UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS

CARRERA DE ELECTRICIDAD

TEMA:

"DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC/DC PARA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS AUXILIARES EN PARA VEHÍCULOS CONVERTIDOS A ELÉCTRICOS EN CIUDADES DE ALTURA."

Trabajo de Grado previo a la obtención del título de Ingeniero Eléctrico

Línea de investigación: Biotecnología, energía y recursos naturales renovables.

AUTOR:

Gustavo Joel Ibujés Guachagmira

DIRECTOR:

Ing. Isabel Marina Quinde Cuenca MSc.

Ibarra – Ecuador 2026

UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE
DIRECCIÓN DE BIBLIOTECA

AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN A FAVOR DE LA UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

1. IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

DATOS DE CONTACTO	
APELLIDOS Y NOMBRES:	Ibujés Guachagmira Gustavo Joel

DATOS DE LA OBRA	
TÍTULO:	Diseño de un convertidor DC/DC para alimentación de sistemas auxiliares en para vehículos convertidos a eléctricos en ciudades de altura.
AUTOR:	Ibujés Guachagmira Gustavo Joel
FECHA DE APROBACIÓN:	09/09/2026
PROGRAMA:	■ **PREGRADO** ☐ **POSGRADO**
TITULO POR EL QUE OPTA:	**Ingeniero Eléctrico**
DIRECTOR /ASESOR:	Ing. Isabel Marina Quinde Cuenca MSc. Ing. Francisco Roberto Naranjo Cobo MSc

2. CONSTANCIAS

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se la desarrolló, sin violar derechos de autor de terceros, por lo tanto, la obra es original y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que asume la responsabilidad sobre el contenido de la misma y saldrá en defensa de la Universidad en caso de reclamación por parte de terceros.

Ibarra, a los 09 días del mes de septiembre de 2026

EL AUTOR:

Validar únicamente en FirmaEC.
Firmado electrónicamente por:
GUSTAVO JOEL IBUJES GUACHAGMIRA

.....

Ibujes Guachagmira Gustavo Joel

CERTIFICADO DEL DIRECTOR DE TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR

Yo, Isabel Marina Quinde Cuenca en calidad de director del señor estudiante Ibujés Guachagmira Gustavo Joel certifico que ha culminado con las normas establecidas en la elaboración del Trabajo de Integración Curricular con el tema: "DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC/DC PARA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS AUXILIARES EN PARA VEHÍCULOS CONVERTIDOS A ELÉCTRICOS EN CIUDADES DE ALTURA."

Para la obtención del título de Ingeniero Eléctrico, aprobado la defensa, impresión y empastado.

Firmado digitalmente por ISABEL MARINA QUINDE CUENCA

.....

Ing. Isabel Marina Quinde Cuenca MSc.

DIRECTOR DE TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR

RESUMEN

La conversión de vehículos de combustión interna a eléctricos requiere una alimentación estable para la red auxiliar de 12 voltios, condición que puede verse comprometida en ciudades de altura por la reducción de la presión atmosférica, la menor densidad del aire y las variaciones térmicas asociadas. Esta investigación tuvo como propósito diseñar y evaluar un convertidor de corriente continua a corriente continua capaz de adaptar la energía de la batería principal a las necesidades del sistema auxiliar bajo dichas condiciones. Se aplicó un enfoque cuantitativo, documental y analítico, con diseño no experimental, mediante revisión técnica, formulación matemática, determinación de parámetros a partir de componentes y geometría reales del convertidor comercial, modelación eléctrica conmutada, implementación de un modelo térmico integrado dependiente de la altitud, y una lógica de protección basada en derating. Los resultados evidenciaron que, con el sistema de disipación original, la temperatura de unión del semiconductor supera su límite absoluto desde aproximadamente 1012 metros sobre el nivel del mar, alcanzando 198,05 grados Celsius a 3000 metros. Se propuso una modificación geométrica del disipador que incrementó el área efectiva de disipación en 93,3 por ciento, reduciendo la temperatura de unión en 42,82 grados Celsius bajo operación nominal y en 14,28 grados Celsius durante sobrecarga temporal, sin afectar la eficiencia del convertidor, estimada entre 86,79 y 86,89 por ciento. La comparación con una herramienta complementaria de análisis térmico evidenció que esta subestima significativamente el riesgo térmico al no considerar la altitud. Bajo la combinación simultánea de condiciones ambientales extremas, la propuesta resultó insuficiente, por lo que su validación experimental mediante un prototipo físico queda como trabajo futuro.

Palabras clave: Convertidor auxiliar, vehículo eléctrico, altitud, regulación, temperatura.

ABSTRACT

The conversion of internal combustion vehicles to electric vehicles requires a stable power supply for the 12-volt auxiliary network, a condition that can be compromised in high-altitude cities due to reduced atmospheric pressure, lower air density, and associated thermal variations. This research aimed to design and evaluate a direct current to direct current converter capable of adapting energy from the main battery to the needs of the auxiliary system under these conditions. A quantitative, documentary, and analytical approach was applied, with a non-experimental design, through technical review, mathematical formulation, parameter determination based on real components and geometry of the commercial converter, switched electrical modeling, implementation of an integrated thermal model dependent on altitude, and a protection logic based on derating. The results showed that, with the original heat sink, the semiconductor junction temperature exceeds its absolute limit from approximately 1012 meters above sea level, reaching 198.05 degrees Celsius at 3000 meters. A geometric modification of the heat sink was proposed, increasing the effective dissipation area by 93.3 percent, reducing the junction temperature by 42.82 degrees Celsius under nominal operation and by 14.28 degrees Celsius during temporary overload, without affecting converter efficiency, estimated between 86.79 and 86.89 percent. Comparison with a complementary thermal analysis tool showed that it significantly underestimates thermal risk by not accounting for altitude. Under the simultaneous combination of extreme environmental conditions, the proposal proved insufficient, leaving its experimental validation through a physical prototype as future work.

Keywords: Auxiliary converter, electric vehicle, altitude, regulation, temperature.

INDICE DE CONTENIDOS

RESUMEN....4
ABSTRACT....5
INDICE DE CONTENIDOS....6
INDICE DE FIGURAS....10
INDICE DE TABLAS....11
INTRODUCCIÓN....13
1.1. Problema de investigación.... 13
1.1.1. Problemática a investigar.... 13
1.2. Objetivos.... 14
1.2.1. Objetivo General.... 14
1.2.2. Objetivos específicos.... 14
1.3. Alcance y delimitación.... 14
1.4. Justificación.... 15
CAPÍTULO II....17
MARCO TEÓRICO....17
2.1. Antecedentes.... 17
2.2. Convertidor DC/DC auxiliar en vehículos eléctricos convertidos.... 18
2.3. Arquitectura eléctrica del vehículo convertido y red auxiliar de baja tensión.... 19
2.4. Convertidores DC/DC aplicados a la alimentación auxiliar.... 22
2.4.1. Clasificación general de los convertidores DC/DC.... 22
2.4.2. Convertidores DC/DC no aislados.... 22
2.4.3. Convertidores DC/DC aislados.... 23
2.5. Criterios de diseño del convertidor auxiliar.... 25
2.5.1. Criterios eléctricos: rizado, regulación y eficiencia.... 26
2.5.2. Selección de topología según carga auxiliar.... 27
2.5.3. Semiconductores y elementos magnéticos.... 28
2.6. Cargas auxiliares y requerimientos de suministro estable.... 29
2.6.1. Iluminación y señalización.... 29
2.6.2. Cargas de confort y climatización.... 29
2.6.3. Sistemas de monitoreo y electrónica de control.... 30
2.7. Efectos de la altura y la variación térmica en convertidores DC/DC.... 31

2.7.1. Reducción de densidad del aire, enfriamiento y derating térmico.... 31

2.8. Seguridad, aislamiento e integración vehicular 33

2.8.1. Materiales aislantes y encapsulado en condiciones de altura 34

CAPÍTULO III 36

MATERIALES Y MÉTODOS.....36

3.1. Enfoque y tipo de investigación..... 36

3.2. Diseño de la investigación materiales, equipos y software 36

3.3. Metodología..... 37

3.4. Definición del sistema base del proyecto 39

3.4.1. Arquitectura del sistema de alimentación auxiliar..... 40

3.4.2. Elementos eléctricos del sistema base 41

3.5. Identificación de parámetros críticos en condiciones de altura 47

3.5.1. Condiciones atmosféricas de referencia 47

3.5.2. Parámetros térmicos para disipación 49

3.6. Formulación y definición del modelo matemático del convertidor..... 50

3.6.1. Modelo equivalente del convertidor 50

3.6.2. Variables de estado, entradas y salidas del modelo 51

3.7. Ecuaciones del modelo equivalente reductor aislado (comportamiento step-down)..... 52

3.7.1. Intervalo de conducción: $0 < t < dTs$..... 52

3.7.2. Intervalo de no conducción:$dTs < t < Ts$..... 53

3.7.3. Modelo promediado..... 53

3.8. Parámetros del modelo equivalente 54

3.8.1. Datos para la obtención de los parámetros 54

3.8.2. Parámetros obtenidos y seleccionados..... 56

3.9. Desarrollo, ajuste y evaluación progresiva del modelo 57

3.9.1. Parametrización y preparación de escenarios en MATLAB 57

3.9.2. Escenarios comunes y criterios de evaluación..... 58

3.9.3. Modelo matemático promediado en Simulink..... 60

3.9.4. Circuito eléctrico equivalente conmutado con MOSFET y PWM. .. 63

3.10. Determinación de la cadena de resistencia térmica del convertidor..... 69

3.10.1. Resistencias térmicas del semiconductor..... 70

3.10.2. Dimensionamiento térmico del sistema de disipación real..... 70

3.11. Implementación del modelo térmico integrado en Simscape 73

3.11.1. Arquitectura del circuito térmico 73

3.11.2. Implementación del modelo atmosférico..... 75

3.11.3. Lógica de derating 78

3.11.4. Validación del modelo base frente a la altitud y evolución temporal de la temperatura de unión..... 82

3.12. Propuesta de mejora del sistema de disipación..... 85

3.12.1. Modificación geométrica y aumento del área efectiva de disipación 86

3.12.2. Efecto de la geometría modificada sobre la masa y la capacitancia térmica 88

3.12.3. Parámetros térmicos del sistema de disipación modificado 91

3.12.4. Comparación del sistema original y modificado frente a la altitud 94

3.12.5. Evaluación del sistema modificado bajo temperatura ambiente crítica 95

3.12.6. Evaluación del sistema original y modificado bajo sobrecarga temporal..... 96

3.13. Estimación de pérdidas y evaluación térmica de la etapa de potencia equivalente en SemiSel..... 97

3.13.1. Configuración equivalente y criterios de simulación 98

3.13.2. Comparación de pérdidas y eficiencia 99

3.13.3. Temperaturas y margen térmico 100

3.13.4. Interpretación frente a condiciones de altura y limitaciones 102

CAPÍTULO IV 105

4.1. Análisis térmico del modelo en SemiSel y MATLAB 105

4.2. Análisis comparativo de resultados 106

4.3. Diseño del convertidor DC/DC..... 111

4.3.1. Etapa de control 111

4.3.2. Etapa de potencia..... 112

4.3.3. Etapa de salida 113

4.3.4. Diseño de placa de circuito impreso 114

Conclusiones 115

Recomendaciones 115

ANEXOS.....117

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....127

INDICE DE FIGURAS

Figura 1 Diagrama de bloques de los principales convertidores de los vehículos eléctricos [11]. 19
Figura 2 Sistema de carga de vehículo eléctrico con cargadores a bordo y fuera de bordo[9]....21
Figura 3 Densidad del aire como función de la temperatura ambiente y la presión[21]. 32
Figura 4 Curva de referencia del campo mínimo que puede causar descarga parcial bajo diferentes presiones [25]. 34
Figura 5. Flujograma 38
Figura 6 Arquitectura del sistema auxiliar de vehículo convertido a eléctrico. 40
Figura 7. Banco principal de baterías del vehículo convertido. 41
Figura 8. Placa de datos del convertidor comercial Enpower DC2105-9612.....42
Figura 9 Vista superior de la carcasa del convertidor DC2105-9612, con la superficie aleteada de disipación. 45
Figura 10 Circuito equivalente del convertidor DC/DC reductor aislado empleado para la formulación del modelo. 51
Figura 11 Configuración inicial del modelo matemático promediado en Simulink con ciclo de trabajo fijo. 61
Figura 12 Circuito con el MOSFET IRFP250N y el diodo MBR60100CT 65
Figura 13 Medición de IQ,rms y ID,avg del MOSFET y el Diodo. 68
Figura 14 Arquitectura del circuito térmico integrado en Simscape. 74
Figura 15 Implementación en Simulink de la entrada de altitud hacia el circuito térmico. 77
Figura 16 Temperatura de unión del MOSFET frente a la altitud en escenario nominal y el disipador de carcasa original. 78
Figura 17 Implementación de la lógica de derating y del acoplamiento de pérdidas dinámicas en Simulink. 81
Figura 18 Evolución temporal de la temperatura de unión del MOSFET a nivel del mar y a 3000 m s. n. m. 84
Figura 19 Comparación geométrica del sistema de disipación original y la propuesta con aumento de altura de las aletas. 88
Figura 20 Configuración eléctrica del caso equivalente de 96 V y 500 W en SemiSel. 99
Figura 21 Gráfica de simulación de la actuación del derating en el escenario nominal a 3000 m. 107
Figura 22 Respuesta electrotérmica del disipador modificado bajo escenario extremo de 72V, 500W, 60°C y 5000 m.s.n.m. 110
Figura 23 Configuración del microcontrolador ESP32. 111
Figura 24 Circuito controlador de compuerta HIP4081A. 112
Figura 25 Etapa de potencia: puente completo con MOSFETs IRFP250N y transformador. ...112
Figura 26 Etapa de rectificación, filtro de salida y retroalimentación. 113
Figura 27 Trazado de pistas de la placa de circuito impreso 114
Figura 28 Representación tridimensional de la placa de circuito impreso ensamblada. 114

INDICE DE TABLAS

Tabla 1 Verificación de aislamiento, dirección y convertidores de potencia AC/DC y DC/DC en vehículos eléctricos [11]. 20
Tabla 2 Comparación general de convertidores DC/DC no aislados. Elaboración propia con base en [8], [7], [14],[15]. 23
Tabla 3 Comparación general de convertidores DC/DC aislados. Elaboración propia con base en [12],[7] 24
Tabla 4 Resumen de características de las topologías de convertidores DC/DC para vehículos eléctricos de celda de combustible y vehículos eléctricos híbridos de celda de combustible[7]. 27
Tabla 5 Consumo nominal de consumidores auxiliares considerados[20] 30
Tabla 6 Condición de referencia de baja presión del estudio (presión de 16.8 kPa y criterio térmico utilizado en el análisis)[22]. 32
Tabla 7 Voltaje máximo aplicado en ensayo de soportabilidad dieléctrica bajo presión atmosférica y baja presión [26]. 35
Tabla 8 Datos técnicos del banco principal de baterías 41
Tabla 9 Especificaciones del convertidor DC2105-9612 43
Tabla 10 Geometría del sistema de disipación de la carcasa del DC2105-9612. 45
Tabla 11 Propiedades comparativas de materiales comúnmente empleados en disipadores. 46
Tabla 12 Condiciones atmosféricas estimadas para los escenarios de altura. 49
Tabla 13 Condiciones base para el cálculo del modelo equivalente 55
Tabla 14 Resumen de parámetros calculados del modelo equivalente 56
Tabla 15 Escenarios eléctricos definidos para la evaluación del modelo equivalente. 58
Tabla 16 Perfil dinámico de carga aplicado durante la simulación. 59
Tabla 17 Características del MOSFET IRFP250N[40]. 64
Tabla 18 Características del diodo MBR60100CT.[41] 64
Tabla 19 Corrientes registradas en el modelo conmutado. 68
Tabla 20 Tabla de pérdidas en potencia para los escenarios evaluados 69
Tabla 21 Resistencia térmica disipador-ambiente y temperaturas resultantes por escenario de operación. 72
Tabla 22 Parámetros del circuito térmico. 74
Tabla 23 Presión, densidad y factor de convección por altitud. 76
Tabla 24 Verificación del circuito térmico ante variación de altitud en escenario nominal. 77
Tabla 25 Resultados de la actuación del derating en el escenario nominal a 3000 m. 82
Tabla 26 Comportamiento térmico del modelo base a nivel del mar y a 3000 m s. n. m. 84
Tabla 27 Comparación geométrica entre la carcasa original y la propuesta. 87
Tabla 28 Variación de masa y capacitancia térmica de la carcasa propuesta. 90
Tabla 29 Parámetros térmicos recalculados para el sistema de disipación modificado. 93
Tabla 30 Análisis conjunto del comportamiento electrotérmico para los cuatro escenarios evaluados. 94
Tabla 31 Resultados del sistema modificado bajo temperatura ambiente crítica combinada con altitud extrema. 95

Tabla 32 Comparación del sistema original y modificado bajo sobrecarga temporal de 6 minutos. 97

Tabla 33 Correspondencia entre magnitudes reales del modelo y valores equivalentes utilizados en SemiSel. 98

Tabla 34 Comparación de pérdidas y eficiencia de la etapa equivalente en SemiSel. 100

Tabla 35 Temperaturas máximas y margen térmico de la etapa equivalente en SemiSel. 101

Tabla 36 Interpretación de los resultados térmicos frente a condiciones de altura. 102

Tabla 37 Comparación del margen térmico estimado por SemiSel y por el modelo propio, bajo condiciones eléctricas equivalentes. 105

Tabla 38 Síntesis comparativa de la temperatura de unión, disipador original frente a modificado. 108

Tabla 39 Componentes principales del esquemático desarrollado. 113

INTRODUCCIÓN

Tema

Diseño de un convertidor DC/DC para la alimentación de sistemas auxiliares en para vehículos convertidos a eléctricos en ciudades de altura.

1.1. Problema de investigación.

El avance tecnológico ha traído consigo nuevos retos que exigen soluciones más eficientes y sostenibles. En el sector de la automoción, uno de los principales desafíos es la conversión de vehículos de combustión interna a vehículos eléctricos ya que este proceso implica una reestructuración de la infraestructura eléctrica y mecánica del vehículo.

Uno de los sistemas más afectados es el de los sistemas auxiliares, responsables de los servicios de seguridad y confort de los ocupantes. Estos sistemas requieren una fuente de alimentación proveniente de la batería principal de tracción, la cual se convierte a través de un convertidor DC/DC para enviar el voltaje adecuado a la batería de accesorios.

Sin embargo, estos sistemas no siempre están adaptados a las condiciones del entorno donde el vehículo será utilizado, especialmente en ciudades de altura. Las condiciones ambientales, como la menor densidad del aire y las variaciones térmicas, pueden afectar el rendimiento y la eficiencia del convertidor DC/DC, lo que representa un desafío para garantizar un suministro constante y eficiente de energía, así como una adecuada gestión térmica para evitar sobrecalentamientos y fallos en el sistema.

1.1.1. Problemática a investigar.

¿Qué factores deben considerarse en el diseño de un convertidor DC/DC para un vehículo convertido a eléctrico, que garantice un suministro eficiente y estable de energía a la batería de los sistemas auxiliares, operando en ciudades de altura y bajo condiciones de variaciones ambientales y térmicas?

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

Diseñar un convertidor DC/DC eficiente y estable para los sistemas que permita la transformación del voltaje de la batería principal de tracción a un nivel requerido por la batería de accesorios (batería de 12V) en condiciones de altura y variación térmica.

1.2.2. Objetivos específicos

1. Analizar el funcionamiento de los convertidores DC/DC y efectos que tienen las condiciones de altura y variación térmica.
2. Determinar los parámetros de diseño del convertidor DC/DC.
3. Realizar el diseño del convertidor DC/DC con sistema de control y gestión térmica que asegure un suministro estable de energía a la batería de accesorios.

1.3. Alcance y delimitación

En el presente trabajo se diseñará un convertidor DC/DC eficiente y estable, destinado a transformar el voltaje de la batería principal de un vehículo eléctrico, a un nivel adecuado para la batería de 12V que alimenta a los sistemas auxiliares de este vehículo, considerando variables como la altura y variación térmica.

Se realizará la revisión detallada de los convertidores DC/DC que son usados en vehículos eléctricos para la alimentación de la batería que abastece a los sistemas auxiliares. Este análisis incluirá el estudio de los principios de operación, características técnicas y los diferentes tipos de convertidores DC/DC más comunes en Electrónica de Potencia y en la industria automotriz.

Se investigarán los efectos de la altitud y las variaciones térmicas en el rendimiento eléctrico y térmico del sistema de conversión de energía en vehículos eléctricos enfocándose en los convertidores DC/DC.

Para la modelación del convertidor, es indispensable contar con las hojas de datos e información de los componentes alimentados por la batería principal, así como de los

elementos que se conectarán a la batería auxiliar, ya que estos influirán directamente en el funcionamiento del convertidor DC/DC del vehículo eléctrico. Por lo que se requiere obtener las especificaciones técnicas de la batería principal del vehículo, así como de las cargas que conforman el sistema auxiliar y serán abastecidas por el convertidor.

Como parte de la investigación se usará el software gratuito Semisel que permite simular elementos de electrónica de potencia y ofrece datos como las pérdidas y temperaturas de los dispositivos. Esta información se complementará con el uso de Simulink para simular del comportamiento del convertidor DC/DC y MATLAB para realizar el análisis detallado de los resultados obtenido en las simulaciones. Para el uso de Simulink y MATLAB se va a adquirir la licencia de estudiante.

Con base en los resultados obtenidos en los análisis, se seleccionarán los parámetros necesarios para el diseño del convertidor DC/DC, incorporando estrategias de control y gestión térmica que garanticen su funcionalidad en diversos entornos. El diseño final se realizará en el software Simulink, donde se validará su desempeño en términos de conversión de voltaje, estabilidad y capacidad de operación en condiciones de altura

1.4. Justificación

La importancia del diseño radica en su capacidad para asegurar la estabilidad en la conversión de energía desde la batería principal hacia la batería de 12V, asegurando un funcionamiento continuo y confiable de los sistemas auxiliares. La integración de medidas de control y gestión térmica permitirá enfrentar las variaciones ambientales, manteniendo el desempeño óptimo del convertidor.

El proyecto tiene un impacto significativo para los usuarios de vehículos eléctricos, ya que asegura el correcto funcionamiento de los sistemas auxiliares en entornos variables. Este diseño es crucial, dado que el convertidor debe tolerar dichas variaciones mientras mantiene su estabilidad y eficiencia, garantizando así un desempeño confiable en condiciones cambiantes.

La factibilidad del proyecto se garantiza mediante el uso de herramientas avanzadas como SemiSel, Simulink y MATLAB, las cuales facilitan la modelación,

simulación y análisis del rendimiento del convertidor DC/DC en diversas condiciones. Estas herramientas se complementan con el acceso a datos técnicos específicos de las baterías y sistemas auxiliares, lo que asegura un diseño aplicable, eficiente y efectivo en escenarios reales.

El diseño propuesto generará beneficios directos para los usuarios de vehículos eléctricos, quienes experimentarán mayor seguridad y confiabilidad en el funcionamiento de los sistemas auxiliares básicos como iluminación, controles electrónicos y equipos de confort, que son críticos para la operatividad diaria. De la misma manera se busca beneficiar al sector industrial automotriz ofreciendo una solución adaptable para vehículos eléctricos, reduciendo pérdidas energéticas, mejorando la durabilidad de los sistemas auxiliares y el rendimiento general del vehículo. Esto, a su vez, contribuirá a enriquecer la experiencia del usuario final.

Este diseño beneficiará a los sectores:

Sector industrial: La industria automotriz podrá utilizar este diseño como referencia para desarrollar convertidores DC/DC diseñados para operar en condiciones de altura y variaciones térmicas.

Sector académico: Investigadores y estudiantes podrán emplear este trabajo como base para sus estudios, sirviendo como referencia para proyectos similares o complementarios.

CAPÍTULO II
MARCO TEÓRICO

2.1. Antecedentes

Actualmente la industria automotriz se está orientado hacia el desarrollo de vehículos eléctricos e híbridos por lo que resulta necesario la implementación de nuevos elementos para una mejor eficiencia energética. Los autos eléctricos en un inicio ganaron cierta popularidad comparado a los autos de combustión interna, sin embargo, debido a que el precio del petróleo era accesible, así también más versátil frente a otras fuentes de energía, el auto eléctrico perdió su popularidad. Solo se tomó conciencia cuando se desarrolló una gran dependencia del petróleo y empezaron a ver las consecuencias del uso desmedido del combustible fósil a través de la contaminación que generaba que se volvió a retomar las investigaciones para el desarrollo de autos eléctricos[1].

En la Universidad Pontifica Comillas, en el trabajo de grado de Alejandra Basurco[2], se realizó el diseño de la conversión de un vehículo de combustión interna del modelo MINI 1275 GT del año 1971, a un vehículo completamente eléctrico. El proyecto tiene varias secciones, una de ellas se enfoca alimentación de los sistemas auxiliares los cuales, en el vehículo eléctrico son los equipos eléctricos y electrónicos que cumplen la función de activar o desactivar de forma automática o manual las funciones del vehículo destinadas a la seguridad o el confort del conductor y los ocupantes.[3]

Para el funcionamiento de los sistemas auxiliares del auto se usó el convertidor High Voltaje DC/DC Converter Generation 3vo de la marca Bosch, el cual se caracteriza por ser muy estable durante el arranque y funcionamiento del vehículo[2], este generalmente se encarga de convertir del nivel de voltaje del banco baterías principal de 207V-20kWh que alimenta a los motores, al nivel de voltaje que se requiere para la alimentación de la batería auxiliar de 12 voltios y a los respectivos equipos auxiliares.

En el diseño final del auto convertido a eléctrico, se opta por suprimir la batería auxiliar de 12V, debido a que el banco de baterías principal es capaz de alimentar a los sistemas auxiliares, usando solamente el convertidor, siempre y cuando se encuentre coordinado con la unidad de control del vehículo[2].

En su trabajo de grado, Cristina Flores[5] diseña un convertidor electrónico de potencia para estudiar la hibridación de los sistemas de almacenamiento de energía basados en baterías y supercondensadores. Además, busca analizar el modo de funcionamiento óptimo de los convertidores para optimizar el ciclo de carga y descarga de un sistema de almacenamiento.

En el libro de electrónica de potencia de Muhammad H. Rashid[6], se explican las bases de funcionamiento de varios reguladores de voltaje, incluyendo reguladores elevadores, reductores, elevadores-reductores, reguladores Cuk y convertidores DC/DC bidireccionales. Flores[4] se centra en el estudio del convertidor DC/DC bidireccional, con un enfoque en la reducción del rizado en un sistema de almacenamiento, tanto en modo continuo como discontinuo.

Para la práctica en SemiSel[4], se calcula el ciclo de trabajo manipulando las tensiones de entrada y salida, también ofrece la posibilidad de manipular y monitorear la temperatura de los elementos, lo que obliga al convertidor a funcionar tanto en modo continuo como discontinuo. Finalmente, realiza un análisis comparativo de los resultados obtenidos mediante software, identificando que, en el análisis de la variación de pérdidas, estas son menores cuanto más discontinuo es el funcionamiento del convertidor.

En el estudio de la Universidad de Chile se demuestra que tanto influye la altura sobre el nivel del mar a las baterías de ion litio que cuentan con refrigeración forzada y demuestran que coeficiente de convección disminuye un 21% al pasar de nivel del mar a 3.000 m.s.n.m., mientras que la densidad solo varía un 2%. La temperatura del núcleo de la celda aumenta aproximadamente 1 °C entre nivel del mar y 4.000 m.s.n.m., y el consumo energético para ventilación es 87 veces mayor a mayor altitud, justificando la necesidad de diseños personalizados de las baterías según la altitud.[5]

2.2. Convertidor DC/DC auxiliar en vehículos eléctricos convertidos.

Los convertidores DC/DC son importantes en los vehículos eléctricos, ya que permiten transformar de un nivel de voltaje de corriente continua en otro nivel de voltaje requerido. En vehículos convertidos a eléctricos, esta función permite acondicionar la

energía proveniente de la batería principal para alimentar la red auxiliar de baja tensión, encargada de suministrar energía a las cargas secundarias del vehículo[6].

2.3. Arquitectura eléctrica del vehículo convertido y red auxiliar de baja tensión.

En la arquitectura eléctrica de un vehículo convertido a eléctrico, la batería principal de alta tensión constituye la fuente de energía del sistema. Desde esta batería se alimenta el bus DC, el cual distribuye energía hacia los principales bloques del vehículo, como el sistema de tracción, los convertidores de potencia y la red auxiliar de baja tensión. En esta estructura, el convertidor DC/DC auxiliar cumple la función de adaptar la energía proveniente del bus principal hacia niveles adecuados para los sistemas auxiliares del vehículo, como iluminación, climatización, dirección asistida eléctrica, electrónica de control y otros módulos de baja tensión [7],[8],[9],[10].

Los niveles de tensión permiten diferenciar el sistema principal de propulsión y la red auxiliar. En la literatura se reportan rangos generales de alta tensión entre 320 V y 800 V, con valores de tracción comúnmente ubicados entre 400 V y 700 V. En cambio, los sistemas auxiliares operan en niveles menores, generalmente entre 12 V y 48 V, por lo que requieren una conversión estable desde el bus DC de alta tensión hacia la red de baja tensión [7],[9].

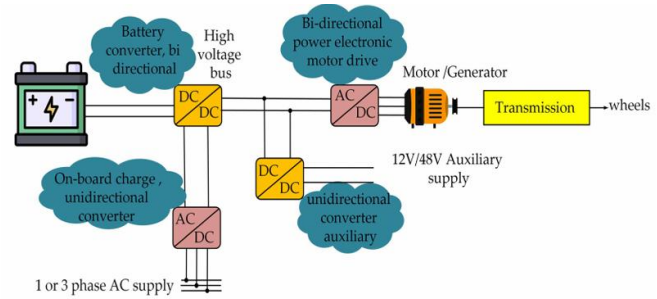


Figura 1 Diagrama de bloques de los principales convertidores de los vehículos eléctricos [11].

Esta relación entre batería principal, bus DC, convertidores y red auxiliar se representa en la Figura 1, donde se observa la ubicación del convertidor DC/DC auxiliar dentro de la arquitectura general del vehículo eléctrico. Dentro de esta configuración, el convertidor auxiliar no alimenta directamente el sistema de tracción, sino que acondiciona la energía para las cargas secundarias del vehículo. Por esta razón, se diferencia del

convertidor asociado a la batería principal, que puede operar de forma bidireccional, y del inversor de tracción, encargado de la conversión DC/AC para el motor eléctrico[11].

Tabla 1 Verificación de aislamiento, dirección y convertidores de potencia AC/DC y DC/DC en vehículos eléctricos [11].

Convertidor	AC y DC	Aislamiento	Dirección
Cargador a bordo	AC/DC	Aislado	Unidireccional
Convertidor de batería	DC/DC	Aislado	Bidireccional
Accionamiento del motor	DC/AC	Aislado	Bidireccional
Convertidor auxiliar de batería	DC/DC	Aislado	Unidireccional

La diferenciación funcional de los convertidores de potencia se resume en la Tabla 1, donde se comparan el cargador a bordo, el convertidor de batería, el accionamiento del motor y el convertidor auxiliar de batería según el tipo de conversión, que permite identificar al convertidor auxiliar como una etapa DC/DC aislada y unidireccional, orientada a transferir energía desde el sistema de alta tensión hacia la red auxiliar de baja tensión [11].

La interacción entre la batería de alta tensión (HV) y la batería de baja tensión (LV) se establece mediante el bus DC y el convertidor auxiliar. La batería HV alimenta el bus principal, mientras que la batería LV mantiene el suministro de las cargas auxiliares, la electrónica de control y otros sistemas de baja tensión. En este proceso, el convertidor DC/DC auxiliar actúa como interfaz entre ambos niveles eléctricos, reduciendo y regulando la energía procedente del lado HV hacia la red LV [11],[9].

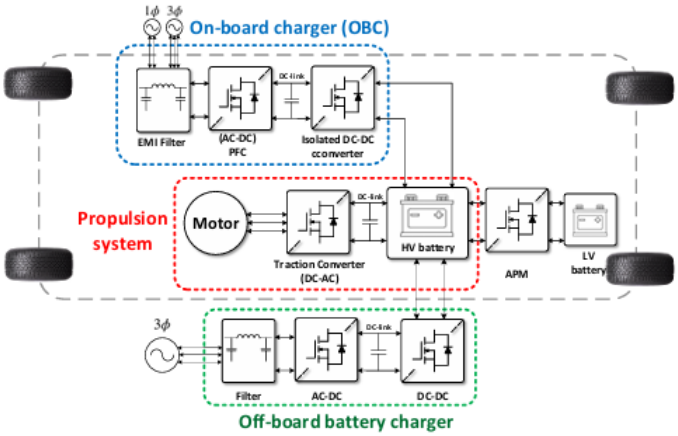


Figura 2 Sistema de carga de vehículo eléctrico con cargadores a bordo y fuera de bordo[9].

La Figura 2 complementa esta relación al mostrar la conexión entre el cargador, la batería HV, el módulo auxiliar de potencia (APM) y la batería LV. En este tipo de arquitectura, el APM funciona como el convertidor DC/DC encargado de cargar la batería LV desde la batería HV. Además, debido a que la batería LV suele estar conectada al chasis del vehículo, el aislamiento galvánico entre los lados HV y LV resulta necesario para reducir riesgos de choque eléctrico, corrientes de fuga y fallas entre sistemas de diferente nivel de tensión [9].

Aunque los convertidores DC/DC bidireccionales son relevantes en funciones como el frenado regenerativo y la gestión energética de baterías, esta característica no debe asumirse como obligatoria para el convertidor auxiliar HV–LV. En este caso, la función principal del convertidor auxiliar es suministrar energía desde la red de alta tensión hacia la red de baja tensión, garantizando compatibilidad de voltaje, aislamiento, regulación y estabilidad ante variaciones de carga auxiliar [12],[13].

En consecuencia, la arquitectura HV–LV del vehículo convertido puede entenderse como una relación jerárquica y protegida: la batería principal suministra la energía, el bus DC la distribuye, el convertidor auxiliar la adapta hacia baja tensión y la batería LV estabiliza el suministro de los sistemas auxiliares. Esta organización permite mantener la continuidad de alimentación de las cargas auxiliares sin comprometer la seguridad eléctrica del sistema de alta tensión [11],[9].

2.4. Convertidores DC/DC aplicados a la alimentación auxiliar.

Los convertidores DC/DC pueden estudiarse a partir de la topología empleada y de los requerimientos eléctricos de la red de baja tensión del vehículo. En este contexto, las distintas configuraciones disponibles permiten responder a condiciones de operación relacionadas con la regulación del voltaje, la eficiencia energética, la seguridad eléctrica, la reducción de pérdidas y la estabilidad del suministro hacia los subsistemas auxiliares. En vehículos eléctricos y convertidos a eléctricos, la selección de estas alternativas depende de la relación entre el bus principal de corriente continua, la red auxiliar y las características de las cargas conectadas [6].

2.4.1. Clasificación general de los convertidores DC/DC

Las topologías de convertidores DC/DC pueden clasificarse, de forma general, en convertidores no aislados y convertidores aislados. Esta clasificación es importante para la alimentación auxiliar, debido a que permite diferenciar entre estructuras compactas, destinadas a conversiones directas de tensión, y estructuras con separación galvánica, más adecuadas cuando se requiere seguridad eléctrica entre el bus de alta tensión y la red auxiliar de baja tensión [7].

2.4.2. Convertidores DC/DC no aislados

Los convertidores no aislados no incorporan separación galvánica entre la entrada y la salida. Por esta razón, suelen presentar estructuras más simples, compactas y con menor número de componentes. Entre las topologías más comunes se encuentran los convertidores Buck, Boost, Buck-Boost y Ćuk, los cuales permiten reducir, elevar, invertir o estabilizar el nivel de tensión según la configuración del circuito [8].

En aplicaciones auxiliares, las topologías no aisladas sirven como referencia técnica cuando no se requiere aislamiento eléctrico entre la fuente y la carga, como se resume en la Tabla 2, que muestra que la función principal puede orientarse a reducir, elevar, invertir o estabilizar el nivel de tensión según la configuración empleada. Sin embargo, su uso en interfaces entre alta y baja tensión debe evaluarse con precaución, ya

que la ausencia de separación galvánica puede limitar su aplicación en sistemas donde la seguridad eléctrica es prioritaria [8].

Tabla 2 Comparación general de convertidores DC/DC no aislados. Elaboración propia con base en [8], [7], [14],[15].

Topología	Función principal	Aplicación general
Buck	Reduce el voltaje de entrada	Alimentación de cargas de menor tensión
Boost	Eleva el voltaje de entrada	Interfaces que requieren aumento de tensión
Buck-Boost	Eleva o reduce el voltaje; puede invertir polaridad	Sistemas con variación amplia de tensión
Ćuk	Permite conversión con menor rizado de corriente	Aplicaciones que requieren mayor estabilidad de corriente

Como se observa en la Tabla 2, el convertidor Buck se emplea cuando se requiere una reducción controlada del nivel de tensión. En cambio, el convertidor Boost permite elevar tensiones de entrada, como se reporta en aplicaciones donde se incrementan valores de 25–70 V hasta 400 V [7]. Por su parte, el Buck-Boost ofrece mayor flexibilidad al permitir elevar o reducir la tensión, mientras que el convertidor Ćuk destaca por incorporar inductores en la entrada y salida, lo que favorece una corriente más continua y con menor rizado[14], [15].

2.4.3. Convertidores DC/DC aislados

Los convertidores DC/DC aislados incorporan un transformador de alta frecuencia entre la etapa de entrada y la etapa de salida. Esta disposición permite separar eléctricamente ambos lados del convertidor y adaptar niveles de tensión mediante la relación de espiras del transformador. En convertidores bidireccionales aislados, esta relación de transformación se considera un grado adicional de libertad porque amplía el rango de regulación, por lo que estas topologías se asocian con aplicaciones que requieren alta ganancia de tensión, seguridad eléctrica y confiabilidad operativa [12].

El principio general de operación consiste en convertir la tensión continua de entrada en una señal alterna mediante una etapa inversora, transferirla a través del transformador de alta frecuencia y rectificarla nuevamente para obtener una tensión continua de salida. Según la clasificación presentada por Wang et al., los convertidores

DC/DC aislados bidireccionales se agrupan en tres categorías principales: convertidores aislados tipo PWM, convertidores Dual Active Bridge (DAB) y convertidores resonantes bidireccionales. Dentro del grupo PWM se incluyen las configuraciones bidireccionales forward, flyback, push-pull y half-bridge [12].

En aplicaciones vehiculares, el uso de convertidores DC/DC se relaciona con la necesidad de adaptar niveles de tensión entre fuentes, buses de continua y cargas eléctricas. En vehículos eléctricos de celda de combustible se reporta que el motor eléctrico puede requerir tensiones del orden de 400–700 V, mientras que los sistemas de batería y ultracapacitores pueden operar en rangos de 250–360 V y 150–400 V, respectivamente. Aunque estos valores corresponden a FCEV y no directamente al sistema auxiliar de 12 V, permiten evidenciar que la selección de un convertidor depende de la relación de conversión, la potencia requerida y la función que cumple dentro de la arquitectura eléctrica [7].

Tabla 3 Comparación general de convertidores DC/DC aislados. Elaboración propia con base en [12],[7].

Topología	Datos técnicos	Limitaciones reportadas	Referencia de potencia/eficiencia disponible
Flyback	Estructura simple, pocos componentes, bajo costo, control sencillo, aislamiento galvánico y posibilidad de operación Buck o Boost	Menor eficiencia frente a otras topologías; esfuerzos altos de corriente y tensión; picos de tensión por inductancia de fuga	Es adecuado para aplicaciones de baja potencia.
Forward	Estructura simple, control sencillo, tres interruptores, transformador de aislamiento y elementos de filtrado	Baja utilización del transformador por excitación unidireccional; requiere devanado de reinicio magnético; mayor dificultad de diseño	Se lo asocia con aplicaciones de pequeña y mediana potencia.
Push-pull bidireccional	Usa cuatro interruptores; opera con excitación bidireccional; presenta mejor utilización del transformador y mayor capacidad de potencia que flyback y forward	Mayores esfuerzos de tensión y corriente; problemas de picos por inductancia de fuga; sesgo magnético	Se relaciona con aplicaciones de baja tensión y media tensión con mayor capacidad que flyback y forward
DAB	Formado por dos puentes completos, dos capacitores DC, un inductor auxiliar y un transformador de alta frecuencia; permite flujo bidireccional y control activo en ambos lados	Mayor número de interruptores; rango de conmutación suave limitado.	En el artículo[7] se reporta un convertidor resonante DAB aislado bidireccional de 12 kW, eficiencia aproximada de 97 %, 8 interruptores, 8 diodos, 1 inductor y 3 capacitores

Las medidas con respecto a alta, media o baja potencia, no siempre tienen una norma establecida por ejemplo, en el artículo[12] se emplea de forma comparativa, pero no establece límites numéricos universales en kW, por lo que para la investigación se toma como referencia complementaria la comparación de topologías reportada en el [7], donde se presentan convertidores desde 0,1 kW hasta 12 kW. En esa tabla, los convertidores de 0,1 kW, 0,2 kW, 0,4 kW, 0,5 kW, 0,6–1 kW y 1,3 kW aparecen como referencias de menor o media escala, mientras que el convertidor resonante DAB aislado bidireccional se reporta con 12 kW y una eficiencia aproximada de 97 %, por lo que puede tomarse como una referencia de mayor potencia dentro de las topologías revisadas [7].

De acuerdo con esta comparación, las topologías flyback, forward y push-pull pertenecen al grupo de convertidores aislados tipo PWM, mientras que el DAB se presenta como una categoría independiente dentro de los convertidores DC/DC aislados bidireccionales. Para la alimentación auxiliar HV–LV de un vehículo convertido a eléctrico, la topología aislada se justifica por la necesidad de separar eléctricamente el bus principal de alta tensión y la red auxiliar de baja tensión. Sin embargo, la bidireccionalidad no debe asumirse como requisito obligatorio, ya que el convertidor auxiliar cumple principalmente la función de transferir energía desde el lado de alta tensión hacia la batería o red auxiliar de baja tensión[12].

2.5. Criterios de diseño del convertidor auxiliar.

El diseño de un convertidor DC/DC auxiliar requiere considerar criterios eléctricos, térmicos, topológicos y de control, debido a que esta etapa debe alimentar cargas de baja tensión con demandas variables dentro del vehículo eléctrico. Entre los factores principales se encuentran los niveles de entrada y salida, la potencia requerida, el rizado permitido, la regulación de tensión, la eficiencia, el tipo de carga auxiliar y la temperatura de operación. Estos criterios permiten seleccionar una topología adecuada, definir los elementos de potencia y asegurar una conversión estable para cargas como iluminación, climatización, accionamientos auxiliares, monitoreo y electrónica de control.

2.5.1. Criterios eléctricos: rizado, regulación y eficiencia

Los criterios eléctricos condicionan la estabilidad del suministro auxiliar porque el convertidor debe mantener una salida adecuada aun cuando varíen la corriente, el voltaje o la carga conectada. En sistemas de conversión asociados a vehículos eléctricos, la literatura señala que las fluctuaciones de corriente y voltaje pueden modificar la resistencia equivalente vista desde la carga, lo que afecta la respuesta del sistema frente a cambios de operación. Por esta razón, el rizado de corriente y voltaje, junto con la regulación de salida, debe analizarse como un criterio de estabilidad y no solo como una característica secundaria del convertidor [16].

Las topologías de compensación de alto orden aportan una referencia técnica útil para este criterio, ya que se emplean para mitigar rizado de baja frecuencia, mejorar la regulación de voltaje y favorecer diseños más compactos. En la literatura se reportan configuraciones orientadas a mejorar la impedancia de entrada, la ganancia de salida y la tolerancia ante variaciones de carga o desalineamientos en sistemas resonantes [16].

La eficiencia constituye otro criterio central, debido a que las pérdidas internas se transforman en calor y afectan el desempeño térmico del convertidor. En sistemas resonantes revisados para vehículos eléctricos, se reporta que una arquitectura LCL de alta ganancia puede alcanzar eficiencias entre 85 % y 90 %, mientras que una arquitectura LCL convencional se ubica aproximadamente entre 73 % y 86 %, dependiendo de la carga [16], demostrando que la eficiencia no depende únicamente de la potencia procesada, sino también de la topología, del comportamiento ante la carga y de la forma en que los elementos pasivos reducen pérdidas dentro del sistema de conversión.

En convertidores DC/DC resonantes bidireccionales también se reportan ventajas asociadas a la operación en alta frecuencia, conmutación suave, menor cantidad de componentes, control simple, alta eficiencia y eliminación de circuitos *snubber*, empleados normalmente para limitar picos de tensión o corriente durante la conmutación [17].

2.5.2. Selección de topología según carga auxiliar

La selección de la topología depende de la relación entre el nivel de tensión disponible, la potencia requerida, el tipo de carga auxiliar y la necesidad de aislamiento galvánico. En aplicaciones donde no se requiere separación eléctrica entre entrada y salida, las topologías no aisladas, como Buck, Boost, Ćuk o convertidores con inductores acoplados, ofrecen estructuras compactas y de menor complejidad [7]. En cambio, cuando se requiere mayor seguridad entre el bus de alta tensión y la red auxiliar de baja tensión, los convertidores aislados, como flyback, forward y resonantes, resultan más adecuados por incorporar separación galvánica [8],[12].

Estos criterios se resumen en la Tabla 4, la cual sirve como apoyo para identificar que la selección de topología no depende únicamente del nivel de tensión, sino también de la eficiencia esperada, la densidad de potencia y la complejidad del circuito [7].

Tabla 4 Resumen de características de las topologías de convertidores DC/DC para vehículos eléctricos de celda de combustible y vehículos eléctricos híbridos de celda de combustible[7].

Topología del Convertidor	Frecuencia de Conmutación	Número de Semiconductores	Número de Inductores	Número de Capacitores	Eficiencia Máxima	Nivel de Potencia	Complejidad
Convertidor DC/DC tipo H con capacitor enclavado	20 kHz	2 interruptores 5 diodos	1	4	94.72%	0.4 kW	Alta (H)
Convertidor Cuk-Cuk de tres puertos no aislado unidireccional	20 kHz	2 interruptores 1 diodo	3	3	92.74%	0.1 kW	Media (M)
Convertidor elevador DC/DC no aislado de alta ganancia	50 kHz	3 interruptores 3 diodos	2	2	94.67%	0.5 kW	Alta (H)
Convertidor elevador DC/DC de alto voltaje	20 kHz	3 interruptores 3 diodos	2	4	≈85%	0.5 kW	Media (M)
Convertidor DC/DC de cuatro puertos	30 kHz	2 interruptores 4 diodos	2	3	87% (eficiencia nominal) / 93% (eficiencia pico)	0.2 kW	Alta (H)
Convertidor Buck-Boost entrelazado flotante	20 kHz	4 interruptores 2 diodos	2	2	NA	0.6–1 kW	Media (M)

Convertidor DC/DC de tres puertos	50 kHz	5 interruptores 4 diodos	3	2	92.70%	NA	Alta (H)
Convertidor DC/DC de un solo interruptor	100 kHz	1 interruptor 4 diodos	2	5	97.8% (200 V) / 97% (100 V)	1.3 kW	Muy Alta (VH)
Convertidor resonante aislado bidireccional tipo DAB	NA	8 interruptores 8 diodos	2	3	≈97%	12 kW	Alta (H)
Convertidor elevador DC/DC entrelazado	20 kHz	2 interruptores 2 diodos	2	1	NA	NA	Media (M)

2.5.3. Semiconductores y elementos magnéticos

Los dispositivos semiconductores condicionan las pérdidas por conducción y conmutación, la frecuencia de operación y el calentamiento interno del convertidor. En convertidores DC/DC, los interruptores de potencia, como MOSFET e IGBT, se consideran componentes críticos porque están expuestos a esfuerzos térmicos, eléctricos y físicos durante la operación. La literatura sobre diagnóstico de fallas reporta que más del 34% de averías y malfuncionamientos se asocian con fallas de soldadura y semiconductores, mientras que cerca del 50 % se relaciona con capacitores electrolíticos de aluminio [6].

Los elementos magnéticos, como inductores y transformadores, también forman parte de los criterios de diseño porque influyen en el rizado, la transferencia de energía, la respuesta dinámica, el aislamiento y los esfuerzos eléctricos sobre otros componentes. En convertidores no aislados, el uso de inductores en la entrada y la salida, como ocurre en topologías tipo Ćuk, favorece corrientes más continuas y reduce el rizado asociado a la conversión. Asimismo, en convertidores Buck entrelazados se reporta la búsqueda de bajo rizado de corriente de salida y respuesta dinámica adecuada, lo que muestra la relación entre diseño magnético, estabilidad y confiabilidad del sistema [7].

En convertidores aislados, el transformador de alta frecuencia permite obtener separación eléctrica entre la entrada y la salida, además de adaptar niveles de tensión mediante la relación de transformación. La literatura indica que estos transformadores operan a la frecuencia de conmutación del convertidor, que puede alcanzar cientos de

kilohertz; además, una selección adecuada de la relación de transformación permite reducir esfuerzos en los componentes electrónicos y mejorar el desempeño general del convertidor[6].

2.6. Cargas auxiliares y requerimientos de suministro estable.

Las cargas auxiliares en vehículos eléctricos comprenden los sistemas eléctricos y electrónicos que no forman parte directa de la tracción, pero que son necesarios para la seguridad, el confort y la operación del vehículo.

2.6.1. Iluminación y señalización

La iluminación y la señalización corresponden a cargas auxiliares de baja tensión asociadas con funciones de seguridad y comunicación operativa del vehículo. En este grupo se incluyen faros delanteros, luces posteriores, luces de freno, direccionales, luces de emergencia, iluminación interior e indicadores visuales.

En arquitecturas de vehículos eléctricos, las cargas auxiliares y las cargas eléctricas pequeñas pueden ser atendidas por fuentes destinadas al rango de baja potencia. En el estudio de un sistema híbrido para vehículos eléctricos, se asigna una batería de baja tasa de descarga a los sistemas auxiliares y cargas de baja potencia, mientras que las demandas de mayor potencia se reservan para aceleración o circulación en pendiente [18]. En ese mismo análisis, el rango bajo de demanda se establece por debajo del 10% de la potencia máxima del vehículo; valor que debe entenderse como límite de gestión energética del sistema y no como consumo individual de iluminación o señalización [18].

2.6.2. Cargas de confort y climatización

Las cargas de confort y climatización incluyen los sistemas destinados a mantener condiciones térmicas adecuadas en el habitáculo del vehículo eléctrico. Dentro de este grupo se ubican el sistema de calefacción, ventilación y aire acondicionado (HVAC, por sus siglas en inglés), ventiladores internos, actuadores de compuertas, sensores de temperatura, módulos de control y otros elementos asociados a la gestión térmica del habitáculo. El HVAC debe compensar cargas térmicas generadas por radiación solar,

transferencia de calor a través de paredes, techo, piso y ventanas, convección interna, presencia de pasajeros y apertura de puertas [19].

No todas las cargas térmicas deben interpretarse como cargas directas del convertidor DC/DC auxiliar de baja tensión.

Como se resume en la Tabla 5, los consumidores auxiliares reportados para buses eléctricos presentan demandas muy diferentes [20].

Tabla 5 Consumo nominal de consumidores auxiliares considerados[20].

Consumidores auxiliares	Consumo [W]	Operación
HVAC (climatización)	25,000	si se requiere
BTMS (sistema de gestión térmica de batería)	6,000	si se requiere
Compresor de aire	830	2200 W, 38% del tiempo
Dirección asistida	500	—
Freno de estacionamiento (stop)	560	2 s por detención
Limpiaparabrisas	110	si se requiere
Puertas	90	6 s por detención
Otros (luces, expendedora de tickets)	100	si se requiere

La diferencia entre estos valores muestra que las cargas de confort y climatización no pueden tratarse como consumos uniformes. El HVAC y el BTMS dependen de la temperatura ambiente, mientras que otros elementos auxiliares dependen del tiempo de operación, número de paradas o maniobras específicas [20].

2.6.3. Sistemas de monitoreo y electrónica de control

Los sistemas de monitoreo y electrónica de control agrupan sensores, módulos de adquisición de datos, unidades de control, circuitos de comunicación e instrumentación electrónica conectados a la red auxiliar de baja tensión. En vehículos eléctricos, el sistema de gestión de batería (BMS) utiliza mediciones de voltaje, corriente y temperatura para estimar variables como el estado de carga (SOC), el estado de salud (SOH) y la vida útil restante (RUL) de la batería. Estas mediciones requieren una alimentación estable, ya que

errores en sensores, convertidores analógico-digitales o módulos de adquisición pueden afectar el diagnóstico y la supervisión del sistema [8].

Desde la perspectiva del convertidor auxiliar, estas cargas no se caracterizan por una alta demanda mecánica o térmica, sino por su sensibilidad frente a perturbaciones eléctricas.

2.7. Efectos de la altura y la variación térmica en convertidores DC/DC.

La operación de convertidores DC/DC en ciudades de altura está condicionada por la reducción de presión atmosférica, la disminución de densidad del aire y la variación de temperatura ambiente. Estos factores afectan dos aspectos principales del convertidor auxiliar: la disipación de calor por convección y el comportamiento dieléctrico del aislamiento. Por ello, la altura no debe tratarse solo como una condición geográfica, sino como una variable que modifica el margen térmico y eléctrico disponible para la operación segura del convertidor.

2.7.1. Reducción de densidad del aire, enfriamiento y derating térmico.

La densidad del aire depende de la presión atmosférica y de la temperatura ambiente. En un modelo de consumo energético para vehículos eléctricos se establece que la densidad disminuye cuando baja la presión y también cuando aumenta la temperatura; esta relación se muestra en la Figura 3, donde se observa la reducción de densidad del aire para menores valores de presión dentro de un mismo rango térmico [21].

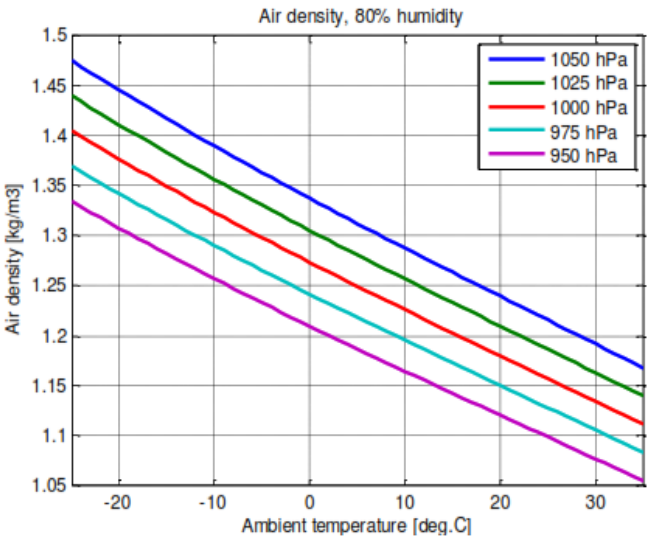


Figura 3 Densidad del aire como función de la temperatura ambiente y la presión[21].

La disminución de densidad reduce la capacidad del aire para extraer calor desde superficies energizadas. Como referencia técnica de baja presión, un estudio sobre cables para media tensión en DC (MVDC) para aeronaves eléctricas analiza una presión de 16,8 kPa, correspondiente a condiciones de operación en altura de vuelo, y utiliza una temperatura nominal de operación de 105 °C para el elemento evaluado, como se resume en la Tabla 6[22].

Tabla 6 Condición de referencia de baja presión del estudio (presión de 16.8 kPa y criterio térmico utilizado en el análisis)[22].

Parámetros	Valor
Diámetro total del conductor y pantalla del conductor (mm)	28.372
Diámetro total del aislante y pantalla del aislante (mm)	34.341
Espesor del revestimiento de PVC (mm)	2.032
Diámetro total del cable (mm)	40.439
Temperatura nominal para operación normal (°C)	105

En esa condición, a 15 °C la densidad del aire disminuye de 1.225 kg/m³ a presión atmosférica hasta 0.2 kg/m³ a 16.8 kPa [22]. El mismo estudio reporta que, para una temperatura ambiente de 40 °C, el valor máximo permisible en el elemento evaluado se

reduce en 15.48 % al operar a 16.8 kPa frente a 1 atm, y que la transferencia convectiva puede disminuir hasta aproximadamente 62.6% bajo baja presión [22].

El derating térmico se refiere a la reducción de la corriente o potencia admisible de un equipo cuando las condiciones térmicas no permiten sostener la operación nominal con seguridad. Como referencia física, el estudio sobre cables MVDC bajo baja presión reporta que, a 40 °C y 16,8 kPa, la corriente máxima permisible se reduce en 15,48 % frente a la operación a 1 atm, mientras que la transferencia convectiva puede disminuir aproximadamente 62,6 % [22].

En convertidores DC/DC automotrices HV–LV, el derating debe entenderse a partir del margen térmico de los componentes y no solo desde la potencia nominal. En un estudio se presenta un convertidor de 3,5 kW, con rango de entrada de 220–475 V, salida de 8–14,5 V, tensión nominal de entrada de 400 V, tensión nominal de salida de 12 V, corriente nominal de salida de 240 A y frecuencia de conmutación de 150 kHz. El sistema reportado emplea refrigeración mediante mezcla de 50 % agua y 50 % etilenglicol, con refrigerante menor o igual a 75 °C, y operación en un rango ambiente de −40 °C a 75 °C [23].

Esta pérdida puede concentrarse en semiconductores, rectificadores, devanados, inductores, transformadores, capacitores y rutas de disipación térmica. Por ello, el derating térmico consiste en reducir la corriente o potencia disponible hacia la red LV cuando la temperatura de unión, carcasa, refrigerante o puntos calientes se aproxima a límites admisibles, con el fin de proteger la etapa de potencia y mantener la estabilidad del suministro auxiliar [24].

2.8. Seguridad, aislamiento e integración vehicular

La integración del convertidor DC/DC auxiliar en un vehículo convertido a eléctrico debe garantizar compatibilidad entre el sistema de alta tensión, la red auxiliar de baja tensión, la electrónica de control y los sistemas de protección. En este contexto, la seguridad no depende únicamente de reducir el voltaje hacia la red LV, sino también de mantener aislamiento galvánico, bajo rizado, baja interferencia electromagnética, diagnóstico de fallas y coordinación con la arquitectura de control del vehículo.

2.8.1. Materiales aislantes y encapsulado en condiciones de altura

La selección de materiales aislantes y encapsulados debe considerar la presencia de cavidades internas o vacíos llenos de gas, debido a que la baja presión incrementa el recorrido libre medio de los electrones y favorece trayectos ionizados dentro del aislamiento. En estudios sobre descargas parciales bajo baja presión se indica que los electrones adquieren mayor energía cinética en el campo eléctrico, lo que incrementa la cantidad y amplitud de las descargas; además, se reporta que la energía de enlace de materiales aislantes, como C—H y C—C, se encuentra en el rango de 3 a 4 eV, condición que favorece deterioro del aislamiento cuando partículas energéticas impactan el material [25].

La relación entre presión, cavidades internas y campo eléctrico mínimo de descarga se representa en la Figura 4, donde se muestra una curva de referencia para identificar condiciones que pueden iniciar descargas parciales bajo diferentes presiones [25].

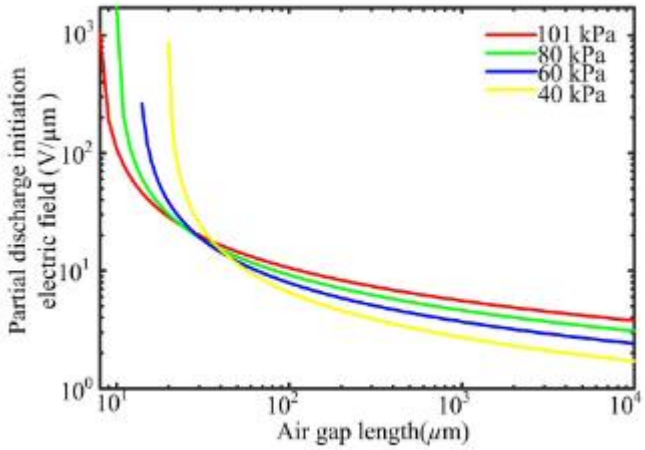


Figura 4 Curva de referencia del campo mínimo que puede causar descarga parcial bajo diferentes presiones [25].

De forma complementaria, un ensayo de soportabilidad dieléctrica en muestras planas de aislamiento MMEI para cables MVDC de aeronaves eléctricas reporta un voltaje máximo aplicado de 30 kV a presión atmosférica y de 22 kV a 18,8 kPa, como se muestra en la

Tabla 7[26]. El propio estudio aclara que no se alcanzó una ruptura interna completa de la muestra por lo que a presión atmosférica el límite estuvo asociado a la capacidad del equipo de ensayo, mientras que a baja presión ocurrió ruptura del aire externo antes de la falla interna del material. Por tanto, estos valores deben interpretarse como referencia de soportabilidad dieléctrica bajo baja presión, no como voltajes de operación de vehículos eléctricos terrestres.

Tabla 7 Voltaje máximo aplicado en ensayo de soportabilidad dieléctrica bajo presión atmosférica y baja presión [26].

Condición	Voltaje (kV)
Presión atmosférica	30
Baja presión a 18.8 kPa	22

Estos resultados muestran que la baja presión puede modificar el comportamiento dieléctrico de sistemas aislantes que contienen aire o vacíos internos. En convertidores DC/DC auxiliares con aislamiento galvánico, esta condición se relaciona con la calidad del encapsulado, la reducción de cavidades internas, el control de distancias dieléctricas y la selección de materiales aislantes estables frente a presión reducida y variación térmica.

Desde la perspectiva del convertidor auxiliar, la red de control permite habilitar, limitar o desconectar la alimentación LV según variables del BMS, condiciones de protección, estado de carga, sobretemperatura o fallas del sistema HV. Esta coordinación evita que el convertidor opere de forma aislada y lo integra como parte de la seguridad funcional del vehículo [27].

CAPÍTULO III

MATERIALES Y MÉTODOS

En el capítulo se definirán los parámetros y modelos necesarios para la simulación en MATLAB y Simulink. En este apartado el análisis se enfoca en los convertidores DC/DC que alimentan los sistemas auxiliares en vehículos convertidos a eléctricos, considerando las condiciones ambientales particulares de las ciudades de altura, tales como la baja densidad del aire y las variaciones térmicas.

3.1. Enfoque y tipo de investigación.

La presente investigación se desarrolló bajo un enfoque cuantitativo, dado que el análisis del convertidor DC/DC se sustentó en el estudio numérico de variables eléctricas y térmicas, así como en la evaluación de su comportamiento mediante modelos matemáticos y simulaciones computacionales.

El estudio se desarrolló bajo un enfoque documental y analítico, con un diseño no experimental apoyado en herramientas de simulación, dado que el análisis del sistema no requirió la manipulación física de sus variables. En su lugar, se realizó una revisión de fuentes bibliográficas y un análisis detallado de los parámetros eléctricos que influyen en la operación del convertidor. Con esta base, se elaboraron modelos en MATLAB, Simulink y SemiSel, los cuales permitieron evaluar virtualmente el comportamiento del convertidor DC/DC ante variaciones de carga, tensión de entrada y condiciones ambientales propias de ciudades de altura.

3.2. Diseño de la investigación materiales, equipos y software

El desarrollo de la presente investigación no contempló la realización de pruebas experimentales ni la implementación de prototipos físicos, por lo que no fue necesario el empleo de equipos de medición, dispositivos electrónicos reales ni bancos de prueba.

Para el análisis matemático y el procesamiento de datos se utilizó el software MATLAB, herramienta que permitió el cálculo de parámetros eléctricos y térmicos, así como el análisis numérico de variables tales como tensiones, corrientes, pérdidas y eficiencia del convertidor.

De igual manera, se empleó Simulink como entorno de simulación dinámica, a través del cual se modeló el comportamiento del convertidor DC/DC tanto en condiciones transitorias como en régimen permanente.

De manera complementaria, se empleó el software SemiSel para el análisis térmico y de pérdidas de los dispositivos de potencia asociados al modelo equivalente del convertidor DC/DC. Esta herramienta permitió estimar pérdidas de conducción y conmutación, temperaturas de operación y posibles efectos de derating bajo condiciones de altura y variación térmica.

El uso conjunto de MATLAB, Simulink y SemiSel permitió desarrollar un proceso de diseño y simulación coherente, mediante el cual el análisis del convertidor DC/DC se realizó sin la necesidad de implementar equipamiento físico, manteniendo condiciones de control, consistencia y reproducibilidad propias de un estudio no experimental.

3.3. Metodología

La metodología de la investigación se estructuró de forma secuencial y lógica, conforme al flujograma metodológico planteado, garantizando que cada etapa del estudio se desarrollara a partir de los resultados obtenidos en la fase anterior. Debido a que el trabajo no contempló la realización de pruebas experimentales ni la implementación de prototipos físicos, en el enfoque metodológico del flujograma de la Figura 5 correspondió a un diseño no experimental, sustentado en el análisis documental, el modelado matemático y la simulación computacional del convertidor DC/DC.

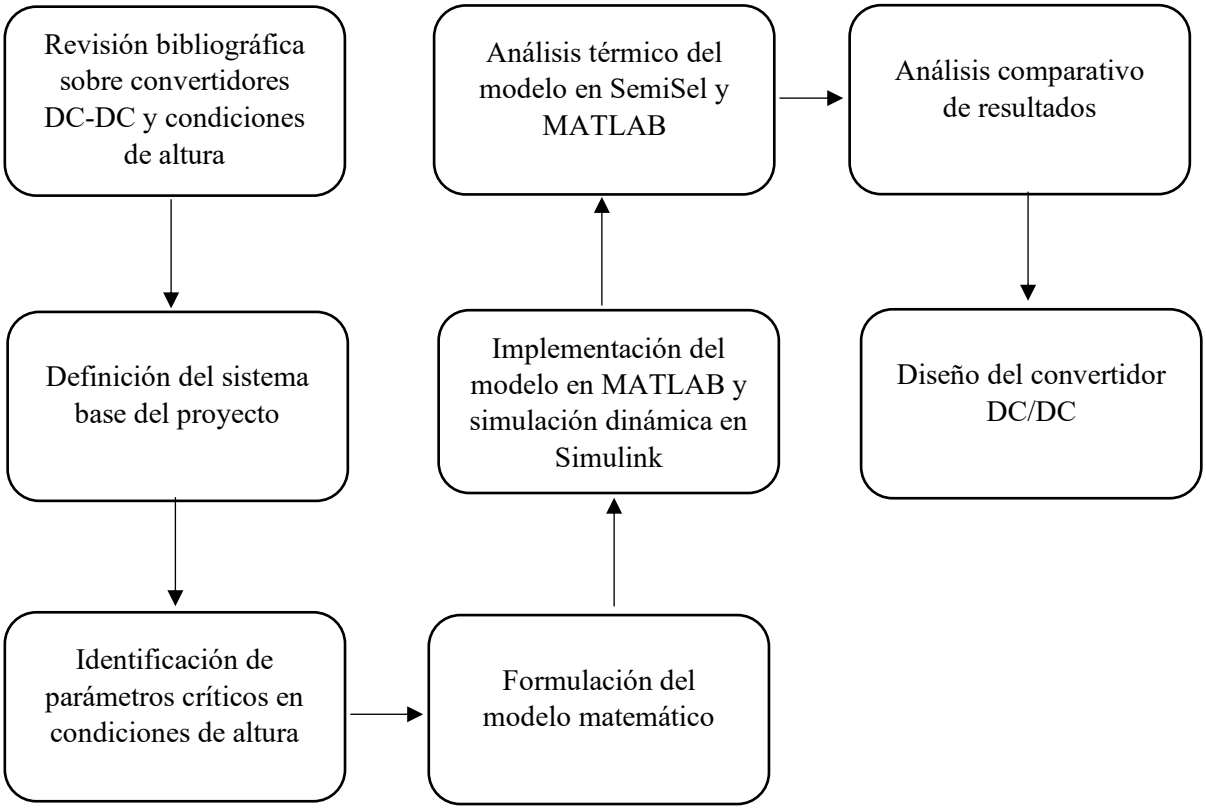


Figura 5. Flujograma

En una primera etapa se aplicó el método documental–analítico, mediante el cual se realizó una revisión bibliográfica especializada sobre convertidores DC/DC utilizados en sistemas auxiliares de vehículos eléctricos, efectos de la altitud en dispositivos electrónicos, criterios de derating térmico y eléctrico, y modelos matemáticos empleados en electrónica de potencia.

Posteriormente, se desarrolló la definición del sistema base del proyecto, estableciendo el rango de tensión de entrada correspondiente al sistema de alimentación del vehículo, la potencia requerida por los sistemas auxiliares, las condiciones ambientales asociadas a la altitud de operación y las restricciones térmicas del entorno; delimitando las condiciones nominales y extremas bajo las cuales operaría el convertidor DC/DC.

Con el sistema base definido, se procedió a la identificación de los parámetros críticos en condiciones de altura, tales como reducción de la convección natural, variación

de la rigidez dieléctrica del aire, márgenes eléctricos de seguridad y factores de derating térmico.

A continuación, se empleó un método analítico orientado a la formulación del modelo matemático del convertidor DC/DC, definiendo la topología adoptada, los supuestos de modelado y las ecuaciones que describen el comportamiento de tensión, corriente y pérdidas del sistema.

Con base en el modelo matemático formulado, se aplicó un método analítico–computacional mediante la implementación del modelo en el entorno MATLAB.

Posteriormente se desarrolló la simulación dinámica del convertidor DC/DC en el entorno Simulink, representando su comportamiento en régimen transitorio y permanente frente a variaciones de carga y tensión de entrada.

De manera complementaria, se realizó el análisis térmico mediante el software SemiSel, esta fase permitió contrastar el comportamiento teórico obtenido en la modelación con el desempeño físico esperado de los componentes.

Posteriormente, se aplicó un método comparativo para el análisis integrado de los resultados obtenidos en MATLAB, Simulink y SemiSel, permitiendo evaluar la coherencia entre el modelo matemático, la simulación dinámica y la validación térmica de dispositivos.

Finalmente, se desarrolló la propuesta de optimización del convertidor DC/DC, orientada a mejorar la eficiencia energética, reducir el estrés térmico y garantizar un funcionamiento estable bajo condiciones de altura, culminando con la formulación de conclusiones y recomendaciones técnicas derivadas del estudio.

3.4. Definición del sistema base del proyecto

El sistema físico real se definió como el subsistema de alimentación auxiliar de un vehículo convertido a eléctrico. Este subsistema comprende la relación entre el banco principal de baterías, el convertidor DC/DC auxiliar, la batería auxiliar y las cargas de baja tensión del vehículo.

3.4.1. Arquitectura del sistema de alimentación auxiliar

El sistema de alimentación auxiliar se organiza en dos dominios eléctricos: el dominio principal de continua, asociado al banco principal de baterías, y el dominio auxiliar de baja tensión, asociado a la batería auxiliar y a las cargas eléctricas de 12 V nominales. La transferencia de energía entre ambos dominios se realiza mediante un convertidor DC/DC aislado, encargado de adaptar el nivel de tensión y mantener la separación eléctrica entre la entrada y la salida.

La Figura 6 muestra la arquitectura general considerada para el sistema de alimentación auxiliar del vehículo convertido a eléctrico. En ella se identifica el flujo de energía desde el banco principal hacia el convertidor DC/DC, la batería auxiliar y las cargas conectadas al bus de baja tensión.

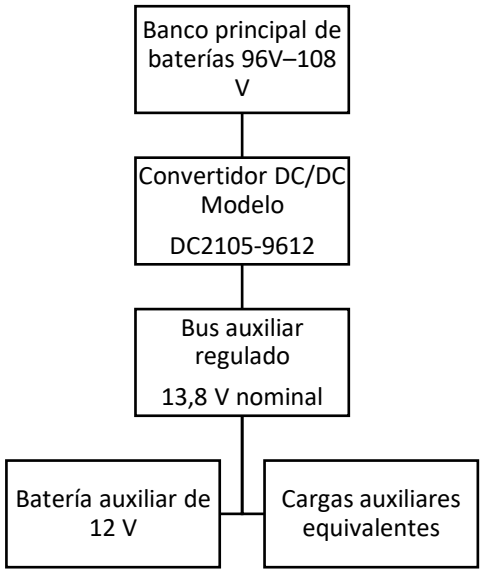


Figura 6 Arquitectura del sistema auxiliar de vehículo convertido a eléctrico.

La arquitectura se delimitó como unidireccional a nivel de sistema, debido a que la función del convertidor auxiliar es transferir energía desde el dominio principal hacia la red auxiliar de baja tensión.

3.4.2. Elementos eléctricos del sistema base

Dentro de esta delimitación se identificaron el banco de baterías principal, el convertidor DC/DC auxiliar, la batería auxiliar de 12 V y la demanda equivalente asociada a las cargas auxiliares del vehículo. Adicionalmente, se consideró la geometría física de la carcasa del convertidor y los materiales empleados en su disipador, verificados mediante medición directa y evidencia documentada.

3.4.2.1. Banco principal de baterías

El banco principal de baterías se identifica como la fuente de energía del sistema de tracción del vehículo convertido. Este elemento define el nivel eléctrico desde el cual se alimenta el convertidor DC/DC y permite diferenciar el bus principal de la red auxiliar de baja tensión. En la Figura 7 se identifica al banco de baterías principal que se encuentra instalado en un vehículo convertido a eléctrico que se está tomando como referencia.

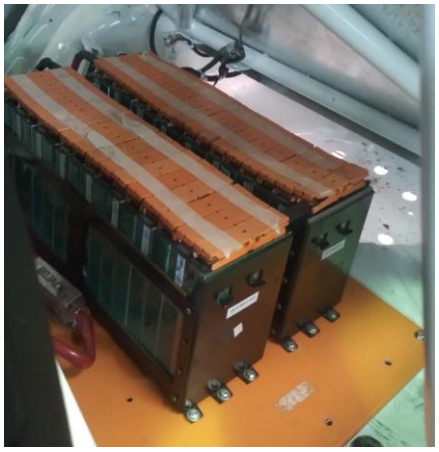


Figura 7. Banco principal de baterías del vehículo convertido.

Tabla 8 Datos técnicos del banco principal de baterías

Datos Técnicos	
Tecnología de batería	$LiFePO_4$
Configuración	1P32S
Capacidad nominal	100 Ah
Tensión nominal del banco	104 V
Tensión mínima documentada del banco	96 V
Tensión máxima documentada del banco	108 V
Número de celdas	32
Tensión nominal por celda	3,25 V
Tensión máxima equivalente por celda	3,38 V

Tensión mínima equivalente por celda	3,0 V
Autonomía referencial	50–60 km

Tomado de: Enpower, CO, Ltda, MC3336, 2019

En la Tabla 8 se organizan los datos técnicos del banco de baterías. A partir de estos datos, el banco principal se considera como una fuente de alimentación de aproximadamente 104 V nominales, compatible con el sistema de conversión del vehículo. Para el modelo del convertidor DC/DC, estos datos permiten identificar la fuente principal, mientras que los límites eléctricos de entrada se definen con el rango admisible del convertidor comercial.

3.4.2.2. Convertidor del modelo DC2105-9612

Para el sistema real del proyecto se identificó como referencia técnica el convertidor comercial Enpower del modelo DC2105-9612, perteneciente a la serie DC2105 como se identifica en la Figura 8. La ficha técnica del fabricante describe esta serie como convertidores CC-CC aislados de alta frecuencia, empleados para convertir el voltaje de la batería de energía de vehículos eléctricos hacia niveles auxiliares de 12 V/24 V, con salida estable, alta eficiencia y protección completa.



Figura 8. Placa de datos del convertidor comercial Enpower DC2105-9612.

La

Tabla 9 resume las especificaciones técnicas principales del modelo DC2105-9612. Estos datos se emplean como base para definir posteriormente las condiciones de frontera, los límites eléctricos y los criterios de simulación del sistema.

Tabla 9 Especificaciones del convertidor DC2105-9612

Parámetro	Descripción
Serie	DC2105
Modelo	DC2105-9612
Tipo	Convertidor CC-CC aislado de alta frecuencia
Entrada nominal	96 V
Rango de entrada	72–120 V
Salida	13,8 V ± 0,3 V
Corriente máxima de salida	≥50 A a 25 °C
Potencia nominal	500 W a 25 °C
Potencia máxima	600 W durante 6 minutos a 25 °C
Eficiencia	≥85 %, valor típico 88 %
Temperatura de operación	−20 °C a +60 °C
Protección	IP65
Aislamiento	Entrada y salida con aislamiento completo
Resistencia de aislamiento	≥50 MΩ a 25 °C
Prueba dieléctrica	1000 Vdc durante 1 minuto, corriente de fuga ≤5 mA
Humedad relativa	5 % a 95 %, sin condensación

Nota: Elaboración propia con base en la ficha técnica del convertidor DC2105 publicada por Enpower [28].

La información técnica disponible permite identificar los límites eléctricos, térmicos y ambientales del convertidor comercial, sin embargo, no especifica la arquitectura interna del circuito de potencia ni los componentes empleados por el fabricante. Por esta razón, el modelo equivalente que se empleará posteriormente para simulación no debe interpretarse como una confirmación del diseño interno real del DC2105-9612.

3.4.2.3. Batería auxiliar

El vehículo convertido a eléctrico mantiene una batería auxiliar nominal de 12 V, conectada al bus de baja tensión para sostener la alimentación de los sistemas auxiliares. En la configuración original del vehículo, el alternador suministraba energía al bus auxiliar y mantenía el nivel de tensión requerido por la batería. Después de la conversión eléctrica, esta función de alimentación es asumida por el convertidor DC/DC auxiliar.

Para el desarrollo del modelo se adopta como referencia la tensión regulada de salida del convertidor DC2105-9612, correspondiente a 13,8 V ± 0,3 V. No se incorpora un modelo electroquímico de la batería ni se analizan su capacidad, estado de carga o

comportamiento durante el arranque, debido a que la evaluación se concentra en la regulación del convertidor y en su respuesta frente a cargas auxiliares equivalentes en el entorno que generan las ciudades de altura.

3.4.2.4. Representación equivalente de las cargas auxiliares

Para el modelo de simulación, el sistema auxiliar se representa mediante una demanda equivalente conectada a la salida del convertidor DC/DC. Esta representación agrupó los consumidores de baja tensión del vehículo, como iluminación, señalización, electrónica de control, sensores, sistemas de monitoreo y pequeños accionamientos auxiliares, sin modelar individualmente el comportamiento eléctrico o mecánico de cada carga.

Para el análisis correspondiente, la demanda total del bus auxiliar se aproxima mediante una resistencia equivalente variable, en donde los cambios producidos por la conexión o desconexión de consumidores se representaron mediante variaciones escalonadas de carga, correspondientes a condiciones de potencia reducida, nominal y máxima temporal.

3.4.2.5. Geometría del sistema de disipación de la carcasa del DC2105-9612

Además de las características eléctricas y ambientales documentadas en la ficha técnica, la carcasa del convertidor DC2105-9612 incorpora un sistema de disipación pasivo integrado a su estructura externa, compuesto por una superficie aleteada de aluminio. Esta geometría no se especifica en la documentación técnica del fabricante más allá del plano general de instalación, por lo que su caracterización se complementa mediante evidencia física directa sobre el equipo correspondiente al vehículo convertido, como se observa en la Figura 9.



Figura 9 Vista superior de la carcasa del convertidor DC2105-9612, con la superficie aleteada de disipación.

A partir del plano de instalación del fabricante [28] y de la medición directa sobre el equipo físico, se determinan las dimensiones generales de la carcasa, el número de aletas y sus características geométricas, resumidas en la Tabla 10.

Tabla 10 Geometría del sistema de disipación de la carcasa del DC2105-9612.

Parámetro	Valor	Fuente
Longitud total de la carcasa	229 mm	Plano de instalación del fabricante [28]
Ancho de la superficie aleteada	204 mm	Plano de instalación del fabricante [28]
Profundidad de la carcasa	140 mm	Plano de instalación del fabricante [28]
Altura total de la carcasa	65 mm	Plano de instalación del fabricante [28]
Número de aletas	22	Conteo directo sobre el equipo físico
Espesor de cada aleta	2 mm	Medición directa sobre el equipo físico
Separación entre aletas	7.5 mm	Medición directa sobre el equipo físico
Altura de aleta	6 mm	Medición directa sobre el equipo físico
Peso total del convertidor	1,25 kg	EV Power WA Pty Ltd [29]

Nota: Elaboración propia con base en la ficha técnica del convertidor DC2105 publicada por Enpower [28] y en el convertidor comercial físico.

Las dimensiones generales de la carcasa provienen directamente del plano de instalación publicado por el fabricante, mientras que el número de aletas, su altura, espesor y su separación se obtienen mediante conteo y medición sobre el equipo físico disponible.

3.4.2.6. Materiales comúnmente empleados en disipadores y su capacidad de disipación

El material del disipador determina su capacidad de conducir calor desde la base hacia las aletas, por lo que es necesario conocer la conductividad térmica, la densidad y una referencia de costo de los materiales metálicos más empleados en sistemas de disipación, como base para evaluar alternativas de mejora frente al material actual de la carcasa.

Tabla 11 Propiedades comparativas de materiales comúnmente empleados en disipadores.

Material	Conductividad Térmica k (W/m·K)	Densidad (kg/m³)	Precio ref. (USD$/kg)	Observación
Cobre puro	385–401 [30], [31]	8.940 [32]	≈14,51 [33]	Mejor conductor; alto costo y peso
Oro	≈315 [31]	19.320 [32]	≈147.974 [33]	Buen conductor; costo prohibitivo
Aluminio	150–235 [30], [31]	2.700 [32]	≈3,23 [33]	Mejor balance conductividad-costo-peso
Latón	109–121 [34]	8.500 [32]	Cu + Zn	Menor conductividad que el aluminio; mayor peso
Bronce	24–111 [34], [35]	8.800 [32]	Cu + Zn	Menor conductividad que el aluminio; mayor peso

En la Tabla 11 se puede identificar que el aluminio se mantiene como el material predominante en disipadores comerciales de electrónica de potencia debido a su combinación favorable de conductividad térmica, costo y densidad. Con 2.700 kg/m³ [32], resulta aproximadamente 3,3 veces más liviano que el cobre y 7,2 veces más liviano que el oro, diferencia que adquiere relevancia en un contexto automotriz donde el peso adicional puede afectar la autonomía del vehículo, aunque los materiales de mayor conductividad, como el cobre o el oro, permitirían mejorar la disipación, pero introducen penalizaciones significativas de costo y peso frente al beneficio térmico obtenido.

3.5. Identificación de parámetros críticos en condiciones de altura

Operar a mayor altitud implica una menor presión atmosférica, lo cual repercute directamente en la disipación térmica del convertidor DC/DC. Las especificaciones eléctricas nominales no cambian, pero el entorno sí altera la capacidad del sistema para transferir calor hacia el ambiente, y estrecha además los márgenes de aislamiento eléctrico disponibles. De ahí que los parámetros críticos se organicen en dos grupos que son las condiciones atmosféricas de referencia y los parámetros térmicos de disipación.

3.5.1. Condiciones atmosféricas de referencia

Las condiciones atmosféricas de referencia permiten representar el entorno de operación del convertidor en ciudades de altura. Para este análisis se consideran dos variables principales: la presión atmosférica equivalente y la densidad del aire que influyen en la convección natural.

3.5.1.1. Presión atmosférica equivalente

La presión atmosférica equivalente se definió como el valor de presión estática del aire asociado a la altura geográfica del punto de operación, con el objetivo de representar de forma directa la severidad del entorno en la convección natural. Para su estimación se empleó el modelo de atmósfera estándar, en el cual la presión disminuye con la altura como consecuencia del equilibrio hidrostático y de la variación térmica típica de la troposfera.

Para altitudes inferiores a 11 km, correspondientes a la región de la troposfera considerada en el modelo de atmósfera estándar de la ecuación (1), la presión atmosférica equivalente $P(h)$ se determina a partir de la altura geográfica h mediante la relación barométrica presentada por NASA Glenn[36]. Esta expresión permite establecer las condiciones de presión asociadas a los escenarios de altura analizados y posteriormente calcular la densidad del aire utilizada como referencia para la evaluación térmica del convertidor.

$$P(h) = P_0 \left(1 - \frac{Lh}{T_0}\right)^{\frac{g_0}{RL}} \quad (1)$$

Donde:

$P(h)$: presión atmosférica equivalente a la altura h, en kPa.

P_0: presión atmosférica estándar al nivel del mar, igual a 101,325 kPa.

h: altura geográfica, en m s. n. m.

L: gradiente térmico estándar de la troposfera, igual a 0,0065 K/m.

T_0: temperatura estándar al nivel del mar, igual a 288,15 K.

g_0: aceleración gravitacional estándar, igual a 9,80665 m/s².

R: constante específica del aire seco, igual a 287,05 J/(kg·K).

3.5.1.2. Densidad del aire

La densidad del aire se define a partir de la presión atmosférica equivalente y la temperatura absoluta como se observa en la ecuación (2).

$$\rho = \frac{P}{RT} \quad (2)$$

Donde:

ρ(h): densidad del aire a la altura h, en kg/m³.

P(h): presión atmosférica equivalente a la altura h, en kPa.

Ra: constante específica del aire, igual a 0,28705 kPa·m³/(kg·K).

T(h): temperatura estándar a la altura h, en K.

A partir de las ecuaciones de presión atmosférica equivalente y densidad del aire, se establecen tres escenarios ambientales para el análisis: nivel del mar, una ciudad de altura representativa ubicada a 3000 m s. n. m. y una condición extrema metodológica de 5000 m s. n. m. En los tres casos se adopta una temperatura constante de 25 °C,

equivalente a 298,15 K, con el propósito de aislar el efecto de la altura sobre la presión y la densidad del aire.

Tabla 12 Condiciones atmosféricas estimadas para los escenarios de altura.

Escenario	Altura [m s. n. m.]	Presión equivalente [kPa]	Temperatura [°C]	Densidad del aire [kg/m³]	Reducción de densidad respecto al nivel del mar
Referencia al nivel del mar	0	101,33	25	1,184	0,00%
Ciudad de altura representativa	3000	70,11	25	0,819	30,80%
Condición extrema metodológica	5000	54,02	25	0,631	46,70%

Nota. Elaboración propia mediante las ecuaciones de presión atmosférica equivalente y densidad del aire.

En la Tabla 12 se muestran los resultados de una reducción progresiva de la presión atmosférica y de la densidad del aire conforme aumenta la altura. A 3000 m s. n. m., la densidad disminuye aproximadamente 30,8 % respecto al nivel del mar, mientras que a 5000 m s. n. m. la reducción alcanza aproximadamente 46,7 %. Estos valores se adoptan como referencias ambientales para interpretar posteriormente la capacidad de disipación térmica por convección y el comportamiento del aislamiento en condiciones de altura.

La condición de 5000 m s. n. m. se considera únicamente como una frontera metodológica de análisis, valor que se aproxima a la altitud de La Rinconada (Perú), el asentamiento humano permanente más alto del mundo, ubicado a aproximadamente 5000–5100 m s. n. m. según el Guinness World Records[37], lo que otorga relevancia práctica al límite metodológico adoptado. Por tanto, no debe interpretarse como una altura de operación certificada por el fabricante del convertidor DC2105-9612.

3.5.2. Parámetros térmicos para disipación

Cuando la presión atmosférica y la densidad del aire caen en condiciones de altura, la convección natural pierde eficacia como mecanismo de enfriamiento. El calor generado en las superficies del convertidor se evacúa con mayor dificultad, y el margen térmico

disponible se estrecha. El modelo asume este comportamiento como una restricción operativa más, no como un efecto secundario.

3.5.2.1. Transferencia de calor por convección

La transferencia de calor por convección representada en la ecuación (3) se emplea para representar la capacidad del aire de evacuar calor desde la superficie del convertidor. En condiciones de altura, la reducción de densidad del aire puede disminuir el coeficiente convectivo y, por tanto, reducir el flujo de calor disipado hacia el ambiente.

$$Q_{conv} = \alpha A(T_w - T_{amb}) \tag{3}$$

Donde:

Q_{conv}: potencia térmica disipada por convección, en W.

α: coeficiente de transferencia de calor por convección, en W/(m²·K).

A: área superficial efectiva de intercambio térmico, en m².

T_w: temperatura de la pared o superficie del convertidor, en °C o K.

T_{amb}: temperatura ambiente, en °C o K.

La diferencia $T_w - T_{amb}$ puede expresarse en °C o K, siempre que ambas temperaturas estén en la misma escala.

3.6. Formulación y definición del modelo matemático del convertidor

El modelo matemático del convertidor DC/DC constituye la base para describir el comportamiento dinámico de la etapa de conversión entre el banco principal y el bus auxiliar de baja tensión.

3.6.1. Modelo equivalente del convertidor

Para la formulación matemática se utiliza un modelo equivalente reductor aislado, empleado como representación de análisis y simulación del comportamiento step-down del sistema.

Se usa el modelo equivalente aislado ya que el convertidor DC2105-9612 pertenece a una serie de convertidores CD/CD aislados de alta frecuencia, destinados a

convertir la tensión de la batería principal del vehículo hacia un nivel auxiliar de baja tensión. Para este modelo, la ficha técnica reporta entrada nominal de 96 V, rango de entrada de 72 V a 120 V, salida regulada de 13,8 V ± 0,3 V, corriente máxima de salida mayor o igual a 50 A, potencia nominal de 500 W a 25 °C y aislamiento completo entre entrada y salida.

Bajo esta consideración, el modelo equivalente representa la transferencia de energía desde el lado primario, asociado al banco principal del vehículo, hacia el lado secundario, asociado al bus auxiliar de baja tensión.

3.6.2. Variables de estado, entradas y salidas del modelo

Para formular el modelo dinámico del convertidor equivalente, se identifican los elementos eléctricos que intervienen en la transferencia de energía y en la respuesta del filtro de salida. El circuito empleado considera una etapa primaria asociada a la tensión de entrada, un transformador ideal con relación de transformación equivalente, una etapa de rectificación secundaria y un filtro de salida $L-C$ conectado a una carga equivalente R, como se muestra en la Figura 10.

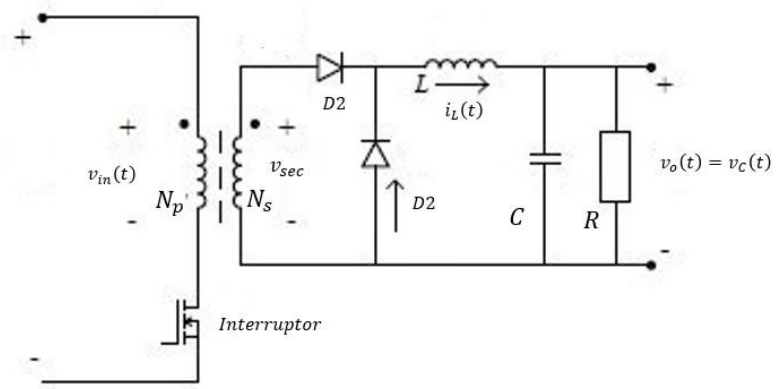


Figura 10 Circuito equivalente del convertidor DC/DC reductor aislado empleado para la formulación del modelo.

A partir del circuito de la Figura 10, la dinámica del modelo equivalente reductor aislado en modo de conducción continua se describe mediante dos variables de estado: la corriente del inductor de salida y la tensión del capacitor de salida. Estas variables

permiten representar la respuesta del filtro $L-C$ y del bus auxiliar ante cambios en la tensión de entrada, en el ciclo de trabajo o en la demanda equivalente de carga.

Para el modelo promediado, la tensión equivalente aplicada al filtro de salida se representa mediante el producto entre el ciclo de trabajo, la relación de transformación y la tensión de entrada, como se expresa en la ecuación (4):

$$v_{eq}(t) = d(t)\, n\, v_{in}(t) \tag{4}$$

3.7. Ecuaciones del modelo equivalente reductor aislado (comportamiento step-down)

El modelo equivalente reductor aislado se formula a partir de dos intervalos de conmutación en modo de conducción continua. Durante el intervalo de conducción, la energía se transfiere desde el lado primario hacia el secundario del transformador equivalente y el inductor de salida almacena energía. Durante el intervalo de no conducción, el inductor mantiene la alimentación de la carga a través del camino de recirculación. Para esta formulación inicial se consideran componentes ideales, con el fin de obtener un modelo promediado útil para la simulación dinámica del sistema.

3.7.1. Intervalo de conducción: $0 < t < dT_s$

Durante el intervalo de conducción, el interruptor principal del modelo equivalente se encuentra cerrado. Por lo tanto, a partir de la ecuación(4), la tensión aplicada al inductor de salida corresponde a la diferencia entre la tensión secundaria y la tensión de salida, como se expresa en la ecuación (5):

$$v_L = nV_{in} - v_o \tag{5}$$

Considerando que $v_o = v_C$, la corriente del inductor se distribuye entre el capacitor y la carga equivalente. Mediante la ley de corrientes de Kirchhoff se establece que

$$i_L = i_C + i_o$$

Donde

$$i_C = \mathrm{C}\left(\frac{dv_C}{dt}\right) \; e \; i_o = \frac{v_C}{R}$$

En consecuencia, las ecuaciones dinámicas correspondientes al intervalo de conducción quedan definidas mediante el sistema de ecuaciones (9):

$$\begin{aligned} L\frac{di_L}{dt} &= nV_{in} - v_C \\ C\frac{dv_C}{dt} &= i_L - \frac{v_C}{R} \end{aligned} \tag{6}$$

3.7.2. Intervalo de no conducción:$dT_s < t < T_s$

Durante el intervalo de no conducción, el interruptor principal se encuentra abierto. En esta condición, la transferencia directa desde el primario se interrumpe y la corriente del inductor continúa circulando hacia la carga mediante el camino de recirculación. Por ello, la tensión aplicada al inductor se expresa mediante la ecuación (7):

$$v_L = -v_C \tag{7}$$

A partir de la ecuación (7), y considerando que el inductor continúa suministrando corriente al capacitor y a la carga equivalente, el comportamiento dinámico durante el intervalo de no conducción queda definido mediante el sistema de ecuaciones (8)

$$\begin{aligned} L\frac{di_L}{dt} &= -v_C \\ C\frac{dv_C}{dt} &= i_L - \frac{v_C}{R} \end{aligned} \tag{8}$$

3.7.3. Modelo promediado

El modelo promediado se obtiene ponderando los sistemas de ecuaciones (6) y (8) de acuerdo con la fracción del período de conmutación correspondiente a cada intervalo. El estado de conducción se pondera mediante el ciclo de trabajo instantáneo d, mientras que el estado de no conducción se pondera mediante 1 − d. Después de simplificar ambas

contribuciones, el modelo dinámico promediado queda definido mediante el sistema de ecuaciones (9):

$$\frac{d\langle i_L\rangle}{dt} = \frac{d\, nV_{in} - \langle v_C\rangle}{L}$$
$$\frac{d\langle v_C\rangle}{dt} = \frac{\langle i_L\rangle - \frac{\langle v_C\rangle}{R}}{C} \quad (9)$$

Estas dos expresiones constituyen las ecuaciones de estado empleadas posteriormente para implementar el modelo equivalente en MATLAB y Simulink.

En estado estacionario ideal, las derivadas de las variables de estado se consideran iguales a cero. Al aplicar esta condición a la primera expresión del sistema de ecuaciones(9), se obtiene la relación entre la tensión de salida, la tensión de entrada, el ciclo de trabajo y la relación de transformación equivalente, presentada en la ecuación (10):

$$V_o = D\, nV_{in} \quad (10)$$

Como diferencia, en el modelo dinámico promediado, la variable d de la ecuación(9), representa el ciclo de trabajo instantáneo empleado durante la simulación dinámica, mientras que D de la ecuación(10) corresponde al valor del ciclo de trabajo en régimen estacionario.

3.8. Parámetros del modelo equivalente

La determinación de los parámetros del modelo equivalente permite establecer los valores necesarios para su implementación y simulación, a partir de las condiciones de operación y de los criterios de modelación adoptados.

3.8.1. Datos para la obtención de los parámetros

Para efectuar los cálculos del modelo equivalente se emplean como datos de entrada los límites eléctricos previamente establecidos para la tensión, la corriente y la potencia. A estas condiciones se incorporan criterios de diseño necesarios para determinar la relación de transformación, el ciclo de trabajo y el dimensionamiento del filtro de

salida, como la frecuencia de conmutación asumida y los porcentajes de rizado adoptados. Los valores considerados se resumen en la Tabla 13.

Tabla 13 Condiciones base para el cálculo del modelo equivalente

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad	Procedencia o Criterio
Tensión de entrada mínima	$V_{\text{in,min}}$	72	V	Datos de placa del convertidor **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**
Tensión de entrada nominal	$V_{\text{in,nom}}$	96	V	Datos de placa del convertidor
Tensión de entrada máxima	$V_{\text{in,max}}$	120	V	Datos de placa del convertidor
Tensión de salida regulada	V_o	13,8	V	Datos de placa del convertidor
Potencia de carga reducida	$P_{o,red}$	250	W	Escenario de carga parcial
Potencia nominal	$P_{\text{o,nom}}$	500	W	Condición nominal documentada a 25 °C
Potencia máxima temporal	$P_{\text{o,max}}$	600	W	Condición máxima durante 6 minutos a 25 °C
Corriente de salida adoptada para verificación	$I_{\text{o,max}}$	≥50	A	Frontera conservadora derivada de la capacidad documentada ≥50 A
Rizado relativo de corriente del inductor	$\Delta I_L / I_{L,nom}$	20	%	Criterio adoptado para el dimensionamiento del inductor
Rizado relativo de tensión de salida	$\Delta V_o / V_{o,ref}$	1	%	Criterio adoptado para el dimensionamiento del capacitor
Frecuencia de conmutación asumida	f_s	50	kHz	Supuesto de modelación respaldado como referencia por la Tabla 4 y [7]

Para la evaluación del modelo se adopta un valor de corriente límite de 50 A como referencia conservadora, debido a que la documentación del DC2105-9612 indica una capacidad máxima de salida igual o superior a este valor a 25 °C, pero no proporciona el límite exacto por encima de 50 A. Asimismo, los valores de 500 W y 600 W se diferencian como condición nominal continua y condición máxima temporal, respectivamente.

El rizado de corriente del inductor se adopta en 20 %, dentro del rango de 20 % a 40 % recomendado en la literatura de electrónica de potencia para convertidores tipo reductor [38], seleccionando el extremo conservador de dicho rango para reducir el estrés de corriente sobre el inductor y el capacitor de salida.

El rizado de tensión de salida se limita al 1 % que el valor de referencia frecuentemente adoptado en el diseño de convertidores conmutados tipo reductor [39]. Este criterio es además coherente con la ventana de regulación documentada para el convertidor comercial que tiene los valores de ±0,3 V y equivalen al ±2,17 % respecto a

13,8 V, por lo que un rizado del 1 % consume aproximadamente la mitad de dicho margen, preservando el resto para la respuesta dinámica del controlador ante transitorios de carga y variaciones de tensión de entrada.

Debido a que la documentación técnica disponible del DC2105-9612 no especifica su frecuencia interna de conmutación, se adopta 50 kHz como supuesto de modelación. En la Tabla 4 se reporta una topología DC/DC de 0,5 kW que opera a esta frecuencia, por lo que este valor se utiliza como una referencia de orden de magnitud para el dimensionamiento del filtro.

3.8.2. Parámetros obtenidos y seleccionados

Se consolidan los resultados calculados y los valores seleccionados que definen el comportamiento eléctrico del modelo equivalente. Estos valores se presentan en la Tabla 14.

Tabla 14 Resumen de parámetros calculados del modelo equivalente

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad	Tipo de parámetro
Relación de transformación secundaria–primaria	$n = N_s/N_p$	0,426	—	Calculado
Relación de transformación primaria–secundaria	N_p/N_s	2,35	—	Calculado
Ciclo de trabajo de referencia a 72 V	D_{72}	0,45	—	Calculado
Ciclo de trabajo de referencia a 96 V	D_{96}	0,337	—	Calculado
Ciclo de trabajo de referencia a 120 V	D_{120}	0,27	—	Calculado
Corriente nominal de salida	$I_{o,nom}$	36,23	A	Calculado para 500 W
Corriente máxima temporal	$I_{o,temp}$	43,48	A	Calculado para 600 W
Frecuencia de conmutación del modelo	f_s	50	kHz	Supuesto de modelación
Inductancia de salida	L	33	µH	Valor seleccionado
Capacitancia de salida	C	220	µF	Valor seleccionado
Resistencia equivalente para carga reducida	$R_{eq,250}$	0,762	Ω	Calculado para 250 W
Resistencia equivalente para carga nominal	$R_{eq,500}$	0,381	Ω	Calculado para 500 W
Resistencia equivalente para carga máxima temporal	$R_{eq,600}$	0,317	Ω	Calculado para 600 W

Los parámetros calculados establecen las condiciones estacionarias de referencia y los niveles de carga utilizados en el modelo. Por su parte, la frecuencia de conmutación y los valores seleccionados de inductancia y capacitancia completan la parametrización

requerida para implementar el sistema de conversión y evaluar posteriormente su respuesta dinámica.

3.9. Desarrollo, ajuste y evaluación progresiva del modelo

El proceso computacional parte de los parámetros obtenidos en la sección dedicada al dimensionamiento del filtro de salida, resumidos en la Tabla 14, y del sistema de ecuaciones (9), correspondiente al modelo promediado formulado previamente.

3.9.1. Parametrización y preparación de escenarios en MATLAB

En MATLAB se desarrolla un script de parametrización para organizar los datos documentados del convertidor, los parámetros obtenidos durante el dimensionamiento y las variables requeridas por los modelos implementados en Simulink y Simscape.

El script define las tensiones de entrada, la referencia y límites de salida, las potencias de operación, la corriente máxima adoptada, la relación de transformación, la frecuencia asumida, los elementos del filtro, las cargas equivalentes y los ciclos de trabajo de referencia. También se establece el caso inicial de simulación a 96 V y el perfil escalonado de carga utilizado para evaluar la respuesta dinámica del modelo.

La regulación de tensión se configura inicialmente mediante las ganancias Kpy Kiv, correspondientes a la configuración base del modelo matemático promediado. Las principales variables definidas para la parametrización se presentan en la tabla del ANEXO 1.

El perfil de carga definido en MATLAB corresponde a una secuencia escalonada de 250 W → 500 W → 600 W → 500 W. En el modelo, el bloque From Workspace mantiene cada valor hasta el siguiente instante programado debido a que la interpolación se encuentra desactivada, por lo que los cambios se interpretan como escalones de demanda auxiliar.

3.9.2. Escenarios comunes y criterios de evaluación

Las pruebas se organizan en dos grupos: variaciones de carga con una tensión nominal de entrada de 96 V y variaciones de tensión de entrada manteniendo como referencia la carga nominal de 500 W.

Para las pruebas de demanda auxiliar se consideran tres niveles de potencia: 250 W, 500 W y 600 W. La condición de 250 W representa una carga reducida, 500 W corresponde a la operación nominal y 600 W se emplea como condición máxima temporal. Las resistencias equivalentes asociadas a estos niveles de carga se calculan en MATLAB mediante la ecuación y coinciden con los valores calculados analiticamente. Para evaluar el comportamiento frente al rango de alimentación se emplean las tensiones de entrada de 72 V, 96 V y 120 V, definidas como condición mínima, nominal y máxima del modelo.

Tabla 15 Escenarios eléctricos definidos para la evaluación del modelo equivalente.

Grupo de prueba	Escenario	Tensión de entrada	Potencia de carga	Corriente de salida de referencia	Resistencia equivalente
Variación de carga	Carga reducida	96 V	250 W	18,116 A	0,762 Ω
Variación de carga	Carga nominal	96 V	500 W	36,232 A	0,381 Ω
Variación de carga	Carga máxima temporal	96 V	600 W	43,478 A	0,317 Ω
Variación de entrada	Entrada mínima	72 V	500 W	36,232 A	0,381 Ω
Variación de entrada	Entrada nominal	96 V	500 W	36,232 A	0,381 Ω
Variación de entrada	Entrada máxima	120 V	500 W	36,232 A	0,381 Ω

Los escenarios eléctricos se resumen en la Tabla 15 donde se identifica que la condición de 500 W representa la operación nominal del modelo, mientras que la condición de 600 W se utiliza para evaluar la respuesta ante una exigencia temporal del bus auxiliar.

Adicional, al inicio el intervalo breve durante el cual se aplican 600 W en la simulación tiene como finalidad analizar la respuesta dinámica del modelo, no reproducir térmicamente el periodo máximo de seis minutos declarado para el convertidor comercial.

Para analizar la regulación ante cambios de demanda se utiliza el perfil definido en MATLAB mediante las variables t_carga, P_carga y perfil_carga. La secuencia inicia con 250 W, aumenta hasta 500 W, alcanza temporalmente 600 W y retorna a la condición nominal. Los cambios de carga se producen de forma escalonada en 0,041 s, 0,081 s y 0,101 s, respectivamente, este perfil programado se presenta en la Tabla 16 .

Tabla 16 Perfil dinámico de carga aplicado durante la simulación.

Intervalo o instante	Potencia correspondiente	Condición
0–0,041 s	250 W	Carga reducida
0,041 s	250 → 500 W	Cambio escalonado
0,041–0,081 s	500 W	Carga nominal
0,081 s	500 → 600 W	Cambio escalonado
0,081–0,101 s	600 W	Carga máxima temporal
0,101 s	600 → 500 W	Cambio escalonado
0,101–0,200 s	500 W	Condición nominal restablecida

La variable principal de evaluación es la tensión de salida $v_o(t)$, la cual se compara con la referencia de 13,8 V y con el intervalo admisible de 13,5 V a 14,1 V.

La corriente de salida $i_o(t)$ se contrasta con la frontera conservadora de 50ª adoptada para el modelo y con los valores esperados para cada nivel de potencia: 18,116A para 250 W, 36,232 A para 500 W y 43,478 A para 600 W, considerando una tensión de salida cercana a 13,8 V. De forma complementaria, la potencia de salida $P_o(t)$ permite verificar la secuencia de demanda auxiliar programada, mientras que el ciclo de trabajo instantáneo $d(t)$se registra para comprobar la acción del controlador dentro de los límites computacionales de 0,10 y 0,55, sin saturación sostenida.

Durante las simulaciones se registran las siguientes variables comunes:

- Tensión de salida $v_o(t)$
- Corriente de salida $i_o(t)$
- Ciclo de trabajo instantáneo $d(t)$
- Corriente del inductor $i_L(t)$, cuando resulte necesaria para interpretar la dinámica del modelo.

- Pérdida total estimada $P_{loss}(t)$, obtenida a partir de las pérdidas de conducción y conmutación del semiconductor calculadas en la configuración conmutada, como variable de enlace hacia el modelo térmico desarrollado posteriormente.

Para comparar las configuraciones iniciales y estables se consideran como indicadores la tensión mínima, la tensión máxima, la desviación respecto a 13,8 V, la presencia de sobreoscilaciones, el comportamiento durante los cambios de carga y la actuación del ciclo de trabajo. El análisis del rizado físico de conmutación no se aplica a los modelos promediados porque los modelos promediados no reproducen la conmutación real.

3.9.3. Modelo matemático promediado en Simulink

El primer nivel de representación corresponde al modelo matemático promediado implementado en Simulink. Este modelo utiliza el sistema de ecuaciones (9) y los parámetros cargados desde el archivo Parametros_Base_Modelo_Equivalente.mat, por lo que en esta etapa no se reformulan las ecuaciones ni se redimensionan los elementos del convertidor.

El análisis inicial se realiza con una tensión de entrada de 96 V y con el perfil escalonado de carga definido previamente. Esta condición se conserva durante el diagnóstico y ajuste del controlador, con el fin de comparar las configuraciones bajo un mismo escenario de prueba.

3.9.3.1. Configuración inicial y diagnóstico de la respuesta

La primera configuración del modelo matemático promediado se implementa en Simulink con un ciclo de trabajo fijo, tomando como referencia el valor nominal correspondiente a la tensión de entrada de 96 V. En la Figura 11 se presenta el diagrama de bloques de esta configuración inicial, donde se identifican la entrada de tensión, la relación de transformación equivalente, el bloque de ciclo de trabajo fijo, las ecuaciones dinámicas del filtro y la carga variable aplicada al bus auxiliar.

En esta configuración se utiliza el valor $D_{nom_caso} = 0{,}3374$, correspondiente al ciclo de trabajo estacionario calculado para $V_{in} = 96$ V. Sin embargo, al mantenerse constante, este valor no proporciona una compensación activa frente a las variaciones escalonadas de carga. Por esta razón, el modelo inicial permite verificar la estructura matemática implementada, pero también evidencia la necesidad de incorporar una acción de control para regular la tensión de salida durante los cambios de demanda.

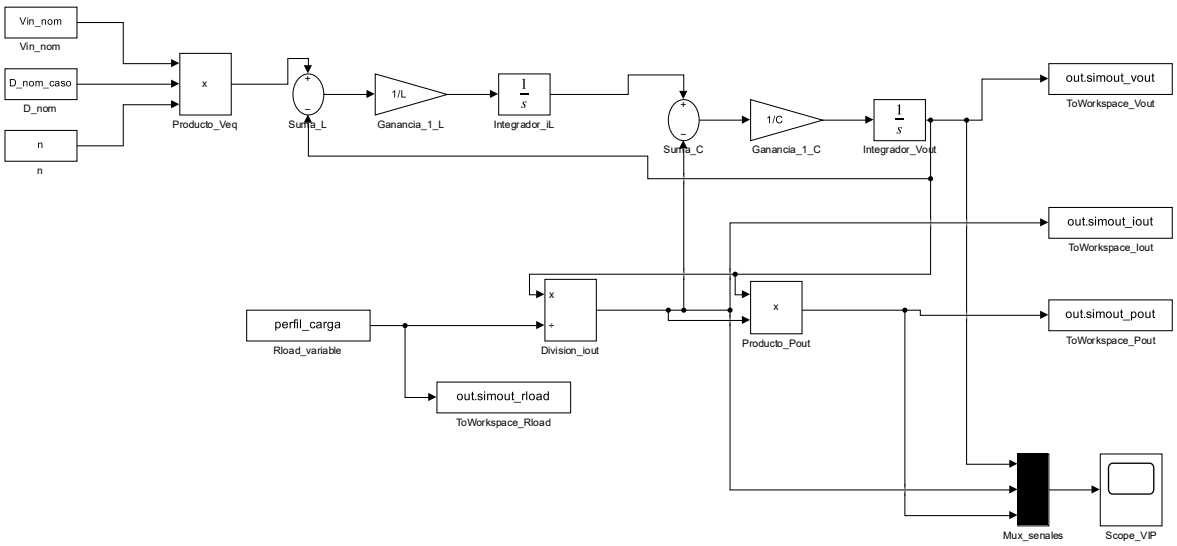


Figura 11 Configuración inicial del modelo matemático promediado en Simulink con ciclo de trabajo fijo.

En el ANEXO 2 presenta la respuesta durante el incremento de carga de 250W a 500W, efectuado en 0,041s, la tensión de salida desciende hasta 9,997 V en 0,041103s. Este valor representa una desviación de −3,803 V respecto a la referencia de 13,8 V y queda por debajo del límite inferior admisible de 13,5 V.

Posteriormente, durante el retorno de 600 W a 500 W, la tensión alcanza un valor máximo de 15,321 V en 0,101103 s, superando el límite superior admisible de 14,1 V. Estos resultados indican que el ciclo de trabajo constante permite establecer el punto nominal de conversión, pero no ajusta la energía transferida durante los cambios de demanda.

En consecuencia, la configuración inicial en lazo abierto presenta una regulación dinámica insuficiente. La caída de tensión y la sobretensión registradas durante los

cambios de carga justifican la incorporación de una realimentación de tensión que modifique el ciclo de trabajo en función del error respecto a la referencia de 13,8 V.

3.9.3.2. Ajuste del controlador y respuesta estable

A partir del diagnóstico inicial, se incorpora un controlador proporcional e integral en el lazo de tensión del modelo matemático promediado. En el ANEXO 3 se presenta la configuración ajustada, donde se observa la realimentación de la tensión de salida, el cálculo del error respecto a la referencia de 13,8 V, el bloque PI y la saturación aplicada al ciclo de trabajo.

La señal de error del controlador se define como la ecuación (27):

$$e_v(t) = V_{ref} - V_{out}(t) \tag{11}$$

donde V_{ref} corresponde a la tensión de referencia del bus auxiliar, igual a 13,8 V, y $V_{out}(t)$ representa la tensión de salida del modelo. A partir de este error, el controlador PI genera la señal de control (28):

$$u_{PI}(t) = K_p e_v(t) + K_i \int e_v\,(t)\,dt \tag{12}$$

donde $K_p$es la ganancia proporcional y $K_i$es la ganancia integral. Para esta etapa se emplean las ganancias $K_p = 0{,}03$y $K_i = 80$. La salida del controlador se limita mediante un bloque de saturación para obtener el ciclo de trabajo aplicado al modelo promediado (29):

$$d(t) = \text{sat}(u_{PI}(t), D_{min}, D_{max}) \tag{13}$$

donde $D_{min} = 0{,}10$ y $D_{max} = 0{,}55$ corresponden a los límites adoptados para evitar valores no físicos del ciclo de trabajo durante la simulación.

La respuesta se evalúa con una tensión de entrada de 96 V y con el perfil de carga utilizado para las pruebas de desarrollo. La respuesta de tensión obtenida se presenta en la ANEXO 4, donde se verifica el comportamiento del modelo después de incorporar la acción del controlador.

Con el controlador PI, la tensión mínima obtenida es de 13,696 V y la tensión máxima alcanza 14,046 V. Estos valores permanecen dentro del intervalo admisible de 13,5 V a 14,1 V, con una desviación máxima de 0,246 V respecto a la referencia de 13,8 V. Además, después de cada cambio de carga, la tensión retorna hacia el valor de referencia sin presentar oscilaciones sostenidas.

En consecuencia, la configuración con control PI se considera la versión estable del modelo matemático promediado. En comparación con la configuración inicial de ciclo de trabajo fijo, el controlador permite compensar las variaciones de demanda y mejorar la regulación dinámica de la tensión de salida. No obstante, este resultado corresponde al modelo equivalente promediado, por lo que no representa aún los efectos físicos de conmutación del convertidor.

3.9.4. Circuito eléctrico equivalente conmutado con MOSFET y PWM.

La evaluación del sistema modificado considera la combinación de las condiciones ambientales más exigentes, con el propósito de determinar su comportamiento frente a los límites establecidos para el funcionamiento del convertidor.

3.9.4.1. Selección de semiconductor y configuración inicial del sistema de conmutación

A partir del circuito eléctrico promediado se desarrolla la configuración conmutada del convertidor, incorporando un semiconductor de conmutación real en lugar de una fuente controlada ideal. Considerando que el convertidor opera con una tensión en el lado primario de 72 V a 120 V y una frecuencia de conmutación de 50 kHz, se selecciona un MOSFET como dispositivo de conmutación. El MOSFET elegido es el IRFP250N, cuyas características se resumen en la Tabla 17.

Tabla 17 Características del MOSFET IRFP250N[40].

Parámetro	Valor
Tensión drenador-fuente máxima V_{DSS}	200 V
Corriente continua I_D	30 A
Resistencia de conducción, máx. $R_{DS(on)}$	0,075 Ω
Tiempo de subida t_r	43 ns
Tiempo de bajada t_f	33 ns
Temperatura máxima de unión	175 °C
Encapsulado	TO-247
Fabricante	International Rectifier / Infineon Technologies

Para la rectificación del lado secundario se selecciona un diodo Schottky, dado que su ausencia de recuperación inversa reduce las pérdidas de conmutación asociadas. El diodo elegido es el MBR60100CT, cuyas características se resumen en la Tabla 18.

Tabla 18 Características del diodo MBR60100CT.[41]

Parámetro	Valor
Tensión inversa repetitiva V_{RRM}	100 V
Corriente directa media, config. Doble $I_{F(AV)}$	60 A
Caída de tensión directa V_F	0,84 V
Temperatura de unión	-55°C a 150°C
Encapsulado	TO-247 / TO-3P
Fabricante	Vishay General Semiconductor

Los dos componentes se seleccionan con márgenes de operación superiores a las condiciones del modelo, como la tensión de bloqueo del MOSFET de 200 V supera ampliamente la tensión máxima de entrada de 120 V, y la tensión inversa del diodo de 100 V supera la tensión reflejada del secundario que sale del producto de la relación de vueltas n y $V_{in,max}$ que se obtiene aproximadamente $51{,}1V$.

La Figura 12 presenta la configuración resultante en Simulink, donde el bloque que representaba el interruptor genérico se reemplaza por el MOSFET IRFP250N parametrizado según la Tabla 17.

Tabla 17, y el diodo genérico se reemplaza por el MBR60100CT parametrizado según la Tabla 18.

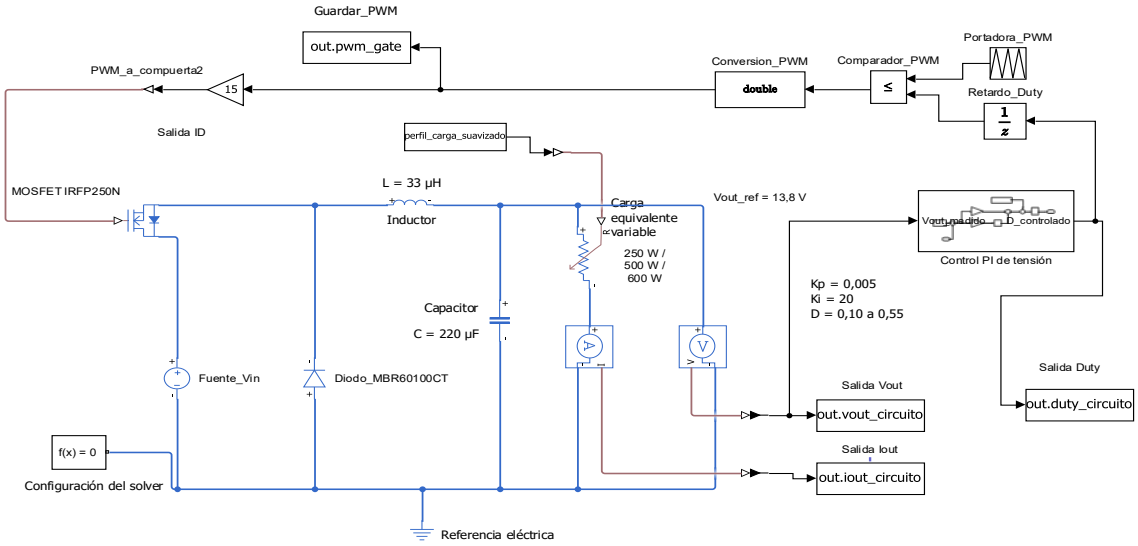


Figura 12 Circuito con el MOSFET IRFP250N y el diodo MBR60100CT

Al incorporar la caída de tensión asociada a $R_{DS(on)}$, el ciclo de trabajo necesario para mantener la tensión de referencia se desplaza respecto al modelo ideal. En el ANEXO 5 se grafica al escenario más exigente de operación que es de 72V y 600W el ciclo de trabajo requerido se aproxima a 0,67, valor que satura el límite superior originalmente definido de 0.55 del modelo ideal e impedía alcanzar la regulación especificada.

Por ello, este límite se amplía hasta el valor mínimo que permite convergencia a que es 0.70 dentro del rango admisible de salida, confirmado mediante barrido de este parámetro. Con el ajuste aplicado, la tensión de salida en régimen estable alcanza 13,802 V en la condición nominal y 13,804 V en la condición más exigente, ambas dentro de la referencia de 13,8 V.

Como muestra la ANEXO 6, ante transiciones abruptas de carga el sistema presenta una desviación transitoria momentánea de hasta 15,37 V, con recuperación en 84,1 ms, que se atribuye al comportamiento del controlador en combinación con las pérdidas reales del semiconductor. Esta desviación se mantiene fuera de la banda

únicamente durante el intervalo de transición, sin afectar el cumplimiento del criterio de regulación en estado estacionario.

3.9.4.2. Cálculo de pérdidas de conducción y conmutación

Con los semiconductores ya caracterizados, se calculan las pérdidas asociadas al MOSFET, al diodo y a los elementos pasivos del filtro de salida, con el fin de obtener la pérdida total del convertidor, variable que posteriormente se emplea como entrada del modelo térmico. El origen conceptual de estas pérdidas, entendidas como efectos no ideales del convertidor, se sustenta en el libro[42].

La potencia de salida y la corriente eficaz del inductor se determinan mediante la ecuación (14):

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} \tag{14}$$

Donde:

P_{out}: Potencia entregada a la carga auxiliar

V_{out}: Tensión regulada de salida

I_{out}: Corriente demandada por la carga equivalente.

Para considerar el efecto del rizado de corriente sobre las pérdidas resistivas, la corriente eficaz del inductor se aproxima mediante la ecuación:

$$I_{L,rms} = \sqrt{I_{out}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \tag{15}$$

La pérdida de conducción del interruptor se calcula mediante la expresión(16) correspondiente a un MOSFET, en función de su resistencia de conducción [43], [44]:

$$P_{cond,Q} = I_{Q,rms}^2 \cdot R_{DS(on)} \tag{16}$$

Las pérdidas en el diodo(17) se calculan a partir de su caída de tensión directa [42]:

$$P_D = V_F \cdot I_{D,avg} \tag{17}$$

Las pérdidas de conmutación(18) se estiman con la ecuación[43], [44]:

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_{sw} \cdot I_{sw} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s \quad (18)$$

Además, se consideran pérdidas resistivas equivalentes en el inductor(19) y en el capacitor de salida(20), [42].

$$P_L = I_{L,rms}^2 \cdot R_L \quad (19)$$

$$P_C = I_{C,rms}^2 \cdot ESR \quad (20)$$

La pérdida total estimada por el bloque se obtiene como la suma de todas las pérdidas parciales anteriores, y se ven expresadas en la ecuación (21):

$$P_{loss} = P_{cond,Q} + P_{sw} + P_D + P_L + P_C \quad (21)$$

Los parámetros $R_{DS(on)}$, V_F, t_r y t_f corresponden a los valores del MOSFET IRFP250N y del diodo MBR60100CT reportados en las tablas Tabla 17 y Tabla 18.

Las corrientes $I_{Q,rms}$, $I_{D,avg}$ se obtienen a partir de las formas de onda registradas en la simulación del circuito conmutado, mientras que $I_{L,rms}$ se determina de forma analítica mediante la ecuación (15) a partir de la corriente de salida y el rizado de corriente adoptados previamente para el dimensionamiento del filtro de salida. En la Figura 13 se coloca los amperímetros para el cálculo de la corriente $I_{Q,rms}$ y $I_{D,avg}$, en serie con el MOSFET y el diodo.

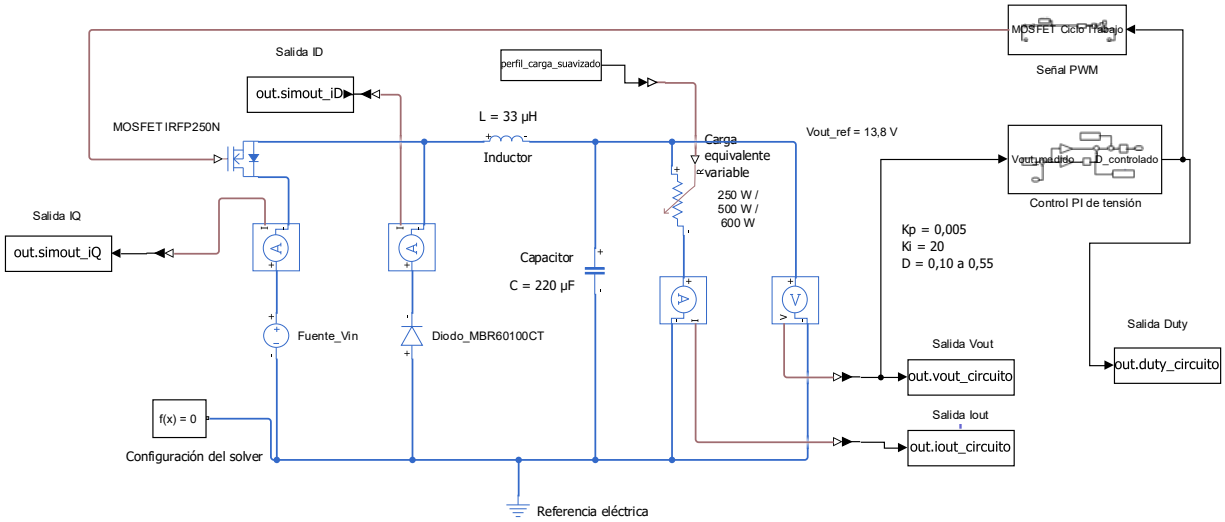


Figura 13 Medición de $I_{Q,rms}$ y $I_{D,avg}$ del MOSFET y el Diodo.

Se registran las corrientes del MOSFET y del diodo en régimen estable para los escenarios de comparación como son en condición normal de 96V, 250W, condición nominal de 96 V, 500 W, condición de voltaje mínimo de 72V, 500W, condición de voltaje máximo 120V, 500W y condición crítica de 72 V, 600 W, resumidas en la Tabla 19.

Tabla 19 Corrientes registradas en el modelo conmutado.

Escenario	$I_{Q,rms}$ **(A)**	$I_{D,avg}$ **(A)**
Normal (96V, 250W)	11.901	10.038
Nominal (96 V, 500 W)	25,763	17,79
Voltaje mínimo (72 V, 500W)	25.668	17.473
Crítico (72 V, 600 W)	30,897	20,913

Aplicando las ecuaciones (15)-(21) con los parámetros de los semiconductores seleccionados, se obtienen las pérdidas resumidas en la Tabla 20 en donde se identifica que la pérdida de conducción del MOSFET domina el balance total en ambos escenarios, seguida por la pérdida del diodo.

Tabla 20 Tabla de pérdidas en potencia para los escenarios evaluados

Componente	(96V-250W)	96V-500W	72V-500W	120V-500W	72V-600W
$P_{cond,Q}$	10,62	49,78	49,41	48,41	71,6
P_{sw}	2,17	4,7	3,51	5,79	4,23
P_D	8,43	14,94	14,68	15,34	17,57
P_L	1,64	6,59	6,56	6,58	9,45
P_C	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07
P_{loss}	22,93	76,08	74,24	76,19	102,92
Eficiencia	91,6%	86,8%	87,1%	86,8%	85,4%

En la misma Tabla 20 para verificar la coherencia de estos resultados, se calcula la eficiencia implícita con la fórmula (22) en cada escenario:

$$\eta_{nominal} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \tag{22}$$

En donde los cuatro puntos de operación a plena carga como nominal, voltaje mínimo, voltaje máximo y crítico, se encuentran dentro del rango de eficiencia de 85%-88% asumido para el modelo, mientras que la condición normal presenta una eficiencia más alta debido a su menor carga sobre las pérdidas resistivas I^2R, confirmando la coherencia entre el cálculo detallado por componente y la eficiencia general adoptada desde etapas iniciales del dimensionamiento.

3.10. Determinación de la cadena de resistencia térmica del convertidor

La evaluación térmica del convertidor requiere conocer la resistencia térmica total entre la unión del semiconductor y el ambiente, compuesta por tres tramos en serie: la resistencia interna del módulo semiconductor, la resistencia de la interfaz de montaje, y la resistencia del sistema de disipación hacia el ambiente. Esta sección determina cada uno de estos tramos a partir de fuentes independientes entre sí, evitando que el valor final dependa de un único origen de datos.

3.10.1. Resistencias térmicas del semiconductor

Las resistencias térmicas unión-carcasa $R_{\theta jc}$ y carcasa-disipador $R_{\theta cs}$ se obtienen de los datos proporcionados por los fabricantes de los semiconductores seleccionados. Para el MOSFET IRFP250N se consideran $R_{\theta jc} = 0{,}7°C/W$ y $R_{\theta cs} = 0{,}24°C/W$, este último para montaje sobre superficie plana con pasta térmica [40]. Para el diodo Schottky MBR60100CT se utiliza $R_{\theta jc} = 0{,}65°C/W$ [41].

El MOSFET concentra aproximadamente el 70 % de las pérdidas totales en el escenario crítico, por lo que su cadena térmica se toma como referencia para el modelo térmico integrado. De esta manera, el análisis se mantiene basado en los semiconductores seleccionados para el convertidor.

3.10.2. Dimensionamiento térmico del sistema de disipación real.

La resistencia térmica disipador-ambiente $R_{\theta sa,0}$, se determina a partir de la geometría real de la carcasa del convertidor, aplicando el modelo de convección natural desarrollado en la literatura de electrónica de potencia [42]. El área efectiva de disipación se calcula considerando el área expuesta de las 22 aletas con la ecuación (23) y la porción de base no cubierta por estas con la ecuación (24):

$$A_{aletas} = 2 \cdot N \cdot D \cdot H_{aleta} = 0{,}0370\ m^2 \quad (23)$$

$$A_{base,exp} = (W - N \cdot t) \cdot D = 0{,}0224\ m^2 \quad (24)$$

$$A_{total} = A_{aletas} + A_{base,exp} = 0{,}0594\ m^2$$

El coeficiente de convección natural se estima mediante la correlación (25):

$$h \approx 1{,}42(\Delta T/L)^{0{,}25}[42] \quad (25)$$

Con $L = H_{aleta} = 6mm$ como longitud característica, resolviendo de forma iterativa junto con la resistencia térmica $R_{\theta sa} = 1/(hA_{total})$. Dado que la carcasa es completamente sellada (IP65), la totalidad de la pérdida generada internamente se evacúa a través de esta misma superficie, por lo que la iteración emplea la pérdida total del convertidor P_{loss}, obtenida previamente para cada escenario.

La temperatura de unión del MOSFET se obtiene sumando, a la temperatura superficial de la carcasa T_s, con el salto térmico generado por su propia pérdida de conducción y conmutación, a través de su cadena interna de resistencia térmica $R_{\theta jc} + R_{\theta cs} = 0{,}94$°C/W, establecida previamente:

$$T_s = T_{amb} + P_{loss} \cdot R_{\theta sa,0} \tag{26}$$

$$T_j = T_s + \left(P_{cond,Q} + P_{sw}\right) \cdot \left(R_{\theta jc} + R_{\theta cs}\right)$$

La **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** resume los resultados obtenidos para los tres escenarios de operación evaluados, donde el escenario normal se observa una demanda parcial correspondiente al uso cotidiano del vehículo, donde la temperatura de unión se mantiene con amplio margen respecto al límite absoluto del MOSFET que es de 175°C. En el escenario nominal de plena carga continua la temperatura de unión de 159,2°C supera el umbral de derating adoptado para el modelo de 150°C y en el escenario crítico, la temperatura de 237,2°C supera ampliamente el límite absoluto de operación del semiconductor.

Tabla 21 Resistencia térmica disipador-ambiente y temperaturas resultantes por escenario de operación.

Escenario	$T_{amb}(°C)$	$P_{loss}(W)$	$h\left(\frac{W}{m^2} * °C\right)$	$P_{cond,Q} + P_{sw}$(W)	$R_{\theta sa,0}(°\frac{C}{W})$	$T_s(°C)$	T_j *MOSFET* (°C)
Normal	25	22,93	12,12	12,79	1,389	56,9	68,9
Nominal	25	76,08	15,44	54,48	1,09	108	159,2
Crítico	60	102,92	16,36	75,83	1,029	165,9	237,2

Los resultados evidencian que el sistema de disipación original de la carcasa, calculado a partir de su geometría real, resulta insuficiente para sostener condiciones de carga nominal o superior de forma prolongada, aun sin considerar el efecto adicional de la altitud sobre la capacidad de disipación por convección, lo que fundamenta la necesidad del rediseño del sistema de disipación de la carcasa.

Adicionalmente, se determina la capacitancia térmica de la carcasa C_θ, necesaria para representar su comportamiento dinámico frente a variaciones de carga. Ante la imposibilidad de medir directamente la masa de la carcasa, esta se estima mediante un cálculo geométrico, verificado contra el peso total del convertidor comercial reportado por un distribuidor de la misma serie de producto [29].

Considerando un espesor de pared de 2,5 mm, valor característico de carcasas de aluminio para electrónica [45] y coherente con el espesor de aleta medido directamente de 2 mm, se calcula la masa de la base, las paredes laterales y las aletas que es determinada a partir de la geometría real de $m_{base} \approx 0{,}193\ kg$ y $m_{paredes} \approx 0{,}302\ kg$.

$$m_{carcasa} = m_{base} + m_{paredes} + m_{aletas} = 0{,}595\ kg \qquad (27)$$

Esta estimación representa aproximadamente el 48% del peso total del convertidor comercial de 1,25 kg [29], proporción físicamente consistente con un convertidor aislado que incorpora, además de la carcasa, un transformador, tarjeta de circuito impreso y componentes de potencia. La capacitancia térmica resultante es:

$$C_\theta = m_{carcasa} \times c_{p,Al} = 0{,}595 \times 900 \approx 536\ J/°C$$

Con la resistencia térmica y la capacitancia térmica de la carcasa ya determinadas a partir de su geometría real, el sistema de disipación queda completamente caracterizado para su incorporación al circuito térmico desarrollado a continuación

3.11. Implementación del modelo térmico integrado en Simscape

El modelo térmico integrado utiliza bloques físicos del dominio térmico de Simscape para representar la transferencia de calor producida por las pérdidas de potencia calculadas previamente y las condiciones atmosféricas correspondientes a la altitud de operación. A diferencia del cálculo mediante resistencias térmicas en régimen estable, este modelo considera la respuesta térmica del sistema durante el funcionamiento, permitiendo obtener la variación de la temperatura con el tiempo.

El circuito térmico se acopla al circuito eléctrico conmutado validado previamente mediante bloques de interfaz. Las pérdidas de potencia se transfieren al dominio térmico y la temperatura de unión obtenida se utiliza en el controlador para limitar el ciclo de trabajo cuando se presentan condiciones de riesgo térmico. En esta sección se desarrolla la configuración del circuito térmico, el efecto de la altitud, el acoplamiento entre los dominios eléctrico, térmico y la lógica de protección térmica. Finalmente, se verifica el comportamiento del modelo para el rango de altitud establecido en el estudio.

3.11.1. Arquitectura del circuito térmico

El circuito térmico se construye como una cadena de cuatro bloques físicos del dominio térmico de Simscape, conectados en serie entre la fuente de calor y el ambiente, una fuente de flujo de calor controlada, que recibe la pérdida de potencia calculada en el modelo eléctrico, también está el bloque de conducción, que representa la resistencia térmica interna del semiconductor de conmutación; un bloque de masa térmica, que representa la capacidad de almacenamiento de calor de la carcasa; y un bloque de convección, que representa la disipación hacia el ambiente a través de la geometría real del disipador. AL final, el bloque de temperatura ambiente cierra la cadena como referencia. La Figura 14 presenta la arquitectura del circuito, junto con los bloques de interfaz descritos.

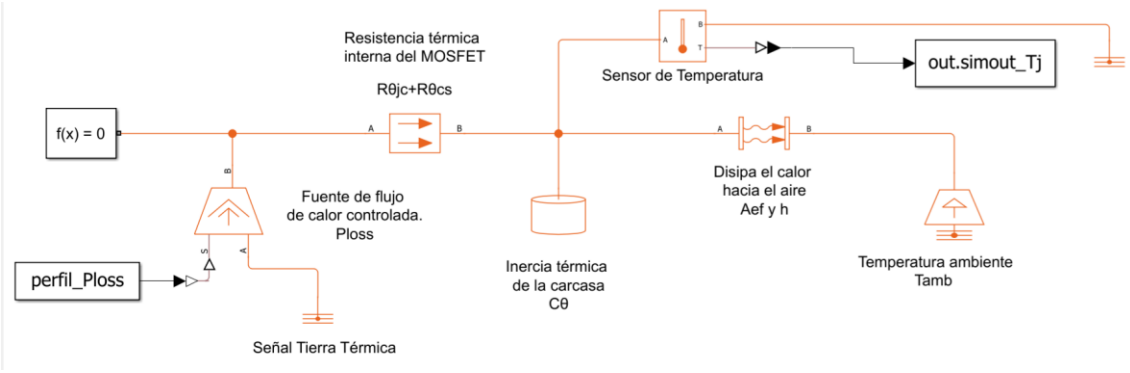


Figura 14 Arquitectura del circuito térmico integrado en Simscape.

La interfaz entre el modelo eléctrico y el circuito térmico se resuelve mediante bloques de conversión de dominio, con un Simulink-PS Converter que traduce la señal de pérdida de potencia, calculada a partir de las corrientes del circuito conmutado, hacia el dominio físico térmico; en sentido inverso, un PS-Simulink Converter extrae la temperatura resultante en el nodo posterior al bloque de conducción, devolviéndola al dominio de señales. En esta etapa aún no se conecta con el modelo de retroalimentación.

Los parámetros empleados en cada bloque se resumen en la Tabla 22, donde el coeficiente de convección del bloque de convección se adopta como el promedio de los tres coeficientes obtenidos durante el dimensionamiento térmico de la carcasa correspondientes a los escenarios normal, nominal y crítico, resultando en $h \approx 14{,}64$h.

Tabla 22 Parámetros del circuito térmico.

Bloque	Parámetro	Valor
Conducción	$R_{\theta jc} + R_{\theta cs}$	0,94 °C/W
Masa térmica	C_θ	536 J/°C
Convección	Área efectiva – A_{ef}	0,0594 m²
Convección	Coeficiente convectivo (h)	14,64 W/m²·°C
Temperatura ambiente	T_{amb}	Según escenario evaluado

Con esta arquitectura y sus parámetros definidos, el circuito queda preparado para representar la evolución de la temperatura del convertidor en función del tiempo de operación, tal como se desarrolla en las secciones siguientes.

3.11.2. Implementación del modelo atmosférico

El efecto de la altitud sobre la capacidad de disipación del convertidor se incorpora a través de su influencia en la densidad del aire, manteniendo la temperatura de referencia constante en 25°C, con el fin de aislar exclusivamente el efecto de la altura sobre la presión atmosférica y la densidad, sin introducir variaciones de temperatura ambiente asociadas a la ubicación geográfica.

La presión atmosférica equivalente para cada altitud se determina mediante el modelo de atmósfera estándar (1) con $P_0 = 101{,}325\text{kPa}$, $L = 0{,}0065$ K/m, $T_0 = 288{,}15$ K, $g_0 = 9{,}80665\text{m/s}^2$, $R = 287{,}05(\text{kg·K})$. A partir de la presión, la densidad del aire se obtiene mediante (28):

$$\rho(h) = \frac{P(h)}{RT} \tag{28}$$

El factor de convección $F_{conv}(h)$ se define como la razón entre la densidad a la altitud evaluada y la densidad a nivel del mar de la ecuación (29):

$$F_{conv}(h) = \frac{\rho(h)}{\rho(0)} \tag{29}$$

Este factor representa la reducción relativa de la capacidad de disipación por convección natural, y se aplica sobre la resistencia térmica disipador-ambiente calculada previamente para nivel del mar, mediante la ecuación (30):

$$R_{\theta sa}(h) = \frac{R_{\theta sa,0}}{F_{conv}(h)} \tag{30}$$

La

Tabla 23 presenta los valores atmosféricos calculados para los escenarios definidos. En ella se observa que, al aumentar la altura, la presión atmosférica y la densidad del aire disminuyen; por tanto, el factor convectivo relativo se reduce y la resistencia térmica disipador-ambiente $R_{\theta sa}(H)$ aumenta.

Tabla 23 Presión, densidad y factor de convección por altitud.

Altitud H [m s. n. m.]	Presión $P(H)$ [kPa]	Densidad ρ [kg/m³]	Factor convectivo relativo F_{conv}	Incremento relativo de $R\theta sa$
0	101,33	1,184	1	0,00%
1000	89,87	1,05	0,887	12,74%
2000	79,5	0,929	0,785	27,46%
3000	70,11	0,819	0,692	44,53%
4000	61,64	0,72	0,608	64,38%
5000	54,02	0,631	0,533	87,57%

Con el factor de convección determinado para cada altitud, la resistencia térmica del disipador puede recalcularse para cualquier condición de altura que se emplea en la validación del modelo

La incorporación efectiva de esta dependencia al circuito se logra modificando el bloque de convección de la arquitectura, de forma que la resistencia de convección deje de ser un parámetro interno fijo y pase a aceptarse como una entrada física externa, calculada en MATLAB a partir de la altitud seleccionada mediante la ecuación (31).

$$h(H) = h_{base} \times F_{conv}$$
$$R_{\theta sa}(H) = 1/\big(h(H) \times A_{ef}\big). \tag{31}$$

Esta señal se traduce hacia el dominio físico térmico mediante el conversor de interfaz correspondiente, y se conecta al bloque de resistencia térmica variable del circuito, como se observa en la Figura 15. La temperatura ambiente se mantiene como un valor fijo independiente de la altitud, consistente con el resto del modelo, en el cual cada escenario de operación define su propio valor de forma explícita.

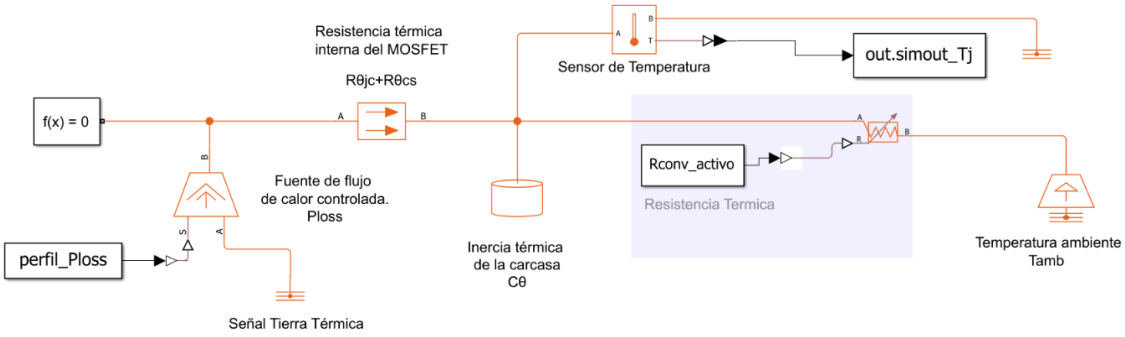


Figura 15 Implementación en Simulink de la entrada de altitud hacia el circuito térmico.

La incorporación se verifica evaluando el circuito en tres condiciones de altitud, como el escenario nominal de operación con $P_{loss} = 76{,}08\text{W}$, $T_{amb} = 25°C$ a nivel del mar, también una altitud representativa de ciudades andinas de 3000 m y la condición extrema del estudio de 5000 m. Tabla 24 resume los resultados obtenidos, y se grafican en la Figura 16 que presenta estos resultados de forma gráfica para su posterior análisis, incluyendo el umbral de temperatura máxima admisible para el MOSFET seleccionado con $T_{j,max} = 175°C$.

Tabla 24 Verificación del circuito térmico ante variación de altitud en escenario nominal.

Altitud (m)	F_{conv}	$R_{\theta sa}$	T_s	T_j MOSFET (°C)
0	1,000	1,1499	112,49	163,70
3000	0,692	1,6620	151,44	202,65
5000	0,533	2,1569	189,10	240,31

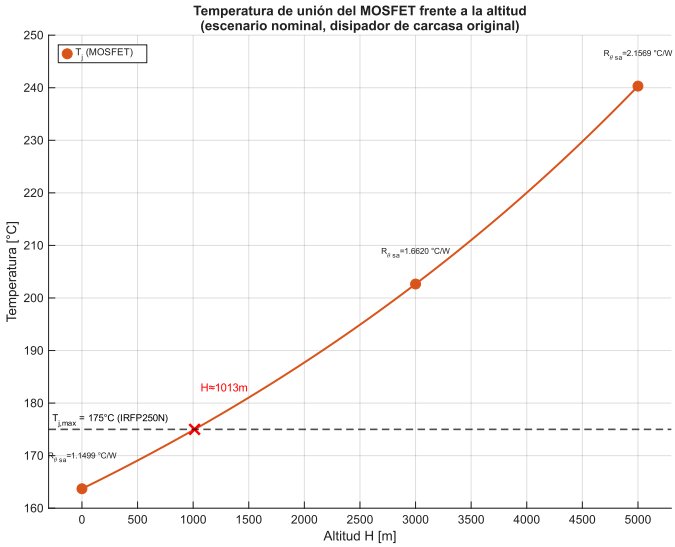


Figura 16 Temperatura de unión del MOSFET frente a la altitud en escenario nominal y el disipador de carcasa original.

Como se observa en la Figura 16, la temperatura de unión cruza el límite absoluto del semiconductor a una altitud aproximada de 1013m, incluso bajo condiciones de operación nominal, sin considerar el escenario crítico de mayor demanda. Este resultado confirma que la altitud opera como una entrada activa del circuito, modulando en tiempo de simulación la resistencia térmica disipador-ambiente, y evidencia que el sistema de disipación original de la carcasa resulta insuficiente prácticamente en la totalidad del rango de altitud de interés para el estudio, no únicamente en condiciones extremas combinadas de potencia y temperatura ambiente.

3.11.3. Lógica de derating

La temperatura alcanzada por el semiconductor durante la operación constituye una variable relevante para determinar si el convertidor puede mantener su punto de funcionamiento sin superar las condiciones térmicas admisibles. Por esta razón, se incorpora al modelo una lógica de derating encargada de reducir progresivamente el margen disponible del ciclo de trabajo cuando las pérdidas generadas por el MOSFET superan la capacidad de disipación correspondiente a su temperatura de carcasa. A diferencia de una reducción directa en función de la temperatura de unión, la estrategia compara primero el esfuerzo térmico real del semiconductor con la potencia máxima que

puede disipar en cada instante, replicando el criterio de derating lineal documentado por el fabricante del dispositivo[40].

Para el MOSFET IRFP250N se consideran $R_{\theta jc} = 0{,}7$ °C/W, $R_{\theta cs} = 0{,}24$°C/W y $T_{j,max} = 175$°C [40]. La temperatura de carcasa se obtiene a partir de la temperatura superficial del disipador y de las pérdidas instantáneas del transistor, mediante la ecuación (32):

$$T_c(t) = T_s(t) + P_{MOS}(t) \cdot R_{\theta cs} \tag{32}$$

A partir de esta temperatura se determina la potencia máxima que el semiconductor puede disipar sin exceder el límite de unión, mediante la ecuación (33):

$$P_{d,max}(t) = \frac{T_{j,max} - T_c(t)}{R_{\theta jc}} \tag{33}$$

Esta relación reproduce con exactitud la curva de derating de potencia documentada por el fabricante: evaluada en la condición de referencia del datasheet de $T_c = 25°C$, entrega $P_{d,max} = 214{,}3W$, coincidiendo con el valor de disipación máxima especificado por el fabricante para esa condición[40].

A partir de la potencia máxima admisible así obtenida, se define un factor de reducción F_{der} como la razón entre esta capacidad disponible y la pérdida real del semiconductor, saturada entre 0 y 1, mediante la ecuación (34):

$$F_{der}(t) = sat_{[0,1]}\left(\frac{P_{d,max}(t)}{P_{MOS}(t)}\right) \tag{34}$$

Esta expresión constituye una construcción propia que traduce el criterio de derating de potencia documentado por el fabricante hacia una variable aplicable al control del ciclo de trabajo del convertidor[40]. Mientras $P_{MOS}(t)$ se mantiene por debajo de $P_{d,max}(t)$, $F_{der} = 1$ y el convertidor conserva el margen completo de operación; cuando las pérdidas superan la capacidad disponible, $F_{der} < 1$ y el margen permitido se reduce.

El ciclo de trabajo máximo disponible para el controlador se determina finalmente mediante la ecuación (35):

$$D_{max,activo}(t) = D_{min,ctrl} + F_{der}(t) \times \left(D_{max,ctrl} - D_{min,ctrl}\right) \quad (35)$$

con $D_{min,ctrl} = 0{,}10$ y $D_{max,ctrl} = 0{,}70$. Para incorporar este mecanismo se amplió el diagrama de bloques acoplado al circuito térmico, con la potencia de salida instantánea alimenta dos tablas de búsqueda unidimensionales que contienen a la pérdida total y pérdida del MOSFET, referenciadas a los valores previamente calculados para 250 W, 500 W y 600 W.

La pérdida total alimenta la fuente de calor del circuito térmico, mientras que la pérdida del MOSFET se emplea dentro del subsistema que ejecuta secuencialmente el cálculo de T_c, $P_{d,max}$ y F_{der}, cuya salida modifica el límite superior del ciclo de trabajo del controlador PI, cerrando el acoplamiento entre la respuesta eléctrica y la condición térmica. Esta estructura permite que una variación de la potencia de salida modifique también las pérdidas térmicas, evitando mantener una fuente de calor constante cuando el punto de operación se reduce. La Figura 17 presenta la implementación resultante.

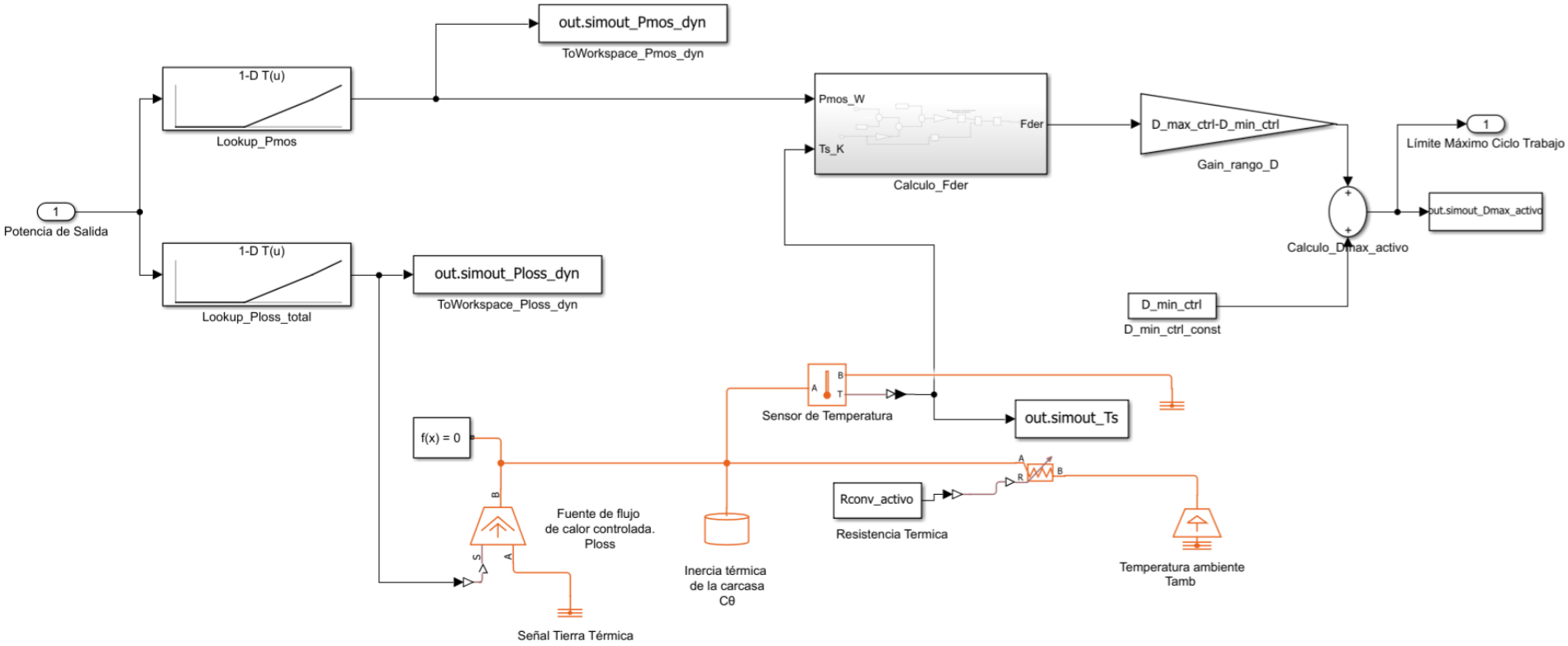


Figura 17 Implementación de la lógica de derating y del acoplamiento de pérdidas dinámicas en Simulink.

El mecanismo se evaluó en el escenario nominal continuo de $V_{in} = 96V$, $P_{out} = 500W$, $T_{amb} = 25°C$ y $H = 3000m$, condición que aísla el efecto térmico de la altura sin combinarlo con la sobrecarga temporal de 600 W. A esta altitud, el modelo atmosférico establece un factor convectivo de 0,692. La simulación se extendió a 4500 segundos, equivalente a 75 min y corresponde a $5{,}05\tau$ lo que permite observar el transitorio completo hasta el régimen permanente y los resultados principales se resumen en la Tabla 25.

Tabla 25 Resultados de la actuación del derating en el escenario nominal a 3000 m.

Parámetro o evento	Resultado
Inicio de $T_j \geq 175°C$	22,58 min
Inicio detectado del derating	22,62 min
D_{max} al inicio del derating	0,6986
D_{req} para 13,8 V	0,3374
T_j máxima	198,05 °C
T_j final	197,54 °C
$D_{max,activo}$ final	0,334
V_{out} final	13,6587 V
P_{out} final	489,82 W
P_{MOS} final	52,78 W

La variación de T_j durante los últimos cinco minutos de simulación fue de apenas $-0{,}001°C$, confirmando que el sistema alcanzó el régimen permanente y que el resultado no corresponde a un sobreimpulso transitorio, sino a una condición sostenida del sistema de disipación original.

3.11.4. Validación del modelo base frente a la altitud y evolución temporal de la temperatura de unión

Una vez implementada la dependencia de la resistencia térmica disipador-ambiente respecto a la altitud, se evaluó el comportamiento térmico del convertidor bajo el escenario nominal continuo de $V_{in} = 96V$, $P_{out} = 500W$ y $T_{amb} = 25°C$, comparando la condición a nivel del mar frente a 3000 m s. n. m. La temperatura ambiente se mantuvo constante con el propósito de aislar el efecto producido exclusivamente por la reducción

de presión y densidad del aire sobre la capacidad de disipación por convección natural, de acuerdo con el modelo atmosférico desarrollado previamente.

Antes de comparar los resultados simulados, conviene establecer una referencia analítica que permita anticipar el comportamiento esperado y verificar, por contraste, que la simulación dinámica reproduce correctamente la física del sistema. Para cada altitud se determina el coeficiente convectivo corregido $h(H)$, la resistencia térmica disipador-ambiente $R_{\theta sa}(H)$ y la constante de tiempo térmica $\tau(H)$, conforme a las ecuaciones (36) a (38):

$$h(H) = h_{base} \cdot F_{conv}(H) \tag{36}$$

$$R_{\theta sa}(H) = \frac{1}{h(H) \cdot A_{ef}} \tag{37}$$

$$\tau(H) = R_{\theta sa}(H) \cdot C_{\theta} \tag{38}$$

donde $h_{base} = 14{,}64\,\text{W/m}^2\cdot\text{°C}$, $A_{ef} = 0{,}0594\ \text{m}^2$ y $C_{\theta} = 536\ \text{J/°C}$ corresponden a los parámetros determinados previamente para la carcasa original. Con $R_{\theta sa}(H)$ y $\tau(H)$ ya calculados para cada altitud, la solución analítica de un sistema térmico de primer orden que fue validado frente al circuito de Simscape con diferencias del orden de 10^{-9} y permite estimar de forma independiente la temperatura superficial y de unión esperadas, mediante las ecuaciones (39) y (40):

$$T_s(t,H) = T_{amb} + P_{loss} \cdot R_{\theta sa}(H) \cdot \left(1 - e^{-t/\tau(H)}\right) \tag{39}$$

$$T_j(t,H) = T_s(t,H) + P_{MOS} \cdot \left(R_{\theta cs} + R_{\theta jc}\right) \tag{40}$$

Esta referencia analítica cumple dos funciones: sirve como verificación cruzada de que el circuito implementado en Simscape reproduce correctamente la física esperada, y anticipa el orden de magnitud del comportamiento antes de examinar el resultado dinámico completo. Sin embargo, la ecuación (40) asume una pérdida de potencia constante en el tiempo, condición exacta únicamente mientras el mecanismo de derating permanece inactivo.

Pero al activarse el derating, P_{MOS} se reduce ligeramente, por lo que la simulación dinámica con el lazo cerrado constituye la referencia más precisa para cuantificar la temperatura de unión en dicha condición. Por este motivo, la comparación siguiente se realiza directamente sobre los resultados de la simulación dinámica en ambas altitudes, empleando la formulación analítica como marco de referencia y verificación, no como resultado final. Este comportamiento se observa en la Figura 18 que presenta la evolución temporal de la temperatura de unión obtenida mediante simulación dinámica para ambas condiciones.

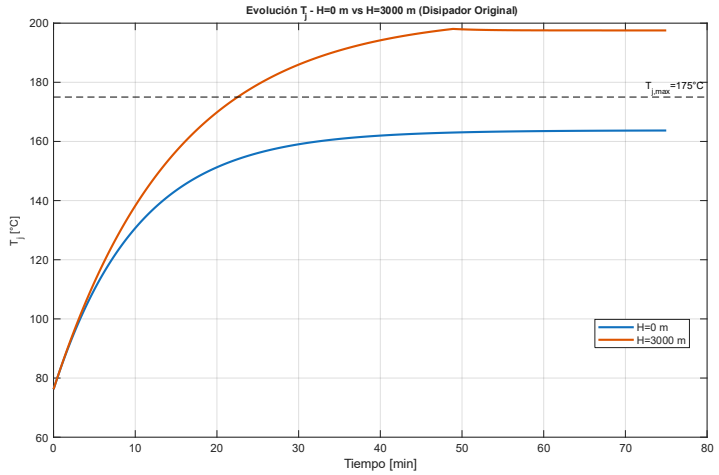


Figura 18 Evolución temporal de la temperatura de unión del MOSFET a nivel del mar y a 3000 m s. n. m.

Como se observa en la Figura 18, ambas curvas parten del mismo valor inicial y crecen con una forma similar durante los primeros minutos; sin embargo, la curva correspondiente a 3000 m se separa progresivamente de la de nivel del mar, cruza el límite absoluto de 175°C antes de estabilizarse, y presenta un cambio de pendiente visible en el punto donde el mecanismo de derating comienza a actuar.

Tabla 26 Comportamiento térmico del modelo base a nivel del mar y a 3000 m s. n. m.

Altitud (m)	F_{conv}	$R_{\theta sa}$	τ (min)	T_j máxima (°C)	Activación Derating
0	1,000	1,1507	10,28	163,70	No
3000	0,692	1,6631	14,86	198,05	Sí, a los 22,62 min

Los resultados cuantitativos se resumen en la Tabla 26, identificando que, a nivel del mar, la temperatura de unión converge a 163,70°C, permaneciendo por debajo del límite absoluto sin necesidad de activar el mecanismo de protección, el ciclo de trabajo máximo se mantiene en su valor nominal de 0,70 durante toda la simulación. A 3000 m, la reducción del factor convectivo a 0,692 incrementa tanto la resistencia térmica como la constante de tiempo del sistema, provocando que la unión cruce el límite absoluto antes de alcanzar el régimen permanente y activando el derating.

Cabe destacar que, aun con el mecanismo de protección actuando, la temperatura máxima alcanzada era de 198,05°C, que resulta ligeramente inferior a la que predice la ecuación (58) sin considerar la reducción de pérdidas asociada al derating de 202,74°C, confirmando que el propio mecanismo de protección atenúa parcialmente, aunque de forma insuficiente, la severidad térmica del escenario.

Este contraste evidencia que el sistema de disipación original resulta suficiente únicamente en condiciones cercanas al nivel del mar, y que un incremento moderado de altitud ya compromete su capacidad de sostener la operación nominal continua sin intervención del mecanismo de protección térmica.

3.12. Propuesta de mejora del sistema de disipación

Los resultados obtenidos con el modelo térmico base evidenciaron que la capacidad de disipación de la carcasa original disminuye progresivamente con el incremento de la altitud, debido a la reducción de la densidad del aire y, en consecuencia, del coeficiente de convección natural. Bajo operación nominal continua, esta condición provoca un aumento de la resistencia térmica disipador-ambiente y de la temperatura de unión del MOSFET.

A partir de este comportamiento, se plantea una mejora del sistema de disipación basada en la modificación física de la carcasa, manteniendo el principio de refrigeración pasiva del diseño original. La propuesta se orienta a incrementar el área efectiva disponible para la transferencia de calor mediante cambios en la geometría de las aletas, evitando incorporar sistemas de ventilación forzada u otros elementos auxiliares que introducirían nuevas variables eléctricas, mecánicas y de consumo energético. La

modificación se desarrolla a partir de la geometría real caracterizada previamente, de manera que el aumento de área, la variación de masa y capacitancia térmica, y la reducción resultante de la resistencia térmica puedan justificarse cuantitativamente antes de comparar el comportamiento del sistema original y el modificado.

3.12.1. Modificación geométrica y aumento del área efectiva de disipación

A partir de la validación del sistema base se determinó que la reducción de la capacidad convectiva con la altitud constituye la principal limitación térmica de la carcasa original. Por esta razón, la propuesta de mejora se planteó conservando el material, la superficie de montaje, el número y el espesor de las aletas, y modificando principalmente su altura. Esta decisión permite incrementar el área disponible para la transferencia de calor sin disminuir la separación existente entre aletas, evitando alterar adicionalmente los canales de circulación del aire considerados en el modelo de convección natural.

La geometría original está constituida por 22 aletas de 6 mm de altura y 2 mm de espesor, distribuidas sobre una superficie aleteada de 204 mm de ancho y 140 mm de profundidad, con una separación medida de aproximadamente 7,5 mm. El área efectiva se obtiene mediante la suma del área expuesta de ambas caras de las aletas y la superficie de base no ocupada por estas, según las ecuaciones (41) a (43):

$$A_{aletas} = 2NDH_a \tag{41}$$

$$A_{base,exp} = (W - Nt)D \tag{42}$$

$$A_{ef} = 2NDH_a + (W - Nt)D \tag{43}$$

donde $N = 22$, $D = 0{,}140m$, $W = 0{,}204m$W, $t = 0{,}002m$ y H_a es la altura de aleta. Con $H_a = 0{,}006m$, la geometría original proporciona un área efectiva total de $A_{ef,original} \approx 0{,}0594\ m^2$, valor coincidente con el empleado durante la caracterización del sistema de disipación original.

3.12.1.1. Dimensionamiento de la nueva altura de aleta

La nueva geometría se dimensiona tomando como condición de diseño la altitud máxima considerada en el estudio, 5000 m s. n. m., por representar el escenario de menor densidad del aire y, por tanto, la condición más desfavorable para la convección natural.

Bajo esta condición, la temperatura de unión en régimen permanente del sistema original alcanza aproximadamente 240,31°C, superando ampliamente el límite de 175°C.

La temperatura superficial máxima admisible para que la unión permanezca en 175°C se obtiene a partir de las pérdidas nominales del MOSFET $P_{MOS} = 54{,}48W$ y su resistencia térmica interna total $R_{\theta jc} + R_{\theta cs} = 0{,}94°C/W$, mediante la ecuación (44):

$$T_{s,lim} = T_{j,max} - P_{MOS}\left(R_{\theta jc} + R_{\theta cs}\right) \approx 123{,}79°C \tag{44}$$

Para una temperatura ambiente de 25°C, el salto térmico máximo admisible resulta $\Delta T_{lim} = 98{,}79°C$.Dado que la correlación de convección natural depende también de la longitud característica de la aleta, el coeficiente convectivo se recalcula para cada altura propuesta, mediante las ecuaciones (45) y (46):

$$h_0(H_a) = 1{,}42\left(\frac{\Delta T_{lim}}{H_a}\right)^{0{,}25} \tag{45}$$

$$h_{5000}(H_a) = h_0(H_a) \times F_{conv,5000} \tag{46}$$

con $F_{conv,5000} = 0{,}533$. Resolviendo iterativamente la condición de suficiencia con la ecuación (62) con estas relaciones, se obtiene una altura mínima $H_{a,min} \approx 14{,}56mm$. Con el fin de adoptar una dimensión práctica y conservar un margen sobre el mínimo calculado, se selecciona $H_{a,nueva} = 15mm$, manteniendo sin cambios el número de aletas, su espesor, la profundidad y la separación entre ellas.

3.12.1.2. Área efectiva de la geometría propuesta

Con $H_a = 15mm$, el área de aletas $A_{aletas,nueva}$ resulta $0{,}0924\ m^2$ y como la superficie de base expuesta permanece sin modificación a $0{,}0224\ m^2$, por lo que el área efectiva total de la propuesta es, $A_{ef,nueva} = 0{,}1148\ m^2$ que representa un incremento del 93,3% respecto a la configuración original, sin modificar la huella de montaje ni reducir la separación entre aletas. La

Tabla 27 resume la comparación geométrica.

Tabla 27 Comparación geométrica entre la carcasa original y la propuesta.

Parámetro	Original	Propuesta

Ancho de superficie aleteada	204 mm	204 mm
Profundidad	140 mm	140 mm
Número de aletas	22	22
Espesor de aleta	2 mm	2 mm
Separación entre aletas	7,5 mm	7,5 mm
Altura de aleta	6 mm	15 mm
Área de aletas	0,0370 m²	0,0924 m²
Área expuesta de base	0,0224 m²	0,0224 m²
Área efectiva total	0,0594 m²	0,1148 m²
Incremento de área	—	93,30%

Los parámetros originales corresponden a la geometría documentada y medida directamente sobre el convertidor DC2105-9612. La Figura 19 presenta un esquema comparativo entre ambas configuraciones.

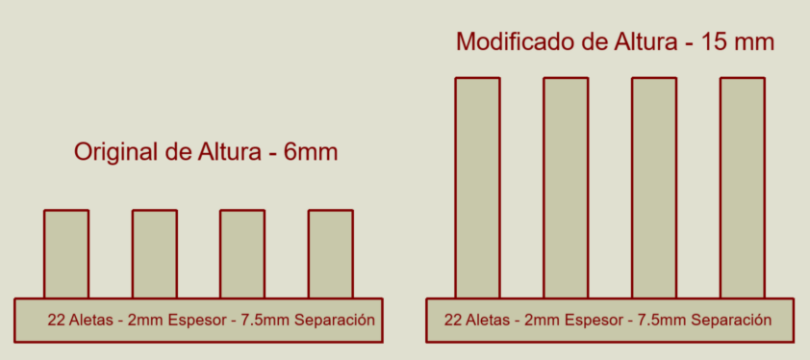


Figura 19 Comparación geométrica del sistema de disipación original y la propuesta con aumento de altura de las aletas.

Como se observa en la Figura 19, la modificación conserva la distribución original de las 22 aletas y aumenta únicamente su altura de 6 a 15 mm, incrementando considerablemente la superficie disponible para convección sin modificar el ancho ni la profundidad de la carcasa. El incremento de altura también aumenta el volumen y la masa de aluminio de las aletas, por lo que la capacitancia térmica de la carcasa se ve igualmente modificada.

3.12.2. Efecto de la geometría modificada sobre la masa y la capacitancia térmica

La modificación de la altura de las aletas no solo incrementa el área disponible para la transferencia de calor, sino que también aumenta la cantidad de aluminio que forma parte de la carcasa. En consecuencia, la propuesta modifica la masa térmica del

sistema y, por tanto, su capacitancia térmica C_θ, parámetro que determina la cantidad de energía que debe absorber la carcasa para producir un incremento determinado de temperatura y que afecta directamente la respuesta transitoria del sistema.

En el dimensionamiento original, la masa de la carcasa se estimó considerando aproximadamente 0,193 kg para la base, 0,302 kg para las paredes y 0,100 kg para las 22 aletas, con una masa total de 0,595 kg, equivalente a cerca del 48% del peso comercial del convertidor (1,25 kg). Para la geometría modificada se conservan la base y las paredes originales, por lo que únicamente debe recalcularse la masa correspondiente a las aletas. El volumen total de estas se determina mediante la ecuación (47):

$$V_{aletas} = NDtH_a \tag{47}$$

Para la geometría original, con $H_a = 0{,}006m$, $V_{aletas,original} = 3{,}696 \times 10^{-5}\ m^3$. Considerando $\rho_{Al} = 2700\ kg/m^3$, la masa de las aletas originales resulta, mediante la ecuación (48):

$$m_{aletas,original} = V_{aletas,original} \cdot \rho_{Al} \approx 0{,}100\ kg \tag{48}$$

El resultado coincidente con la distribución de masa empleada previamente para la carcasa original. Para la propuesta desarrollada anteriormente, con $H_a = 0{,}015m$, el nuevo volumen es $V_{aletas,nuevo} = 9{,}24 \times 10^{-5}\ m^3$, y la masa correspondiente se obtiene resulta $m_{aletas,nuevo} \approx 0{,}249\ kg$.

El incremento de masa asociado exclusivamente a la modificación propuesta es de $\Delta m = m_{aletas,nuevo} - m_{aletas,original} \approx 0{,}150\ kg$, por lo que al conservar sin cambios la base y las paredes de la carcasa, la masa estimada del sistema de disipación modificado se obtiene mediante la ecuación (49):

$$m_{carcasa,nueva} = m_{base} + m_{paredes} + m_{aletas,nuevo} \approx 0{,}744\ kg \tag{49}$$

Frente a los 0,595 kg de la carcasa original, el incremento relativo de masa es de aproximadamente 25,0% que corresponde a la masa total estimada del convertidor modificado $m_{conv,nuevo} \approx 1{,}40\ kg$, un incremento aproximado del 12% en el peso total.

Con los valores ya definidos se calcula nuevamente la capacitancia térmica de la carcasa se determina mediante la ecuación (50):

$$C_\theta = m \cdot c_p \tag{50}$$

donde c_p es el calor específico del aluminio. En el modelo original se empleó $c_{p,Al} = 900\ J/(kg \cdot °C)$, obteniéndose aproximadamente 536 J/°C para 0,595 kg. Para la geometría modificada $C_{\theta,nuevo} \approx 670\ J/°C$, lo que representa un incremento aproximado del 25,0% respecto al valor original. Los resultados se resumen en la Tabla 28.

Tabla 28 Variación de masa y capacitancia térmica de la carcasa propuesta.

Parámetro	Carcasa original	Carcasa modificada	Variación
Altura de aleta	6 mm	15 mm	150%
Masa de aletas	0,100 kg	0,249 kg	149%
Masa de base	0,193 kg	0,193 kg	Sin cambio
Masa de paredes	0,302 kg	0,302 kg	Sin cambio
Masa estimada de carcasa	0,595 kg	0,744 kg	25,00%
C_θ	536 J/°C	≈670 J/°C	25,00%
Peso total estimado del convertidor	1,25 kg	≈1,40 kg	≈+12%

Como se observa en la Tabla 28, el incremento de altura de las aletas produce un aumento moderado del peso total del convertidor, mientras que la masa térmicamente activa de la carcasa aumenta aproximadamente un 25%, incrementando la energía que el cuerpo de aluminio puede absorber antes de experimentar un mismo aumento de temperatura.

No obstante, es importante diferenciar el efecto de C_θ respecto al de la resistencia térmica: un aumento de la capacitancia no reduce directamente la temperatura de régimen permanente, sino que modifica principalmente la velocidad de calentamiento del sistema. Para un circuito térmico equivalente de primer orden, la constante de tiempo se expresa mediante la ecuación (51):

$$\tau = R_{\theta sa} \cdot C_\theta \tag{51}$$

Por tanto, el aumento de C_θ incrementa la inercia térmica de la carcasa, mientras que la reducción de la temperatura de régimen permanente depende principalmente de la disminución de $R_{\theta sa}$ obtenida mediante el incremento del área efectiva. En consecuencia, para evaluar correctamente el efecto combinado de la propuesta es necesario recalcular la resistencia térmica disipador-ambiente con la nueva geometría, considerando simultáneamente el nuevo valor de C_θ.

3.12.3. Parámetros térmicos del sistema de disipación modificado

Una vez establecida la geometría propuesta y determinada su nueva capacitancia térmica, se recalculan los parámetros que gobiernan la transferencia de calor entre la carcasa y el ambiente. Esta etapa resulta necesaria debido a que el aumento de la altura de las aletas modifica simultáneamente el área efectiva de intercambio y la longitud característica empleada en la correlación de convección natural, por lo que no resulta adecuado conservar directamente el coeficiente convectivo de la geometría original.

Para la propuesta se conservan el número, espesor y profundidad de las aletas, con un área efectiva $A_{ef,mod} = 0{,}1148\ m^2$ y una capacitancia térmica $C_{\theta,mod} = 670\ J/°C$, ambas determinadas previamente. La evaluación se mantiene bajo el escenario nominal continuo de $P_{out} = 500W$, con pérdidas totales de 76,08 W y pérdidas del MOSFET de 54,48 W; la relación térmica interna del semiconductor permanece sin modificación, dado que el rediseño afecta únicamente a la carcasa.

3.12.3.1. Coeficiente convectivo modificado

La longitud característica de la nueva geometría corresponde a la altura de aleta modificada, $L_{mod} = H_{aleta,mod} = 0{,}015m$. El coeficiente convectivo a nivel del mar se determina mediante la misma correlación empleada previamente, expresada en la ecuación (52):

$$h_0 = 1{,}42\left(\frac{\Delta T_s}{L_{mod}}\right)^{0{,}25} \tag{52}$$

donde $\Delta T_s = T_s - T_{amb}$. Incorporando el efecto de la altitud mediante el factor convectivo del modelo atmosférico, se obtiene la ecuación (53):

$$h_{mod}(H) = 1{,}42\left(\frac{\Delta T_s(H)}{L_{mod}}\right)^{0{,}25} F_{conv}(H) \tag{53}$$

y la resistencia térmica disipador-ambiente correspondiente queda definida por la ecuación (54):

$$R_{\theta sa,mod}(H) = \frac{1}{h_{mod}(H) \cdot A_{ef,mod}} \tag{54}$$

Dado que tanto h_{mod} como $R_{\theta sa,mod}$ dependen del propio salto térmico, el cálculo se resuelve conjuntamente con la condición de régimen permanente (55):

$$\Delta T_s(H) = P_{loss} \cdot R_{\theta sa,mod}(H) \tag{55}$$

Sustituyendo las ecuaciones anteriores se obtiene una expresión directa para el salto térmico de la nueva carcasa, sin asumir que h permanece constante después de modificar la geometría, mediante la ecuación (56):

$$\Delta T_s(H) = \left[\frac{P_{loss} \cdot L_{mod}^{0{,}25}}{1{,}42 \cdot F_{conv}(H) \cdot A_{ef,mod}}\right]^{0{,}8} \tag{56}$$

3.12.3.2. Constante de tiempo y temperaturas de régimen permanente

Con la nueva resistencia térmica, la constante de tiempo del sistema modificado se determina mediante la ecuación (57), incorporando simultáneamente la reducción de resistencia térmica y el aumento de inercia térmica producidos por la modificación:

$$\tau_{mod}(H) = R_{\theta sa,mod}(H) \cdot C_{\theta,mod} \tag{57}$$

Finalmente, las temperaturas de régimen permanente de la superficie y de la unión del MOSFET se determinan mediante las ecuaciones (58) y (59):

$$T_{s,ss,mod}(H) = T_{amb} + \Delta T_s(H) \tag{58}$$

$$T_{j,ss,mod}(H) = T_{s,ss,mod}(H) + P_{MOS}\left(R_{\theta cs} + R_{\theta jc}\right) \tag{59}$$

Manteniendo $T_{amb} = 25°C$, $P_{MOS} = 54{,}48W$ y $R_{\theta cs} + R_{\theta jc} = 0{,}94°C/W$. Los resultados obtenidos entre 0 y 5000 m s. n. m. se presentan en la Tabla 29.

Tabla 29 Parámetros térmicos recalculados para el sistema de disipación modificado.

Altitud (m)	F_{conv}	h_{mod} (W/m²·°C)	$R_{\theta sa,mod}$ (°C/W)	τ_{mod} (min)	$T_{s,ss}$ (°C)	$T_{j,ss}$ (°C)
0	1,000	11,24	0,775	8,65	83,95	135,16
1000	0,887	10,21	0,853	9,52	89,88	141,09
2000	0,785	9,26	0,941	10,51	96,57	147,78
3000	0,692	8,37	1,040	11,62	104,14	155,35
4000	0,608	7,55	1,153	12,88	112,73	163,94
5000	0,533	6,80	1,281	14,31	122,50	173,71

En el comportamiento que se mira en la Tabla 29, se ve que la disminución de densidad del aire continúa reduciendo el coeficiente de convección aun después de modificar la geometría; sin embargo, el incremento del área efectiva permite reducir considerablemente la resistencia térmica en todo el rango analizado, manteniéndose alrededor de 1,281 °C/W incluso a 5000 m. La temperatura de unión estacionaria resulta 135,16°C a nivel del mar, 155,35°C a 3000m.s.n.m. y 173,71°C a 5000 m.s.n.m. permaneciendo por debajo del límite de 175°C en todo el intervalo de altitud analizado.

En la condición extrema de 5000 m, el margen térmico respecto al límite absoluto es $\Delta T_{margen} = 175 - 173{,}71 \approx 1{,}29°C$, que es un margen reducido y coherente con el criterio empleado para dimensionar las aletas, ya que la modificación se calculó tomando precisamente los 5000 m.s.n.m. como condición límite de diseño, por lo que no es un sobredimensionamiento si no una modificación mínima orientada a mantener el semiconductor dentro del intervalo térmico establecido para el rango de altura evaluado.

Se observa además que la constante de tiempo continúa aumentando con la altitud, de 8,65 min a nivel del mar a 14,31 min a 5000 m; no obstante, estos valores resultan inferiores a los obtenidos con la carcasa original, a pesar del incremento de capacitancia térmica de 536 a 670 J/°C, debido a que la reducción conseguida en $R_{\theta sa}$ tiene un efecto superior al incremento de C_θ dentro del producto que determina la constante de tiempo.

Los resultados obtenidos permiten establecer que la modificación geométrica propuesta produce simultáneamente una menor resistencia térmica y una mayor capacidad de almacenamiento térmico, modificando tanto la temperatura final como la evolución transitoria del sistema.

3.12.4. Comparación del sistema original y modificado frente a la altitud

Una vez validado el comportamiento térmico del modelo base y aplicada la modificación geométrica propuesta, se comparan ambas configuraciones bajo las mismas condiciones eléctricas de $V_{in} = 96V$, $P_{out} = 500W$, $T_{amb} = 25°C$, de manera que las diferencias observadas correspondan exclusivamente al efecto de la modificación del sistema de disipación. El área efectiva aumenta de $A_{ef} = 0{,}0594\ m^2$ a $A_{ef,mod} = 0{,}1148\ m^2$, un incremento del 93,3%.

Se evaluaron cuatro combinaciones de altitud y configuración de disipador: nivel del mar con disipador original, 3000 m con disipador original, 3000 m con disipador modificado, y 5000 m con disipador modificado. Para cada una se examinó el comportamiento completo del sistema como: temperaturas, ciclo de trabajo, tensión de salida, corriente, potencia entregada y pérdidas, con el fin de verificar no solo la evolución térmica, sino la estabilidad conjunta de todas las variables eléctricas del convertidor. El ANEXO 6 presenta las gráficas obtenidas y se puede observar que en tres de los cuatro escenarios el ciclo de trabajo, la tensión de salida, la corriente y la potencia permanecen constantes en su valor nominal durante toda la simulación, sin que el mecanismo de derating se active; únicamente en la condición de 3000 m con carcasa original se observa la reducción progresiva del ciclo de trabajo máximo y el consecuente ajuste de las demás variables eléctricas.

La Tabla 30 resume los valores finales obtenidos para cada variable en los cuatro escenarios.

Tabla 30 Análisis conjunto del comportamiento electrotérmico para los cuatro escenarios evaluados.

Escenario	T_j máx (°C)	¿$T_j \leq 175°C$?	D_{max} final	V_{out} final (V)	Desv. De V_{ref}	I_{out} (A)	% de 50ª	P_{out} (W)	% de 500W

H=0, Original	163,70	Sí	0,700	13,800	0,00%	36,232	72,5%	500,00	100,0%
H=3000, Original	198,05	No	0,334	13,659	−1,02%	35,861	71,7%	489,82	98,0%
H=3000, Modificado	155,23	Sí	0,700	13,800	0,00%	36,232	72,5%	500,00	100,0%
H=5000, Modificado	173,19	Sí	0,700	13,800	0,00%	36,232	72,5%	500,00	100,0%

Como se observa en la Tabla 30, de las cuatro combinaciones evaluadas, únicamente la de 3000 m con carcasa original presenta desviación en alguna variable eléctrica, y esta se limita a una reducción de apenas 1,02% respecto a la tensión de referencia, muy por debajo del límite inferior admisible. En corriente y potencia, ningún escenario se aproxima a sus límites físicos, alcanzando como máximo un 72,5% de la corriente de referencia de 50 A. Comparando directamente ambas configuraciones a la misma altitud de 3000 m, la modificación geométrica reduce la temperatura de unión de 198,05°C a 155,23°C que es una disminución de 42,82°C y elimina por completo la necesidad de activar el mecanismo de protección térmica, confirmando la efectividad de la propuesta bajo las condiciones evaluadas.

3.12.5. Evaluación del sistema modificado bajo temperatura ambiente crítica

Los escenarios anteriores se evaluaron manteniendo $T_{amb} = 25°C$ constante, con el fin de aislar el efecto de la altitud sobre la capacidad de disipación. Sin embargo, el propio datasheet del convertidor documenta un rango de temperatura ambiente de operación de hasta 60°C. Para verificar el comportamiento del sistema modificado bajo esta condición, se evaluó el escenario combinado más adverso posible en operación continua: $V_{in} = 72V$, $P_{out} = 500W$, $T_{amb} = 60°C$ y $H = 5000$m.s.n.m., con el disipador modificado.

La Tabla 31 resume los resultados obtenidos.

Tabla 31 Resultados del sistema modificado bajo temperatura ambiente crítica combinada con altitud extrema.

Parámetro	Resultado
T_j máxima	190,91°C (excede 175°C en 15,91°C)
Inicio de $T_j \geq 175°C$	15,20 min
Inicio del derating	15,23 min
D_{req} a 72V	0,4499

$D_{max,activo}$	0,4297 (por debajo de D_{req})
V_{out} mínimo/final	13,180 V (fuera del rango admisible 13,5-14,1V)
P_{out} final	456,12 W (déficit de 8,8%)
I_{out} final	34,605 A

A diferencia de los escenarios de la Tabla 30, la combinación de temperatura ambiente crítica genera condiciones más restrictivas para el funcionamiento del sistema modificado. La temperatura máxima alcanza 190,91 °C, superando en 15,91 °C el límite establecido de 175 °C, mientras que el inicio del derating se produce a los 15,23 min. Asimismo, el ciclo de trabajo desciende hasta 0,4297, situándose por debajo del valor requerido para mantener la regulación a 72 V. Como consecuencia, la tensión de salida disminuye hasta 13,180 V, valor inferior al rango admisible de 13,5–14,1 V, y la potencia final se reduce a 456,12 W, lo que representa un déficit del 8,8 %.

Estos resultados evidencian que la modificación geométrica del disipador permite mitigar los efectos asociados a las condiciones ambientales adversas, pero resulta insuficiente para garantizar el cumplimiento simultáneo de todas las especificaciones del sistema bajo la combinación de temperatura y altitud extrema.

3.12.6. Evaluación del sistema original y modificado bajo sobrecarga temporal

De acuerdo con la ficha técnica del convertidor, la potencia de 600 W únicamente está autorizada durante un intervalo máximo de 6 minutos. Por esta razón, se evaluó el comportamiento de ambas configuraciones de disipador original y modificado bajo esta condición de sobrecarga temporal, en la combinación más exigente considerada en el estudio: $V_{in} = 72V$, $P_{out} = 600W$, $T_{amb} = 60°C$ y $H = 5000$m.s.n.m., limitando la ventana de evaluación a los 6 minutos autorizados por el fabricante, sin extenderla hasta el régimen permanente. Las figuras del ANEXO 7 presentan la respuesta completa de ambas configuraciones durante este intervalo.

Como se observa en la Tabla 32, en ambas configuraciones el ciclo de trabajo máximo disponible se reduce progresivamente conforme actúa el derating, sin embargo, permanece por encima del ciclo de trabajo mínimo requerido para sostener la regulación $D_{req} = 0{,}4499$ durante todo el intervalo de 6 minutos. En consecuencia, la tensión de

salida, la corriente y la potencia entregada no presentan variación alguna en ninguno de los dos casos, aun cuando la temperatura de unión ya haya superado su límite absoluto. Este comportamiento confirma que, dentro de la ventana de sobrecarga autorizada por el fabricante, el riesgo térmico se manifiesta antes que cualquier alteración perceptible en la regulación eléctrica, independientemente de la configuración de disipador empleada.

Tabla 32 Comparación del sistema original y modificado bajo sobrecarga temporal de 6 minutos.

Parámetro	Disipador Original	Disipador Modificado
T_j máxima (a los 6 min)	190,73°C	176,45°C
Instante en que $T_j \geq 175°C$	4,23 min	5,77 min
Instante de inicio del derating	4,23 min	5,77 min
$D_{max,activo}$ al finalizar	0,522	0,684
D_{req} a 72V	0,4499	0,4499
$V_{out}, I_{out}, P_{out}$	Sin variación (13,8V / 43,478A / 600W)	Sin variación (13,8V / 43,478A / 600W)

La modificación geométrica no elimina el riesgo térmico durante la sobrecarga temporal, pero sí lo reduce de forma apreciable ya que retrasa en 1,54 minutos el instante en que la unión alcanza los 175°C, y disminuye la temperatura máxima alcanzada en 14,28°C respecto a la carcasa original. Esta mejora, aunque insuficiente para mantener la unión dentro de su límite absoluto durante los 6 minutos completos, reduce la severidad de la condición térmica y el tiempo de exposición del semiconductor por encima de su temperatura máxima admisible.

3.13. Estimación de pérdidas y evaluación térmica de la etapa de potencia equivalente en SemiSel

La evaluación mediante SemiSel complementa el análisis eléctrico del modelo equivalente, ya que permite estimar las pérdidas, la eficiencia y las temperaturas de operación de una etapa de potencia representativa. Para ello, se emplean las condiciones de tensión, potencia y frecuencia definidas para el diseño, considerando los escenarios de operación nominal y temporal.

Los resultados obtenidos corresponden a una configuración equivalente definida en el software. Por esta razón, se interpretan como una referencia térmica de análisis y no como una medición experimental del convertidor comercial DC2105-9612.

3.13.1. Configuración equivalente y criterios de simulación

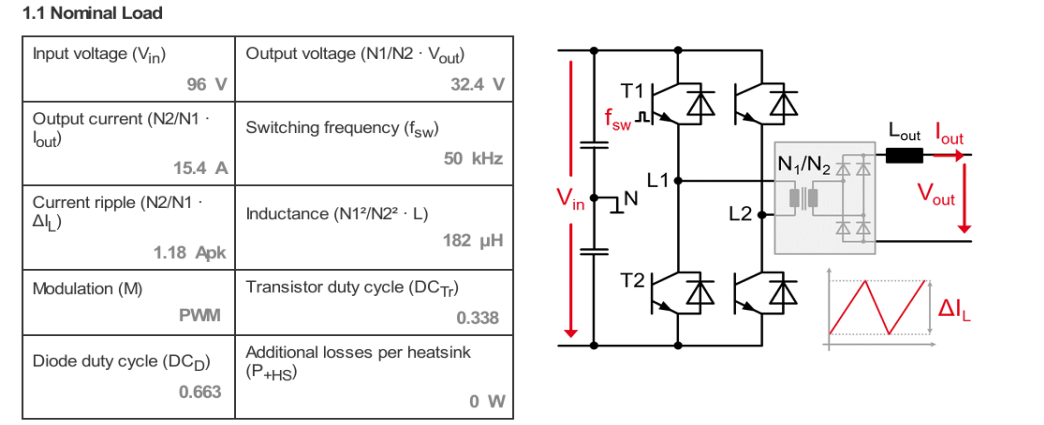
Para efectuar la estimación de pérdidas y temperaturas se selecciona en SemiSel la configuración Full Bridge Isolated–DC/DC, debido a que permite representar una etapa de conversión aislada de alta frecuencia y evaluar el comportamiento térmico de los dispositivos de potencia. Esta configuración se utiliza como plataforma equivalente de análisis, sin atribuir al convertidor comercial DC2105-9612 una topología interna específica.

La correspondencia entre el modelo eléctrico y SemiSel se establece mediante magnitudes equivalentes reflejadas. La Tabla 33 resume la correspondencia entre las magnitudes reales del bus auxiliar y los valores equivalentes utilizados en SemiSel. Esta relación permite mantener la potencia de los casos de 500 W y 600 W, pero adaptando los valores de tensión y corriente al entorno de simulación térmica del software.

Tabla 33 Correspondencia entre magnitudes reales del modelo y valores equivalentes utilizados en SemiSel.

Condición	Potencia de salida	Tensión real de salida	Corriente real de salida	Tensión equivalente en SemiSel	Corriente equivalente en SemiSel
Operación nominal	500 W	13,8 V	36,23 A	32,4 V	15,4 A
Operación máxima temporal	600 W	13,8 V	43,48 A	32,4 V	18,5 A

La configuración eléctrica base del caso nominal se presenta en la Figura 20, donde se observa que para la condición de 96 V y 500 W se ingresan los valores calculados en la Tabla 33, una frecuencia de conmutación de 50 kHz y un ciclo de trabajo del transistor de aproximadamente 0,338. Estos valores permiten conservar la potencia equivalente del caso nominal dentro de la topología Full Bridge Isolated utilizada por SemiSel



1.1 Nominal Load

Input voltage (V_{in}) 96 V	Output voltage (N1/N2 · V_{out}) 32.4 V
Output current (N2/N1 · I_{out}) 15.4 A	Switching frequency (f_{sw}) 50 kHz
Current ripple (N2/N1 · ΔI_L) 1.18 Apk	Inductance ($N1^2/N2^2 \cdot L$) 182 µH
Modulation (M) PWM	Transistor duty cycle (DC_{Tr}) 0.338
Diode duty cycle (DC_D) 0.663	Additional losses per heatsink (P_{+HS}) 0 W

Figura 20 Configuración eléctrica del caso equivalente de 96 V y 500 W en SemiSel.

Para la selección del módulo semiconductor se revisaron alternativas disponibles en la base de datos de SemiSel. La configuración térmica equivalente utiliza el módulo SKM195GB07E3_PCM, correspondiente a una estructura Half Bridge de 650 V y 200 A. Para mantener condiciones comparables entre simulaciones, se conservan constantes la topología, el módulo semiconductor, la frecuencia de conmutación de 50 kHz y el sistema de disipación. El disipador configurado presenta una resistencia térmica entre disipador y ambiente de:$R_{th(s-a)} = 0{,}0684$ K/W

El ciclo de trabajo utilizado en SemiSel es determinado por el software a partir de la topología seleccionada y de las magnitudes eléctricas ingresadas. Por esta razón, puede diferir ligeramente de los ciclos de trabajo de referencia calculados para el modelo equivalente en Simulink y Simscape.

3.13.2. Comparación de pérdidas y eficiencia

La comparación de pérdidas y eficiencia se realiza a partir de los seis casos eléctricos simulados a 25 °C. Esta evaluación permite analizar el efecto de la potencia y de la tensión de entrada sobre la etapa equivalente. La Tabla 34 resume los resultados obtenidos, donde se observa que las pérdidas aumentan al pasar de 500 W a 600 W y también al incrementar la tensión de entrada de 72 V a 120 V. Además, se identifica que las pérdidas principales se concentran en los interruptores T1/T2, mientras que las pérdidas en D1/D2 son nulas o despreciables en los reportes obtenidos.

Tabla 34 Comparación de pérdidas y eficiencia de la etapa equivalente en SemiSel.

Caso	V_{in}	Potencia	Eficiencia	Pérdidas totales	Pérdidas T1/T2	Pérdidas D1/D2
SemiSel_72V_500W_25C	72 V	500 W	93,45%	34,97 W	8,74 W	0 W
SemiSel_72V_600W_25C	72 V	600 W	93,42%	42,24 W	10,56 W	0 W
SemiSel_96V_500W_25C	96 V	500 W	92,64%	39,67 W	9,92 W	0 W
SemiSel_96V_600W_25C	96 V	600 W	92,62%	47,79 W	11,95 W	0 W
SemiSel_120V_500W_25C	120 V	500 W	91,59%	45,80 W	11,45 W	0 W
SemiSel_120V_600W_25C	120 V	600 W	91,58%	55,12 W	13,78 W	0 W

Al comparar una misma tensión de entrada, el incremento de 500 W a 600 W produce un aumento de pérdidas. Para 72 V, las pérdidas pasan de 34,97 W a 42,24 W; para 96 V, de 39,67 W a 47,79 W; y para 120 V, de 45,80 W a 55,12 W. Este comportamiento se relaciona con el aumento de corriente equivalente requerido para procesar mayor potencia.

En conjunto, la etapa equivalente mantiene eficiencias superiores al 91 % en todos los casos evaluados. Sin embargo, el escenario 120 V–600 W–25 °C presenta las mayores pérdidas, con 55,12 W, y la menor eficiencia, con 91,58 %. Por esta razón, se adopta como condición base para el análisis térmico complementario.

3.13.3. Temperaturas y margen térmico

La evaluación térmica se realiza a partir de la temperatura máxima de unión de los interruptores, la temperatura máxima de unión de los diodos y la temperatura del disipador reportadas por SemiSel. Para interpretar los resultados se adopta como referencia un límite operativo de unión de 150 °C, mientras que 175 °C se considera como límite máximo del módulo semiconductor. La Tabla 35 resume las temperaturas obtenidas y el margen térmico disponible; se observa que el incremento de temperatura ambiente eleva directamente la temperatura del disipador y de los dispositivos, pero sin alcanzar una condición crítica dentro de los casos simulados.

Tabla 35 Temperaturas máximas y margen térmico de la etapa equivalente en SemiSel.

Caso	T_{amb}	T_j máx. transistor	T_j máx. diodo	T_s	Margen respecto a 150 °C
SemiSel_72V_500W_25C	25 °C	29,79 °C	27,79 °C	27,39 °C	120,21 °C
SemiSel_72V_600W_25C	25 °C	30,79 °C	28,37 °C	27,89 °C	119,21 °C
SemiSel_96V_500W_25C	25 °C	30,43 °C	28,17 °C	27,71 °C	119,57 °C
SemiSel_96V_600W_25C	25 °C	31,55 °C	28,82 °C	28,27 °C	118,45 °C
SemiSel_120V_500W_25C	25 °C	31,27 °C	28,66 °C	28,13 °C	118,73 °C
SemiSel_120V_600W_25C	25 °C	32,55 °C	29,40 °C	28,77 °C	117,45 °C
SemiSel_120V_600W_40C	40 °C	47,99 °C	44,66 °C	43,99 °C	102,01 °C
SemiSel_120V_600W_60C	60 °C	68,58 °C	65,00 °C	64,28 °C	81,42 °C

En los seis casos evaluados a 25 °C, las temperaturas de unión permanecen bajas respecto al límite operativo adoptado. La mayor temperatura a esta condición corresponde a 120 V–600 W–25 °C, donde el transistor alcanza 32,55 °C, el diodo 29,40 °C y el disipador 28,77 °C. Este resultado coincide con el caso de mayores pérdidas identificado en la comparación anterior.

Al mantener el caso 120 V–600 W y elevar la temperatura ambiente, la temperatura máxima del transistor aumenta a 47,99 °C para 40 °C y a 68,58 °C para 60 °C. De igual forma, la temperatura del diodo aumenta hasta 65,00 °C y la del disipador hasta 64,28 °C en la condición más severa. Esto confirma que la temperatura ambiente influye directamente sobre el comportamiento térmico de la etapa equivalente.

El margen térmico respecto a 150 °C se mantiene amplio en todos los escenarios. Incluso en la condición más exigente, 120 V–600 W–60 °C, el margen disponible es de 81,42 °C. Por tanto, la etapa equivalente no alcanza una condición térmica crítica dentro de los casos simulados.

El margen térmico obtenido debe interpretarse dentro del alcance de la configuración simulada, debido a que el módulo SKM195GB07E3_PCM posee una capacidad nominal de 200 A, superior a las corrientes equivalentes empleadas en SemiSel. Por ello, el amplio margen térmico está condicionado por el

sobredimensionamiento del dispositivo y no representa una selección optimizada del semiconductor ni una caracterización directa del convertidor comercial DC2105-9612.

3.13.4. Interpretación frente a condiciones de altura y limitaciones

Los resultados obtenidos en SemiSel permiten interpretar el comportamiento térmico de la etapa de potencia equivalente frente a condiciones ambientales más exigentes. En un convertidor DC/DC, las pérdidas internas de los semiconductores se transforman en calor y deben evacuarse mediante el sistema de disipación. Por esta razón, el desempeño térmico no depende únicamente de la potencia procesada, sino también de la capacidad del entorno para extraer calor desde el disipador.

En condiciones de altura, la presión atmosférica y la densidad del aire disminuyen, reduciendo la capacidad de transferencia de calor por convección. En el análisis ambiental del modelo se estableció que, a 3000 m s. n. m., la densidad del aire disminuye aproximadamente 30,8 % respecto al nivel del mar, mientras que a 5000 m s. n. m. la reducción alcanza aproximadamente 46,7 %. Esta última condición se considera únicamente como una frontera metodológica y no como una altura certificada para el convertidor DC2105-9612.

La Tabla 36 resume la interpretación de los principales efectos térmicos asociados con la altura. En ella se relaciona la reducción de presión y densidad del aire con una menor capacidad de disipación por convección, mientras que los casos evaluados a 40 °C y 60 °C se interpretan como escenarios complementarios para observar la reducción del margen térmico disponible.

Tabla 36 Interpretación de los resultados térmicos frente a condiciones de altura.

Aspecto	Efecto físico	Interpretación para el convertidor
Menor presión atmosférica	Disminuye la densidad del aire	Puede reducir la transferencia de calor por convección
Menor densidad del aire	Disminuye la masa de aire disponible para extraer calor	Aumenta la exigencia del sistema de refrigeración
Mayor temperatura ambiente	Reduce el margen térmico disponible	Eleva la temperatura del disipador y de los semiconductores

Caso 120 V–600 W–40 °C	Incrementa (T_j) y (T_s) respecto a 25 °C	Representa una condición térmica complementaria
Caso 120 V–600 W–60 °C	Incrementa más la temperatura del módulo	Representa una condición severa de reducción del margen térmico

Para el caso eléctrico crítico de 120 V–600 W, la temperatura máxima de unión del transistor fue de 32,55 °C a 25 °C. Al elevar la temperatura configurada a 40 °C, la temperatura máxima de unión aumentó a 47,99 °C y la temperatura del disipador alcanzó 43,99 °C. Finalmente, a 60 °C, la temperatura máxima de unión del transistor llegó a 68,58 °C, mientras que el disipador alcanzó 64,28 °C. Estos resultados muestran que el incremento de temperatura ambiente se traslada directamente al disipador y a los dispositivos de potencia.

A pesar de este incremento, la etapa equivalente conserva un margen térmico amplio. En la condición más severa evaluada, 120 V–600 W–60 °C, la temperatura máxima de unión del transistor se mantiene en 68,58 °C, con un margen aproximado de 81,42 °C respecto al límite operativo adoptado de 150 °C. Por tanto, la configuración simulada no alcanza una condición térmica crítica dentro de los escenarios analizados.

Sin embargo, este resultado debe interpretarse con cautela, debido a que el módulo SKM195GB07E3_PCM posee una capacidad nominal de 200 A, superior a las corrientes equivalentes de 15,4 A y 18,5 A utilizadas en la matriz. En consecuencia, el amplio margen térmico obtenido está influenciado por el sobredimensionamiento del módulo y no debe considerarse como una selección optimizada del semiconductor.

SemiSel no incorpora directamente la variación de presión atmosférica, densidad del aire ni coeficiente convectivo asociado a la altura. Por ello, los casos de 40 °C y 60 °C no representan una simulación directa de operación a 3000 m s. n. m. o 5000 m s. n. m., sino escenarios térmicos complementarios que permiten analizar la reducción del margen de enfriamiento disponible.

En consecuencia, la etapa de potencia equivalente presenta un comportamiento térmico favorable en los escenarios evaluados. No obstante, para una selección final de hardware sería necesario considerar el disipador real, el encapsulado del convertidor, el flujo de aire disponible, la presión atmosférica de operación, la densidad del aire, el

posible derating por altura y las condiciones reales de montaje dentro del vehículo convertido a eléctrico.

CAPÍTULO IV
RESULTADOS Y ANÁLISIS

4.1. Análisis térmico del modelo en SemiSel y MATLAB

Con los resultados del análisis eléctrico y térmico desarrollado en MATLAB y con la evaluación complementaria realizada en SemiSel, se compara directamente el margen térmico estimado por ambas herramientas bajo condiciones eléctricas equivalentes. Esta comparación permite cuantificar la diferencia entre una estimación basada en un módulo y un disipador de catálogo, y una estimación basada en el semiconductor y la geometría de carcasa real del convertidor.

La Tabla 37 presenta la comparación para la condición eléctrica común de 96 V y 500 W, empleando en ambos casos el límite absoluto de temperatura de unión de 175°C, compartido por el módulo IGBT evaluado en SemiSel y por el MOSFET IRFP250N del modelo propio.

Tabla 37 Comparación del margen térmico estimado por SemiSel y por el modelo propio, bajo condiciones eléctricas equivalentes.

Aspecto	**SemiSel (96V, 500W, 25°C)**	**Modelo propio (96V, 500W, 25°C, H=0, Original)**
Semiconductor	IGBT SKM195GB07E3_PCM	MOSFET IRFP250N
$R_{\theta sa}$ empleada	0,0684 °C/W (disipador de catálogo de SemiSel)	1,150 °C/W (geometría real medida de la carcasa)
T_j máxima	30,43°C	163,70°C
Margen respecto a 175°C	144,57°C	11,30°C

Como se observa en la Tabla 37, bajo condiciones eléctricas idénticas, SemiSel estima un margen térmico más de doce veces mayor que el modelo propio. Esta diferencia no se origina en un error de cálculo, sino en la naturaleza de los datos de entrada: el valor de $R_{\theta sa}$ empleado por SemiSel corresponde a un disipador seleccionado de su propio catálogo interno, sin relación con la geometría física de la carcasa del DC2105-9612, mientras que el valor empleado en el modelo propio se determinó a partir de la geometría real medida sobre el equipo.

La discrepancia se amplía aún más al incorporar el efecto de la altitud, variable que SemiSel no evalúa en ningún momento. Incluso en su escenario más severo simulado 120 V, 600 W y temperatura ambiente de 60°C, sin considerar altitud alguna y SemiSel reporta una temperatura de unión de apenas 68,58°C, con un margen de 106,42°C respecto al límite absoluto. En contraste, el modelo propio, evaluado a nivel del mar y sin necesidad de temperatura ambiente elevada, ya reduce este margen a 11,30°C, y a 3000 m s. n. m. la temperatura de unión supera directamente el límite absoluto, aun con temperatura ambiente de solo 25°C.

Esta comparación confirma cuantitativamente la limitación señalada en el análisis de SemiSel al no incorporar la reducción de densidad del aire asociada a la altitud, ni representar la geometría real del sistema de disipación, la herramienta subestima significativamente el riesgo térmico del convertidor en las condiciones de operación consideradas para este estudio.

En consecuencia, SemiSel cumple su función declarada de análisis y verificación complementaria del comportamiento térmico de una etapa de potencia equivalente, pero no resulta adecuado como fuente exclusiva para el diseño térmico del convertidor, justificando la necesidad del modelo desarrollado en las secciones previas, basado en la geometría real de la carcasa, el semiconductor seleccionado y la dependencia explícita de la altitud.

4.2. Análisis comparativo de resultados

Con los resultados obtenidos adicionalmente se sintetiza en esta sección la comparación entre el sistema de disipación original y la propuesta modificada, con el fin de determinar si la modificación geométrica constituye una mejora justificada frente a las condiciones de operación consideradas para el estudio.

La comparación integra los tres tipos de evaluación desarrollados previamente que son la operación nominal continua frente a la altitud, la condición combinada de temperatura ambiente crítica, y la sobrecarga temporal autorizada por el fabricante. La Tabla 38 resume los resultados de temperatura de unión obtenidos mediante simulación

dinámica para las condiciones en las que se evaluaron ambas configuraciones de carcasa de forma directamente comparable.

La respuesta a la simulación se muestra en la Figura 21.

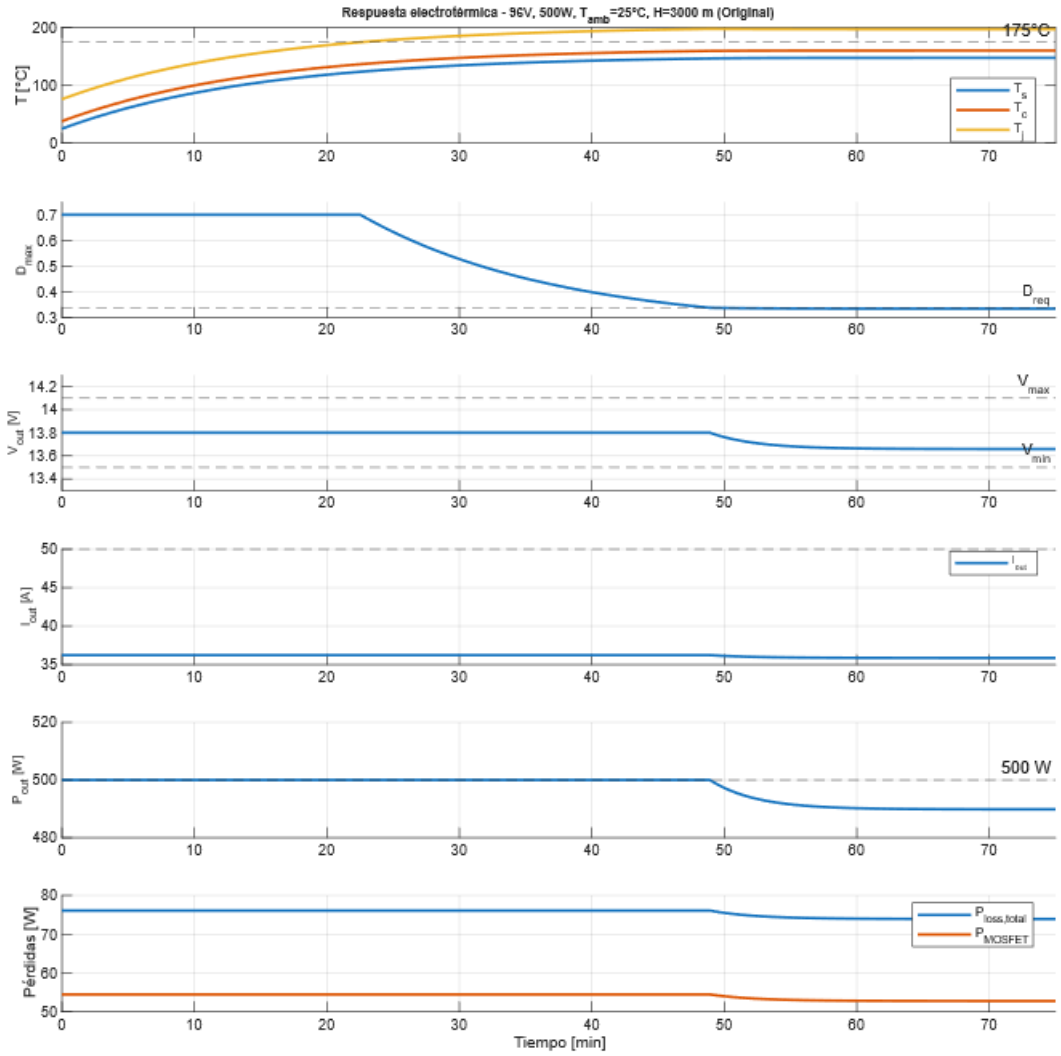


Figura 21 Gráfica de simulación de la actuación del derating en el escenario nominal a 3000 m.

En la Figura 21 se identifica que el mecanismo reduce progresivamente $D_{max,activo}$ hasta aproximarlo al ciclo de trabajo necesario para sostener la regulación. Al alcanzar $D_{req} \approx 0{,}3374$, la tensión y la potencia de salida comienzan a reducirse ligeramente, finalizando en 13,6587 V dentro del intervalo admisible y 489,82 W. Sin

embargo, la reducción de pérdidas obtenida de 54,48 W a 52,78 W, no resulta suficiente para evitar que la unión supere 175°C, alcanzando 198,05°C.

Tabla 38 Síntesis comparativa de la temperatura de unión, disipador original frente a modificado.

Condición	V_{in}	P_{out}	T_{amb}	H	T_j Original (°C)	T_j Modificado (°C)	Reducción
Nominal, altitud moderada	96V	500W	25°C	3000 m	198,05	155,23	42,82°C
Sobrecarga temporal (6 min)	72V	600W	60°C	5000 m	190,73	176,45	14,28°C

La condición de nivel del mar 0m.s.n.m. y la condición de 5000 m en operación nominal continua no admiten una comparación directa entre ambas carcasas ya que la primera no requirió evaluar la geometría modificada, dado que el sistema original ya cumple el límite térmico en esa condición y la segunda se empleó como criterio de diseño para dimensionar la nueva geometría, por lo que su evaluación con la carcasa original corresponde a una estimación analítica y no a una simulación dinámica.

Como se observa en la Tabla 38, la modificación geométrica reduce de forma sustancial la temperatura de unión en ambas condiciones evaluadas. En la condición de altitud moderada bajo operación nominal, la reducción de 42,82°C elimina por completo la necesidad de activar el mecanismo de protección térmica, restableciendo el margen respecto al límite absoluto. En la condición de sobrecarga temporal, la reducción de 14,28°C, aunque no suficiente para mantener la unión dentro de su límite durante los 6 minutos completos, retrasa el instante en que se supera dicho límite y disminuye la severidad de la exposición térmica del semiconductor.

También, se verifica la eficiencia eléctrica de ambas configuraciones bajo la condición de 3000 m: $\eta_{original} = 489{,}82/(489{,}82 + 73{,}91) \approx 86{,}89\%$ frente a $\eta_{modificado} = 500/(500 + 76{,}08) \approx 86{,}79\%$ que son valores prácticamente idénticos. Este resultado confirma que la modificación geométrica del disipador no introduce ningún costo en términos de eficiencia eléctrica y la mejora térmica se obtiene exclusivamente mediante un cambio mecánico pasivo, sin penalización en el desempeño energético del convertidor.

En cuanto a la estabilidad, la comparación evidencia una diferencia cualitativa directa: en la condición de 3000 m con carcasa original, el mecanismo de derating se activa y la tensión de salida es de 13,6587, que corresponde al 1,02% de su referencia y con el disipador modificado, la misma condición mantiene la tensión exactamente en 13,8 V, sin ninguna intervención del sistema de protección. La eliminación de esta desviación constituye, en sí misma, la demostración de una operación más estable bajo la condición evaluada.

Conforme al criterio de viabilidad establecido para este análisis, cualquier reducción medible y verificada de la temperatura de unión respecto a la configuración original constituye evidencia suficiente de que la propuesta de mejora es viable. Las reducciones obtenidas en este estudio de 42,82°C en operación nominal y 14,28°C en sobrecarga temporal, superan ampliamente este umbral mínimo, confirmando la viabilidad de la modificación geométrica propuesta dentro del alcance de las condiciones evaluadas.

La Figura 22 presenta la evolución temporal completa de este escenario, incluyendo las mismas seis variables examinadas en los casos anteriores.

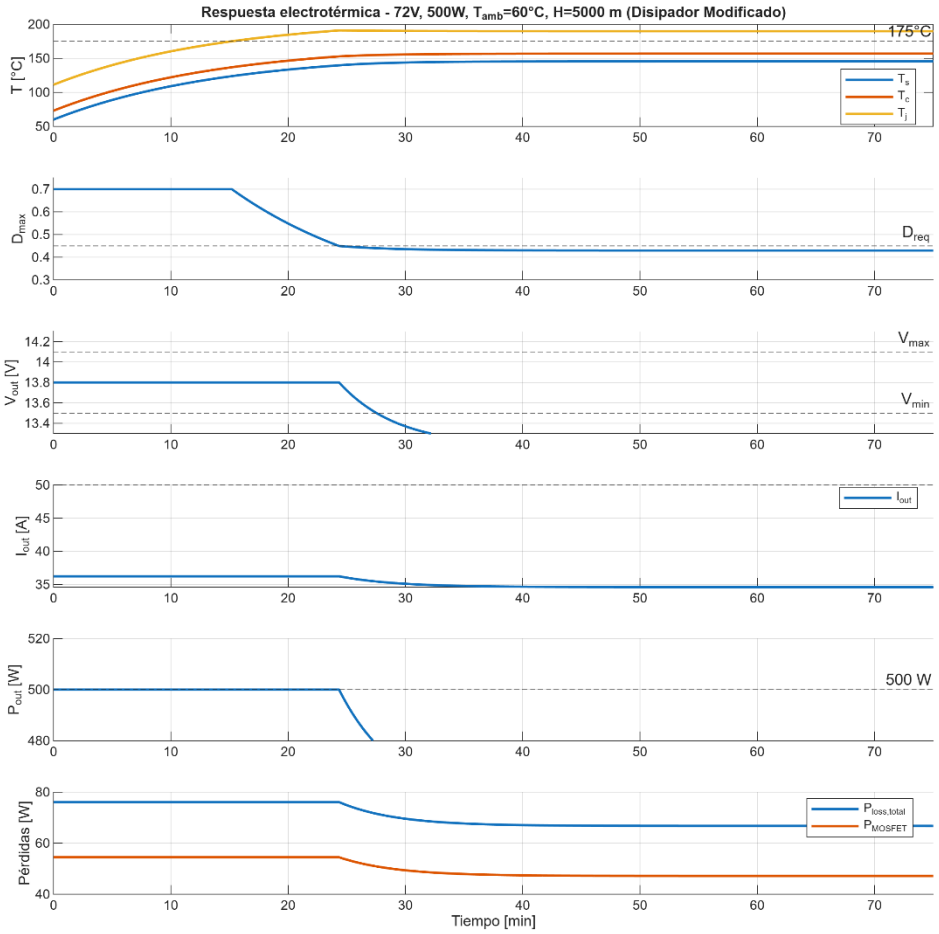


Figura 22 Respuesta electrotérmica del disipador modificado bajo escenario extremo de 72V, 500W, 60°C y 5000 m.s.n.m.

Como se observa en la Figura 22, a diferencia de los escenarios evaluados con $T_{amb} = 25°C$, en esta condición tanto la temperatura de unión como el ciclo de trabajo, la tensión de salida, la corriente y la potencia entregada se apartan de su valor nominal de forma sostenida.

No obstante, la evaluación bajo temperatura ambiente crítica combinada con altitud extrema mostró que, incluso con la geometría modificada, la temperatura de unión supera el límite absoluto y la tensión de salida se aparta de su rango admisible. Este resultado delimita el alcance real de la propuesta, donde la modificación geométrica del disipador resuelve satisfactoriamente el efecto aislado de la altitud sobre la operación

nominal del convertidor, y atenúa de forma apreciable el riesgo térmico durante la sobrecarga temporal, pero no garantiza el cumplimiento de especificaciones bajo la combinación simultánea de todas las condiciones adversas documentadas para el equipo. En consecuencia, la propuesta se considera una mejora justificada y verificable dentro del alcance de las condiciones evaluadas, sin constituir una solución universal para cualquier combinación posible de variables ambientales y eléctricas del sistema.

4.3. Diseño del convertidor DC/DC

Con la configuración final establecida, se desarrolla el esquemático eléctrico completo del convertidor y su correspondiente diseño de placa de circuito impreso, empleando un entorno de diseño electrónico asistido por computadora. De acuerdo con el alcance definido para este trabajo, el propósito de esta etapa es verificar el ensamblaje correcto de los componentes seleccionados a lo largo del capítulo, sin constituir una validación funcional mediante simulación de circuito, la cual excede el alcance no experimental de la presente investigación.

4.3.1. Etapa de control

La Figura 23 presenta la configuración del microcontrolador ESP32, encargado de generar las cuatro señales de conmutación complementarias requeridas por el puente completo y de recibir la señal de retroalimentación de tensión.

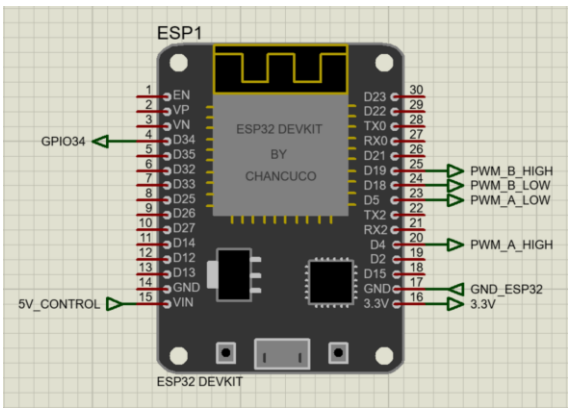


Figura 23 Configuración del microcontrolador ESP32.

Las señales de control se dirigen hacia el circuito controlador de compuerta HIP4081A, mostrado en la Figura 24, encargado de acondicionar dichas señales al nivel requerido para accionar los cuatro MOSFETs del puente completo.

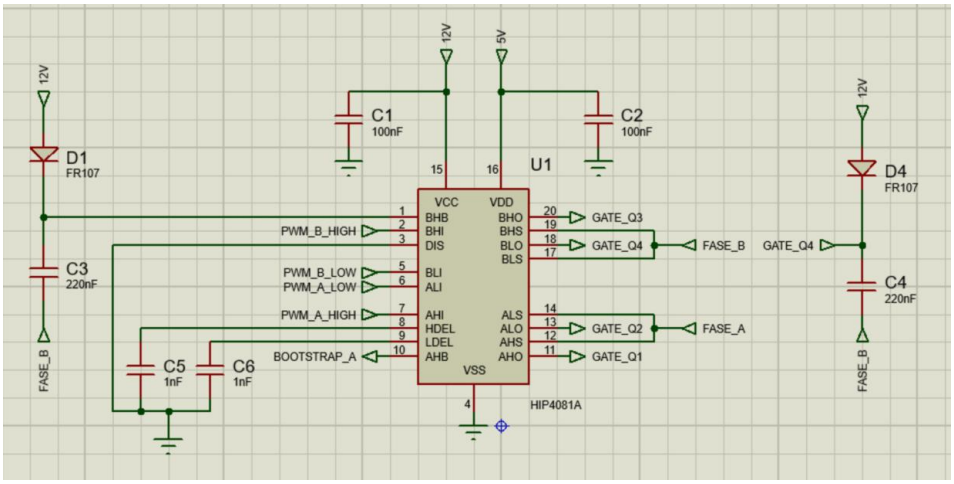


Figura 24 Circuito controlador de compuerta HIP4081A.

4.3.2. Etapa de potencia

La Figura 25 presenta la etapa de potencia del convertidor, constituida por la fuente equivalente de entrada, el fusible de protección, los cuatro MOSFETs IRFP250N en configuración de puente completo, y el devanado primario del transformador con relación $N_s/N_p = 0{,}426$.

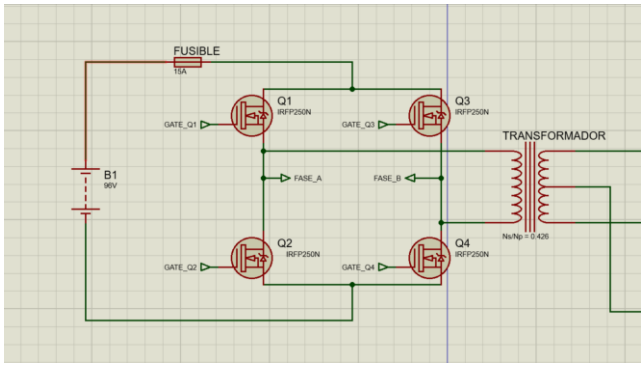


Figura 25 Etapa de potencia: puente completo con MOSFETs IRFP250N y transformador.

4.3.3. Etapa de salida

La Figura 26 presenta el circuito del lado secundario, compuesto por el diodo rectificador MBR60100CT, el filtro de salida $L = 33\mu H$, $C = 220\mu F$, y el lazo de retroalimentación aislado.

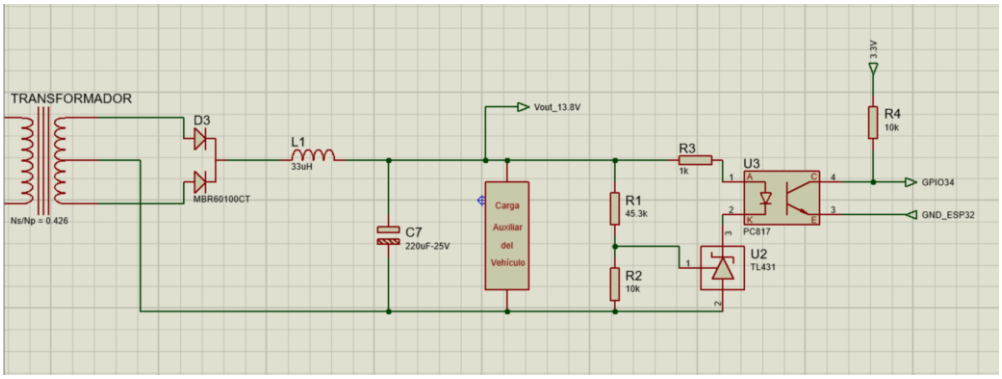


Figura 26 Etapa de rectificación, filtro de salida y retroalimentación.

Como se observa en las figuras anteriores, el esquemático completo incorpora la totalidad de los componentes seleccionados y justificados a lo largo del capítulo, verificando su interconexión conforme a la topología de puente completo aislado adoptada para el modelo equivalente. La

Tabla 39 resume los componentes principales representados en el esquemático, como referencia para su identificación directa.

Tabla 39 Componentes principales del esquemático desarrollado.

Componente	Referencia	Función
Microcontrolador	ESP32	Generación de señales de control
Controlador de compuerta	HIP4081A	Acondicionamiento de señales al puente completo
MOSFET (×4)	IRFP250N	Conmutación del puente completo
Diodo rectificador	MBR60100CT	Rectificación del lado secundario
Inductor de salida	33 µH	Filtro de salida
Capacitor de salida	220µF/25V	Filtro de salida
Referencia de tensión	TL431	Retroalimentación
Optoacoplador	PC817	Aislamiento del lazo de retroalimentación

4.3.4. Diseño de placa de circuito impreso

A partir del esquemático validado, se desarrolla el diseño de la placa de circuito impreso correspondiente, presentado en las Figura 27 y Figura 28; donde se muestra los cuatro MOSFETs del puente completo junto al transformador, separados físicamente del microcontrolador y del lazo de retroalimentación.

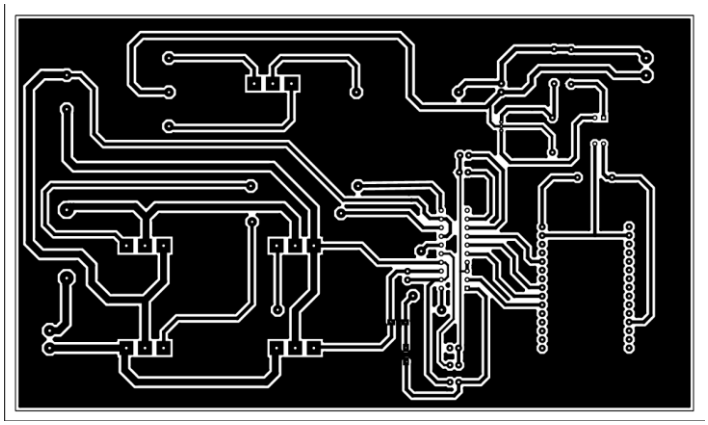


Figura 27 Trazado de pistas de la placa de circuito impreso

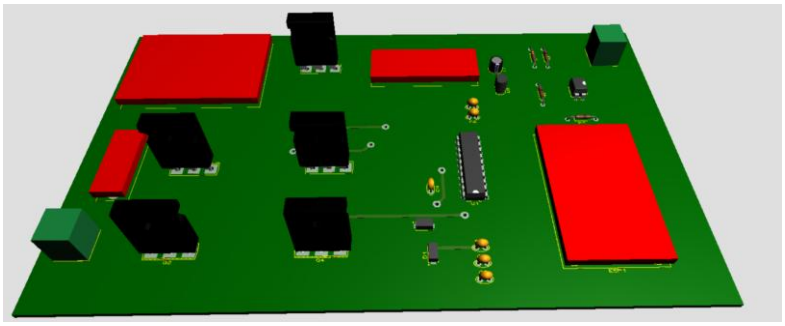


Figura 28 Representación tridimensional de la placa de circuito impreso ensamblada.

Conclusiones

- El análisis desarrollado permitió identificar que la reducción de densidad del aire asociada al incremento de altitud y no la temperatura ambiente considerada de forma aislada, constituye el efecto determinante sobre el funcionamiento térmico de un convertidor DC/DC. La comparación entre la evaluación térmica basada en un módulo y disipador de catálogo genérico frente al modelo desarrollado a partir de la geometría real del convertidor evidenció cuantitativamente que los efectos de la altura sobre la capacidad de disipación por convección natural no pueden subestimarse ni asumirse a partir de análisis genéricos,

- La determinación de los parámetros de diseño se realizó a partir de fuentes verificables e independientes entre sí, como la geometría real de la carcasa del convertidor comercial, medida directamente sobre el equipo, las hojas de datos de los semiconductores seleccionados y los modelos atmosféricos estándar de presión y densidad del aire; concluyendo que los parámetros más relevantes para este estudio son altura, temperatura y densidad de aire.

- El diseño desarrollado integró un sistema de control basado en modulación PWM y controlador proporcional-integral, junto con una lógica de gestión térmica que limita dinámicamente el ciclo de trabajo en función de la temperatura de unión del semiconductor. La propuesta de mejora del sistema de disipación, que incrementó el área efectiva en 93,3% y permitió sostener una operación estable y eficiente de 86,79% a 86,89%, en la mayoría de las condiciones de altitud evaluadas, eliminando la necesidad de activar el mecanismo de protección en operación nominal hasta 5000 m.s.n.m.

Recomendaciones

- Se recomienda extender el análisis de mitigación térmica desarrollado en este estudio a la condición combinada de temperatura ambiente crítica, tensión de entrada mínima y altitud extrema, escenario en el cual la modificación geométrica propuesta para el sistema de disipación resultó

insuficiente. Dicha extensión podría explorar alternativas complementarias no evaluadas en el presente trabajo, tales como el uso de materiales de mayor conductividad térmica en puntos específicos de contacto, o una lógica de control que incorpore la reducción dinámica de las pérdidas del convertidor como parte de la estrategia de protección térmica, en lugar de limitar únicamente el ciclo de trabajo.

- Dado que el alcance del presente estudio se limitó a un diseño no experimental, sustentado en modelado matemático y simulación computacional, se recomienda la implementación de un prototipo físico del convertidor y del sistema de disipación modificado, con el fin de validar experimentalmente los resultados obtenidos, particularmente la geometría del disipador propuesto y su comportamiento térmico, bajo condiciones reales de operación en ciudades de altura, incluyendo la verificación directa de la temperatura de unión mediante instrumentación apropiada.

- Se recomienda que investigaciones futuras evalúen el efecto conjunto de la altitud sobre la circulación de aire disponible para la convección natural, considerando variables no incluidas en el alcance de este estudio, tales como la ubicación específica del convertidor dentro del vehículo, la velocidad de desplazamiento y la posibilidad de asistencia mediante ventilación forzada, junto con un análisis de costo-beneficio en términos de consumo energético adicional y autonomía del vehículo, tal como fue sugerido durante la revisión del presente trabajo.

ANEXOS

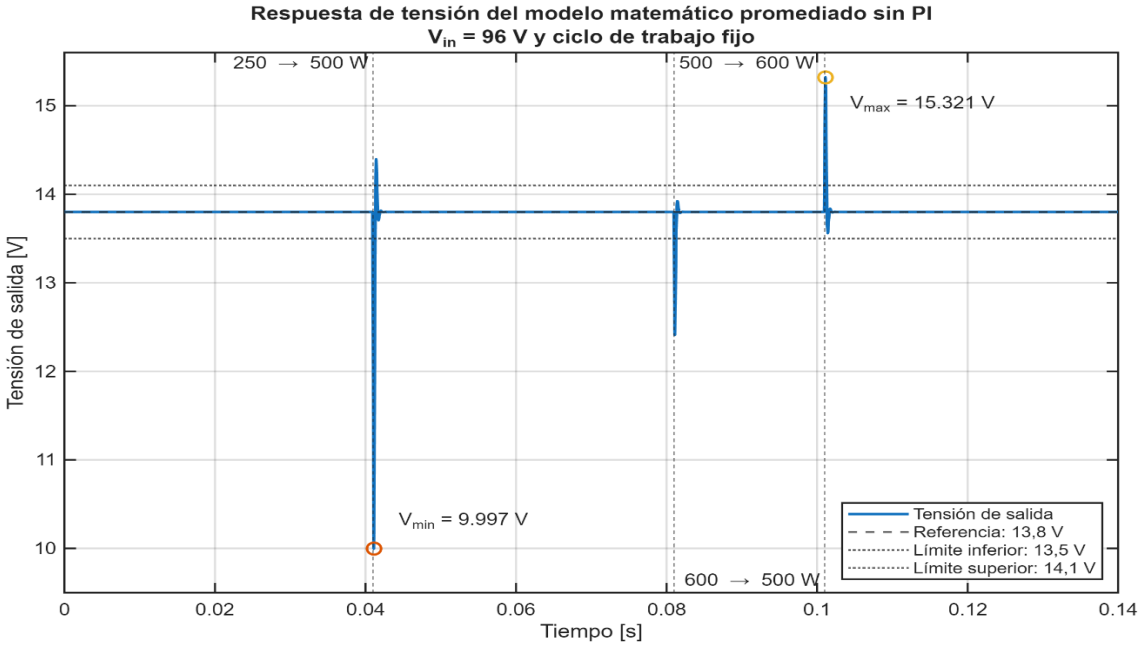
ANEXO 1

Variables de parametrización implementadas en MATLAB para el modelo equivalente.

Grupo	Variable en MATLAB	Función dentro del modelo	Valor o definición	Unidad
Tensión de entrada	Vin_min	Condición mínima de entrada	72	V
Tensión de entrada	Vin_nom	Condición nominal de entrada	96	V
Tensión de entrada	Vin_max	Condición máxima de entrada	120	V
Referencia de salida	Vout_ref	Referencia empleada por el controlador de tensión	13,8	V
Límites de salida	Vout_min, Vout_max	Intervalo admisible para evaluar la regulación	13,5 y 14,1	V
Potencia	P_nom	Potencia nominal de salida	500	W
Potencia	P_temp	Potencia máxima temporal	600	W
Transformación	n	Relación equivalente (N_s/N_p)	0,426	—
Frecuencia	fs	Frecuencia de conmutación asumida	50 000	Hz
Período	Ts	Período correspondiente a la frecuencia asumida	20	µs
Filtro	L	Inductancia de salida implementada	33	µH
Filtro	C	Capacitancia de salida implementada	220	µF
Escenarios de entrada	Vin_escenarios	Vector de tensiones evaluadas	[72 96 120]	V
Ciclos de referencia	D_escenarios	Ciclos estacionarios calculados para cada entrada	[0,450 0,337 0,270]	—
Caso inicial	Vin_caso	Tensión utilizada al iniciar la simulación	96	V
Caso inicial	D_nom_caso	Ciclo de trabajo inicial para 96 V	0,3374	—
Escenarios auxiliares	escenario_Pout	Niveles de carga calculados	[250 500 600]	W
Cargas equivalentes	escenario_Rload	Resistencias calculadas para cada potencia	$V_{out,ref}^2/P_o$	Ω
Perfil dinámico	perfil_carga	Matriz de tiempo y resistencia para variar la demanda	[t_carga, R_carga]	s, Ω
Control PI	Kp_v	Ganancia proporcional	0,005	—
Control PI	Ki_v	Ganancia integral	20	—
Saturación	D_min_ctrl	Límite inferior de la salida del controlador	0,1	—
Saturación	D_max_ctrl	Límite superior de la salida del controlador	0,55	—

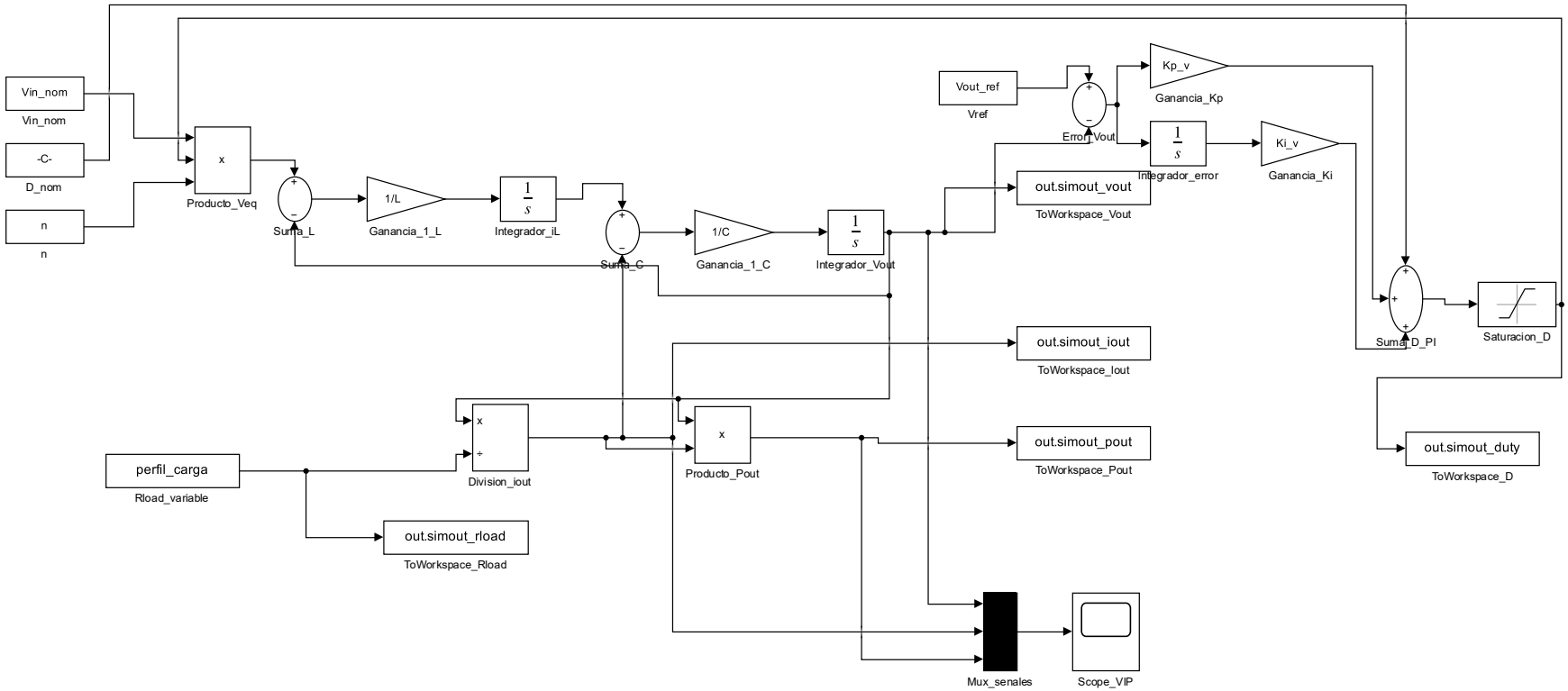
ANEXO 2

Respuesta de tensión del modelo matemático promediado sin control PI para $V_{in} = 96$ V.



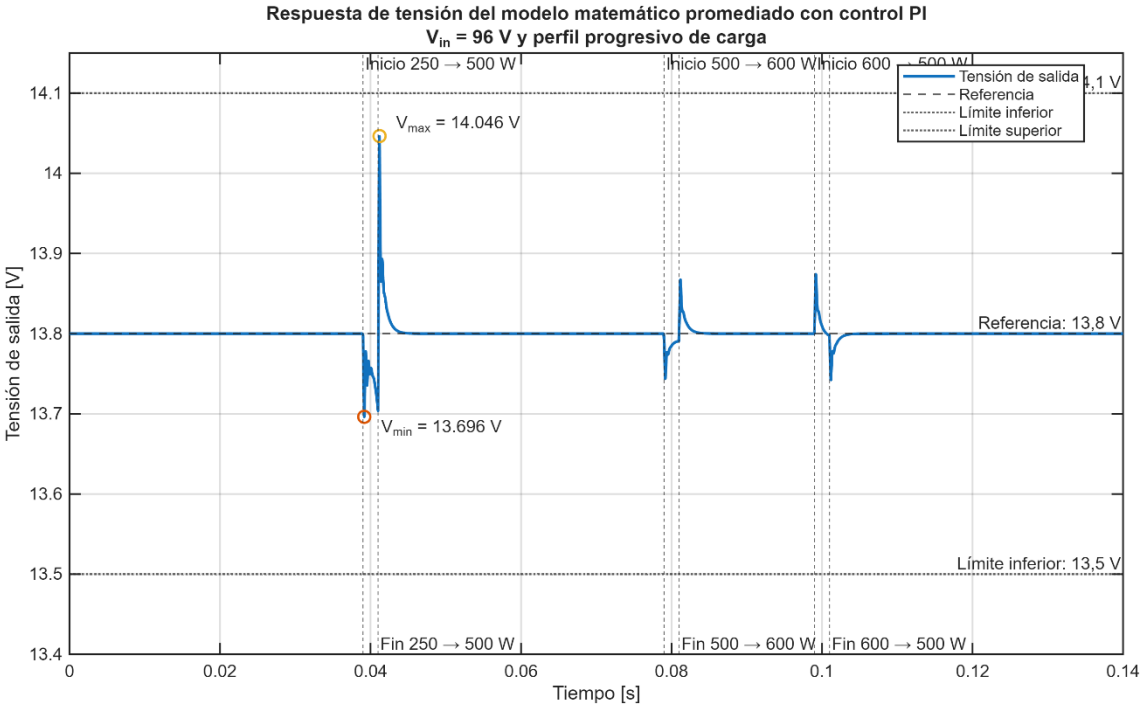
ANEXO 3

Configuración del modelo matemático promediado con controlador PI en Simulink.



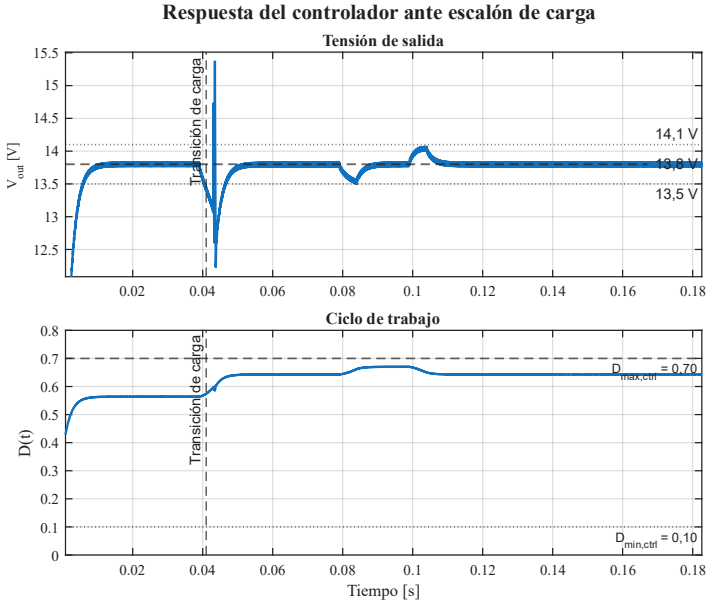
ANEXO 4

Respuesta de tensión del modelo matemático promediado con control PI para $V_{in} = 96$ V.



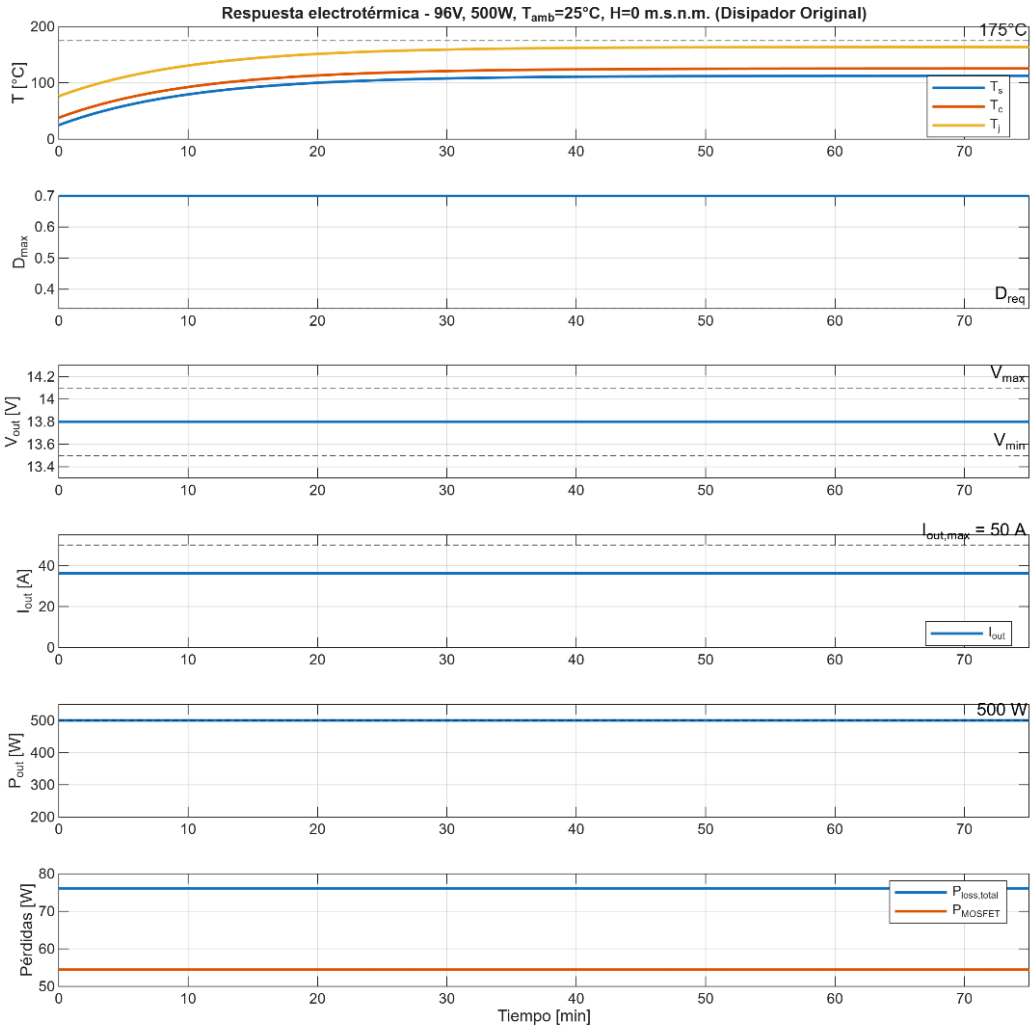
ANEXO 5

Evolución del ciclo de trabajo y de la tensión de salida durante la respuesta ante escalón de carga, hasta alcanzar régimen estable.

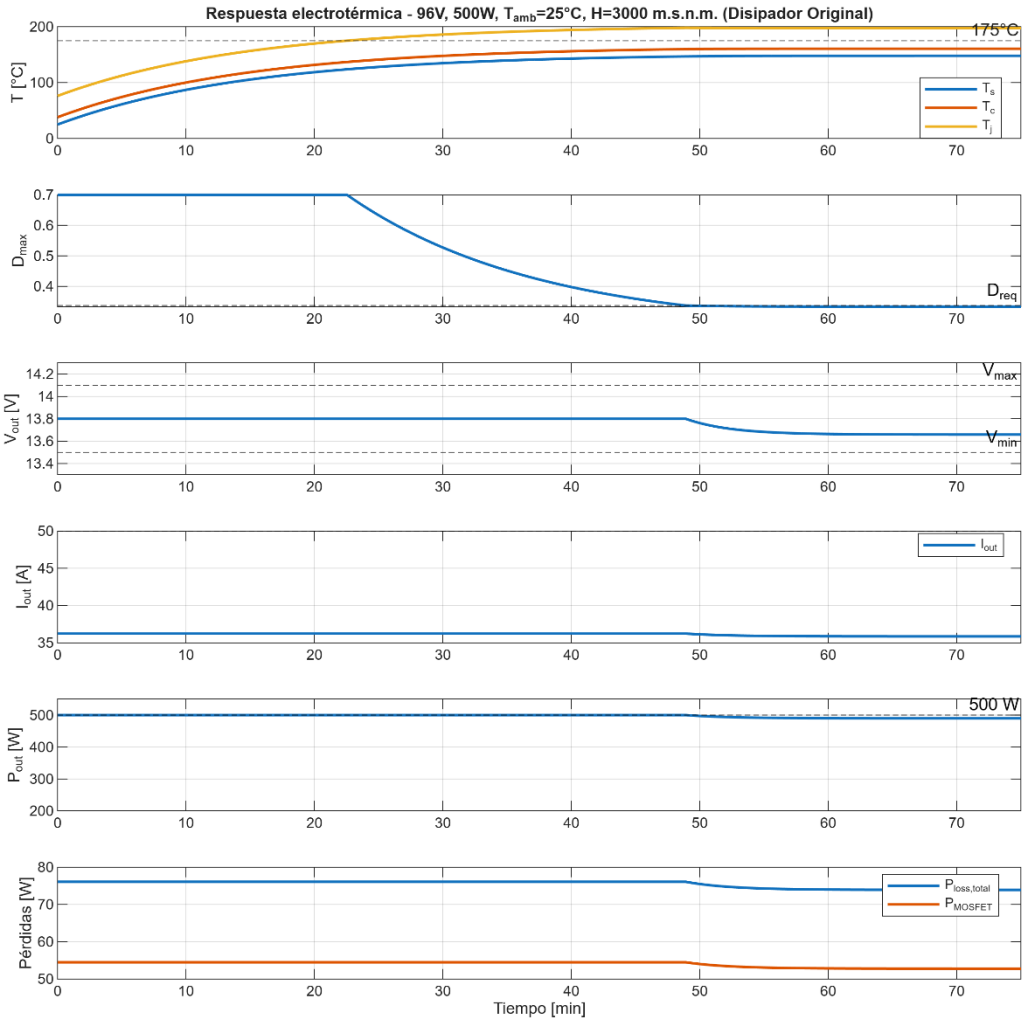


ANEXO 6

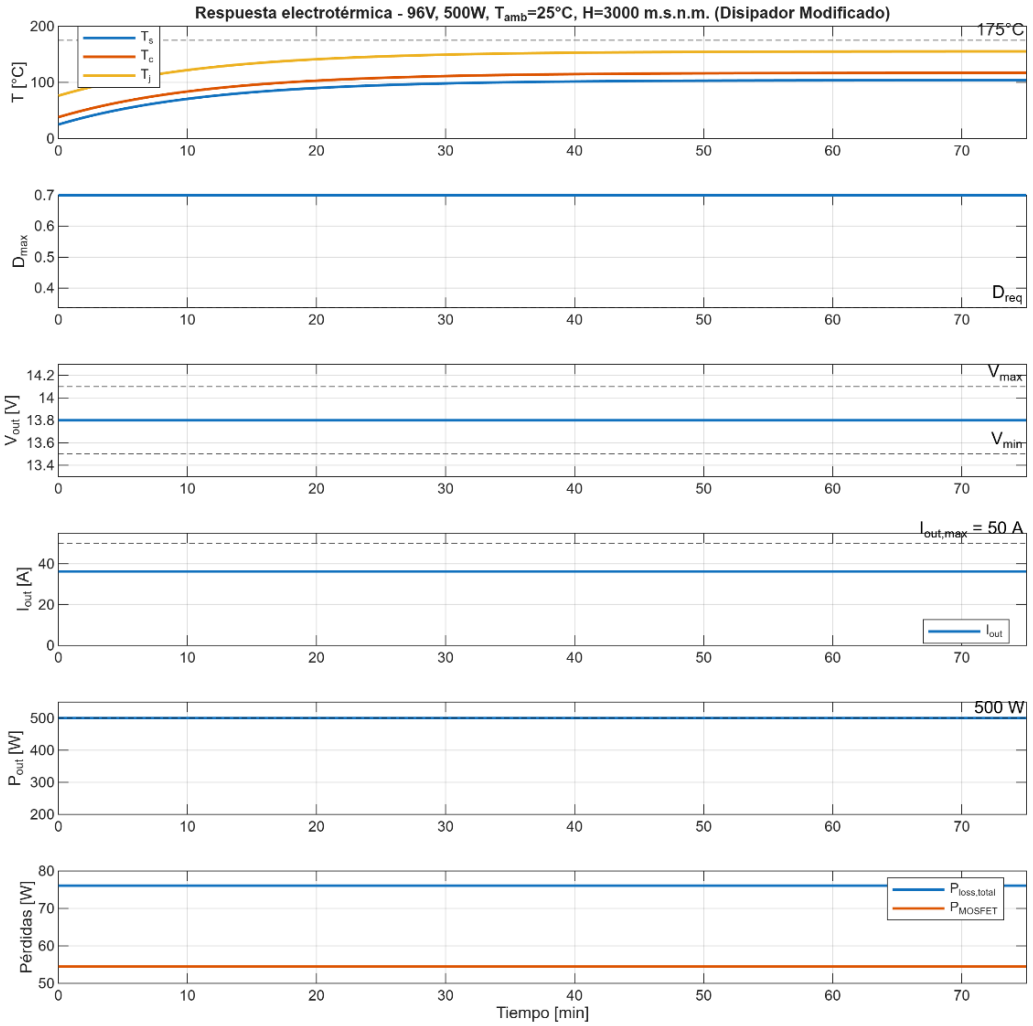
Respuesta electrotérmica Simulink con 96V, 500W, 25°C, H=0 m.s.n.m Disipador Original.



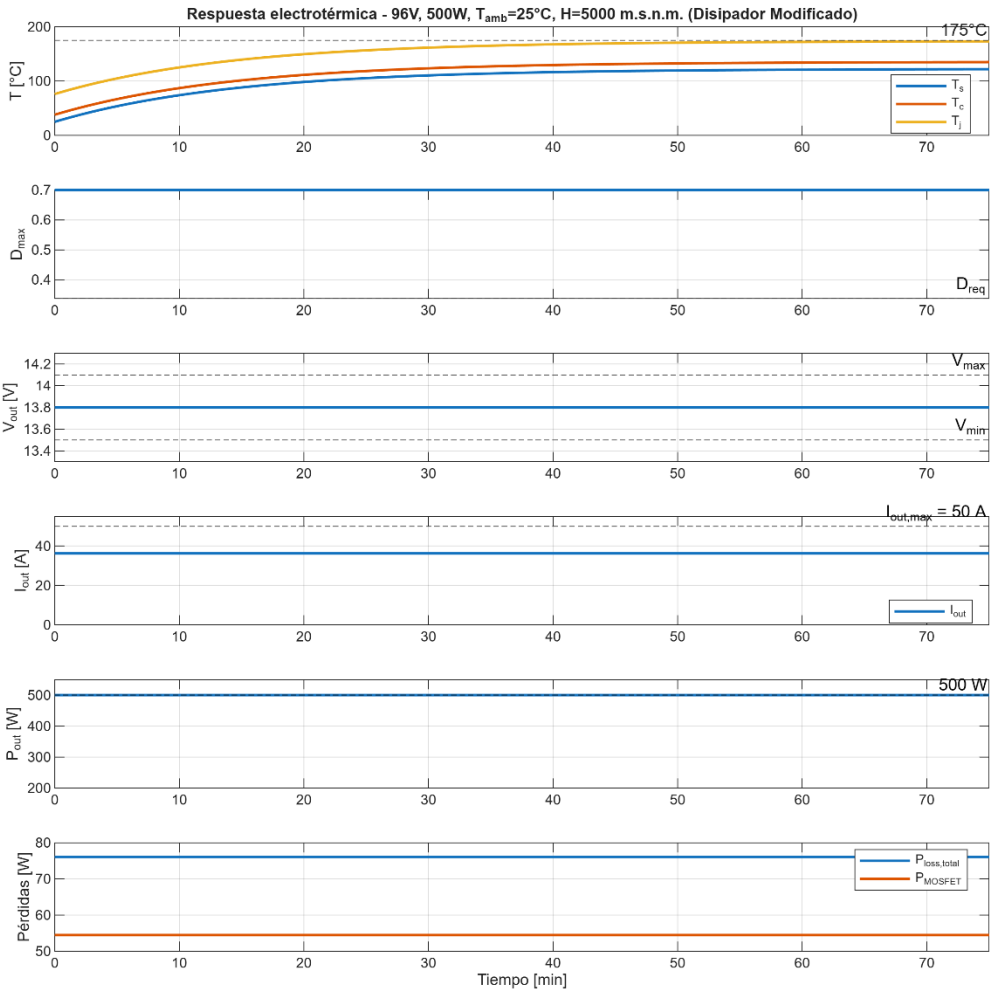
Respuesta electrotérmica Simulink con 96V, 500W, 25°C, H=3000 m,s,n,m, Disipador Original.



Respuesta electrotérmica Simulink con 96V, 500W, 25°C, H=3000 m.s.n.m Disipador Modificado.

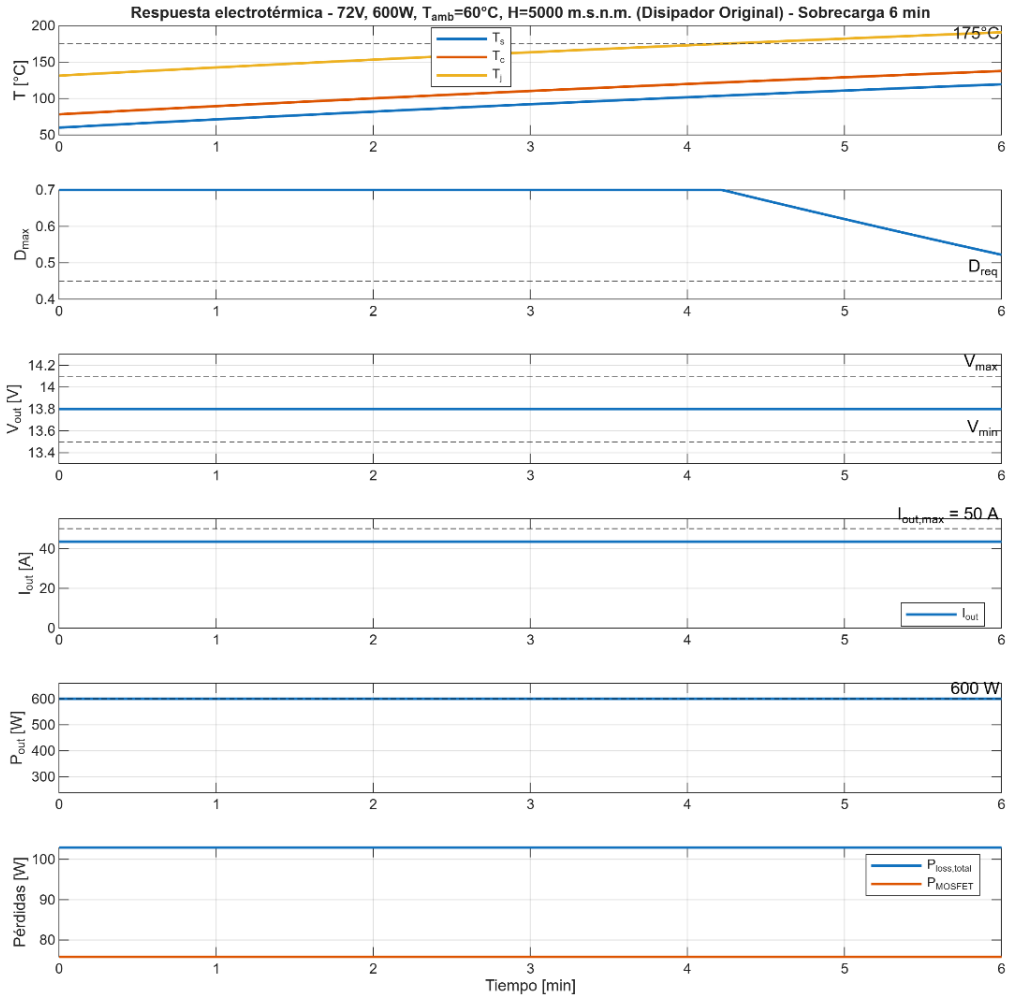


Respuesta electrotérmica Simulink con 96V, 500W, 25°C, H=5000 m.s.n.m. Disipador Modificado.

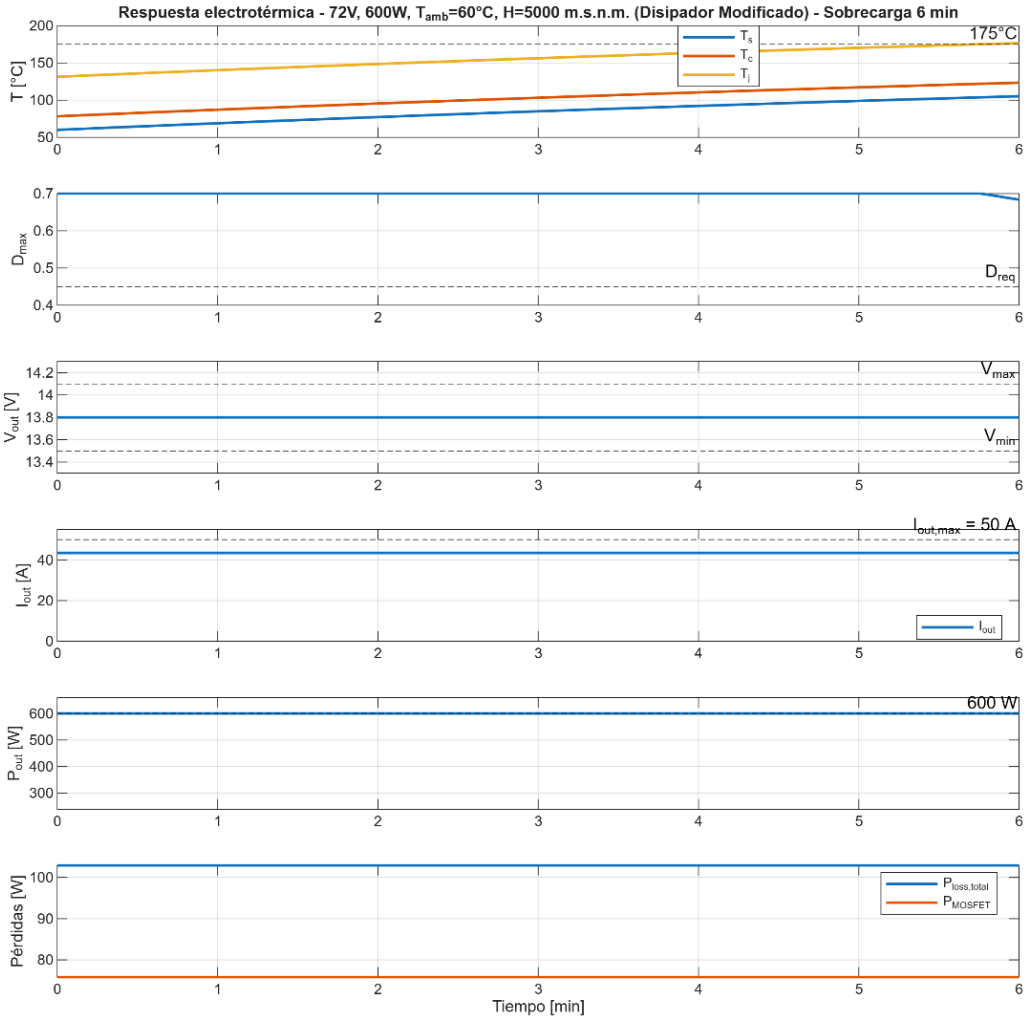


ANEXO 7

Respuesta electrotérmica del sistema con disipador original bajo sobrecarga temporal (72V, 600W, 60°C, 5000 m.s.n.m., 6 minutos).



Respuesta electrotérmica del sistema con disipador modificado bajo sobrecarga temporal (72V, 600W, 60°C, 5000 m.s.n.m., 6 minutos).



REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

[1] R. Camarillo-Escobedo, J. Valderrama-Cháirez, I. Martínez-Rangel, B. Rodríguez-Antunez, J. López-Villalobos, y M. Pérez-Ruvalcaba, «Sistema mecatrónico FV automatizado como fuente de energía auxiliar para autos eléctricos autónomos», en *Memorias del XXIII Congreso Internacional Anual de la SOMIM*, Cuernavaca, Morelos, México, 2017.

[2] A. Basurco, «Diseño de la conversión a eléctrico de un vehículo de combustión interna», Trabajo de grado, Universidad Pontificia Comillas, Madrid, España, 2020.

[3] P. R. Basantes Patiño, «Diseño de un sistema electrónico de control de funciones auxiliares del vehículo mediante comandos de voz y aplicación móvil, enfocado a la accesibilidad de personas con capacidades especiales», Tesis de grado, Universidad Técnica del Norte, Ibarra, Ecuador, 2021. [En línea]. Disponible en: https://repositorio.utn.edu.ec/handle/123456789/10881

[4] C. Ramos Flores, «Análisis de un convertidor DC/DC destinado al almacenamiento híbrido de energía», Trabajo de fin de grado, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España, 2017. [En línea]. Disponible en: https://oa.upm.es/48060/1/TFG_CRISTINA_RAMOS_FLORES.pdf

[5] M. Cortés-Carmona, A. Mallco, W. Calderón, J. Reyes, y R. Palma-Behnke, «Estudio del Efecto Altura en un Sistema de Empaque de Baterías de Ion Litio», en *Congreso de Energía Solar (EnerSOL)*, Santiago, Chile, 2016. [En línea]. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/311273939

[6] G. K. Kumar y D. Elangovan, «Review on fault-diagnosis and fault-tolerance for DC–DC converters», *IET Power Electron.*, vol. 13, n.º 1, pp. 1-13, ene. 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0672.

[7] I.-S. Sorlei *et al.*, «Fuel Cell Electric Vehicles—A Brief Review of Current Topologies and Energy Management Strategies», *Energies*, vol. 14, n.º 1, p. 252, ene. 2021, doi: 10.3390/en14010252.

[8] A. F. Challoob, N. A. Bin Rahmat, V. K. A/L Ramachandaramurthy, y A. J. Humaidi, «Energy and battery management systems for electrical vehicles: A comprehensive review & recommendations», *Energy Explor. Exploit.*, vol. 42, n.º 1, pp. 341-372, ene. 2024, doi: 10.1177/01445987231211943.

[9] F. Nasr Esfahani, A. Darwish, X. Ma, y P. Twigg, «Non-Integrated and Integrated On-Board Battery Chargers (iOBCs) for Electric Vehicles (EVs): A Critical Review», *Energies*, vol. 17, n.º 10, p. 2285, may 2024, doi: 10.3390/en17102285.

[10] A. J. Alrubaie, M. Swadi, M. Salem, A. Richelli, A. Bughneda, y M. Kamarol, «Systematic Review of Bidirectional, Multiport Converter Structures and Their

Derivatives: A Case Study of Bidirectional Dual Input Dual Output Converters», *Energies*, vol. 17, n.º 7, p. 1575, mar. 2024, doi: 10.3390/en17071575.

[11] K. Taghizad-Tavana, A. Alizadeh, M. Ghanbari-Ghalehjoughi, y S. Nojavan, «A Comprehensive Review of Electric Vehicles in Energy Systems: Integration with Renewable Energy Sources, Charging Levels, Different Types, and Standards», *Energies*, vol. 16, n.º 2, p. 630, ene. 2023, doi: 10.3390/en16020630.

[12] Z. Wang, X. Su, N. Zeng, y J. Jiang, «Overview of Isolated Bidirectional DC–DC Converter Topology and Switching Strategies for Electric Vehicle Applications», *Energies*, vol. 17, n.º 10, p. 2434, may 2024, doi: 10.3390/en17102434.

[13] A. R. Dar, A. Haque, M. A. Khan, V. S. B. Kurukuru, y S. Mehfuz, «On-Board Chargers for Electric Vehicles: A Comprehensive Performance and Efficiency Review», *Energies*, vol. 17, n.º 18, p. 4534, sep. 2024, doi: 10.3390/en17184534.

[14] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, y A. Miraoui, «State-of-the-art of DC-DC converters for fuel cell vehicles», en *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Lille, France: IEEE, sep. 2010, pp. 1-6. doi: 10.1109/VPPC.2010.5729051.

[15] V. F. Pires, A. Cordeiro, D. Foito, y J. F. Silva, «High Step-Up DC–DC Converter for Fuel Cell Vehicles Based on Merged Quadratic Boost–Ćuk», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, n.º 8, pp. 7521-7530, ago. 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2921851.

[16] N. Rajamanickam, Y. Shanmugam, R. Jayaraman, J. Petrov, L. Vavra, y R. Gono, «Review of Compensation Topologies Power Converters Coil Structure and Architectures for Dynamic Wireless Charging System for Electric Vehicle», *Energies*, vol. 17, n.º 15, p. 3858, ago. 2024, doi: 10.3390/en17153858.

[17] M. N. Tasnim *et al.*, «A critical review on contemporary power electronics interface topologies to vehicle-to-grid technology: Prospects, challenges, and directions», *IET Power Electron.*, vol. 17, n.º 1, pp. 157-181, ene. 2024, doi: 10.1049/pel2.12618.

[18] C. Armenta-Déu, «Improving Sustainability in Urban and Road Transportation: Dual Battery Block and Fuel Cell Hybrid Power System for Electric Vehicles», *Sustainability*, vol. 16, n.º 5, p. 2110, mar. 2024, doi: 10.3390/su16052110.

[19] A. Kulkarni, G. Brandes, A. Rahman, y S. Paul, «A Numerical Model to Evaluate the HVAC Power Demand of Electric Vehicles», *IEEE Access*, vol. 10, pp. 96239-96248, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3202920.

[20] P. Á. Szilassy y D. Földes, «Consumption estimation method for battery-electric buses using general line characteristics and temperature», *Energy*, vol. 261, p. 125080, dic. 2022, doi: 10.1016/j.energy.2022.125080.

[21] J. Wang, I. Besselink, y H. Nijmeijer, «Electric Vehicle Energy Consumption Modelling and Prediction Based on Road Information», *World Electr. Veh. J.*, vol. 7, n.º 3, pp. 447-458, sep. 2015, doi: 10.3390/wevj7030447.

[22] A. Azizi, M. Ghassemi, y J. Lehr, «Influence of Low Pressure on Thermal Limit of MVDC Power Cables Used in All Electric Aircraft», en *2022 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, Knoxville, TN, USA: IEEE, jun. 2022, pp. 88-91. doi: 10.1109/IPMHVC51093.2022.10099406.

[23] M. R. Ahmed y Y. Li, «A low-cost, high-power-density DC-DC converter for hybrid and electric vehicle applications», en *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova, Italy: IEEE, sep. 2019, p. P.1-P.8. doi: 10.23919/EPE.2019.8914879.

[24] M. M. Haji-Esmaeili, M. Naseri, H. Khoun-Jahan, y M. Abapour, «Fault-Tolerant and Reliable Structure for a Cascaded Quasi-Z-Source DC–DC Converter», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n.º 8, pp. 6455-6467, ago. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2621411.

[25] P. Wang, C. Yu, S. Akram, Z. Fan, y W. Zhao, «Impact of air pressure variations on electrical vehicle motor insulation», *High Volt.*, vol. 8, n.º 5, pp. 1011-1019, oct. 2023, doi: 10.1049/hve2.12346.

[26] S. Chowdhury, A. Saha, M. Asifur Rahman, S. Pavan Kalakonda, y M. Ghassemi, «Study of Partial Discharge Characteristics of Optimally Fabricated MMEI Flat Samples Under DC and Their DC Dielectric Strength for Applications in Envisaged All-Electric Wide-Body Aircraft», *IEEE Access*, vol. 12, pp. 88547-88557, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3418789.

[27] N. Khan, C. A. Ooi, A. Alturki, M. Amir, Shreasth, y T. Alharbi, «A critical review of battery cell balancing techniques, optimal design, converter topologies, and performance evaluation for optimizing storage system in electric vehicles», *Energy Rep.*, vol. 11, pp. 4999-5032, jun. 2024, doi: 10.1016/j.egyr.2024.04.041.

[28] Enpower, «DC2105 Series isolation DC-DC Converter», Enpower, Ficha técnica del producto, 2026. Accedido: 15 de julio de 2026. [En línea]. Disponible en: https://enpower-sd.com/en/products/49

[29] «DCDC-9612 – Isolated DC DC Converter 96V input 13.8V output – EV Power WA Pty Ltd». Accedido: 1 de septiembre de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.ev-power.com.au/product/dcdc-9612/

[30] btiernay, «Which Metals Conduct Heat Best?», Metal Supermarkets. Accedido: 30 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.metalsupermarkets.com/which-metals-conduct-heat-best/

[31] «Thermal Conductivity of Common Materials - Solids, Liquids and Gases». Accedido: 30 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.engineeringtoolbox.com/thermal-conductivity-d_429.html

[32] «Metals and Alloys - Densities». Accedido: 30 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.engineeringtoolbox.com/metal-alloys-densities-d_50.html

[33] P. Minero, «Cotización de Metales», Panorama Minero. Accedido: 30 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.panorama-minero.com/es/markets/metals

[34] «Bronze vs Brass vs Copper: A Comprehensive Comparison Guide», Dadesin. Accedido: 30 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.dadesin.com/news/bronze-vs-brass-vs-copper.html

[35] B. V. der Watt, «Which Metals Conduct Heat the Best/Fastest | Tech Steel», Tech Steel & Materials. Accedido: 30 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.techsteel.net/which-metals-conduct-heat-the-best-fastest/

[36] «Earth Atmosphere Equation - Metric», Glenn Research Center | NASA. Accedido: 9 de septiembre de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www1.grc.nasa.gov/beginners-guide-to-aeronautics/earth-atmosphere-equation-metric/

[37] «Highest altitude permanent human settlement», Guinness World Records. Accedido: 26 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.guinnessworldrecords.com/world-records/546893-highest-altitude-permanent-human-settlement.html

[38] A. Newaskar, «How to Design Buck-Boost Converter Using MCP19061», Microchip Technology Inc., Chandler, Arizona, EE. UU., AN5890, 2025. [En línea]. Disponible en: https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/APID/ApplicationNotes/ApplicationNotes/AN5890-How-to-Design-Buck-Boost-Converter-using-MCP-19061-DS00005890.pdf

[39] W. Elektronik, *DC/DC Converter Handbook: SMPS Topologies from an EMC Point of View*. Künzelsau, Alemania: Adolf Würth GmbH & Co. KG, 2024.

[40] «Global Search Page | Infineon Technologies». Accedido: 31 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.infineon.com/search/global-search-page

[41] «MBR60100CT-E3/45 Vishay Semiconductors | Mouser», Mouser Electronics. Accedido: 31 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en:

https://www.mouser.ec/es/ProductDetail/Vishay-Semiconductors/MBR60100CT-E3-45?qs=NyKJzQ80QAxuIjJrJ66Vqg%3D%3D

[42] N. Novas Castellano, M. J. Soler Ortiz, R. M. García Salvador, M. Fernández Ros, y J. A. Gázquez Parra, *Electrónica de Potencia: Análisis-Simulación*, 1.ª ed., vol. Efectos no ideales en los convertidores. Universidad de Almería, 2018.

[43] «Introduction to MOSFET Switching Losses - Technical Articles». Accedido: 31 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/introduction-to-mosfet-switching-losses/

[44] T. Jager, «MOSFET Power Loss Calculator», DMC, Inc. Accedido: 31 de agosto de 2026. [En línea]. Disponible en: https://www.dmcinfo.com/blog/17021/mosfet-power-loss-calculator/

[45] «How to Make an Aluminum PCB Enclosure: Design Guide», Xingyong. Accedido: 1 de septiembre de 2026. [En línea]. Disponible en: https://poolpole.com/how-to-make-an-aluminum-pcb-enclosure/