20 [μ s]
Pesos Controlador $\lambda_d, \lambda_q, \lambda_{dc2}$	1, 1, 1

La figura 5.2 detalla el rango de operación de las fuentes de energía que alimentan el TPC en la simulación. El sistema se diseñó con un voltaje primario V_{dc1} de 260 V aproximadamente, el cual varía en el rango de la batería de litio, y se utilizó una celda de combustible con voltaje nominal $(V_{dc1}/2) = 130$ V. La elección de ese voltaje para la celda de combustible se debe a que al tener el voltaje de los puertos 1 y 2 en relación 2:1 se maximiza la potencia del convertidor, como se explicó en el capítulo 4.

En la simulación, el EMS limita el rango de operación de las baterías y de la celda. En el caso de la celda de combustible, si la celda está apagada, sólo se activará en caso que el sistema exija una corriente igual o mayor a 30 [A]. Una vez activada, si el sistema pide una corriente menor a la mínima, la celda entregará la corriente mínima y el exceso se almacenará en la batería, si el sistema se mantiene en ese estado por varios minutos, la celda se apaga. La figura (b) muestra el punto de operación nominal de la FC en amarillo, y en verde se destaca el rango en el que el EMS permite operar la celda de combustible, para obtener un buen rendimiento de esta.

El hecho de que los voltaje del puerto 1 y 2 sean variables hace que el HESS no sea capaz de entregar la potencia máxima en todo el rango de operación. La figura 5.3 muestra la potencia que se puede extraer del conversor dentro del cuadrante de operación de ambas fuentes (línea segmentada), considerando que la potencia máxima es de 15 [kW]. En la curva de nivel (5.3b), un desplazamiento horizontal en el cuadrante depende principalmente del SoC de la batería, mientras que un desplazamiento vertical se debe a un cambio en la corriente extraída de la celda de combustible.

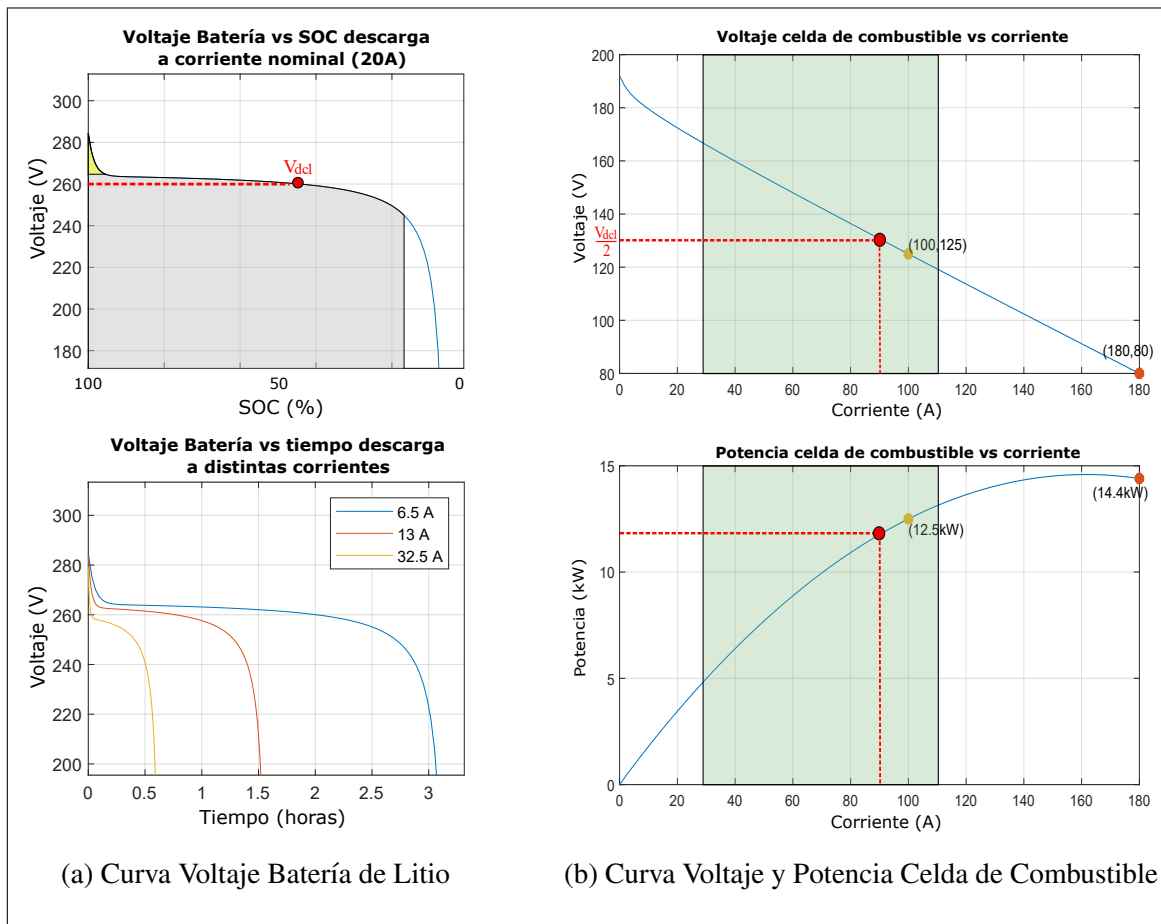


Figura 5.2. Rango de Operación Fuentes de Energía Simulación

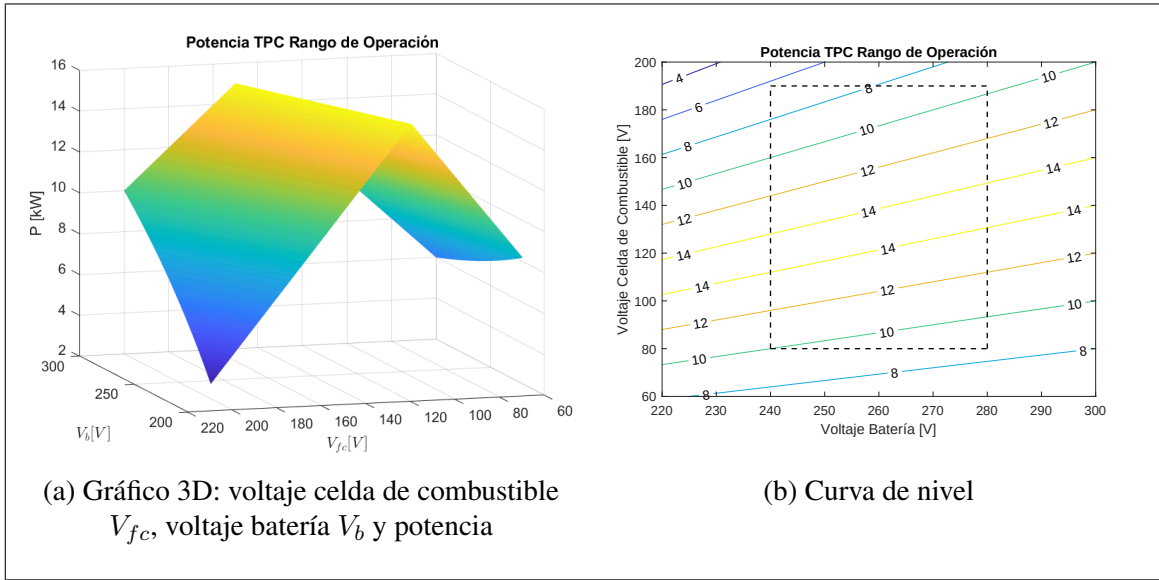


Figura 5.3. Potencia del conversor dentro del cuadrante de operación

La figura 5.4 muestra los resultados obtenidos. Para simular el funcionamiento de un vehículo real, se implementó un controlador de velocidad, cuya dinámica se puede observar en la figura (f). Al controlador se le dieron cuatro referencias distintas, las cuales se detallan en la tabla 5.6.

Tabla 5.6. Etapas Simulación

Etapas	v^{ref} [rpm]	i_d^{ref} [A]	Tiempo [s]
I	600	1	0-15
II	1000	1	15-30
III	300	1	30-45
IV	1200	1	45-60

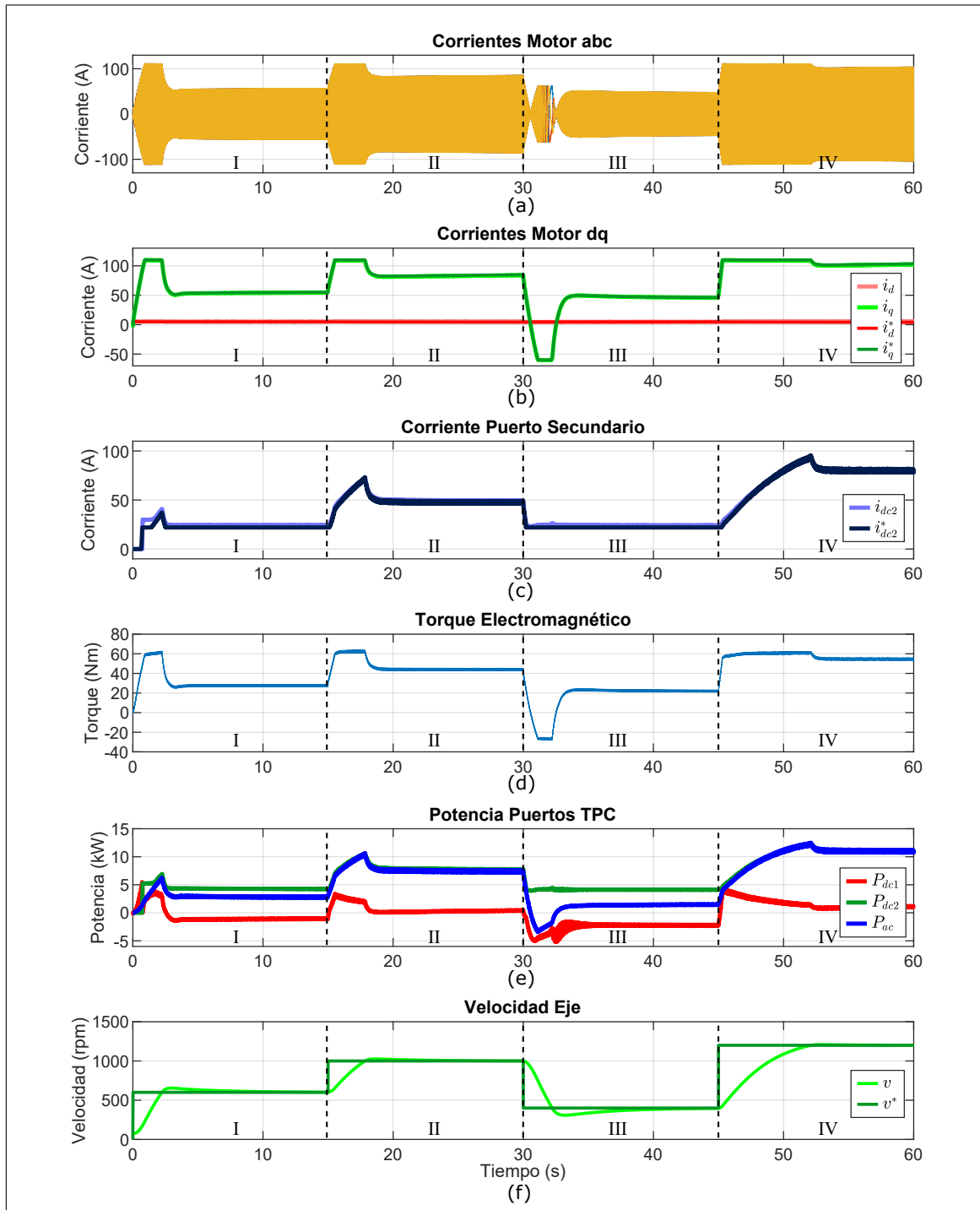


Figura 5.4. Resultados Simulación

- Etapa I: El controlador de corriente rápidamente hace crecer la referencia de corriente en cuadratura, hasta hacerla saturar, lo que hace que el motor entregue el torque máximo. El EMS obliga al *pack* de baterías a entregar la potencia en primera instancia, pero debido a la alta demanda de potencia del sistema, se supera el límite de corriente mínima y se activa la celda de combustible. Una vez el motor alcanza la velocidad deseada, alrededor de $t = 3[s]$, la corriente en cuadratura baja a la mitad. En ese estado, la fuente de combustible entrega un poco más de potencia que la requerida por el sistema, y el excedente es almacenado en las baterías.
- Etapa II: La referencia de velocidad aumenta, y nuevamente se satura la referencia de corriente en cuadratura, mientras la corriente directa se mantiene estable. La corriente del puerto 2 aumenta para poder acelerar el sistema, hasta que alcanzada la velocidad deseada, ésta se establece en $i_{dc2} = 50[A]$. La batería entrega el *peak* de voltaje que requiere el motor, hasta que en régimen permanente entrega una potencia casi nula.
- Etapa III: La velocidad requerida es considerablemente menor, provocando que la referencia de corriente se vuelva negativa, y el motor genera un torque electromagnético negativo, a la vez que la velocidad sigue siendo positiva, por lo que el sistema está en frenado regenerativo. La respuesta del sistema es rápida, alcanzando la referencia de velocidad en aproximadamente 3 [s], y todas las variables se mantienen controladas. La celda de combustible está entregando su potencia mínima, que es superior a la potencia que el motor necesita, por lo que la batería se lleva el excedente.
- Etapa IV: En este caso, se le exige una alta velocidad al motor, demorando alrededor de 5 [s] en alcanzar la nueva referencia. El torque que debe ejercer el motor es bastante alto, ligeramente inferior al torque máximo. Las corrientes directa y en cuadratura se controlan bien, al igual que la del puerto 2. La batería

nuevamente realiza la función de *peaking*, hasta que la potencia de la celda de combustible logra equiparar a la del sistema.

La figura 5.5 realiza un *zoom* de las corrientes del motor en coordenadas naturales en dos puntos interesantes del sistema. En 5.5.a , en torno a $t = 30.5[s]$, el sistema está realizando un frenado regenerativo, es decir, la máquina de inducción está actuando como generador y esta potencia es almacenada por las baterías. La referencia de corriente en cuadratura se reduce significativamente, lo que se refleja en la magnitud de las corrientes AC, pero se mantiene la secuencia de fases, lo que indica que la velocidad sigue siendo positiva.

El gráfico 5.5.b muestra una aceleración del sistema, ya que aumenta la magnitud de las corrientes AC. En ambas situaciones, las corrientes son sinusoidales, limpias y con poco ruido.

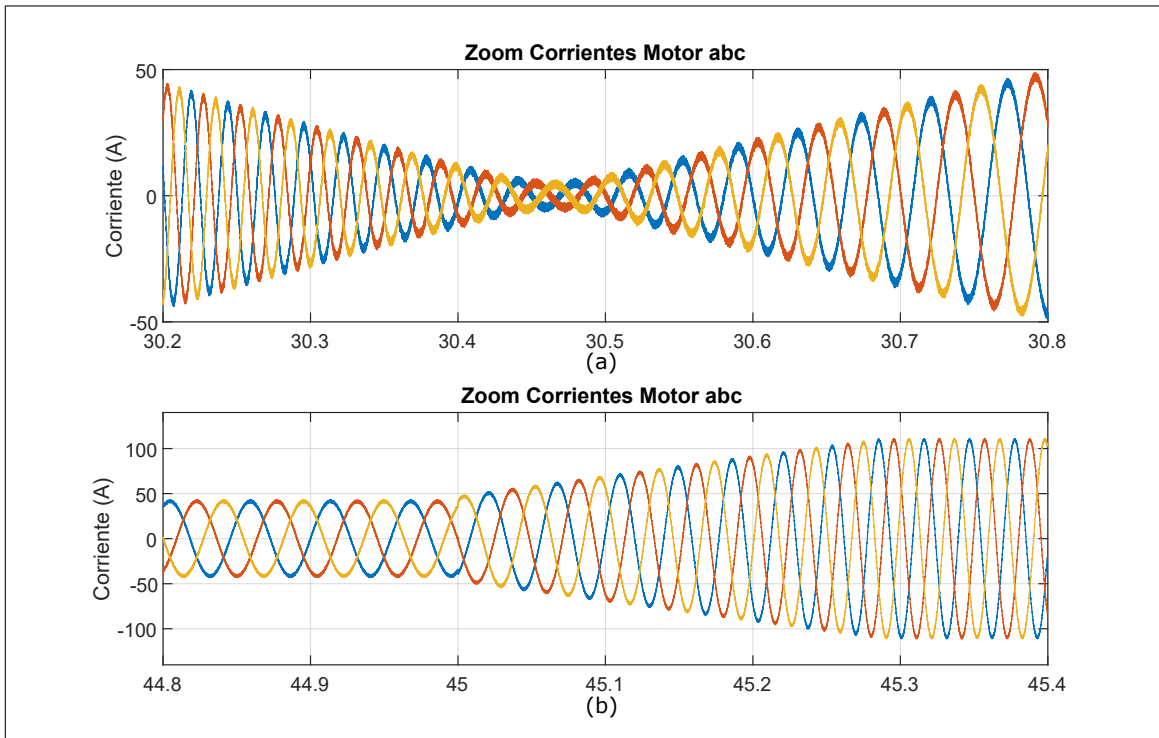


Figura 5.5. Resultados Simulación

En estas cuatro etapas, el sistema transita por distintos estados posibles a los que se puede enfrentar un vehículo, y el sistema eléctrico es capaz de responder de forma correcta a cada uno de estos escenarios. Además, en los gráficos de las corrientes dq del motor y la corriente del puerto secundario, que están graficadas con sus respectivas referencias, se puede concluir que el controlador sigue estas referencias de forma satisfactoria.

Finalmente, el EMS realiza su trabajo de forma adecuada, activando la celda de combustible y limitándola para que actúe dentro de un rango. La figura 5.6 muestra los puntos de operación de la celda de combustible, y los puntos en los que el EMS le permite operar.

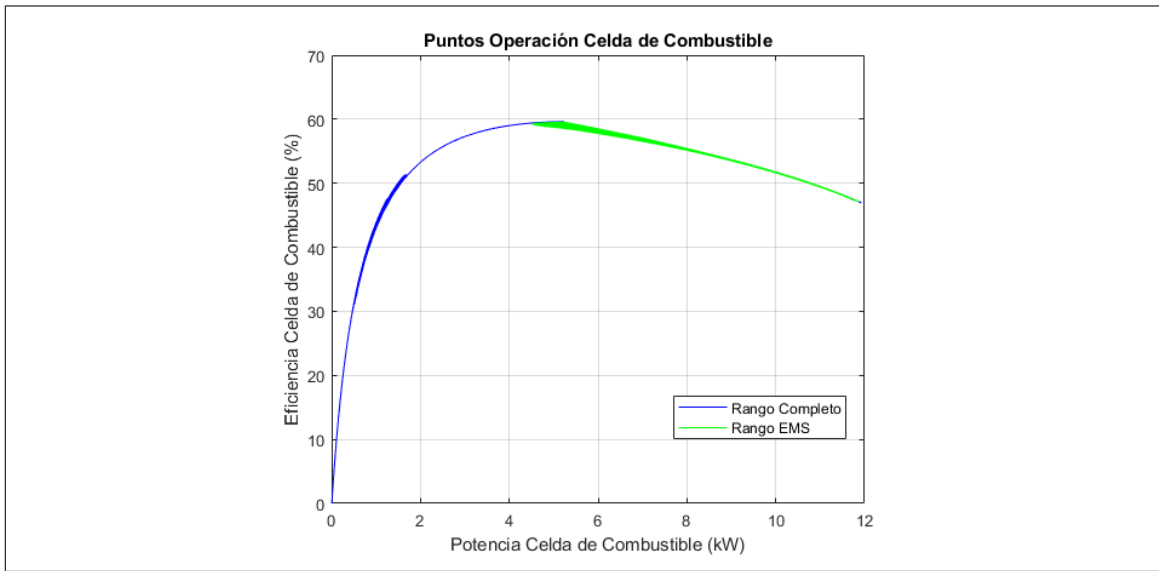


Figura 5.6. Operación Celda de Combustible

5.2. Setup Experimental

El *setup* experimental se presenta en la figura 5.7. El puerto 1 se energizó con una fuente regenerativa marca Keysight modelo RP7961A, la cual simula un módulo de baterías de litio, y en el puerto 2 se utilizó una fuente no regenerativa marca Keysight modelo N8742A, emulando el comportamiento de una celda de combustible. Para el circuito del inversor trifásico se utilizó un módulo marca Mitsubishi modelo PM200CL1A060, y para generar las señales de pulsos que requiere el módulo se empleó un circuito impreso diseñado en el laboratorio (E.1). El puerto 2 se conectó a través del inductor acoplado trifásico, diseñado y construido como se detalló en el capítulo 3.

El motor de inducción utilizado (motor 2) es de marca ABB de 3 kW @ 380V, el cual fue montado en un banco de pruebas, acoplado mecánicamente a un motor de inducción gemelo (motor 1), con las mismas características, el cual actuó como carga del motor 2. En la conexión de los ejes se instaló un torquímetro (E.4), para medir el torque del eje, y el motor 2 posee un encoder para medir el ángulo (E.3). Para la medición de las corrientes del estator y del puerto 2 se utilizaron sensores de corriente modelo HA55.

Las señales de cada uno de los sensores fueron acondicionadas para ser leídas por el microcontrolador, haciendo un diseño flexible que pudiese ajustar el rango dinámico de lectura para distintos parámetros de operación, con el objetivo de maximizar la resolución (Anexo C). El acondicionamiento se realizó mediante una placa PCB tipo *shield* diseñada para esta tesis, la cual se montó sobre el microcontrolador (Anexo D).

El motor 1 es accionado mediante un variador de frecuencia de cuatro cuadrantes marca ABB modelo ACS800-11, el cual permite emular los torques resistivos de un vehículo. Para los experimentos del inductor acoplado se trabajó con el mismo *setup* experimental,

pero no se utilizó el banco de pruebas, si no una carga RL trifásica. El control fue implementado en la placa de desarrollo Launchpad F28379D, un microcontrolador desarrollado para uso en aplicaciones de motores, posee un tamaño reducido y una gran capacidad de cómputo.

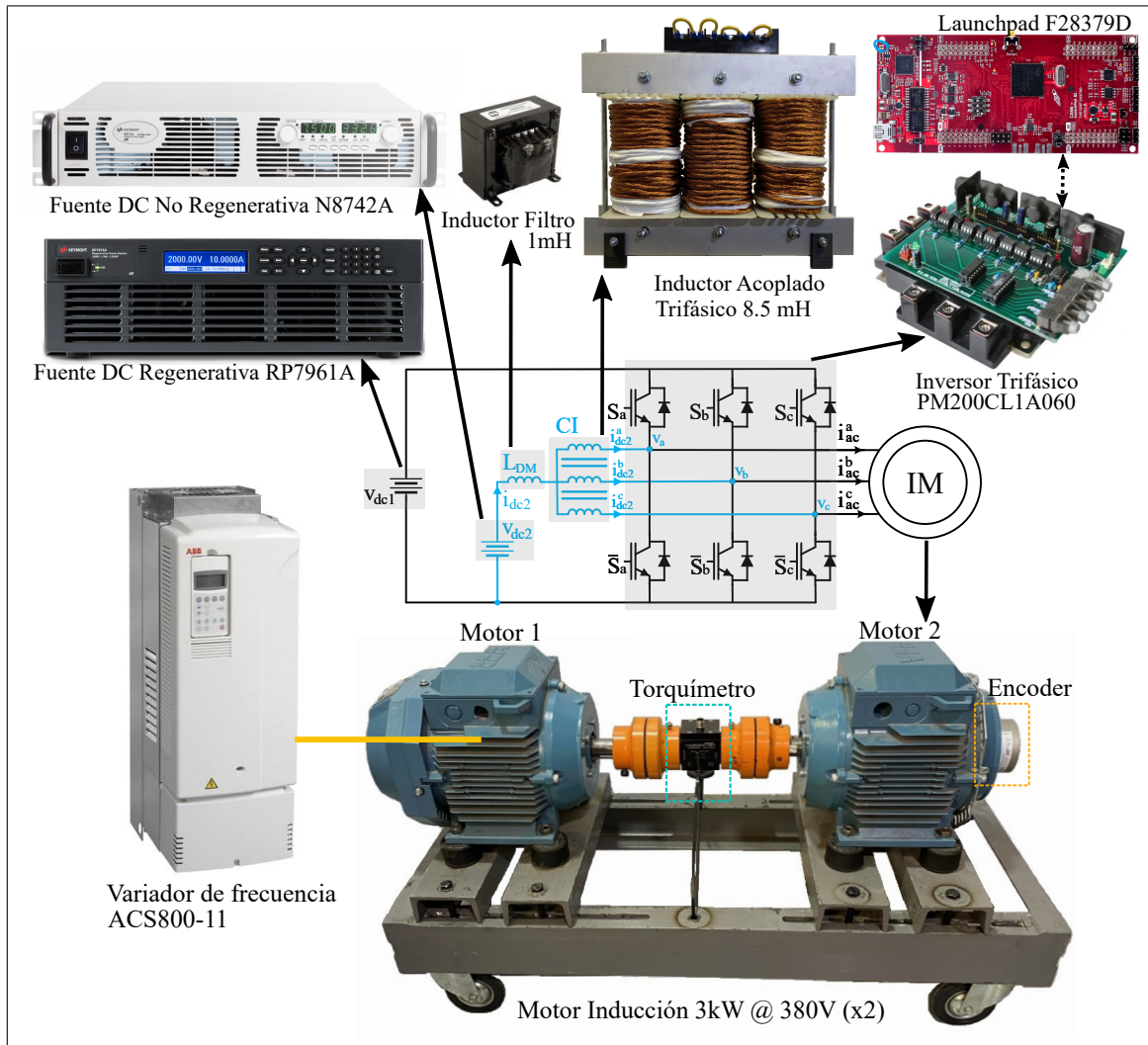


Figura 5.7. *Setup Experimental*

5.3. Pruebas Experimentales

La sección presenta los principales resultados experimentales obtenidos: en primer lugar se muestran las pruebas obtenidas con el inductor construido, utilizando el TPC con una carga RL, para realizar la validación final del dispositivo. En segundo lugar, se realizan las pruebas del motor de inducción accionado por el TPC, primero, con control de corriente, y luego con control de velocidad.

5.3.1. Pruebas Inductor Acoplado con carga RL

Esta prueba consistió en operar el conversor TPC con una carga RL y comparar la magnitud de la corriente con dos tipos de inductores distintos en el segundo puerto:

- (i) Inductores no acoplados de 9 mH.
- (ii) Inductor acoplado de 8.5 mH en serie con un inductor de 1 mH.

La prueba se realizó con los parámetros presentados en la tabla 5.7.

Tabla 5.7. Parámetros *Setup* Experimental

Parámetro	Sigla	Valor
Voltaje Puerto Primario, Secundario	V_{dc1} , V_{dc2}	60, 30 [V]
Frecuencia de Muestro	f_c	20k [Hz]
Resistencia Carga	R_c	10 [Ω]
Inductancia Carga	L_c	2.5 [mH]

Para observar el comportamiento dinámico de ambas configuraciones se aplicó un cambio en escalón a la referencia de corriente del puerto secundario, desde -2 A hasta los

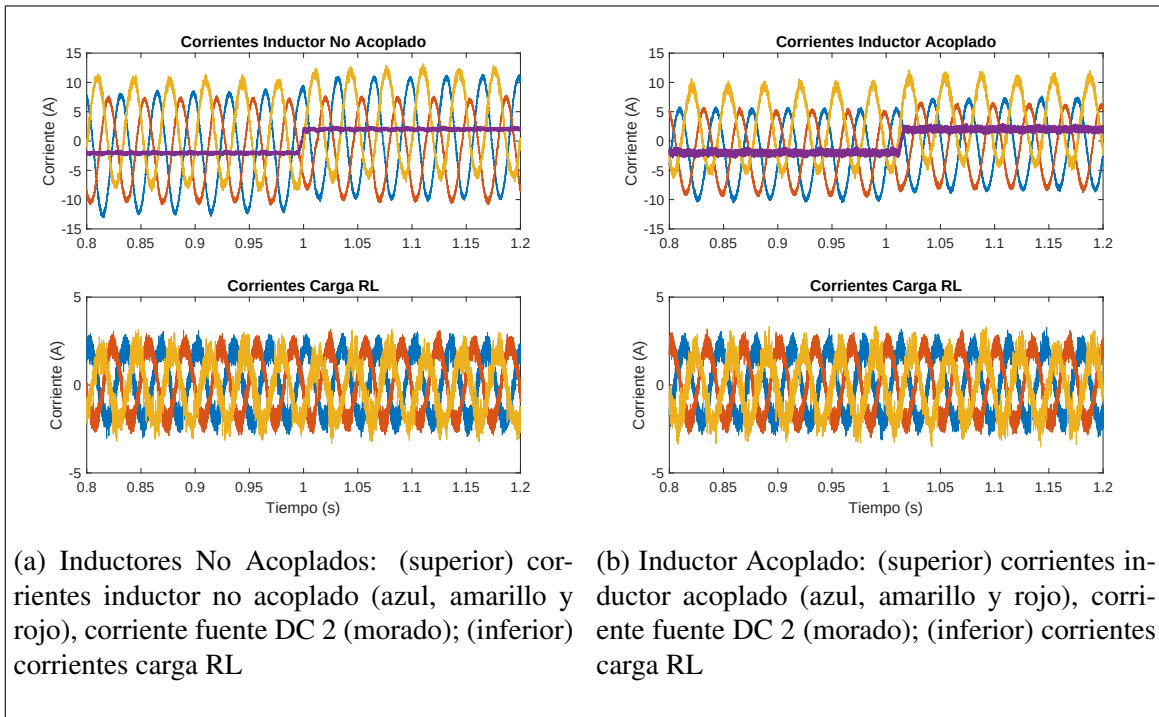


Figura 5.8. Resultados prueba con carga RL

+2 A. Los resultados se observan en la figura 5.8, y en la tabla 5.8 se entregan los valores máximos, mínimos y RMS de cada fase y el promedio de las fases de ambos experimentos.

En primer lugar, se destaca la rápida velocidad de respuesta del control, dado que el cambio de la corriente del puerto secundario es casi instantánea. Además, se aprecia que la corriente de la carga RL se mantiene imperturbable frente al cambio en la corriente del segundo puerto. En segundo lugar, se aprecian dos fenómenos importantes en la corriente del puerto secundario: la magnitud de las corrientes AC circulantes a través de las fases del inductor es menor en el inductor acoplado, pero la corriente DC (morado) posee un mayor *ripple*, resultados consistentes con las simulaciones de la sección 5.1.

El inductor acoplado es capaz de reducir en un 20% la magnitud de corriente en los inductores respecto al mismo experimento en el inductor no acoplado. Cabe resaltar que

los valores de inductancia de ambos experimentos no son exactamente iguales, ya que el inductor no acoplado posee una inductancia ligeramente mayor, por lo que tiene mayor capacidad de filtrado. En ese sentido, en un experimento con valores de inductancia exactamente iguales, el porcentaje de reducción de corriente sería mayor. En el caso del experimento con los inductores no acoplados, también existe un pequeño desbalance entre las inductancias, que se debe al gran margen de error que poseen las inductancias comerciales, lo que explica el desbalance entre las corrientes.

Por otro lado, el aumento del *ripple* de la corriente DC del puerto secundario es esperable. El inductor acoplado minimiza su inductancia longitudinal, lo que obliga a utilizar un inductor en serie con el inductor acoplado para poder controlar la corriente de ese puerto, y es ese inductor el encargado de filtrar la corriente, por lo que su magnitud define el nivel de *ripple*, como se explicó en detalle en la sección 3.1.5. De este modo, el inductor serie de 1 mH compite con la capacidad de filtrado del inductor no acoplado de 9 mH.

Tabla 5.8. Corriente en inductores Prueba Inductor Carga RL

	Inductores No Acoplados				Inductor Acoplado			
Fase	A	B	C	Prom	A	B	C	Prom
Max	9.45	7.89	11.56	9.63	6.66	6.02	10.64	7.78
Min	-13.09	-11.2	-9.23	-11.17	-10.57	-9.99	-6.81	-9.13
RMS	7.38	6.42	6.52	6.78	5.75	5.43	5.44	5.54

5.3.2. Pruebas Motor de Inducción

La segunda etapa consistió en validar el controlador del motor de forma experimental, utilizando de alimentación fuentes DC conectadas a los puertos. El motor ocupado es un ABB 3GAA112021, los datos de la placa están tabulados en la tabla 5.9.

Tabla 5.9. Placa Motor ABB 3GAA112021

V	Hz	r/min	kW	A	$\cos \phi$
380-420 Y	50	1450	3.0	6.5	0.81
220-240 Δ	50	1450	3.0	11.3	0.81
440-480 Y	60	1750	3.5	6.4	0.80

Los parámetros utilizados para estos experimentos se presentan en la tabla 5.10. Los valores del circuito equivalente del motor de inducción se obtuvieron realizando pruebas estándar de circuito abierto y rotor bloqueado. Los resultados de estas pruebas están en el Anexo B.

El sistema se operó con voltajes bajos debido a un mal funcionamiento del sistema a mayor voltaje. Al realizar distintas pruebas, se notó que la tierra de señal, la cual está aislada completamente del circuito de potencia, tenía un ruido considerable al operar el convertidor; pero cuando el convertidor no operaba, por ende, el sistema no conmutaba, la tierra prácticamente no tenía ruido, lo cual hace pensar que la conmutación del convertidor generaba ruido electromagnético que alteraba las señales de control. En caso de ser ese el problema, una forma de solucionarlo es implementando una jaula de Faraday, que puede ser una caja metálica, la que encierre el módulo para aislar el ruido electromagnético y que no afecte a las señales de control.

Tabla 5.10. Parámetros Experimento Motor

Parámetro	Sigla	Valor
Voltaje Puerto Primario, Secundario	V_{dc1}, V_{dc2}	100, 50 [V]
Frecuencia de Muestreo de Control	f_c	20k [Hz]
Inductor Acoplado	L_{CI}	8 [mH]
Inductor Filtro	L_{DM}	1 [mH]
Pares de Polos Motor	p	2
Resistencia Estatórica, Rotórica	R_s, R_r	1.8 , 1.4 [Ω]
Inductancia Fuga Estatórica, Rotórica	L_{ls}, L_{lr}	2.6, 2.6 [mH]
Inductancia Mutua	L_m	97.2 [mH]
Parámetros Torque Carga	a, b, c	$7e-5 \left[\frac{Nm}{Hz^2} \right], 3e-3 \left[\frac{Nm}{Hz} \right], 3e-1 [Nm]$

5.3.3. Prueba Motor: Control de Corriente

La primera prueba experimental del controlador de motor consistió en corroborar el control de corriente del motor en las coordenadas DQ y el control de la corriente del puerto secundario. Para comprobar el buen funcionamiento de éste, se realizaron cambios en escalón de las referencias, con el motor operando sin carga, llevando el sistema a cinco etapas de operación distintas. En cada etapa sólo se modificó la referencia de una variable, para observar la capacidad del sistema de controlar cada corriente de forma independiente, excepto por el último cambio de referencia. Las etapas de operación se detallan en la tabla 5.11.

Tabla 5.11. Etapas Operación Control de Corriente

Etapa	i_d^{ref} [A]	i_q^{ref} [A]	i_{dc2}^{ref} [A]	Tiempo [s]
I	0.3	3	1	0-2.5
II	0.3	3.8	1	2.5-6.5
III	0.5	3.8	1	6.5-11
IV	0.5	3.8	5	11-17
V	0.5	3.8	5	17-20

El primer cambio de referencia ocurre en $t_1 = 2.5[s]$, cambiando la referencia de la corriente i_q , el cual se aprecia en el primer y segundo gráfico. El segundo es en $t_2 = 6.5[s]$, modificando la corriente i_d . El tercer cambio, en $t_3 = 11[s]$ es de la referencia de la corriente i_{dc2} , finalmente en $t = 17[s]$ se modifican las referencias de i_q e i_{dc2} .

Los resultados se muestran en los gráficos de la figura 5.9. En 5.9.a se muestran las corrientes del motor en las coordenadas naturales, mientras que en 5.9.b se entregan estas mismas corrientes pero en coordenadas DQ, la corriente directa (i_d) (verde) con su referencia (verde oscuro) y la corriente cuadratura (i_q) (rojo) con su referencia (rojo oscuro). El gráfico 5.9.c expone la corriente del puerto primario (i_{dc1}) (amarillo), la cual no tiene referencia, y el gráfico 5.9.d, la corriente del puerto secundario (i_{dc2}) (azul), con su referencia (azul oscuro).

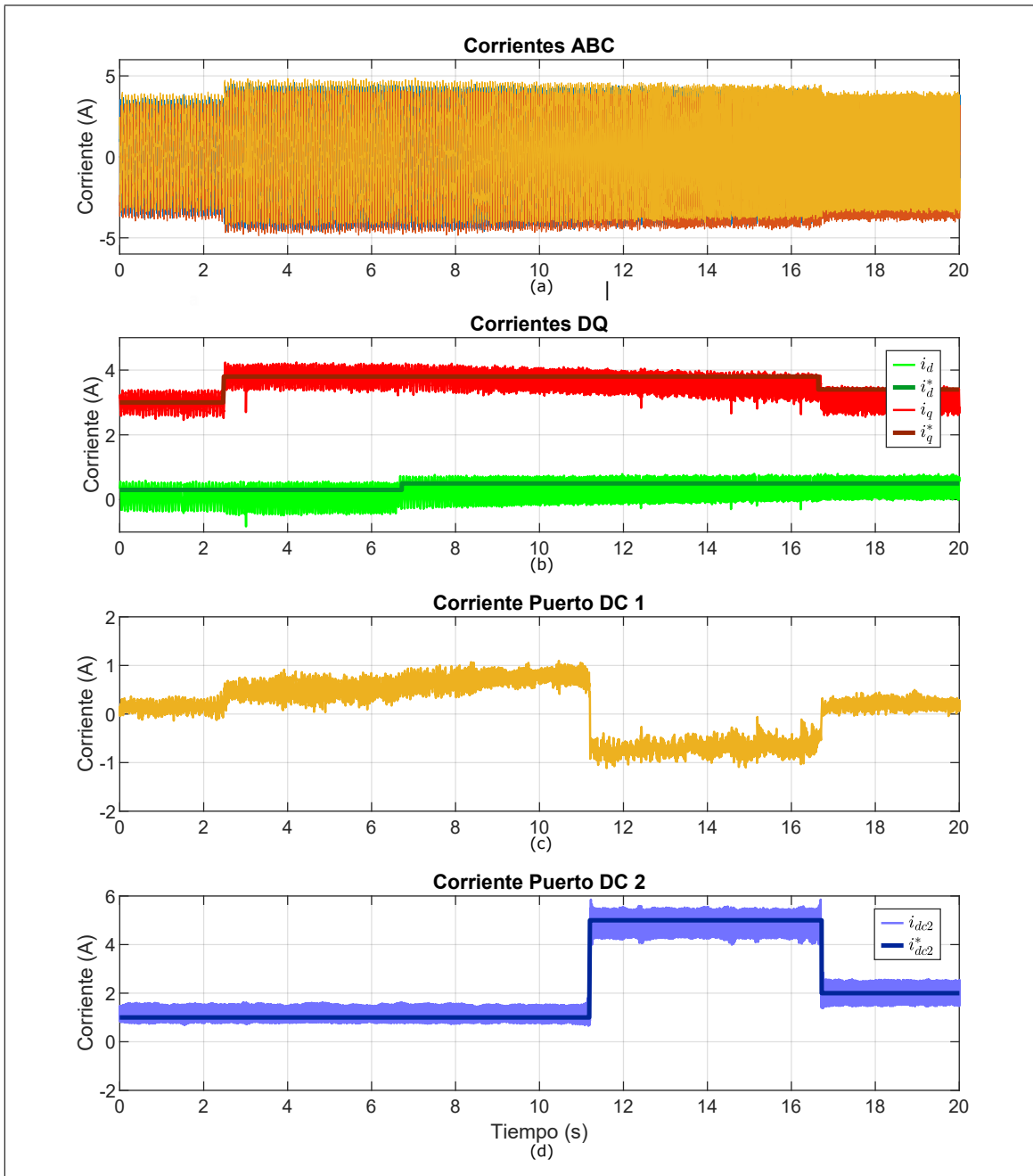


Figura 5.9. Prueba controlador de corriente: (a) corrientes *abc* motor; (b) corrientes *dq* motor con referencias i_d^* e i_q^* ; (c) corriente puerto DC 1; (d) corriente puerto DC 2 con referencia i_{dc2}^*

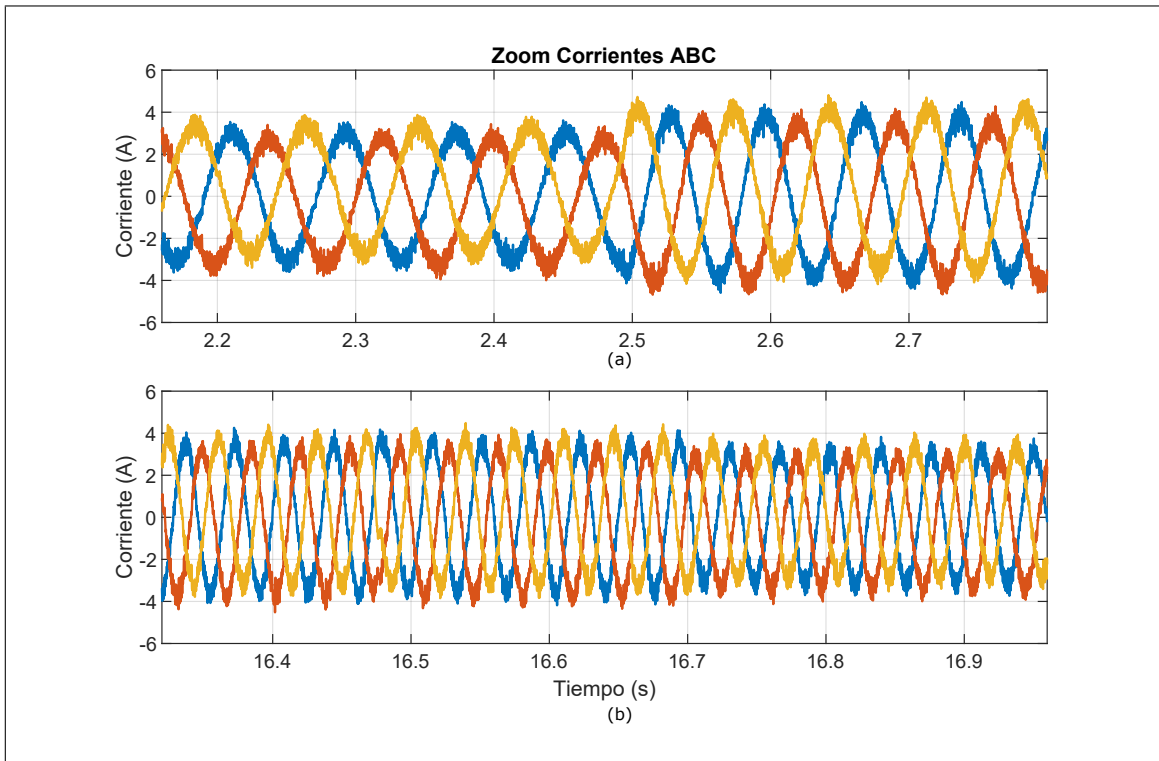


Figura 5.10. Zoom Fig 5.9a respuesta dinámica corrientes *abc* prueba controlador de corriente : (a) $t = 2.5s$; (b) $t = 16.5s$

En primer lugar, se puede apreciar que las variables controladas llegan muy rápido a la nueva referencia. Además, las corrientes se mantienen estables en su punto de operación, y tiene poco ruido. En la etapa IV se aprecia la capacidad del conversor de tres puertos de manejar corriente de forma bidireccional, ya que la corriente en el puerto 1 es negativa.

Al realizar los experimentos sin carga mecánica, el motor operaba aproximadamente a velocidad síncrona cuando el control de corriente es mayor a 3 [A], razón por la cual en las etapas II y III se aprecia una caída de la corriente en cuadratura.

5.3.4. Prueba Motor: Control de Velocidad

La segunda prueba experimental consistió en integrar control de velocidad al sistema, el cual entrega una referencia de la corriente i_q , y se mantiene el control directo sobre las corrientes i_d e i_{dc2} . Con este controlador se realizaron dos experimentos: en el primero sólo se efectuaron cambios en la referencia de la velocidad y en el segundo se aplicaron cambios de velocidad y de las corrientes controladas, ambos con carga mecánica en el eje. La carga implementada con el variador de frecuencia emulaba el torque resistivo de un vehículo, según la ecuación:

$$T_L = a^2\omega + b\omega + c \quad (5.3)$$

en este caso se considera que la velocidad mecánica del eje esta en [Hz]. En la práctica, el microcontrolador le daba la referencia de torque deseada al variador de frecuencia en función de la velocidad del motor. Los parámetros se encuentran en la tabla 5.12.

En el primer experimento se omitió la corriente del puerto DC primario, y se agregaron la velocidad del eje (rosado) con su referencia (morado) y el torque instantáneo del eje (celeste) y total del motor (naranja). Los puntos de operación son los siguientes:

Tabla 5.12. Etapas Operación Experimento 1 Control de Velocidad

Etapas	v^{ref} [A]	i_d^{ref} [A]	i_{dc2}^{ref} [A]	Tiempo [s]
I	600	0.5	1.5	0-5
II	1000	0.5	1.5	5-17.5
III	1200	0.5	1.5	17.5-29
IV	900	0.5	1.5	29-40

Los resultados experimentales se visualizan en la figura 5.11. De forma similar a la prueba del control de corriente, el control de velocidad tiene una respuesta dinámica bastante rápida, llegando a la referencia en menos de $2s$, sin *overshoot*. Además, las otras variables controladas (i_d , i_{dc2}) se mantienen estables frente a los cambios de velocidad.

Por otro lado, en el gráfico de torque, en la variable del torque instantáneo, se aprecian los *peaks* positivos y negativos que se generan debido al cambio de velocidad, asociado a la inercia del eje.

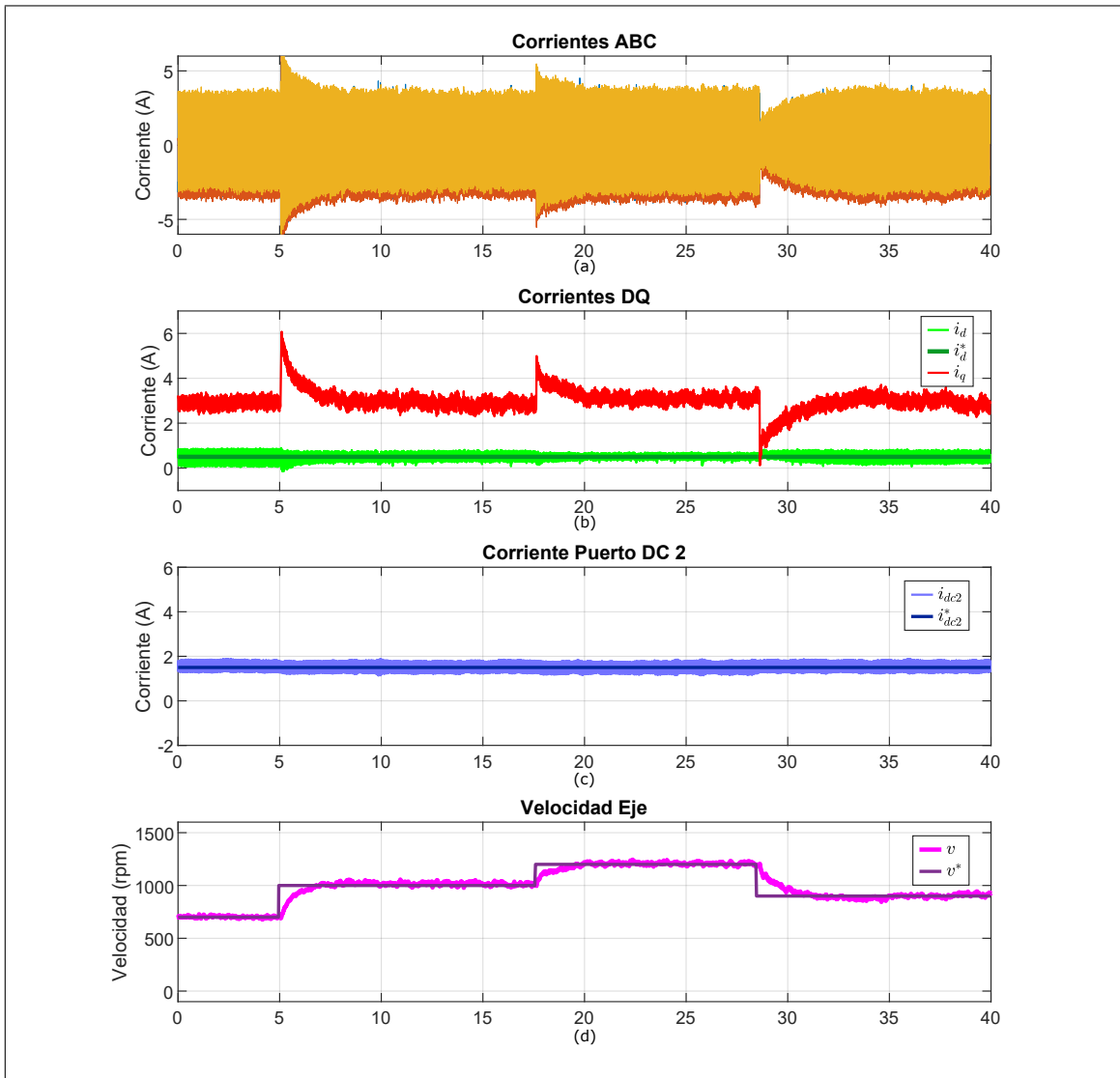


Figura 5.11. Prueba 1 controlador de velocidad: (a) corriente abc motor; (b) corrientes dq motor con referencia i_d^* ; (c) corriente puerto DC 2 con referencia i_{dc2}^* ; (d) velocidad eje con referencia v^* .

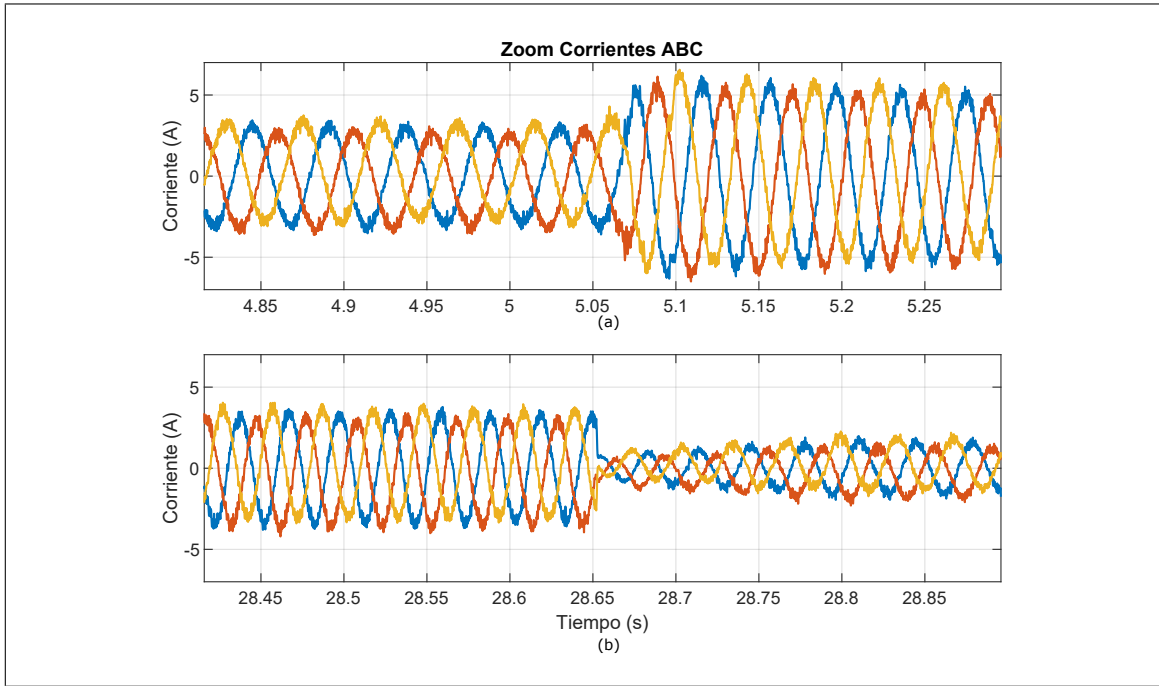


Figura 5.12. Zoom Fig 5.11a respuesta dinámica corrientes *abc* prueba controlador de velocidad : (a) $t = 5.05s$; (b) $t = 28.65s$.

En el segundo experimento del controlador de velocidad se agregó la corriente DC del puerto primario. Las etapas de operación se detallan en la tabla 5.13.

Tabla 5.13. Etapas Operación Experimento 2 Control de Velocidad

Etapas	v^{ref} [A]	i_d^{ref} [A]	i_{dc2}^{ref} [A]	Tiempo [s]
I	300	0.5	2	0-10.5
II	700	0.5	2	10.5-23
III	1000	0.5	4	23-33.5
IV	1000	0.5	3	33.5-40

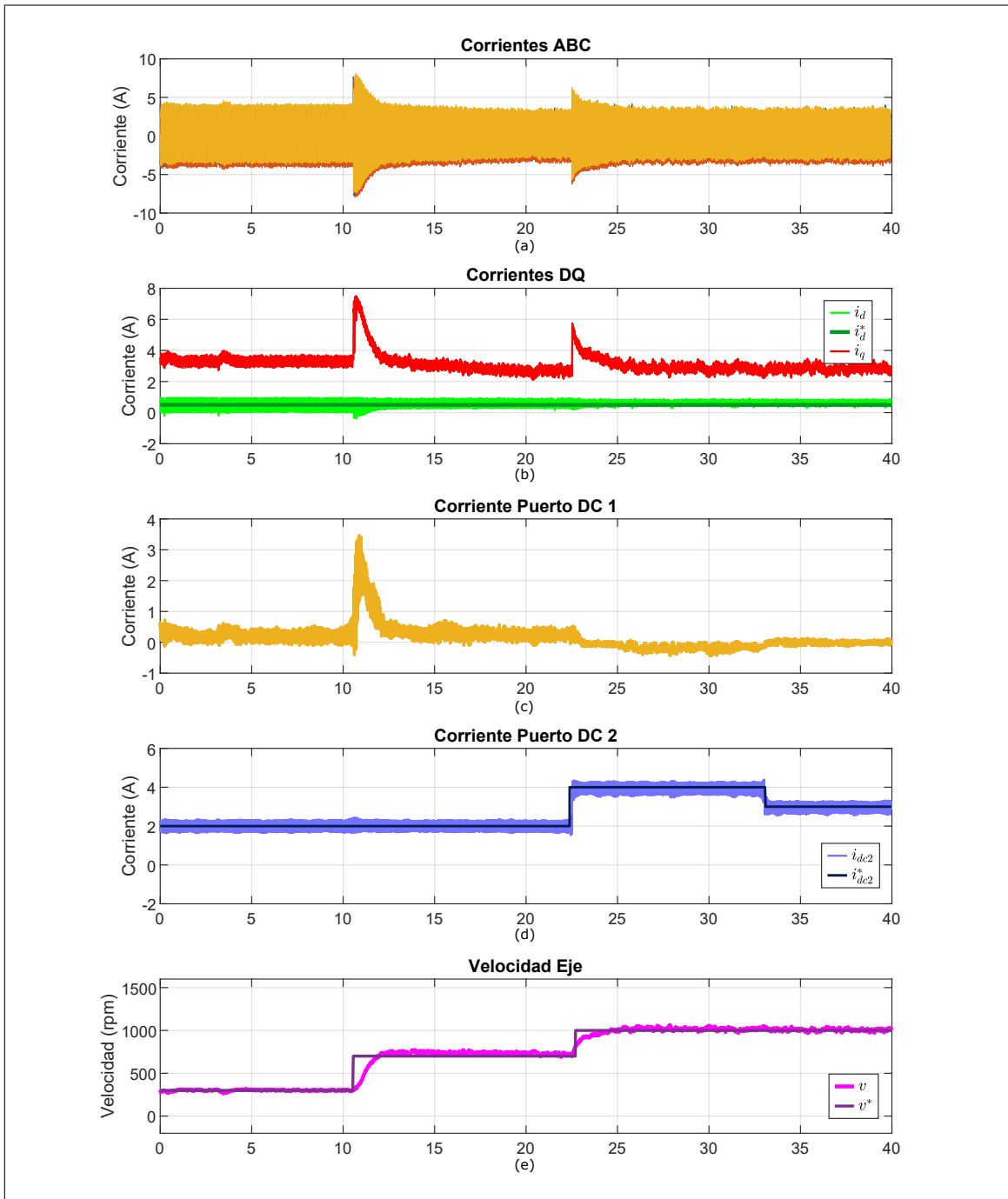


Figura 5.13. Prueba 2 controlador de velocidad: (a) corrientes abc motor; (b) corrientes dq motor con referencia i_d^* ; (c) corriente puerto DC 1; (d) corriente puerto DC 2 con referencia i_{dc2}^* ; (e) velocidad eje motor con referencia v^* .

En este experimento, a diferencia del anterior, se pueden comparar las corrientes de ambas fuentes de energía. En la etapa II se aprecia la capacidad del puerto DC 1 de entregar el *peak* de corriente que requiere el motor para aumentar su velocidad, mientras la corriente del puerto DC 2 se mantiene constante. Por otro lado, en la etapa III, es el puerto 1 el que debe ser capaz de recibir energía, dado que el puerto 2 está entregando más potencia de la que requiere el motor para funcionar.

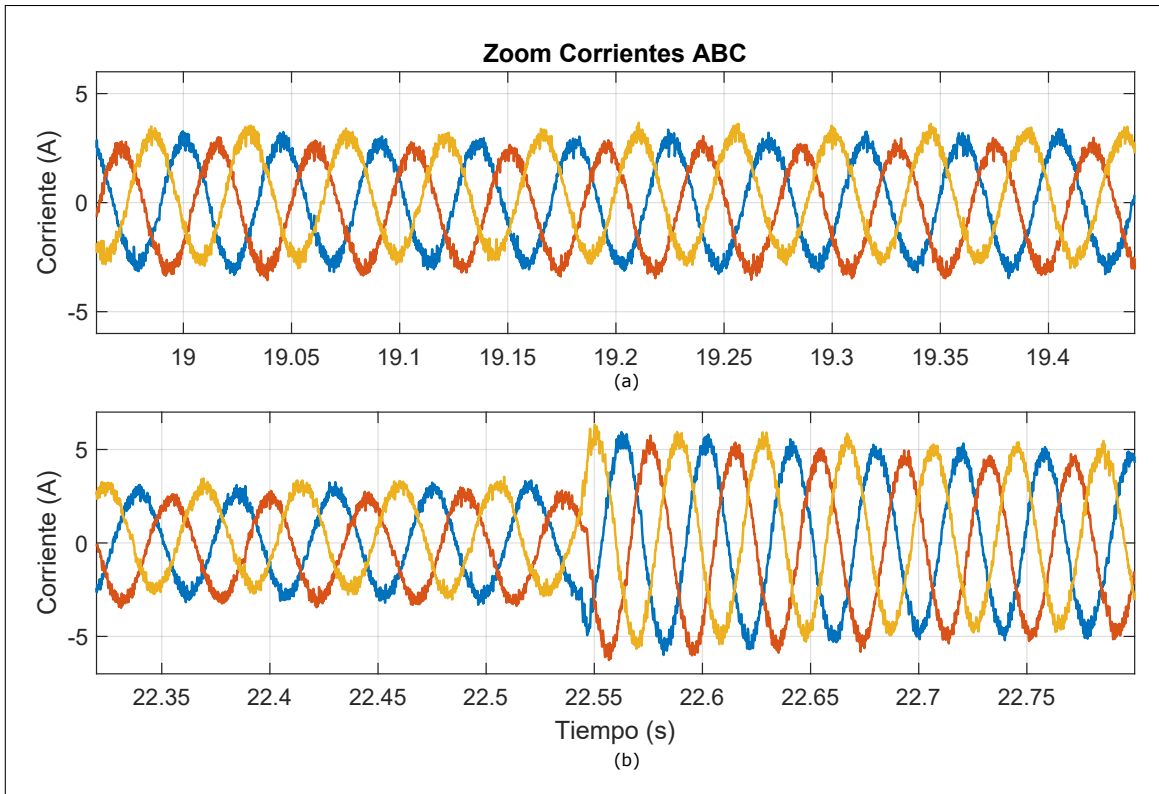


Figura 5.14. Zoom Corrientes *abc* motor Control de Velocidad 2

Finalmente, en ambos experimentos de control de velocidad se aprecian dos situaciones. La primera es que al comparar la corriente en cuadratura experimental con la

simulación se puede observar que la segunda satura la corriente hasta llegar a la referencia, mientras que la primera la satura por un breve período de tiempo, pero luego la corriente baja antes de que el motor llegue a la velocidad de referencia. Esta diferencia se debe principalmente a los parámetros del controlador PI del lazo externo de velocidad entre la simulación y el experimento, los parámetros del PI de los experimentos hacen que el controlador sea menos agresivo.

Por otro lado, se aprecia que la velocidad es ligeramente ruidosa, lo cual probablemente se debe al hecho de que la tierra de las señales y mediciones, incluyendo la medición de velocidad, es ruidosa mientras opera el convertidor. De esta forma, como la referencia de torque es generada en función de la velocidad medida, probablemente se generan pequeños *peaks* de torque que provocan esa forma de la señal.

6. CONCLUSIONES

En el primer capítulo de esta tesis se realizó una revisión del estado del arte de las distintas configuraciones posibles de convertidores para sistemas HESS, con sus ventajas y desventajas, y se analizaron las principales características del convertidor a utilizar, como la mayor eficiencia y la reducida cantidad de transistores, así como su principal desventaja que es la complejidad del control.

En el segundo capítulo se desarrolló el modelo matemático para el convertidor de tres puertos con inductor acoplado trifásico, conectado a un motor de inducción, analizando las ecuaciones del motor y del convertidor por separado, y se realizó una revisión de los esquemas de control MPC aplicados a motores. El esquema de control MPCC destacó por sobre el MPTC debido a que permitía una integración más directa del control de corriente del puerto 2. En base al esquema de MPCC se diseñó un controlador FCS-MPC de corriente multivariable para el sistema.

En el capítulo 3 se analizaron las principales características de un inductor acoplado en comparación con un inductor no acoplado, y se demostraron matemáticamente las ventajas del primero. El inductor acoplado mostró en la teoría ser capaz de reducir considerablemente el tamaño del sistema en comparación a utilizar tres inductores no acoplados, principalmente por la reducción del tamaño del núcleo, ya que en un inductor acoplado la componente DC de las corrientes no afecta a la saturación del núcleo. Además, se desarrolló un método de diseño de inductor acoplado trifásico de tres piernas, el cual puede ser extendido a inductores de más fases; y se diseñó uno en particular para las pruebas experimentales.

En el capítulo 4 se describieron las principales características, ventajas, desventajas y los modelos circuitales de dos tipos de fuentes energéticas DC: celdas de combustible

y baterías, destacando la deficiente regulación de voltaje y el amplio rango de eficiencia de la celda de combustible, y se diseñó un EMS simple para mitigar las características negativas de la celda y simular un sistema de alimentación más eficiente y realista.

El controlador FCS-MPC de corriente diseñado fue capaz de controlar de manera efectiva las cuatro corrientes del sistema, controlando de forma directa tres variables: corriente directa y en cuadratura del motor, y la corriente del puerto secundario; y de forma indirecta la corriente del puerto primario, con un tiempo de respuesta casi instantáneo en las tres variables, menor a 50 *ms*. Además, el hecho de utilizar un controlador de corriente permitió implementar distintos lazos de control externo, ya sea de torque o velocidad, y se demostró que el control de velocidad es capaz de realizar una acción efectiva sobre el sistema, llevándolo a distintos puntos de operación, con un tiempo de respuesta rápido que llegó a los 3 segundos en las pruebas realizadas. El controlador FCS-MPC es fácil de implementar, posee un error permanente bajo y una respuesta dinámica rápida, sin embargo, este tipo de controlador posee una frecuencia de conmutación variable, lo que se traduce en que el ruido de conmutación que afecta a la corriente sea difícil de filtrar, condición no deseada para una operación de alto rendimiento.

El conversor TPC simulado demostró ser una alternativa factible para ser utilizado como HESS en vehículos FCHEV, utilizando baterías de litio, logrando operar el sistema en distintas condiciones como aceleración, desaceleración y frenado regenerativo, así como en condiciones estables. El controlador EMS fue capaz de entregar una referencia adecuada tal que el consumo de las fuentes energéticas fuera balanceado, haciendo que la celda de combustible actuara como fuente principal, entregando la mayor parte de la potencia, y a la batería como fuente secundaria, entregando y almacenando potencia en caso de ser necesario, según el punto de operación de la celda de combustible. Aún así, el EMS diseñado es demasiado simple y debe ser pulido y complejizado para una eventual aplicación real en vehículos eléctricos.

El arreglo de inductor acoplado trifásico fabricado en serie con un inductor de filtro demostró ser una solución efectiva para reducir las corrientes circulantes en el TPC, mitigando una de las principales desventajas del convertidor. En simulaciones se obtuvo una reducción de la magnitud de la corriente levemente superior al 20% , mientras que experimentalmente fue ligeramente menor al 20%, esta diferencia se explica por las no idealidades del inductor construido. Además, el arreglo de inductor acoplado posee un 30% menos peso respecto al arreglo de inductores no acoplados, y, un diseño más a medida del inductor acoplado podría reducir también el volumen. Aún así, la construcción de inductores acoplados es un proceso más complejo que la fabricación de inductores no acoplados, lo que dificulta su implementación, y además, requiere conectar un inductor de filtro en serie que maneje el rizado de la corriente DC.

La configuración propuesta en esta tesis, en la que se utiliza la fuente de energía principal en el segundo puerto, hace que los inductores de acoplamiento deban soportar un tercio de la corriente DC del puerto secundario, más la corriente circulante AC, la que es proporcional al voltaje aplicado al motor. De esta forma, en el caso de utilizar inductores no acoplados, estos deben ser capaces de soportar la suma de ambas corrientes, para evitar la saturación de los núcleos y permitir el comportamiento lineal del convertidor, lo que se traduce en núcleos muy grandes. En contraste, el inductor acoplado sólo debe soportar la corriente AC circulante, y por lo tanto, requiere núcleos más pequeños. Esto hace casi obligatoria la necesidad de utilizar inductor acoplado con el convertidor TPC bajo esta configuración, más aún en aplicaciones de electromovilidad, donde el volumen es más restrictivo.

De esta forma, las dos hipótesis planteadas en esta tesis fueron demostradas, en distinto grado. La primera hipótesis fue validada de forma parcial, demostrando la capacidad del convertidor de operar con un motor y fuentes reales en simulación, y emulando un sistema real en el banco de pruebas, con fuentes de voltaje, pero no se realizaron pruebas con

baterías y celda de combustible. La segunda hipótesis fue totalmente validada, ya que se demostró teórica y empíricamente la capacidad del inductor acoplado de reducir las corrientes AC circulantes en este conversor.

Respecto al objetivo general, se logró diseñar e implementar un sistema completo para el accionamiento del motor de inducción utilizando el TPC, en el cual se podía llevar el motor a distintos puntos de operación de forma efectiva y segura. Los objetivos específicos se cumplieron en general: el controlador implementado maneja el motor en un amplio rango de operación de forma rápida y robusta; se realizó la construcción de un inductor acoplado que redujo significativamente las corrientes circulantes del conversor; se diseñó un EMS simple considerando las características de la batería de litio-ión y de la celda de combustible, el cual hacía operar el HESS de forma eficiente; se implementó un banco de pruebas que permitió realizar las pruebas experimentales, aunque este se cumplió de forma parcial debido a que el sistema sólo operaba en un rango de voltaje limitado; y finalmente se realizaron simulaciones del sistema cuyos resultados fueron satisfactorios.

Esta investigación, al ser la primera en utilizar este conversor con motores, abre bastantes líneas de investigación para trabajo futuro. Por un lado esta mejorar los resultados experimentales obtenidos con el controlador, obtener resultados con el conversor alimentado con celda de combustibles y baterías reales, y obtener resultados con el conversor montado en un vehículo real. Además, se puede mejorar el controlador utilizando técnicas de MPC más avanzadas, que incluyan estimación en tiempo real de los parámetros del sistema, control de velocidad predictivo, entre otras. Por otro lado, la investigación deja la puerta abierta para el desarrollo de un controlador tipo CCS-MPC, el cual puede utilizar horizontes de predicción largos. También se puede desarrollar un EMS más inteligente, que maneje la energía de las fuentes de forma óptima y en función del estado actual del vehículo, el estado de carga de las baterías, velocidad de respuesta requerido, y otras características.

BIBLIOGRAFÍA

BP. (2021). *Statistical review of world energy* (70th edition ed.; Tech. Rep.). British Petroleum.

Cano, Z., Banham, D., & Ye, S. (2018). Batteries and fuel cells for emerging electric vehicle markets. *Nature Energy*, 278-289. doi: 10.1038/s41560-018-0108-1

Correa, J., Farret, F., Popov, V., & Simoes, M. (2005). Sensitivity analysis of the modeling parameters used in simulation of proton exchange membrane fuel cells. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(1), 211-218. doi: 10.1109/TEC.2004.842382

Das, H., Tan, C., & Yatim, A. (2017, 09). Fuel cell hybrid electric vehicles: A review on power conditioning units and topologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76, 268-291. doi: 10.1016/j.rser.2017.03.056

Dorn-Gomba, L., Magne, P., Danen, B., & Emadi, A. (2018). On the concept of the multi-source inverter for hybrid electric vehicle powertrains. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(9), 7376-7386. doi: 10.1109/TPEL.2017.2765247

Ehsani, M., Gao, Y., Longo, S., & Ebrahimi, K. (2018). *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles* (Third ed.). Taylor Francis. doi: 10.1201/9780429504884

ElementEnergy. (2022). *Emerging conclusions*. Retrieved from <https://h2me.eu/publications/emerging-conclusions-2022-h2me-phase-2/>

EPA. (2020). *Inventory of u.s. greenhouse gas emission and sinks: 1990-2020*. Retrieved from <https://www.epa.gov/ghgemissions/inventory-us-greenhouse>

-gas-emissions-and-sinks

Erikson, R. W., & Maksimovic, D. (2020). *Fundamentals of Power Electronics* (Third ed.). Springer. doi: 10.1007/978-3-030-43881-4

Frayyeh, H. (2016, 10). Three phase induction motor torque ripple minimization based on a novel nonlinear dynamic inverse controller.

Gamini Jayasinghe, S. D., Mahinda Vilathgamuwa, D., & Madawala, U. K. (2011). Direct integration of battery energy storage systems in distributed power generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(2), 677-685. doi: 10.1109/TEC.2011.2122262

Geyer, T. (2017). *Model predictive control of high power converters and industrial drives*. Wiley. doi: 10.1002/9781119010883

Hammond Manufacturing, d. (2022). *Heavy current chassis mount 195-196 series*. Retrieved from https://www.mouser.com/datasheet/2/177/195_196-980958.pdf

Hannan, M. A., Hoque, M. M., Mohamed, A., & Ayob, A. (2017, 01). Review of energy storage systems for electric vehicle applications: Issues and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 69, 771-789. doi: 10.1016/j.rser.2016.11.171

IEA. (2021). *Global hydrogen review 2021*. Retrieved from <https://www.oecd-ilibrary.org/content/publication/39351842-en> doi: <https://doi.org/https://doi.org/10.1787/39351842-en>

Karamanakos, P., & Geyer, T. (2020). Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 7434-7450. doi: 10.1109/TPEL.2019.2954357

Keçebaş, A., & Kayfeci, M. (2019). Chapter 1 - hydrogen properties. In F. Calise, M. D. D'Accadia, M. Santarelli, A. Lanzini, & D. Ferrero (Eds.), *Solar hydrogen production* (p. 3-29). Academic Press. Retrieved from <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128148532000011> doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-814853-2.00001-1>

Lashab, A., Sera, D., Hahn, F., Juarez Camurca, L., Liserre, M., & Guerrero, J. M. (2021). A reduced power switches count multilevel converter-based photovoltaic system with integrated energy storage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(9), 8231-8240. doi: 10.1109/TIE.2020.3009594

Li, T., Sun, X., Lei, G., Yang, Z., Guo, Y., & Zhu, J. (2022). Finite-control-set model predictive control of permanent magnet synchronous motor drive systems — an overview. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 1-19. doi: 10.1109/JAS.2022.105851

Liu, P., & Meng, Y. S. (2021). *Battery500 consortium: Development of high capacity cathodes and robust solid electrolytes* (Tech. Rep.). Vehicle Technologies Office AOP Lab Call.

MATLAB. (n.d.-a). *Generic battery model*. Retrieved from <https://www.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/battery.html>

MATLAB. (n.d.-b). *Implement generic hydrogen fuel cell stack model*. Retrieved from <https://www.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/fuelcellstack.html>

McLyman, W. T. (2004). *Transformer and inductor design handbook* (Third ed.). Marcel Dekker, Inc. doi: 10.1201/9780203913598

Ministerio de Energía, d. (2020). *Estrategia nacional de hidrógeno verde: Chile, fuente energética para un planeta cero emisiones*. Retrieved from <https://energia.gob.cl/h2/Estrategia-nacional-de-hidrogeno-verde>

N., S., Tremblay, O., & Dessaint, L. (2009). A generic fuel cell model for the simulation of fuel cell vehicles. In *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (p. 1722-1729). doi: 10.1109/VPPC.2009.5289692

Neira, S., Lizana, A., & Pereda, J. (2020). A novel three-port npc converter for grid-tied photovoltaic systems with integrated battery energy storage. In (p. 104-109). doi: 10.1109/PEDG48541.2020.9244383

Neira, S., Pereda, J., Merlin, M., & Rojas, F. (2019). Three-port full-bridge cell for multilevel converters with battery energy storage. In (p. 6382-6387). doi: 10.1109/ECCE.2019.8912646

Neira, S., Pereda, J., & Rojas, F. (2020). Three-port full-bridge bidirectional converter for hybrid dc/dc/ac systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(12), 13077 - 13084. doi: 10.1109/TPEL.2020.2990667

Payman, A., Pierfederici, S., & Meibody-Tabar, F. (2009). Energy management in a fuel cell/supercapacitor multisource/multiload electrical hybrid system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(12), 2681-2691. doi: 10.1109/TPEL.2009.2028426

Plett, G. (2015). *Battery management systems: Battery modeling* (No. v. 1). Artech House. Retrieved from <https://books.google.cl/books?id=M-TasgEACAAJ>

Rodriguez, C., & Cortés, P. (2012). *Predictive control of power converters and electrical drives*. Wiley.

Rodriguez, J., Garcia, C., Mora, A., Davari, S. A., Rodas, J., Valencia, D. F., . . . Mijatovic, N. (2022). Latest advances of model predictive control in electrical drivesx2014;part ii: Applications and benchmarking with classical control methods. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(5), 5047-5061. doi: 10.1109/TPEL.2021.3121589

Shahjalal, M., Shams, T., Tasnim, M. N., Ahmed, M. R., Ahsan, M., & Haider, J. (2022). A critical review on charging technologies of electric vehicles. *Energies*, 15(21).

Solero, L., Lidozzi, A., & Pomilio, J. (2005). Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(5), 1007-1016. doi: 10.1109/TPEL.2005.854020

Thounthong, P., Chunkag, V., Sethakul, P., Davat, B., & Hinaje, M. (2009). Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(8), 3892-3904. doi: 10.1109/TVT.2009.2028571

Yan, C., Xu, D., & Chen, W. (2019). General control scheme for a dual-input three-level inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2), 1838-1850. doi: 10.1109/TPEL.2018.2829903

Young-Soo, K. (2016). Rechargeable lithium ion battery model: Inr21700 m50 18.20wh [Computer software manual]. Retrieved from <https://www.dnkpowers.com/wp-content/uploads/2019/02/LG-INR21700-M50-Datasheet.pdf>

ANEXO

A. SIGLAS Y VARIABLES

A.1. Siglas

$\alpha\beta$: coordenadas alfa-beta

AC: *alternate current*, corriente alterna

AWG: *american wire gauge*, tipo de clasificación de conductores

BEV: *battery electric vehicle*, vehículo eléctrico a batería

CCS: *continous control set*, tipo de controlador MPC

CI: *coupled inductor*, inductor acoplado

dq : coordenadas directa-cuadratura

DC: *direct current*, corriente directa

DTC: *direct torque control*, controlador directo de torque

EMS: *energy management system*, sistema de distribución de energía

ESR: *equivalent series resistance*, resistencia equivalente serie

ESS: *energy storage system*, sistema de almacenamiento de energía

EV: *electric vehicle*, vehículo eléctrico

FCS: *finite control set*, tipo de controlador MPC

FCEV: *fuel cell electric vehicle*, vehículo eléctrico de celda de combustible

FCHEV: *fuel cell hybrid electric vehicle*, vehículo eléctrico de celda de combustible híbrido

FOC: *field oriented control*, controlador en la dirección del campo

HEV: *hybrid electric vehicle*, vehículo eléctrico híbrido

HESS: *hybrid energy storage system* sistema de almacenamiento de energía híbrido

IC: *internal combustion*, motor a combustión interna

IM: *induction machine/motor*, máquina/motor de inducción

MPC: *model predictive controller*, controlador predictivo por modelo

MPL: *mean path length*, largo promedio camino magnético

MTL: *mean turn length*, largo promedio por vuelta, medida típica conductor

PEM: *proton exchange membrane*, una tecnología de celda de combustible

PEM-FC: celda de combustible tipo PEM

TPC: *three port converter*, conversor de tres puertos

A.2. Variables y Parámetros

A_c : área sección transversal núcleo [cm^2]

$A_{w,j}$: área transversal conductor bobina j [cm^2]

β : coeficiente de Steinmetz, particular de cada núcleo magnético

B: coeficiente de fricción viscosa

B_{max} : densidad de flujo máximo de operación [T]

B_{sat} : densidad de flujo de saturación del núcleo [T], típicamente B_{sat}^{Fe} 1.4 [H]

E_{Nerst} : voltaje de Nerst, voltaje interno FC [V]

F: factor de fricción [Nm s]

i_s, i_r : corriente estatórica, rotórica en coordenadas naturales abc [A]

i_d^*, i_q^* : referencia corriente estatórica eje directo, eje en cuadratura [A]

i_{ds}, i_{qs} : corriente estatórica eje directo, eje cuadratura [A]

i_{dc1}, i_{dc2} : corriente puerto 1, puerto 2 [A]

i_{dc2}^j : corriente a través de la bobina j del inductor conectado al puerto 2

i_{dc2}^* : referencia corriente puerto secundario [A]

i_{FC} : corriente FC [A]

J: coeficiente de inercia [kgm^2]

J_m : densidad de corriente [A/cm^2]

J_{max} : densidad de corriente máxima celda [A/cm^2]

κ : factor de acoplamiento

K_u : factor de ventana
 L_m : inductancia de magnetización o mutua [H]
 L_{ls}, L_{lr} : inductancia serie o de fuga estatórica, rotórica [H]
 L_s, L_r : inductancia equivalente estatórica, rotórica [H]
 L_{DM} : inductancia de filtro modo diferencial [H]
 L_{DC} : inductor no acoplado conectado al punto medio TPC [H]
 L_{CI} : inductor acoplado conectado al punto medio TPC [H]
 L_c : inductancia de carga [H]
 L_σ : inductancia de dispersión [H]
 l_g : largo entrehierro [cm]
 l_{mk} : distancia promedio circuito magnético o MPL de la malla k [cm]
 λ_i : peso variable controlada i
 MLT_j : distancia promedio por vuelta del conductor de la bobina j [cm]
 N_i : número de vueltas bobina i
 N_{ij} : relación de vueltas bobina j respecto a bobina i
 σ : coeficiente de dispersión
 p : pares de polos motor
 ρ_{Cu} : resistividad del conductor [Ωcm]
 P_{fe_k} : potencia de pérdida en el fierro de la malla k [W]
 P_{cu_j} : potencia de pérdida en el conductor j [W]
 P_{tot} : potencia de pérdida total [W]
 Ψ_{rd}, Ψ_{rq} : flujo rotórico eje directo, eje cuadratura
 Ψ_{sd}, Ψ_{sq} : flujo estatorico eje directo, eje cuadratura
 Ψ_{ms}, Ψ_{mr} : flujo enlazado generado por el estator, rotor
 Ψ_{ls}, Ψ_{lr} : flujo de pérdida estator, rotor
 Ψ_s, Ψ_r : flujo total a través de la bobina estatórica, rotórica
 $\bar{\Psi}_r$: magnitud flujo rotórico

$\bar{\Psi}_r^*$: referencia magnitud flujo rotórico
 Q : capacidad batería de litio individual [Ah]
 Q_T : capacidad total *stack* baterías de litio
 R_σ : resistencia de dispersión [Ω]
 R_s, R_r : resistencia estatórica, rotórica [Ω]
 R_c : resistencia de carga [Ω]
 R_{con} : resistencia de conducción [Ω]
 R_M : resistencia de membrana FC [Ω]
 R_Ω : resistencia ohmmica FC [Ω]
 $\mathfrak{R}_{c_k}$: reluctancia malla k
 $\mathfrak{R}_{c_j}$: reluctancia entrehierro fase j
 S_j : interruptor fase j
 T_e : torque electromagnético [Nm]
 T_L : torque de la carga [Nm]
 T^* : referencia de torque [Nm]
 T_r : tiempo de respuesta dinámica [s]
 T_{sim} : período simulación [s]
 T : temperatura [K]
 τ_s, τ_r : constante de tiempo estatórica, rotórica [s]
 τ_σ : constante de tiempo de dispersión [s]
 u_{abc} : señales de conmutación fases
 μ_0 : permeabilidad magnética del vacío [$\frac{H}{m}$]
 W_A : área ventana del núcleo [cm^2]
 ω : frecuencia mecánica eje [rad/s]
 ω_s, ω_r : frecuencia estatorica, rotórica [rad/s]
 v_{ds}, v_{qs} : voltaje estatórico eje directo, eje cuadratura [V]
 v_s : voltaje estatórico [V]

v_j : voltaje fase j [V]

v_{dc1}, v_{dc2} : voltaje puerto 1, puerto 2 [V]

V_{ci} : magnitud voltaje componente fundamental [V]

V_{ohm} : voltaje ohmmico FC [V]

V_{act} :

V_{con} : voltaje conducción FC [V]

v_d : voltaje instantáneo capacitor polarización FC [V]

v_{C1} : voltaje capacitor de polarización batería [V]

v_{R0} : voltaje resistencia serie batería [V]

v_{R1} : voltaje resistencia polarización batería [V]

V_s : voltaje total *stack* FC [V]

V_{FC} : voltaje salida individual FC [V]

B. TABLAS PRUEBAS MOTOR EN VACÍO Y ROTOR BLOQUEADO

Tabla B.1. Tabla Prueba de Vacío Motores Conexión Delta

	Motor 1			Motor 2		
Parámetro	A	B	C	A	B	C
V_{ff}^{rms} [V]	180	183.6	180.2	154.9	151.2	151.1
I^{rms} [A]	3.87	4.3	4.27	3.23	3.56	3.57
P [W]	408	425	475	497	537	529

Tabla B.2. Tabla Prueba de Cortocircuito Motores Conexión Delta

	Motor 1			Motor 2		
Parámetro	A	B	C	A	B	C
V_{ff}^{rms} [V]	52.4	55.4	53.2	55.7	53.5	52.9
I^{rms} [A]	14.2	15.3	15.3	14.1	15	15.2
P [W]	650	710	703	693	737	690

C. ACONDICIONAMIENTO SENSORES

El control de motores requiere la implementación e integración de distintos sensores, para lo que se diseñó una placa PCB de acondicionamiento tipo *shield* que se conectaba directamente al microcontrolador utilizado. La vista superior e inferior de las PCBs se pueden ver en el Anexo (D)

C.1. Descripción Señales

El control del conversor TPC con carga de motor de inducción requiere de la medición de 4 tipos de variables:

- i_{dc2} : Corriente DC fuente de alimentación secundaria
- $i_{ac_{abc}}$: Corrientes AC del motor de cada fase
- T_{ω} : Torque Eje
- ω : Velocidad mecánica del eje

Para realizar estas mediciones se utilizaron los siguientes sensores:

- Corriente: Sensor de corriente de efecto Hall HA55, el cual entrega las señales en corriente.
- Torquímetro: (modelo) Entrega la señal en voltaje.
- Tacómetro: (modelo) Entrega la señal en voltaje.

El microcontrolador utilizado, una Delfino Launchpad F28378xD, recibe señales de voltaje entre 0 - 3.3V nominales en sus pines analógicos. De los sensores utilizados, sólo el tacómetro entrega señales que pueden ser leídas inmediatamente por el microcontrolador.

En el caso de las señales de corriente, al ser transmitidas en corriente, deben ser transformadas a voltaje. Además, el sensor puede transmitir señales de corriente negativa, lo que se traduciría en voltajes negativos. Esto obliga a que la señal de voltaje se deba elevar, ajustando los valores negativos entre 0 - 1.65 V, y los valores negativos en el rango restante de 1.65 - 3.3 V.

Por otro lado, el torquímetro entrega señales de voltaje, pero tiene una amplitud de voltaje mayor a la entrada de los ADC, y, al igual que los sensores de corriente, puede entregar valores negativos. Para solucionarlo, se procede de forma similar al caso anterior, dejando los valores negativos bajo los 1.65 V.

C.2. Diseño Acondicionamiento

Para ajustar las señales entregadas por el torquímetro y los sensores de corriente se utilizaron amplificadores operacionales (OPAMPs). Existen diferentes y muy variadas topologías circuitales con OPAMPs, por lo que hay distintas formas de ejercer el mismo acondicionamiento sobre las señales. En ese sentido, el criterio de elección se basó en minimizar el uso de componentes pasivos, dígame resistencias, como de OPAMPs; además de evitar topologías inversoras, ya que implica agregar una etapa de *hardware* extra para volver a invertir la señal o realizar un post procesamiento por software.

C.2.1. Acondicionamiento Corriente

Dado lo anterior, para el acondicionamiento de corriente, se utilizó un circuito sumador no inversor, cuya expresión general es:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}\right) = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{v_1 R_2 + v_2 R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad (\text{C.1})$$

Los valores de resistencia utilizados se decidieron asumiendo que la señal del sensor de corriente v_1 es un voltaje entre $[-1.6, +1.6]V$, y que el voltaje v_2 está fijo en $1.6V$. Al hacer que todas las resistencias tengan el mismo valor $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, la expresión (C.1 se simplifica a:

$$v_o = v_1 + v_2$$

Además, como se mencionó antes, la señal de corriente viaja en corriente, por lo que es necesario poner una resistencia en paralelo al circuito acondicionador, para convertir la señal en voltaje. La corriente máxima que entrega el sensor a la salida es de $50mA$, entonces la resistencia máxima que se puede utilizar en ese caso es de:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{1.65}{50m} = 33\Omega$$

Para darle mayor flexibilidad al sistema, se utilizó un *trimmer resistor* de 200Ω en vez de una resistencia fija, lo que permite manipular el voltaje visto por el circuito acondicionador, esto se traduce en una excursión de entrada manipulable, ideal para el caso en el que las mediciones sean considerablemente menores a los valores nominales del sensor.

Entre las ventajas de utilizar esta forma de acondicionar la señal, es que la señal siempre está centrada en $1.6V$ a $0A$, y el variar la resistencia del *trimmer resistor* modifica la ganancia sin cambiar el valor en el que está centrada la señal. En el caso de la medición de corriente DC, se implementó exactamente el mismo circuito.

C.2.2. Acondicionamiento Torque

Para el acondicionamiento de la señal de torque, se utilizó la misma topología, un sumador no inversor. La principal diferencia radica en que la señal ya está en voltaje,

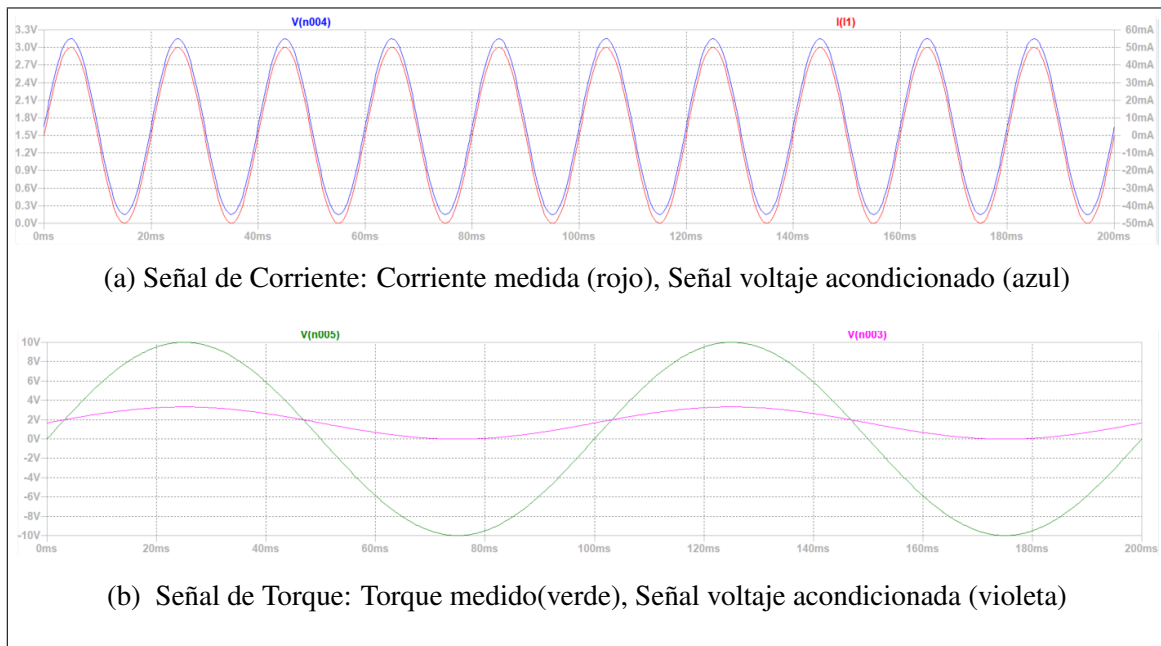


Figura C.1. Gráficos Señales Acondicionadas

por lo que en este caso se implementó un divisor resistivo para reducir el voltaje de entrada, pasando de $10V$ a $1.65V$. Además, se implementó un *trimmer resistor* en el divisor resistivo, para nuevamente poder manipular la incursión de entrada de la señal.

D. DISEÑO DE PLACAS DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

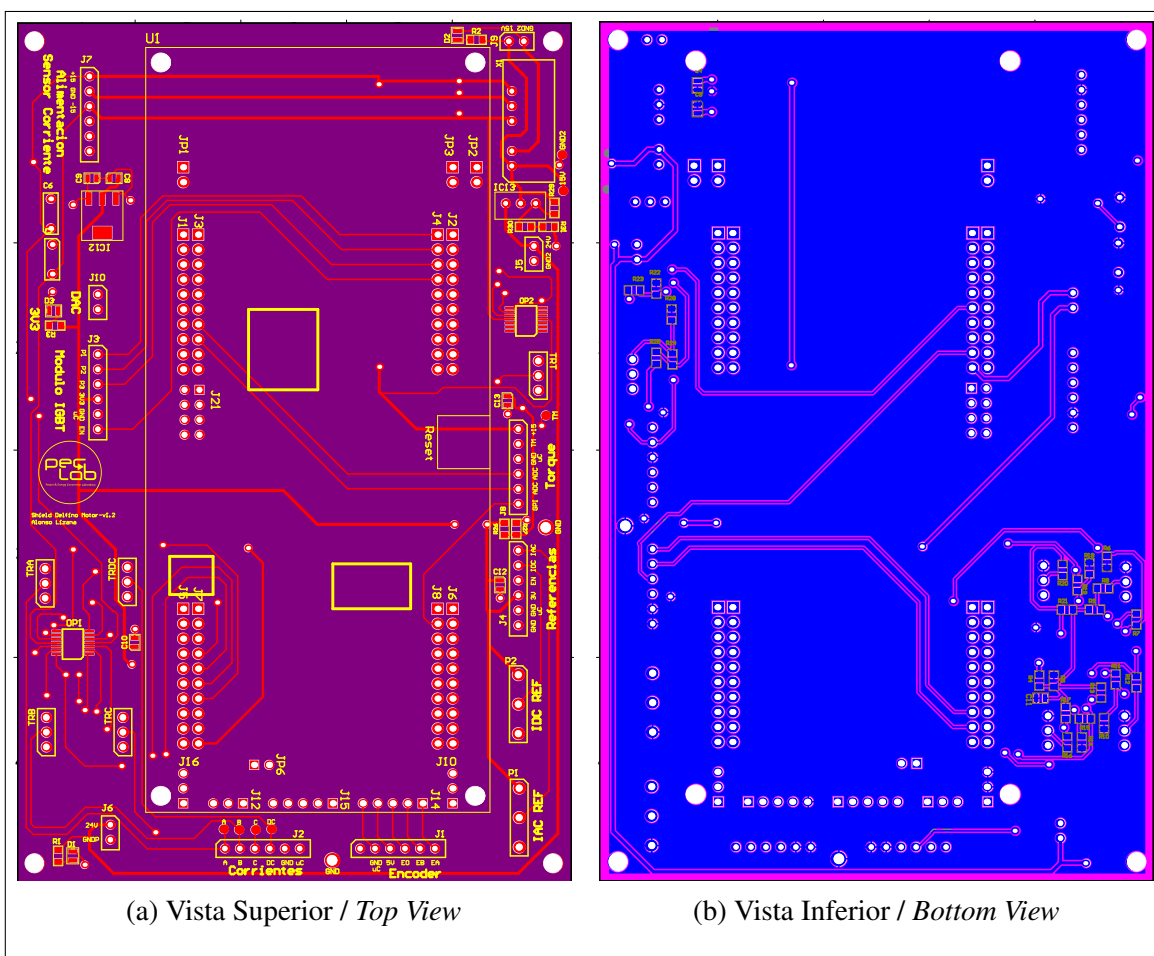


Figura D.1. PCB Placa Acondicionamiento Sensores

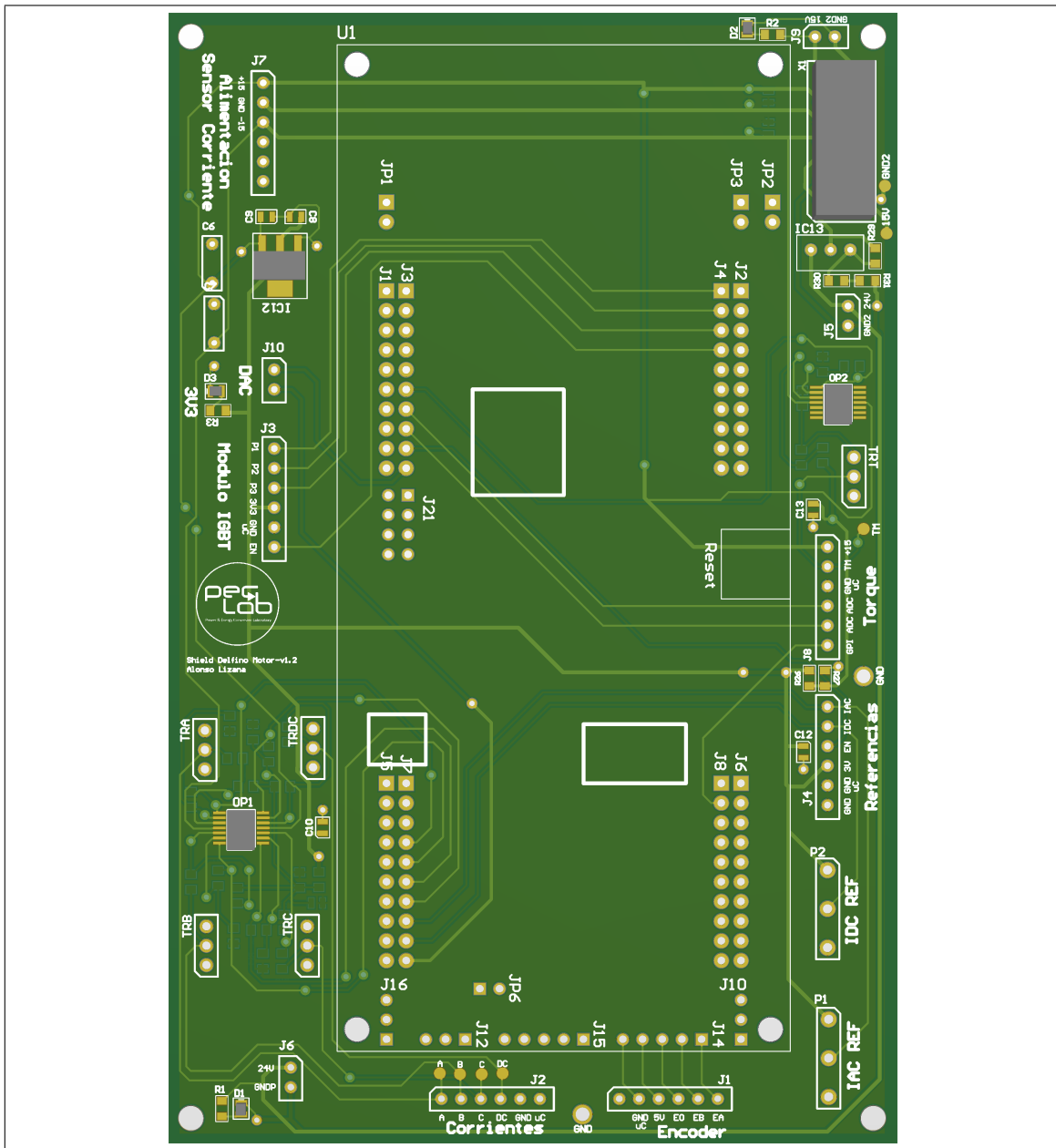


Figura D.2. Vista 3D

E. INSTRUMENTACIÓN

E.1. Módulo IGBT

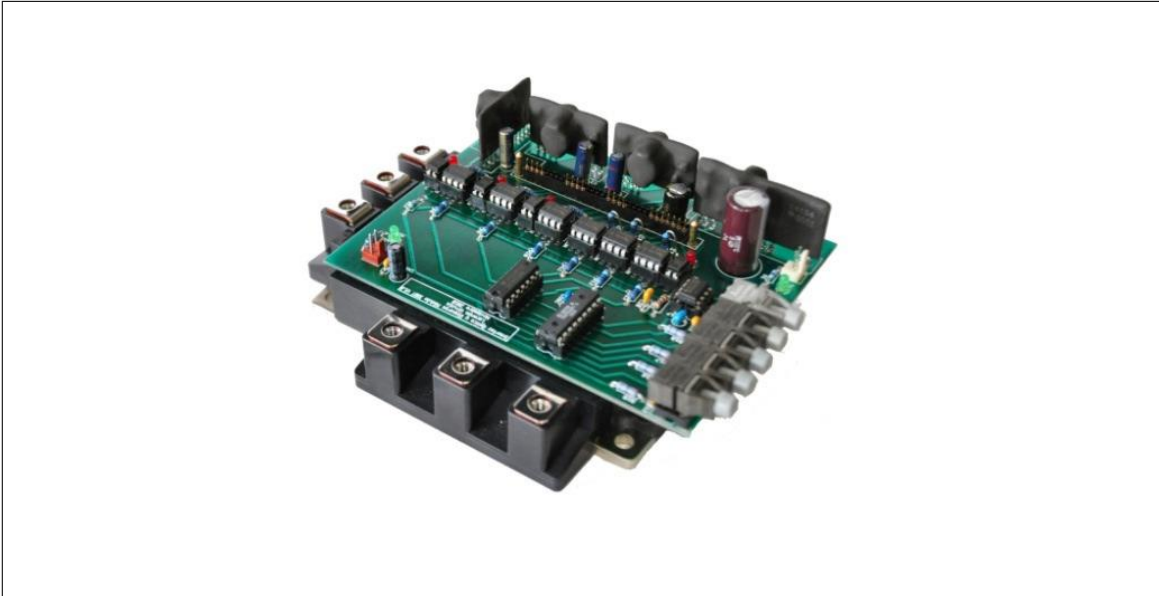


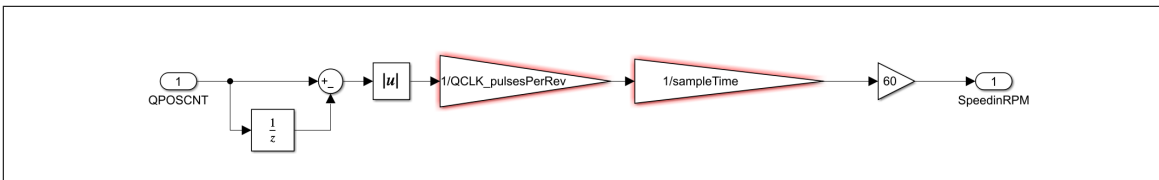
Figura E.1. Módulo Mitsubishi PM200CL1A060 con placa PCB generador de disparos

E.2. Variador de Frecuencia ABB ACS800-11

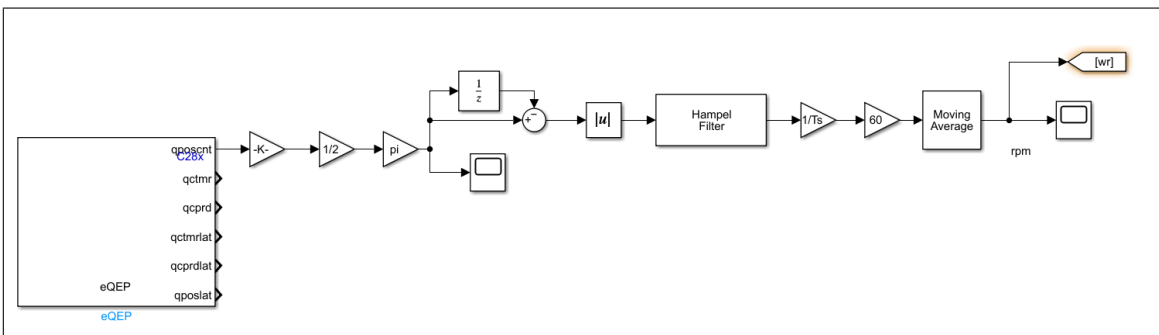


E.3. Encoder

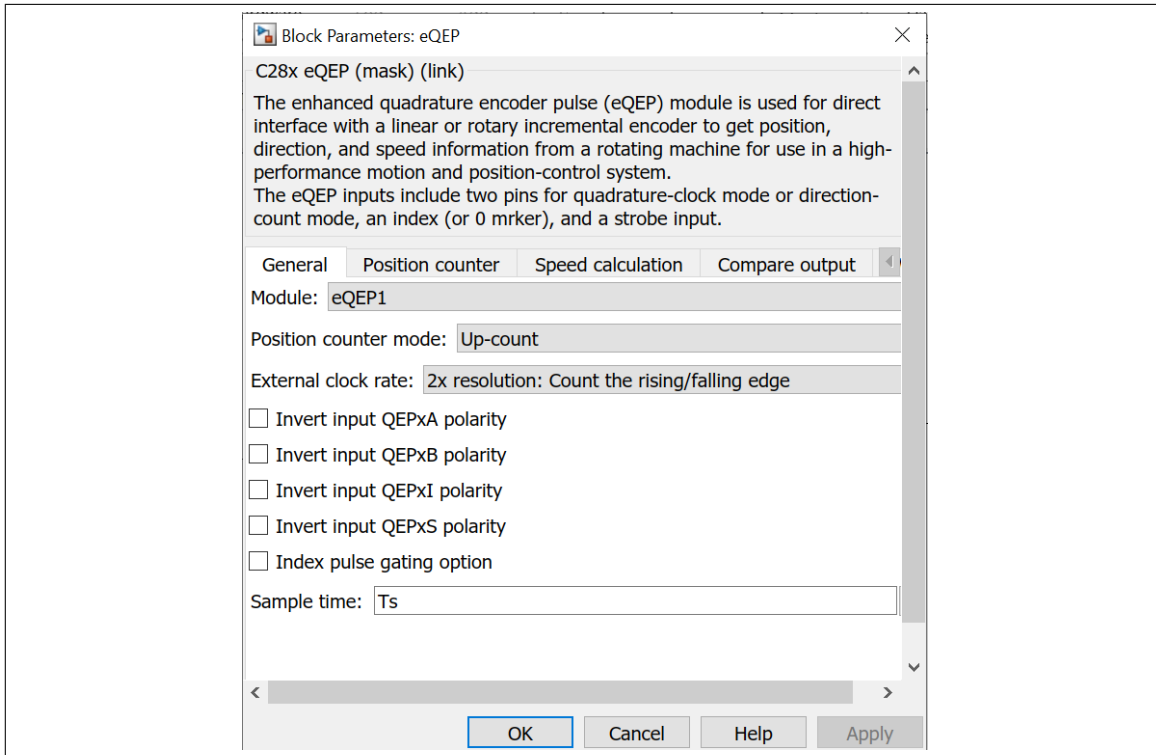
El encoder es marca Ika, y tiene un PPR de 4096, lo que indica su resolución. Algunos ejemplos de implementación estan en la carpeta "Encoder". A continuación tenemos el bloque de ejemplo propuesto por TI:



Para obtener la velocidad mecánica del rotor utilizando el bloque eQEP de la launchpad F2837xD se utilizó el siguiente bloque:

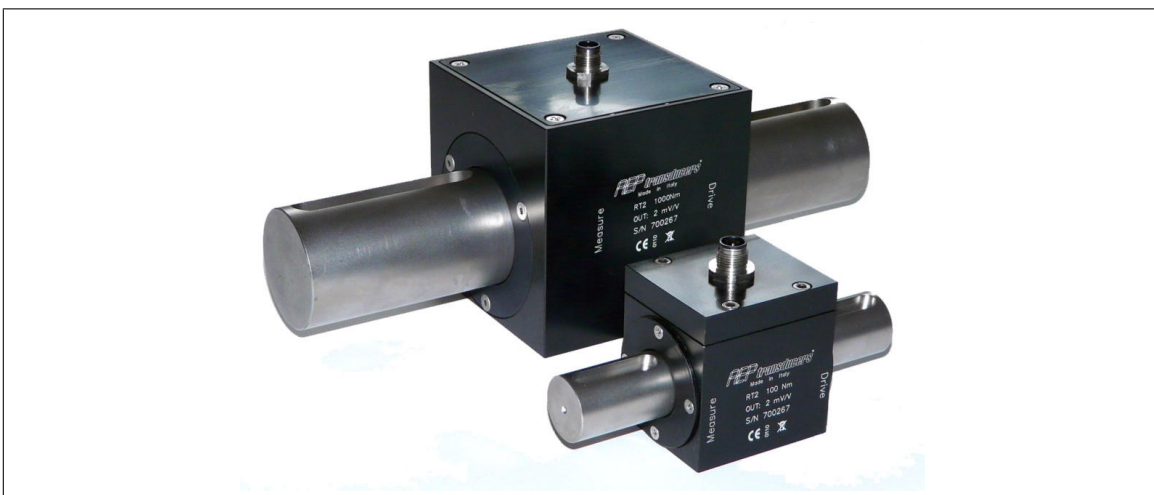


El bloque eQEP es una de las utilidades con las que dispone la launchpad en Simulink. La configuración de las distintas opciones que entrega el bloque se ven a continuación:



La resolución base del encoder, como de la mayoría de los bloques de la launchpad, es de 12 bits. De esta forma, se tienen muestras entre 0 y 4095. El bloque permite tener el doble de resolución, ya que es capaz de contar las subidas y bajadas de la señal PWM de un encoder incremental, lo que hace que la señal entregue valores entre 0 y 8191.

E.4. Torquímetro Modelo RT2A 50 Nm



F. CARACTERÍSTICAS LAMINAS ACERO ELÉCTRICO

Three Phase EI Size List

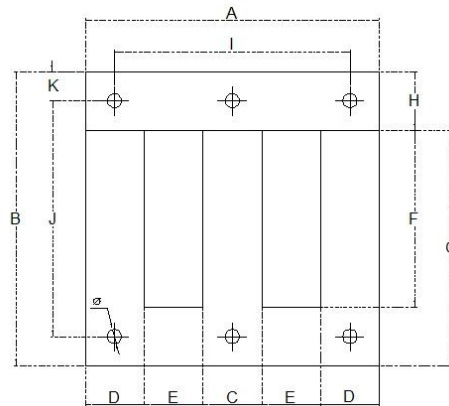
Unit: mm Version: A

Specification	Dimension for each part											
GOODS	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	Φ1
3 phase EI-100B	100	100	20	20	20	60	80	20	80	80	10	6
3 phase EI-125B	125	125	25	25	25	75	100	25	100	100	12.5	6
3 phase EI-150B	150	150	30	30	30	90	120	30	120	120	15	8
3 phase EI-175B	175	175	35	35	35	105	140	35	140	140	17.5	8
3 phase EI-190B	190	190	38	38	38	114	152	38	152	152	19	8
3 phase EI-200B	200	200	40	40	40	120	160	40	160	160	20	10
3 phase EI-225B	225	225	45	45	45	135	180	45	180	180	22.5	10
3 phase EI-250B	250	250	50	50	50	150	200	50	200	200	25	10
3 phase EI-275B	275	275	55	55	55	165	220	55	220	220	27.5	10
3 phase EI-300B	300	300	60	60	60	180	240	60	240	240	30	12
3 phase EI-350B	350	350	70	70	70	210	280	70	280	280	35	12
3 phase EI-400B	400	400	80	80	80	240	320	80	320	320	40	14
3 phase EI-450B	450	450	90	90	90	270	360	90	360	360	45	16
3 phase EI-500B	500	500	100	100	100	300	400	100	400	400	50	16
3 phase EI-600B	600	600	120	120	120	360	480	120	480	480	60	16

Maker: Huangjing 2015.01.01

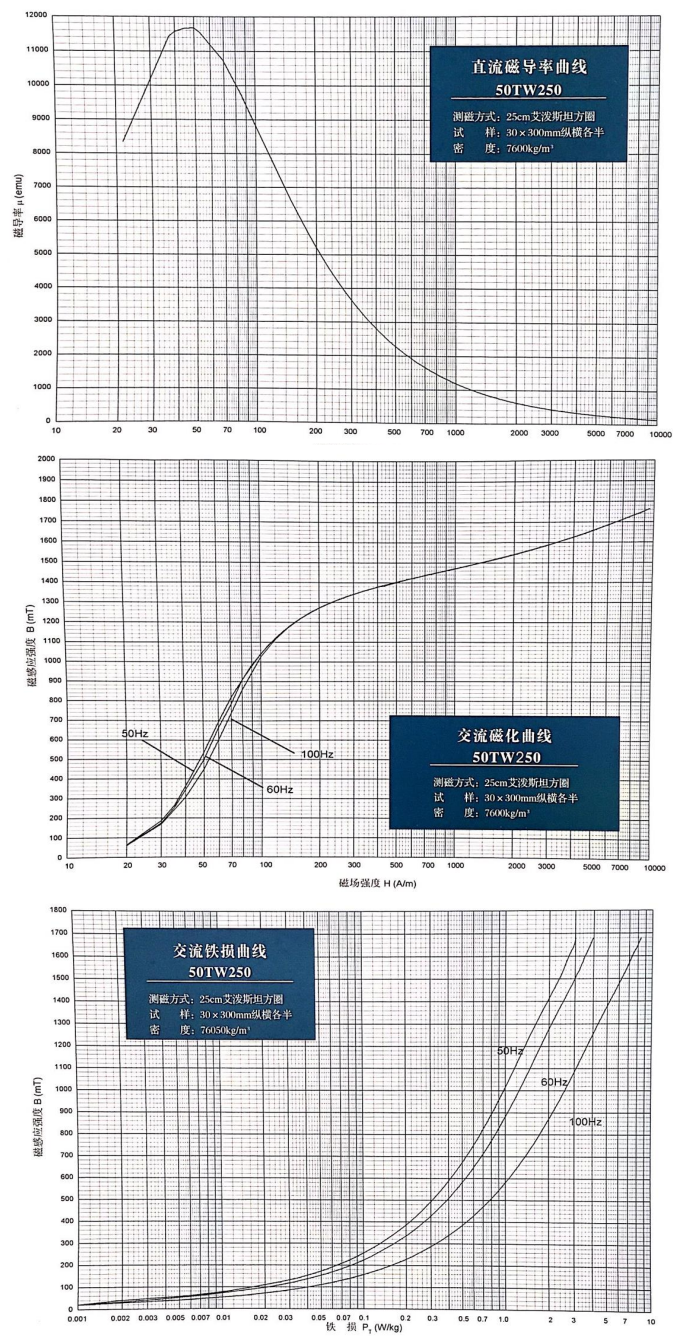
Check: Xiahaiping

Approval: Liubin



Three Phase EI lamination Drawing

Figura F.1. Características Geométricas Láminas



G. CARACTERISTICAS CABLE ESMALTADO



Insumos eléctricos
para motores y
transformadores.

TABLA ESMALTADO

AWG	Ø NOMINAL mm	SECCION mm ²	Resistencia Eléctrica (Ohm/km)	Corriente Eléctrica (3A/mm ²)	MTS / KG	Ø nominal x 2 conductores mm
43	0,056	0,002			41.580	
42	0,064	0,003			32.851	
41	0,07	0,004			26.846	
40	0,08	0,005	3441,70	0,015	21.057	
39	0,09	0,006	2729,10	0,019	16.561	
38	0,1	0,008	2164,10	0,023	13.240	
37	0,11	0,009	1360,90	0,029	10.582	
36	0,12	0,011	1360,90	0,039	8.285	
35	0,14	0,015	1079,40	0,046	6.644	0,10
34	0,16	0,020	856,00	0,060	5.305	0,11
33	0,18	0,025	678,80	0,076	4.228	0,12
32	0,2	0,031	538,40	0,094	3.332	0,14
31	0,22	0,038	426,80	0,124	2.662	0,16
30	0,25	0,049	338,60	0,147	2.120	0,18
29	0,28	0,061	268,50	0,198	1.690	0,20
28	0,32	0,080	212,90	0,241	1.310	0,22
27	0,36	0,101	168,90	0,305	1.090	0,25
26	0,4	0,125	133,90	0,376	847	0,28
25	0,45	0,158	106,20	0,477	673	0,32
24	0,51	0,203	84,22	0,612	553	0,36
23	0,57	0,253	66,80	0,765	428	0,40
22	0,64	0,319	52,95	0,978	337	0,45
21	0,72	0,404	41,97	1,230	267	0,51
20	0,81	0,512	33,30	1,550	212	0,57
19	0,91	0,646	26,41	1,950	164	0,64
18	1,02	0,812	20,95	2,460	133	0,72
17	1,15	1,032	16,61	3,120	106	0,81
16	1,29	1,298	13,18	3,930	85	0,91
15	1,45	1,640	10,45	4,950	67	1,02
14	1,63	2,072	8,28	6,200	53	1,15
13	1,83	2,612	6,57	7,860	42	1,29
12	2,05	3,278	5,21	9,930	34	1,45
11	2,3	4,126	4,13	12,510	27	1,63
10	2,59	5,232	3,27	15,720	21	1,83
9	2,91	6,605	2,59	19,890	17	2,05
8	3,26	8,290	2,06	25,080	13	2,30
7	3,66	10,449		31,650	10	2,59
6	4,11	13,176		39,900	9	2,91
5	4,61	16,577		50,280	6	3,26
4	5,18	20,929		63,450	5	3,66

H. CÁLCULOS CABLE TRENZADO

Los cálculos se realizaron en base a las características técnicas del cable AWG 25 de la empresa Pailamilla & Hnos

$$I_{max}^{AWG25} = 0.477[A]$$

$$A_w^{AWG25} = 0.158 [mm^2]$$

$$(\Omega/m)^{AWG25} = 0.1062$$

$$k = \frac{1}{673} \left[\frac{m}{kg} \right]$$

$$l_c = 0.057[m]$$

El largo total de cada hebra del cable se calcula considerando las dimensiones del carrete utilizado, y considerando un factor de error por engrosamiento del carrete dadas las vueltas:

$$L = 1.2 \cdot 4 \cdot l_c = 0.27m \quad L_T = n \cdot L = 19.2m \approx 20m$$

Por otro lado, la cantidad de hebras por cable trenzado se puede calcular en base a la corriente máxima esperada:

$$n = \frac{I_{max}}{I_{hebra}^{max}} = \frac{37}{0.477} = 78 \approx 80 \text{vueltas}$$

El cable esmaltado se suele comprar por kilo, por lo que se necesita estimar el peso total del cable a utilizar:

$$m = nkL = 80 \cdot \frac{1}{673} \cdot 20 = 2.37kg \quad m_T = 3m = 7.11kg$$

La resistencia eléctrica del cable trenzado define las pérdidas por conducción que tendrá el inductor:

$$R = \frac{(\Omega/m)L}{n} = \frac{0.1062 \cdot 20}{80} = 26.6m\Omega$$

Finalmente, el área total del cable trenzado y su diámetro son características constructivas necesarias para dimensionar el *fill factor*:

$$A_w = nA_w^{AWG25} = 80 \cdot 0.158mm^2 = 12.64mm^2$$

$$d_w = 2\sqrt{\frac{A_w}{\pi}} = 4mm$$

I. CÁLCULOS PARÁMETROS NÚCLEO

El tipo de lámina utilizada es EI250, cuyos parámetros geométricos son:

$$A = B = K = 25 \text{ cm} \quad C = D = E = H = 5 \text{ cm},$$

$$F = 15 \text{ cm}, \quad G = I = J = 20 \text{ cm}, \quad \Phi = 1 \text{ cm}$$

La densidad de la chapa es $\rho = 0.008 \frac{\text{kg}}{\text{cm}^3}$.

El carrete utilizado es de sección cuadrada, con $l_c = 5.1 \text{ cm}$ por lado, y tiene un grosor de $g_c = 0.5 \text{ cm}$.

Para maximizar la sección transversal del núcleo se pusieron $n = 90$ láminas de $g = 0.05 \text{ cm}$ de grosor, las que formaron un grosor total de $T = 5 \text{ cm}$, considerando el error de fabricación milimétrico de cada lámina.

El área de la ventana es $W_A = E \cdot F = 75 \text{ cm}^2$.

El área total del núcleo es $A_s^{tot} = A \cdot B = 625 \text{ cm}^2$.

El área frontal real del núcleo, sin considerar la ventana es $A_s = A_s^{tot} - W_A = 550 \text{ cm}^2$.

El peso total del núcleo es $W_{tfe} = n \cdot g \cdot \rho \cdot A_s = 90 \cdot 0.05 \cdot 0.008 \cdot 550 = 19.8 \text{ kg}$

El largo promedio por vuelta (*mean length turn* MLT) es el largo promedio de cable utilizado para dar una vuelta a la bobina. Se debe considerar el grosor del carrete y si se darán vueltas sobre el cable de diámetro $d_{cable} = 0.5$.

$$MLT = 2 \cdot (D + 2 \cdot g_c) + 2 \cdot (T + 2 \cdot g_c) + \pi d_{cable} = 25.57 \text{ cm} \quad (\text{I.1})$$

El camino magnético promedio (*mean path length* MPL) es el largo promedio del recorrido que realiza el flujo magnético a través de un circuito cerrado, el cual considera que el flujo se concentra en el centro del material magnético. Al ser un inductor trifásico, hay tres circuitos magnéticos, por lo que hay tres MPL.

$$MPL_{12} = MPL_{23} = 2 \cdot \left(J + \frac{I}{2} \right) = 60cm \quad (I.2)$$

$$MPL_{13} = 2 \cdot (J + I) = 80cm \quad (I.3)$$