UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

Diseño de un sistema de carga y descarga de energía eléctrica para vehículos eléctricos de alto desempeño

Wilmar Hernán Martínez Martínez

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá, Colombia
2013

Diseño de un sistema de carga y descarga de energía eléctrica para vehículos eléctricos de alto desempeño

Wilmar Hernán Martínez Martínez

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título de:
Magister en Ingeniería Eléctrica

Director:
Camilo Andrés Cortes Guerrero Ph.D

Asesor:
Luis Ernesto Muñoz Camargo Ph.D
Profesor de Ing. Mecánica – UniAndes

Línea de Investigación:
Transporte Eléctrico

Grupo de Investigación:
Compatibilidad Electromagnética de la
Universidad Nacional de Colombia

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá, Colombia
2013

Dedicado a:

Mi familia y amigos,
a quienes llevaré conmigo
hoy, mañana y siempre

“veni, vidi, vici”

Agradecimientos

Este trabajo investigativo tuvo el alcance y aporte logrado gracias a la colaboración de grandes personas, quienes me ofrecieron su amplia experiencia, amabilidad y apoyo.

Agradezco inmensamente a mi director Dr. Camilo Andrés Cortés Guerrero, quien, desde que conocí, me presto su gran colaboración y apoyo en cada uno de los pasos de esta investigación. Así mismo, le agradezco por su sensatez, siendo éste un gran valor adoptado para mi desarrollo profesional y personal.

Mis sinceros agradecimientos hacia mi asesor Dr. Luis Ernesto Muñoz Camargo por sus lineamientos en dinámica vehicular y por demostrarme que la paciencia es de suma importancia para la consecución de cualquier meta trazada.

Agradezco al Dr. Petar Grbovic, Senior Expert de Huawei Technologies Duesseldorf GmbH – Alemania y al Dr. Masayoshi Yamamoto, profesor asociado del departamento de Ingeniería Electrónica y Control de la Universidad de Shimane – Japón, por su amplia colaboración en el diseño del convertidor DC-DC.

Así mismo, expreso mi agradecimiento hacia el Ingeniero Luis Huertas de Texas Instruments y al ingeniero Jorge Eliecer Leal del laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad Nacional de Colombia, por sus enseñanzas para realizar el análisis de pérdidas de potencia.

Agradezco al ingeniero Juan Manuel Solano Fino y al laboratorio de instrumentación en Geofísica de la Universidad Nacional de Colombia por su apoyo durante las pruebas de los prototipos. Así mismo, agradezco al señor Juan Lozano por su colaboración en la soldadura de los prototipos.

Doy gracias al Dr. Javier Rosero y al laboratorio *Electrical Machines and Drives* de la Universidad Nacional de Colombia por el préstamo de interruptores de alta corriente.

Un especial agradecimiento a mi familia, amigos y a la Dra. Diana Carolina Hernández Prada por su amplio apoyo, colaboración y entrega en cada una de las actividades que realicé durante esta investigación y al Ingeniero Diego Alberto Sisa por la corrección de estilo del documento.

Finalmente, agradezco al Posgrado de Ingeniería Eléctrica, al grupo de Investigación en Compatibilidad Electromagnética, a la Vicedecanatura de Bienestar de la Facultad de Ingeniería, a la Vicedecanatura de Investigación de la Facultad de Ingeniería, a la Dirección de Investigación de la sede Bogotá y en General a la Universidad Nacional de Colombia por su apoyo económico para las ponencias y publicaciones realizadas.

Resumen

Uno de los grandes inconvenientes de la movilidad eléctrica en Colombia es la baja densidad de potencia que presentan los vehículos autónomos. Esto se debe a que la mayoría de fabricantes diseñan sus vehículos para países con terrenos estables y de bajo relieve. Por esta razón, esta investigación muestra el diseño de los diferentes subsistemas eléctricos de un vehículo eléctrico de alto desempeño con alta densidad de potencia y cuya primera aplicación es correr un cuarto de milla en 10 segundos, con el fin de demostrar las capacidades de los vehículos eléctricos y posteriormente ser la base de vehículos eléctricos de uso cotidiano.

Este diseño abarca el cálculo de la energía necesaria para correr el cuarto de milla en el tiempo objetivo, pasando por el dimensionamiento y selección de los elementos de almacenamiento y los motores eléctricos, así como la evaluación de la disposición de los diferentes elementos dentro del esquema del vehículo y el diseño tanto del cargador como del convertidor de potencia que realiza la interfaz entre la unidad de almacenamiento y los motores. Actividades que fueron realizadas con el objetivo de lograr una alta eficiencia energética en todos los subsistemas internos del vehículo.

De esta manera, se logró diseñar un sistema eléctrico con 600Wh de energía almacenada en supercondensadores distribuidos de tal manera que puedan entregar una corriente de hasta 600A a dos convertidores de potencia que cuentan con una eficiencia teórica del 98% y una densidad de potencia de 24.2kW/kg, los cuales alimentan cuatro motores de 50kW, posibilitando que de manera teórica se alcance el cuarto de milla en 9.91 segundos.

Finalmente, esta investigación pretende contribuir al avance de la movilidad eléctrica en Colombia, puesto que el diseño propuesto servirá para la operación de vehículos eléctricos de uso doméstico en topografías variables y terrenos inestables, gracias a la densidad de potencia y alta eficiencia que se logrado por este trabajo investigativo.

Palabras clave: Vehículos Eléctricos; Supercondensadores; Convertidores de Potencia; Eficiencia Energética; Motores Eléctricos.

Abstract

One of the main problems in autonomous electric vehicles is the energy storage, because of the use of low capacity batteries with low power delivery. This work shows the electric design of a high performance electric vehicle capable to run a quarter of a mile in 10 seconds. The concept design of the system combines sizing of storage unit and electrical motors, assessing of system arrangement and design of the charger and of the DC-DC converter which interfaces the storage unit with the electrical motors, taking into account a high efficiency goal.

The design achieves an electric system with a 600Wh storage unit using ultracapacitors which can deliver 600A. This unit is connected to two DC-DC converters with 24,2Wh/Kg of power density and 98% of efficiency which feed four 50kW PM motors. This research permits important achievements in the Colombian electric mobility due to the proposed design works for domestic vehicles in variable topographies and unstable fields.

Keywords: Electric Vehicles; Ultracapacitors; Power Converters; Efficiency; Electrical Motors.

Contenido

Agradecimientos IV

Resumen V

Abstract VI

Contenido VII

Lista de figuras XI

Lista de tablas XIV

Lista de símbolos y abreviaturas 1

1. Introducción 2

1.1 Motivación 3
1.2 Problema 3
1.3 Objetivos 4
1.4 Aportes 5
1.5 Publicaciones 5

2. Requerimientos de potencia y energía 6

2.1 Dinámica longitudinal 6
2.1.1 Fuerza de tracción $\boldsymbol{FTR}$ 7
2.1.2 Fuerza gravitacional $\boldsymbol{FgxT}$ 7
2.1.3 Fuerza de rodadura $\boldsymbol{Froll}$ 7
2.1.4 Fuerza aerodinámica $\boldsymbol{FAD}$ 8
2.1.5 Fuerza de aceleración lineal $\boldsymbol{Fla}$ 8
2.2 Modelo longitudinal 8
2.3 Perfil de velocidad 11
2.4 Demanda de potencia 12
2.5 Demanda de energía 12

3. Dimensionamiento de almacenamiento y carga 14

3.1 Motores eléctricos 14
3.1.1 Motor DC 14
3.1.2 Motor de inducción – IM 15
3.1.3 Motor de reluctancia conmutada – SRM 15
3.1.4 Motor síncrono de imanes permanentes – PMS 15

3.1.5 Selección del motor 16
3.2 Elementos de almacenamiento 17
3.2.1 Supercondensadores 18
3.2.2 Baterías 18
▪ Baterías de Plomo 18
▪ Baterías de Níquel 19
▪ Baterías de Litio 19
3.2.3 Selección de elementos 20
3.3 Dimensionamiento de supercondensadores y baterías 21
3.3.1 Combinación de supercondensadores y baterías 21
3.3.2 Masa 23
3.3.3 Volumen 24
3.3.4 Costo 25
3.3.5 Vida útil 26
3.3.6 Resultado 26
3.3.7 Selección del supercondensador 26
3.4 Caracterización del supercondensador 29
3.4.1 Prueba de carga y descarga 30
3.4.2 Perfil de carga y descarga 31
3.4.3 Modelado 32
▪ Capacitancia 32
▪ Resistencia interna en serie - ESR 32

4. Evaluación del esquema eléctrico del vehículo 33
4.1 Estado de carga - SOC 33
4.2 Configuraciones de la unidad de almacenamiento 34
4.2.1 Configuraciones distribuidas 35
4.2.2 Configuraciones centralizadas 36
4.3 Análisis de pérdidas de potencia 37
4.3.1 Convertidor de potencia DC-DC 37
▪ Convertidor Boost 37
▪ Convertidor Sepic 38
▪ Convertidor Cuk 39
▪ Convertidor Buck – Boost 39
▪ Comparación de convertidores DC-DC 40
4.3.2 Elementos de conmutación 40
▪ Transistor bipolar 40
▪ Transistor Mosfet 40
▪ IGBT 41
▪ GTO 41
▪ Comparación de transistores de potencia 41
4.3.3 Modelo de pérdidas de potencia 42
4.3.4 Componentes 43
▪ IGBT 43
▪ Diodo 43
▪ Bobina 43
▪ Condensador 44
4.4 Evaluación 44

4.4.1 Un motor 44
4.4.2 Dos motores 45
4.4.3 Cuatro motores 46
4.4.4 Evaluación final 47
4.4.5 Configuración seleccionada....48

5. Gestión de potencia y energía....49
5.1 Cargador 50
5.2 Convertidor DC-DC 51
5.2.1 Requerimientos 51
5.2.2 Evaluación de topologías robustas....52
▪ Convertidores multinivel....53
▪ Convertidores intercalados 53
5.2.3 Diseño....54
5.2.4 Selección de la frecuencia de conmutación optima....56
▪ Transistores 57
▪ Diodos....59
▪ Bobinas Acopladas 59
▪ Resultado....62
5.2.5 Selección de componentes 63
▪ Bobinas Acopladas 63
▪ Condensador de entrada....65
▪ Condensador de salida 65
▪ Circuito de control....66
▪ Eficiencia....67
5.2.6 Diseño térmico 68
5.3 Prototipo de convertidor DC-DC 70
5.3.1 Dos fases con bobinas desacopladas 71
5.3.2 Dos fases con bobinas acopladas 71

6. Conclusiones y trabajos futuros....72
6.1 Conclusiones....72
6.2 Trabajos Futuros....74

A. Anexo: Diseño del cargador 75
A.1 Requerimientos....75
A.2 Rectificador 76
A.2.1 Corrector de factor de potencia – PFC....77
A.3 Elevador 78
▪ Bobina....78
▪ Condensador 79
A.3.1 Selección de elementos 79
▪ Rectificador y PFC....79
▪ Elevador....80
A.3.2 Diseño térmico....81
▪ Rectificador 81
▪ Elevador....82
A.4 Eficiencia 84

A.5 Simulación 85

B. Anexo: Prototipo de dos fases con bobinas desacopladas 87

B.1 Diseño 87

- Transistores 88
- Diodos 88
- Circuito de control 89
- Terminales 89
- Bobinas 89
- Condensador de salida 90
- Análisis de pérdidas de potencia 91

B.2 Simulación 95

B.3 Diseño del PCB 96

B.4 Pruebas del prototipo A 97

C. Anexo: Prototipo de dos fases con bobinas acopladas 98

C.1 Diseño 98

- Transistores 99
- Diodos 99
- Circuito de control 99
- Terminales 99
- Bobinas 99
- Condensador de salida 101
- Análisis de pérdidas de potencia 101

C.2 Simulación 102

C.3 Diseño del PCB 103

C.4 Pruebas del prototipo B 104

Bibliografía 106

Lista de figuras

Pág.

Figura 2-1: Diagrama de cuerpo libre del vehículo 7
Figura 2-2: Flujo de potencia del vehículo 10
Figura 2-3: Perfil de velocidad durante la carrera 11
Figura 2-4: Perfil de aceleración durante la carrera 11
Figura 2-5: Torque y potencia de los motores durante la carrera 12
Figura 2-6: Eficiencia de los motores durante la carrera 13
Figura 3-1: Motor UQM380 (UQM, 2011) 17
Figura 3-2: Gráfico de Ragone 20
Figura 3-3: Simulación de cada combinación UC-BT en términos de masa 23
Figura 3-4: Simulación de cada combinación UC-BT en términos de volumen 24
Figura 3-5: Simulación de cada combinación UC-BT en términos de costo 25
Figura 3-6: Supercondensador EMHSR-0062C0-125R0S 27
Figura 3-7: Celda Nesscap 2.7V / 3000 F 27
Figura 3-8: Unidad de gestión del supercondensador 125V 62F 28
Figura 3-9: Modelo circuital del supercondensador 125V 62F 28
Figura 3-10: Perfil de descarga típico de una batería de litio 29
Figura 3-11: Perfil de descarga aproximado del supercondensador de 125 V 29
Figura 3-12: Circuito de prueba de carga y descarga: Esquemático y montaje. 30
Figura 3-13: Perfil real de descarga del supercondensador 31
Figura 4-1: Tipos de configuraciones de la unidad de almacenamiento 35
Figura 4-2: Configuraciones para alimentar un motor 35
Figura 4-3: Configuraciones para alimentar dos motores 36
Figura 4-4: Configuraciones para alimentar cuatro motores 36
Figura 4-5: Convertidor Boost 37
Figura 4-6: Convertidor Sepic 38
Figura 4-7: Convertidor Cuk 39
Figura 4-8: Convertidor Buck – Boost 39
Figura 4-9: Comparación de transistores de potencia 42
Figura 4-10: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones de un motor 45
Figura 4-11: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones de dos motores 46
Figura 4-12: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones de cuatro motores 47
Figura 4-13: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones en la totalidad del vehículo 48
Figura 5-1: Sistema de gestión de potencia y energía 50
Figura 5-2: Tensión de entrada y salida del convertidor DC-DC 52
Figura 5-3: Convertidor Multinivel 53
Figura 5-4: Convertidor Intercalado 54
Figura 5-5: Rizado de corriente en función del ciclo útil 56
Figura 5-6: Formas de onda 57

Figura 5-7: Pérdidas en el transistor en función de la frecuencia de conmutación 58
Figura 5-8: Pérdidas en el diodo en función de la frecuencia 59
Figura 5-9: Inductancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia 60
Figura 5-10: Pérdidas por conducción en función de la frecuencia y la permeabilidad relativa ... 61
Figura 5-11: Pérdidas por conmutación en función de la frecuencia y la permeabilidad relativa 61
Figura 5-12: Pérdidas por conmutación en función de la frecuencia y la permeabilidad relativa 62
Figura 5-13: Pérdidas totales en función de la frecuencia y la tensión de entrada 62
Figura 5-14: Pérdidas totales en función de la frecuencia a 170 V 63
Figura 5-15: Núcleo U126/91/20 64
Figura 5-16: Comparación entre conductores redondos y planos 64
Figura 5-17: Capacitancia de salida vs. Tensión de entrada 65
Figura 5-18: Generación de señal PWM 66
Figura 5-19: Pérdidas totales 67
Figura 5-20: Resumen de pérdidas de potencia por componente 67
Figura 5-21: Circuito térmico 68
Figura 5-22: *Cold Plate* Lytron CP15 (Lytron) 69
Figura 5-23: Disposición de componentes en el disipador 69
Figura 5-24: Tensión de entrada y salida del prototipo 70
Figura 5-25: Formas de onda del prototipo A 71
Figura 5-26: Formas de onda del prototipo B 71
Figura 6-1: Subsistemas del vehículo eléctrico de alto desempeño 73
Figura A-1: Esquemático del cargador 75
Figura A-2: Tipos de rectificadores 76
Figura A-3: Topología Boost 78
Figura A-4: Circuito térmico 82
Figura A-5: Pérdidas de potencia en el cargador 85
Figura A-6: Esquemático del cargador 85
Figura A-7: Simulación de la rectificación 86
Figura A-8: Simulación de la elevación 86
Figura B-1: Esquemático del prototipo A 87
Figura B-2: Formas de onda 88
Figura B-3: Terminal KF301 89
Figura B-4: Inductancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia 90
Figura B-5: Capacitancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia 90
Figura B-6: Curva de corriente promedio durante la descarga y pérdidas por conducción 92
Figura B-7: Pérdidas por conmutación en el transistor 93
Figura B-8: Bobina AGP2923-333KL 94
Figura B-9: Pérdidas totales y eficiencia del prototipo 94
Figura B-10: Esquemático del prototipo A 95
Figura B-11: Tensión de entrada y de salida del prototipo A 95
Figura B-12: Corriente de entrada del prototipo A 95
Figura B-13: PCB diseñado y fabricado del prototipo A 96
Figura B-14: Prototipo A terminado 96
Figura B-15: Formas de onda del prototipo A 97
Figura C-1: Esquemático del prototipo B 98
Figura C-2: Circuito magnético de un núcleo EE 100
Figura C-3: Inductancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia 101
Figura C-4: Pérdidas totales y eficiencia del prototipo B 102

Figura C-5: Esquemático del prototipo B 102
Figura C-6: Tensión de entrada y de salida del prototipo A 103
Figura C-7: Corriente de entrada del prototipo A 103
Figura C-8: PCB diseñado y fabricado del prototipo B 104
Figura C-9: Prototipo B terminado 104
Figura C-10: Formas de onda del prototipo B 105

Lista de tablas

Pág.

Tabla 2-1: Parámetros de simulación del modelo 9
Tabla 3-1: Evaluación de diferentes motores eléctricos 16
Tabla 3-2: Características del motor UQM380 17
Tabla 3-3: Energía y potencia específica de diferentes tipos de baterías 20
Tabla 3-4: Especificaciones de los supercondensadores evaluados 21
Tabla 3-5: Especificaciones de las baterías evaluadas 22
Tabla 3-6: Cantidad mínima de cada elemento para almacenar 595 Wh. 22
Tabla 3-7: Comparación de las diferentes combinaciones 26
Tabla 3-8: Características del supercondensador EMHSR-0062C0-125R0S 27
Tabla 4-1: Estados de descarga de la unidad de almacenamiento 34
Tabla 4-2: Comparación de convertidores DC-DC 40
Tabla 4-3: Comparación de transistores de potencia 41
Tabla 4-4: Requerimientos de las configuraciones de un motor 44
Tabla 4-5: Requerimientos de las configuraciones de dos motores 45
Tabla 4-6: Requerimientos de las configuraciones de cuatro motores 46
Tabla 5-1: Características de la unidad de almacenamiento 51
Tabla 5-2: Requerimientos del convertidor DC-DC 52
Tabla 5-3: Masa, volumen y costo de transistores y diodos 55
Tabla 5-4: Comparación entre diferentes fases 55
Tabla 5-5: Comparación de materiales magnéticos 63
Tabla 5-6: Requerimientos de los prototipos 68
Tabla 5-7: Requerimientos de los prototipos 70
Tabla A-1: Requerimientos del cargador 75

Lista de símbolos y abreviaturas

Símbolos

Símbolo	Término	Unidad	
F_{TR}	Fuerza de tracción	Newton	[N]
F_{gxT}	Fuerza gravitacional	Newton	[N]
F_{roll}	Fuerza de rodadura	Newton	[N]
F_{AD}	Fuerza aerodinámica	Newton	[N]
F_{la}	Fuerza de aceleración lineal	Newton	[N]
T_m	Torque del motor	Newton-metro	[N.m]
m_{eq}	Masa equivalente del vehículo	Kilogramo	[kg]
E_{TR}	Energía necesaria para correr el cuarto de milla	Vatios-Hora	[Wh]
P_{TR}	Potencia de los motores	Vatio	[W]
R_s	Resistencia interna en serie	Ohm	[Ω]
R_p	Resistencia interna en paralelo	Ohm	[Ω]
M	Factor de conversión de un convertidor DC-DC	-	-
D	Ciclo útil de una señal de control	-	-
f_{sw}	Frecuencia de conmutación en un convertidor	Hertz	[Hz]

Abreviaturas

Abreviatura	Término
RPM	Revoluciones por minuto
UC	Supercondensador
BT	Batería
PWM	Modulación de ancho de pulso
VDC	Voltios DC
VAC	Voltios AC
VRMS	Tensión eficaz
SOC	Estado de carga de algún elemento de almacenamiento
AWG	“American Wire Gauge”: Estándar de calibres para conductores

1. Introducción

Actualmente, se presenta una gran preocupación mundial debido a la problemática generada por los impactos ambientales relacionados con el calentamiento global, el agotamiento de los recursos naturales, el aumento de precios de los combustibles derivados del petróleo y los últimos estudios sobre las enfermedades cancerígenas producidas por las emisiones resultantes de la quema de estos combustibles (IARC, 2012). Esto se debe, en gran medida, al transporte de carga y de pasajeros; el cual es la principal fuente de CO2, NOx, CO, SOx y de muchos más gases contaminantes (Unfccc, 2010).

No obstante, esta situación contribuye cada vez más a impulsar el desarrollo de un mayor número de soluciones de transporte eficiente y amigable con el medio ambiente (Hashernnia et al, 2008). Por lo tanto, una adecuada opción para combatir esta problemática es el cambio de los vehículos actuales de combustión interna por vehículos alternativos capaces de reducir las emisiones contaminantes de una manera más eficiente, como es el caso de los vehículos eléctricos (Burke, 2007; Rosario, 2007).

Actualmente existen varias propuestas de vehículos eléctricos comerciales para uso doméstico, los cuales fueron diseñados para ambientes seguros y topografías estables (Martínez et al, 2012). Ahora bien, muchos lugares del mundo y particularmente Colombia presentan diferentes variaciones topográficas y condiciones de terrenos bastante inestables (Riascos, 2011). Dichas condiciones disminuyen la eficiencia de los vehículos; lo cual produce su deterioro progresivo debido a la excesiva potencia que demanda transitar por dichos terrenos (Dixon et al, 2010).

Por consiguiente, es necesario estudiar diferentes campos de la movilidad eléctrica como lo son las tecnologías de almacenamiento de energía eléctrica, motores eléctricos de alta potencia y torque, y sistemas de gestión de energía; todo esto con el fin de obtener una mayor eficiencia energética del sistema (Aparicio, 2011).

Teniendo en cuenta estos desarrollos es posible realizar diseños más robustos de vehículos eléctricos específicos para el territorio colombiano y su topografía particular, que cuenten con una potencia considerable y una autonomía suficiente para las necesidades cotidianas de la población (Dixon et al, 2010; Shumei et al, 2008).

En resumen, si los vehículos eléctricos diseñados en otras partes del mundo se usan en condiciones tan particulares como la colombiana, sin estudios previos, estos se someterán a una exigencia mayor a la que pueden operar. De esta forma, los vehículos se exponen a un gran riesgo en el momento que se busque una mayor penetración del vehículo eléctrico en nuestro entorno.

1.1 Motivación

Este proyecto de investigación nace de la necesidad de tener soluciones tecnológicas eficientes y limpias para combatir los problemas ambientales de emisiones contaminantes que se presentan en el mundo y especialmente en Colombia.

En las principales ciudades de Colombia, la calidad del aire presenta niveles de contaminantes que superan las normas existentes. Esto se debe a la gran cantidad de emisiones de monóxido de carbono, hidrocarburos, material particulado, óxidos de azufre y óxidos de nitrógeno provenientes de diferentes industrias del parque automotor (Perez, 2002).

En Colombia, el parque automotor está conformado por una gran cantidad de vehículos de transporte nacional de pasajeros y una pequeña cantidad de transporte de carga, de ahí que a finales del año 2010, este sumaba cerca de 6 millones de unidades (MinTransporte, 2010).

Esta gran cantidad de vehículos con motores de combustión interna es el resultado de las pocas alternativas de transporte, además del auge de los derivados del petróleo y la potencia de dichos motores. Aun así, este tipo de transporte no deja de ser un sistema ineficiente en cuanto a consumo energético y uso apropiado de los recursos naturales (Rajashekar, 1993; Hashernnia et al, 2008). Además, este tipo de combustibles no son renovables, lo cual genera constantes incrementos en los precios de los mismos, lo que constituye una gran desventaja para los consumidores debido a los grandes costos que conlleva su operación.

Es por estas razones que en el año 2010, la Universidad Nacional de Colombia en conjunto con la Universidad de Los Andes deciden iniciar un proyecto de diseño y desarrollo de un vehículo eléctrico que presente una alta potencia y un alto torque, visualizando las necesidades de los vehículos en la topografía colombiana.

Siendo un proyecto plenamente académico, se dispuso como objetivo principal diseñar e implementar un vehículo eléctrico capaz de correr un cuarto de milla (402 metros) en un tiempo inferior a 10 segundos, con el fin de que este vehículo sea usado como una plataforma demostrativa de las habilidades de los vehículos eléctricos en un país como Colombia.

Así mismo, se espera que los resultados de este proyecto sean la base para el desarrollo de vehículos eléctricos de uso comercial y una posible industria nacional de autopartes generadora de empleo.

1.2 Problema

Una gran limitante de los vehículos eléctricos autónomos es el almacenamiento de energía eléctrica (Shumei et al, 2008), debido a la inhabilidad de tener un suministro continuo de energía por parte de la red eléctrica (Bonfligio et al, 2009). Adicionalmente, las actuales tecnologías de almacenamiento presentan inferiores desempeños en comparación a los sistemas convencionales de energía. Para ilustrar, los combustibles de origen fósil como la gasolina proporcionan mayor densidad energética y flexibilidad en comparación con la más avanzada de las baterías: 13 kWh/kg de la gasolina frente a 0,16 kWh/kg de las recientes generaciones comerciales de baterías de ion-litio (Dixon, 2010).

Así mismo, la mayoría de vehículos eléctricos comerciales se han desarrollado con una fuerte restricción de diseño. En consecuencia, dichos diseños se han caracterizado por una reducción en la masa del vehículo sacrificando potencia, torque, autonomía, entre otras características (Hashernnia et al, 2008).

Por el contrario, el 80% de los desplazamientos diarios, en la mayoría de los países, son inferiores a 80 kilómetros y más de la mitad son inferiores a 40 kilómetros. En la Unión Europea en el año 2007, 460 millones de ciudadanos realizaron en promedio tres desplazamientos diarios, totalizando 27 kilómetros recorridos en automóvil (Eurostat, 2009). Esta situación lleva a concluir que los vehículos eléctricos, con todas sus limitaciones actuales, pueden satisfacer la mayoría de los requerimientos de movilidad doméstica (Dixon, 2010).

Ahora bien, el costo de elementos de almacenamiento como baterías, celdas de combustible o supercondensadores tiende a reducirse a lo largo de los años, mientras que el comportamiento de los costos de combustibles de origen fósil presenta una tendencia a aumentar, debido principalmente a que este tipo de combustibles son de origen no renovable (Hashernnia et al, 2008). Pero aun así, es necesario realizar investigación y desarrollo en el tema de dispositivos almacenadores de energía eléctrica tales como baterías, celdas de combustible y nuevas tecnologías como los supercondensadores.

Por estas razones, y teniendo en cuenta el proyecto en conjunto con la Universidad de Los Andes, este proyecto de investigación plantea la pregunta:

¿Cómo debe ser el diseño de los diferentes subsistemas eléctricos de un vehículo eléctrico para que tenga un alto desempeño?

1.3 Objetivos

El objetivo principal del presente trabajo de investigación es: Realizar el diseño de un sistema de carga, descarga y gestión del sistema eléctrico de un vehículo eléctrico de alto desempeño para competencias de cuarto de milla.

Para alcanzar este objetivo se establecieron los siguientes objetivos específicos:

- Dimensionar las diferentes características eléctricas necesarias de un vehículo eléctrico capaz de participar en competencias de cuarto de milla.
- Establecer cuál es el motor adecuado, desde el punto de vista de par y velocidad, capaz de entregar la suficiente potencia a la transmisión mecánica del vehículo.
- Determinar el sistema de almacenamiento de energía eléctrica óptimo, capaz de suministrar la suficiente potencia y energía a la carga, en los tiempos necesarios para la aplicación de piques de cuarto de milla.
- Realizar los diseños de electrónica de potencia del cargador del sistema de almacenamiento de energía eléctrica y el convertidor de potencia entre el sistema de almacenamiento y el motor.
- Ejecutar el montaje de un prototipo a baja escala en potencia del cargador del sistema de almacenamiento de energía eléctrica.

1.4 Aportes

Este trabajo de investigación logró los siguientes aportes al conocimiento:

Una metodología de dimensionamiento de unidades de almacenamiento de energía cuando se requiere combinación de tecnologías. Esta metodología realiza la comparación y evaluación de masa, volumen, costo y vida útil en función de la potencia y energía específica de cada tecnología a combinar. Siendo este aporte útil para cualquier tipo de aplicación donde se requiera almacenamiento de energía en diferentes elementos.

Un procedimiento de evaluación de la disposición de unidades de almacenamiento de energía y motores eléctricos dentro de cualquier aplicación y entorno, teniendo como objetivo una alta eficiencia energética. Este procedimiento abarca un completo análisis de pérdidas de potencia de los elementos a disponer dentro del sistema, ubicando los mejores escenarios para minimizar las pérdidas.

Un diseño de un convertidor DC-DC de 100 kW Boost intercalado de dos fases con bobinas acopladas, el cual logra una eficiencia energética del 98%, una densidad de potencia de 24, 2 kW/kg y una densidad volumétrica de 29,7/kW/litro.

Un diseño completo de los subsistemas eléctricos de un vehículo eléctrico de alto desempeño capaz de correr un cuarto de milla en 9.91 segundos, utilizando tecnologías emergentes tales como los supercondensadores, los motores de imanes permanentes y los convertidores de potencia intercalados con acople magnético.

1.5 Publicaciones

Como aportes a la literatura se realizaron tres publicaciones en congresos internacionales soportados por IEEE como se describe a continuación:

La primera ponencia titulada “Sizing of Ultracapacitors and Batteries for a High Performance Electric Vehicle” se realizó en el primer congreso “IEEE International Electric Vehicle Conference - IEVC 2012” que se llevó a cabo en Greenville-SC USA entre el 4 al 8 de Marzo del 2012. Esta ponencia resumió el cálculo de la energía necesaria para correr el cuarto de milla y el dimensionamiento y selección de la unidad de almacenamiento. Estos temas son descritos en los capítulos 1 y 1.

La segunda ponencia titulada “Design a DC-DC Converter for a High Performance Electric Vehicle” se llevó a cabo en el primer congreso “IEEE International Conference on Connected Vehicles and Expo - ICCVE 2012” que se realizó en Beijing – China entre el 12 y 16 de diciembre del 2012. Este articulo condensa el análisis de pérdidas de potencia de una topología básica de convertidor de potencia con fines de evaluar la disposición de los elementos dentro del sistema eléctrico de vehículo. Este resumen corresponde al desarrollo del capítulo 1.

Finalmente, la tercera publicación se titula “High Power Density Interleaved DC-DC Converter for a High Performance Electric Vehicle” la cual se llevó a cabo dentro del “Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications – PEPQA 2013” realizado en Bogotá – Colombia el 6 y 7 de julio del 2013. Esta ponencia ilustra el diseño del convertidor DC-DC que realiza la interfaz entre la unidad de almacenamiento y los motores que se ilustra ampliamente en el capítulo 1.

2. Requerimientos de potencia y energía

Conociendo el objetivo de correr un vehículo eléctrico durante un tiempo de 10 segundos en una competencia de cuarto de milla, se siguieron varios pasos para su diseño y construcción. El primer paso fue determinar los requerimientos de potencia y energía del vehículo, para posteriormente diseñar los subsistemas eléctricos.

Para esto, se realizó un análisis dinámico del vehículo con base en modelos longitudinales y un posterior procesamiento computacional. De esta manera, se determinó una aproximación de la potencia y energía necesaria para lograr el objetivo del cuarto de milla.

Teniendo en cuenta estos requerimientos fue posible realizar el dimensionamiento de la unidad de almacenamiento de energía eléctrica y la elección de los motores.

Es de importancia mencionar que los desarrollos matemáticos y computacionales que se ilustran en este capítulo fueron obtenidos en colaboración del Departamento de Ingeniería Mecánica de la Universidad de los Andes.

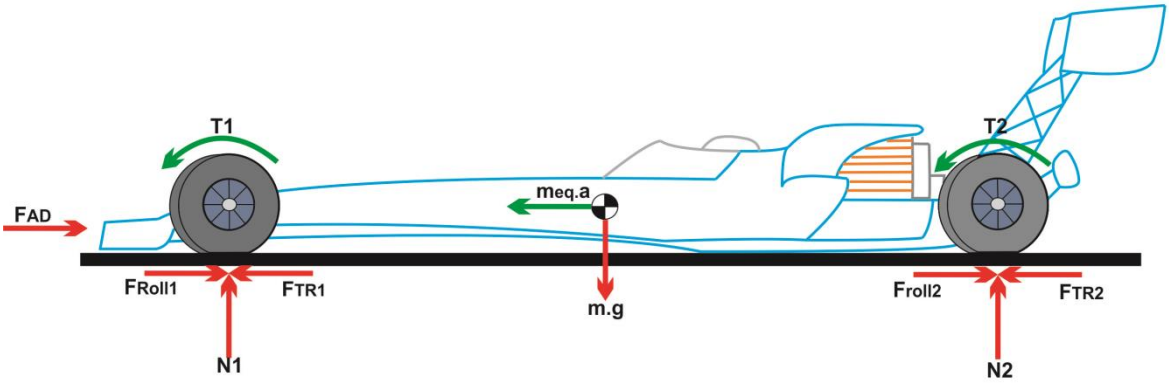
2.1 Dinámica longitudinal

Cuando un vehículo está en movimiento se encuentra expuesto a un conjunto de fuerzas que ralentizan su comportamiento longitudinal. Este efecto se debe principalmente a la fuerza gravitacional F_{gxT}, la fuerza de rodadura F_{roll}, la fuerza aerodinámica F_{AD} y la fuerza de aceleración lineal F_{la} (Husain, 2003). Por lo tanto, la sumatoria de estas fuerzas representa la fuerza total de tracción F_{TR} y se expresa de la siguiente manera:

$$F_{TR} = F_{gxT} + F_{roll} + F_{AD} + F_{la} \tag{1}$$

Adicionalmente, estas fuerzas se componen de todo un conjunto de fenómenos sobre el vehículo, los cuales se pueden representar mediante un diagrama de cuerpo libre como el que se ilustra en la Figura 2-1.

Figura 2-1: Diagrama de cuerpo libre del vehículo



2.1.1 Fuerza de tracción F_{TR}

La fuerza de tracción es la representación del esfuerzo que debe realizar el vehículo para transmitir potencia desde el motor a través de las llantas y hacia el suelo (Imbett, 2011), este esfuerzo se puede expresar de la siguiente manera:

$$F_{TR} = \frac{T_m N_{tf} \eta_{tf}}{r} \tag{2}$$

Donde T_m es el torque del motor, N_{tf} es la relación de la caja de cambios, η_{tf} es la eficiencia de la caja de cambios y r es el radio de la llanta.

2.1.2 Fuerza gravitacional F_{gxT}

La fuerza gravitacional es producida por la atracción del planeta hacia cualquier cuerpo cuando experimenta un movimiento en un plano no horizontal. En otras palabras, esta depende de la pendiente, en comparación con el plano horizontal, a la que se exponga el cuerpo (Rosario, 2007). Por lo tanto, la fuerza gravitacional se expresa como:

$$F_{gxT} = mg \sin \beta \tag{3}$$

Donde m es la masa total del vehículo, g es la aceleración de la gravedad $(9{,}81 \frac{m}{s^2})$ y β es el ángulo de inclinación. Para el caso de la carrera de cuarto de milla se supone una fuerza gravitacional nula debido a que el vehículo correrá en un plano aproximadamente horizontal.

2.1.3 Fuerza de rodadura F_{roll}

La fuerza de rodadura es aquella producida por la histéresis de las llantas en contacto con la superficie del suelo cuando el vehículo se encuentra en movimiento. Esta fuerza se opone al movimiento de la rueda dependiendo de ciertos factores que se expresan de la siguiente manera:

$$F_{roll} = (C_0 + C_1 V_{xT}{}^2)mg \tag{4}$$

Donde C_0 y C_1 son coeficientes de resistencia a la rodadura y V_{xT} es la velocidad del vehículo (Husain, 2003). Por otra parte, si se simplifica la expresión se obtendría lo siguiente:

$$F_{roll} = f_0 F_z \tag{5}$$

Donde f_0 es el coeficiente de rodamiento y F_z es la fuerza normal del vehículo.

2.1.4 Fuerza aerodinámica F_{AD}

La fuerza aerodinámica es aquella fuerza que interpone la fricción viscosa de la circulación de aire en la superficie del vehículo y la distribución de presión inducida por el flujo de los vórtices generados durante el movimiento del vehículo (Rosario, 2007). Esta fuerza se puede expresar como:

$$F_{AD} = \frac{1}{2}\rho A C_D V_{xT}{}^2 \tag{6}$$

Donde ρ es la resistencia del aire, para nuestro caso la de Bogotá, A es el área de corte transversal del vehículo, C_D es el coeficiente de arrastre y V_{xT} es la velocidad del vehículo (Martínez et al, 2012).

2.1.5 Fuerza de aceleración lineal F_{la}

La fuerza de aceleración lineal proviene de la segunda ley de movimiento de Newton, la cual establece que si un cuerpo, para nuestro caso el vehículo, experimenta una fuerza lineal, este presentará un cambio de velocidad (Otálvaro, 2012). Por lo tanto se puede expresar como:

$$F_{la} = m_{eq}.a = m_{eq}\frac{d}{dt}V_{xT} \tag{7}$$

Donde m_{eq} es la masa equivalente del vehículo, la cual comprende la masa del vehículo y el equivalente de inercia rotacional; a es la aceleración del vehículo durante la carrera y $\frac{d}{dt}V_{xT}$ es la derivada de la velocidad del vehículo en función del tiempo de carrera.

2.2 Modelo longitudinal

Teniendo en cuenta las fuerzas anteriormente mencionadas, el análisis mecánico de cada una y un primer diseño geométrico del vehículo, se estableció un modelo dinámico longitudinal para el vehículo eléctrico de alto desempeño. Este modelo se ilustra a partir de una ecuación diferencial no lineal, la cual es la expresión de la razón de cambio de la velocidad, durante la carrera, en el tiempo de la misma (Gillespie, 1992). El procedimiento para llegar a la ecuación diferencial se muestra a continuación:

De (1) es posible despejar la fuerza de aceleración F_{la} obteniendo así:

$$F_{la} = F_{TR} - F_{gxT} - F_{roll} - F_{AD} \tag{8}$$

Ahora, remplazando (7) en (8) y sabiendo que la fuerza gravitacional F_{gxT} es nula debido a que no hay movimiento diferente al horizontal, se obtiene lo siguiente:

$$m_{eq}\frac{d}{dt}V_{xT} = F_{TR} - F_{roll} - F_{AD} \tag{9}$$

Luego, remplazando (2), (5) y (6) en (9) se obtiene:

$$m_{eq}\frac{d}{dt}V_{xT} = \left(\frac{T_m N_{tf}\eta_{tf}}{r} - f_0 F_z - \frac{1}{2}\rho A C_D V_{xT}{}^2\right) \tag{10}$$

Finalmente, despejando la derivada de la velocidad se obtiene la ecuación diferencial no lineal.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{m_{eq}}\left(\frac{T_m N_{tf}\eta_{tf}}{r} - f_0 F_z - \frac{1}{2}\rho A C_D v^2\right) \tag{11}$$

Con base en este modelo se definieron ciertos parámetros iniciales del vehículo: dimensiones, masas y coeficientes. Así mismo, se asumieron ciertas características de las llantas y del control de tracción. Estas consideraciones se hicieron con base en los elementos más probables a usar en el proyecto, los cuales se encuentran disponibles en el mercado para este tipo de aplicaciones (Martínez et al, 2012; Imbett, 2011). En la Tabla 2-1 se describen los diferentes parámetros de simulación del modelo y sus correspondientes valores.

Tabla 2-1: Parámetros de simulación del modelo

Parámetro	Valor
# Motores	4
Masa equivalente del vehículo - m_{eq} [kg]	700
Torque Pico por Motor - T_m [N.m]	440
Relación de la Caja de Cambios - N_{tf}	3,5:1
Eficiencia de la Caja de Cambios - η_{tf}	90%
Radio de Llanta - r [cm]	30
Coeficiente de Rodamiento - f_o	0,015
Densidad del Aire en Bogotá - ρ [kg/m^3]	0,9
Área transversal - A [m^2]	2,5
Coeficiente de Arrastre - C_D	0,35
Velocidad Máxima del Motor [rpm]	6500

Como se observa en la Tabla 2-1, para la tracción del vehículo se optó por escoger cuatro motores de 50 kW, en lugar de uno de 200 kW; debido a la capacidad de torque localizado en cada rueda, distribución de masa y controlabilidad del sistema mecánico.

En otras palabras, si se utilizara un único motor de 200 kW se haría necesario implementar diferenciales mecánicos de velocidad; los cuales, además de agregar masa al vehículo, son difíciles de controlar. Por lo tanto, tener cuatro motores ofrece menor masa, menor costo, y un control de velocidad y torque distribuido a cada rueda (Husain, 2003).

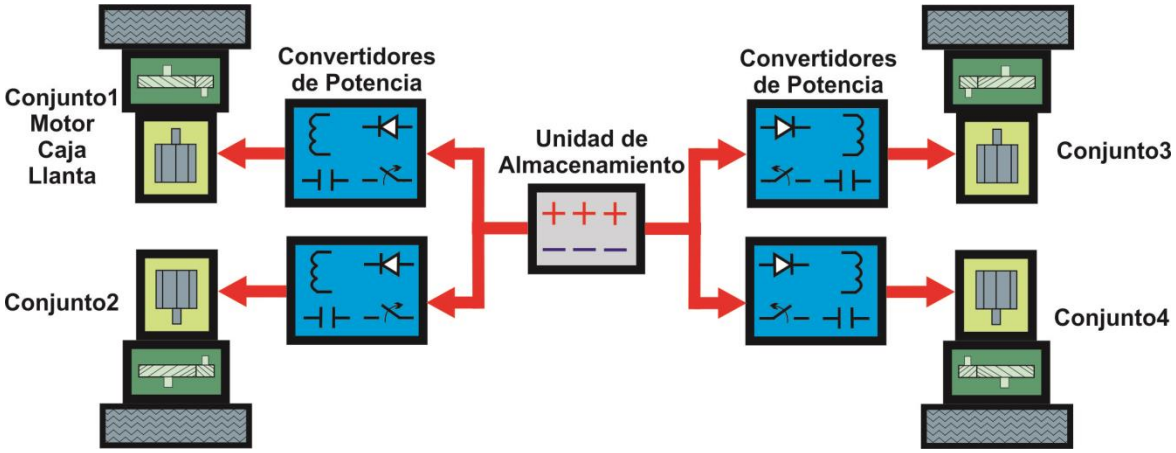
Así mismo, se optó por utilizar cuatro llantas de tamaños iguales debido a que este tipo de aplicación tendrá torque distribuido en cada una de las cuatro ruedas. A diferencia de otros tipos de vehículos de carreras, como el *dragster top fuel*, conocido por la diferencia de tamaño de sus llantas, que llegan a tener miles de caballos de fuerza concentrados en un solo motor y necesitan de una diferencia de tamaño entre sus llantas traseras y delanteras ya que solo existe tracción en un solo eje (Otálvaro, 2012).

Adicionalmente, se hace necesaria una caja de reducción mecánica debido a que el motor es capaz de entregar una velocidad angular de 6500 RPM y para transferirla es necesario tener una llanta muy pequeña o se tendrán velocidades cerca a los 500 km/h, lo cual es peligroso e innecesario. Por lo tanto, al realizar la reducción se disminuye la velocidad angular y se incrementa el torque como lo indica la siguiente expresión:

$$P_{TR} = T_m \times V_\omega \tag{12}$$

Siendo la potencia P_{TR} expresada en Watios, el torque T_m en N-m y la velocidad angular V_ω en rad/s. Finalmente, la Figura 2-2 ilustra el diagrama de bloques del flujo de potencia y su conversión de energía eléctrica a mecánica teniendo en cuenta los parámetros de simulación del modelo.

Figura 2-2: Flujo de potencia del vehículo

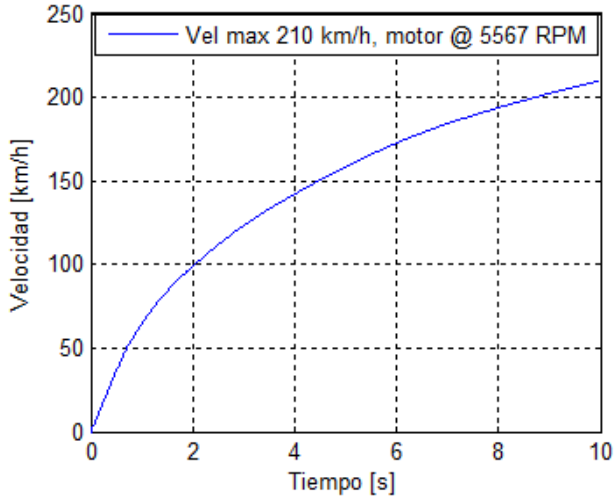


2.3 Perfil de velocidad

Con el fin de resolver el modelo longitudinal descrito anteriormente, en conjunto con el grupo de apoyo de la Universidad de los Andes, se realizó un algoritmo basado en una serie de métodos numéricos. Este algoritmo fue ejecutado en la herramienta computacional Matlab versión 2011b, obteniendo como resultado una serie de simulaciones de los comportamientos dinámicos del vehículo.

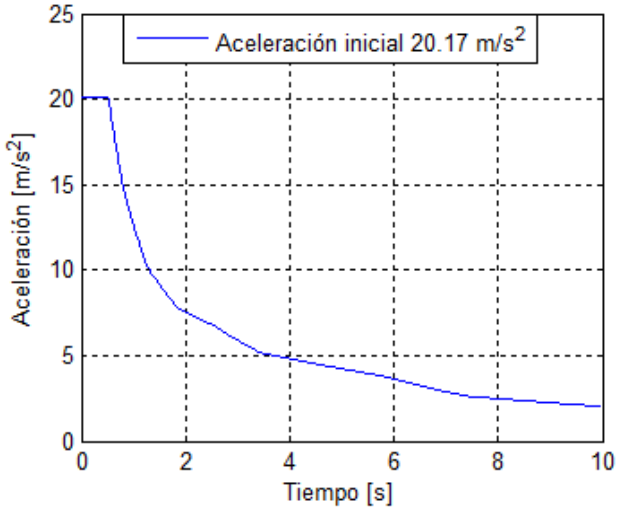
De estas simulaciones fue posible destacar el comportamiento de la velocidad del vehículo durante la carrera. La Figura 2-3 muestra dicho perfil de velocidad.

Figura 2-3: Perfil de velocidad durante la carrera



Adicional al perfil de velocidad, fue posible obtener el perfil de aceleración adecuado para que se cumpla el objetivo en la carrera. Este perfil, ilustrado en la Figura 2-4, tiene un comportamiento descendente con una aceleración inicial de 20.17 $\frac{m}{s^2}$.

Figura 2-4: Perfil de aceleración durante la carrera

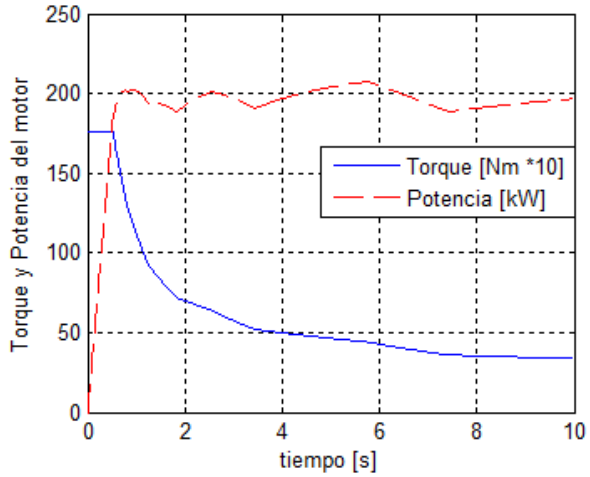


Con base en las figuras 2-3 y 2-4, y las características descritas en la Tabla 2-1 se concluye que es posible acelerar el vehículo, en una competencia de cuarto de milla, hasta una velocidad máxima de 212 Km/h en un tiempo de 9,91 segundos, con lo cual se cumple el objetivo de este proyecto. En consecuencia, es posible inferir que estas consideraciones son adecuadas para la implementación del vehículo.

2.4 Demanda de potencia

Basado en un post-procesamiento de la información del modelo longitudinal del vehículo, fue posible simular la velocidad angular y el torque de cada motor. De esta manera, con estos dos parámetros la potencia mecánica instantánea fue calculada, obteniendo un comportamiento de la potencia y el torque durante los 9,91 segundos. Dicho comportamiento se ilustra en la Figura 2-5.

Figura 2-5: Torque y potencia de los motores durante la carrera



Con base en esta figura, es posible observar que para alcanzar el objetivo de los 9,91 segundos en el cuarto de milla es necesaria una potencia de 200 kW y un torque de 1760 Nm aproximadamente. Por lo tanto, se concluye que las consideraciones de 4 motores de 50 kW y 440 Nm son adecuadas para la implementación en el vehículo.

2.5 Demanda de energía

Finalmente, para dimensionar la demanda de energía por parte del vehículo en la carrera de 9,91 segundos se realizó un procesamiento del comportamiento de potencia siguiendo el concepto de integración de potencia en el tiempo de carrera, como se indica en la siguiente expresión:

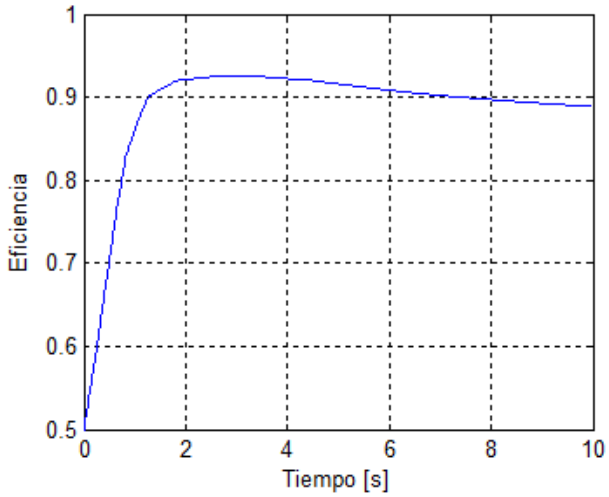
$$E_{TR} = \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} P_{TR}(t)dt \tag{13}$$

Donde E_{TR} es la energía necesaria para correr el vehículo en los 9,91 s, t_f es el tiempo de carrera y $P_{TR}(t)$ es la potencia del motor en función del tiempo. De esta manera, al realizar este cálculo

matemático, se obtuvo como resultado que la energía mecánica necesaria para correr el cuarto de milla es 531 Wh (Martínez et al, 2012).

Ahora bien, es necesario tener en cuenta que al realizar la conversión de energía mecánica a energía eléctrica existe una cantidad de pérdidas causadas por las características parasitas de los motores (Hashernnia et al, 2010). Por lo tanto, se obtuvo un perfil de eficiencia en función del tiempo de la carrera teniendo como base las características del motor preseleccionado. Este perfil se ilustra en la Figura 2-6.

Figura 2-6: Eficiencia de los motores durante la carrera



Finalmente se realizó una ponderación de dicho perfil de eficiencia obteniendo que la eficiencia promedio del conjunto mecánico sea 89,2 %. De esta manera se concluyó que la energía eléctrica necesaria para correr el cuarto de milla es 595 Wh.

Con fines ilustrativos, es posible concluir que los requerimientos energéticos de esta aplicación se asemejan a las aplicaciones de transporte público eléctrico donde se tienen consumos energéticos de 2 kWh por cada milla recorrida.

3. Dimensionamiento de almacenamiento y carga

La unidad de almacenamiento de energía para esta aplicación es diferente en comparación con la unidad de una aplicación doméstica convencional, debido a que el vehículo de alto desempeño requiere elementos que almacenen una pequeña cantidad de energía pero que a su vez puedan entregar una potencia considerablemente alta en un corto tiempo, conservando unos niveles mínimos de masa y volumen. Así mismo, la unidad de tracción eléctrica debe contar con la capacidad de transformar dichos niveles de potencia en la velocidad y el torque calculado en el capítulo 1.

Por lo tanto, y con base en los requerimientos de potencia y energía, se realizó una evaluación de varias tecnologías de motores eléctricos y se seleccionó el más adecuado para suplir las necesidades de la carrera. Así mismo, se diseñó una metodología de dimensionamiento y selección de los elementos de almacenamiento de energía con base en criterios de masa, volumen, costo y vida útil.

A partir de los elementos seleccionados como resultado de la metodología de dimensionamiento, se estableció un procedimiento de caracterización de los mismos, realizando pruebas de carga y descarga lenta de los elementos.

3.1 Motores eléctricos

La unidad de tracción eléctrica es uno de los componentes de mayor consideración en el momento de diseñar el vehículo eléctrico de alto desempeño. Los motores eléctricos deben contar con la capacidad de generar la velocidad y el torque necesarios para satisfacer las necesidades de la carrera. Además, deben contar con una gran eficiencia con el fin de garantizar que la mayoría de la energía eléctrica almacenada se transforme en energía mecánica.

De esta manera, se realizó una evaluación y selección del motor más adecuado para esta aplicación, comparando cinco tipos de motores eléctricos: DC, de inducción, síncronos de imanes permanentes y de reluctancia conmutada (Hashernnia et al, 2008). Esta evaluación se realizó buscando la eficiencia más alta en masas y volúmenes pequeños.

3.1.1 Motor DC

Los motores DC son máquinas eléctricas cuyo principio es la generación de torque y velocidad a partir de la interacción de un conductor, por el cual circula una corriente eléctrica continua, y un campo magnético generado por imanes. Esta interacción produce una fuerza perpendicular al plano del campo magnético proporcional a la corriente. Este principio se conoce como la Ley de Lorentz (Husain, 2003).

Adicionalmente, estos motores presentan la ventaja de un control sencillo, lo que implica bajos costos en sistemas de accionamiento. Por otra parte, debido a su construcción, los motores DC no son muy utilizados en aplicaciones de alta potencia ya que presentan baja eficiencia, mantenimientos complejos y baja densidad de potencia. Estas características hacen que estos motores no sean adecuados para el vehículo eléctrico de alto desempeño.

3.1.2 Motor de inducción – IM

El motor de inducción trifásico AC, también llamado asíncrono, está formado por un estator compuesto por tres devanados desfasados encargados de la inducción electromagnética, y un rotor que realiza el movimiento inducido por el estator; generalmente el rotor se presenta devanado o de jaula de ardilla. Este movimiento se genera a partir de la circulación de corriente trifásica equilibrada en el estator, la cual induce un campo magnético giratorio sobre el rotor (Chapman, 2004).

Este motor es el más utilizado en la industria debido a que presenta confiabilidad, robustez, baja necesidad de mantenimiento, bajo costo y la capacidad de operar en distintos ambientes de trabajo. No obstante, estos motores presentan grandes masas en comparación con la potencia que entregan (Shumei et al, 2008), lo cual es un inconveniente serio para el vehículo eléctrico.

3.1.3 Motor de reluctancia conmutada – SRM

El motor síncrono de reluctancia conmutada está compuesto por un estator con una serie de devanados sobresalientes y conectados a cada fase de la alimentación, y un rotor dentado de hierro o acero que se orienta en el campo magnético producido por la corriente eléctrica de cada uno de los devanados del estator (Chapman, 2004).

Este motor está siendo aplicado en vehículos híbridos debido a que presenta una construcción sencilla y rígida, alta tolerancia a fallos y una excelente característica de par-velocidad que permite operaciones bajo una amplia región de potencia. No obstante, este motor presenta altas interferencias electromagnéticas y una densidad de potencia inferior a otros motores. Sin embargo, sus características lo hacen un buen candidato para su implementación en vehículos totalmente eléctricos (Hashernnia et al, 2008).

3.1.4 Motor síncrono de imanes permanentes – PMSM

El motor síncrono de imanes permanentes cuenta con un estator formado por devanados independientes, al igual que el motor de reluctancia conmutada, y un rotor de imanes permanentes. El movimiento se genera a partir de la combinación del campo generado por el imán permanente del rotor y el campo inducido por la corriente eléctrica que circula por los devanados del estator. Esta corriente puede ser tanto continua como alterna. Sin embargo, actualmente se utilizan más los motores alimentados con corriente alterna debido a que presentan mayor eficiencia y densidad de potencia (Chapman, 2004).

Adicionalmente, para aplicaciones de tracción eléctrica, estos motores son una excelente alternativa a los motores de inducción y de reluctancia conmutada. En la actualidad, muchos de los fabricantes de vehículos eléctricos e híbridos, como Nissan, Toyota y Honda, han utilizado motores de imanes permanentes en sus aplicaciones, debido a que presentan alta densidad de potencia y alta eficiencia

en masas pequeñas. No obstante, estos motores presentan un gran inconveniente debido al calor acumulado después de mucho tiempo de operación, pudiendo desmagnetizar al rotor (Hashernnia et al, 2008).

Por lo tanto, es posible concluir que el motor de imanes permanentes es una buena opción para la aplicación de cuarto de milla, debido a su alta eficiencia y baja masa. Además, al ser una aplicación de 10 segundos, no se tiene el problema de la temperatura.

3.1.5 Selección del motor

Teniendo las descripciones de estas cuatro clases de motores eléctricos, es posible realizar una ponderación de ciertas características y someterlas a una evaluación, con el fin de determinar la opción más adecuada para el vehículo eléctrico. La Tabla 3-1 muestra la evaluación y comparación de estos motores (Hashernia et al, 2008).

Tabla 3-1: Evaluación de diferentes motores eléctricos

Características	DC	IM	SRM	PM
Densidad de Potencia	2.5	3.5	3.5	5
Eficiencia	2.5	3.5	3.5	5
Masa	3.5	3.5	4	5
Costo	4	5	4	3
Controlabilidad	5	5	3.5	5

De esta manera, se determinaron como principales criterios la eficiencia, la densidad de potencia y la masa. Por lo tanto, fue posible concluir que la opción más adecuada para el vehículo eléctrico es el motor síncrono de imanes permanentes, ya que presenta excelentes características a pesar de que su precio sea más elevado qué los demás.

Con base en estas características y en los requerimientos de potencia mencionados en el capítulo 12, se realizó una serie de cotizaciones en búsqueda de cuatro motores de 50 kW de potencia y 440 Nm de torque. Se obtuvo que la opción más adecuada fue el motor-generador síncrono de imanes permanentes de referencia UQM380 del fabricante estadounidense UQM Technologies.

El motor UQM380 (UQM, 2011), además de contar con una potencia pico de 50kW y un torque pico de 440 Nm, cuenta con un controlador e inversor de potencia, lo cual hace que en este proyecto no sea necesario diseño del inversor de potencia. La Figura 3-1 muestra una imagen del motor UQM380.

Figura 3-1: Motor UQM380 (UQM, 2011)

Adicionalmente, la Tabla 3-2 muestra las principales características del motor UQM380 (UQM, 2011).

Tabla 3-2: Características del motor UQM380

Características	Valor
Tensión Nominal [V]	300-430
Limitación de Corriente[A]	400
Torque Pico [Nm]	440
Potencia Pico [kW]	50
Masa [kg]	41
Máxima Velocidad [RPM]	6500
Eficiencia	93%

Es importante observar el rango de tensión de operación y la potencia pico del motor, debido a que estos factores serán determinantes en el momento de diseñar el convertidor de potencia que gestione la potencia y energía proveniente de la unidad de almacenamiento.

3.2 Elementos de almacenamiento

Al igual que la unidad de tracción eléctrica, la unidad de almacenamiento de energía cumple un rol importante dentro de un vehículo eléctrico, debido a que es un componente crítico a considerar durante el diseño, puesto que debe almacenar la energía necesaria para la carrera, entregar la potencia exigida y contar con una baja masa.

Por lo tanto, es necesario usar elementos que presenten alta energía específica (capacidad de almacenamiento de energía por unidad de masa – Wh/kg) como lo son las celdas de combustible o baterías, las cuales suministran una gran cantidad de energía en un empaquetado de baja masa (Aharon et al, 2011).

Adicionalmente, el sistema de almacenamiento también debe suministrar la suficiente potencia acorde al torque necesario durante la carrera. Por esto, se deben utilizar elementos con alta potencia específica (potencia por unidad de masa – W/kg), como los condensadores convencionales o supercondensadores (Burke, 2007).

Teniendo en cuenta estos criterios, se estudiaron diferentes elementos de almacenamiento y se evaluó la combinación de algunos, principalmente supercondensadores y baterías. De esta manera se pudo conocer cuáles son los elementos más indicados para suplir la energía y potencia del vehículo.

3.2.1 Supercondensadores

Los supercondensadores son elementos de almacenamiento electroquímicos que presentan una densidad de energía mucho más alta que los condensadores convencionales (miles de veces mayor que un condensador electrolítico de alta capacidad). Los supercondensadores comerciales cuentan con capacitancias del orden de los 5000 F y alcanzan una densidad de energía de hasta 30 Wh/kg (Dixon et al 2010).

Esta capacitancia y densidad de energía se logran por la especial estructura del supercondensador, la cual consiste en dos electrodos de carbón activo construidos con materiales porosos. Al existir muchos poros se amplía considerablemente la superficie de almacenamiento de carga y por ende la capacitancia se incrementa. Estos electrodos están aislados por una membrana permeable sumergida dentro de un electrolito que permite la conducción iónica entre ellos (Saavedra et al, 2009). Además, los electrodos no presentan variaciones químicas haciendo que los supercondensadores tengan una vida útil bastante larga (Khaligh, 2010).

Adicionalmente, los supercondensadores pueden soportar picos de corriente del orden de los kiloamperios, lo cual hace que tengan una densidad de potencia mucho mayor que otros elementos de almacenamiento, como las baterías convencionales, que apenas llegan a las decenas de amperios. Esta propiedad hace que los supercondensadores sean una excelente opción para implementar en el vehículo eléctrico de alto desempeño.

3.2.2 Baterías

Las baterías son dispositivos almacenadores de energía cuyo principio está basado en el proceso electroquímico de óxido-reducción de dos compuestos. En este proceso existe un movimiento de iones entre dos electrodos denominados cátodo y ánodo, los cuales están separados por una membrana sumergida dentro de un electrolito. Durante este proceso, al existir un aporte de energía eléctrica externa, los iones se desplazan desde el cátodo almacenándose en el ánodo (Burke, 2007).

Existen diferentes clases de baterías: plomo-acido, níquel-cadmio, ion-litio, entre otras. Cada clase de baterías cuenta con diferentes ventajas y desventajas, las cuales fueron sometidas a una evaluación con el fin de seleccionar la opción más adecuada para el vehículo de alto desempeño (Chan et al, 2004).

- **Baterías de Plomo**

Las baterías de Plomo existen desde mediados del siglo XIX y han sido una de las baterías más usadas para el arranque de vehículos de combustión interna. Esta batería está formada por una placa de plomo como electrodo negativo y un electrodo positivo de dióxido de plomo sumergido en un electrolito de ácido sulfúrico diluido o en diferentes tipos de geles (Rosolem et al, 2010).

Estas baterías presentan la ventaja de ser económicas y de fácil acceso en el mercado, pero a su vez son bastante pesadas en comparación a la energía que almacenan. Por lo tanto, presentan una energía específica bastante baja, alrededor de 30 kWh/kg. Así mismo, presentan una vida útil reducida (Weinert et al, 2007).

En la actualidad, se utilizan como principal fuente de energía en vehículos eléctricos pequeños, como bicicletas y motos. Sin embargo, su uso se ha visto limitado debido a las propiedades contaminantes del plomo contenido en los electrodos (Karami et al, 2009). En conclusión, estas características hacen de este tipo de baterías poco atractivas para aplicaciones de tracción eléctrica a altas potencias.

▪ Baterías de Níquel

Las baterías de níquel están formadas por un electrodo de hidróxido de níquel y un electrodo de hidróxido de cadmio o zinc. Al igual que las baterías de plomo, las baterías de níquel fueron usadas en diferentes vehículos de combustión interna como baterías de arranque. Desde el año 2008 se prohibió la comercialización de baterías de níquel-cadmio debido a la toxicidad que genera el cadmio al medio ambiente (DG ENV, 2011).

Como consecuencia, surgieron las baterías de Níquel-Zinc debido a sus características no contaminantes. Aunque son más costosas que las convencionales de plomo, presentan una densidad energética superior, alrededor de 80Wh/kg (Duvall, 2005).

Estas baterías presentan la ventaja de contar con una larga vida, pero presentan efecto memoria (efecto que sufren las baterías cuando no son cargadas plenamente, formándose placas de cristales en su interior), lo cual limita la capacidad de la batería (Duvall, 2005). Por lo tanto, no resultan adecuadas para la aplicación en vehículos eléctricos.

▪ Baterías de Litio

Existen dos clases de baterías de litio: Litio-Metal e Ion-Litio. Las baterías de Litio-Metal fueron utilizadas en algunas aplicaciones de tracción eléctrica debido a que son baterías sin electrolitos líquidos, haciéndolas libres de mantenimiento. Estas baterías son llamadas de primera generación, ya que fueron las primeras en comercializarse (Whittingham, 2004).

Por otra parte, las baterías de Ion-Litio, o de segunda generación, comprenden una familia de diferentes combinaciones de materiales que optimizan la operación de almacenamiento de energía, dentro de estas se encuentran las LFP – fosfato de litio, LYP – ytrio fosfato de litio, LIP – litio-polímero entre otras. Estas baterías presentan la ventaja de altas densidades de energía cercana a los 300 Wh/Kg; sin embargo, sólo pueden entregar picos de corriente máximos del orden de los cientos de amperios, su vida útil se encuentra en el orden de los 30000 ciclos. Además, si se operan de manera incorrecta pueden llegar a explotar (Whittingham, 2004).

En consecuencia, y con el impulso de los vehículos eléctricos en la última década, bastantes recursos se han destinado a nivel mundial para el desarrollo de baterías con alta densidad energética y larga vida útil, siendo las baterías de ion-litio las que mejores resultados han brindado (Patil et al, 2008, Scrosati et al, 2010). Así, el futuro de las baterías apunta al desarrollo de sistemas de alta capacidad donde se encontraran “súper baterías” que presentaran tecnologías de aire - litio o litio – sulfuro,

obteniendo capacidades de almacenamiento de 5 a 10 veces mayor que las baterías de litio actuales (Scrosati, 2011).

3.2.3 Selección de elementos

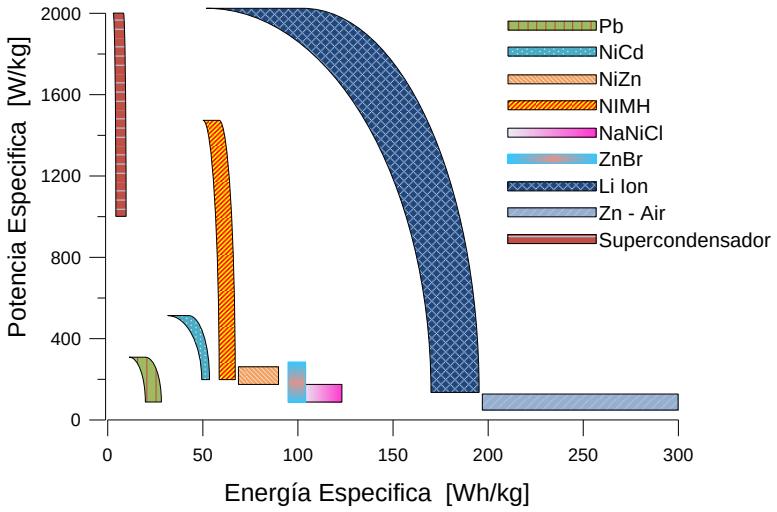
Teniendo en cuenta las anteriores descripciones, se realizó una búsqueda de varios elementos de almacenamiento, observando sus valores de potencia y energía específica, con el fin de comparar y evaluar sus características. En la Tabla 3-3 se ilustra las características de estos elementos (Bossche et al, 2005).

Tabla 3-3: Energía y potencia específica de diferentes tipos de baterías

Ítem	Energía Específica [Wh/kg]	Potencia Específica [W/kg]
Pb	30-25	80-300
NiZn	80-70	200
NiCd	60-50	200-500
NiMH	60-70	200-1500
NaNiCl	125	150
ZnBr	200-300	70
Li Ion	60-200	80-2000
Zn Air	200-300	70
Supercondensadores	2-5	1000-2000

Con base en la Tabla 3-3, fue posible realizar un gráfico de Ragone, el cual compara la potencia específica contra la energía específica (IEA, 2011). Dicho gráfico se ilustra en la Figura 3-2.

Figura 3-2: Gráfico de Ragone



Observando el grafico de Ragone es posible concluir que la batería de aire (Zn-Air) es una de las baterías que cuenta con alta energía específica; sin embargo, actualmente se encuentra en desarrollo y su acceso en el mercado es difícil. Adicionalmente, se puede observar que las baterías de Ion-Litio son una buena opción ya que presentan alta energía específica y algunas tecnologías en desarrollo

presentan alta potencia específica. Así mismo, estas baterías no presentan elementos tóxicos como las baterías de plomo-ácido y níquel-cadmio (Bossche et al, 2005).

Teniendo todos estos factores en cuenta es posible concluir que las baterías de ion-litio son una opción adecuada para la implementación en vehículos eléctricos. Sus deficiencias de baja potencia específica y corta vida útil pueden ser corregidas con la combinación con supercondensadores, donde las baterías almacenan grandes cantidades de energía y los supercondensadores entregan grandes picos de potencia en poco tiempo.

3.3 Dimensionamiento de supercondensadores y baterías

Teniendo en cuenta las descripciones de los elementos de almacenamiento más probables a ser implementados en el vehículo eléctrico de alto desempeño, es posible concluir que la opción más adecuada es usar supercondensadores, por su alta densidad de potencia, así como baterías de ion-litio, por su alta densidad energética.

De esta manera, se evidenció la necesidad de conocer cuál debería ser la cantidad óptima de cada elemento para su combinación; por lo tanto, se estableció una metodología de dimensionamiento de supercondensadores y baterías con base en criterios de masa, volumen, costo y vida útil.

3.3.1 Combinación de supercondensadores y baterías

Cuando se busca seleccionar un supercondensador para determinada aplicación, es necesario conocer las implicaciones de diferentes factores que afectan al sistema de almacenamiento, estos factores incluyen: capacitancia, energía específica, potencia específica, corriente pico, masa, volumen, costo, entre otros (Dixon et al, 2010).

En este estudio, diferentes supercondensadores fueron evaluados teniendo en cuenta los anteriores factores. Luego, dos supercondensadores de diferentes características fueron seleccionados: uno modular y otro por unidad. En la Tabla 3-4 se muestran las diferentes especificaciones de los supercondensadores, donde UC1 corresponde al supercondensador por unidad y UC2 corresponde al supercondensador modular.

Tabla 3-4: Especificaciones de los supercondensadores evaluados

Ítem	UC 1	UC 2
Voltaje[V]	16	125
Capacidad Nominal[mAh]	243	1076
Energía[Wh]	3,9	134,5
Corriente Pico[A]	2900	1850
Capacitancia [F]	110	62
Volumen[L]	3,1	58.3
Masa[Kg]	2,6	57
Precio[USD]	1100	10400
Cantidad de Ciclos	1000000	1000000

Estos supercondensadores cuentan con un pico de corriente bastante alto, aproximadamente entre 1800 y 2900 Amperios. Esta propiedad es bastante conveniente ya que es suficiente para suplir la potencia necesaria con el fin de alcanzar el tiempo de los 10 segundos en la carrera. Así mismo, una de las grandes ventajas de los supercondensadores es la cantidad de ciclos de carga y descarga, lo cual los hacen bastantes atractivos para aplicaciones de vehículos eléctricos autónomos de uso doméstico.

Por otra parte, diferentes baterías de ion-litio disponibles en el mercado fueron estudiadas, teniendo en cuenta la energía específica, corriente pico, masa, volumen y costo. De esta manera, dos baterías de diferentes características fueron seleccionadas, una modular y otra por unidad. En la Tabla 3-5 se muestran las diferentes especificaciones de las baterías, donde BT1 corresponde a la batería por unidad y BT2 corresponde a la batería modular.

Tabla 3-5: Especificaciones de las baterías evaluadas

Ítem	BT 1	BT 2
Voltaje[V]	36	25,6
Capacidad Nominal[Ah]	13,5	100
Energía[Wh]	486	2560
Energía disponible en 10 segundos[Wh]	2,5	14,2
Corriente Pico[A]	25	200
Volumen[L]	4	18
Masa[Kg]	8,1	24
Precio[USD]	585	8000
Cantidad de Ciclos	30000	30000

Como se observa, estas baterías cuentan con grandes capacidades de almacenamiento, entre 486 y 2560 Wh. Sin embargo, presentan picos de corriente muy inferiores en comparación con los supercondensadores, aproximadamente entre 25 y 200 Amperios. De esta manera, la energía que pueden entregar en los 10 segundos es poca, entre 2,5 y 14,2 Wh, lo cual significa que se debe utilizar una gran cantidad de baterías si se quiere alimentar el sistema únicamente con ellas.

Teniendo la energía disponible que cada elemento puede entregar durante 10 segundos, y conociendo el requerimiento de los 595 Wh descritos en la sección 2.5, fue posible calcular la cantidad mínima de cada uno de los elementos que se necesitaría para almacenar los 595 Wh usando solo un tipo de elemento almacenador. Esta información se ilustra en la Tabla 3-6.

Tabla 3-6: Cantidad mínima de cada elemento para almacenar 595 Wh.

Elemento	Mínima Cantidad
UC1	1410
UC2	5
BT1	238
BT2	42

Con base en estas cantidades se realizaron diferentes combinaciones de supercondensadores y baterías, y se evaluaron diferentes escenarios con el fin de escoger la opción más adecuada en términos de masa, volumen, costo y vida útil.

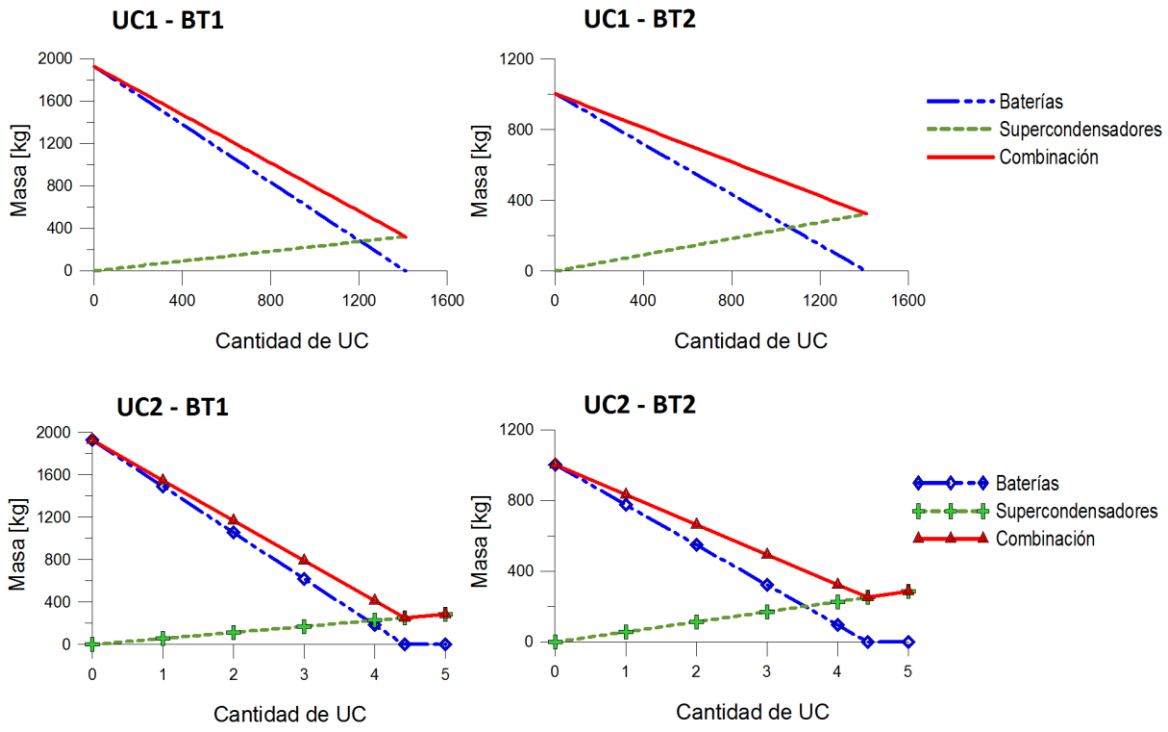
3.3.2 Masa

Teniendo en cuenta la masa de cada supercondensador (UC1 y UC2) y de cada batería (BT1 y BT2), y las cantidades mínimas necesarias para almacenar los 595 Wh, se realizó una serie de cálculos para determinar la masa total de cada una de las combinaciones posibles y sus diferentes escenarios.

Por lo tanto, la Figura 3-3 ilustra las cuatro combinaciones de los 2 supercondensadores y las 2 baterías, estas se representan por medio de cuatro gráficas donde se compara la cantidad de supercondensadores con la masa en kg de: las baterías (línea azul), los supercondensadores (línea verde) y la suma de la combinación de estos (línea roja).

La intersección entre las líneas verde y azul corresponde al escenario cuando tanto baterías como supercondensadores aportan la misma cantidad de masa al sistema.

Figura 3-3: Simulación de cada combinación UC-BT en términos de masa



Es posible observar que la masa de los supercondensadores es inferior a cualquier tipo de combinación, siendo esta una de las grandes ventajas de estos elementos de almacenamiento de energía. Además, es posible inferir que las combinaciones que ofrecen la menor masa son aquellas en las que se utilizan elementos modulares; por lo tanto, la mejor combinación es UC2-BT2, donde el mejor punto de masa es el uso de 5 supercondensadores únicamente, lo que significa una masa de 285 kg.

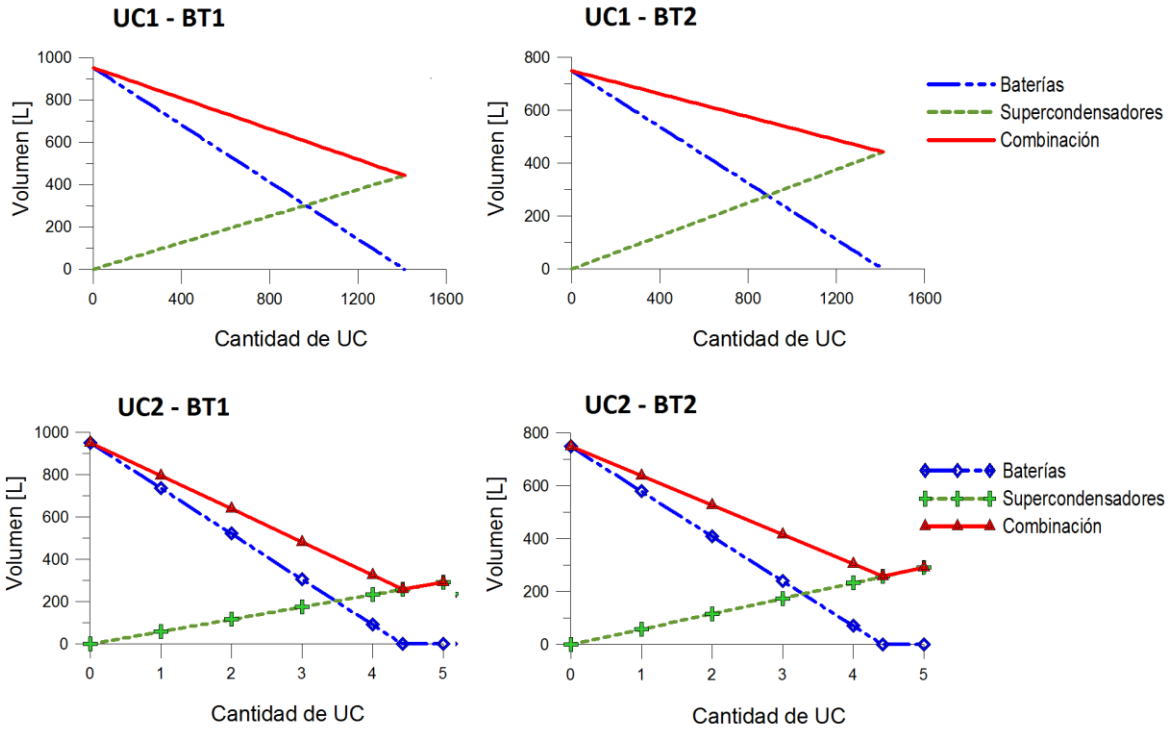
En las combinaciones con los supercondensadores modulares se observa un cambio de en la tendencia de las líneas cuando los supercondensadores cambian de 4 a 5, esto se debe a que la cantidad exacta para almacenar la energía necesaria es de 4.4 supercondensadores, pero al no existir dicha cantidad se asumen 5.

3.3.3 Volumen

Al igual que la evaluación de masa, se tomaron los valores del volumen de cada uno de los 4 elementos y se ejecutó la simulación de combinación. La Figura 3-4 muestra las cuatro combinaciones donde se compara la cantidad de supercondensadores con el volumen en litros de: las baterías (línea azul), los supercondensadores (línea verde) y la suma de la combinación de estos (línea roja).

Así mismo, la intersección entre las líneas verde y azul corresponde al escenario en que baterías y supercondensadores aportan la misma cantidad de volumen al sistema.

Figura 3-4: Simulación de cada combinación UC-BT en términos de volumen



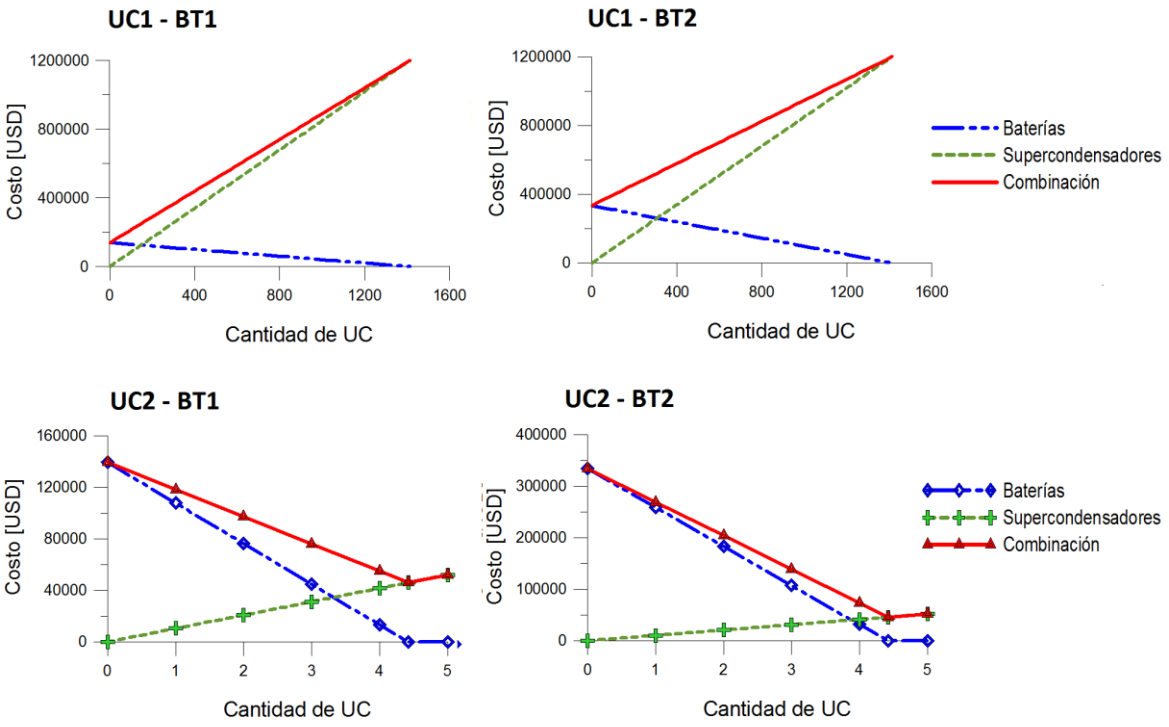
El comportamiento de las combinaciones en términos de volumen es similar al comportamiento en términos de masa, puesto que los supercondensadores ofrecen menor volumen y masa en comparación con las baterías. De esta manera, es posible afirmar que las combinaciones que ofrecen el menor volumen son aquellas en las que se utilizan elementos modulares. Por lo tanto la mejor combinación es UC2-BT2, donde el mejor punto de volumen es el uso de 5 supercondensadores únicamente, lo que significan 292 litros.

3.3.4 Costo

Para la evaluación de las combinaciones en términos de costo, se tomaron los precios de cada elemento, incluyendo los gastos de importación e impuestos. Se ejecutó el algoritmo de comparación entre la cantidad de supercondensadores y los costos de cada elemento y su suma en dólares americanos USD; estas combinaciones se ilustran en la Figura 3-5.

Al igual que en los anteriores análisis, la intersección entre las líneas verde y azul corresponde al escenario en que baterías y supercondensadores cuestan la misma cantidad de dinero.

Figura 3-5: Simulación de cada combinación UC-BT en términos de costo



Para este caso, los comportamientos de las combinaciones en función del costo son diferentes a los anteriores análisis, debido a que los supercondensadores presentan un gran precio en comparación con las baterías. Es el caso de las combinaciones de los supercondensadores por unidad – UC1, donde el costo crece enormemente a medida que se utilizan más supercondensadores.

Por el contrario, al utilizar supercondensadores modulares – UC2 se presenta una reducción del costo a medida que incrementa la cantidad. Esto se debe a que las baterías no pueden entregar grandes picos de corriente, lo que significa que para entregar los 595 Wh en 10 segundos se necesitan muchas baterías, por lo cual se incrementa considerablemente el costo total.

Finalmente, se puede concluir que la mejor combinación es UC2 - BT1 debido a que ofrece los menores costos, y de esta combinación el mejor punto se logra al utilizar únicamente 5 supercondensadores, lo que significa un costo de 52.000 USD.

3.3.5 Vida útil

Finalmente, para evaluar la vida útil de cualquier combinación se tienen dos únicos escenarios: Un millón de ciclos para el caso de los supercondensadores y 30 mil ciclos para las baterías. Solo existen estos dos puesto que al existir cualquier combinación, tanto baterías como supercondensadores se cargarán y se descargarán la misma cantidad de veces, por consiguiente la vida útil de la unidad de almacenamiento se reduce a la del menor elemento, para este caso a los 30 mil ciclos de las baterías.

De esta manera, es posible concluir que la opción más adecuada en términos de vida útil es utilizar únicamente supercondensadores.

3.3.6 Resultado

Teniendo en cuenta la evaluación de cada una de las combinaciones con respecto a los cuatro criterios, se pudo concluir que las combinaciones más adecuadas son aquellas que utilizan elementos modulares, por lo tanto la mejor combinación es UC2-BT2. Sin embargo, para esta aplicación, la combinación con baterías no es adecuada debido a que no hay que almacenar altas cantidades de energía pero sí hay que entregar altas cantidades de potencia. Por lo tanto, como resultado de esta metodología de almacenamiento se obtuvo que los elementos adecuados a utilizar son los supercondensadores modulares, ya que son los que menos masa, menor volumen y mayor vida útil ofrecen. La Tabla 3-7 ilustra la comparación de las diferentes combinaciones de supercondensadores y baterías.

Tabla 3-7: Comparación de las diferentes combinaciones

Combinación	Masa	Volumen	Costo	Vida Útil
UC1 - BT1	✓	✓	XX	X
UC1 - BT2	✓ ✓	✓ ✓	XX	X
UC2 – BT1	✓	✓	✓ ✓	X
UC2 – BT2	✓ ✓	✓ ✓	✓ ✓	X
SOLO BT1	X	X	✓ ✓	X
SOLO BT2	X	X	✓	X
SOLO UC1	✓ ✓	✓ ✓	XXX	✓
SOLO UC2	✓ ✓ ✓	✓ ✓ ✓	✓ ✓ ✓	✓

3.3.7 Selección del supercondensador

Con base en la metodología de dimensionamiento se realizó una búsqueda de varios supercondensadores modulares capaces de almacenar la energía necesaria para cumplir con el objetivo de los 10 segundos en la carrera, obteniendo así que la opción más adecuada era el supercondensador modular EMHSR-0062C0-125R0S del fabricante sur coreano NESSCAP.

Este supercondensador cuenta con una tensión nominal de 125 V, un pico de corriente de 1850 A y una capacidad de almacenamiento de 134.5 Wh. Por consiguiente, se puede inferir que es una

excelente elección ya que presenta altos picos de corriente y una buena capacidad de almacenamiento. La Figura 3-6 muestra una imagen del supercondensador EMHSR (NESSCAP, 2011).

Figura 3-6: Supercondensador EMHSR-0062C0-125R0S

Adicionalmente, la Tabla 3-8 muestra las principales características del supercondensador (NESSCAP, 2011).

Tabla 3-8: Características del supercondensador EMHSR-0062C0-125R0S

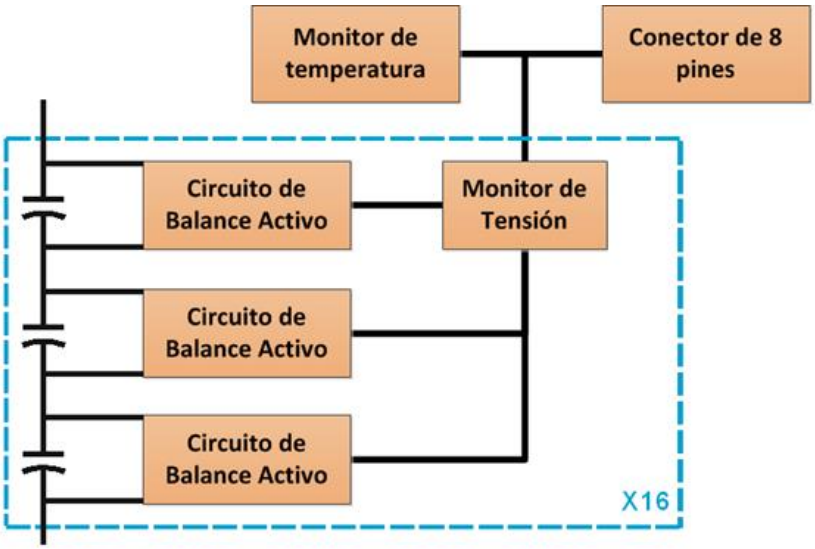
Características	Valor
Tensión Nominal [V]	125
Capacidad Nominal[Ah]	1.07
Energía [Wh]	134.5
Pico de Corriente [A]	1850
Capacitancia [F]	62
Volumen [L]	58.3
Masa [kg]	57
Costo [USD]	8000
ESR [mΩ]	15
Numero de Ciclos	1000000

Este supercondensador está formado por 48 celdas cilíndricas a una tensión nominal de 2,7 V y una capacitancia de 3000 F. Una de estas celdas se ilustra en la Figura 3-7**:** (NESSCAP, 2011).

Figura 3-7: Celda Nesscap 2.7V / 3000 F

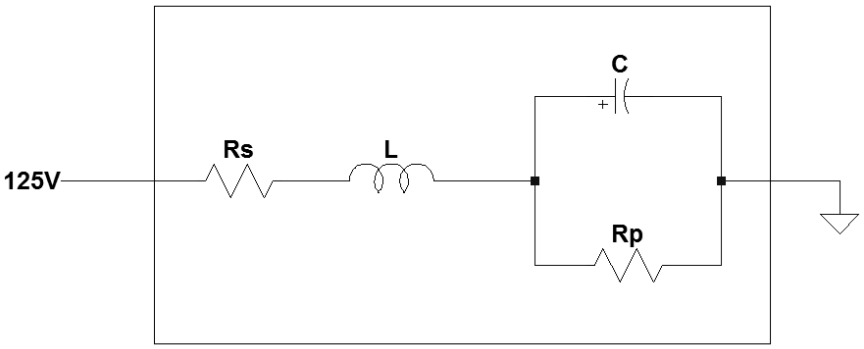
Además, este supercondensador cuenta con una unidad de gestión encargada de monitorear la temperatura de cada celda y de realizar un balance activo del sistema. Esto es bastante importante debido a que es una protección del dispositivo en el momento que circule una corriente por todas las celdas; algunas tendrán diferentes valores de tensión que otras, degradando así la vida útil de todo el supercondensador. Al existir el sistema de balanceo, se tiene un sistema autónomo que conecta o desconecta cada una de las celdas con el fin de que todas tengan el mismo valor de tensión (Jung, 2002). La Figura 3-8 muestra el diagrama de la unidad de gestión del supercondensador tomado de las especificaciones del fabricante (NESSCAP, 2011).

Figura 3-8: Unidad de gestión del supercondensador 125V 62F



Finalmente, el fabricante provee un diagrama simplificado de impedancias internas del supercondensador como modelo del mismo, el cual se ilustra en la Figura 3-9

Figura 3-9: Modelo circuital del supercondensador 125V 62F

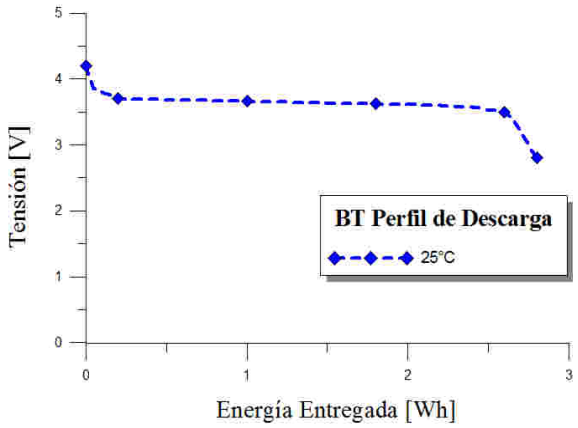


Donde R_S es la resistencia interna en serie ($0{,}18\ m\Omega$ por 48 celdas): cerca de $8{,}64\ m\Omega$, L es la inductancia parasita ($8{,}8\ nH$ por 48 celdas): cerca de $422\ nH$, C es la capacitancia del supercondensador: $62\ F$ y R_p es la resistencia interna en paralelo: cerca de $24\ k\Omega$. Adicional a estos parámetros hay que sumarle los valores de las resistencias parasitas de los conectores que resultan ser mínimos a comparación del modelo.

3.4 Caracterización del supercondensador

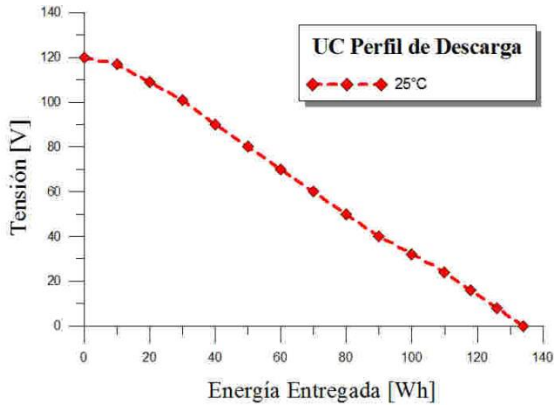
Con el fin de realizar los diseños de conversión de potencia para conectar la unidad de almacenamiento con la unidad de tracción eléctrica, es necesario conocer el perfil de descarga real del supercondensador, ya que al descargarse su tensión nominal va disminuyendo hasta llegar a cero. Este perfil es diferente al de las baterías convencionales de litio, puesto que dentro de su zona de operación, las baterías presentan una tensión casi constante al descargarse. La Figura 3-10 muestra un perfil de descara típico de una batería de ion-litio de 4.2 V a 2.8 Wh de almacenamiento (Oswal et al, 2010).

Figura 3-10: Perfil de descarga típico de una batería de litio



Por lo tanto, para obtener el perfil de descarga de los supercondensadores de 125 V adquiridos para el proyecto, inicialmente se realizó una aproximación teórica a partir de la comparación con los perfiles de descarga de varios supercondensadores de 2,3 y 2,7 voltios (Wright et al, 2002). Estos perfiles se extrapolaron a los valores de tensión y energía del supercondensador Nesscap de 125V obteniendo así el perfil que se ilustra en la Figura 3-11.

Figura 3-11: Perfil de descarga aproximado del supercondensador de 125 V



Sin embargo, esta aproximación no es suficiente para tener la certeza del comportamiento del supercondensador, de ahí que se diseñó un procedimiento de caracterización del supercondensador, el cual consistió en varias pruebas de carga y descarga completa, donde se midieron directamente

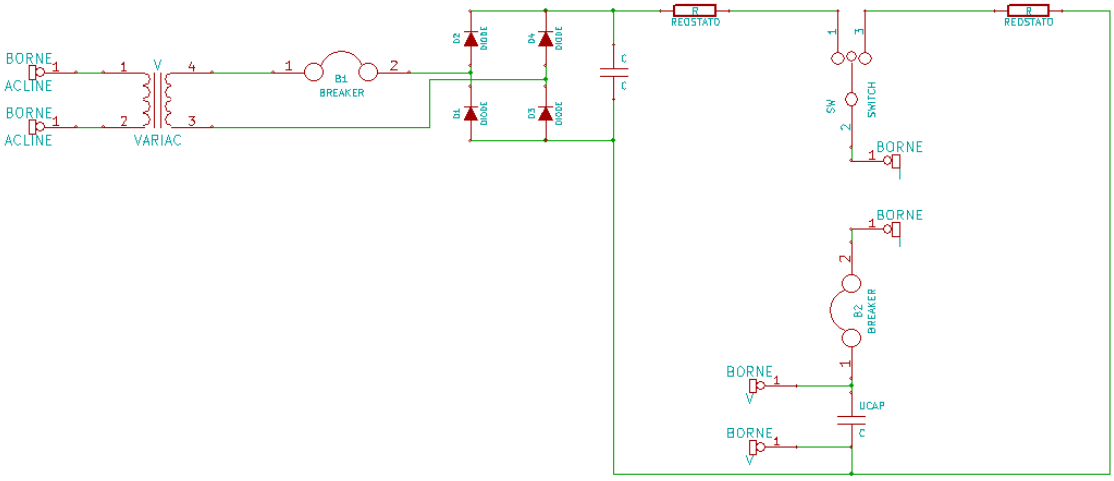
las variables de tensión, corriente y tiempos de descarga. Esto fue posible luego de tener acceso a uno de los supercondensadores destinados para este proyecto.

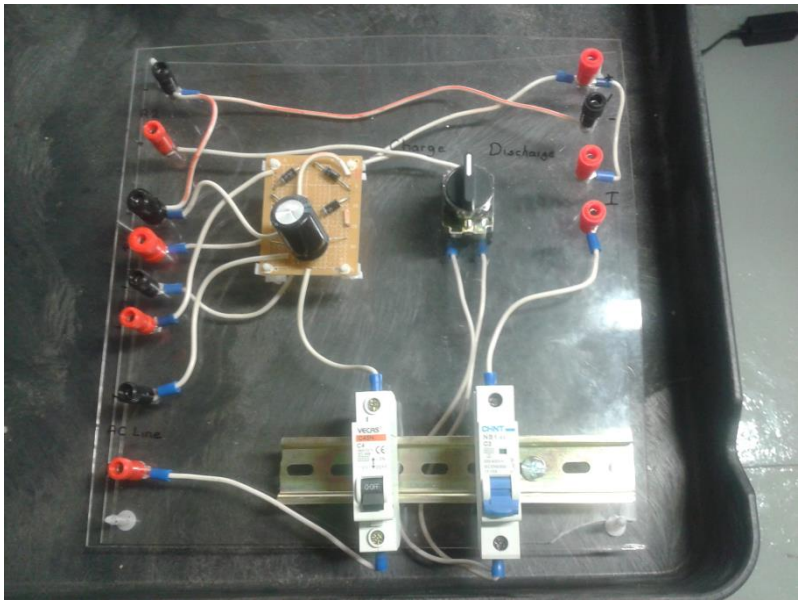
3.4.1 Prueba de carga y descarga

Con el fin de caracterizar los supercondensadores adquiridos se realizó una prueba de carga, a una corriente máxima de un amperio limitada por un reóstato, y una prueba de descarga, con una carga resistiva limitada a una corriente máxima de un amperio. Dicha prueba solo se le realizó a uno de los supercondensadores debido a que todos pertenecen al mismo lote de producción, por lo que se asume que poseen características idénticas.

Para realizar la prueba se diseñó y se implementó un cargador a 125 VDC y un circuito de descarga con carga resistiva. Estos circuitos se montaron en un tablero con fines de seguridad y acceso a las variables de medida, dicho circuito se ilustra en la Figura 3-12.

Figura 3-12: Circuito de prueba de carga y descarga: Esquemático y montaje.





Para el circuito de carga a 125 V, se utilizó como fuente la red eléctrica monofásica de 120VAC, a la cual se le realizó un tratamiento de transformación con la ayuda de un VARIAC de 3 amperios. Dicha transformación se hizo con el fin de reducir la tensión y obtener una tensión pico cercana a los 125V. Además, en serie a este elemento se dispuso un totalizador con el fin de desenergizar los circuitos y protegerlos de cualquier sobrecorriente.

Adicionalmente, se implementó un rectificador de onda completa en serie al Variac y al totalizador con el fin de convertir la tensión AC en DC. Este rectificador se fabricó con diodos de 3 amperios y consumo de 0,6 voltios cada uno. De esta manera, se obtuvo una tensión con un rizado considerable, razón por la cual se utilizó un condensador electrolítico de 220 µF a 250 V con el fin de atenuar el rizado. Con este condensador se emula un convertidor de potencia con un rizado cercano al 5%.

Finalmente, se utilizó una resistencia limitadora de corriente a 1 A en serie con el supercondensador, el cual tiene una protección de un interruptor en serie, esto con el fin de protegerlo de cualquier sobrecorriente.

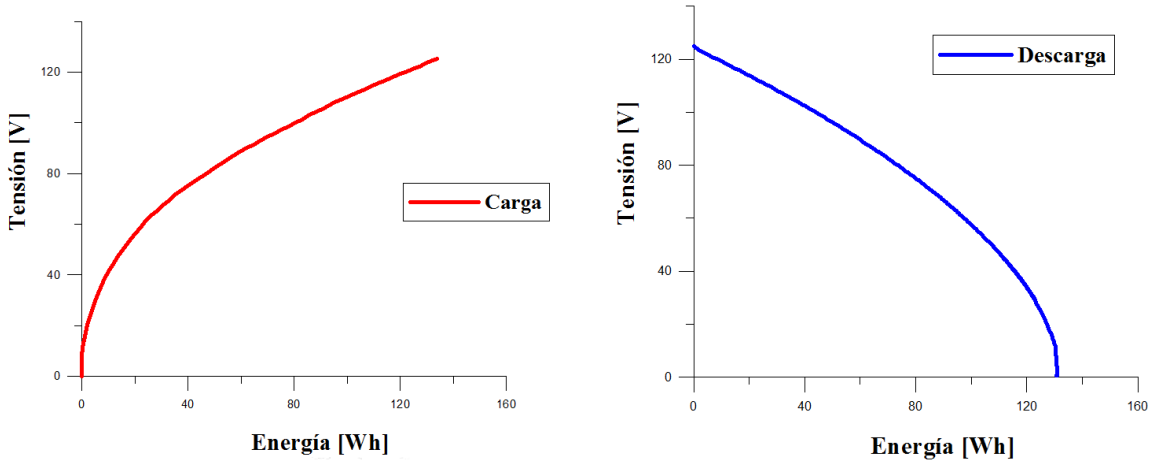
El circuito cuenta con un conmutador de tres estados con el cual se puede seleccionar el modo carga, descarga o apagado. Para el modo de descarga se tiene un reóstato en serie al supercondensador, el cual soporta corrientes de hasta 10 amperios, lo que lo hace adecuado para la prueba.

Para la adquisición de datos se dispuso de las tarjetas NI 9225 y NI 9227 del fabricante National Instruments. Estas tarjetas cuentan con la capacidad de manejar tres canales de hasta 300 V, para el caso de la NI 9225, y cuatro canales de medida de hasta 5 amperios para el caso de la NI 9227. Estas tarjetas realizan muestreos de hasta mil muestras por segundo, cuentan con filtros integrados y aislamiento entre canales de hasta 600 V (National Instruments, 2012).

3.4.2 Perfil de carga y descarga

Tomando todos los datos de corriente, tensión y tiempos fue posible realizar los cálculos de la energía entregada por el supercondensador y su correspondiente tensión en cada momento, de esta manera se construyó el perfil de descarga real del supercondensador, el cual se ilustra en la Figura 3-13.

Figura 3-13: Perfil real de descarga del supercondensador



Es posible observar una evidente diferencia entre el comportamiento estimado de la Figura 3-11 y el perfil obtenido de la prueba. Este perfil es de bastante importancia ya que es la base para el diseño de los convertidores de potencia que realizan la gestión de energía.

3.4.3 Modelado

- **Capacitancia**

A partir de las mediciones hechas durante las pruebas, es posible calcular la capacitancia real del supercondensador (NESSCAP, 2011), a partir de la siguiente expresión:

$$C = \frac{I \times (t_1 - t_2)}{V_1 - V_2} \tag{14}$$

Donde, C es la capacitancia del supercondensador, I es la corriente constante de descarga, $\mathrm{t_1} - \mathrm{t_2}$ es el tiempo de descarga en segundos y $\mathrm{V_1} - \mathrm{V_2}$ es el cambio de tensión en el supercondensador después de la descarga.

De esta manera, se pudo concluir que la capacitancia real del supercondensador es 63.2 F, mientras que la capacitancia nominal, según la hoja de datos, es de 63 F (NESSCAP, 2011).

- **Resistencia interna en serie - ESR**

Teniendo en cuenta todos los datos de las pruebas de carga y descarga se pudo calcular la ESR real del supercondensador a partir de la siguiente expresión:

$$ESR = \frac{\Delta V}{I} \tag{15}$$

Donde, ΔV es la caída de tensión inicial del supercondensador e I es la corriente constante de descarga. De esta manera, se pudo concluir que la ESR real del supercondensador es 8.5 mΩ.

4. Evaluación del esquema eléctrico del vehículo

Después de haber calculado los requerimientos de potencia y energía, de haber seleccionado y adquirido los cuatro motores UQM de 50kW y 440 Nm, de haber determinado que la opción más adecuada para almacenar la energía es el uso de supercondensadores y finalmente de haber caracterizado los mismos; se procedió a evaluar la disposición de los diferentes elementos dentro del esquema del vehículo con el fin de buscar el esquema más eficiente.

Dicha evaluación contempló inicialmente el cálculo de los diferentes estados de carga (SOC) y tensiones nominales de la unidad de almacenamiento, suponiendo diferentes cantidades de supercondensadores y teniendo en cuenta el perfil de descarga resultado de la caracterización.

Posteriormente, se realizó una primera aproximación al diseño del convertidor DC-DC que hace la interfaz entre la unidad de almacenamiento y los motores eléctricos, esto con el fin de evaluar la configuración más adecuada de la unidad de almacenamiento y la cantidad de convertidores necesarios. De esta manera, se realizó una selección de los elementos de conmutación y la topología del convertidor DC-DC.

Finalmente, se realizó un amplio análisis de pérdidas de potencia en los supercondensadores y cada uno de los componentes del convertidor DC-DC. Para lo cual se observó cada una de las características internas de los más probables elementos a utilizar y se ejecutó un algoritmo de cálculo de cada una de las pérdidas y eficiencias asociadas a las configuraciones evaluadas. De esta manera se logró determinar cuál es el esquema adecuado para el sistema eléctrico del vehículo de alto desempeño.

4.1 Estado de carga - SOC

Para el correcto funcionamiento del sistema eléctrico del vehículo es necesario conocer los niveles de tensión y de estado de carga de la unidad de almacenamiento con el fin de realizar la adecuada conversión de potencia para suministrar la demanda de los motores.

De esta manera, es posible realizar una evaluación de diferentes estados de carga de la unidad de almacenamiento y su correspondiente viabilidad. En la Tabla 4-1 se ilustran los diferentes estados de carga, las diferentes tensiones teniendo en cuenta el perfil de descarga y la cantidad de supercondensadores necesarios para suplir la energía suficiente para alcanzar el objetivo de los 10 segundos en el cuarto de milla.

Adicionalmente, es preciso considerar que si se desea utilizar una cantidad mayor de supercondensadores se incrementará la masa total del sistema. Por lo tanto, se ejecutó nuevamente

el algoritmo de cálculo de energía, descrito en la sección 1, para cada una de las configuraciones que necesitan más de 5 supercondensadores y de esta manera conocer la energía necesaria para transportar la masa adicional.

Tabla 4-1: Estados de descarga de la unidad de almacenamiento

Cantidad de UC	Adición de masa [kg]	Máxima energía almacenada [Wh]	Energía requerida [Wh]	Tensión mínima aproximada por UC [V]	Estado de carga
5	0	672,5	595	36	12%
6	57	807	609	57	25%
7	114	941,5	621	68	34%
8	171	1076	634	76	41%
9	228	1210,5	647	82	47%
10	285	1345	659	86	51%
Energía almacenada por UC: **134,5 Wh** Tensión nominal por UC: **125 V** Masa por UC: **57 kg**					

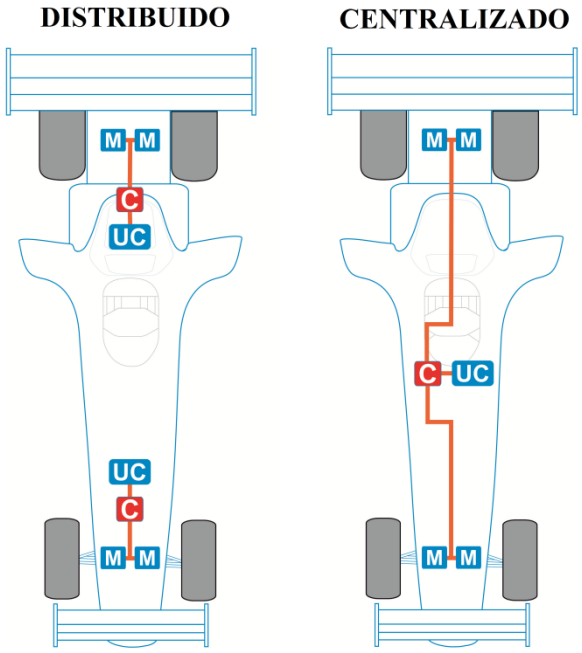
Teniendo en cuenta estos datos, se observa que a medida que se aumenta la cantidad de supercondensadores el estado de carga después de la carrera es mayor, por consiguiente los niveles de tensión mínima en la unidad de almacenamiento aumentan también, lo cual es adecuado a la hora de diseñar el convertidor de potencia.

Sin embargo, el incremento de supercondensadores implica un aumento notable en costo, volumen y masa total del vehículo, lo cual es inconveniente para la carrera. Por lo tanto, es posible inferir que una cantidad de cinco o seis supercondensadores es adecuada, ya que ofrecen un buen estado de carga y no generan grandes incrementos de masa y volumen al vehículo. De esta manera, con estas cantidades se pueden realizar diferentes configuraciones que serán evaluadas por medio del análisis de pérdidas de potencia.

4.2 Configuraciones de la unidad de almacenamiento

Como se evidenció en el dimensionamiento de la unidad de almacenamiento, para suplir las necesidades del cuarto de milla se necesitan mínimo cinco supercondensadores. Con base en lo anterior, existen dos grandes tipos de configuraciones: la primera, donde la unidad de almacenamiento se divide para entregarle energía a una parte de los motores y la segunda, donde toda la unidad de almacenamiento entrega toda la energía a los cuatro motores. Estos dos tipos de configuraciones se ilustran en la Figura 4-1.

Figura 4-1: Tipos de configuraciones de la unidad de almacenamiento



Donde UC son los supercondensadores, C es el convertidor DC-DC y M son los motores eléctricos. De esta manera, se evaluaron las posibles configuraciones de cinco y seis supercondensadores para el caso distribuido y el caso centralizado.

4.2.1 Configuraciones distribuidas

Para distribuir la energía de la unidad de almacenamiento existen dos posibilidades: alimentar los motores por pares o individualmente. Al alimentar los motores por pares se necesitan dos convertidores de potencia y cuando se alimentan independientemente, se necesitan 4 convertidores de menores requerimientos. De esta manera la Figura 4-2 ilustra las configuraciones cuando los motores son alimentados independientemente y la Figura 4-3 ilustra las configuraciones cuando la alimentación se hace por pares de motores.

Figura 4-2: Configuraciones para alimentar un motor

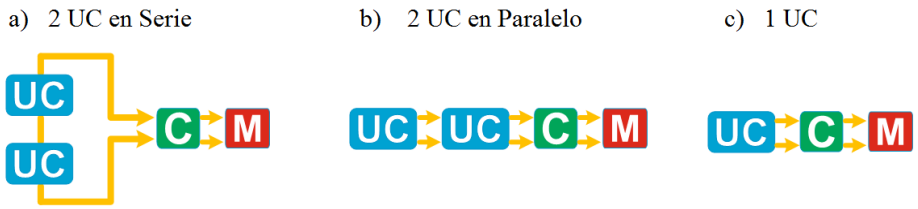
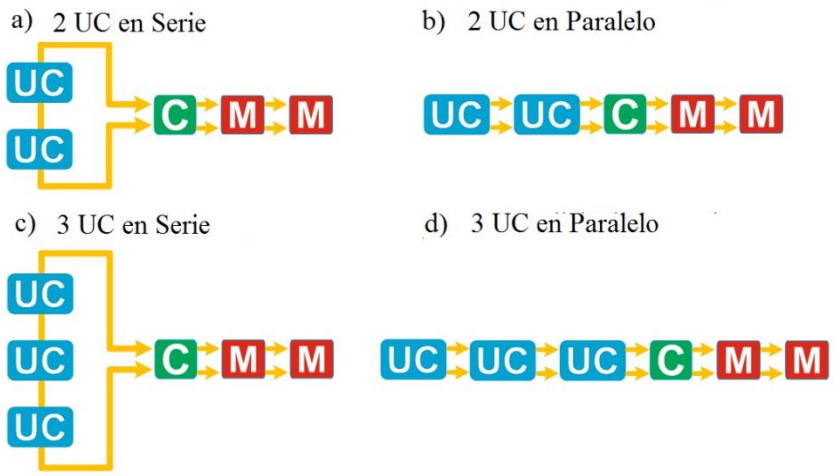


Figura 4-3: Configuraciones para alimentar dos motores

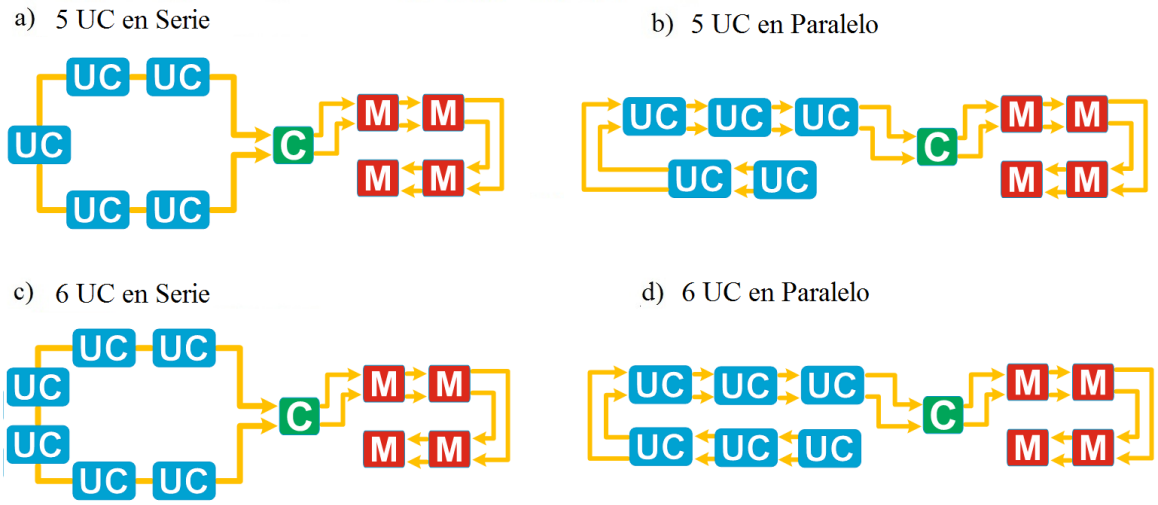


Estas seis configuraciones se evaluarán por medio del análisis de pérdidas de potencia.

4.2.2 Configuraciones centralizadas

A fin de evaluar la unidad de almacenamiento con cinco y seis supercondensadores alimentando de forma centralizada a los cuatro motores, se obtuvieron cuatro diferentes configuraciones que se ilustran en la Figura 4-4.

Figura 4-4: Configuraciones para alimentar cuatro motores



En conclusión, sumando las configuraciones centralizadas y distribuidas tanto para uno, dos y cuatro motores, se tienen 10 configuraciones que serán sometidas a evaluación a partir de un análisis de pérdidas de potencia con base en un convertidor de potencia específico.

4.3 Análisis de pérdidas de potencia

Con el objeto de determinar la mejor configuración de la unidad de almacenamiento de energía eléctrica, se realizó un análisis de pérdidas de potencia siguiendo los siguientes pasos: Inicialmente se seleccionó tanto una topología de convertidor de potencia DC-DC como el transistor de potencia acorde a las necesidades del sistema, luego se estableció un modelo de pérdidas de la topología del convertidor seleccionado y finalmente se evaluaron las 10 configuraciones mencionadas anteriormente.

4.3.1 Convertidor de potencia DC-DC

Los convertidores de potencia son circuitos electrónicos capaces de convertir un nivel de tensión dc en otro diferente, manteniendo los niveles de potencia. Esta conversión se logra a partir del control de la carga y descarga de ciertos elementos almacenadores de energía, ya sea en forma de campo eléctrico (capacitores) o de campo magnético (inductores). Este control se realiza por la conmutación de transistores de potencia (Galera, 2002; Hart, 2001).

Ahora bien, para seleccionar el convertidor DC–DC adecuado se evaluaron diferentes topologías a fin de determinar el convertidor más adecuado para el análisis de pérdidas de potencia. Esta evaluación se realizó en términos de eficiencia energética, rizado y cantidad de componentes.

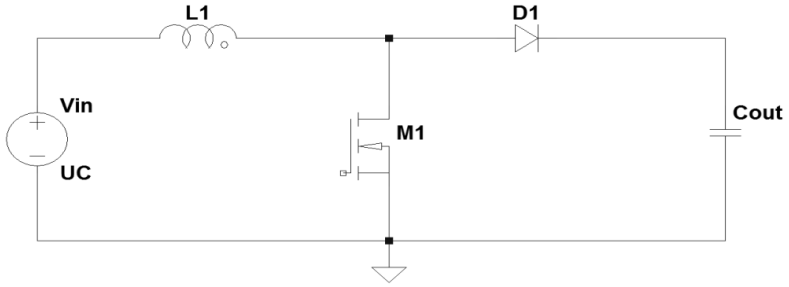
Teniendo en cuenta que los supercondensadores disminuyen su tensión a medida que se descargan, el hecho de que los motores eléctricos operan a una tensión entre 300 y 430 voltios y las 10 configuraciones posibles para la unidad de almacenamiento, es posible deducir que en su gran mayoría las configuraciones requerirán de convertidores elevadores, a excepción de las configuraciones con cinco y seis supercondensadores en serie, las cuales requieren convertidores elevadores-reductores.

A continuación se realiza la descripción y comparación de algunas topologías de convertidores DC-DC elevadores y elevadores-reductores:

- **Convertidor Boost**

La Figura 4-5 ilustra el esquema del convertidor Boost (Rashid, 2001). Este convertidor consta de un transistor de potencia, un diodo y dos elementos de almacenamiento: una bobina y un condensador. Sus principales aplicaciones son fuentes de alimentación conmutadas y frenado regenerativo de motores eléctricos (Ahmad et al, 2012).

Figura 4-5: Convertidor Boost



El convertidor Boost es un convertidor elevador DC-DC conmutado (Aroudi, 2001), cuya función es mantener una tensión de salida regulada frente a variaciones de la tensión de entrada o de la carga. Esto es posible gracias a que el transistor controla la carga y descarga de la bobina y del condensador; este control se realiza aumentando o reduciendo el ancho de pulso de la señal de activación del transistor (Axelrod et al, 2008).

De este modo, el convertidor Boost presenta un factor de conversión (relación entre la tensión de salida y la de entrada) dependiente del ciclo útil de la señal de activación del transistor. Por lo tanto, cuando el convertidor se encuentra en modo continuo (modo en el que la corriente sobre el inductor es totalmente continua), el factor de conversión se expresa como:

$$M = \frac{1}{1-D} \tag{16}$$

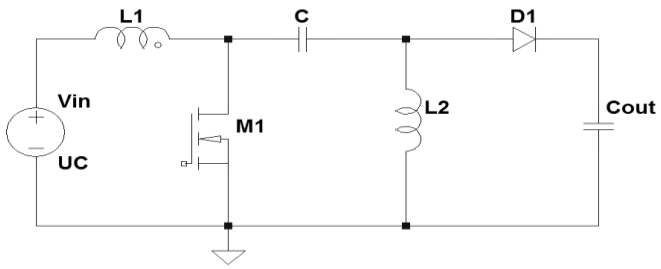
Donde M es el factor de conversión y D es el ciclo útil de la señal de activación del transistor (Galera, 2002). Pero esta es una relación ideal, por lo que, cuando se requiere un factor de conversión mayor la eficiencia energética tiende a decrecer debido a las pérdidas por conmutación en cada elemento.

Por consiguiente, es posible inferir que este convertidor es una opción adecuada para el análisis, puesto que cuenta con pocos elementos, lo cual implica menos pérdidas y una eficiencia más alta en comparación con otras topologías.

▪ Convertidor Sepic

El convertidor Sepic consta de un transistor de potencia, un diodo, dos bobinas y dos condensadores. A diferencia del convertidor Boost, el Sepic presenta elevación y reducción de tensión (Van de Sype et al, 2006). La Figura 4-5 ilustra el esquema del convertidor Sepic (Rashid, 2001).

Figura 4-6: Convertidor Sepic



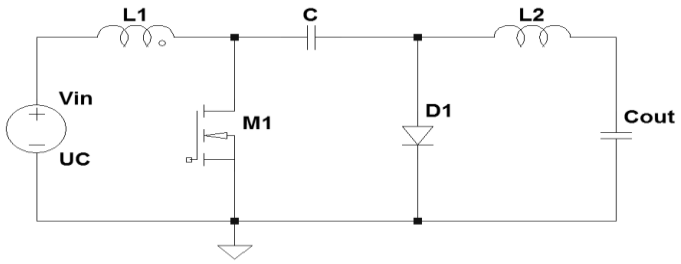
Debido a la presencia de 4 elementos de almacenamiento de energía, este convertidor tiene la ventaja de un bajo rizado en su salida y un asilamiento galvánico entre la entrada y la salida de tensión. Sin embargo, presenta altas pérdidas cuando maneja altas potencias. Su factor de conversión en modo continuo se expresa como:

$$M = \frac{D}{1-D} \tag{17}$$

▪ Convertidor Cuk

La Figura 4-7 ilustra el esquema del convertidor Cuk (Rashid, 2001). Este convertidor presenta una gran similitud al convertidor Sepic ya que consta de los mismos elementos en una disposición diferente, puede elevar y reducir tensión con la diferencia de que su salida de tensión presenta una inversión de polaridad, debido al flujo invertido de corriente sobre la carga (Sernia et al, 2001)

Figura 4-7: Convertidor Cuk



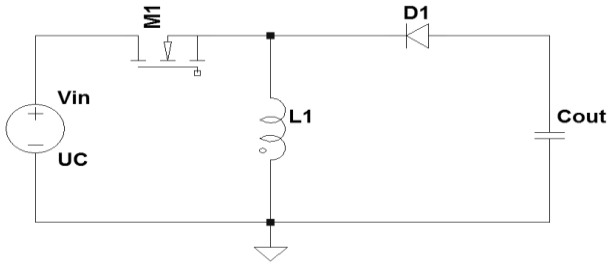
Este convertidor presenta un bajo rizado, pero al estar compuesto por varios componentes genera más pérdidas en comparación con el convertidor Boost. Su factor de conversión se expresa como:

$$M = -\frac{D}{1-D} \tag{18}$$

▪ Convertidor Buck – Boost

El convertidor Buck-Boost, como su nombre lo indica, es una combinación del convertidor Buck (reductor) y el convertidor Boost (elevador), cuya salida de tensión es mayor o menor que la de la entrada con inversión de polaridad (Van de Sype et al, 2006). La Figura 4-8 ilustra el esquema del convertidor Buck-Boost.

Figura 4-8: Convertidor Buck – Boost



Su factor de conversión es el producto del factor del convertidor Buck y el factor del convertidor Boost, ya que este convertidor se obtiene de la conexión en paralelo de éstos. Dicho factor se ilustra en la expresión (18), siendo el mismo del convertidor Cuk.

Al ser un convertidor elevador-reductor y contar con pocos componentes en comparación a los convertidores Sepic y Cuk, éste presenta bajas pérdidas por conmutación y conducción, el

convertidor Buck-Boost es una adecuada opción para evaluar las configuraciones de cinco y seis supercondensadores en serie.

- ### Comparación de convertidores DC-DC

Teniendo en cuenta las anteriores configuraciones y el hecho de que esta selección es solo con fines evaluativos de la configuración de supercondensadores más adecuada, la Tabla 4-2 evidencia la comparación entre las cuatro topologías.

Tabla 4-2: Comparación de convertidores DC-DC

Topología	Rizado	Componentes	Eficiencia
Boost	Alto	4	Alta
Sepic	Mediano	6	Mediana
Cuk	Mediano	6	Mediana
Buck-Boost	Alto	4	Alta

Se decidió utilizar la topología Boost para las configuraciones que requieren elevación de tensión y la topología Buck-Boost para las topologías que necesitan elevación y reducción. Se seleccionaron estos convertidores principalmente por su número reducido de componentes, lo cual implica una menor complejidad a la hora de establecer un modelo de pérdidas y su posterior evaluación.

4.3.2 Elementos de conmutación

Con el propósito de establecer un modelo de pérdidas de potencia adecuada y una evaluación más precisa de las configuraciones de supercondensadores, la selección de un buen transistor de potencia es primordial. Por lo tanto, se realizó la comparación de varios transistores de potencia con base en los criterios de eficiencia, controlabilidad y manejo de potencia. La descripción de estos transistores se evidencia a continuación.

- ### Transistor bipolar

Los transistores bipolares son semiconductores de conmutación controlados por corriente, y que junto con los Mosfet, son los elementos de conmutación más utilizados en aplicaciones de bajas potencias. Presentan bajas caídas de tensión y manejan grandes corrientes en comparación de los transistores Mosfet.

Sin embargo, sus tiempos de conmutación son muy grandes, lo cual solo los hace ideales a frecuencias bajas. Así mismo, necesitan de un flujo de corriente continuo para su activación, lo que genera pérdidas en su control (Rashid, 2001).

- ### Transistor Mosfet

Los transistores Mosfet reciben su nombre del inglés: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Semiconductor,* son muy utilizados en electrónica debido a su excelente comportamiento a

frecuencias del orden de los MHz y GHz, puesto que presentan la ventaja de una alta eficiencia en su control, ya que para su activación solo se requiere de una aplicación continua de tensión sin ningún flujo de corriente. Así mismo, los tiempos de conmutación que presenta son muy cortos en comparación con los transistores bipolares.

A su vez, presentan grandes inconvenientes en su funcionamiento ya que son muy susceptibles a interferencias electromagnéticas; y cuando está encendido se comporta como una resistencia, generando considerables caídas de tensión; esta propiedad hace que los Mosfet presenten altas pérdidas a corrientes muy altas (Mohan et al, 2003).

▪ IGBT

Llamado así por sus siglas en inglés: *Insulated Gate Bipolar Transistor,* el IGBT es un semiconductor de conmutación que combina las ventajas de los transistores bipolares y de los Mosfets, puesto que presenta una alta impedancia de entrada y una gran capacidad de manejo de potencia. Es conocido por su uso en aplicaciones de media y alta potencia.

Este transistor presenta bajas caídas de tensión, control sencillo, manejo de grandes corrientes y un gran desempeño en la conmutación. Por el contrario, tiene la desventaja que opera eficientemente solo a frecuencias bajas en comparación a los Mosfet que operan a frecuencias del orden de los MHz (Mishima et al, 2010).

▪ GTO

Al igual que el IGBT, el GTO recibe su nombre de sus siglas en inglés: *Gate Turn-off Thyristor.* Este es un transistor diseñado para aplicaciones de muy alta potencia, ya que presenta la ventaja, sobre otros dispositivos, de apagado de tensión completo cuando conmuta, de ahí su nombre. Así mismo, este transistor presenta rapidez en la conmutación, alta eficiencia y baja compatibilidad con el ruido electromagnético.

Por el contrario, el GTO presenta varios inconvenientes: necesita altas corrientes de activación y circuitos de control bastante complejos, ya que al ser un tiristor es difícil de apagar en comparación con los demás transistores (Huang, 2010).

▪ Comparación de transistores de potencia

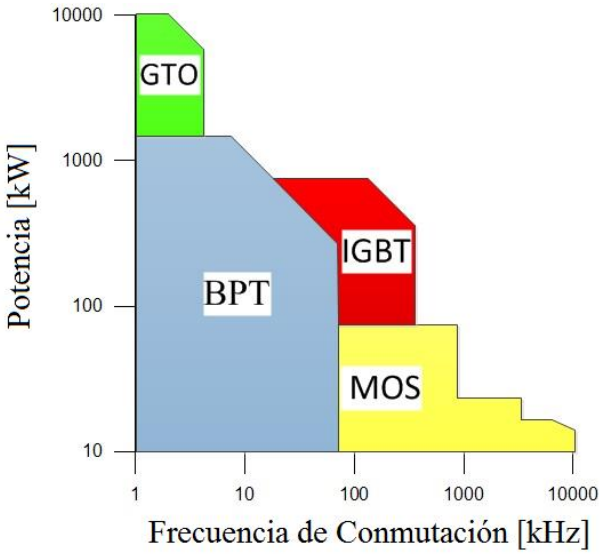
Con base en las anteriores descripciones y los requerimientos de potencia de alrededor de 200 kW, la Tabla 4-3 presenta la comparación entre los cuatro transistores (Huang, 2010).

Tabla 4-3: Comparación de transistores de potencia

Transistor	Controlabilidad	Frecuencia de operación	Velocidad de conmutación	Potencia
Bipolar	Fácil	Baja	Media	Media
Mosfet	Fácil	Alta	Rápida	Baja
IGBT	Fácil	Baja-Media	Media	Media-Alta
GTO	Difícil	Baja	Rápida	Alta

Adicionalmente, la Figura 4-9 ilustra una comparación entre el manejo de potencia y la frecuencia de conmutación de los transistores (Dodge et al, 2002).

Figura 4-9: Comparación de transistores de potencia



Con base en esta comparación, se decidió utilizar el transistor IGBT debido a que es capaz de manejar los niveles de potencia deseados para el convertidor, su velocidad de conmutación es alta y principalmente porque su control es sencillo, lo que simplifica el modelo de pérdidas de potencia en cuanto al control del convertidor.

4.3.3 Modelo de pérdidas de potencia

Las pérdidas de potencia en cualquier convertidor conmutado DC-DC son clasificadas en dos grandes grupos: Pérdidas dinámicas y fijas. Las pérdidas dinámicas corresponden a todas aquellas pérdidas por conmutación, las cuales son dependientes de la frecuencia de conmutación del convertidor. Por otra parte, las pérdidas fijas son las pérdidas por conducción eléctrica de cada uno de los elementos; estas pérdidas son directamente dependientes de la carga y muy poco dependientes de la frecuencia de conmutación (Ivanovic et al, 2011). De esta manera, las pérdidas de potencia se expresan como:

$$P_{loss} = P_{dyn} + P_{fix} \tag{19}$$

Dónde,

$$P_{dyn} = P_{iss} + P_{Tsw} + P_{oss} + P_{Tdiode} + P_{core} \tag{20}$$

Dónde P_{iss} es la pérdida de potencia en el terminal *Gate* del IGBT debido al control del mismo, P_{Tsw} es el promedio de las pérdidas por procesos de transición (encendido y apagado) del IGBT, P_{oss} son las pérdidas debidas a la descarga de las capacitancias parasitas del IGBT, P_{Tdiode}es la potencia disipada en el diodo por las corrientes de recuperación en inverso y P_{core} son las pérdidas del núcleo de la bobina por histéresis y corrientes de Eddy (Van den Bossche, 2006). Adicionalmente,

$$P_{fix} = P_{UC(ESR)} + P_{L(ESR)} + P_{IGBT\,(Ron\&Rd)} + P_{D(Rd)} + P_{C(ESR)} \tag{21}$$

Donde $P_{UC\ (ESR)}$ es la pérdida de potencia en los supercondensadores, causados por la disipación de la resistencia parasita que presenta, $P_{L\ (ESR)}$ corresponde a las pérdidas de la resistencia del cobre de la inductancia, $P_{IGBT\ (Ron\&Rd)}$es la pérdida de potencia en el IGBT correspondiente a la disipación de la resistencia interna del transistor cuando se encuentra encendido - *Ron* y al consumo del diodo en antiparalelo - *Rd* que la mayoría de IGBTs presentan, $P_{D(Rd)}$ es el consumo del diodo del convertidor y $P_{C(ESR)}$ es la pérdida de potencia en la resistencia interna del condensador (Thomas, 2008).

4.3.4 Componentes

Teniendo el modelo de pérdidas de potencia y el convertidor Boost y Buck-Boost seleccionado, se procedió a establecer los cálculos para determinar los valores de cada uno de los elementos a utilizar (IGBT, diodo, bobina y condensador).

- **IGBT**

Con base en los requerimientos de tensión y corriente de los posibles convertidores, se seleccionó un módulo IGBT del fabricante IXYS, el cual maneja un pico de corriente de hasta 1800 A y una tensión máxima de 1700 V. Adicionalmente cuenta con una resistencia interna en serie de 0,085 mΩ (IXYS, 2011).

- **Diodo**

Con respecto al diodo, se seleccionó un módulo de alta potencia del fabricante IXYS. Este diodo puede manejar picos de corriente 1000A a tensiones de 1200 V. Adicionalmente, cuenta con una resistencia interna de 0,38 mΩ. Es importante mencionar que para los casos en que se manejan corrientes superiores a los 1000 A se tuvo en cuenta el uso de varios diodos en paralelo con sus respectivos circuitos de protección térmica (IXYS, 2010).

- **Bobina**

Para el cálculo de la bobina se utilizó la siguiente expresión:

$$L = \frac{V_L \times D}{f_{sw} \times \Delta I_L} \tag{22}$$

Donde *L* es el valor de la inductancia de la bobina, V_L es la tensión de la bobina, *D* es el ciclo útil de la señal de control del IGBT, f_{sw} es la frecuencia de conmutación y ΔI_L es la variación de corriente a través de la bobina (Magnetics, 2009). Con esta expresión y los requerimientos de cada convertidor se obtuvieron diferentes valores de inductancia, los cuales se utilizaron en el análisis de cada configuración.

- **Condensador**

Para determinar el valor de la capacitancia del condensador se utilizó la siguiente expresión:

$$C = \frac{I_C \times D}{f_{sw} \times \Delta V_{out}} \tag{23}$$

Donde C es el valor de la capacitancia, I_C es la corriente sobre el condensador, D es el ciclo útil de la señal de control del IGBT, f_{sw}es la frecuencia de conmutación y ΔV_{out} es la variación de tensión sobre el condensador (Sartori et al, 2009). Al igual que en el caso de la bobina, con esta expresión y los requerimientos de cada convertidor se obtuvieron diferentes valores de capacitancia, los cuales se utilizaron en el análisis de cada configuración.

4.4 Evaluación

Con base en las topologías de convertidores, el modelo de pérdidas de potencia y los componentes seleccionados, se calcularon las pérdidas de potencia para cada una de los diferentes escenarios de descarga de las configuraciones de supercondensadores. Estos cálculos se realizaron para frecuencias de conmutación de 1, 10, 20 y 50 kHz, con el objetivo de observar el comportamiento de las pérdidas a diferentes frecuencias.

Las configuraciones de supercondensadores fueron evaluadas inicialmente por grupos determinados por la cantidad de motores a alimentar y finalmente se evaluaron en conjunto.

4.4.1 Un motor

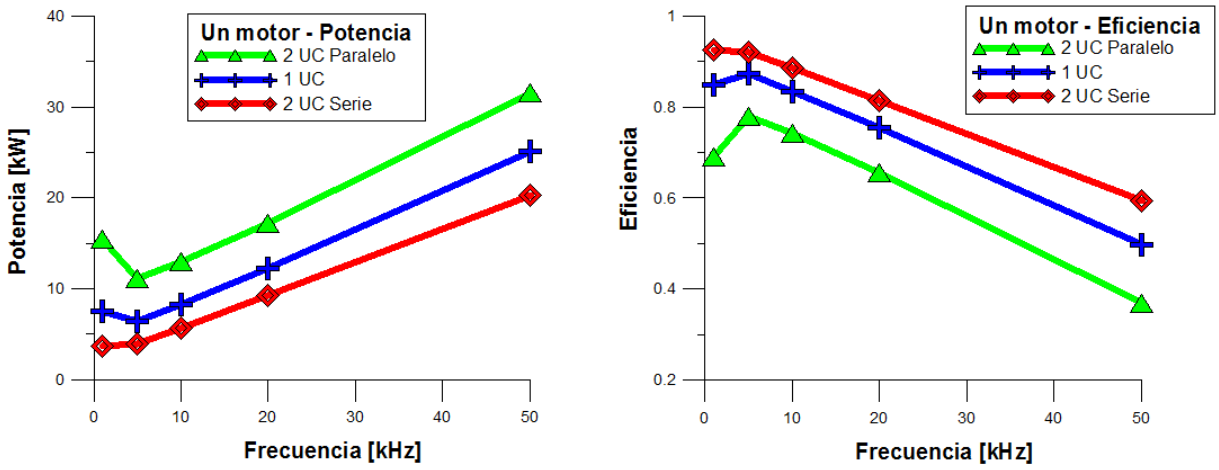
Como se observó en el aparte 4.2 “Configuraciones de la unidad de almacenamiento” y en la Figura 4-2, se determinaron tres configuraciones de supercondensadores para alimentar un único motor. Los requerimientos de dichas configuraciones se ilustran en la Tabla 4-4.

Tabla 4-4: Requerimientos de las configuraciones de un motor

Requerimientos	1 UC	2 UC en Serie	2 UC en Paralelo
Tensión de entrada [V]	27 - 125	27 - 250	13,5 - 125
Corriente pico de entrada [A]	1850	1850	3700
Factor de conversión	3,2 - 15	1,6 - 15	3,2 - 30
Tensión de Salida: 400 V			

De esta manera, se realizó la suma de pérdidas de potencia, tanto por conducción como por conmutación de cada uno de los elementos y se obtuvo un comportamiento de pérdidas y eficiencia en función de la frecuencia de conmutación, estos comportamientos se ilustran en la Figura 4-10.

Figura 4-10: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones de un motor



Con base en estas figuras, es posible observar que a frecuencias menores de 5 kHz las pérdidas de potencia aumentan al disminuir la frecuencia, comportamiento diferente de las frecuencias mayores de 5 kHz. Esto se debe a que al operar a frecuencias muy bajas se necesitan bobinas de gran tamaño implicando grandes pérdidas por conducción en los conductores. Por el contrario, a frecuencias mayores de 5 kHz las pérdidas aumentan al aumentar la frecuencia, esto se debe a que las pérdidas por conmutación son directamente dependientes de la frecuencia y son mayores que las pérdidas por conducción.

De esta manera, realizando la comparación de las 3 configuraciones, es posible inferir que la configuración de dos supercondensadores en serie a frecuencias bajas es la mejor opción de las tres evaluadas, puesto que ésta ofrece una eficiencia del 92%, a una frecuencia de 5 kHz, correspondiente a 3,9 kW de pérdidas.

4.4.2 Dos motores

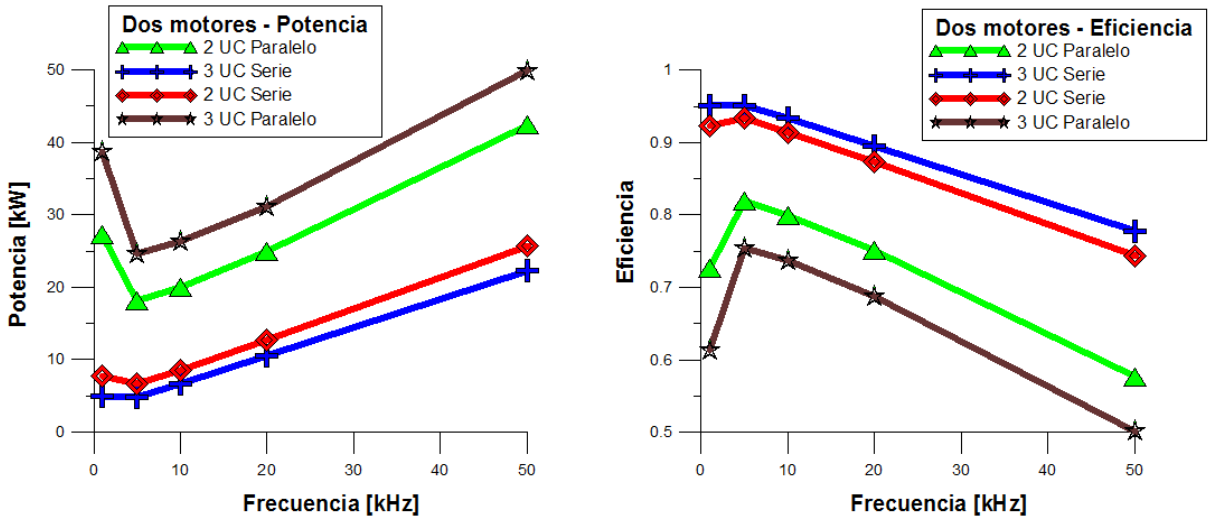
Para el caso en que los supercondensadores alimentan dos motores, se evaluaron las cuatro configuraciones definidas en la sección 4.2.1. Los requerimientos de dichas configuraciones se ilustran en la Tabla 4-5.

Tabla 4-5: Requerimientos de las configuraciones de dos motores

Requerimientos	2 UC en Serie	2 UC en Paralelo	3 UC en Serie	3 UC en Paralelo
Tensión de entrada [V]	54 - 250	27 - 125	54-375	18-125
Corriente pico de entrada [A]	1850	3700	1850	5550
Factor de conversión	1,6 – 7,4	3,2 - 15	1,1 – 7,4	3,2 – 22,2
Tensión de Salida: 400 V				

El desempeño de los convertidores en función de la frecuencia se ilustra en la Figura 4-11.

Figura 4-11: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones de dos motores



Con base en estas figuras, es posible observar que el comportamiento de pérdidas descrito para un motor se mantiene para dos motores. Así mismo, se puede concluir que las configuraciones en paralelo son las que mayores pérdidas presentan, puesto que para entregar la energía suficiente, los supercondensadores elevan su corriente a niveles de los kiloamperios, lo cual genera grandes pérdidas por conducción.

De esta manera, evaluando las 4 configuraciones, se observa que las configuraciones de tres y dos supercondensadores en serie presentan el mejor desempeño. Sin embargo, la mejor opción es la configuración de tres supercondensadores ya que presenta mayor tensión lo que implica un menor factor de conversión. Esta configuración ofrece una eficiencia del 95%, a una frecuencia de 5 kHz, correspondiente a 4,93 kW de pérdidas para un convertidor de 100 kW.

4.4.3 Cuatro motores

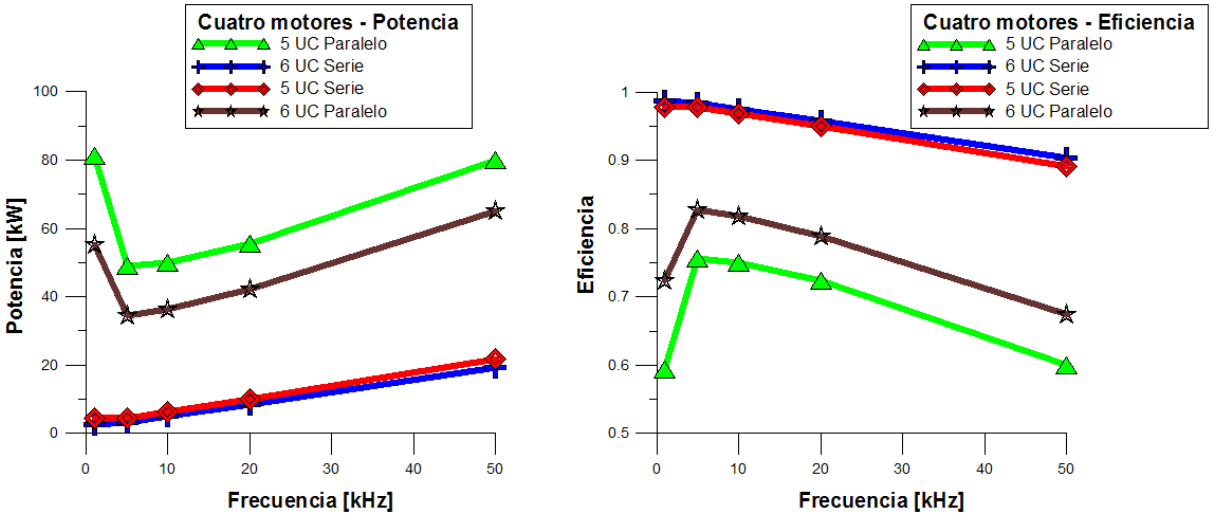
Finalmente se evaluaron las cuatro configuraciones que alimentan cuatro motores, las cuales se ilustran en la sección 4.2.2. Los requerimientos de dichas configuraciones se observan en la Tabla 4-6.

Tabla 4-6: Requerimientos de las configuraciones de cuatro motores

Requerimientos	5 UC en Serie	5 UC en Paralelo	6 UC en Serie	6 UC en Paralelo
Tensión de entrada [V]	170 - 625	35 - 125	282-750	57-125
Corriente pico de entrada [A]	1176,4	5882	710	3500
Factor de conversión	0,6 – 2,3	3,2 – 11,4	0,5 – 1,4	3,2 – 7
Tensión de Salida: 400 V				

El desempeño de los convertidores en función de la frecuencia se ilustra en la Figura 4-12.

Figura 4-12: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones de cuatro motores



Es posible observar que en las configuraciones de supercondensadores en paralelo existe una gran cantidad de pérdidas muy diferentes de los perfiles de las configuraciones en serie, esto se debe a que los niveles de corriente que pueden entregar estas configuraciones son demasiado altos, lo que genera grandes pérdidas por conducción.

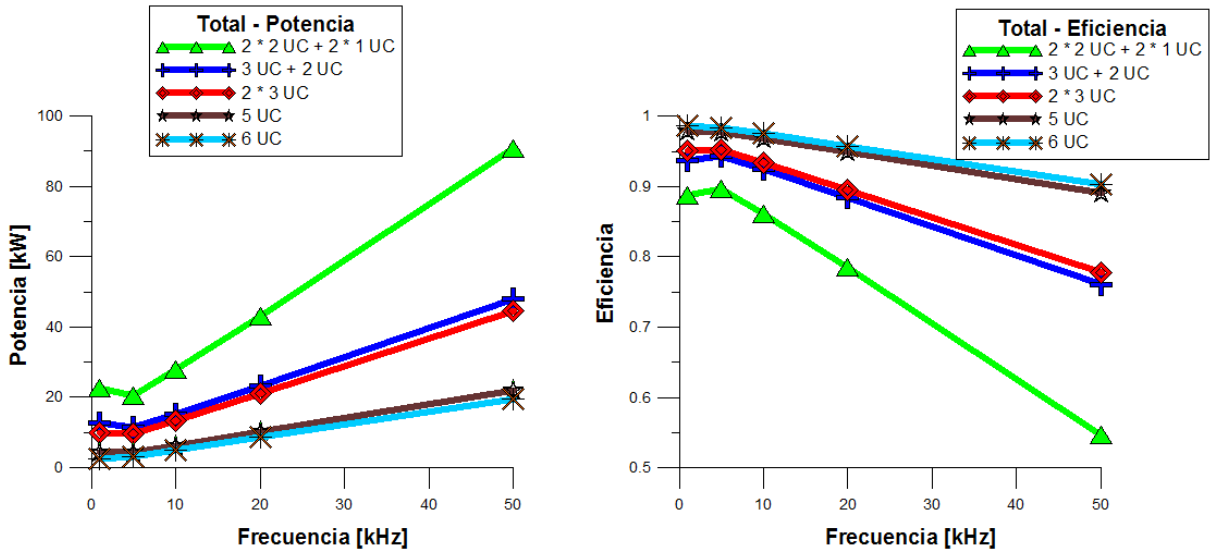
De esta manera, se observa nuevamente que las configuraciones en serie y de más tensión son las que ofrecen la mejor eficiencia, para este caso la mejor opción es la configuración de 6 supercondensadores en serie. La cual ofrece una eficiencia cercana al 98%, a una frecuencia de 1 a 5 kHz, correspondiente a 3 kW de pérdidas para un convertidor de 200 kW.

Sin embargo, es importante mencionar que la configuración de 5 supercondensadores en serie ofrece un comportamiento bastante parecido, ofreciendo una eficiencia del 97% y la ventaja del ahorro de masa, volumen y costos que involucra el uso de un supercondensador adicional.

4.4.4 Evaluación final

Para concluir la evaluación del esquema eléctrico del vehículo se compararon las configuraciones de dos, tres, cinco y seis supercondensadores en serie, las cuales fueron las mejores opciones para alimentar a uno, dos y cuatro motores. Esta comparación se realizó teniendo en cuenta la totalidad del vehículo, es decir, para el caso de las configuraciones de un motor, se tuvo en cuenta cuatro convertidores con configuraciones de dos y un supercondensador. Para el caso de las configuraciones de dos motores, un convertidor de tres supercondensadores y uno de dos y adicionalmente dos convertidores de tres supercondensadores. Finalmente, para las configuraciones de cuatro motores se compararon las configuraciones de cinco y seis supercondensadores por separado. Dicha comparación se ilustra en la Figura 4-13.

Figura 4-13: Pérdidas y eficiencia de las configuraciones en la totalidad del vehículo



De esta manera, se puede observar que a bajas frecuencias todas las configuraciones presentan eficiencias mayores al 87%, sin embargo, a medida que la frecuencia de conmutación aumenta la eficiencia decae rápidamente. Además, es posible inferir que el mejor comportamiento lo ofrecen las configuraciones centralizadas que alimentan la totalidad de los motores.

En cuanto a las configuraciones distribuidas, se puede observar que aquellas que alimentan dos motores presentan una eficiencia más alta que las que alimentan a un motor por separado (Martinez et al, 2012).

4.4.5 Configuración seleccionada

Cómo se observó en la evaluación final, la configuración adecuada es utilizar seis supercondensadores en serie, sin embargo, para las primeras aproximaciones prácticas de este proyecto solo se tuvo acceso a tres supercondensadores, los cuales fueron los primeros en ser adquiridos.

Por lo tanto, la configuración seleccionada para realizar los análisis y diseños de los convertidores de potencia, ilustrados en el capítulo 1, es aquella donde la unidad de almacenamiento es dividida en dos partes de tres supercondensadores en serie cada una, es decir, que cada grupo de supercondensadores alimentará a dos motores.

Adicionalmente, esta configuración, a frecuencias bajas, presenta una eficiencia bastante cercana a la configuración de seis supercondensadores en serie.

5. Gestión de potencia y energía

Una vez evaluada la disposición de los diferentes elementos del esquema del vehículo, se procedió a diseñar el sistema de gestión de potencia y energía del vehículo. Dicho sistema contempla la adecuación de la energía desde el almacenamiento en los supercondensadores hasta su posterior alimentación hacia los motores. Esta adecuación se realiza por medio de convertidores de potencia.

Los convertidores de potencia son circuitos capaces de transformar un nivel de tensión AC o DC en otro nivel diferente. Esto es posible gracias al control de carga y descarga de ciertos elementos almacenadores de energía, ya sea en forma de campo eléctrico (capacitores) o de campo magnético (inductores). Dicho control se logra por medio de elementos de conmutación, los cuales permiten la conducción o la interrupción del flujo de corriente a partir de una señal de control. De esta manera, es posible obtener un cambio del nivel de tensión y corriente sobre determinada carga conectada a la salida del convertidor (Galera, 2002). Dicha acción le da la ventaja al convertidor de potencia de controlar el flujo de potencia en el vehículo.

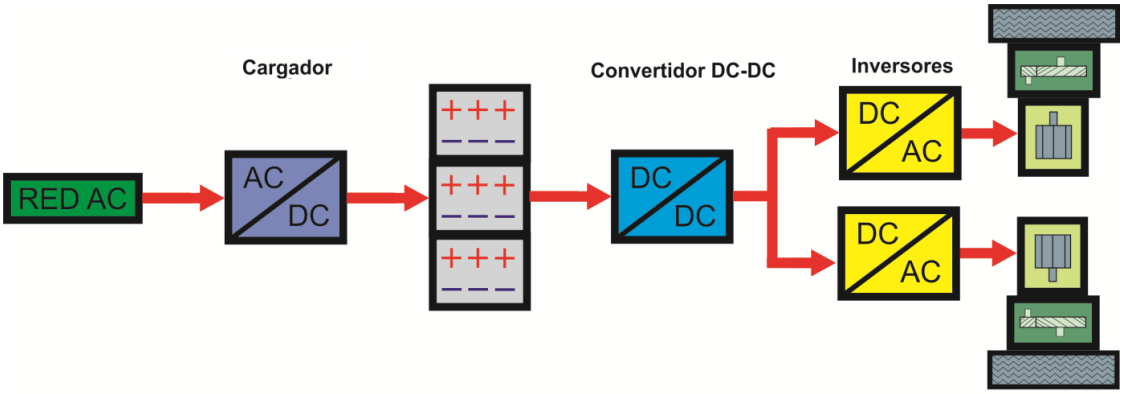
Para garantizar el adecuado desempeño del vehículo eléctrico es necesario realizar tres tipos diferentes de conversión de potencia. En primer lugar, se requiere cargar el módulo de supercondensadores con el fin de obtener los niveles necesarios de tensión y energía, por lo tanto, se debe utilizar un convertidor AC-DC que tome la señal alterna de la red y la convierta a los niveles DC deseados. Dicho convertidor funciona como cargador y se compone principalmente de tres etapas: una etapa de rectificación que convierte el nivel AC de 120 V RMS de la red eléctrica en un nivel DC de aproximadamente 170 V, una etapa de corrección de factor de potencia y finalmente un convertidor DC-DC elevador, encargado de elevar los 170 Voltios al nivel requerido por la unidad de almacenamiento.

El segundo tipo de transformación corresponde a la conversión DC-DC entre la unidad de almacenamiento y los inversores de los motores. Este convertidor se encarga de transformar los niveles de tensión que entrega la unidad de almacenamiento a los niveles requeridos por los motores, con el fin de que estos entreguen la suficiente potencia mecánica para lograr la meta del cuarto de milla. Dicha transformación contempla principalmente la elevación de tensión, ya que, como se observó en el proceso de caracterización de los supercondensadores, la unidad de almacenamiento presenta un descenso constante en su nivel de tensión.

Finalmente, el tercer tipo de transformación corresponde a un inversor DC-AC trifásico, el cual recibe la tensión DC proveniente del convertidor DC-DC y la transforma a una señal AC trifásica necesaria para alimentar los motores. Este inversor fue suministrado por el fabricante UQM al comprar los motores de imanes permanentes, por tal razón el diseño de dicho componente no se realizó.

De esta manera, y teniendo en cuenta la configuración seleccionada en la sección 4.4.5, el sistema de gestión de potencia y energía queda descrito como se ilustra en la Figura 5-1.

Figura 5-1: Sistema de gestión de potencia y energía



5.1 Cargador

Con el auge de los dispositivos electrónicos portátiles y los vehículos de tracción eléctrica, la tecnología de cargadores eléctricos ha evolucionado vertiginosamente en los últimos años. De esta manera, existen varios tipos de cargadores que van desde los convencionales cargadores de baterías hasta los más sofisticados y robustos cargadores que utilizan procesamiento de señales para obtener una señal puramente DC y que no presente variaciones a diferentes cambios en la señal de alimentación (Bertoluzzo et al, 2012).

Dichos cargadores se pueden clasificar como unidireccionales, bidireccionales, monofásicos, trifásicos, de carga lenta o de carga rápida. La selección del tipo de cargador depende de la aplicación y de la infraestructura con que se cuente para la instalación y alimentación de dichos equipos (Jaganathan et al, 2009).

De esta manera, la unidad de almacenamiento precisa de un cargador unidireccional de carga lenta, debido a que solo existirá flujo de energía desde la red hacia los supercondensadores y a que se cuenta con una infraestructura monofásica de baja corriente, lo cual inhabilita al sistema para una carga rápida.

El cargador la unidad de almacenamiento se ubicará externo al vehículo, por lo cual no incidirá en la eficiencia de la carrera, por esta razón se diseñó un cargador sencillo que no agregara gran complejidad a la consecución del proyecto. De esta manera, el completo análisis, diseño y simulación del cargador se ilustra en el Anexo A, donde se concluyó que el diseño realizado contará con una eficiencia del 92%.

5.2 Convertidor DC-DC

A diferencia del cargador de la unidad de almacenamiento, el convertidor DC-DC, que realiza la interfaz entre los supercondensadores y el inversor del motor, es el elemento más importante dentro del sistema eléctrico del vehículo, ya que al estar dentro del vehículo debe contar con una alta eficiencia y una gran densidad de potencia para que no agregue mayor masa y volumen al vehículo.

En la sección 4.3.1 se ilustra la comparación, selección y cálculo de la topología Boost como convertidor DC-DC elevador. Este primer diseño se realizó con el fin de seleccionar la configuración más adecuada de los supercondensadores, siendo una buena aproximación al diseño final.

Dicho diseño contemplaba el uso de un condensador y una bobina de valores bastante grandes para que cumpliera con los factores de elevación requeridos. Adicionalmente, la topología Boost presenta un rizado de corriente bastante grande, lo cual implica que la construcción de una bobina de estas características fuera bastante inviable en términos de eficiencia, densidad de potencia y costos. Estas razones hacen que esta topología sea inadecuada para su implementación en el sistema eléctrico del vehículo de alto desempeño.

Por lo tanto, para realizar el diseño adecuado del convertidor DC-DC se deben evaluar topologías robustas que ofrezcan bajo rizado, alta eficiencia y alta densidad de potencia. Luego de seleccionarla, se calcularon y evaluaron los diferentes elementos del convertidor. Finalmente se realizaron simulaciones del diseño seleccionado.

5.2.1 Requerimientos

Como se observó en la sección 4.4.5, la unidad de almacenamiento está compuesta por tres supercondensadores que suman 375 V de máxima tensión y presenta una energía almacenada de 403,5 Wh. Adicionalmente, a medida que la unidad de almacenamiento se va descargando, la tensión decrece. Por lo tanto, si se desea que el convertidor entregue una potencia constante, hay que tener en cuenta que al decrecer la tensión de entrada se incrementará la corriente. Por consiguiente, es importante establecer ciertos límites con el fin de prevenir sobrecorrientes que averíen los dispositivos.

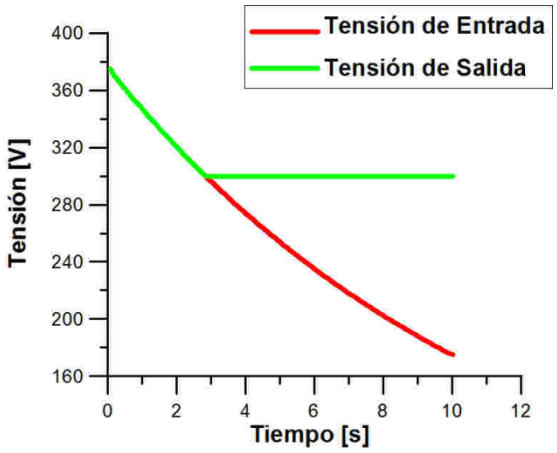
Para definir correctamente estos límites es necesario tener en cuenta el comportamiento de descarga de los supercondensadores, el cual se ilustra en la sección 3.4.2, y el hecho de que el convertidor alimentará a dos motores de 50 kW, a quienes se entregará la mitad de la energía calculada para correr el cuarto de milla en 10 segundos, es decir aproximadamente 300 Wh. De esta manera la Tabla 5-1 ilustra los valores de tensión y energía de la unidad de almacenamiento antes y después de la carrera.

Tabla 5-1: Características de la unidad de almacenamiento

Ítem	Valor
Tensión inicial [V]	375
Energía inicial [Wh]	403,5
Energía final [Wh]	103,5
Tensión final [V]	174
Máxima corriente [A]	574

Con base en esta tabla, se limitó la corriente a un valor de 600 A, siendo este valor el máximo para el cálculo de cada uno de los elementos. En el caso en que la tensión decrezca más de lo estimado, el convertidor entregará máximo 600 A reduciendo así la potencia entregada. Adicionalmente, el fabricante UQM especifica que los motores pueden operar en un rango de 240 hasta 430 V, sin embargo, éstos solo entregan su máxima potencia en un rango de 300 a 400 V (UQM, 2011). Teniendo esto en cuenta, se seleccionó como tensión de salida 300 V, por lo cual la unidad de almacenamiento entregará su potencia directamente al inversor del motor hasta que su tensión llegue a 300 V, en este punto el convertidor DC-DC entrará a operar para mantener en su salida 300 V continuos. Esta decisión se tomó con base en que el motor entrega su máxima potencia en un rango de 300 a 400 V y que al estar la unidad de almacenamiento entre 375 y 300 V, el convertidor DC-DC no tendrá ninguna pérdida por conmutación, lo cual incrementa la eficiencia total del sistema. La Figura 5-2 ilustra los comportamientos de la tensión de entrada y de salida del convertidor DC-DC durante el tiempo de carrera.

Figura 5-2: Tensión de entrada y salida del convertidor DC-DC



Finalmente, la Tabla 5-2 ilustra el resumen de requerimientos del convertidor DC-DC elevador.

Tabla 5-2: Requerimientos del convertidor DC-DC

Requerimientos	Valor
Tensión de entrada [V]	375-174
Tensión de Salida [V]	300
Factor de elevación	1 – 1,72
Ciclo de trabajo	0 – 0,42
Corriente Pico [A]	600
Máxima Potencia [kW]	100

5.2.2 Evaluación de topologías robustas

Con el fin de seleccionar una topología que ofrezca bajo rizado, alta eficiencia y alta densidad de potencia, se evaluaron dos diferentes tipos de convertidores robustos: Convertidores multinivel y convertidores intercalados.

▪ Convertidores multinivel

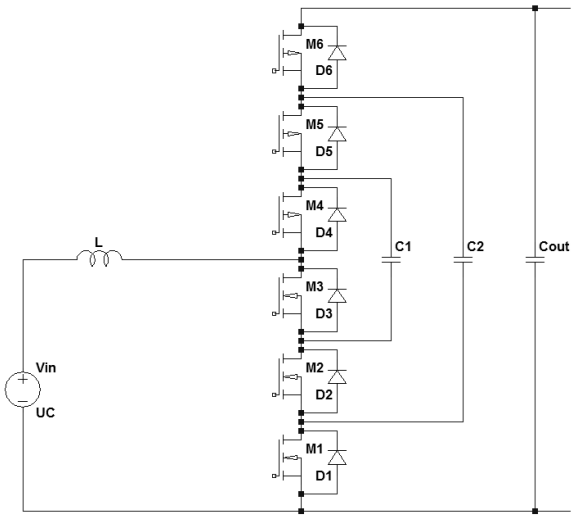
Los convertidores multinivel son una opción emergente para aplicaciones de alta potencia, ya que principalmente procesan una tensión escalonada obtenida de diferentes niveles de tensión provenientes de varios condensadores. Es decir, estos convertidores generan una señal de salida a diferentes valores de tensión, no solo 0V y tensión máxima como en el caso de las topologías básicas, de ahí que su nombre sea convertidor multinivel. Esta propiedad escalonada de tensión permite que el rizado de corriente presente un comportamiento suave, lo cual es bastante adecuado para la eficiencia del sistema (Lai et al, 2006).

Adicionalmente, esta tensión escalonada es producida por la conmutación de transistores de potencia al intercambiar tiempos de carga en los condensadores. De esta manera, los niveles de tensión son dependientes de la cantidad de transistores y condensadores. Esta condición ofrece la ventaja de que cada transistor soporta una tensión inferior a la máxima.

Por otra parte, el principal inconveniente de este tipo de convertidores es el desbalance de tensión entre los diferentes niveles. Sin embargo, existen técnicas de balanceo de tensión, las cuales normalmente implican control de carga de los condensadores o técnicas de fijación de tensión. No obstante, estas técnicas necesitan de circuitos externos y complejos, agregando costos y pérdidas de potencia (Lai et al, 2006).

Dentro del grupo de los convertidores multinivel existen diferentes topologías, donde recientemente se resaltan los desarrollos en las tipologías: *diode-clamp*, *flying-capacitor, cascaded-inverter*, entre otras. La Figura 5-3 ilustra el esquemático del convertidor *flying-capacitor* de cuarto nivel (Quian et al, 2012).

Figura 5-3: Convertidor Multinivel

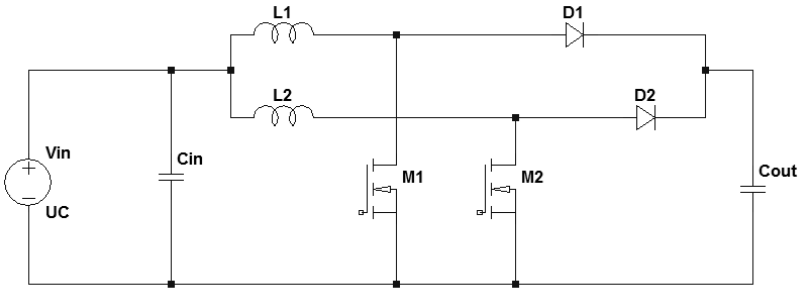


▪ Convertidores intercalados

Los convertidores intercalados están compuestos por varias fases idénticas de un mismo convertidor conectadas en paralelo y controladas por un método de intercalamiento donde a partir de una misma

frecuencia de conmutación y un cambio de fase entre todas las fases se logra que la corriente total sea compartida por cada una de las fases. La Figura 5-4 ilustra el esquemático de un convertidor Boost intercalado de dos fases (Hirakawa, 2009).

Figura 5-4: Convertidor Intercalado



Los convertidores intercalados presentan la ventaja de reducir la corriente por cada una de las fases en comparación con un convertidor de una sola fase, además, el rizado de corriente se reduce bastante debido a que en cada fase el rizado se encuentra en contrafase con las demás, lo cual tiende a generar cancelación de ciertos armónicos de este rizado (Loughlin, 2010). Esto genera que la eficiencia y la confiabilidad se incrementen considerablemente. Sin embargo, al utilizar el método de intercalamiento de fases, cada corriente de fase esta desequilibrado debido a la resistencia parasitaria. Para evitar este desequilibrio de corriente, se aplica un control de balance de corriente en el bucle de control (Katsura et al, 2012).

Teniendo estas características definidas, es posible concluir que los convertidores multinivel son idóneos para aplicaciones de alta tensión con dispositivos que soporten bajas tensiones, mientras que los convertidores intercalados son idóneos para aplicaciones de alta corriente con dispositivos de que soporten baja corriente. Por lo tanto, y teniendo en cuenta los requerimientos del sistema, es posible concluir que la opción más adecuada es utilizar convertidores intercalados ya que el objetivo para este convertidor es obtener una alta eficiencia y bajo rizado en un tamaño pequeño; y esto es posible reduciendo la corriente por cada una de las fases.

Ahora bien, existen diferentes topologías de convertidores intercalados, sin embargo, con base en la evaluación de pérdidas de potencia realizada en la sección 4.3 donde se concluyó que dentro de las topologías básicas la que menos pérdidas ofrece es la topología Boost, se seleccionó para el convertidor DC-DC una Boost Intercalada, esta topología es ilustrada en la Figura 5-4.

5.2.3 Diseño

Al igual que las topologías básicas, el convertidor Boost intercalado puede presentar dos modos de operación: Conducción discontinua y conducción continua. Como se observó en la sección 4.3.1, es importante seleccionar el modo de operación adecuado para convertidor, siendo éste el punto de partida para el diseño.

Para el caso del modo de conducción discontinuo, el convertidor intercalado ofrece las ventajas de mejorar los efectos de recuperación en inverso de los diodos y las pérdidas por conducción se reducen, sin embargo no se utiliza para aplicaciones de alta potencia debido a los altos picos de corriente. Por otra parte, el modo de operación continuo evidencia mejores desempeños en

aplicaciones de alta potencia debido a que presenta bajas pérdidas por conducción y picos de corriente más pequeños, además es posible lograr reducir los efectos recuperación en inverso de los diodos utilizando diodos especiales (Park et al, 2009). De esta manera, el modo de operación continuo fue seleccionado para esta aplicación.

Posterior a esto es preciso seleccionar el número de canales que comprenderá el convertidor. De esta manera, el rizado se reduce considerablemente cuando se incrementa el número de canales, de la misma manera, los valores de las bobinas y los condensadores se reducen. Sin embargo existe una gran restricción al aumentar el número de fases puesto que aumenta la cantidad de diodos y de transistores, los cuales adicionan masa, volumen, costos y pérdidas en el momento de su implementación en PCB. Además, el sistema de control debe ser bastante robusto para modular varias señales (Ganta et al, 2012).

De esta manera, para determinar la cantidad adecuada de fases en el convertidor se evaluó la adición de masa, volumen y costo de diodos y transistores. Por lo tanto, se realizó una preselección de algunos diodos y transistores de valores adecuados para las posibles configuraciones y se ilustran en la Tabla 5-3.

Tabla 5-3: Masa, volumen y costo de transistores y diodos

Transistores: 600 V (Powerex)					**Diodos:** 600 V (GeneSIC)				
Ítem	**Corriente [A]**	**Masa [gr]**	**Volumen [ml]**	**Costo [USD]**	**Ítem**	**Corriente [A]**	**Masa [gr]**	**Volumen [ml]**	**Costo [USD]**
CM200E3	200	310	135	100	MURF200	200	70	34	52
CM300E3	300	400	194	143	MUR300	300	70	34	52
CM400DY	400	400	194	192	MURT400	400	90	40	68

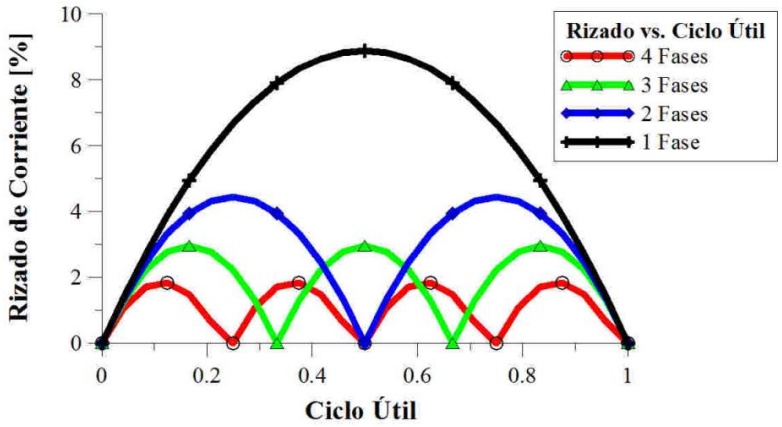
Con base en estos valores se realizaron diferentes combinaciones para un convertidor de 2, 3 y 4 fases, de esta manera la Tabla 5-4 ilustra una comparación entre la masa, el volumen y el costo de diodos y transistores cuando el convertidor consta de varias fases.

Tabla 5-4: Comparación entre diferentes fases

Fases	Masa [gr]	Volumen [ml]	Costo [USD]
2	980	468	520
3	1480	684	585
4	1520	676	608

Es evidente la gran desventaja de incrementar el número de fases en el convertidor en términos de masa, volumen y costos. No obstante, es necesario tener en cuenta la ventaja de la reducción del rizado de corriente cuando se incrementa el número de fases, por lo tanto la Figura 5-5 ilustra el comportamiento del rizado de corriente en función del ciclo útil cuando el convertidor opera con 1, 2, 3 y 4 fases de intercalado (Ngai-Man Ho et al, 2012).

Figura 5-5: Rizado de corriente en función del ciclo útil



Es posible observar la gran ventaja del intercalamiento de fases en un convertidor de potencia. Sin embargo, a medida que se incrementa el número de fases el rizado disminuye en una razón más lenta, mientras que la masa y el volumen aumentan considerablemente. Por esta razón se decidió trabajar con 2 fases, siendo esta opción un equilibrio entre el rizado de corriente y los incrementos de masa para el vehículo.

Ahora bien, el intercalamiento en un convertidor se asemeja al concepto de modularidad o de circuitos en paralelo, donde cada módulo o fase manejará un porcentaje de la corriente total. Por lo tanto, al momento de reducir el tamaño de las bobinas y los condensadores, y por ende aumentar la densidad de potencia del convertidor, no resultará muy beneficioso en términos de masa y volumen.

Es por esta razón que para aumentar la densidad de potencia, reducir el tamaño de las bobinas y por ende reducir la masa y el volumen total del convertidor se acudió a la técnica de acoplamiento magnético entre las bobinas. Esta técnica es bastante adecuada y trae bastantes beneficios para el convertidor.

Al utilizar bobinas acopladas magnéticamente se reduce el rizado de tensión sobre el condensador de salida, de la misma manera se reduce el rizado de corriente en comparación con los convertidores intercalados no acoplados. De esta manera, al reducir rizado de corriente y rizado de tensión el tamaño del condensador de salida y de las bobinas se reduce considerablemente, siendo una técnica eficaz para la miniaturización de convertidores (Katsura et al, 2012).

5.2.4 Selección de la frecuencia de conmutación optima

Con base en el anterior aparte, donde se decidió utilizar una topología Boost intercalada de dos fases con bobinas acopladas, se procedió a calcular y seleccionar cada uno de los componentes a utilizar. Teniendo en cuenta los requerimientos descritos en la sección 5.2.1, el primer paso fue calcular la corriente promedio que circulará por cada fase, la cual se expresa como (Texas Instruments, 2008):

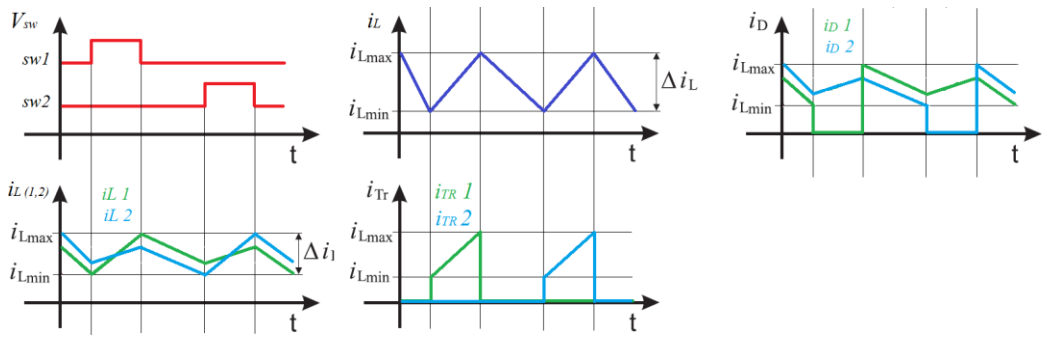
$$I_{avg} = \frac{I_{out}}{n(1-D)} \tag{24}$$

Donde, I_{out} es la corriente de salida del convertidor (333 A), *n* es el número de fases (2) y *D* es el valor de ciclo útil (0 – 0,42). Por lo tanto, se obtiene que la máxima corriente promedio que circulará por cada fase es de 289 A. Adicionalmente, es posible estimar la corriente pico por cada fase a partir de la siguiente expresión:

$$I_{peak} = I_{avg} + \frac{\Delta I}{2} \tag{25}$$

Donde, ΔI el rizado de corriente objetivo (5%, máximo 14,3 A), por lo tanto la corriente pico por cada fase tendrá un máximo valor de 295 A. Finalmente, para el correcto cálculo de cada elemento es indispensable tener en cuenta cada una de las formas de onda de corrientes y tensiones en cada elemento, las cuales se ilustran en la Figura 5-6 (Ivanovic, 2011).

Figura 5-6: Formas de onda



▪ Transistores

Ahora bien, conociendo que por cada fase circulará una corriente máxima de 295 A se procedió a buscar en el mercado un semiconductor de potencia acorde a las necesidades planteadas. Para esto es necesario tener en cuenta la Figura 4-9 donde se ilustra la comparación entre diferentes dispositivos de conmutación. De esta manera se puede concluir que para una aplicación de 100 kW la mejor opción es utilizar IGBTs ya que son adecuados para altas potencias y presentan las ventajas de los Mosfets y de los BJTs.

En consecuencia, y teniendo en cuenta la Tabla 5-3 donde se realizó una preselección de transistores, se seleccionó el transistor CM400DY del fabricante Powerex, el cual es capaz de manejar hasta 600 V a una máxima corriente de 400 A. Se decidió utilizar este dispositivo de 400 A debido a que la corriente por fase es muy cercana a los 300 A y es posible que exista un pico de corriente que exceda este valor y pueda dañar al componente, además presenta la misma masa y volumen que el IGBT de 300 A (Powerex, 2012). Ahora bien, con el fin de obtener el punto óptimo de pérdidas en el convertidor, se realizó un análisis de pérdidas de la siguiente manera:

$$P_{Tcon} = V_{CE} \times I_{Trms} \tag{26}$$

$$P_{sw} = P_{iss} + P_{Tsw} + P_{oss} \tag{27}$$

$$P_{iss} = C_{iss} \times V_{cg}{}^{2} \times f_{sw} \tag{28}$$

$$P_{oss} = \frac{C_{oss}}{2} \times V_{tr}{}^{2} \times f_{sw} \tag{29}$$

$$P_{Tsw} = (t_r \times I_{L\max} + t_f \times I_{L\min}) \times \frac{V_{out}}{4} \times f_{sw} \tag{30}$$

Donde, P_{Tcon} corresponde a las pérdidas por conducción en los transistores, V_{CE} es la caída de tensión en la juntura de Colector y Emisor del IGBT e I_{Trms} es la corriente RMS que circula por el transistor (Ivanovic et al, 2011).

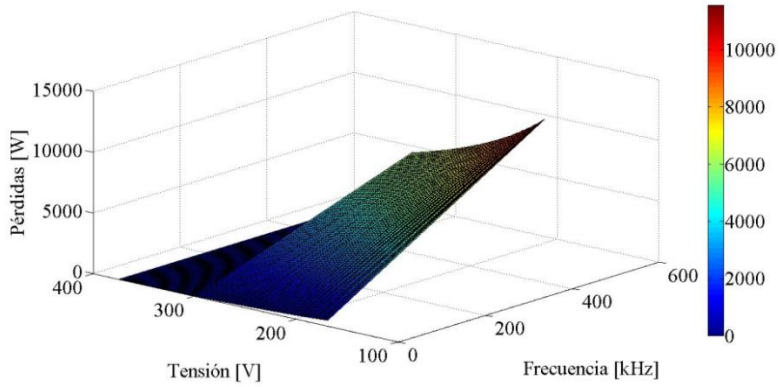
Así mismo, P_{sw} corresponde a las pérdidas por conmutación en los transistores, P_{iss} son las pérdidas en el terminal *gate,* C_{iss} es la capacitancia equivalente de entrada (60 nF), V_{cg} es la tensión suministrada en el *gate* (6 V) y f_{sw} es la frecuencia de conmutación (Thomas, 2008).

P_{oss} son las pérdidas durante el proceso de descarga de la capacitancia de salida, C_{oss} es la capacitancia equivalente de salida (7,3 nF), V_{tr} es la tensión de salida del elevador (300 V) y f_{sw} es la frecuencia de conmutación.

Finalmente P_{Tsw} son las pérdidas que ocurren durante el proceso de transición de la conmutación del IGBT, t_r es el tiempo de ascenso en la conmutación (200 ns), I_{Lmax}es la corriente máxima que circula por la bobina, t_f es el tiempo de descenso (300 ns), I_{Lmin} es la corriente mínima que circula por la bobina, V_{out}es la tensión de salida del elevador y f_{sw} es la frecuencia de conmutación.

Teniendo esto claro, es posible observar en la Figura 5-7 el comportamiento de las pérdidas en los transistores en función de la tensión de entrada y la frecuencia de conmutación.

Figura 5-7: Pérdidas en el transistor en función de la frecuencia de conmutación



Es posible observar que no existen pérdidas hasta que el transistor empieza a conmutar, de ahí en adelante las pérdidas son bastante dependientes de la frecuencia.

▪ Diodos

Por parte de los diodos, se seleccionó el diodo ultra rápido MURT400 del fabricante GeneSic, este diodo ofrece unas características óptimas para la eficiencia del convertidor, ya que ofrece una caída de tensión pequeña y es capaz de manejar una corriente de hasta 400A a 600 V (Vishay, 2011). De esta manera, y teniendo el objetivo de la eficiencia energética, se realizó una comparación entre las pérdidas generadas por los diodos y la frecuencia de conmutación. Por lo tanto es necesario evaluar las pérdidas posibles cómo se ilustraron en el diseño del cargador. Las pérdidas producidas por recuperación en inverso se calculan a partir de la siguiente expresión (Ivanovic et al, 2011):

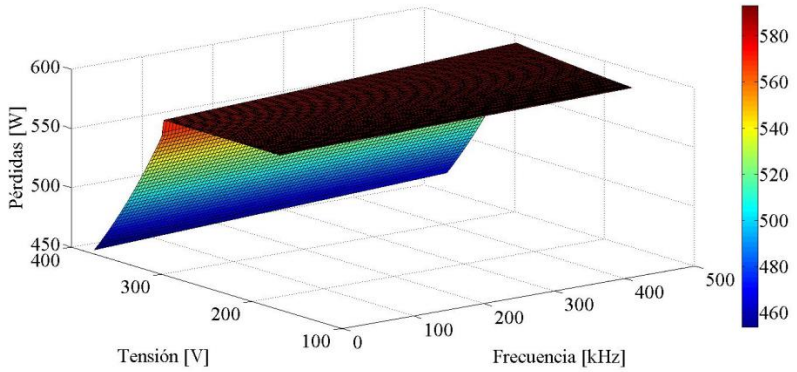
$$P = V \times (I \times t_{rr} + Q_r) \times f \tag{31}$$

Donde, V es la tensión sobre el diodo, I es la corriente que circula por el diodo, t_{rr} es el tiempo de recuperación (240 ns, según hoja de datos), Q_{rr} es la carga acumulada en la juntura pn (960 nC) y f es la frecuencia de conmutación. Por otra parte, las pérdidas por conducción se calculan de la siguiente manera:

$$P = I \times V_D \tag{32}$$

Donde, V_D es la tensión de caída del diodo (1,7 V) e I es la corriente promedio que circula por el diodo. Por lo tanto, la Figura 5-8 ilustra el comportamiento de las pérdidas en función de la frecuencia y la tensión de entrada.

Figura 5-8: Pérdidas en el diodo en función de la frecuencia



Es posible observar, que al ser un diodo ultra rápido, las pérdidas por conmutación son mínimas.

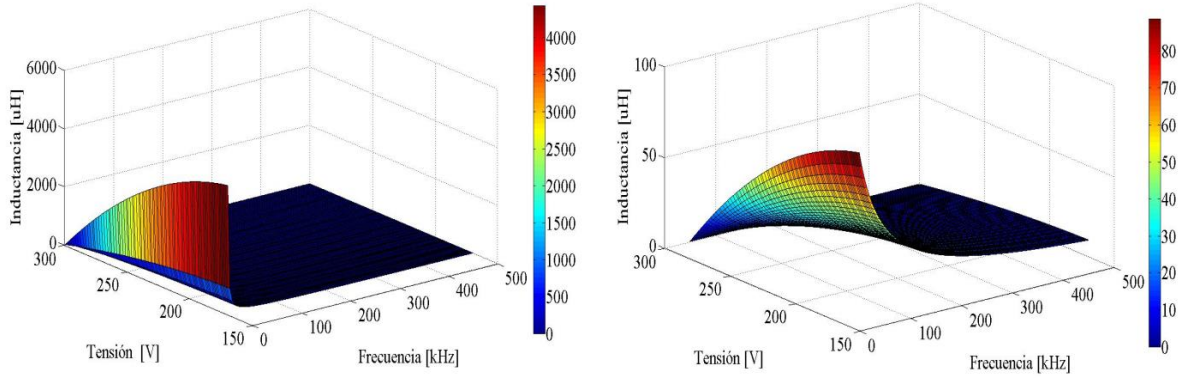
▪ Bobinas Acopladas

Para que exista el intercalamiento en el circuito y que funcione de manera adecuada, las dos bobinas deben presentar el mismo valor. Adicionalmente para que exista un acople magnético deben compartir el miso flujo magnético, el cual es posible mediante la disposición de ambas bobinas dentro de un mismo núcleo (Imaoka et al, 2011). De esta manera, el cálculo del valor de la inductancia es diferente a los cálculos anteriores, como se observa a continuación:

$$L = \frac{V_{in} \times (M - 1)}{f_{sw} \times \Delta I_L \times (1 + k)} \tag{33}$$

Donde L es el valor de la inductancia de la bobina, V_{in} es la tensión de entrada (375 – 170), M es el factor de elevación (1 – 1,71), f_{sw} es la frecuencia de conmutación, ΔI_L es la variación de corriente a través de la bobina, la cual se determinó en un 5%, y k es el factor de acoplamiento (Hirakawa et al, 2009). De esta manera, y suponiendo que se utilizará un núcleo donde las bobinas tengan un máximo acoplamiento, se realizó un algoritmo para observar el comportamiento de la inductancia necesaria en función de la tensión de entrada a un rango amplio de frecuencias, por lo tanto la Figura 5-9 ilustra dicho comportamiento en 2 graficas, la de la izquierda ilustra un rango desde 1 hasta 500 kHz, mientras que la gráfica de la derecha ilustra un rango desde a 50 hasta 500 kHz.

Figura 5-9: Inductancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia



Es posible observar que la mayor inductancia requerida se presenta al mínimo valor de tensión, puesto que se demanda un factor de elevación mayor. Adicionalmente, la inductancia requerida se incrementa en la misma proporción que la frecuencia de conmutación disminuye, por lo tanto, es necesario tener esto en cuenta puesto que al reducir la frecuencia de conmutación se reducen las pérdidas por conmutación pero así mismo se incrementan la masa, el volumen y las pérdidas por conducción debido a la cantidad de cobre requerido para una bobina de alta inductancia.

Ahora bien, para obtener la inductancia más adecuada, que no genere grandes pérdidas y que no agregue excesiva masa y volumen al vehículo, es necesario tener en cuenta ciertas variables del núcleo magnético. Ya que el objetivo es reducir las pérdidas al mínimo, se debe seleccionar un material de bajas pérdidas por magnetización, pérdidas residuales y pérdidas por corriente de Eddy, así mismo, este material debe contar con una permeabilidad relativa considerable con la cual se pueda lograr la inductancia requerida con pocas vueltas pero sin que se sature el núcleo (Hirakawa et al, 2009).

Por consiguiente, es necesario realizar una comparación entre estas variables del material magnético y la frecuencia de conmutación con el fin de lograr las menores pérdidas posibles. Para esto, es necesario tener en cuenta las pérdidas tanto por conmutación como por conducción en la bobina, cómo se ilustra a continuación:

$$P_{Lcon} = R_{DC} \times I_{LRMS}{}^{2} + R_{AC} \times I_{RMS*}{}^{2} \tag{34}$$

$$P_{Lsw} = k \times f^{x} \times \Delta B^{y} \times V \tag{35}$$

Donde, P_{Lcon} corresponde a las pérdidas por conducción dependientes de las pérdidas generadas por el cobre en DC y en AC, puesto que R_{DC} es la resistencia total del cobre y R_{AC} corresponde a la resistencia del cobre por donde circula la corriente pulsante (I_{RMS*}), ya que al existir una variación frecuente se presenta el efecto piel, haciendo que la corriente circule por los extremos del área transversal del conductor (Ivanovic, 2011).

De la misma manera, P_{Lsw} corresponde a las pérdidas por conmutación generadas por el núcleo magnético, dichas pérdidas se generan por histéresis y por corrientes de Eddy y se resumen en la relación de Steinmetz donde *k, x* y *y* son coeficientes propios del núcleo, *f* es la frecuencia de conmutación, ΔB es la máxima densidad de flujo presente en el núcleo y *V* es la tensión del núcleo (Ivanovic, 2011).

Teniendo las variables de las pérdidas en las bobinas, se procedió a realizar la comparación entre diferentes valores de permeabilidad relativa, el rango de 1 a 500 kHz y las pérdidas totales que se generan. De esta manera, la Figura 5-10 ilustra las pérdidas por conducción de las 2 bobinas teniendo en cuenta datos de un conductor de cobre calibre AWG 10 y la Figura 5-11 ilustra las pérdidas por conmutación tomando como base las constantes de un núcleo de ferrita *Ferroxcube.*

Figura 5-10: Pérdidas por conducción en función de la frecuencia y la permeabilidad relativa

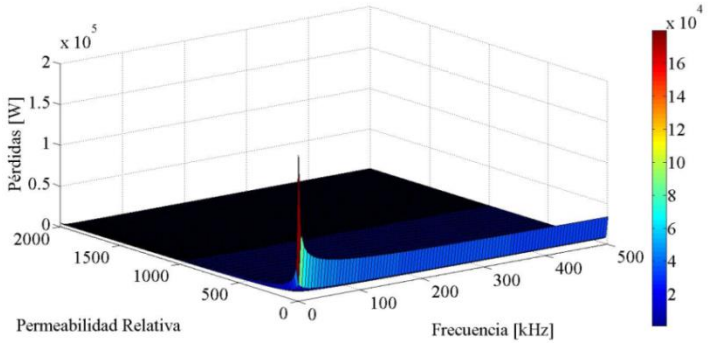
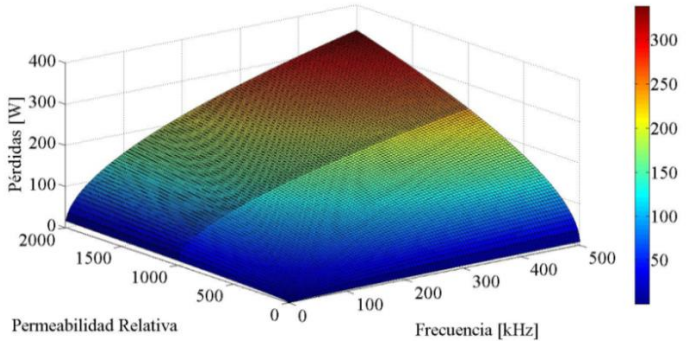
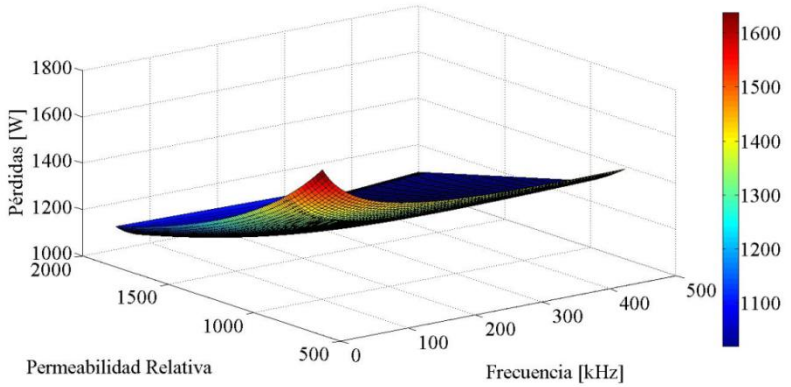


Figura 5-11: Pérdidas por conmutación en función de la frecuencia y la permeabilidad relativa



Es posible observar que las pérdidas por conducción a frecuencias muy bajas son supremamente altas. De la misma manera, los materiales magnéticos de baja permeabilidad relativa presentan grandes pérdidas. Por lo tanto, y con fines de observar mejor el comportamiento de las pérdidas, la Figura 5-12 ilustra la suma total de las pérdidas en las bobinas acopladas usando núcleos con permeabilidad relativa de 800 a 2000 a frecuencias entre 50 y 500 kHz.

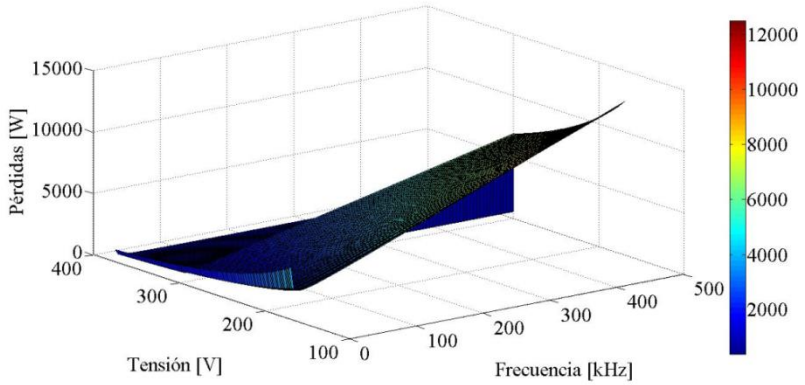
Figura 5-12: Pérdidas por conmutación en función de la frecuencia y la permeabilidad relativa



▪ Resultado

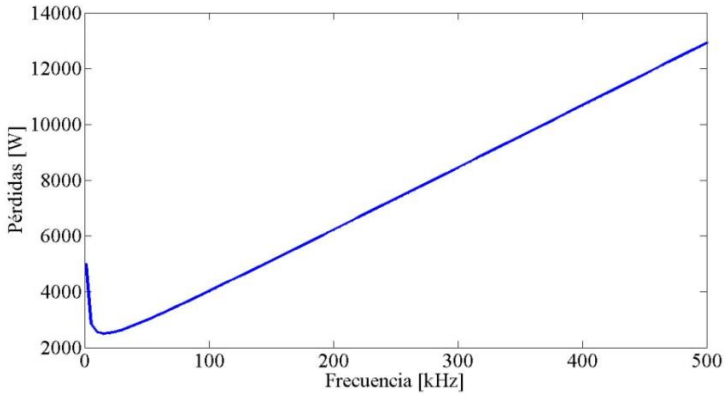
Se realizó la suma total de pérdidas en los transistores, los diodos y las bobinas acopladas con el fin de determinar la frecuencia de conmutación que ofrece las menores pérdidas. De esta manera, la Figura 5-13 ilustra la suma total de pérdidas en función de la tensión de entrada y la frecuencia de conmutación.

Figura 5-13: Pérdidas totales en función de la frecuencia y la tensión de entrada



Es posible observar que las mayores pérdidas en función de la tensión de entrada se producen en el punto mínimo de la descarga; sin embargo, las pérdidas en función de la frecuencia presentan un comportamiento diferente ya que a bajas frecuencias decaen, debido a las pérdidas en el cobre, pero a medida que la frecuencia aumenta las pérdidas se incrementan, debido a la conmutación en los semiconductores. De esta manera, la Figura 5-14 ilustra el comportamiento de las pérdidas en función de la frecuencia de conmutación en el punto mínimo de la descarga esperada de los supercondensadores.

Figura 5-14: Pérdidas totales en función de la frecuencia a 170 V



Como conclusión de este análisis es posible afirmar que el punto de menor pérdidas se presenta a 15 kHz, correspondientes a 2508 W; sin embargo, esta frecuencia presenta un inconveniente adicional puesto que se encuentra dentro del espectro audible humano, por lo tanto la frecuencia seleccionada para este convertidor es 20 kHz, correspondiente a 2524 W de pérdidas.

5.2.5 Selección de componentes

Cómo se observó anteriormente, los diodos y transistores ya fueron seleccionados con el fin de determinar la frecuencia de conmutación óptima. Por lo tanto, solo queda seleccionar el núcleo y el conductor para las bobinas acopladas, los condensadores de salida y entrada y el circuito de control.

- **Bobinas Acopladas**

Teniendo la frecuencia de conmutación definida, se concluyó que la inductancia requerida para cada bobina es de 222 μH, por lo tanto, el primer paso fue seleccionar el núcleo adecuado mediante la comparación de diferentes materiales magnéticos como se ilustra en la Tabla 5-5 (Rylko et al, 2009; Martínez et al, 2012).

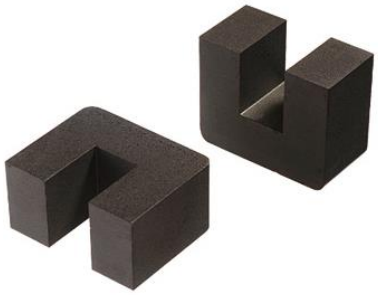
Tabla 5-5: Comparación de materiales magnéticos

Material	Densidad de Flujo [T]	Permeabilidad Relativa	Pérdidas	Costo
Ferritas	0,35 - 0,5	750-15000	Bajas	Bajo
Polvo	0,75 – 1,6	26-125	Medias-Altas	Bajo
Amorfos	0,5 - 1,6	1000-20000	Bajas	Alto
Nanocristalinos	0,8 - 2	1000-25000	Muy Bajas	Muy Alto

De esta manera, y después de varias iteraciones probando diferentes materiales y observando la máxima densidad de flujo, la ferrita constituye el material adecuado, ya que presenta una permeabilidad relativa considerable y puede manejar la densidad de flujo magnético requerida. Teniendo esto en cuenta se procedió a buscar un núcleo que contara con las dimensiones adecuadas para que al conectar las 2 bobinas no se saturará, dando como resultado que la opción más adecuada es utilizar un núcleo tipo U del fabricante *ferroxcube* el cual posee una permeabilidad relativa de 2050, una densidad de flujo de saturación de 0,6 T, presenta bajas pérdidas por conmutación (35 W),

cuenta con una masa de 680 *g* y un volumen de 268 *ml*, la Figura 5-15 ilustra este núcleo (ferroxcube, 2010).

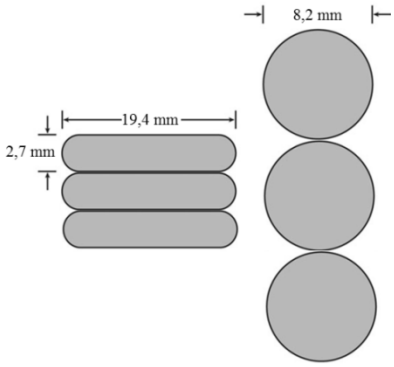
Figura 5-15: Núcleo U126/91/20



Teniendo el núcleo seleccionado, se procedió a seleccionar el conductor para el embobinado de cada bobina. Inicialmente se evaluaron conductores redondos de bajo calibre y se concluyó que estos no ofrecen una buena densidad de corriente a comparación de las pérdidas que generan. Por lo tanto, se decidió trabajar con conductores planos en lugar de los redondos convencionales.

Los conductores planos son una excelente opción ya que presentan muy bajas pérdidas por efecto piel y pueden manejar altas corrientes en un área mucho menor que los conductores redondos como se ilustra en la Figura 5-16, donde se compara un conductor redondo de calibre AWG 0 con uno plano de la misma área transversal. Es posible observar además la reducción en el volumen que se obtiene al utilizar conductores planos (Zehnder, 2011).

Figura 5-16: Comparación entre conductores redondos y planos



Ahora bien, sabiendo que por cada bobina circulará una corriente máxima de aproximadamente 300 A, se procedió a elegir un conductor de 10 mm de ancho por 4,6 mm de grueso con un área transversal de 45 mm^2.

Finalmente, para fabricar la bobina de 222 μH con el núcleo seleccionado se requieren 8,5 vueltas correspondientes a 2,1 metros de conductor plano. Adicionalmente, con estos datos se obtiene que las pérdidas por conducción presenten un pico máximo de 370 W y por conmutación 35 W.

▪ Condensador de entrada

La función del condensador de entrada es estabilizar el rizado presente en los supercondensadores, siendo más un filtro que un almacenador de energía. De esta manera, la expresión para el cálculo de un filtro LC se ilustra a continuación:

$$F = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{LC}} \tag{36}$$

Así, la capacitancia requerida es de 28 μF, por lo tanto se seleccionó un condensador de polipropileno de 30 μF a 500 V del fabricante Vishay y de referencia MKP1848S. Este condensador presenta una resistencia interna de 2,5 $m\Omega$, generando así hasta 870 W de pérdidas en el punto mínimo de descarga.

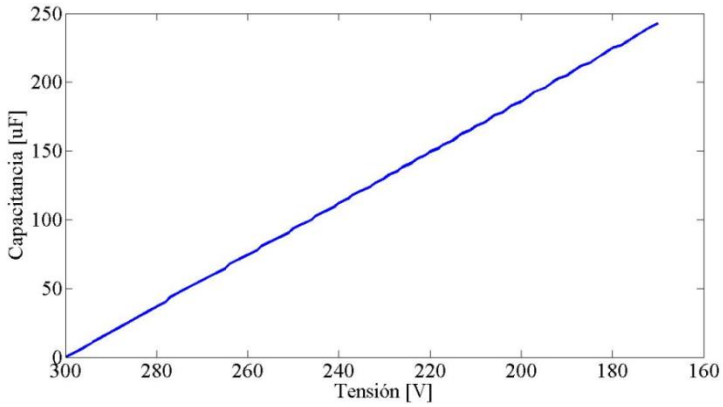
▪ Condensador de salida

Finalmente, para determinar el valor de la capacitancia del condensador de salida se utilizó la siguiente expresión:

$$C = \frac{I_C \times D}{f_{sw} \times \Delta V_{out}} \tag{37}$$

Donde *C* es el valor de la capacitancia, I_C es la corriente sobre el condensador, *D* es el ciclo útil de la señal de control, f_{sw}es la frecuencia de conmutación y ΔV_{out} es la variación de tensión sobre el condensador (Sartori et al, 2009). Al igual que en el caso de las bobinas, con esta expresión y los diferentes valores de ciclo útil se calcularon los diferentes valores de capacitancia ilustrados en la Figura 5-17.

Figura 5-17: Capacitancia de salida vs. Tensión de entrada



Observando esta gráfica es posible concluir que a medida que se descarga el supercondensador es necesaria una capacitancia más alta, por lo tanto la capacitancia necesaria para el condensador de salida es de 242 μF. De esta forma, se seleccionaron 3 condensadores de polipropileno MKP1848S

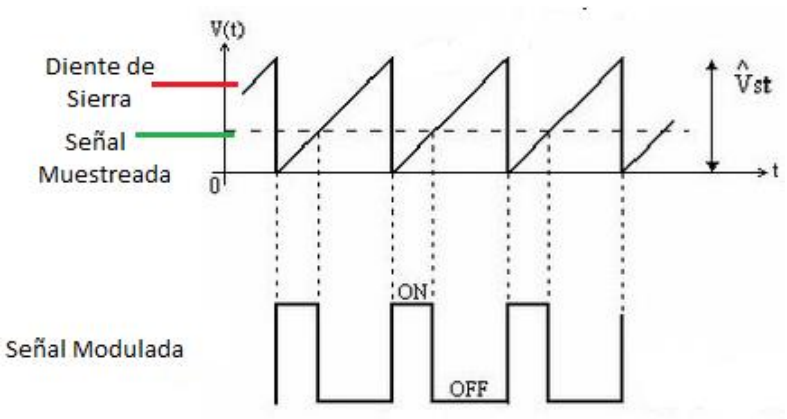
del fabricante Vishay de 100 μF a 500 V, los cuales cuentan con una resistencia interna de 2,2 $m\Omega$. Estas propiedades generan hasta 81 W de pérdidas en el punto mínimo de descarga.

▪ Circuito de control

Para realizar el control del convertidor intercalado de dos fases se utiliza un circuito de modulación de ancho de pulso – PWM con dos salidas desfasadas 180° entre sí. Este sistema aumenta o reduce el ancho del pulso de una señal pulsante, generando que el flujo de corriente a través de los transistores sea interrumpido o permitido. Para este caso, dicho ancho de pulso varía desde 0 hasta 42%.

Esta modulación del ancho de pulso se hace con base en un circuito de control de tensión o a uno de control de corriente. Para el caso del control de tensión se toma una muestra de la señal de tensión de salida la cual es comparada con una señal de diente de sierra que presenta una determinada amplitud. Esta amplitud es configurada al valor deseado de salida. Por ejemplo, si se toma una muestra del 1% de la señal de salida, la amplitud de la señal de diente de sierra deberá ser de 3 V puesto que corresponde al 1% del valor deseado. Dicha comparación se realiza por medio de amplificadores operacionales, donde si la señal muestreada está por debajo del pico de la señal de diente se sierra, el ancho de pulso aumenta. Por el contrario, si la amplitud de la señal muestreada es mayor al pico de la diente de sierra, el ancho de pulso disminuye hasta que encuentre un punto de equilibrio, como se ilustra en la Figura 5-18 (Panda, 2009).

Figura 5-18: Generación de señal PWM



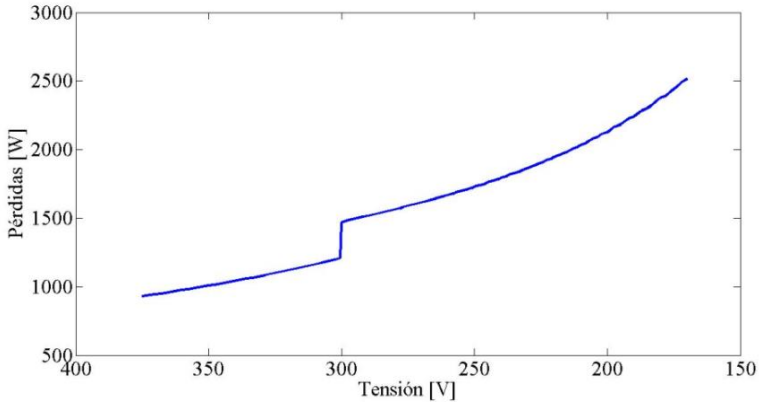
Para el caso del control de corriente, se utiliza un lazo de alta ganancia, de tal manera que la salida sea una fuente de alta impedancia. De esta manera se genera una rampa dependiente de la corriente del inductor y se compara con una señal de error tomada de la tensión de salida. Por lo tanto, cuando existen caídas de tensión por altas corrientes, el control amplía el ancho de pulso para suministrar más corriente en ese instante (Panda, 2009).

Ahora bien, se seleccionó el chip de control UCC28220 del fabricante Texas Instruments, el cual opera a un rango amplio de frecuencias y de ciclo útil. Este chip es de bajo consumo y puede sensar altas corrientes. Adicionalmente, este chip es capaz de realizar control tanto por tensión como por corriente.

▪ Eficiencia

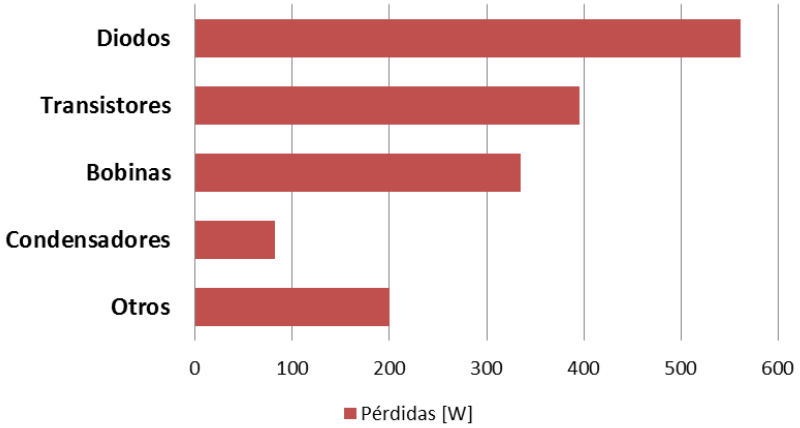
Cada elemento del convertidor experimenta unas pérdidas, las cuales fueron descritas anteriormente. Estas pérdidas de potencia experimentan un comportamiento diferente al constante debido a que están expuestas a una continua descarga de la fuente de alimentación, como se ilustra en la Figura 5-19.

Figura 5-19: Pérdidas totales



Según esto, de la anterior gráfica es posible extraer la información de la Figura 5-20, donde se realizó el promedio de pérdidas de los componentes principales.

Figura 5-20: Resumen de pérdidas de potencia por componente



Adicionalmente, se realizó el promedio de la totalidad de las pérdidas generadas por estos elementos, sumando así 1573 W. Ahora bien, hay que tener en cuenta que existirán pérdidas en los conectores, los cables de conexión y las pistas del PCB, por lo tanto se estiman 400 W adicionales de pérdidas. De esta manera se concluye que el convertidor intercalado de dos fases con bobinas acopladas tiene una eficiencia teórica del 98%. Adicionalmente, la Tabla 5-6 ilustra la masa y el volumen total del convertidor.

Tabla 5-6: Requerimientos de los prototipos

Ítem	T	D	L	C	PCB de control	Disipador	BUS DC	Conectores y otros	Carcasa	Total
Masa [g]	800	180	700 + 100**	266	100*	350	122*	100*	1400*	**4118**
Volumen[ml]	388	80	300 + 50**	343	100*	100	400*	200*	1500*	**3361**

* Teniendo en cuenta valores reales tomados de (Bryan et al, 2012)
** Valores de las cubiertas de las bobinas acopladas

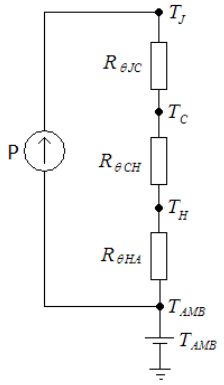
De esta manera se concluye que el convertidor tiene una densidad de potencia de 24,2 kW/kg y una densidad volumétrica de 29,7 kW/litro.

Finalmente, se incluyeron las pérdidas de los supercondensadores. Como se observó en la sección de caracterización, cada supercondensador presenta una resistencia interna de $8{,}5\ m\Omega$ la cual genera en promedio 4,5 kW de pérdidas en los 3 supercondensadores. Por lo tanto se puede argumentar que todo el conjunto de supercondensadores y convertidor DC-DC presenta una eficiencia del 93,5 %.

5.2.6 Diseño térmico

Como se observó anteriormente el convertidor, tendrá aproximadamente 2000 W para disipar, lo cual es una potencia bastante considerable puesto que los disipadores convencionales disipan unos cuantos vatios. De esta manera, inicialmente se tuvieron en cuenta las propiedades de las resistencias térmicas de cada elemento y se realizaron los respectivos circuitos térmicos, como se ilustra en la Figura 5-21.

Figura 5-21: Circuito térmico



Donde P es la potencia disipada, T_{AMB} es la temperatura ambiente en el circuito, generalmente se toman aproximadamente 50 °C debido a que muchos equipos se encuentran en espacios cerrados y cálidos; $R_{\Theta JC}$ es la resistencia térmica entre la juntura del elemento y el empaquetado, $R_{\Theta CH}$ es la resistencia térmica entre el empaquetado y el disipador (esta resistencia es bastante pequeña, por lo cual se desprecia), $R_{\Theta HA}$ es la resistencia térmica entre el disipador y el aire, T_j es la temperatura de la juntura, T_C es la temperatura del empaquetado y T_H es la temperatura del disipador. Este circuito térmico se asemeja, en su análisis, a un circuito eléctrico, donde las tensiones son temperaturas, las

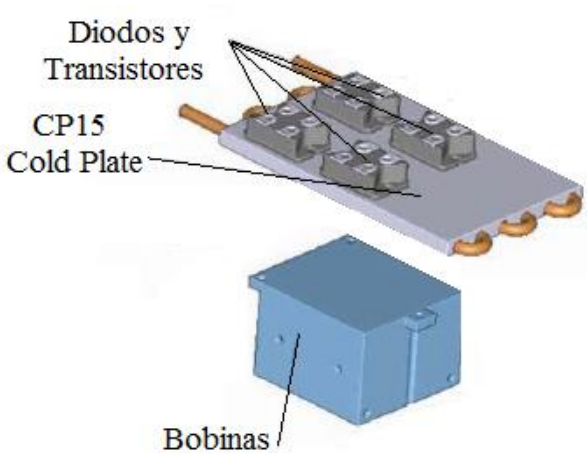
corrientes son potencias disipadas y las resistencias eléctricas son resistencias térmicas (Miyara, 2006). De esta manera el análisis térmico queda determinado por la siguiente expresión:

$$T_J = T_{AMB} + (R_{\Phi JC} + R_{\Phi HA}) \times P \tag{38}$$

Se concluye que en general el disipador debe tener una resistencia térmica menor a 0,5 °C/W, de esta manera se seleccionó una tecnología de enfriamiento líquido, específicamente seleccionó un *cold plate* del fabricante Lytron y de referencia CP15. Este disipador está compuesto por 6 ramas de paso de líquido hechas de cobre soportadas en un plato de aluminio como se ilustra en la Figura 5-22. Teniendo este plato disipador, es posible refrigerar todo el convertidor y especialmente aquellas superficies dispuestas directamente al plato de aluminio, como se indica en la Figura 5-23 (Bryan et al, 2012).

Figura 5-22: *Cold Plate* Lytron CP15 (Lytron)

Figura 5-23: Disposición de componentes en el disipador



5.3 Prototipo de convertidor DC-DC

Teniendo en cuenta el diseño descrito anteriormente, se procedió a realizar la implementación de dos prototipos de 100 W del convertidor Boost intercalado con fines de validación de los requerimientos establecidos. Estos dos prototipos ilustran la comparación entre el uso de bobinas acopladas y desacopladas en el convertidor intercalado y de esta manera observar los comportamientos y ventajas que ofrece el acoplamiento de inductancias.

Como fuente de alimentación para estos prototipos se estableció utilizar el supercondensador BPAK0020-P015-B01 del fabricante Maxwell. Este supercondensador cuenta con una máxima tensión de 15 V, una capacitancia de 20 F y es capaz de entregar una corriente de hasta 730 A (Maxwell, 2010). Se decidió trabajar con este supercondensador debido a que emula muy bien el comportamiento de descarga del módulo de 125 V y a que el laboratorio del Grupo de Investigación en Compatibilidad Electromagnética EMC-UN cuenta con un ejemplar.

Por lo tanto, y tratando de emular el comportamiento del convertidor en el vehículo eléctrico se estableció 12 V como tensión de salida, 100 W como carga y 5% como rizado. De esta manera el convertidor entrará a operar solo cuando la tensión sea inferior a 12 V. La Figura 5-24 ilustra el comportamiento de las tensiones de entrada y salida de los prototipos y la Tabla 5-7 ilustra el resumen de los requerimientos para los mismos.

Figura 5-24: Tensión de entrada y salida del prototipo

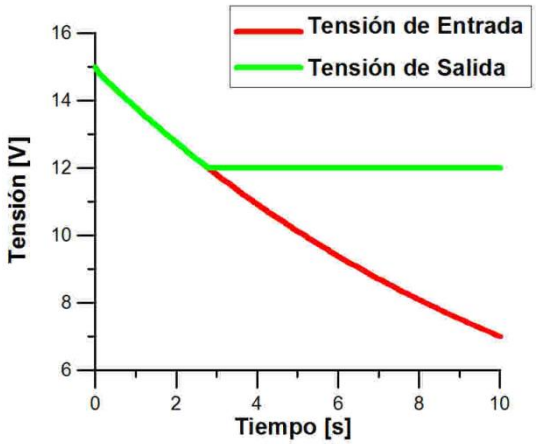


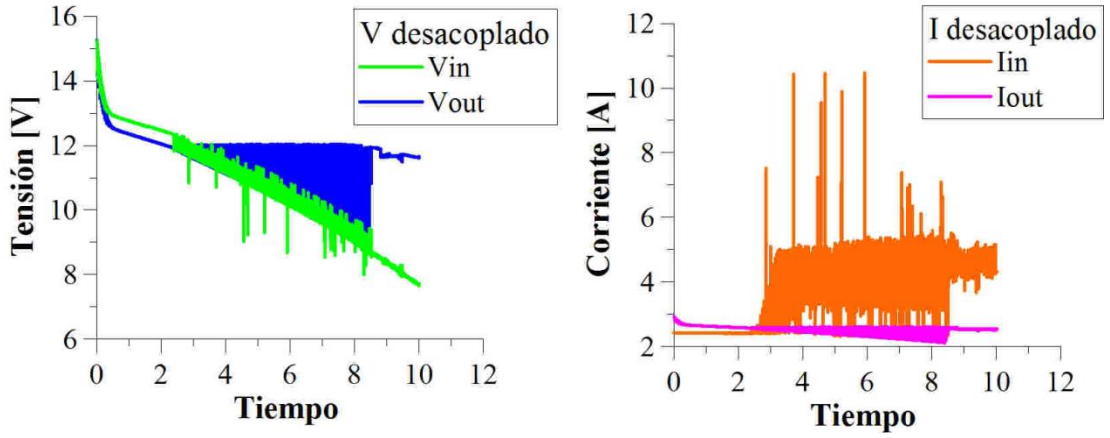
Tabla 5-7: Requerimientos de los prototipos

Requerimientos	Valor
Tensión de entrada [V]	15-7
Tensión de Salida [V]	12
Factor de elevación	1 – 1,72
Corriente Pico [A]	14,2
Máxima Potencia [W]	100

5.3.1 Dos fases con bobinas desacopladas

El diseño, simulación y montaje el prototipo del convertidor Boost intercalado de dos fases usando bobinas desacopladas se ilustra ampliamente en el Anexo B. Se realizaron pruebas con el supercondensador de 15 V por medio de tarjetas de adquisición, dando como resultado las formas de onda ilustradas en la Figura 5-25, de donde fue posible calcular una eficiencia del 84%.

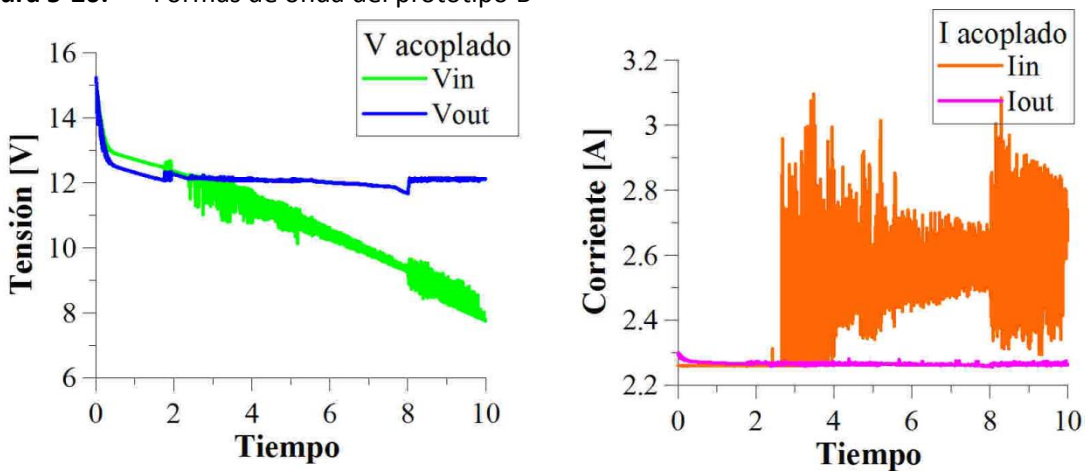
Figura 5-25: Formas de onda del prototipo A



5.3.2 Dos fases con bobinas acopladas

Por parte del prototipo del convertidor Boost intercalado de dos fases usando bobinas acopladas, el diseño, simulación y montaje se ilustra ampliamente en el Anexo C. De esta manera, se realizaron pruebas con el supercondensador de 15 V por medio de tarjetas de adquisición, dando como resultado las formas de onda ilustradas en la Figura 5-26 de donde fue posible calcular una eficiencia del 93%.

Figura 5-26: Formas de onda del prototipo B



Es posible concluir que existen grandes diferencias entre los dos prototipos, ya que al existir un acoplamiento magnético se reduce el rizado de corriente y el rizado de tensión, siendo esto bastante favorable para la carga a alimentar y para la eficiencia del sistema.

6. Conclusiones y trabajos futuros

6.1 Conclusiones

Este trabajo investigativo ilustra el diseño los diferentes subsistemas eléctricos de un vehículo eléctrico de alto desempeño capaz de correr un cuarto de milla en 9,91 segundos. La aplicación está orientada al uso de un sistema de supercondensadores y motores eléctricos de imanes permanentes utilizando como interfaz un convertidor DC-DC Boost intercalado de dos fases usando bobinas acopladas.

595 Wh de energía almacenada es necesaria para que un vehículo de 700 kg corra un cuarto de milla en un tiempo de 9.91 segundos, alcanzando una velocidad máxima de 210 km/h. Esto es posible utilizando cuatro motores de imanes permanentes de 50 kW, con un torque pico de 440 Nm y una velocidad máxima de 6500 RPM.

Fue posible diseñar una metodología de dimensionamiento de unidades de almacenamiento con base en la comparación y evaluación de las características de energía y potencia especifica en función de la masa, volumen, costo y vida útil. De esta manera, como resultado de la aplicación de esta metodología al vehículo de alto desempeño, se determinó que el elemento más adecuado para alcanzar el objetivo del cuarto de milla es el supercondensador, debido a que éste puede entregar picos de corriente de hasta 2000A permitiendo que se logre el objetivo en los 10 segundos. Dicha metodología es útil para cualquier tipo de aplicación donde se requiera combinar diferentes tecnologías de almacenamiento.

Así mismo, se planteó un procedimiento de evaluación de la disposición de supercondensadores y motores dentro del vehículo teniendo como objetivo la mayor eficiencia energética en el sistema. Esta metodología se basó en un completo análisis de pérdidas de potencia de un convertidor DC-DC que conecta los supercondensadores con los motores. Por lo tanto, se dedujo que la opción más adecuada para obtener la eficiencia más alta fue centralizar el sistema eléctrico mediante la conexión en serie de todos los supercondensadores alimentando un único convertidor que opera a bajas frecuencias y que su vez alimenta a los cuatro motores.

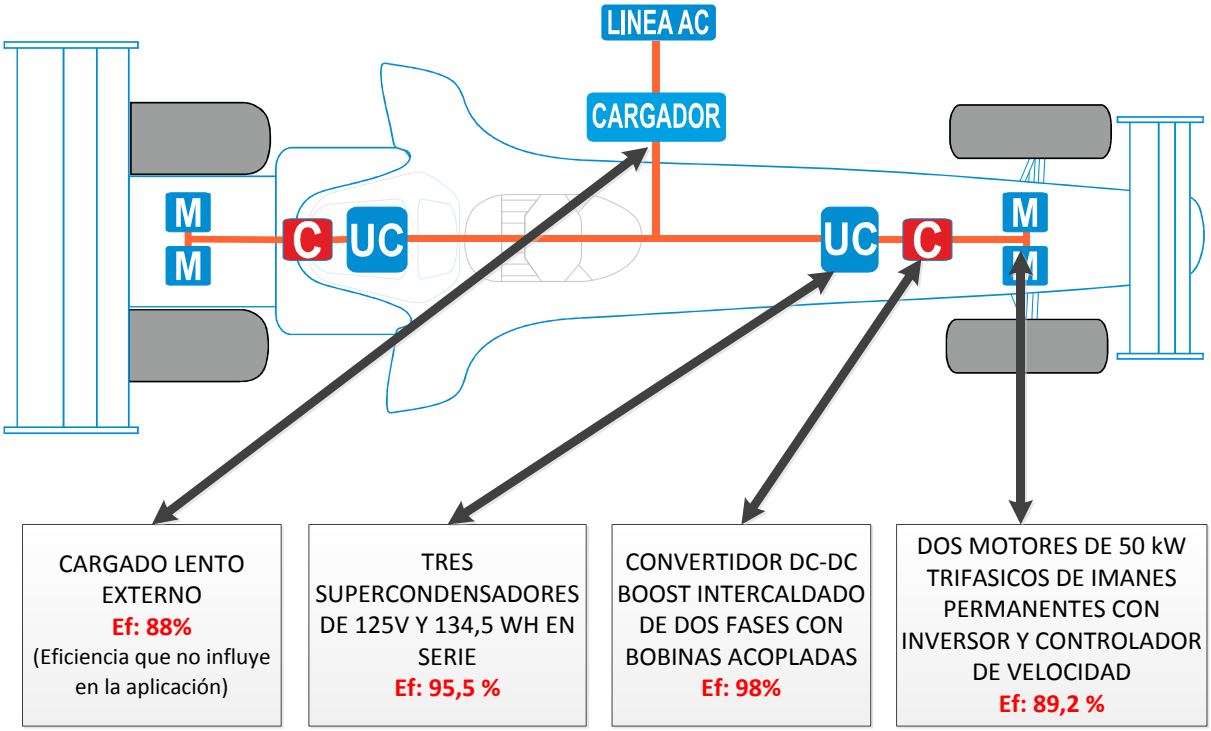
Con el fin de obtener un convertidor DC-DC elevador de alta eficiencia y alta densidad de potencia para no agregar gran masa y volumen al vehículo, se combinaron las técnicas de intercalamiento y de acoplamiento magnético, obteniendo así, el diseño de un convertidor de 100 kW Boost intercalado de dos fases usando bobinas acopladas. Este convertidor logra una eficiencia del 98%, una densidad de potencia de 24, 2 kW/kg y una densidad volumétrica de 29,7/kW/litro.

Con base en los análisis de pérdidas de potencia se concluyó que los grandes aportantes a las pérdidas son los semiconductores de potencia; además, se pudo inferir que la eficiencia es bastante dependiente de la frecuencia de conmutación del convertidor. Por tal razón, se logró disminuir la dependencia del convertidor a la frecuencia de conmutación, es decir, reducir las pérdidas por conmutación utilizando componentes de alta calidad con operación ultra-rápida. De esta manera el convertidor DC-DC alcanzó una eficiencia teórica del 98%.

Se diseñaron y fabricaron dos prototipos de convertidores Boost intercalados de dos fases con y sin bobinas acopladas a una potencia de 100 W. Obteniendo como resultado que las técnicas de intercalamiento y acoplamiento magnético son exitosas y adecuadas para esta aplicación. El prototipo que utilizó bobinas acopladas logró una eficiencia del 93%, la cual dista de la eficiencia teórica del convertidor de 100 kW debido a que la frecuencia de conmutación del prototipo es mayor que la del diseño de 100 kW.

Finalmente, contestando a la pregunta de investigación planteada desde el inicio de este trabajo, es posible concluir que el diseño de los subsistemas eléctricos de un vehículo eléctrico de alto desempeño capaz de correr un cuarto de milla en menos de 10 segundos consta de un cargador lento, dos unidades de almacenamiento compuestas por tres supercondensadores, dos convertidores DC-DC Boost intercalado de dos fases usando bobinas acopladas y cuatro motores de 50kW trifásicos de imanes permanentes con su correspondiente inversor y controlador, obteniendo el sistema interno del vehículo, desde los supercondensadores hasta la conversión en energía mecánica, presenta una eficiencia total del 83,4% como se ilustra en la Figura 6-1.

Figura 6-1: Subsistemas del vehículo eléctrico de alto desempeño



6.2 Trabajos Futuros

Cómo primera recomendación, se propone la integración de un sistema de control robusto, utilizando sistemas embebidos y que incorpore control tanto por tensión como por corriente para el convertidor DC-DC. El cual sea capaz de corregir desbalances de corrientes que ocurran en cada una de las fases del convertidor intercalado.

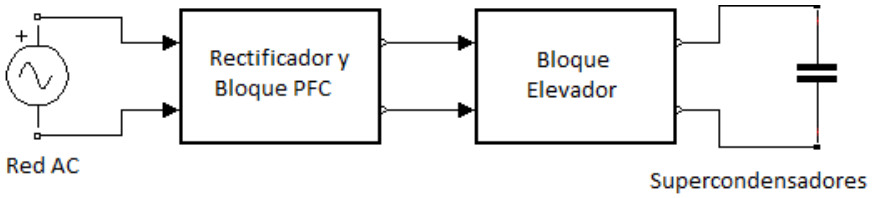
El vehículo eléctrico de alto desempeño descrito en esta investigación se abordó desde el hecho de tener el sistema eléctrico distribuido en 2 partes, cada una de tres supercondensadores, un convertidor DC-DC y dos motores. Por tal razón, se recomienda para futuros trabajos un diseño centralizado que integre la totalidad de los supercondensadores.

Finalmente, al manejar los niveles de tensión y de corrientes descritos en este documento, se observó el vacío en el tema de aislamiento eléctrico hacia el vehículo, por lo que se propone para futuros trabajos un estudio y diseño de normas de seguridad eléctrica nacionales e internacionales para vehículos de competencias y vehículos eléctricos de pasajeros.

A. Anexo: Diseño del cargador

Con el fin de diseñar el cargador de la unidad de almacenamiento se definió los requerimientos y se seleccionaron las configuraciones de rectificación, corrección de factor de potencia y elevación más adecuadas acorde a las necesidades del proyecto. Posteriormente se realizó el diseño térmico y la simulación del diseño. El esquemático del cargador se ilustra en la Figura A-1.

Figura A-1: Esquemático del cargador



Cabe mencionar que en sección 3.4.1 muestra el proceso de diseño y montaje de un prototipo de cargador a 125 V, cuyo fin fue cargar uno de los supercondensadores para su posterior caracterización de carga y descarga.

A.1 Requerimientos

Como se observó en la sección 4.4.5, la unidad de almacenamiento a cargar está compuesta por tres supercondensadores de 125 V en paralelo, sumando así 375 V de máxima tensión, y presenta una energía almacenada de 403,5 Wh. Adicionalmente, el cargador será alimentado por la red monofásica de 120 Vrms lo que traduce cerca de 170 Vpico.

Así mismo, las redes monofásicas de 120 V presentan protecciones de sobrecorriente de al menos 10 A (MinMinas, 2009), por lo que, si se establece un criterio de carga de la protección al 50%, por el cargador circulará una corriente máxima de 5A. En la Tabla A-1 se ilustra el resumen de los requerimientos.

Tabla A-1: Requerimientos del cargador

Requerimientos	Valor
Tensión de entrada [V]	170
Tensión de salida [V]	375
Factor de elevación	2,2
Corriente pico [A]	5

De igual manera, un requerimiento importante por determinar es la eficiencia del cargador. Por lo tanto, con el fin de no añadir masa, el cargador quedará ubicado externo al vehículo, lo cual implica que su eficiencia no incidirá en la carrera y que el tiempo de carga de la unidad de almacenamiento no será crítico. Por esta razón, el diseño del cargador se realizó con base en una eficiencia promedio que no demande incrementos de costos ni de tiempo.

A.2 Rectificador

La primera parte del cargador corresponde al rectificador, quien es el encargado de tomar los ciclos negativos de la señal alterna monofásica y convertirlos a ciclos positivos, es decir, el rectificador entrega una señal directa pulsante. Esta operación se realiza por medio de semiconductores que interrumpen los ciclos negativos (Miyara, 2002; Rashid, 2001). Existen diferentes tipos de rectificación que según el semiciclo rectificado pueden ser:

- Media Onda: aprovecha únicamente el semiciclo positivo de la señal.
- Onda Completa: aprovecha los dos semiciclos de cada una de las fases de alimentación

Según el número de fases de la señal de entrada pueden ser:

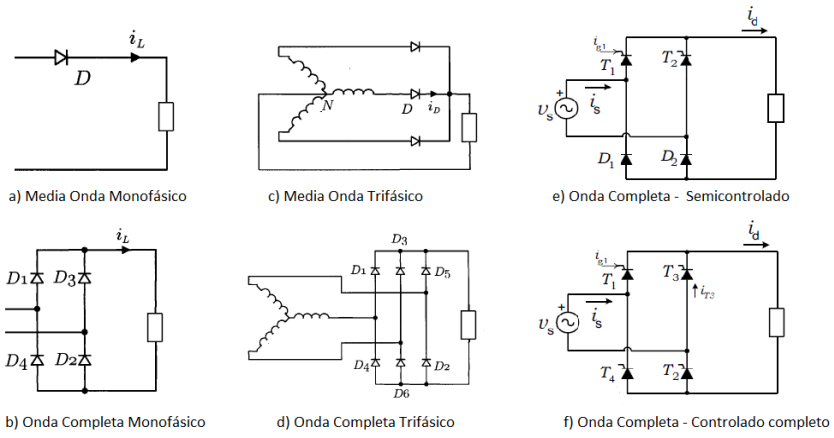
- Monofásicos
- Trifásicos
- Polifásicos

Y según el tipo de semiconductores que se utilicen y del tipo de aplicación pueden ser:

- Controlados, utilizan tiristores de potencia y permiten la variación de corriente de salida a través del control de conmutación del tiristor.
- No controlados, utilizan diodos de propósito general y entrega una señal constante de tensión.
- Semicontrolados, cuentan con una parte controlada y otra no controlada, es decir utilizan diodos y tiristores

De esta manera la Figura A-2 ilustra los esquemáticos de los tipos de rectificadores (Rashid, 2001).

Figura A-2: Tipos de rectificadores



Por lo tanto, y teniendo en cuenta los requerimientos para el cargador, es posible inferir que la opción más adecuada es un rectificador monofásico de onda completa no controlado, debido a que se requiere una señal constante.

A.2.1 Corrector de factor de potencia – PFC

Como se observó en el aparte anterior, el rectificador entrega una señal DC pulsante, lo cual implica un contenido armónico grande. Esto resulta ser un inconveniente ya que no se puede entregar este tipo de señal al elevador puesto que demandaría grandes corrientes cuando la tensión sea baja. Por lo tanto, para corregir este problema se utiliza un circuito PFC, corrector de factor de potencia de sus siglas en inglés, el cual reduce los armónicos de la señal pulsante e incrementa la eficiencia del cargador, haciendo que la señal de corriente que entrega la fuente sea lo más parecida a la señal de tensión.

Existen dos clases de circuitos PFC: pasivos y activos. Los circuitos pasivos se comportan como filtros de aquellos armónicos indeseados, generalmente se componen por una red LC (inductor y capacitor) o simplemente por un capacitor que suaviza la señal pulsante por medio de la carga y descarga en los instantes pulsantes. No obstante, presentan la desventaja de alto rizado en la señal de salida, el cual tiene una amplitud dependiente de los valores del filtro, pero a su vez presentan la ventaja de simplicidad en el diseño e implementación (Roh et al, 2011).

Por otra parte, los rectificadores activos presentan un grado superior de complejidad ya que realizan conmutaciones a altas frecuencias donde en un instante de tiempo muy inferior a los 16,6 ms, periodo de la señal de 60 Hz, así mismo, eliminan los armónicos no deseados, obteniendo así una señal bastante limpia. Estos circuitos utilizan transistores de potencia y elementos de almacenamiento como bobinas y condensadores, ya que con la carga y descarga de estos elementos se forma la señal DC constante. Sin embargo, los circuitos activos tienen la desventaja de presentar pérdidas de potencia e incremento de costos, masa y volumen; debido a la cantidad de componentes que utilizan (Attaianese et al, 2007).

De esta manera, y teniendo en cuenta el requerimiento de simplicidad para el cargador, se optó por el circuito PFC pasivo de un condensador para el filtrado de la señal cuyo valor se calculó con base en la siguiente expresión:

$$C = \frac{I}{f * \Delta V_{out}} \tag{39}$$

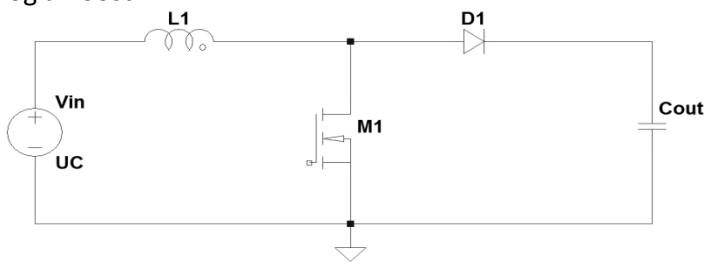
Donde C es el valor de la capacitancia, I es la corriente sobre el circuito, f es la frecuencia de la señal pulsante y ΔV_{out} es la variación de tensión sobre el condensador (Sartori et al, 2009). Para este circuito se utilizó un criterio del 10% para el rizado de tensión de salida es decir 17 V de variación de tensión, una frecuencia de 60 Hz y una corriente de 5 A. Por lo tanto, el condensador que se debe utilizar debe tener un valor mínimo de 4900 µF a 200 V.

A.3 Elevador

Como se observó en la sección 4.3.1, existen diferentes topologías de convertidores DC-DC elevadores que pueden ser aplicados en el bloque de elevación del cargador de la unidad de almacenamiento. Para este caso se debe contar con una elevación de 160 V aproximadamente (contando las caídas del rectificador y del PFC) a 375V, lo que significa un factor de elevación aproximado de 2,35.

De esta manera, y siguiendo la evaluación realizada en la sección 4.3.1 se observa que la opción más adecuada es la topología Boost, gracias a que ésta ofrece una buena eficiencia, requiere pocos elementos y su control es sencillo en comparación con otras topologías. Estas características concuerdan con los requerimientos de simplicidad para el cargador. La Figura A-3 ilustra el esquemático de la topología Boost.

Figura A-3: Topología Boost



Ahora bien, para realizar el cálculo de los elementos es necesario conocer el valor de ciclo útil de la señal de control, el cual es un valor fijo ya que la señal de entrada no presentará cambios considerables es su amplitud. Este valor se obtiene del despeje de la expresión (16), de la cual se obtiene lo siguiente:

$$D = 1 - \frac{1}{M} \tag{40}$$

Donde *D* es el ciclo útil de la señal y *M* es el factor de elevación, que para nuestro caso es 2,35. Por lo tanto el ciclo útil de la señal de control será de 0,57. Adicionalmente, y considerando el modelo de pérdidas de la topología Boost descrito en la sección 4.3.3 y los requerimientos para el cargador, fue seleccionada una frecuencia de conmutación de 100 kHz, ya que esta ofrece unos menores tamaños para la bobina y el condensador, y la eficiencia del cargador sigue siendo considerable. Finalmente, teniendo estos valores en cuenta, se procedió a calcular la bobina y el condensador.

- ## Bobina

Para el cálculo de la bobina se utilizó la siguiente expresión:

$$L = \frac{V_L * D}{f_{sw} * \Delta I_L} \tag{41}$$

Donde *L* es el valor de la inductancia de la bobina, V_L es la tensión de la bobina, *D* es el ciclo útil de la señal de control, f_{sw} es la frecuencia de conmutación y ΔI_L es la variación de corriente a través de la bobina (Magnetics, 2009). Por lo tanto, el valor calculado para la inductancia de la bobina es de 182.4 µH.

- **Condensador**

Para determinar el valor de la capacitancia del condensador se utilizó la siguiente expresión:

$$C = \frac{I_C * D}{f_{sw} * \Delta V_{out}} \tag{42}$$

Donde *C* es el valor de la capacitancia, I_C es la corriente sobre el condensador, *D* es el ciclo útil de la señal de control, f_{sw}es la frecuencia de conmutación y ΔV_{out} es la variación de tensión sobre el condensador (Sartori et al, 2009). Por consiguiente, el valor calculado para la capacitancia del condensador es de 0,76 µF.

A.3.1 Selección de elementos

Teniendo la configuración del cargador y los valores de bobinas y condensadores, fueron seleccionados los diferentes elementos dentro del mercado para su posterior simulación.

- **Rectificador y PFC**

Como se observó en la selección del rectificador y del circuito PFC, se utilizó un rectificador de onda completa monofásico, compuesto por cuatro diodos de propósito general o un puente integrado, en paralelo con un condensador de mínimo 4900 µF a 200 V en modo de filtro.

Por lo tanto, la selección del elemento rectificador se realizó con base en el costo, el acceso al dispositivo y el tipo de empaquetado; ya que al manejar una tensión de 120 Vrms y una corriente aproximada de 5 A, el empaquetado disipará una potencia considerable y se requerirá un disipador de fácil acceso.

De esta manera, se utilizaron diodos discretos, específicamente el diodo MURB2020 del fabricante VISHAY, el cual es un diodo rápido que maneja hasta 200 V a una máxima corriente de 10 A, cuenta con baja pérdida de potencia y buenas características térmicas, cuesta 2 USD por unidad y viene en un empaquetado T0-220 (VISHAY, 2009).

Ahora bien, para el caso del condensador de filtrado, al tener una capacitancia del orden de los mF, la opción más adecuada es un condensador electrolítico. De esta manera, la opción más conveniente es el condensador 338-1411-ND del fabricante Cornell de capacitancia 5000 µF a 250 V, el cual cuenta con una resistencia equivalente en serie de 36 mΩ y tiene un costo aproximado de 30 USD por unidad (Cornell, 2013).

▪ Elevador

Para el caso del elevador, se deben seleccionar 5 elementos: el transistor de potencia, el diodo, la inductancia de 182 µH, el condensador de 0,76 µF y el circuito de control.

- Transistor de Potencia

Considerando la comparación de elementos de conmutación realizada en la sección 4.3.2, la ilustración de la Figura 4-9, los requerimientos de potencia del elevador y la frecuencia de conmutación de 100 kHz; es posible concluir que la opción más adecuada es el transistor Mosfet, puesto que se adecúa a los requerimientos de potencia y frecuencia de operación, es de fácil acceso en el mercado y su costo es reducido.

De esta manera, se seleccionó el Mosfet de canal N IRF840 del fabricante Vishay, el cual maneja una máxima tensión de 500 V a una corriente de hasta 8 A continuos, viene en un empaquetado TO-220 (igual que los diodos del rectificador), lo cual facilita su protección térmica. Adicionalmente, presenta un costo de 2 USD por unidad (VISHAY, 2011).

- Diodo

El diodo del elevador debe manejar una tensión de 375 V y una corriente de 5 A en promedio. Por estas razones se seleccionó el diodo 10ETF del fabricante Vishay, el cual maneja una tensión de hasta 600 V a una corriente máxima de 10 A, tiene baja caída de tensión y rápida respuesta. Adicionalmente viene en un empaquetado TO-220 y cuesta 2 USD por unidad (VISHAY, 2008).

- Bobina

Para que el elevador mantenga el factor de elevación y el rizado requeridos se debe utilizar un inductor de 182 µH que soporte 5 A; por lo tanto se escogió una bobina con núcleo de ferrita de referencia LO451-AL del fabricante Coilcraft. Esta bobina presenta una inductancia de 180 µH, una resistencia interna de 52 mΩ y una corriente de saturación de 14 A. Adicionalmente pesa 50 gramos y tiene un costo de 4 USD (Coilcraft, 2013).

- Condensador

A diferencia del condensador de filtrado del rectificador, el condensador del elevador debe tener una capacitancia mínima de 0,76 µF, Por lo que se eligió un condensador electrolítico de referencia SEK010M400ST del fabricante Cornell, el cual cuenta con una capacitancia de 1 µF, maneja una tensión de hasta 400 V, una resistencia interna de 0,5Ω y un costo aproximado de 3 USD (Cornell, 2013).

- Circuito de Control

Para realizar el control del convertidor se utiliza un circuito de modulación de ancho de pulso – PWM, el cual aumenta o reduce el ancho del pulso de una señal pulsante, generando que el flujo de corriente a través del transistor sea interrumpido o permitido. Para este caso, dicho ancho de pulso es fijo, alrededor del 57%.

Se seleccionó el circuito integrado UC3823Q del fabricante Texas Instruments, el cual ofrece un control activo de tensión y corriente, previendo variaciones altas en la amplitud de la señal de

entrada. Adicionalmente, opera en un rango amplio de frecuencias de conmutación, es capaz de modular una señal hasta el 95 % de ancho de pulso y puede llegar a costar 20 USD por unidad (TI, 2009).

A.3.2 Diseño térmico

En todo circuito de potencia, la protección térmica es fundamental debido a que cuando se manejan altas tensiones y altas corrientes, las pérdidas de potencia se vuelven bastante considerables, traduciéndose en generación de calor en cada uno de los dispositivos. Dicho incremento de temperatura debe ser controlado y disipado fuera del elemento, ya que puede causar la destrucción del mismo (Miyara, 2006).

Ahora bien, el rectificador presenta pérdidas por conducción de potencia por sus elementos mientras que el elevador, al ser un circuito conmutado, presenta dos tipos diferentes de pérdidas y por ende de disipación. Como se observó en la sección 4.3.3, existe disipación por conducción y disipación por conmutación. Siendo la disipación por conducción aquella disipación que es directamente dependiente de la carga y muy poco dependientes de la frecuencia de conmutación. Por el contrario, la disipación por conmutación corresponde a todas aquellas pérdidas que son dependientes de la frecuencia de conmutación del convertidor (Ivanovic et al, 2011).

Por lo tanto, se observarán las propiedades térmicas de cada uno de los elementos descritos en la sección anterior y se calcularán y seleccionarán los elementos de disipación adecuados.

- ### Rectificador

Cada uno de los cuatro diodos MURB2020 presenta dos tipos de pérdidas, una debida a la recuperación en inverso que presenta cuando su polarización cambia de inverso a directo y la otra debida a su caída de tensión (Thomas, 2008). Las pérdidas producidas por recuperación en inverso se calculan a partir de la siguiente expresión:

$$P = V \times (I * t_{rr} + Q_r) \times f \tag{43}$$

Donde, V es la tensión sobre el diodo (170 V), I es la corriente que circula por el diodo (5 A), t_{rr} es el tiempo de recuperación (25 ns, según hoja de datos), Q_{rr} es la carga acumulada en la juntura pn (78 nC) y f es la frecuencia de rectificación (60 Hz). De esta manera, la potencia disipada por recuperación en inverso es de 2 mW. Esto se debe a que éste es un diodo bastante rápido.

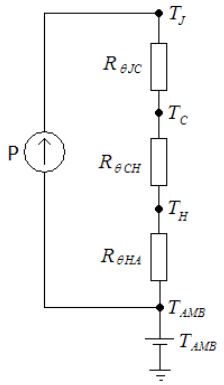
Por otra parte, las pérdidas por conducción se calculan de la siguiente manera:

$$P = I \times V_D \tag{44}$$

Donde, V_D es la tensión de caída del diodo (0,85 V) e I es la corriente promedio que circula por el diodo (5 A), Por lo tanto, la potencia disipada por conducción del diodo es de 4,25 W. De esta manera se observa que a 60 Hz la disipación por conmutación es mínima mientras que por conducción es considerable, sumando en total 4,25 W disipados en el diodo.

Ahora bien, se debe tener en cuenta las propiedades de las resistencias térmicas del diodo, de esta manera se puede realizar el circuito térmico que se ilustra en la Figura A-4.

Figura A-4: Circuito térmico



Donde P es la potencia disipada, T_{AMB} es la temperatura ambiente en el circuito. Generalmente se toman aproximadamente 50 °C debido a que muchos equipos se encuentran en espacios cerrados y cálidos; $R_{\Theta JC}$ es la resistencia térmica entre la juntura del diodo y el empaquetado, $R_{\Theta CH}$ es la resistencia térmica entre el empaquetado y el disipador (esta resistencia es bastante pequeña, por lo cual se desprecia), $R_{\Theta HA}$ es la resistencia térmica entre el disipador y el aire, T_j es la temperatura de la juntura, T_C es la temperatura del empaquetado y T_H es la temperatura del disipador. Este circuito térmico se asemeja, en su análisis, a un circuito eléctrico, donde las tensiones son temperaturas, las corrientes son potencias disipadas y las resistencias eléctricas son resistencias térmicas (Miyara, 2006). De esta manera el análisis térmico queda determinado por la siguiente expresión:

$$T_J = T_{AMB} + (R_{\Phi JC} + R_{\Phi HA}) \times P \tag{45}$$

Para el caso de este diodo la temperatura máxima que soporta el empaquetado es de 175 °C. Sin embargo, por convención se toma aproximadamente entre un 10 y 20% por debajo, es decir para este caso se tomará una temperatura máxima de 140 °C. Adicionalmente, el fabricante proporciona el dato de 2,5 °C/W como $R_{\Theta JC}$. Por lo tanto se calcula que $R_{\Theta HA}$ debe ser de máximo 17,5 °C/W.

Finalmente, de procedió a buscar un disipador en el mercado que tenga dichas características y que sea compatible al empaquetado T0-220. De esta manera, se evidenció que el valor calculado de resistencia térmica entre el disipador y el aire es alto y que cualquier disipador en el mercado para este empaquetado es útil para suplir esta necesidad.

▪ Elevador

Para el caso del elevador, el transistor y el diodo son los semiconductores a proteger térmicamente, ya que el chip de control maneja una potencia bastante baja, donde sus pérdidas se disipan con el aire. De esta manera, al igual que en el análisis anterior, se calculó la disipación térmica debida a pérdidas por conducción y por conmutación de cada uno.

- Transistor de Potencia

Las pérdidas por conmutación del Mosfet IRF840 se generan en el terminal *gate*, en la capacitancia de salida y durante el proceso de transición en la conmutación (Ivanovic et al, 2011). De esta manera, la siguiente expresión ilustra el cálculo de estas pérdidas.

$$P_{SW} = P_{iss} + P_{oss} + P_{Tsw} \tag{46}$$

Donde,

$$P_{iss} = C_{iss} \times V_{cg}{}^{2} \times f_{sw} \tag{47}$$

Y a su vez, P_{iss} son las pérdidas en el terminal *gate,* C_{iss} es la capacitancia equivalente de entrada (1 nF), V_{cg} es la tensión suministrada en el *gate* (4 V) y f_{sw} es la frecuencia de conmutación (100 kHz) (Thomas, 2008). De esta manera las pérdidas por en el *gate d*el Mosfet son de 1,6 mW. Además,

$$P_{oss} = \frac{C_{oss}}{2} \times V_{tr}{}^{2} \times f_{sw} \tag{48}$$

Donde, P_{oss} son las pérdidas durante el proceso de descarga de la capacitancia de salida, C_{oss} es la capacitancia equivalente de salida (165 pF), V_{tr} es la tensión de salida del elevador (375 V) y f_{sw} es la frecuencia de conmutación (100 kHz). De esta manera las pérdidas debidas a la capacitancia de salida del Mosfet son de 1,16 W. Finalmente,

$$P_{Tsw} = (t_r \times I_{L\max} + t_f \times I_{L\min}) \times \frac{V_{out}}{4} \times f_{sw} \tag{49}$$

Donde, P_{Tsw} son las pérdidas que ocurren durante el proceso de transición de la conmutación del Mosfet, t_r es el tiempo de ascenso en la conmutación (23 ns), I_{Lmax}es la corriente máxima que circula por la bobina (5,5 A, estimando un rizado del 20%), t_f es el tiempo de descenso (19 ns), I_{Lmin} es la corriente mínima que circula por la bobina (4,5 A, estimando un rizado del 20%), V_{out}es la tensión de salida del elevador y f_{sw} es la frecuencia de conmutación (100 kHz). De esta manera las pérdidas por transición en el Mosfet son de 6,13 W, concluyendo así que las pérdidas totales por conmutación en el Mosfet son de 7,29 W.

Por otra parte, las pérdidas por conducción en el Mosfet IRF840 se deben a la resistencia interna durante el tiempo encendido del Mosfet. Por lo tanto, la siguiente expresión ilustra el cálculo de dichas pérdidas.

$$P_{CO} = R_{ON} \times I_{TR}{}^{2} \tag{50}$$

Donde, R_{ON} es la resistencia *Drain-Source* cuando el Mosfet está encendido (0,85 Ω) e I_{TR} es la corriente RMS que circula por el transistor cuando éste está encendido (0,83 A). De esta manera, las pérdidas por conducción en el Mosfet son de 0,6 W.

De esta manera se concluye que las pérdidas totales en el Mosfet son de aproximadamente 8 W cuando la carga pide 5 A continuos. Con este valor de potencia se procede a realizar el análisis térmico para calcular el disipador del Mosfet, dicho análisis requiere del mismo procedimiento que se realizó en la sección anterior.

El empaquetado de este Mosfet soporta una temperatura máxima de 150 °C, para fines del cálculo se tomará una temperatura de 140 °C. Adicionalmente, el fabricante proporciona el dato de 1 °C/W como $R_{\Theta JC}$. Teniendo en cuenta la expresión (45) fue posible calcular que la resistencia térmica entre el disipador y el aire debe ser de máximo 10,25 °C/W.

Finalmente, se procedió a buscar un disipador en el mercado que tenga dichas características y que sea compatible al empaquetado T0-220. Se seleccionó el disipador WA-T220-101E-ND del fabricante Ohmite Mfg, el cual tiene pequeñas dimensiones y una resistencia térmica de 8 °C/W. Puede llegar a costar 2 USD por unidad.

- Diodo

Para el cálculo del disipador del diodo del elevador de referencia 10ETF se realizó el mismo procedimiento ejecutado en el caso del diodo del rectificador. De esta manera, las pérdidas producidas por recuperación en inverso se calculan a partir de la expresión (43), donde la máxima tensión sobre el diodo es de 375 V, la máxima corriente que circula por el diodo es de 5 A, el tiempo de recuperación es de 50 ns, la carga acumulada en la juntura PN es de 320 nC y f es la frecuencia de rectificación es de 100 kHz. Por lo tanto, la potencia disipada por recuperación en inverso es de 21 W.

Por otra parte, las pérdidas por conducción se calculan a partir de la expresión (45), donde, la tensión de caída del diodo es de 1,2 V y la corriente promedio que circula por el diodo es de 5 A, Por lo tanto, la potencia disipada por conducción del diodo es de 6 W. De esta manera se observa que la potencia total disipada por este diodo es de 27 W aproximadamente.

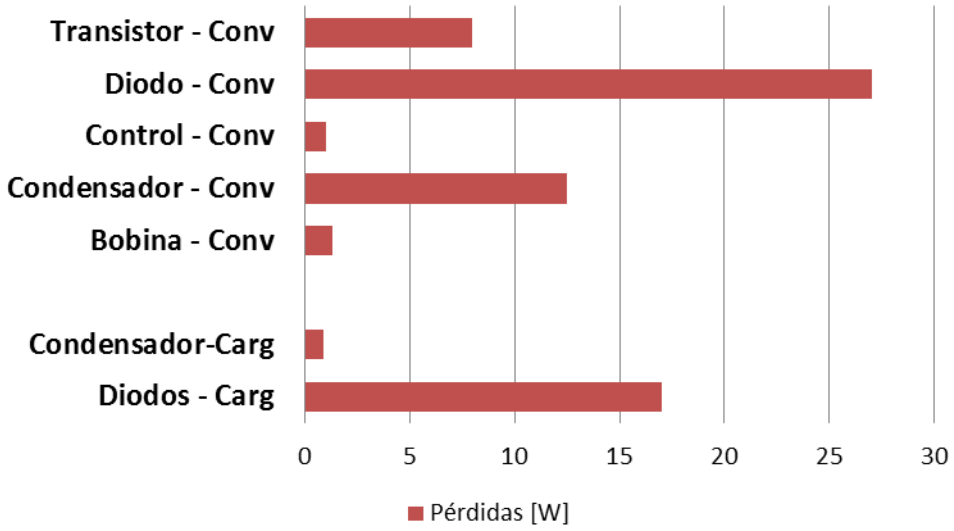
Adicionalmente, el empaquetado de este diodo puede soportar una temperatura máxima de 150 °C, para fines del cálculo del disipador se tomará una temperatura de 140 °C. Adicionalmente, el fabricante proporciona el dato de 1,5 °C/W como $R_{\Theta JC}$ y teniendo en cuenta la expresión (45) fue posible calcular que la resistencia térmica entre el disipador y el aire debe ser de máximo 13,5 °C/W.

Ahora bien, se evidencia que el disipador seleccionado para el Mosfet, de referencia WA-T220-101E-ND, cumple las necesidades de disipación del diodo ya que cuenta con una resistencia térmica de 8 °C/W.

A.4 Eficiencia

Acorde al estudio de pérdidas para el diseño térmico descrito anteriormente es posible realizar una consolidación de las pérdidas de potencia en cada elemento, las cuales se ilustran en la Figura A-5.

Figura A-5: Pérdidas de potencia en el cargador

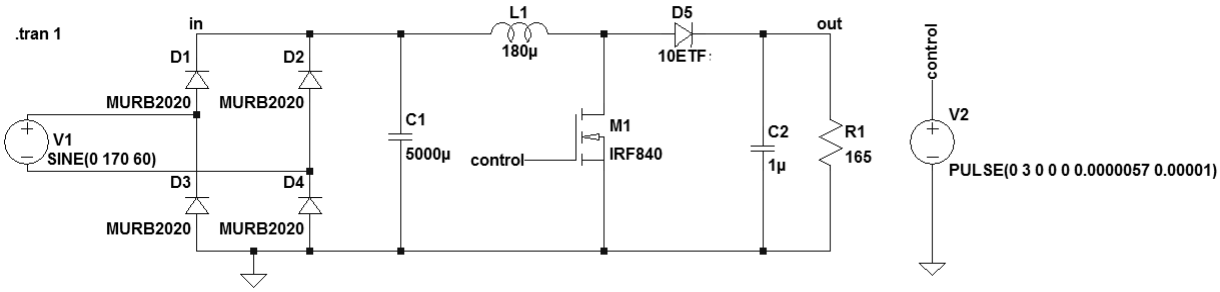


Por lo tanto, es posible concluir que el cargador tiene una eficiencia teórica del 88% correspondiente a 68 W de pérdidas.

A.5 Simulación

Finalmente, con el fin de validar el diseño del cargador se realizó la simulación del mismo. Para esto se utilizó la herramienta LTspice IV versión 4.18b, el cual es un software de alto desempeño basado en Spice, desarrollado por *Linear Technology.* La Figura A-6 ilustra el esquemático del cargador simulado.

Figura A-6: Esquemático del cargador



Es de mencionar que el software no tiene ciertas librerías de elemento usados durante la simulación, por lo cual se realizaron los modelos con base en la hoja de datos de cada uno. Para el caso del circuito de control se emuló por medio de una fuente de pulsos. De esta manera se obtuvo las formas de ondas del rectificador y del elevador, comprobando y validando el diseño. Las figuras A-7 y A-8 ilustran dichas simulaciones.

Figura A-7: Simulación de la rectificación

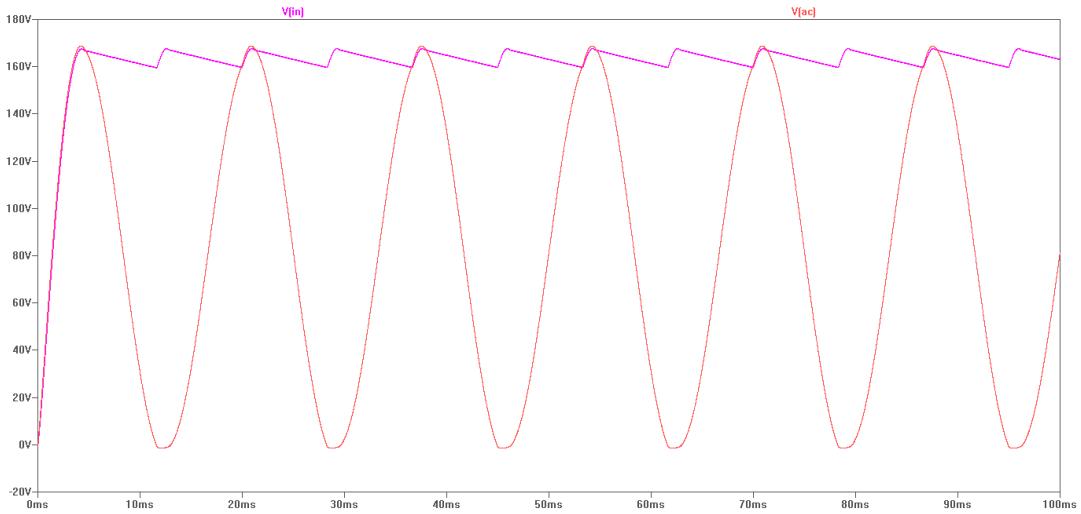
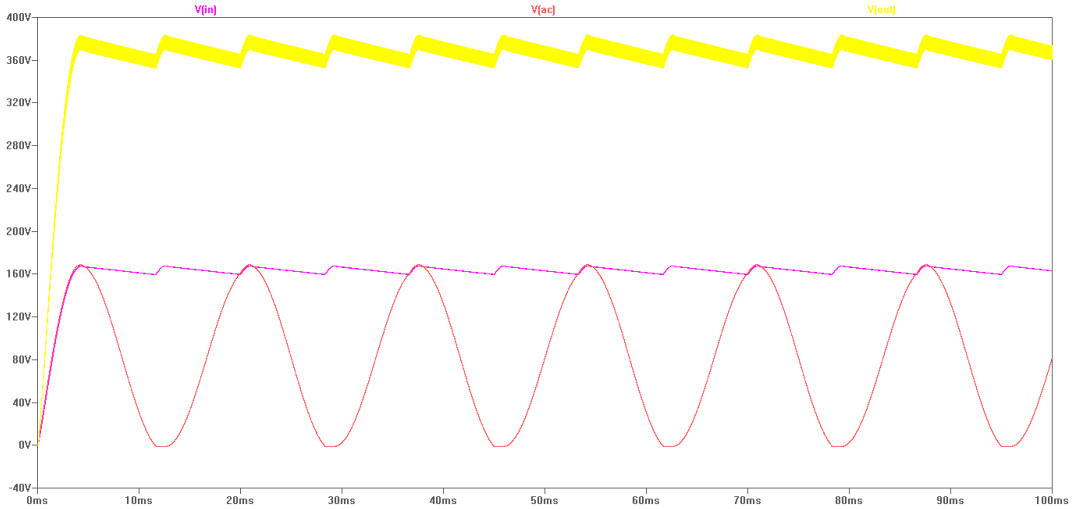


Figura A-8: Simulación de la elevación



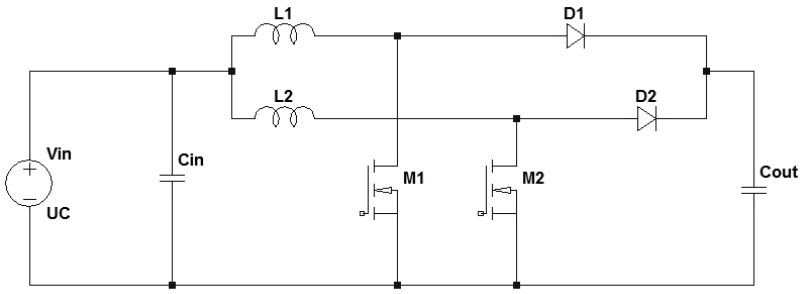
B. Anexo: Prototipo de dos fases con bobinas desacopladas

Como parte de la validación de los diseños realizados en el capítulo 5.2 este anexo ilustra el diseño e implementación de un convertidor intercalado de dos fases usando bobinas desacopladas.

B.1 Diseño

La Figura B-1 ilustra el esquemático del primer prototipo. Este circuito tendrá una alimentación dentro de un rango de 15 a 7 Voltios y una tensión de salida de 12 V alimentando una carga de 100W.

Figura B-1: Esquemático del prototipo A



Como se observó anteriormente, la gran propiedad de este convertidor es la habilidad para distribuir la totalidad de la corriente por cada una de las fases. De esta manera, la corriente promedio por cada fase se expresa como (Texas Instruments, 2008):

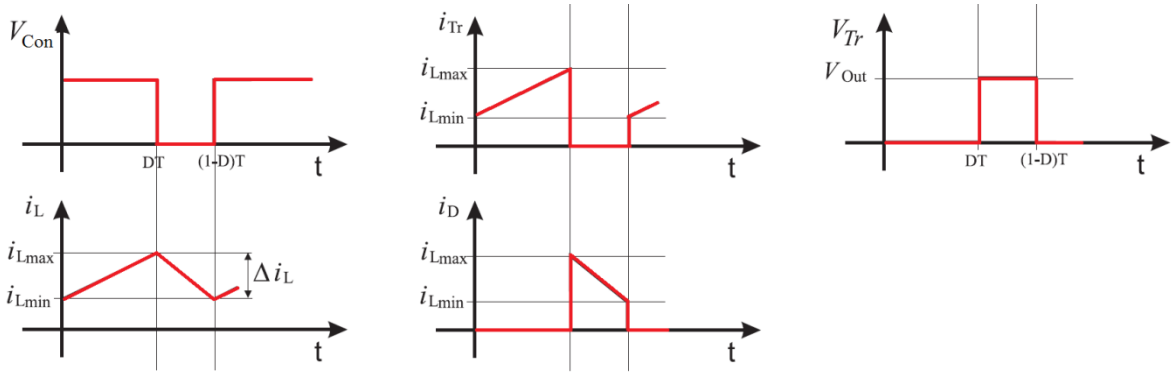
$$I_{avg} = \frac{I_{out}}{n.(1-D)} \tag{51}$$

Donde, I_{out} es la corriente de salida del convertidor (8,33 A), *n* es el número de fases (2) y *D* es el valor de ciclo útil (0 – 0,416). Por lo tanto, es posible inferir que la máxima corriente promedio que circulará por cada fase es de 7,14 A. Adicionalmente, es posible estimar la corriente pico por cada fase a partir de la siguiente expresión:

$$I_{peak} = I_{avg} + \frac{\Delta I}{2} \tag{52}$$

Donde, ΔI el 5% de la corriente promedio (máximo 0,357 A). Por lo tanto la corriente pico de cada fase tendrá un máximo valor de 7,32 A. Finalmente, para el correcto cálculo de cada componente es indispensable tener en cuenta cada una de las formas de onda de corrientes y tensiones en los componentes, las cuales se ilustran en la Figura B-2 (Ivanovic, 2011).

Figura B-2: Formas de onda



▪ Transistores

Ahora bien, conociendo que por cada fase circulará una corriente de máximo 7,32 A se procedió a buscar en el mercado un semiconductor de potencia acorde a las necesidades planteadas. Por lo tanto fue necesario tener en cuenta la Figura 4-9 donde se ilustra la comparación entre diferentes dispositivos de conmutación. De esta manera se puede concluir que para este prototipo la mejor opción es utilizar Mosfets ya que son adecuados para bajas potencias y de fácil acceso en el mercado.

En consecuencia, se seleccionó el transistor NTMFS4845N del fabricante ON Semiconductor, el cual es capaz de manejar hasta 30 V a una máxima corriente de 115 A, siendo su gran ventaja una muy baja resistencia durante el encendido (2,2 mΩ) (ON Semiconductor, 2012).

▪ Diodos

Por parte de los diodos, se seleccionó un diodo Schottky el cual tiene la gran ventaja de no presentar ninguna pérdida por conmutación, ya que debido a su juntura metal-semiconductor no presenta recuperación en inverso, que a diferencia de un diodo de propósito general son los causantes de las pérdidas por conmutación (Davis, 2011).

Por consiguiente, se seleccionó el diodo Schottky V12P10 del fabricante Vishay, este diodo ofrece unas características óptimas para la eficiencia del convertidor, ya que, además de suprimir las pérdidas por conmutación, ofrece una caída de tensión bastante pequeña: 0,43 V y es capaz de manejar una corriente de hasta 12 A y una máxima tensión de 100 V (Vishay, 2011).

▪ Circuito de control

Por parte del circuito de control y observando los requerimientos del sistema se seleccionó el chip de control de referencia LTC3862-2 del fabricante Linear Technology. Éste es un controlador de tensión y de corriente para convertidores elevadores de dos fases, tiene un rango de entrada entre 5,5 V y 36 V y puede controlar hasta 100 V de salida y entrega dos señales PWM desfasadas 180° entre sí (Linear, 2013).

Estas características lo hacen ideal para la implementación en los prototipos. Sin embargo, este chip solo puede operar en un rango de frecuencias de 75 kHz a 500 kHz, lo cual será evaluado para observar su viabilidad. Posterior a esta selección se procedió a evaluar y seleccionar las inductancias y capacitancias comparándolas con las pérdidas de potencia y la frecuencia de conmutación.

▪ Terminales

Con el fin de tener un estimativo más preciso de las pérdidas y por ende de la eficiencia del convertidor es necesario contemplar la resistencia interna de los terminales para el supercondensador y para la carga. De esta manera se seleccionó un terminal block de 5 mm de referencia KF301. Este terminal puede soportar una máxima tensión de 300 V a una corriente de 15A. Además presenta un aislamiento de 1500 V y cuenta con una resistencia interna de 2 mΩ. La Figura B-3 ilustra el terminal.

Figura B-3: Terminal KF301

▪ Bobinas

Como se ha observado en los anteriores cálculos de bobinas tanto en la primera aproximación del convertidor como en el elevador del cargador, la expresión para determinar el valor de la inductancia es:

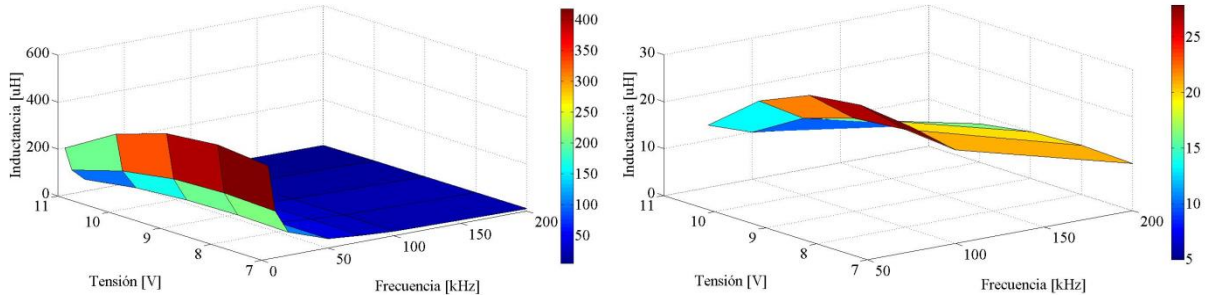
$$L = \frac{V_{in} \times D}{f_{sw} \times \Delta I_L} \tag{53}$$

Donde L es el valor de la inductancia de la bobina, V_{in} es la tensión de entrada, D es el ciclo útil de la señal de control del Mosfet, f_{sw} es la frecuencia de conmutación y ΔI_L es la variación de corriente a través de la bobina (Magnetics, 2009).

Ahora bien, conociendo que el ciclo útil está dentro de un rango de 0 a 0,41 y que ΔI_L esta dentro de un rango de 0,2 a 0,35 A, se realizó una serie de cálculos para obtener todo un rango de inductancias variando el clico útil dentro de su rango y evaluando diferentes valores de frecuencia de conmutación que van desde los 5 hasta los 200 kHz. De esta manera la Figura B-4 ilustra la inductancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia de conmutación, la gráfica de la izquierda muestra un rango

de frecuencias de 5 a 200 kHz y la gráfica de la derecha ilustra un rango entre 75 y 200 kHz acorde a las especificaciones del chip de control.

Figura B-4: Inductancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia



Como resultado es posible observar que al aumentar la frecuencia de conmutación la inductancia se reduce considerablemente, así mismo a medida que el supercondensador se descarga la inductancia requerida presenta un comportamiento parabólico.

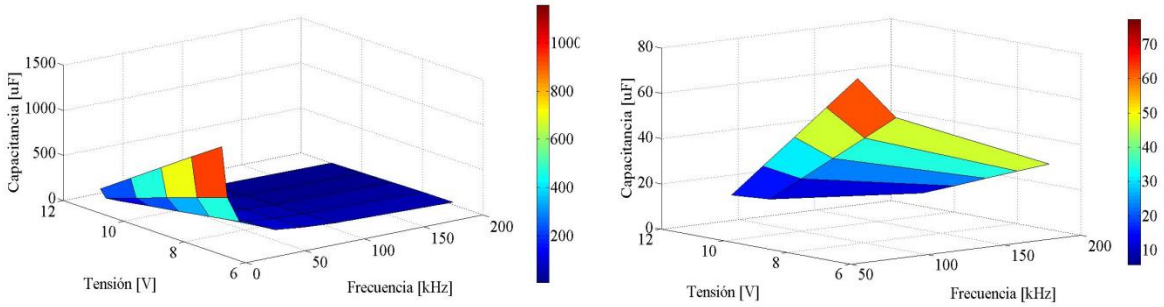
▪ Condensador de salida

En cuanto al cálculo de la capacitancia del condensador de salida se utilizó la siguiente expresión:

$$C = \frac{I_C \times D}{f_{sw} \times \Delta V_{out}} \tag{54}$$

Donde *C* es el valor de la capacitancia, I_C es la corriente sobre el condensador, *D* es el ciclo útil de la señal de control, f_{sw}es la frecuencia de conmutación y ΔV_{out} es la variación de tensión sobre el condensador (Sartori et al, 2009). Al igual que en el caso de las bobinas, con esta expresión y los diferentes valores de ciclo útil y de frecuencia de conmutación se calcularon los diferentes valores de capacitancia ilustrados en la Figura B-5.

Figura B-5: Capacitancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia



Observando estas graficas es posible observar que a medida que se descarga el supercondensador es necesaria una capacitancia más alta, de la misma manera a medida que la frecuencia de conmutación aumenta la capacitancia requerida se reduce.

▪ Análisis de pérdidas de potencia

Como se había demostrado anteriormente en la sección 4.3.3, las pérdidas de potencia se expresan como la suma de las pérdidas por conducción y las pérdidas por conmutación, como se ilustra a continuación:

$$P_{loss} = P_{con} + P_{sw} \tag{55}$$

Dónde,

$$P_{con} = P_{UC(ESR)} + P_{L(ESR)} + P_{MOS(Ron)} + P_{D(Vd)} + P_{C(ESR)} \tag{56}$$

Donde $P_{UC\ (ESR)}$ es la pérdida de potencia en el supercondensador, causados por la disipación de la resistencia parasita que presenta, $P_{L\ (ESR)}$ corresponde a las pérdidas de la resistencia del cobre de la inductancia, $P_{MOS\ (Ron)}$es la pérdida de potencia en el Mosfet correspondiente a la disipación de la resistencia interna del transistor cuando se encuentra encendido - *Ron*, $P_{D(Vd)}$ es la pérdida de potencia por la caída de tensión del diodo y $P_{C(ESR)}$ es la pérdida de potencia en la resistencia interna del condensador (Thomas, 2008).

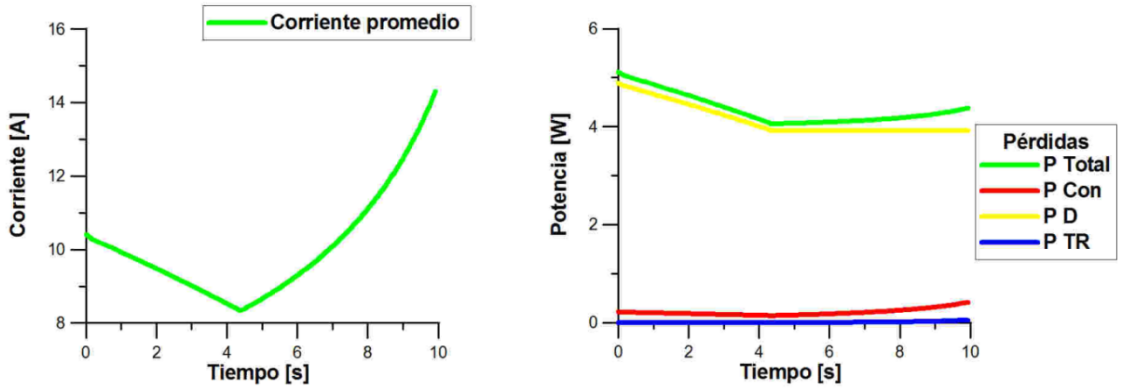
De esta manera, inicialmente podemos calcular las pérdidas de potencia por conducción de los elementos ya seleccionados, es decir del supercondensador, los diodos y los transistores. Para el caso de las bobinas y los condensadores el cálculo es más complejo puesto que cada valor de resistencia es diferente al cambiar el valor de inductancia o capacitancia. Por consiguiente, las pérdidas de potencia por conducción del supercondensador, los transistores y los diodos se expresan a continuación:

$$P_{con1} = R_{Con} \times I_{UCeff}{}^{2} + R_{ON} \times I_{T\mathrm{Re}ff}{}^{2} + V_{D} \times I_{Davg} \tag{57}$$

Dónde R_{Con} es la resistencia interna de los cuatro terminales del prototipo (8 mΩ), I_{UCeff} es la corriente RMS que entrega el supercondensador durante toda la descarga (10,63 A), R_{ON} es la resistencia del Mosfet durante el encendido (2,9 mΩ), I_{TReff} es la corriente eficaz que circula por el transistor (0,99 A), V_D es la caída del diodo (0,43 V) e I_{Davg} es la corriente promedio que circula por el diodo (4,3 A). Ahora bien, para este cálculo es necesario tener en cuenta que al existir una descarga continua de tensión, la corriente no será constante, por lo tanto la Figura B-6 - izquierda ilustra que al existir una carga de un mismo valor para este caso 1,44 Ω, la corriente inicialmente decrece hasta el momento en el que el convertidor empieza a conmutar.

De esta manera, las pérdidas por conducción en estos elementos se pueden ilustrar en la Figura B-6 - derecha, donde es posible observar que los mayores aportantes de pérdidas por conducción son los diodos. Por lo tanto, al realizar un promedio de todas las pérdidas por conducción durante la descarga se puede concluir que su valor es de 4,3 W. Además, es de mencionar que estas pérdidas son altas ya que se está manejando una alta corriente en comparación de la potencia entregada.

Figura B-6: Curva de corriente promedio durante la descarga y pérdidas por conducción



Por otra parte, las pérdidas por conmutación se expresan de la siguiente manera:

$$P_{sw} = P_{iss} + P_{Tsw} + P_{oss} + P_{Tdiode} + P_{core} \tag{58}$$

Dónde P_{iss} es la pérdida de potencia en el terminal *Gate* del Mosfet debido al control del mismo, P_{Tsw} es el promedio de las pérdidas por procesos de transición (encendido y apagado) del Mosfet, P_{oss} son las pérdidas debidas a la descarga de las capacitancias parasitas del Mosfet, P_{Tdiode}es la potencia disipada en el diodo por las corrientes de recuperación en inverso (que para este son nulas al usar diodos Schottky) y P_{core} son las pérdidas del núcleo de las bobinas por histéresis y corrientes de Eddy (Van den Bossche, 2006).

Ahora bien, como conclusión del primer análisis de pérdidas realizado en la sección 4.3.3 se obtuvo que los mayores aportantes de pérdidas por conmutación son los transistores y los diodos. De esta manera, y ya que son los elementos ya seleccionados, se procederá a evaluar las pérdidas y frecuencias de conmutación con los transistores. De esta manera sabiendo que:

$$P_{iss} = C_{iss} \times V_{cg}^{\ 2} \times f_{sw} \tag{59}$$

Donde, P_{iss} son las pérdidas en el terminal *gate,* C_{iss} es la capacitancia equivalente de entrada (3,7 nF), V_{cg} es la tensión suministrada en el *gate* (1,8 V) y f_{sw} es la frecuencia de conmutación (Thomas, 2008). Además,

$$P_{oss} = \frac{C_{oss}}{2} \times V_{tr}^{\ 2} \times f_{sw} \tag{60}$$

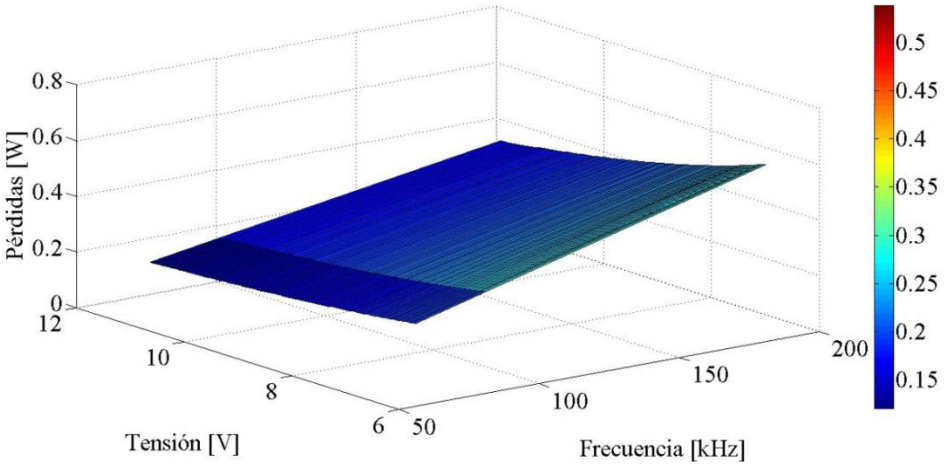
Donde, P_{oss} son las pérdidas durante el proceso de descarga de la capacitancia de salida, C_{oss} es la capacitancia equivalente de salida (650 pF), V_{tr} es la tensión de salida del elevador (12 V) y f_{sw} es la frecuencia de conmutación. Finalmente,

$$P_{Tsw} = (t_r \times I_{L\max} + t_f \times I_{L\min}) \times \frac{V_{out}}{4} \times f_{sw} \tag{61}$$

Donde, P_{Tsw} son las pérdidas que ocurren durante el proceso de transición de la conmutación del Mosfet, t_r es el tiempo de ascenso en la conmutación (48,4 ns), I_{Lmax}es la corriente máxima que circula por la bobina (7,32 A), t_f es el tiempo de descenso (12,2 ns), I_{Lmin} es la corriente mínima que circula por la bobina (6,96 A), V_{out}es la tensión de salida del elevador y f_{sw} es la frecuencia de conmutación.

Por lo tanto las pérdidas por conmutación en el transistor en función de la frecuencia se describen en la Figura B-7.

Figura B-7: Pérdidas por conmutación en el transistor

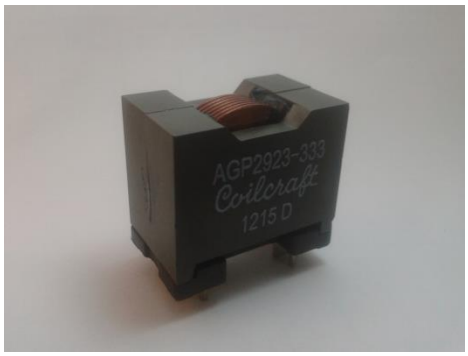


Teniendo en cuenta este análisis, es posible observar que a medida que se descarga el supercondensador las pérdidas aumentan, así mismo cuando la frecuencia de conmutación aumenta las pérdidas aumentan. Sin embargo, dicho aumento no es tan significativo en comparación con las pérdidas por conducción. Por lo tanto, se procedió a buscar las inductancias y capacitancias que cumplan con los requerimientos.

No obstante, los condensadores presentan un rango amplio de valores y características, mientras que las bobinas no, siendo estas el punto crítico del diseño y las que determinan los valores de frecuencia y por ende las pérdidas, ya que bobinas a estos valores de corriente no son de fácil acceso en el mercado.

Por lo tanto, se contactó al fabricante Coilcraft, el cual tiene la línea AGP2923 diseñada para altas corrientes, altas temperaturas y bajas pérdidas (Coilcraft, 2011). Esta línea de bobinas presenta la misma resistencia interna, el mismo volumen y masa para diferentes valores de inductancia, por lo tanto se seleccionó la bobina AGP2923-333KL debido a que es la que presenta mayor inductancia. Esta bobina presenta una inductancia de 33 µH, una resistencia de 2,3 mΩ y tiene una corriente de saturación de 10,3 A. La Figura B-8 ilustra la bobina AGP2923-333KL.

Figura B-8: Bobina AGP2923-333KL



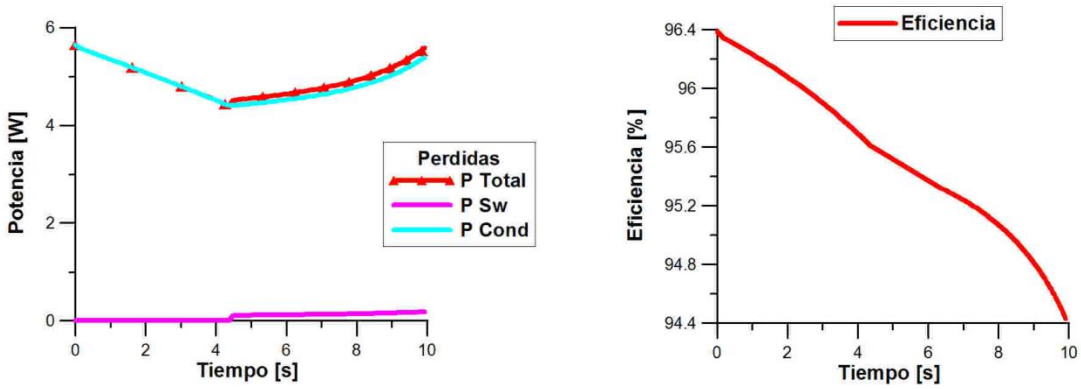
Ahora bien, tomando como referencia la Figura B-4 donde se tiene todo el rango de inductancias en función de la tensión y la frecuencia de conmutación, es posible concluir que la frecuencia de conmutación mínima para que se cumplan los requerimientos debe ser de 75 kHz.

Concluyendo, los elementos para el prototipo son los siguientes:

- 2 Transistores Mosfet NTMFS4845N
- 2 Diodos Schottky V12p10
- 2 bobinas AGP2923-333KL de 33 μH
- 1 Condensador de 200 μF a 25 V
- 1 Condensador de 100 μF a 25 V
- 1 Chip de control LTC3862-2

Habiendo definido todos los elementos, se procedió a calcular la totalidad de pérdidas, concluyendo así que las pérdidas por conducción son mucho mayores a las de conmutación debido a que se está circulando una corriente alta. Adicionalmente, en promedio el convertidor tendrá 5,46 W pérdidas correspondientes al 94,8% de eficiencia total, como se ilustra en la Figura B-9.

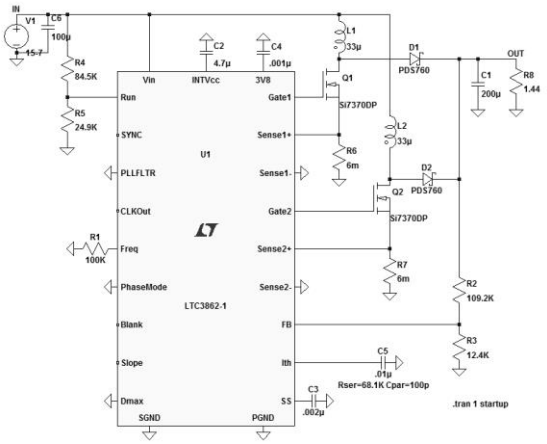
Figura B-9: Pérdidas totales y eficiencia del prototipo



B.2 Simulación

Ahora bien, con el fin de validar el diseño del prototipo A se realizó la simulación del mismo. Para esto se utilizó la herramienta LTspice IV versión 4.18b desarrollado por *Linear Technology.* La Figura B-10 ilustra el esquemático del prototipo A simulado.

Figura B-10: Esquemático del prototipo A



De esta manera, las figuras B-11 y B-12 ilustran las formas de onda del prototipo, en las cuales se puede observar como la tensión de salida se mantiene en los 12 V, sin embargo se aleja un poco de la realidad ya que la tensión del supercondensador no percibe ningún rizado.

Figura B-11: Tensión de entrada y de salida del prototipo A

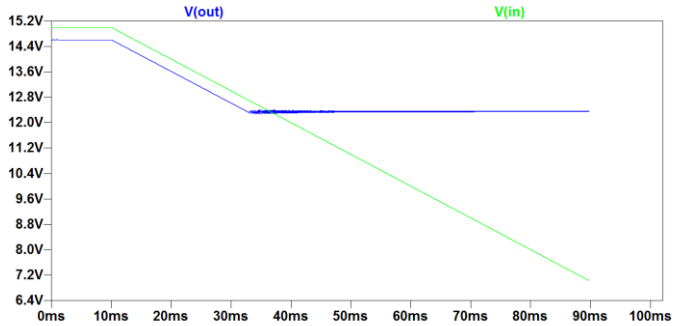
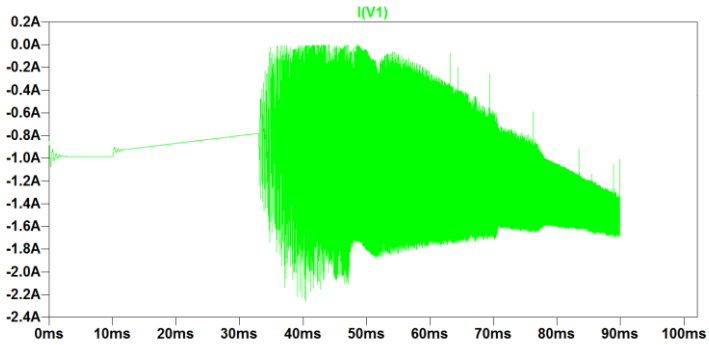


Figura B-12: Corriente de entrada del prototipo A



B.3 Diseño del PCB

Para el diseño del PCB del prototipo se utilizó el software KICAD, el cual es una herramienta de libre acceso usada para el diseño de circuitos impresos de forma sencilla e intuitiva. Este software ofrece la ventaja de poder diseñar cada empaquetado que no se encuentre dentro de su librería. De esta manera, la Figura B-13 ilustra el PCB diseñado en KICAD y el PCB ya fabricado y la Figura B-14 ilustra el prototipo soldado y terminado.

Figura B-13: PCB diseñado y fabricado del prototipo A

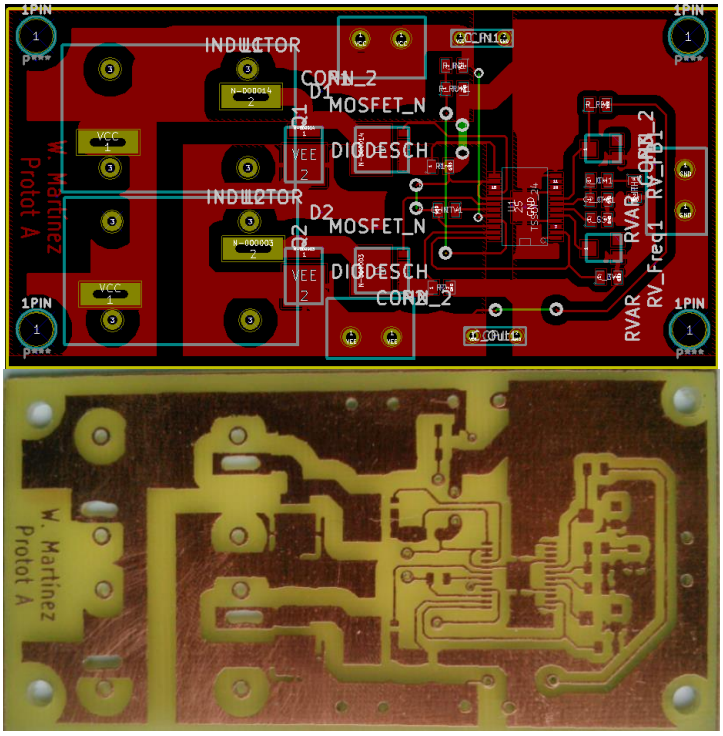
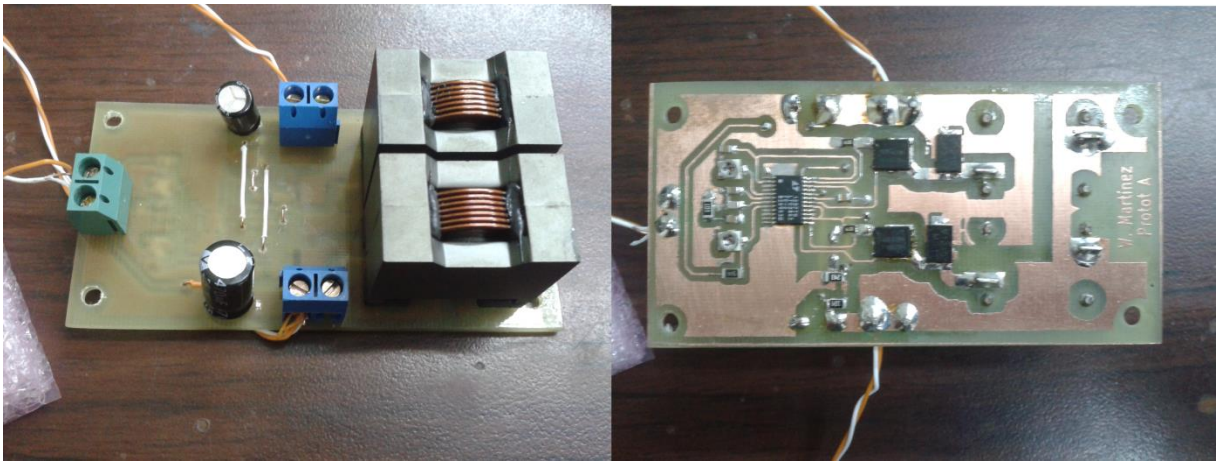


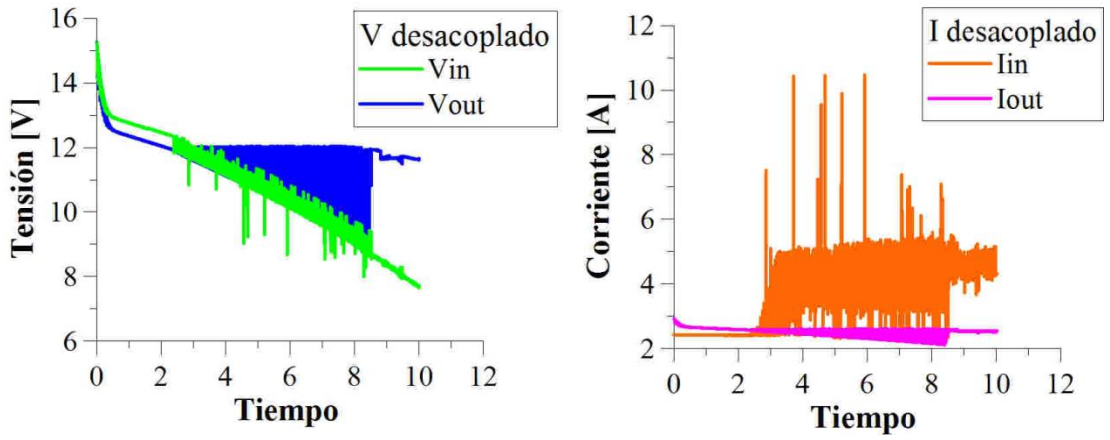
Figura B-14: Prototipo A terminado



B.4 Pruebas del prototipo A

Con el fin de comprobar el diseño de una manera experimental, se realizaron varias pruebas de descarga y se midieron corrientes y tensiones para medir la eficiencia total del prototipo. Esta medición se realizó por medio de tarjetas de adquisición NI 6882 del Laboratorio de Electrónica y Labjack U6 del Laboratorio de Geofísica de la Universidad Nacional de Colombia. De esta manera se obtuvieron las gráficas ilustradas en la Figura B-15.

Figura B-15: Formas de onda del prototipo A



Finalmente, se computaron estos datos y se obtuvo que la eficiencia total del convertidor intercalado de 2 fases con bobinas no acopladas es del 84%.

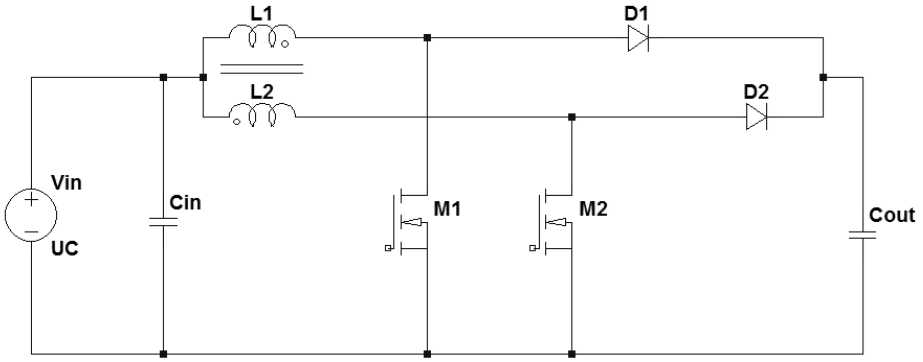
C. Anexo: Prototipo de dos fases con bobinas acopladas

Después de haber implementado el prototipo con bobinas desacopladas se procedió a realizar el diseño del prototipo con bobinas acopladas, con el fin de ilustrar las diferencias que existen en su operación.

C.1 Diseño

La Figura C-1 ilustra el esquemático del segundo prototipo, este circuito tendrá una alimentación dentro de un rango de 15 a 7 V y una tensión de salida de 12 V alimentando una carga de 100 W.

Figura C-1: Esquemático del prototipo B



Al igual que en el prototipo A, la corriente promedio por cada fase se expresa como (Texas Instruments, 2008):

$$I_{avg} = \frac{I_{out}}{n \times (1 - D)} \tag{62}$$

Donde, I_{out} es la corriente de salida del convertidor (8,33 A), *n* es el número de fases (2) y *D* es el valor de ciclo útil (0 – 0,416). Por lo tanto, es posible observar que la máxima corriente promedio que circulará por cada fase es de 7,14 A. Adicionalmente, es posible estimar la corriente pico por cada fase a partir de la siguiente expresión:

$$I_{peak} = I_{avg} + \frac{\Delta I}{2} \tag{63}$$

Donde, ΔI el 5% de la corriente promedio (máximo 0,357 A), por lo tanto la corriente pico por cada fase tendrá un máximo valor de 7,32 A. Ahora bien, al ser un prototipo bastante parecido al prototipo A, se seleccionaron los mismos transistores, diodos, conectores y el circuito de control. De esta manera, los elementos determinantes para este circuito son las bobinas y su acople magnético.

- ## Transistores

Al igual que en el prototipo de bobinas desacopladas se seleccionó el transistor NTMFS4845N del fabricante ON Semiconductor, el cual es capaz de manejar hasta 30 V a una máxima corriente de 115 A, siendo su gran ventaja una muy baja resistencia durante el encendido (2,2 mΩ) (ON Semiconductor, 2012).

- ## Diodos

Igualmente, se seleccionó el diodo Schottky V12P10 del fabricante Vishay, este diodo ofrece unas características óptimas para la eficiencia del convertidor, ya que, además de suprimir las pérdidas por conmutación, ofrece una caída de tensión bastante pequeña: 0,43 V y es capaz de manejar una corriente de hasta 12 A y una máxima tensión de 100 V (Vishay, 2011).

- ## Circuito de control

Por parte del circuito de control se seleccionó el chip de control de referencia LTC3862-2 del fabricante Linear Technology, el cual opera entre 75 y 500 kHz y se describe en el Anexo B.

- ## Terminales

Se utilizó el terminal block de 5 mm de referencia KF301.

- ## Bobinas

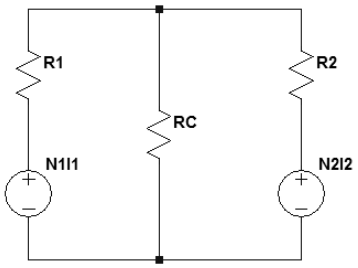
Para que exista el intercalamiento en el circuito y que funcione de manera adecuada, las dos bobinas deben presentar el mismo valor, adicionalmente para que exista un acople magnético deben compartir el miso flujo magnético y esto es posible mediante la fabricación de las bobinas dentro de un mismo núcleo. D esta manera, el cálculo del valor de la inductancia es diferente a los cálculos anteriores, como se observa a continuación:

$$L = \frac{V_{in} \times (M - 1)}{f_{sw} \times \Delta I_L \times (1 + k)} \tag{64}$$

Donde *L* es el valor de la inductancia de la bobina, V_{in} es la tensión de entrada, *M* es el factor de elevación (1 – 1,71), f_{sw} es la frecuencia de conmutación, ΔI_L es la variación de corriente a través de la bobina, la cual se determinó en un 5% y *k* es el factor de acoplamiento (Hirakawa et al, 2009). Se decidió disponer las bobinas en acople inverso ya que esto ayuda a que el rizado se reduzca.

Ahora bien, para este prototipo se dispuso de un núcleo de ferrita tipo EE de referencia EE34. Este núcleo soporta una potencia de hasta 100 W y sus dimensiones son adecuadas para el prototipo, adicionalmente es de fácil acceso (CWS, 2002). Teniendo las características del núcleo es posible calcular las reluctancias magnéticas del mismo, la Figura C-2 ilustra el circuito magnético con las reluctancias y las FEM.

Figura C-2: Circuito magnético de un núcleo EE



De esta forma fue posible calcular las respectivas reluctancias a partir de la siguiente expresión:

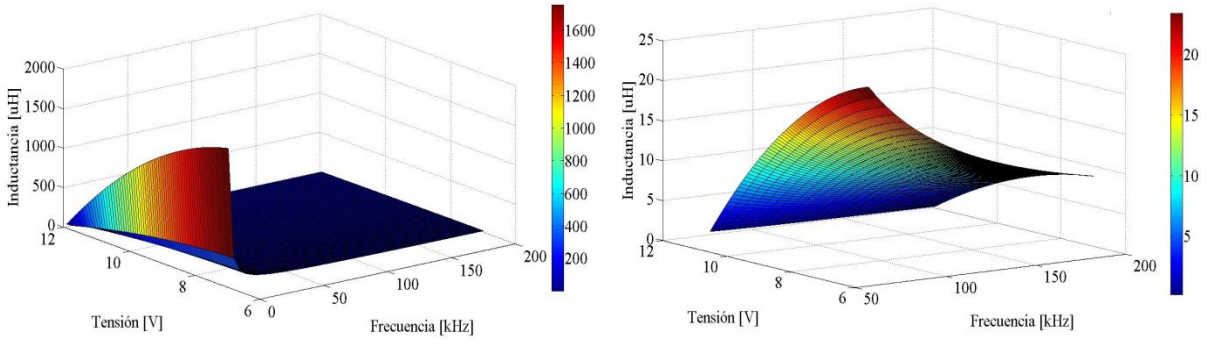
$$R = \frac{l}{\mu \times A} \tag{65}$$

Donde, *R* es el valor de la reluctancia, *l* es la longitud del brazo del núcleo, μ es el valor de la permeabilidad magnética del vacío multiplicada por la permeabilidad magnética relativa de la ferrita ($2000\mu_0$) y *A* es el área transversal del brazo. De esta manera el centro del núcleo tiene una reluctancia de 13,2 MH^{-1} y cada uno de los brazos 474,2 kH^{-1}, de esta manera se pudo calcular el coeficiente de acoplamiento a partir de la siguiente expresión resultado de todo un análisis circuital descrito en (Wang, 2009).

$$k = \frac{R_c}{R_2} \tag{66}$$

Por lo tanto, es posible concluir que con este núcleo de ferrita tipo E se obtiene un acoplamiento total, ya que en flujo magnético circula solo por la parte exterior del núcleo, siendo compartido por las dos bobinas. En consecuencia, se procedió a calcular la inductancia en función de la frecuencia de conmutación y de la tensión. La Figura C-3 ilustra dichos valores, la gráfica de la izquierda muestra un rango de frecuencias de 20 kHz a 200 kHz, mientras que la gráfica de la derecha muestra un rango de 75 kHz a 200 kHz.

Figura C-3: Inductancia en función de la tensión de entrada y la frecuencia



Como resultado es posible observar que al aumentar la frecuencia de conmutación la inductancia se reduce censurablemente, así mismo a medida que la tensión se reduce la inductancia requerida presenta un comportamiento parabólico. Posterior a esto, se evaluarán las pérdidas de potencia y se seleccionará la frecuencia adecuada.

Teniendo en cuenta el diseño del convertidor de 100 kW, las frecuencias bajas son las más adecuadas cuando existe un acoplamiento magnético. Por lo tanto, en este caso quien determina la frecuencia de conmutación es el circuito de control, el cual sólo opera desde los 75 kHz, siendo esta frecuencia la seleccionada para el prototipo.

De esta manera, la inductancia requerida para cada bobina es de 23 μH y teniendo en cuenta la corriente circulante y las dimensiones del núcleo, se calcularon 4,6 vueltas para obtener dicha inductancia. Se utilizaron 16 cm de un conductor de cobre calibre AWG 16 los cuales a 75 kHz suman 2 $m\Omega$.

▪ Condensador de salida

Finalmente, para determinar el valor de la capacitancia del condensador de salida se utilizó la siguiente expresión:

$$C = \frac{I_C \times D}{f_{sw} \times \Delta V_{out}} \tag{67}$$

Donde *C* es el valor de la capacitancia, I_C es la corriente sobre el condensador, *D* es el ciclo útil de la señal de control, f_{sw}es la frecuencia de conmutación y ΔV_{out} es la variación de tensión sobre el condensador (Sartori et al, 2009). De esta manera a 75 kHz la capacitancia mínima requerida es de 78 uF.

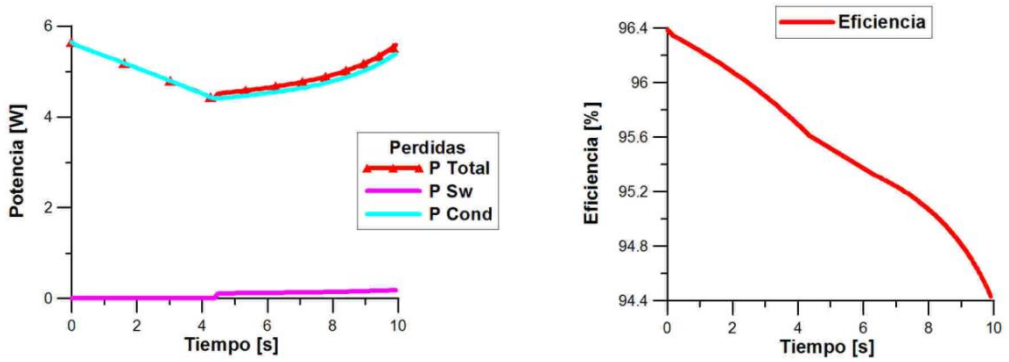
▪ Análisis de pérdidas de potencia

De esta manera y teniendo en cuenta el análisis de pérdidas de potencia en el Anexo B y utilizando los siguientes componentes:

- 2 Transistores Mosfet NTMFS4845N
- 2 Diodos Schottky V12p10
- 2 bobinas de 23 μH
- 1 Condensador de 200 μF a 25 V
- 1 Condensador de 100 μF a 25 V
- 1 Chip de control LTC3862-2

Se procedió a calcular la totalidad de pérdidas, concluyendo así que las pérdidas por conducción son mucho mayores a las de conmutación debido a que se está circulando una corriente alta. Adicionalmente, en promedio el convertidor tendrá 4,94 W pérdidas correspondientes al 95,33% de eficiencia total, como se ilustra en la Figura C-4.

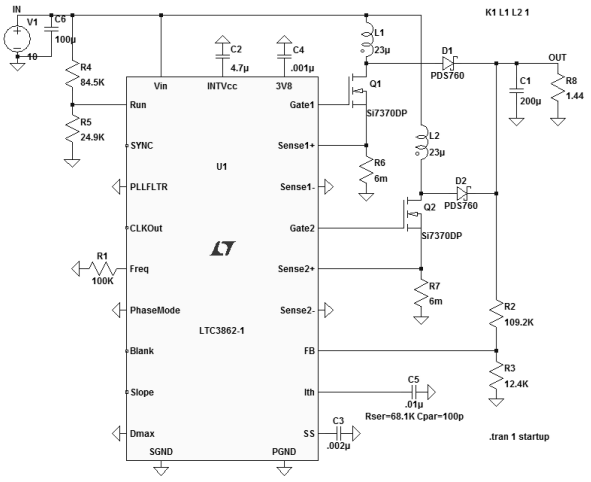
Figura C-4: Pérdidas totales y eficiencia del prototipo B



C.2 Simulación

Ahora bien, con el fin de validar el diseño del prototipo A se realizó la simulación del mismo. Para esto se utilizó la herramienta LTspice IV versión 4.18b desarrollado por *Linear Technology. La* Figura C-5 ilustra el esquemático del prototipo A simulado.

Figura C-5: Esquemático del prototipo B



De esta manera, las figuras C-6 y C-7 ilustran las formas de onda del prototipo, en las cuales se puede observar como la tensión de salida se mantiene en los 12 V, sin embargo se aleja un poco de la realidad ya que la tensión del supercondensador no percibe ningún rizado.

Figura C-6: Tensión de entrada y de salida del prototipo A

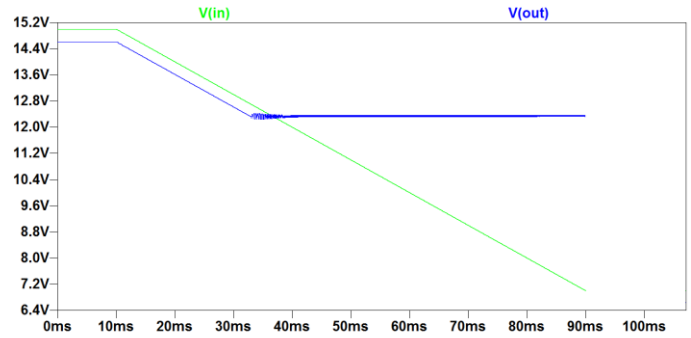
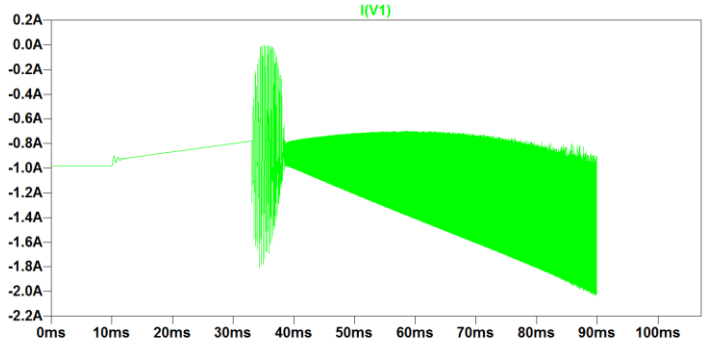


Figura C-7: Corriente de entrada del prototipo A



C.3 Diseño del PCB

Para el diseño del PCB del prototipo se utilizó el software KICAD, el cual es una herramienta de libre acceso usada para el diseño de circuitos impresos de forma sencilla e intuitiva. Este software ofrece la ventaja de poder diseñar cada empaquetado que no se encuentre dentro de su librería. De esta manera, la Figura C-8 ilustra el PCB diseñado en KICAD y el PCB ya fabricado y la Figura C-9 ilustra el prototipo soldado y terminado.

Figura C-8: PCB diseñado y fabricado del prototipo B

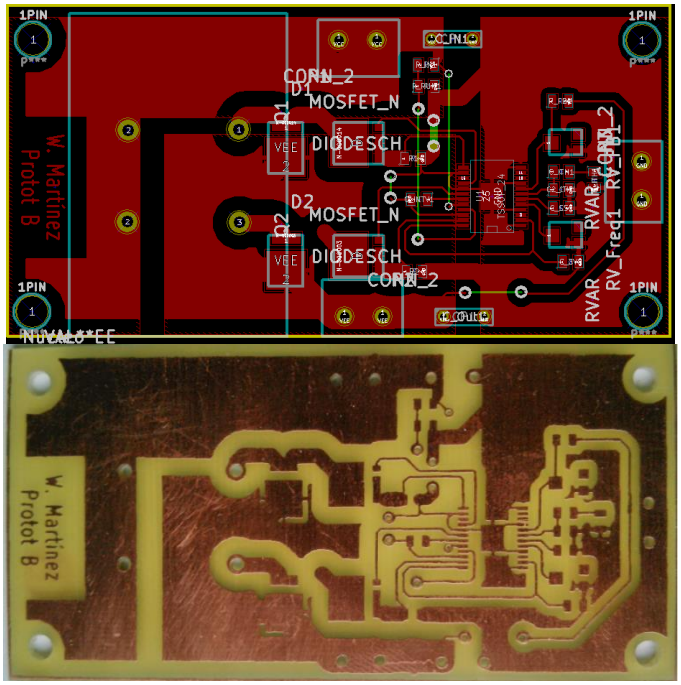
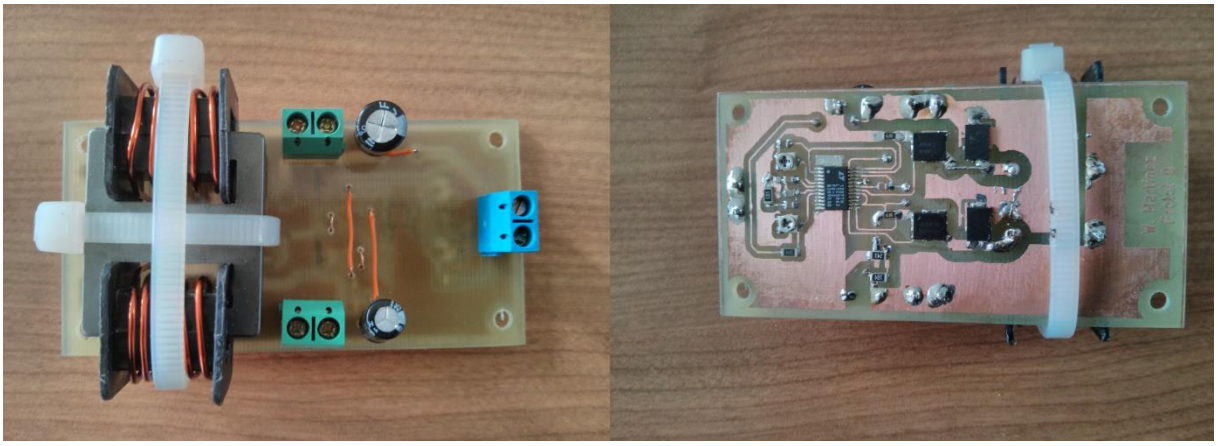


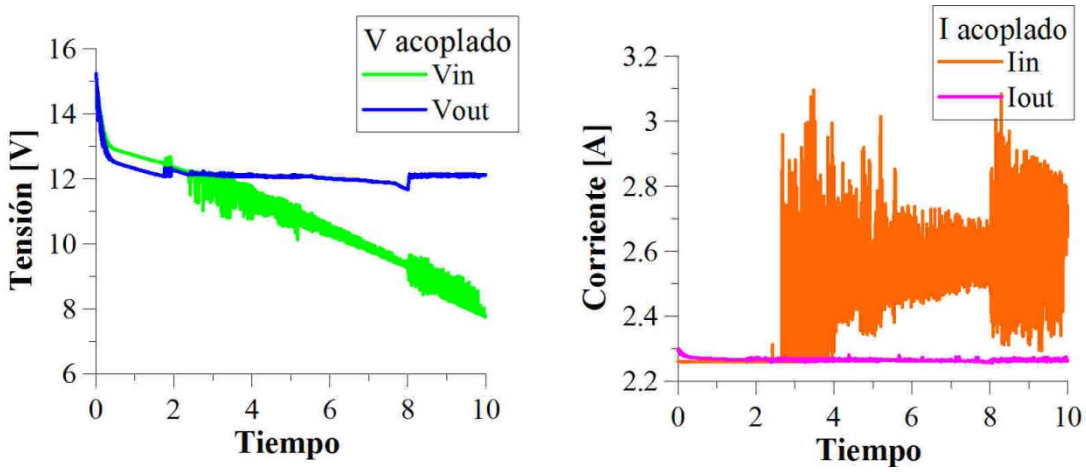
Figura C-9: Prototipo B terminado



C.4 Pruebas del prototipo B

Con el fin de comprobar el diseño de una manera experimental, se realizaron varias pruebas de descarga y se midieron corrientes y tensiones para medir la eficiencia total del prototipo. Esta medición se realizó por medio de tarjetas de adquisición NI 6882 del Laboratorio de Electrónica y Labjack U6 del Laboratorio de Geofísica de la Universidad Nacional de Colombia. De esta manera se obtuvieron las gráficas ilustradas en la Figura C-10.

Figura C-10: Formas de onda del prototipo B



Finalmente, se computaron estos datos y se obtuvo que la eficiencia total del convertidor intercalado de 2 fases con bobinas no acopladas es del 93%. En comparación con el convertidor con bobinas desacopladas se puede observar la gran diferencia en el rizado de tensión y de corriente, haciendo que el acoplamiento de bobinas sea exitoso para este tipo de aplicaciones.

Bibliografía

Aguilar, J. (2005). Electrónica de Potencia. *Manual Electrónico – Universidad de Jaen.* pp. 13-17.

Aharon, I. and Kuperman, A. (2011).Topological Overview of Powertrains for Battery-Powered Vehicles with Range Extenders. *IEEE transactions on power electronics, Vol 26, no. 3.*pp. 867 -870.

Ahmad, P. and Moschopoulos, G. (2012). A comparative study of a new ZCS dc–dc full-bridge boost converter with a ZVC active-clamp converter. *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 3.*pp 1347 – 1350.

Aparicio, F. (2011). Vehículo Eléctrico: Tipos, Barreras, Instituto Universitario de Investigación del Automóvil. *Instituto Univesitario de Investigación del Automóvil.* pp. 18 - 19.

Aroudi, A. (2001). Quasi-Periodic Route to Chaos in PWM Voltage-Controlled DC-DC Boost Converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I Fundamental Theory and Applications, Vol. 48, No. 8.* pp 1347 – 50.

Attaianese, C.; Nardi, V.; Parillo, F. and Tomasso, G. (2007). High Performances Supercapacitor Recovery System Including Power Factor Correction (PFC) For Elevators. European Conference on Power Electronics and Applications 2007. pp. 1 - 10.

Axelrod, Y.; Berkovich, Y. and Ioinovici, A. (2008). Switched capacitors/ switched-inductor structures for getting transformer less hybrid DC-DC PWM converters. *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 55, no. 2.* pp. 687-696.

Bertoluzzo, M.; Zabihi, N. and Buja, G. (2012). Overview on Battery Chargers for Plug-in Electric Vehicles. *15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe.* pp. 1-7.

Bryan, F. and Forsyth, A. (2012). A power dense DC-DC converter for a small electric vehicle. 6th *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012).* pp. 1-6.

Bossche, P.; Vergels, F.; Mierlo, J.; Matheys, J. and Autenboer, W. (2005). SUBAT: An assessment of sustainable battery technology. *Journal of Power Sources, Vol 162*. pp. 913-919.

Bonfiglio, C. and Roessler, W. (2009). A Cost Optimized Battery Management System with Active Cell Balancing for Lithium Ion Battery Stacks. *Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '09*. pp. 304-309.

Burke, A. (2007). Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. *Proceedings of the IEEE, Vol 95.* pp. 808-819.

Chan, C. and Wong, S. (2004). Electric Vehicles Charge Forward. *IEEE Power and Energy Magazine 6 (2)*, pp. 27-32.

Chapman, S. (2004). Instructor's Manual to accompany Electric Machinery Fundamentals, Fourth Edition. *McGraw-Hill, Inc*. pp. 1-225.

Coilcraft. (2013). Power Choke – L0451-AL, Document 573. pp.1.

Coilcraft. (2011). Power Inductors – AGP2923, Document 932-1. pp.1-2.

Cornell - CDE Cornell Dubilier. (2013). Long Life, Aluminum Electrolytic, Type SEK 105 ºC Radial Leaded Aluminum Electrolytic Capacitors. pp. 1-4.

CWS ByteMark. (2002). Type 77 Ferrite Material. *FERRITE 'E' CORES*. pp. 1-2.

Davis, S. (2011). Schottky Diodes: the old ones are good, the new ones are better. *DESIGN feature - Power Electronics Technology*. pp. 36-38.

Dixon, J.; Nakashima, I.; Arcos, E. and Artuzar, M. (2010). Electric vehicle using a combination of ultracapacitors and zebra battery. *IEEE transactions on industrial electronics, Vol 57*. pp. 943-947.

Dixon, J. (2010). Energy Storage for Electric Vehicles. *IEEE International Conference on industrial Technology - ICIT, Vol 57*. pp. 20-26.

DG ENV – European Commission. (2011). Comparative Life-Cycle Assessment of nickel-cadmium (NiCd) batteries used in Cordless Power Tools (CPTs) vs. their alternatives nickel-metal hydride (NiMH) and lithium-ion (Li-ion) batteries. *Final Report – bio intelligent service*. pp. 1-149.

Dodge, J. and Hess, J. (2002). IGBT Tutorial, Advanced Power Technology. *Application Note APT0201 Rev. B.* pp. 1-15.

Duvall, M. (2005). Battery Evaluation for Plug-In Hybrid Electric Vehicles. *Electric Power Research Institute*, pp. 338-343.

Eurostat - European Commission. (2009). Panorama of Transport. *Eurostat, statistical books*. pp. 3-5.

Ferroxcube. (2010). Datasheet U126/91/29. *U, I cores and accessories.* pp. 1-3.

Galera, V. (2002). Simulador Convertidores DC-DC. *Proyecto Final de Carrera, Escola Tecnica Superior d`Enginyeria.* pp 967 – 978.

Ganta, M.; Nirupa, P.; Akshitha, T. and Seyezhai, R. (2012). Simple And Efficient Implementation Of Two-Phase Interleaved Boost Converter For Renewable Energy Source. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering.* Vol 2 (4). pp. 676-681.

Gillespie, T. (1992). Fundamentals of vehicle dynamics, 1st Ed., *SAE International*, pp. 1-130.

Hart, D. (2001). Electrónica de Potencia. *Pearson Educación S.A.* Madrid. pp. 1-215.

Hashernnia, N. y Asaei, B. (2008). Comparative Study of Using Different Electric Motors in the Electric Vehicles. *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines.* pp. 1-3.

Hirakawa, M.; Nagano, M.; Watanabe, Y.; Andoh, K.; Nakatomi, S. and Hashino, S. (2009). High Power Density DC/DC Converter using the Close-Coupled Inductors. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, USA,* pp. 1760-1767.

Huang, A. (2010). Development and comparison of high-power semiconductor switches. *The Third International Power Electronics and Motion Control Conference.* pp. 70-78.

Hudartz, M. and Julander, M. (2008). Battery - Supercapacitor Energy Storage. *Master of Science Thesis in Electrical Engineering - CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.* pp 1-62.

Husain, I. (2003). Electric and Hybrid Vehicles-Design Fundamentals. *CRC Press, Taylor & Francis e-Library*. pp. 1-41.

IARC – International Agency for Research on Cancer. (2012). DIESEL ENGINE EXHAUST CARCINOGENIC. *World Health Organization. pp. 1-4.*

IEA - International Energy Agency. (2011). Technology Roadmap Electric and plug-in hybrid electric vehicles (EV/PHEV). pp. 1-14.

Imaoka, J.; Ishikura, Y.; Kawashima, T. and Yamamoto, M. (2011). Optimal Design Method for Interleaved Single-phase PFC Converter with Coupled Inductor. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. pp. 1807-1812.

Imbett, J. (2011). Diseño conceptual del tren de potencia de un vehículo eléctrico de alto desempeño y baja autonomía. *Tesis de Pregrado, Departamento de Ingeniería Mecánica, Universidad de los Andes.* pp. 1-47.

Ivanovic, Z.; Blanusa, B. and Knezic, M. (2011). Power Loss Model for Efficiency Improvement of Boost Converter. *XXIII International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies (ICAT), Vol 1.* pp. 1-6.

IXYS. (2010). High Power Diode Modules MDO 500. pp. 1-3.

IXYS. (2011). IGBT Module Single switch MIO 1800-17E10. pp. 1-6.

Jaganathan, S. and Gao, W. (2009). Battery Charging Power Electronics Converter and Control for Plug-in Hybrid Electric Vehicle. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE.* pp. 440 - 447.

Jung, D. (2002). Shield Ultracapacitor Strings from Overvoltage Yet Maintain Efficiency. *ELECTRONIC DESIGN - Design Application Components.* pp. 1-3.

Katsura, K. and Yamamoto, M. (2012). Optimal Stability Control Method for Transformer-Linked Three-Phase Boost Chopper Circuit. *IEEE - Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1082-1087.

Karami, H.; Masoomi, B. and Asadi R. (2009). Recovery of discarded sulfated lead-acid batteries by inverse charge. *Energy Conversion and Management, Vol 50 (4).*pp. 893-898.

Khaligh, A. and Li, Z. (2010). Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art. *IEEE Transactions on Vehicular Technolog*y. 59(6), pp. 2806-14.

Lai, J. and Peng, F. (2006). Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications.* Vol 32 (3). pp. 509-517.

Loughlin, M. (2010). An Interleaving PFC Pre-Regulator for High-Power Converters. *Texas Instrument Literature*. pp. 1-16.

Magnetics – Division of Spang & Company. (2009). Magnetic Cores for Switching Power Supplies. pp. 1-8.

Martinez, W.; Cortes, C. and Munoz, L. (2012). Sizing of Ultracapacitors and Batteries for a High Performance Electric Vehicle. *IEEE International Electric Vehicle Conference – IEVC,* pp. 1-6.

Martinez, W. and Cortes, C. (2012). Design a DC-DC converter for a High Performance Electric Vehicle. *IEEE International Conference on Connected Vehicles and Expo – ICCVE,* pp. 335-340.

Maxwell Technologies. (2010). Series: BPAK Power, 15 Volt Module. *BC BPAK Power Series 15v BOOSTCAP® Ultracapacitors.* pp. 1-4.

MinMinas – Ministerio de Minas y Energía – Republica de Colombia. (2009). RETIE – Reglamento Técnico de Instalaciones Eléctricas. *Actualización 2009.* pp. 212.

MinTransporte - Ministerio de Transporte – Republica de Colombia. (2010). Diagnóstico del Transporte. *Oficina asesora de Planeación -Grupo de planificación sectorial.* pp. 42-43.

Mishima, T.; Miyake, S. and Nakaoka, M. (2010). Practical evaluations of ZCS-PWM boost DC-DC converter with active edge-resonant cell using Si-IGBT/SiC-SBD hybrid power devices. *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010).* pp. 1-6.

Miyara, F. (2006). Electrónica III, DISIPACIÓN DE POTENCIA. *Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura. pp. 22.*

Miyara, F. (2002). Electrónica III, RECTIFICACIÓN. *Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura. pp. 28.*

Mohan, N.; Undeland, T. and Robbins, W. (2203). Power Electronics Converters, Applications and Design 3rd Ed. *John Wiley & Sons, inc.* pp. 792.

Ngai-Man Ho, C.; Breuninger, H.; Pettersson, S.; Escobar, G.; Serpa, L. and Coccia, A. (2012). Practical Design and Implementation Procedure of an Interleaved Boost Converter Using SiC Diodes for PV Applications. *IEEE transactions on power electronics, vol. 27, no. 6, june 2012.* pp. 2835 – 2845.

National Instruments. (2012). NI 9227 Módulo de Entrada de Corriente de la Serie C de 4 Canales. *Hoja de especificaciones. pp. 1.*

National Instruments. (2012). NI 9225 Módulo de Entrada Analógica de 300 Vrms de 3 Canales. *Hoja de especificaciones. pp. 1.*

Nesscap, Co., Ltd. (2011). USER MANUAL Nesscap 125V 62F Module - Part Number: EMHSR-0062C0-125R0S. pp. 1-12.

Oswal, M.; Paul, J. and Zhao, R. (2010). A comparative study of Lithium-Ion Batteries. *University of Southern California. pp. 1-23.*

Otálvaro, J. (2012). Powertrain Integration Design for a High-Performance Electric Vehicle. *Degree project Universidad de Los Andes.* p. 41.

Panda, S.; Mishra, A. and Srinivas, B. (2009). Control of Voltage Source Inverters using PWM/SVPWM for Adjustable Speed Drive Applications. *Department of Electrical Engineering National Institute of Technology Rourkela, Rourkela – 769008.* pp. 43.

Park, N. and Hyun, D. (2009). IBC Using a Single Resonant Inductor for High-Power Applications. IEEE Trans. Ind. Electronics. Vol. 56 (5). pp. 1522–1530.

Patil, A.; Patil, V.; Wook, D.; Choi, J.; Paik, D.; and Yoon, S. (2008). Issue and challenges facing rechargeable thin film lithium batteries. *Mater Res Bull*: 43(8-9), pp. 1913-42.

Perez, G. (2002). Desarrollo y medio ambiente: una mirada a Colombia. Fundación Universidad Autónoma de Colombia. pp. 84-85.

Quian, W.; Fang, Z.; Peng, M. and Tolbert. L. (2009). 3X DC-DC Multiplier/Divider for HEV Systems. *Twenty-Fourth Annual IEEEApplied Power Electronics Conference and Exposition.* pp. 1109 – 1114.

Rajashekara, K. (1993). History of electric vehicles in General Motors. *Conference Record of the Industry Applications Society Annual Meeting.* Vol. 30, pp. 447- 449.

Rashid, M. (2001). Power Electronics Handbook. Ed. Academic Press. Canada. pp 1 – 217.

Riascos, J. (2011). Two hundred years of Colombian economic growth: The role of TFP. Latin American Journal of Economics. Vol 48 # 2. pp. 181 -198.

Roh, Y.; Moon, Y.; Gong, J. and Yoo, C. (2011). Active Power Factor Correction (PFC) Circuit With Resistor-Free Zero-Current Detection. *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 26 (2).* pp. 630 – 637.

Rosario, L. (2007). Power and Energy Management of Multiple Energy Storage Systems in Electric Vehicles. *PhD Thesis*. Department of Aerospace Power & Sensors Cranfield University, DCMT Shrivenham Swindon, Wiltshire, SN6 8LA, United Kingdom. pp. 1-276.

Rosolem, F.; Pessenti, G.; Junior, L.; dos Santos, G.; Frare, P.; Beck, R.; Arioli, V. and Lopes, H. (2010). Stationary lead-acid batteries maintenance management system. *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 32nd International.* pp. 1-8.

Rylko, M.; Hartnett, K.; Hayes, J. and Egan, M. (2009). Magnetic Material Selection for High Power High Frequency Inductors in DC-DC Converters. *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009.* pp. 2043 – 2049.

Saavedra, A. and Garcia, Alejandro. (2009). Caracterización y montaje de un supercondensador para el almacenamiento de energía del campo eléctrico. *Tesis de Pregrado – Universidad Nacional de Colombia.* pp. 1-52.

Sartori, H.; Hey, H. and Pinheiro, J. (2009). An optimum design of PFC Boost Converters. *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. Vol. 1*. pp. 1-10.

Sernia, P. and Walker, G. (2001). Multi-converter topology evaluation for connection of low voltage DC sources. *Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC'01, Perth*. pp. 495-500.

Scrosati, B. and Garche, J. (2010). Lithium batteries: Status, prospects and future. *Journal of Power Sources*: 195(9), pp. 2419-30.

Shumei, C.; Chen, L. and Liwei, V. (2008). Study on efficiency calculation model of induction motors for electric vehicle. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, VPPC ’08. pp. 1-5.

Thomas, W. (2008). Mosfet current source gate drivers, switching loss modeling and frequency dithering control for MHz switching frequency dc-dc converters. *Queen’s University Kingston, Ontario, Canada.* p. 211.

TI - Texas Instruments. (2009). UC3823 – High Speed PWM Controller. Unitrode Products from Texas Instruments. pp. 1 - 5.

TI - Texas Instruments. (2008). AN-1820 LM5032 Interleaved Boost Converter. Application Report. 1-11.

UNFCC –United Nations Framework Convention on Climate Change. (2010). NATIONAL GREENHOUSE GAS INVENTORIES. *UNFCCC RESOURCE GUIDE.* p. 31.

UQM. (2011) . UQM380 Brushless PM Motor/Generator. *HiTor® for electric, hybrid electric, and fuel cell powered vehicle.* pp. 1-5.

Van den Bossche, A, and Valchev, C. (2006). Modeling Ferrite Core Losses in Power Electronics. *International Review of Electrical Engineering, Vol 1*. pp. 16-23.

Van de Sype, D.; De Gusseme, K.; Ryckaert, W.; Van de Bossche, A. and Melkebeek, J. (2005). A single switch buck-boost converter with a high conversion ratio. *European Conference on Power Electronics and Applications*. pp. 1 -10. 2005.

VISHAY - Vishay Siliconix. (2011). IRF840A, SiHF840A, Product Datasheet. pp. 1 -9.

VISHAY - Vishay High Power Products. (2009). MURB2020CTPbF, MURB2020CT-1PbF, Product Datasheet. pp. 1 -7.

VISHAY - Vishay High Power Products. (2008). MURB2020CTPbF, MURB2020CT-1PbF, Product Datasheet. pp. 1 -7.

Wang, C. (2009). Investigation on Interleaved Boost Converters and Applications. Virginia Polytechnic Institute and State University. pp. 202.

Weinert, J.; Burke, A.F. and Wei, X. (2007). Lead-acid and lithium-ion batteries for the Chinese electric bike market and implications on future technology advancement, *Journal of Power Sources 172*, pp. 938–945.

Whittingham, M. (2004). Lithium Batteries and Cathodes, Chemical Reviews 104, *Department of Chemistry and Materials Science, State University of New York, Binghamton*. pp. 4271-4301

Wright, R.; Jamison, D. and Belt, J. (2002). Performance Testing of Selected Commercial Ultracapacitors. *12th International Seminar on Double Layer and Similar Energy Storage Devices. Vol 1*, pp. 512-524.

Zhender, G. (2011). Integrate Flat Wire Inductors in High Frequency, High Current Designs. Bourns Magnetics Products. p. 1.