

UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Tesis de Magíster

Análisis de fallas en estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos

Tesis para optar al grado/título de
Magíster en Ciencias de la Ingeniería Electrónica

Alumno
Alexander Brian Palacio Aguilera

Guía de Tesis/Profesor Supervisor
Dr. Samir Kouro Renaer

Revisores/Comisión Co-Referente
Dr. Hugues Renaudineau
Dr. Abraham M. Alcaide

13 de junio de 2025, Valparaíso, Chile



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): Memoria o trabajo de título; Tesis de Postgrado;

Título del trabajo: Análisis de fallas en estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos

Nombre del candidato(a): Alexander Brian Palacio Aguilera

Carrera / Grado: Ingeniería civil electrónica

Campus: Casa Central Valparaíso ; **Departamento:** Electrónica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Samir Kouro Renaer, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL

El trabajo **NO contiene información que amerite confidencialidad** y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (embargo) por:

6 meses; 12 meses; 2 años; 3 años; 5 años; 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: ; **Firma:** _____

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 23/06/2025 ; **Firma:**  _____

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

*“Y entonces aquel árbol que me vio nacer, crecer, reír y llorar me enseñó a
volver a amar.”
- Pedro*

AGRADECIMIENTOS

QUISIERA agradecerle a mi familia, que me ha estado apoyando todo el tiempo, desde los inicios cuando desarmaba incontable objetos cuando era pequeño y siempre me terminaban sobrando tornillos cuando los volvía a armar. A mi madre que nunca ha escatimado en apoyarme en mis estudios y mi desarrollo como estudiante, persona y profesional. A mi hermana que me inspiró a ingresar en esta universidad y me mostró lo hermosa que es.

También quisiera agradecer a mis amistades que me han brindado grandes momentos en los mejores tiempos y también en las situaciones mas complicadas. A María que en estos últimos años hemos compartido esta etapa y hemos tenido largas conversaciones que ambos necesitábamos. A Camila que nos hemos apoyado en tantos momentos y que hasta el día de hoy me demuestra lo hermoso que es confiar. A Juan, que le molesta un poco que lo llamen solo Juan, con el que he tenido innumerables anécdotas conociéndonos desde el día 1 en esta etapa y que hasta el día de hoy me sorprende con cosas nuevas, tu amistad me marcará para toda la vida. A Alejandro, Aura, Jhonathan, Ignacio, David y muchos otros cuyas amistades fueron una grata sorpresa y me han dado momentos en que me llegaba a doler el estomago de la risa, todos ustedes han hecho este proceso un bonito recuerdo.

A los profesores Samir, Hugues y Abraham que me apoyaron y me tuvieron una tremenda paciencia. Me brindaron la oportunidad de realizar este proyecto y con ello tener la experiencia de realizar una conferencia en otro país. A los profesores Marcelo y Christian que me también me inspiraron al postgrado y también amar a la electrónica.

Finalmente quisiera agradecer al centro de investigación AC3E y la Agencia Nacional de Investigación y Desarrollo (ANID) por sus instrumentos de financiamiento AC3E (ANID/BASAL/AFB240002), SERC (ANID/FONDAP/1523A0006) y Fondecyt 1221741. A la Universidad Federico Santa María y su departamento de electrónica del cual me siento orgulloso de ser parte.

Alexander Brian Palacio Aguilera

ABSTRACT

ES innegable el potencial e incremento de los vehículos eléctricos en el transporte, dado que es un componente vital para la descarbonización y transición energética. Esto se condice con una gran demanda en la infraestructura de carga, la cual posee una gran relevancia para una expansión de un medio de transporte descarbonizado. Es por ello que es necesario no solamente considerar el incremento de dicha infraestructura, sino que también es necesario extender la vida útil de la ya existente.

Hay una diversa variedad de perfiles de carga capaces de alimentar las baterías de vehículos eléctricos, las cuales son diseñadas teniendo en cuenta consideraciones físico-químicas de las baterías de ion-litio. Existe un amplio espectro de investigaciones en relación con los perfiles de carga que se han hecho al respecto desde el punto de vista de las baterías. Sin embargo, faltan precedentes que detallen cómo estos perfiles impactan en las estaciones de carga rápida. En este trabajo se tiene como objetivo principal llevar a cabo un estudio del impacto de perfiles de carga de baterías en estaciones de carga de vehículos eléctricos a través del análisis de acumulación de daño en los semiconductores de dichas estaciones. Con ello se pretende determinar qué perfil de carga podría extender la vida útil y aumentar la confiabilidad y disponibilidad de esta importante infraestructura de transición energética.

La principal razón de fallas en los semiconductores son los ciclos térmicos, dado en gran medida a la fatiga que producen en los materiales del encapsulado debido a la expansión y compresión de los mismos, sobre todo en el punto de juntura del MOSFET. Es por ello que en este trabajo se obtiene la temperatura del punto de juntura a través del análisis de Cauer, el cual es alimentado por las pérdidas que se producen en los semiconductores durante todo el proceso de carga. Para lograr un análisis detallado del impacto que se tiene en los semiconductores, en primera instancia se debe determinar qué factores se van a considerar y bajo qué circunstancias de operación. Para poder tener un análisis que represente diferentes temperaturas ambientes, se obtendrán datos bajo tres condiciones climáticas: una de 10°C, otra de 20°C y otra de 30°C. Esto es para poder observar el impacto que tiene la temperatura ambiente en los ciclos térmicos de los semiconductores.

Para un análisis en el que se consideren el tipo de configuración, así como el impacto que se tiene en la potencia de los semiconductores, se estudian dos convertidores: el Terra

HPC150 de la empresa ABB y el Supercharger de la empresa Tesla. A los MOSFET seleccionados para el análisis se les obtienen las pérdidas durante diferentes etapas del proceso de carga para así simular las pérdidas obtenidas durante todo el proceso. Para este propósito se usan herramientas como PLECS, Matlab y Simulink, dado que son necesarias para el manejo de datos que se emplea.

En la práctica y en la literatura existe un amplio desarrollo de perfiles de carga, para el propósito de esta tesis se emplearán los más comunes, Constant Current-Constant Voltage (CC-CV), Multi-Stage Constant Current (MSCC), Boost Charging (BC) y Pulse Charging (PC). Para los cuales se empleará el ratio C para medir las corrientes, en donde 1C equivale a la corriente necesaria para cargar la batería completamente en una hora. Para el caso del convertidor de ABB, dado a las limitaciones de potencia, se emplearán corrientes de 1C y 2C. En el caso de Tesla, se consideran los perfiles de manera bastante similar a los de ABB, pero en vez de que se realice con corrientes máximas de 2C, se realiza con 3C, esto debido a que el convertidor puede entregar mayor potencia a las baterías.

Los resultados obtenidos en la tesis muestran una similitud bastante evidente entre los perfiles con baja corriente en los convertidores. Esto se debe principalmente a las formas parecidas en que se comportan, así como a la manera en que se construyen los vectores de pérdidas de potencia a lo largo del ciclo de carga. En cuanto a las corrientes más altas, es decir, entre los perfiles CC-CV, MSCC y BC, este fenómeno se repite. Sin embargo, en cuanto al perfil de carga PC, se muestra un evidente deterioro de los semiconductores, superando con creces a los demás perfiles. También se aprecia el impacto que la frecuencia produce en los semiconductores, ya que el pulso de 25 Hz es menos dañino que el caso de 1 Hz. Esto se debe principalmente a que la frecuencia, sobre todo por la inercia térmica del disipador, está directamente relacionada con el tamaño de los ciclos térmicos. Los pulsos de corriente de 1 Hz son causantes de ciclos de temperaturas que pueden llegar a tener más de 70 °C de diferencia, mientras que en el caso de 25 Hz, la diferencia llega a solo 20 °C. La principal conclusión del estudio indica que el perfil de carga que presenta un mayor daño acumulado al punto de juntura de los MOSFET es el PC.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
ABSTRACT	II
ÍNDICE DE FIGURAS	VI
ÍNDICE DE TABLAS	1
1. INTRODUCCIÓN	2
1.1. Infraestructura de carga de vehículos eléctricos	2
1.1.1. Cargadores On-board	3
1.1.2. Cargadores Off-board	4
1.2. Motivación	5
1.3. Definición del problema	6
1.4. Hipótesis	6
1.5. Objetivo general y específicos	6
1.6. Contribuciones	7
1.7. Detalles de capítulos	7
2. ESTADO DEL ARTE	8
2.1. Convertidores empleados para estaciones de carga rápida off-board	8
2.2. Perfiles de carga en la industria	11
2.3. Pérdidas de potencia en semiconductores	14
2.4. Modelos Térmicos	15
2.4.1. Modelo de Foster	17
2.4.2. Modelo de Cauer	17
2.5. Análisis de daño en semiconductores mediante modelo LESIT	18
3. PROCESO DE SIMULACIÓN	20
3.1. Convertidores a simular	21
3.1.1. ABB Terra HP150	22
3.1.1.1. Control de corriente y tensión convertidor AFE	24
3.1.1.2. Control convertidor Buck de tres canales interleaved	27

3.1.2. Tesla Supercharger V2	30
3.1.2.1. Control de corriente y tensión de convertidor Boost PFC	32
3.1.2.2. Control convertidor PSFB	35
3.2. Perfiles de carga de baterías de vehículos eléctricos considerados	36
3.3. Puntos durante el proceso de carga	42
3.3.1. Puntos seleccionados para el convertidor de ABB	42
3.3.2. Puntos seleccionados para el convertidor de Tesla	46
3.4. Obtención del daño de los distintos perfiles de carga	50
4. RESULTADOS	52
4.1. Pérdidas de potencia	52
4.1.1. Pérdidas de potencia en el convertidor de ABB	53
4.1.2. Pérdidas de potencia en el convertidor de Tesla	57
4.2. Temperaturas	61
4.2.1. Temperaturas durante el proceso de carga en el convertidor de ABB	61
4.2.2. Temperaturas durante el proceso de carga en el convertidor de Tesla	63
4.3. Daño acumulado	65
4.3.1. Daño acumulado del Convertidor de ABB	66
4.3.2. Daño acumulado del Convertidor de Tesla	67
4.3.3. Gráficos del daño acumulado	69
5. CONCLUSIONES	71
BIBLIOGRAFÍA	73

Índice de figuras

1.1. Clasificación de los diferentes tipos de cargadores de vehículos eléctricos [1].	3
1.2. Topologías de cargadores de vehículos eléctricos: a) Cargador dedicado on-board, b) Cargador integrado on-board, c) Cargador inductivo o inalámbrico, d) Cargador dc off-board, e) Batería recambiable [2].	4
2.1. Convertidor Terra 53/54 de ABB [1].	8
2.2. Convertidor Terra HP150 de ABB [1].	9
2.3. Convertidor Supercharger V2 de Tesla [1].	9
2.4. Convertidor Modular Fast Charging Park A de Porsche [1].	10
2.5. Convertidor Modular Fast Charging Park B de Porsche [1].	10
2.6. Convertidor E-charger 600 de ENERCON [1].	11
2.7. Perfil de carga CC-CV.	11
2.8. Perfil de carga MSCC.	12
2.9. Perfil de carga BC.	13
2.10. Perfil de carga PC.	13
2.11. Representación de pérdidas de conmutación tanto en encendido como apagado.	15
2.12. Modelo de Foster en los semiconductores.	16
2.13. Modelo de Cauer en los semiconductores.	16
3.1. Pasos a seguir para la obtención de daño en los semiconductores.	21
3.2. Convertidor a simular Terra HP150 [1].	22
3.3. Voltajes y corrientes convertidor AFE.	22
3.4. Esquema de control del convertidor AFE.	24
3.5. Esquema PLL empleada.	26
3.6. Voltajes y corrientes convertidor Buck.	27
3.7. Esquema control de corriente convertidor Buck.	27
3.8. Representación gráfica de los mínimos y máximos del voltaje trifásico, junto con la secuencia min-max.	28
3.9. Referencia modificada empleando inyección de secuencia min-max.	29
3.10. Modulación PWM.	29
3.11. Convertidor a simular Supercharger V2 de Tesla [1].	30

3.12. Circuitos equivalentes del convertidor Boost PFC: a) MOSFET conduciendo, b) MOSFET abierto.	32
3.13. Esquema de control en convertidor Boost con PFC.	33
3.14. Circuitos equivalentes del convertidor PSFB: a) S_1 y S_4 conduciendo, b) S_2 y S_3 conduciendo, c) S_1 y S_2 conduciendo, d) S_3 y S_4 conduciendo.	34
3.15. Proceso de carga de batería bajo el perfil CC-CV en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	37
3.16. Proceso de carga de batería bajo el perfil MSCC en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	38
3.17. Proceso de carga de batería bajo el perfil BC en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	38
3.18. Proceso de carga de batería bajo el perfil PC a 1 Hz en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	39
3.19. Proceso de carga de batería bajo el perfil CC-CV en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	39
3.20. Proceso de carga de batería bajo el perfil MSCC en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	40
3.21. Proceso de carga de batería bajo el perfil BC en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	40
3.22. Proceso de carga de batería bajo el perfil PC a 1 Hz en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	41
3.23. Puntos seleccionados para simulaciones bajo el perfil CC-CV 1C en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	42
3.24. Puntos seleccionados para simulaciones bajo el perfil CC-CV 1C en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.	47
3.25. Representación gráfica del uso de la función Rainflow para el perfil de carga CC-CV a 2C del convertidor de ABB.	51
4.1. Convertidor a simular Terra HP150 de ABB [1].	52
4.2. Convertidor a simular Supercharger V2 de Tesla [1].	53
4.3. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en CC-CV a 1C, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en CC-CV a 1C, c) Pérdidas de los MOS AC en CC-CV a 2C, d) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en CC-CV a 2C.	54
4.4. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en MSCC a 1C, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en MSCC a 1C, c) Pérdidas de los MOS AC en MSCC a 2C, d) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en MSCC a 2C.	55
4.5. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en PC a 1Hz, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en PC a 1Hz, c) Pérdidas de los MOS AC en PC a 25Hz, d) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en PC a 25Hz.	56
4.6. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en BC, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en BC.	57

4.7. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en CC-CV a 1C, b) Pérdidas de conmutación en CC-CV a 1C, c) Pérdidas de conducción en CC-CV a 3C, d) Pérdidas de conmutación en CC-CV a 3C.	58
4.8. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en MSCC a 1C, b) Pérdidas de conmutación en MSCC a 1C, c) Pérdidas de conducción en MSCC a 3C, d) Pérdidas de conmutación en MSCC a 3C.	59
4.9. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en PC a 1 Hz, b) Pérdidas de conmutación en PC a 1 Hz, c) Pérdidas de conducción en PC a 25 Hz, d) Pérdidas de conmutación en PC a 25 Hz.	60
4.10. Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en BC, b) Pérdidas de conmutación en BC.	61
4.11. Temperaturas en el punto de juntura de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) CC-CV a 1C, b) CC-CV a 2C, c) MSCC a 1C, d) MSCC a 2C.	62
4.12. Temperaturas en el punto de juntura de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) PC a 1Hz, b) PC a 25Hz, c) BC.	63
4.13. Temperaturas en el punto de juntura de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) CC-CV a 1C, b) CC-CV a 3C, c) MSCC a 1C, d) MSCC a 3C.	64
4.14. Temperaturas en el punto de juntura de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) PC a 1Hz, b) PC a 25Hz, c) BC.	65
4.15. Daño acumulado a distintas temperaturas ambientales en el convertidor de ABB: a) MOS AC, b) MOS DC UP, c) MOS DC DOWN.	69
4.16. Daño acumulado a distintas temperaturas ambientales en el convertidor de Tesla: a) MOS MID, b) MOS DC1, c) MOS DC3.	70

Índice de tablas

2.1. Valores modelo de Cauer de MOSFET E4M0013120K con su disipador.	17
2.2. Componentes del modelo LESIT aplicado a un SiC MOSFET [3].	19
3.1. Valores parámetros del convertidor Terra HP150.	23
3.2. Valores parámetros del convertidor Supercharger.	31
3.3. Tabla de Estados de Conmutación del Convertidor PSFB.	35
3.4. Corrientes iniciales de los distintos perfiles de carga.	37
3.5. Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 1C en el convertidor de ABB.	43
3.6. Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 2C en el convertidor de ABB.	44
3.7. Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 1C en el convertidor de ABB.	44
3.8. Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 2C en el convertidor de ABB.	45
3.9. Puntos escogidos para simulaciones del perfil BC en el convertidor de ABB.	45
3.10. Puntos escogidos para simulaciones del perfil PC en el convertidor de ABB.	46
3.11. Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 1C.	47
3.12. Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 3C.	48
3.13. Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 1C.	48
3.14. Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 3C.	49
3.15. Puntos escogidos para simulaciones del perfil BC.	49
3.16. Puntos escogidos para simulaciones del perfil PC.	50
4.1. Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de ABB a 10°C.	66
4.2. Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de ABB a 20°C.	66
4.3. Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de ABB a 30°C.	67
4.4. Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de Tesla a 10°C.	67
4.5. Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de Tesla a 20°C.	68
4.6. Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de Tesla a 30°C.	68

INTRODUCCIÓN

LOS vehículos eléctricos son indispensables para la transición energética [4] y para la descarbonización de los medios de transporte y el cuidado medioambiental global. También poseen una importancia en la calidad de vida de las personas, dado que tienen el potencial de mejorar la calidad del aire en zonas urbanas [5]. Uno de los principales aspectos que se consideran en el desarrollo de estaciones de carga rápida es el diseño de perfiles de carga que brinden una mayor prioridad al cuidado de las baterías. Sin embargo, esto no significa que esos perfiles sean igualmente amigables con los convertidores de potencia empleados en la infraestructura de carga.

Actualmente, existe una gran preocupación relacionada con la infraestructura de carga para vehículos eléctricos, dado que la proporción de estos vehículos en el mercado ha estado creciendo de manera exponencial en los últimos años [6]. Además, ya se presentan desafíos para seguir manteniendo su disponibilidad y accesibilidad, dado que el crecimiento de esta infraestructura no es proporcional al crecimiento de los vehículos eléctricos. Tanto en la industria como en la academia se ha puesto bastante esfuerzo en disminuir los tiempos de carga para lograr competir con los vehículos con motores de combustión, pero ello no significa que se haya puesto foco en aumentar la vida útil de las estaciones de carga [7–10].

1.1. Infraestructura de carga de vehículos eléctricos

La infraestructura empleada para cargar los vehículos eléctricos puede dividirse en dos grandes categorías, los cargadores On-board y los cargadores Off-board. Estas configuraciones hacen que se presente una diferencia en la cantidad de potencia que puede manejar cada categoría.

En la Figura 1.1 es posible apreciar cómo se clasifican los diferentes tipos de cargadores. En la Figura 1.2 se ven los diagramas de bloques generales de los mismos tipos de estructuras

permite reducir los tiempos de carga [1, 11]. El problema con el sistema de carga integrada es que el tren de potencia no ha sido diseñado y dimensionado para la carga del vehículo, y el uso del estator del motor para este propósito puede alterar la saturación e histéresis de materiales magnéticos presentes en el motor.

1.1.2. Cargadores Off-board

La nomenclatura off-board hace referencia a que el convertidor está fuera del vehículo, lo que conlleva numerosas ventajas, como la ausencia de grandes limitaciones de potencia que imponen los sistemas on-board. En este sistema, es posible encontrar cargadores rápidos con niveles de potencia desde 50 kW hasta 400 kW o superiores. Esto supone una reducción significativa en los tiempos de carga en comparación con los sistemas on-board. Sin embargo, estas estaciones son las más costosas y representan un desafío crítico para la infraestructura urbana, debido a la gran demanda de uso y disponibilidad. En la Figura 1.2(d) se aprecian los dos principales tipos de cargadores off-board, donde el transformador proporciona aislamiento galvánico. Este aislamiento es necesario para proteger las baterías y otros componentes, tanto del vehículo como del cargador.

El concepto de utilización de bloques no es nuevo; de hecho, surgió a finales de la década de 1990 [1, 12]. Sin embargo, a lo largo del tiempo ha demostrado numerosas ventajas para

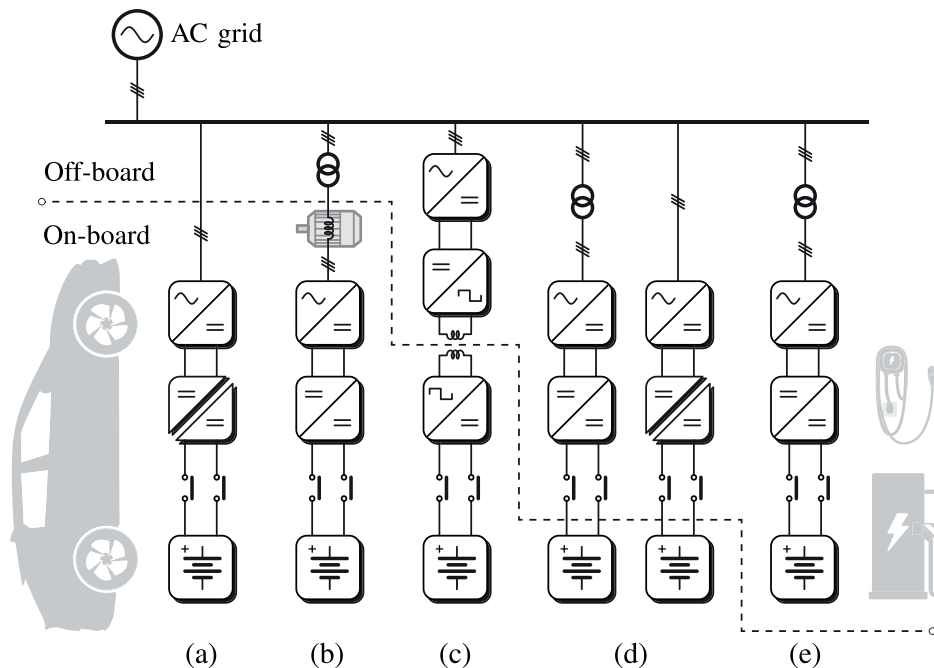


Figura 1.2: Topologías de cargadores de vehículos eléctricos: a) Cargador dedicado on-board, b) Cargador integrado on-board, c) Cargador inductivo o inalámbrico, d) Cargador dc off-board, e) Batería recambiable [2].

la industria, las cuales incluyen economías de escala —debido a la posibilidad de fabricar módulos similares—, reducción de tamaño y peso [13]. Esto permite que incluso el mantenimiento en instalaciones donde se utilizan estos componentes sea menos costoso [14]. A esto se suman avances recientes que han incorporado aislamiento galvánico en estos módulos, junto con protecciones contra interferencias electromagnéticas, evitando riesgos críticos [15].

Una de las principales causas de mantenimiento en las estaciones de carga es debido a fallas en los semiconductores o en los capacitores [16]. Estos elementos se degradan con el tiempo debido a los ciclos térmicos a los que están sometidos. En el caso de los semiconductores, los materiales se expanden y contraen por dichos ciclos, lo que provoca su desgaste y, finalmente, en el punto de unión del dispositivo, se produce la falla [17]. Muchos factores influyen en este fenómeno, entre ellos el tipo de perfil de carga aplicado a la batería, lo que tiene un impacto en la vida útil de la estación de carga o “Remaining Useful Life” (RUL) [18].

Un perfil de carga es un algoritmo o protocolo que determina cómo se transfiere la energía a la batería durante la carga, regulando corriente, tensión y duración bajo condiciones dependientes del estado de carga de la batería, así como del estado de la red eléctrica a la cual la estación está conectada. Existe una gran variedad de perfiles de carga para vehículos eléctricos, entre los cuales el más común es el Constant Current - Constant Voltage (CC-CV), que cuenta con una amplia adopción en el mercado. Sin embargo, existen otros como el Multi-Stage Constant Current (MSCC) o el Pulse Charging (PC), que se han posicionado como alternativas en la industria. No obstante, su impacto comparativo en la infraestructura aún es desconocido. Dadas sus características, algunos perfiles poseen similitudes —como el CC-CV y el MSCC, que se analizarán en detalle—, mientras que otros presentan diferencias sustanciales que derivan en efectos significativamente distintos al resto [19–22].

1.2. Motivación

Queda bastante clara la importancia del uso de estaciones de carga “Off-board” para la transición energética. Por ello se pretende utilizar métodos de estimación y cálculo de daño acumulado en componentes de las estaciones de carga, para distintos tipos de estaciones, perfiles de carga y condiciones de operación. Esto permitirá verificar el impacto que tienen los distintos perfiles de carga de baterías en vehículos eléctricos, ya que es necesario evaluar, en términos de daño, si existe un modo de carga que sea más perjudicial para la infraestructura.

Como se ha mencionado anteriormente, el impacto que posee cada perfil de carga sobre los semiconductores es aún desconocido. Es por ello que en este trabajo se busca verificar el impacto que tienen diferentes perfiles en los semiconductores dentro de las estaciones de carga de vehículos eléctricos, a través de la simulación y comparación de los ciclos térmicos en los semiconductores bajo diferentes perfiles y temperaturas ambientales.

1.3. Definición del problema

Es necesario determinar la influencia de distintos perfiles de carga en los ciclos térmicos que producen en los semiconductores en los convertidores usados en estaciones de carga de vehículos eléctricos, para poder analizar el daño acumulado que producen y determinar cuales son los perfiles de carga mas y menos causante de fallas.

1.4. Hipótesis

Dado que los perfiles de carga emplean referencias de corriente y tensión que son muy diferentes a lo largo del proceso de carga, además de otras características de operación, es esperable que tengan diferente impacto en los ciclos térmicos de los semiconductores, y en consecuencia generen niveles de daño acumulado distintos. Es posible entonces analizar dicho impacto en los ciclos térmicos para determinar que perfiles de carga son más propensos a producir fallas.

1.5. Objetivo general y específicos

Objetivo general

Realizar una comparación detallada del efecto que producen los perfiles de carga en las variaciones de temperatura de la juntura de los semiconductores de estaciones de carga de vehículos eléctricos. De esta manera determinar el nivel de estrés en los materiales y, a partir de ello, comprender y cuantificar el daño que experimentan a lo largo del tiempo bajo diferentes perfiles de carga.

Objetivos específicos

1. Estudiar el estado del arte del análisis de daño acumulado en semiconductores producido por los ciclos térmicos.
 2. Estudiar y recrear el modelo de Cauer para la utilización de pérdidas en semiconductores para simular la temperatura de la juntura de los semiconductores.
 3. Creación de base de datos de las pérdidas de potencia en los semiconductores en distintos puntos de tensión y corriente durante la operación de los diferentes perfiles de carga en los convertidores.
 4. Estimación de las pérdidas de potencia durante todo el proceso de carga a través de los puntos nombrados anteriormente.
 5. Utilizar la estimación de las pérdidas de potencia para generar la evolución de la temperatura de la juntura de los semiconductores durante el proceso de carga.
 6. Estimación del daño acumulado en los semiconductores a través de los ciclos térmicos obtenidos en el punto anterior.
-

1.6. Contribuciones

La principal contribución de este trabajo es el análisis por simulación térmica de los semiconductores para evaluar el daño acumulado bajo diferentes perfiles de carga y condiciones de operación para dos estaciones de carga rápida de vehículos eléctricos usadas en la práctica.

1.7. Detalles de capítulos

En el capítulo 2 se presenta el estado del arte que detalla trabajos anteriores relacionados a fallas, además de todos los mecanismos y herramientas utilizadas para lograr emplearla bajo las distintas condiciones propuestas.

En el capítulo 3 se presenta la estrategia para lograr simular y obtener el daño acumulado en los semiconductores.

El capítulo 4 muestra los resultados, esto incluye las formas de onda de las pérdidas en los semiconductores, las formas que tiene los ciclos térmicos y también el daño acumulado.

El capítulo 5 presenta las conclusiones de este trabajo, donde se detalla cómo las diferentes condiciones del estudio afectan a los MOSFET. Además, se concluye que existen perfiles de carga significativamente más dañinos para los semiconductores, destacando la importancia de seleccionar estrategias de carga que optimicen su vida útil.

ESTADO DEL ARTE

2.1. Convertidores empleados para estaciones de carga rápida off-board

EXISTE una gran variedad de circuitos off-board, en donde múltiples empresas han creado diferentes topologías. Dentro de las mas destacables son [1]:

1. Terra 53/54 (Figura 2.1) de ABB: Este convertidor fabricado por ABB marcó un hito en cuanto a diseño de cargador de vehículos eléctricos basado en PEBB, en donde su sistema modular es construido replicando el circuito múltiples veces. Para cumplir los requerimientos de aislación, alcanzar mayores potencias y ser mas compacto se presenta un estructura alternativa que consiste en un convertidor dc-dc semipuente LLC.

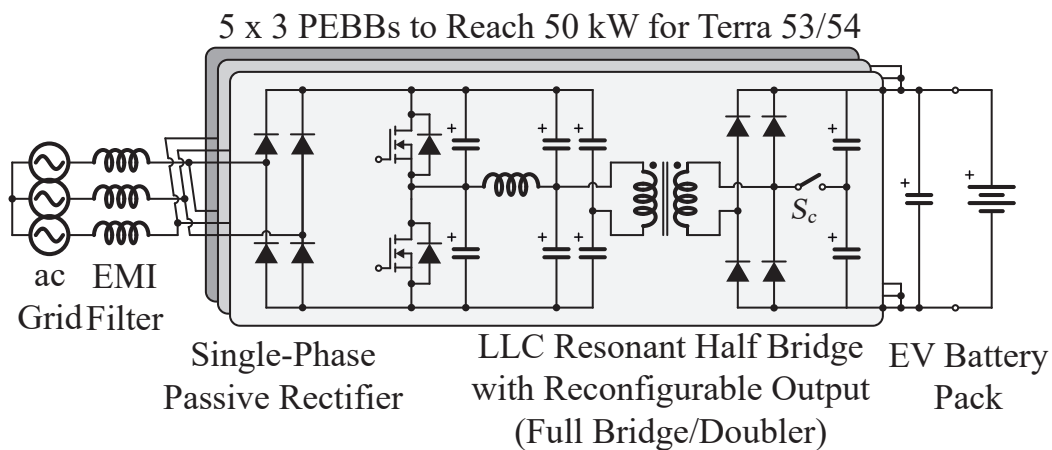


Figura 2.1: Convertidor Terra 53/54 de ABB [1].

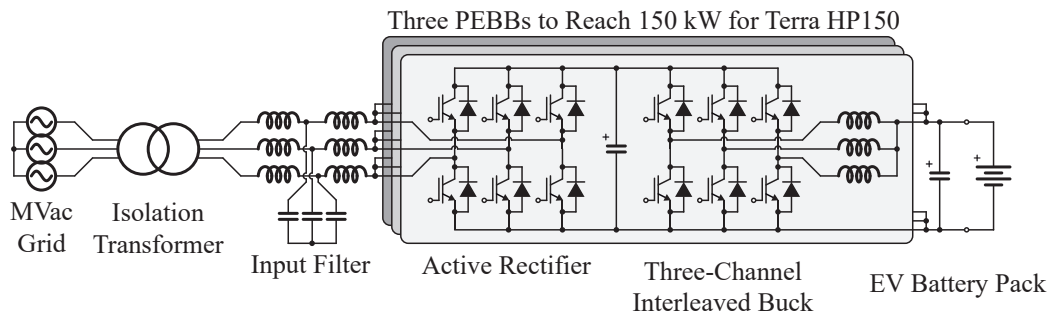


Figura 2.2: Convertidor Terra HP150 de ABB [1].

2. Terra HP150 (Figura 2.2) de ABB: Este es otro ejemplo de construcción modular que alcanza mayores potencias, dado que el gabinete alcanza los 150 kW, en donde cada gabinete contiene tres módulos de 50 kW. Usando una aislación galvánica de baja frecuencia. Para alcanzar mayor potencia es posible replicar la configuración hasta alcanzar un máximo de 600 kW.
3. V2 Supercharger (Figura 2.3) de Tesla: Esta estructura facilita las entradas AC de una y tres fases con sus correspondientes ratios de carga. Una combinación de 13 módulos permite alcanzar los 250 kW.
4. Modular Fast Charging Park A (Figura 2.4) de Porsche: Esta empresa también posee convertidores que utilizan modularidad. El cargador implementa aislación galvánica en la entrada a través de un transformador conectado a la red, luego posee un rectificador trifásico pasivo para elevar la tensión con un Boost corrector de factor de potencia para finalmente poseer un convertidor Buck.
5. Modular Fast Charging Park B (Figura 2.5) de Porsche: Este convertidor en vez de poseer un rectificador pasivo junto con un Boost PFC, posee un rectificador Vienna. Este cambio le permite poseer una configuración de tres canales en el convertidor Buck, lo cual mejora el ripple de la corriente de salida.

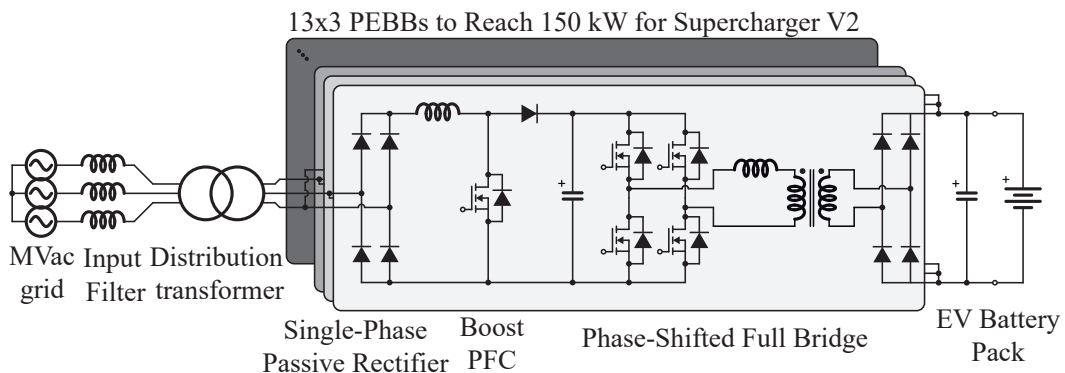


Figura 2.3: Convertidor Supercharger V2 de Tesla [1].

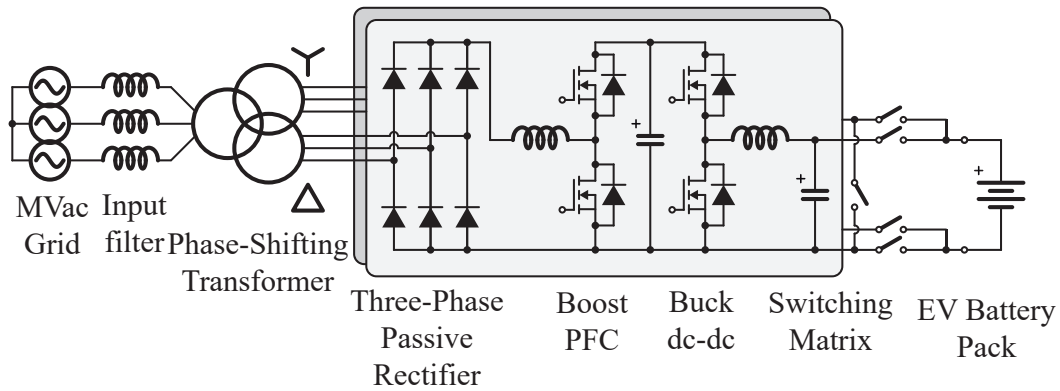


Figura 2.4: Convertidor Modular Fast Charging Park A de Porsche [1].

6. E-charger 600 (Figura 2.6) de ENERCON: Esta topología posee un alto nivel de modularidad: los rectificadores trifásicos activos emplean módulos de 60 kW, mientras que el aislamiento galvánico DC-DC utiliza entre 6 y 12 canales. La matriz de conmutación final puede alimentar hasta cuatro puntos de carga de 350 kW cada uno, alcanzando una potencia acumulada de 600 kW. La principal característica de esta configuración es la integración de rectificadores inherentes a turbinas eólicas, permitiendo una solución sofisticada para carga de vehículos eléctricos (EV) y garantizando estabilidad en la red.

Para este trabajo se considerarán los convertidores presentes en la figura 2.2 y 2.3, dado que son los más utilizados y representan de mejor manera a la diversidad de arquitecturas disponibles en el mercado.

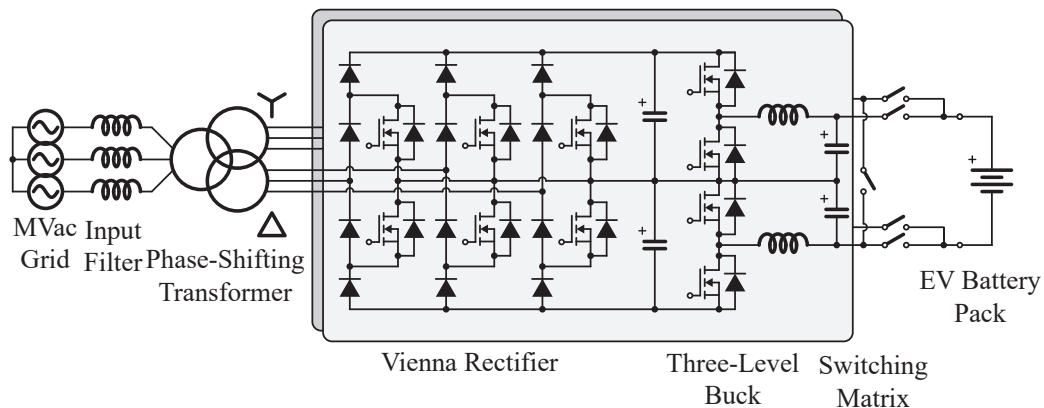


Figura 2.5: Convertidor Modular Fast Charging Park B de Porsche [1].

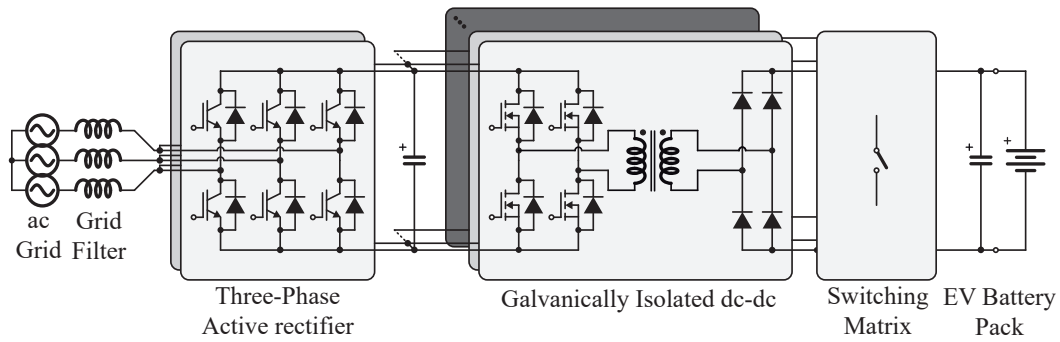


Figura 2.6: Convertidor E-charger 600 de ENERCON [1].

2.2. Perfiles de carga en la industria

Dentro de la industria existe variedad de perfiles de carga, donde el enfoque principal se centra en el cuidado de las baterías de vehículos eléctricos. Los principales perfiles a considerar en este trabajo son:

- Constant Current - Constant Voltage (CC-CV), figura 2.7: Este perfil es, por amplia diferencia, el más común. Comienza entregando una corriente constante hasta que se alcanza un cierto voltaje en la batería. Una vez alcanzado este voltaje, el proceso de carga transiciona a entregar un voltaje constante, donde la corriente va decreciendo hasta llegar a cero [19].
- Multi Stage Constant Current (MSCC), figura 2.8: Este método posee ciertas

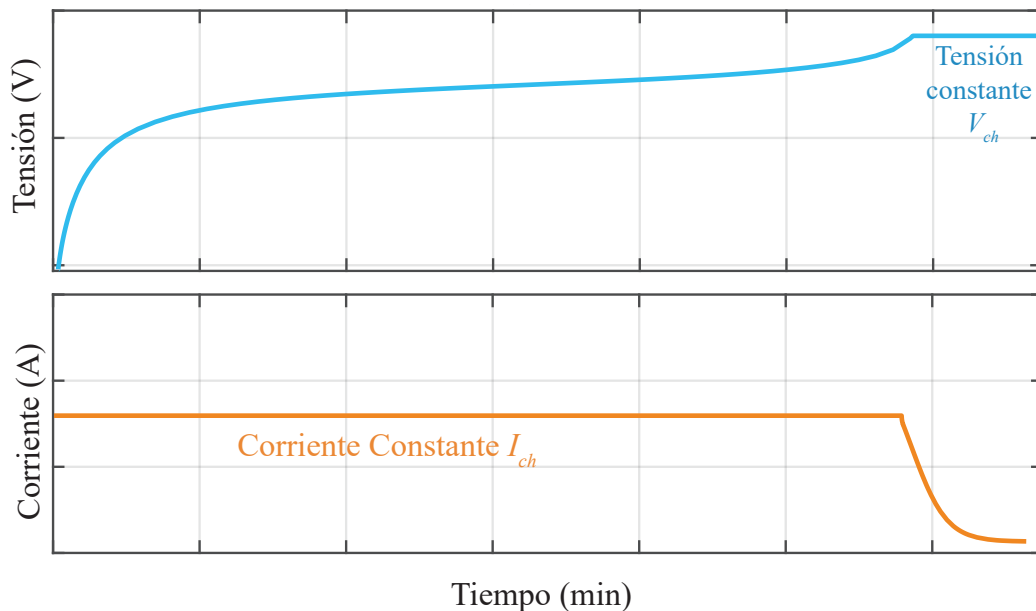


Figura 2.7: Perfil de carga CC-CV.

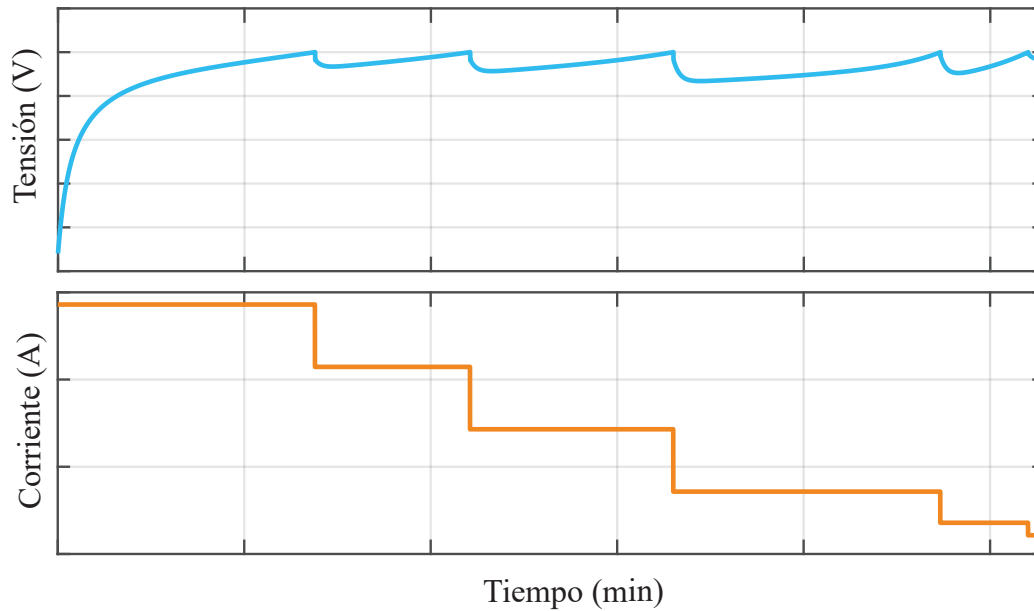


Figura 2.8: Perfil de carga MSCC.

similitudes con el CC-CV, pero cuando se alcanza la tensión requerida, en lugar de mantenerlo constante, la corriente va decreciendo de manera escalonada. Esto provoca que la tensión experimente caídas con cada reducción de corriente, pero que se recupere con el tiempo. Este proceso se mantiene hasta alcanzar la carga deseada de la batería o hasta que esta se cargue completamente [21].

- Boost charging (BC), figura 2.9: El perfil de Boost Charging consiste en cargar la batería con una corriente alta hasta alcanzar cierto voltaje, momento en el cual se cambia a CC-CV con una corriente menor a la inicial. La idea de esta transición es cargar la batería hasta que el voltaje se estabilice, aprovechando la alta corriente inicial para acelerar el proceso de carga [20].
- Pulse Charging (PC), figura 2.10: La idea principal de este perfil de carga es preservar la vida útil de las baterías a través de las dinámicas químicas propias de las baterías de vehículos eléctricos. Para ello, se entregan pulsos de corriente, los cuales tienen una amplitud alta y baja definida en gran medida por las limitaciones de los convertidores que los generan. La frecuencia con la que se entregan estos pulsos también depende de las capacidades físicas de los convertidores. Sin embargo, con los avances en los MOSFET, las frecuencias pueden variar desde 1 Hz hasta 25 Hz [22].

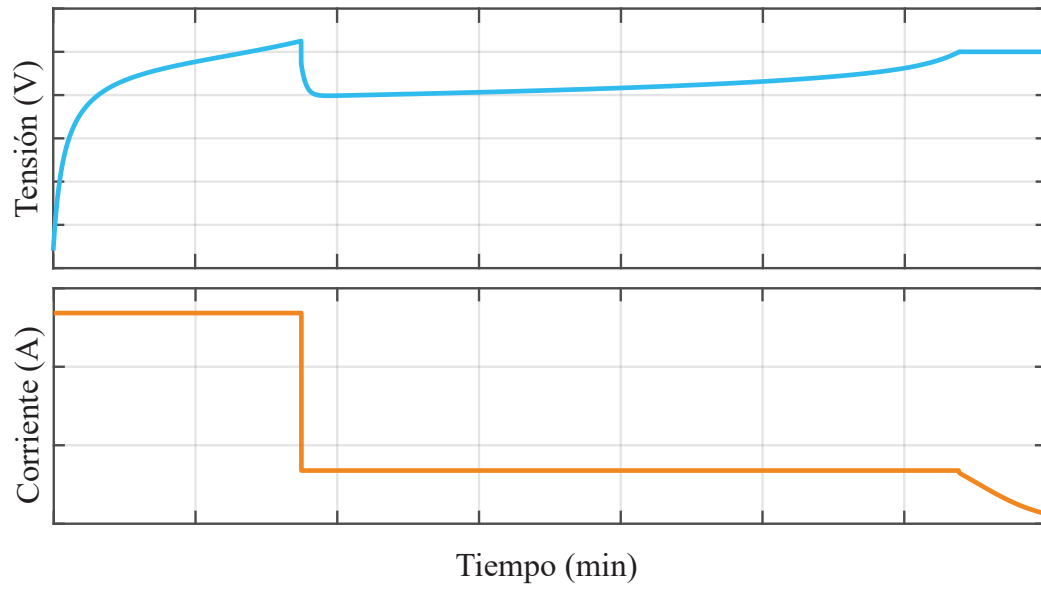


Figura 2.9: Perfil de carga BC.

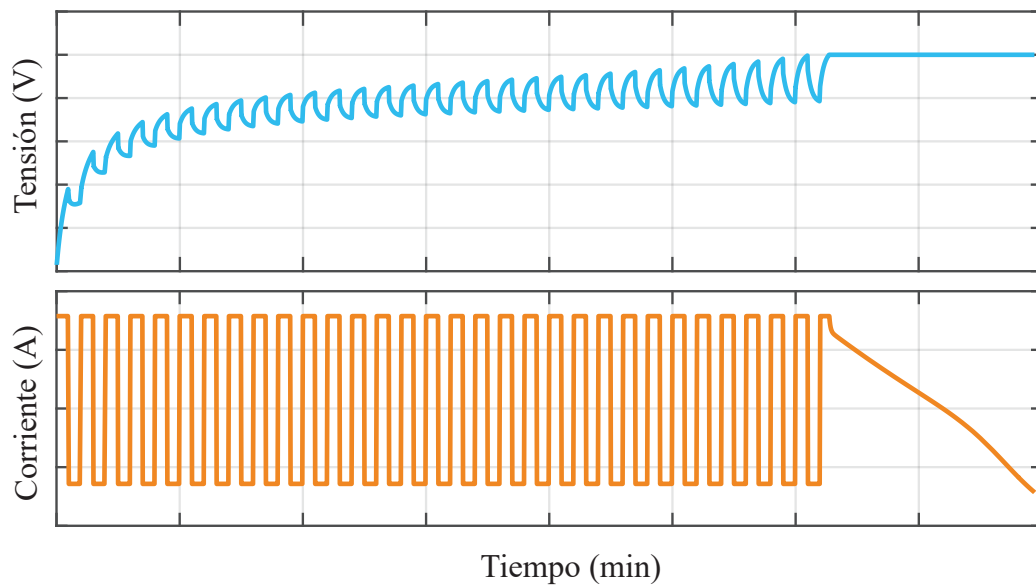


Figura 2.10: Perfil de carga PC.

2.3. Pérdidas de potencia en semiconductores

Durante la operación, los semiconductores presentan pérdidas por dos causas principales. La primera, y la más común, son las pérdidas por conducción, que se deben a la resistencia inherente del semiconductor cuando la corriente lo atraviesa. La segunda son las pérdidas de conmutación, que ocurren durante los procesos de encendido y apagado del semiconductor. Estas pérdidas se generan porque, al encenderse, el voltaje en el dispositivo no disminuye completamente antes de que la corriente comience a fluir, lo que provoca una pequeña intersección entre estas dos variables, lo que equivale a tener potencia no nula en el semiconductor la cual es absorbida por el dispositivo.

Este fenómeno representa una de las principales limitaciones en cuanto al tipo de semiconductor a utilizar, ya que, cuando la frecuencia de conmutación es muy alta la viabilidad operativa puede verse comprometida. En el caso de los IGBT esta frecuencia se limita a aproximadamente 20 kHz, lo que obliga a utilizar componentes pasivos de gran tamaño. Por otro lado los MOSFET, que han mejorado considerablemente en términos de capacidad de bloqueo de voltaje y transmisión de corriente, están ganando terreno en el mercado de mayor potencia. Estos semiconductores pueden operar a frecuencias de conmutación de hasta 100 kHz, lo que permite reducir significativamente el tamaño de los componentes pasivos. Además, su integración en modos de construcción modular, como PEBB, los convierte en una opción cada vez más atractiva. Estos niveles de conmutación permiten también implementar convertidores DC-DC con aislación galvánica de alta frecuencia, lo que disminuye también el volumen del sistema, comparado con estaciones que emplean transformadores de baja frecuencia

En la Figura 2.11 se aprecian las dinámicas que causan las pérdidas de conmutación ($P_{conmutación}$). Durante los intervalos $T_{encendido}$ y $T_{apagado}$, el semiconductor —en este caso, un MOSFET— experimenta tensión y corriente no nula, lo que provoca disipación de potencia. Este fenómeno se intensifica al incrementar la frecuencia de conmutación, por lo que es crítico considerar ambos parámetros (frecuencia y dispositivo) en el diseño.

Adicionalmente, las pérdidas por conducción ($P_{conducción}$) surgen de la resistencia del MOSFET en estado de conducción, generando también disipación térmica. Ambos tipos de pérdidas influyen directamente en la temperatura del semiconductor, induciendo fluctuaciones térmicas que afectan la transferencia de calor entre sus capas internas.

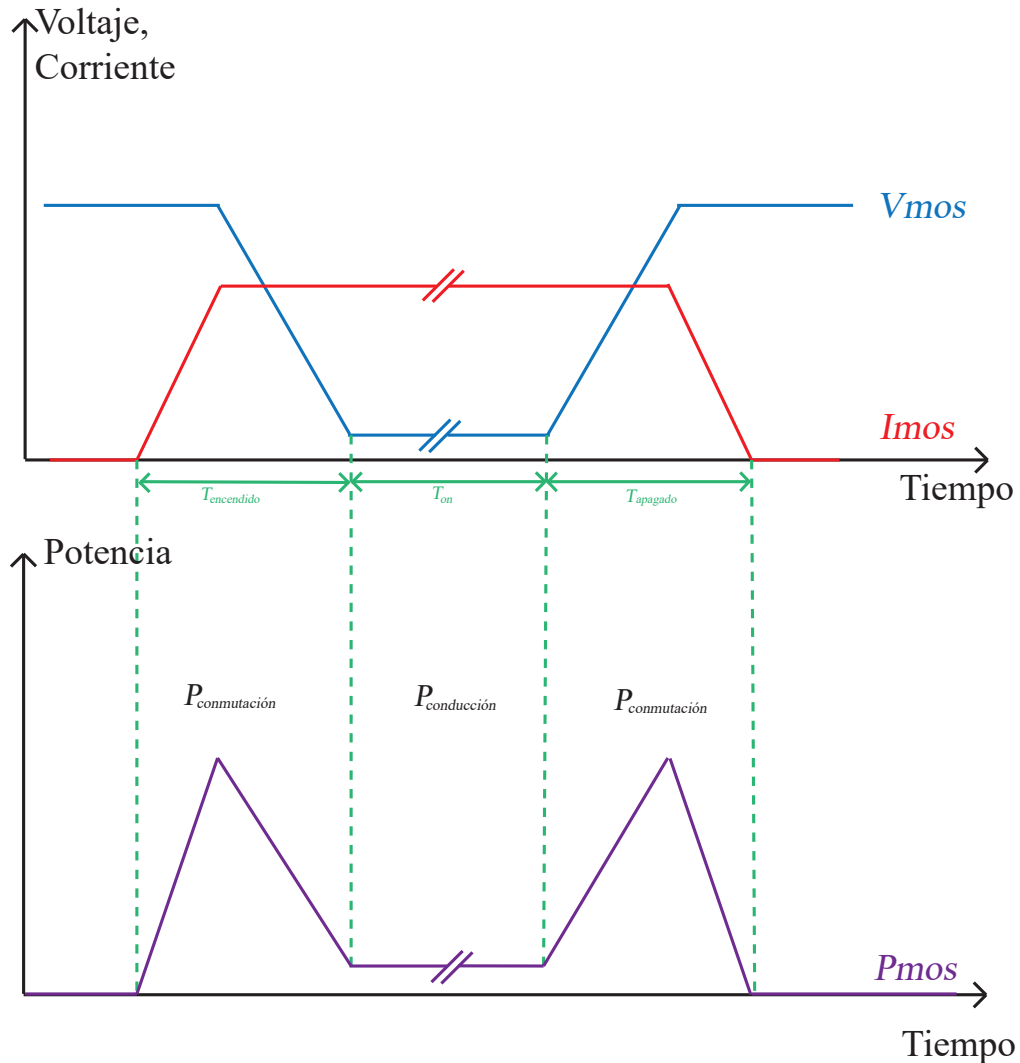


Figura 2.11: Representación de pérdidas de conmutación tanto en encendido como en apagado.

2.4. Modelos Térmicos

Para comprender el comportamiento térmico de los componentes dentro de un semiconductor, es necesario entender cómo funciona su modelo térmico. Este modelo se utiliza para representar las transferencias de calor presentes en las distintas capas de los materiales, lo que implica que cada material tiene características diferentes, tanto en transferencia de calor como en inercia térmica. Esto se logra mediante el uso de resistencias y condensadores, que simulan las transferencias de calor en las distintas etapas, utilizando diferentes valores de resistencias y capacitancias.

Mientras mayor sea el valor de la resistencia térmica, mayor dificultad tendrá el material

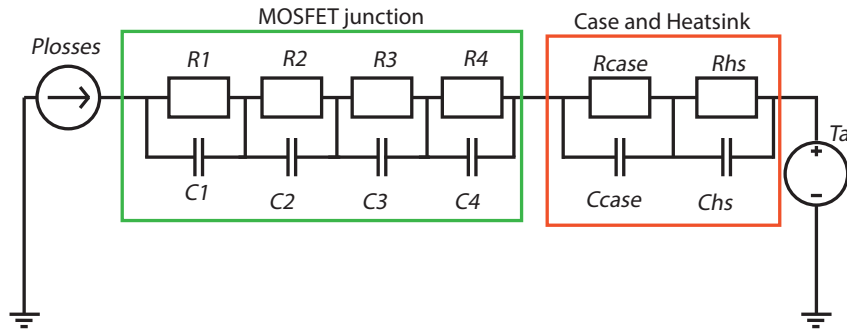


Figura 2.12: Modelo de Foster en los semiconductores.

para transmitir calor. Por ejemplo, bajo ciertas circunstancias, una placa de aluminio tiene una resistencia térmica de 0.199 (K/W), mientras que una placa de cobre en las mismas condiciones posee una resistencia térmica de 0.1 (K/W) [23]. Esto demuestra que el cobre tiene mejores propiedades como disipador de calor que el aluminio, lo cual es bien conocido.

Por otro lado, la inercia térmica, representada por la capacitancia, indica cuánto calor es capaz de almacenar un material. Esto influye en el tiempo que tarda el material en alcanzar la temperatura en la que se estabiliza la dinámica de calor dictada por la resistencia térmica. Es decir, la resistencia térmica determina la temperatura a la que se estabiliza el material, pero la capacitancia define cuánto tiempo tarda en alcanzarla, dependiendo de la capacidad del material para almacenar calor. Por ello, este parámetro está intrínsecamente relacionado con el volumen del material, como se observa en los disipadores de calor que deben ser voluminosos para manejar altas potencias.

Existen dos modelos térmicos que utilizan estos elementos de diferentes maneras: el modelo de Foster y el modelo de Cauer. Ambos modelos se emplean ampliamente para

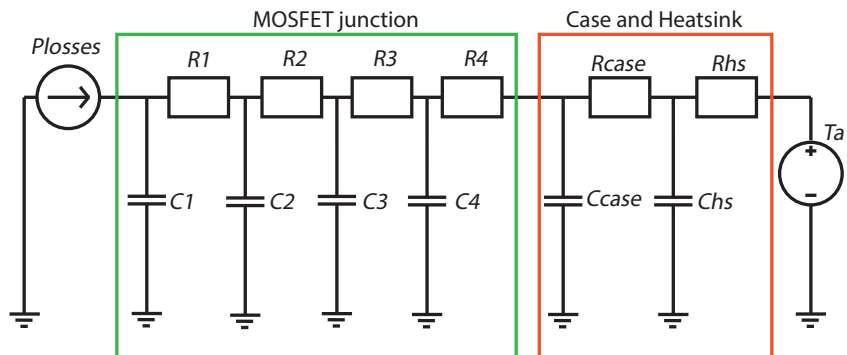


Figura 2.13: Modelo de Cauer en los semiconductores.

representar la evolución térmica de distintos materiales. Sin embargo, no son excluyentes en cuanto a la utilización de variables, es decir, es posible realizar una transformación de los valores para pasar de un modelo a otro sin alterar el comportamiento general [24]. Esto es relevante, ya que los fabricantes de semiconductores suelen utilizar el equivalente de Foster en sus librerías térmicas.

2.4.1. Modelo de Foster

En este modelo, las distintas capas se representan como resistencias en paralelo con sus capacitancias conectadas en serie. Sin embargo, las distintas capas no representan explícitamente las diferentes capas físicas, sino que es una abstracción para aproximar una respuesta física global del sistema [25]. En la figura 2.12 es posible apreciar la estructura que toma este tipo de modelo.

2.4.2. Modelo de Cauer

El modelo de Cauer representa las distintas capas como resistencias y capacitancias dispuestas en paralelo. De este modo, la energía se transfiere a los distintos nodos, simulando las transferencias de calor y cómo evoluciona la temperatura [26]. Este modelo se caracteriza por sus capacitancias, ya que estas están conectadas a la temperatura ambiente. Esto tiene un significado físico y representa el impacto de la temperatura ambiente en cada capa representada, como puede apreciarse en la figura 2.13 se consideran 4 nodos para describir el punto de juntura. Además de esto se consideran dos nodos para describir la carcasa y el disipador de calor, los datos empleados para sus distintas variables son entregados por el fabricante.

Se presentan los valores del modelo de Cauer del MOSFET modelo E4M0013120K (Tabla 2.1), con un disipador de convección forzada de aluminio. Se destaca el hecho que con 3 o 4 nodos es suficiente para poder entregar una simulación con una precisión bastante aceptable [27].

Tabla 2.1: Valores modelo de Cauer de MOSFET E4M0013120K con su disipador.

Resistencia	Valor (K/W)	Capacitancia	Valor (J/K)
R1	0.02304	C1	0.003592
R2	0.07009	C2	0.01825
R3	0.03919	C3	0.0531
R4	0.08405	C4	0.1634
Rcase	0.27	Ccase	0.5
Rhs	0.08	Chs	2000

2.5. Análisis de daño en semiconductores mediante modelo LESIT

El deterioro de semiconductores y diodos está intrínsecamente relacionado con los ciclos térmicos en los dispositivos. A mayor temperatura, el material tiende a expandirse, mientras que a menor temperatura se contrae. Esto provoca la fatiga de los componentes, especialmente en los puntos de unión o de juntura. En la industria, existe una gran cantidad de información sobre el análisis de daños en los semiconductores, siendo la gran mayoría implementada en IGBT, dado que fue el semiconductor de mayor relevancia durante el período en que se realizaron estos avances [28]. Esto proporciona una aproximación al alcance de estos análisis para semiconductores que están ganando mayor relevancia actualmente debido a su mejor desempeño, como los MOSFET [29, 30]. Existen diversos mecanismos para evaluar el daño en un semiconductor, cada uno con características diferentes a tener en cuenta. En este trabajo se utilizará el modelo LESIT [28], dado que posee un amplio respaldo y se ajusta a las necesidades y características de los datos que se emplean en este trabajo.

El modelo LESIT posee la característica de no considerar la variable temporal, sino más bien las diferencias de temperatura presentes en los semiconductores. Esto presenta varias ventajas, entre ellas el uso de funciones capaces de reducir la cantidad de datos al máximo.

Para este modelo hace falta varios componentes claves capaces de describir el daño producido por una diferencia de temperatura:

$$N_f = A \Delta T_j^{-\alpha} e^{\frac{E_a}{k_b T_{j,mean}}}, \quad (2.1)$$

donde la variable A representa el número de ciclos máximo que el dispositivo puede realizar, la variable α es una constante mecánica característica del dispositivo, mientras que k_b es la constante de Boltzmann, E_a es la energía de activación. Se aprecia el impacto presente por una diferencia de temperatura ΔT_j , dado que mientras mayor sea su magnitud, mayor impacto se tendrá en el número máximo de ciclos del dispositivo bajo estos ciclos térmicos, es decir, N_f , el promedio de temperatura, $T_{j,mean}$, posee un comportamiento bastante similar.

Tabla 2.2: Componentes del modelo LESIT aplicado a un SiC MOSFET [3].

Parámetro	Valor
A	$1,254 * 10^9$
α	5,072
E_a	$7,37 * 10^{-20}(J)$
k_b	$1,38064852 * 10^{-23}(J/K)$

Un ciclo térmico se define como la variación completa entre los valores máximo y mínimo de temperatura durante una operación, mientras que la temperatura media corresponde al promedio térmico del ciclo. Por tanto, al cuantificar la cantidad de ciclos y sus temperaturas medias asociadas, es posible estimar el daño acumulado. Para evaluar el impacto de un ciclo térmico en la confiabilidad del semiconductor, se emplea la ecuación:

$$d = \frac{N(\Delta T_j, T_{j,mean})}{N_f}, \quad (2.2)$$

siendo $N(\Delta T_j, T_{j,mean})$ el número de ciclos existentes bajo cada ΔT_j y $T_{j,mean}$. Por lo tanto para lograr determinar el daño acumulado durante todo el proceso de carga es necesario sumar el daño producido por cada ciclo, siendo n el número total de ciclos durante la operación:

$$D_{total} = \sum_{j=1}^n \frac{N(\Delta T_j, T_{j,mean})}{N_f}. \quad (2.3)$$

PROCESO DE SIMULACIÓN

DADA la modularidad requerida para realizar el análisis de los ciclos térmicos, es posible describirlo de forma secuencial, principalmente porque esta es la manera en que se ejecuta el proceso de simulación. Estos pasos se presentan a continuación:

1. En primera instancia, se obtienen los valores de voltajes y corrientes de la batería durante el proceso de carga cada 10 % de estado de carga, hasta llegar al límite superior del voltaje. Posteriormente, se seleccionan puntos que describan de forma idónea la evolución de la corriente, dependiendo del tipo de perfil de carga.
2. Simular dos convertidores diferentes para obtener las pérdidas de potencia bajo los distintos voltajes y corrientes y crear una base de datos.
3. Usar la base de datos de las pérdidas de potencia para recrear la temperatura de los semiconductores a lo largo de todo el proceso de carga. Esto es crucial debido al impacto de los ciclos térmicos durante el proceso, especialmente en el perfil de carga PC, que genera pulsos de temperatura determinados por la frecuencia de los pulsos de corriente. Para la generación de temperatura, se utilizarán los datos del modelo de Cauer presentado en la tabla 2.1. El modelo de MOSFET implementado es el E4M0013120K.
4. Finalmente, se utiliza la función Rainflow de MATLAB para obtener el número de variaciones de temperatura $N(\Delta T_j, T_{j,mean})$ de la ecuación (2.3), la cual se emplea para calcular el daño durante el proceso de carga. Para este propósito, se utilizan los datos de la tabla 2.2 para recrear las diferentes variables típicas de los materiales en los MOSFET. De esta manera, se genera una base de datos que detalla el daño presente durante el proceso de carga bajo los distintos perfiles de carga, a diferentes temperaturas y en los dos convertidores.

Los pasos se visualizan en la figura 3.1, que ilustra las distintas etapas secuenciales seguidos para determinar el daño en los semiconductores.



Figura 3.1: Pasos a seguir para la obtención de daño en los semiconductores.

3.1. Convertidores a simular

En este trabajo se simulan dos convertidores de carácter comercial: el de ABB Terra HP150 y el de Tesla Supercharger. Ambos poseen características distintas, siendo una de las principales la cantidad de PEBBs que utilizan y las topologías empleadas para cada módulo. El Supercharger cuenta con 13 módulos para alcanzar una potencia de 250 kW, mientras que el ABB Terra HP150 utiliza 3 módulos para alcanzar una potencia de 150 kW. Esta diferencia provoca un impacto significativo en los niveles de estrés de los semiconductores. En el caso del Supercharger, la potencia distribuida entre los módulos reduce considerablemente la corriente en los semiconductores en comparación con el Terra HP150. Otra gran diferencia entre estos dos convertidores es que el de la empresa de Tesla es unidireccional, esto debido al puente de diodos que presenta en la entrada, mientras que el de la empresa de ABB es bidireccional. Lo anterior significa que puede presentar flujo de potencia hacia la red, lo que permitiría habilitar servicios de vehículo hacia la red o V2G (Vehicle to grid).

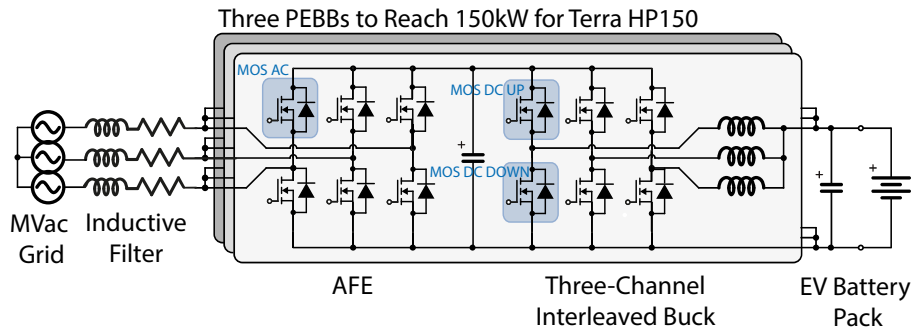


Figura 3.2: Convertidor a simular Terra HP150 [1].

3.1.1. ABB Terra HP150

En la figura 3.2 se presenta el convertidor a simular, con un filtro inductivo en la entrada, para luego tener un rectificador AFE que rectifica un voltaje trifásico de 380V a los 600V en el DC-link. Desde el DC-link se tiene un convertidor Buck de tres canales interleaved, el cual reduce la tensión desde 600V hasta los valores requeridos para el proceso de carga, que van desde 300V a 400V. Los valores de los parámetros empleados se presentan en la Tabla 3.1.

A pesar de la estructura modular de los PEBB en la estación de carga, se considerará que la potencia transmitida por cada una de ellas es similar, por lo que se analizará solo un PEBB. Para el modelo dinámico se considerará la base trifásica unitaria $(1, a, a^2)$, en donde $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ representa una rotación de 120° en el plano complejo, y $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ representa una rotación de 240° en el plano complejo. Esto se emplea para representar las ecuaciones de manera compacta y simple:

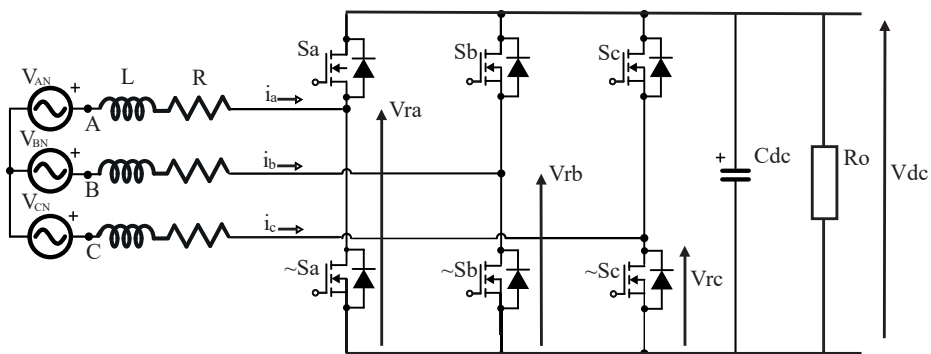


Figura 3.3: Voltajes y corrientes convertidor AFE.

Tabla 3.1: Valores parámetros del convertidor Terra HP150.

Parámetro	Valor
Voltaje rms	220(V)
Voltaje salida	300(V)-400(V)
Frecuencia red	50 (Hz)
Potencia nominal	150 (kW)
Inductor L_g	500 (μ H)
Resistencia R_g	10 ($\mu\Omega$)
Capacitor $C_{DC-link}$	1 (mF)
Voltaje DC-link	600(V)
Inductor L_{end}	500 (μ H)
Capacitor C_{end}	1 (mF)
Frecuencia de conmutación	30 (kHz)
Modelo de SiC MOSFET	E4M0013120K

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3}(V_{AN} + a V_{BN} + a^2 V_{CN}) \quad (3.1)$$

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (3.2)$$

$$\vec{V}_r = \frac{2}{3}(V_{ra} + a V_{rb} + a^2 V_{rc}) \quad (3.3)$$

De esta manera el modelo vectorial es:

$$\vec{V}_s = R \vec{i}_s + L \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \vec{V}_r, \quad (3.4)$$

dada la naturaleza de las ecuaciones empleadas, es posible hacer una descomposición ortogonal (real e imaginario) estático α, β . Este tipo de coordenadas es bastante útil, ya que es capaz de transformar una señal trifásica en dos señales ortogonales, en las cuales un eje representa los números reales y el otro eje representa los números imaginarios. Para su implementación se utiliza la transformación de Clarke, que consiste en:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

en donde X representa la variable a transformar. Para este caso se utiliza en el voltaje \vec{V}_s , quedando:

$$H_{i_{sd}} \approx \frac{I_{sd}(s)}{V_{sd}} = -\frac{1}{L s + R} \quad (3.11)$$

$$H_{i_{sq}} \approx \frac{I_{sq}(s)}{V_{sq}} = -\frac{1}{L s + R} \quad (3.12)$$

$$(3.13)$$

Dado que las perturbaciones antes eliminadas son medibles, V_{sd} y V_{sq} se miden para la PLL, ωL es un parámetro conocido y las corrientes i_{sd} y i_{sq} son medidas para el feedback, es posible realizar un feedforward (ff). Esto se logra mediante:

$$ff_d = V_{sd} + \omega L i_{sq} \quad (3.14)$$

$$ff_q = V_{sq} - \omega L i_{sd}, \quad (3.15)$$

el modelo dinámico multivariable descrito por estas ecuaciones puede ser controlado por un diagrama como el que se ilustra en la figura 3.4, en donde se aprecia un lazo externo para regular la tensión del enlace DC y dos lazos internos para las corrientes d, q . En el recuadro marcado en rojo se muestra como es realizado el feedforward.

Para el modelo del control de voltaje, se hace uso de las potencias instantáneas. La potencia instantánea en el condensador (P_c), considerando que el voltaje y la capacitancia son constantes, se puede aproximar como $P_c = C_{dc} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \approx \frac{1}{2} C_{dc} \frac{dV_{dc}^2}{dt}$. Se tienen las potencias instantáneas activa (P_{ac}), del condensador y de salida (P_{dc}), respectivamente:

$$P_{ac} \approx P_c + P_{dc} \quad (3.16)$$

$$\frac{3}{2} V_{sd} i_{sd} \approx \frac{1}{2} C_{dc} \frac{dV_{dc}^2}{dt} + P_{dc} \quad (3.17)$$

$$\frac{3}{2} V_{sd} I_{sd}(s) \approx \frac{1}{2} C_{dc} s V_{dc}^2(s) + P_{dc} \quad (3.18)$$

$$H_{dc}(s) \approx \frac{V_{dc}^2(s)}{I_{sd}(s)} = \frac{3V_{sd}}{C_{dc}s}. \quad (3.19)$$

Para lograr aplicar correctamente las coordenadas d, q se debe tener en consideración el sincronismo con la red, de tal forma que las tensiones y corrientes estén en fase. De esta manera el eje d es proporcional a la potencia activa. Para lograr dicho sincronismo se debe obtener el ángulo de fase, lo cual se logra a través de una PLL [31], en donde se considera el voltaje de red en coordenadas d, q :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \cos(\theta_{pll}) + V_{s\beta} \sin(\theta_{pll}) \\ -V_{s\alpha} \sin(\theta_{pll}) + V_{s\beta} \cos(\theta_{pll}) \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

siendo θ_{pll} el ángulo estimado de la PLL, para que exista una sincronización con la red el componente V_{sq} debe ser cero. Es por ello que se utiliza un controlador PI para minimizar

el error de fase en V_{sq} , de esta manera se va ajustando el ángulo generado. Por tanto, se tiene:

$$V_{sq} = -V_{s\alpha}\sin(\theta_{pll}) + V_{s\beta}\cos(\theta_{pll}). \quad (3.21)$$

Dado que $V_{s\alpha}$ es la proyección real y $V_{s\beta}$ es la proyección compleja de la tensión, es posible establecer que:

$$V_{sq} = -V_m[\cos(\theta_s)\sin(\theta_{pll}) + \sin(\theta_s)\cos(\theta_{pll})] \quad (3.22)$$

$$V_{sq} = -V_m[\sin(\theta_{pll}) - \sin(\theta_s)] \approx -V_m(\theta_{pll} - \theta_s) = -V_m\Delta\theta_{pll}, \quad (3.23)$$

siendo V_m la magnitud de la tensión de red. Ya que el ángulo se obtiene integrando la frecuencia del sistema, es posible establecer:

$$V_{sq} \approx -V_m \int \Delta\omega_{pll} dt, \quad (3.24)$$

por tanto la planta a considerar es:

$$H_{pll}(s) = \frac{V_{sq}(s)}{\Delta\omega_{pll}(s)} = -\frac{V_m}{s}. \quad (3.25)$$

En la figura 3.5 se puede apreciar la PLL implementada. Considerando una estructura del controlador PI como:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (3.26)$$

siendo K_p la constante proporcional y K_i la constante integral. El controlador de corriente se ha diseñado con un ancho de banda de 10 kHz, mientras que el controlador de tensión opera a 1 kHz. Esta jerarquía se justifica en que el lazo interno debe responder más rápido que el externo para garantizar la estabilidad del sistema. Asimismo, la PLL se ha configurado con un ancho de banda de 200 Hz, cumpliendo con la condición de ser significativamente más lenta que el lazo de regulación de tensión.

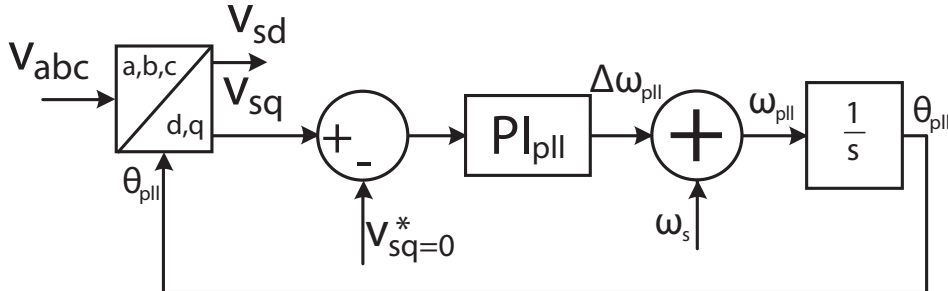


Figura 3.5: Esquema PLL empleada.

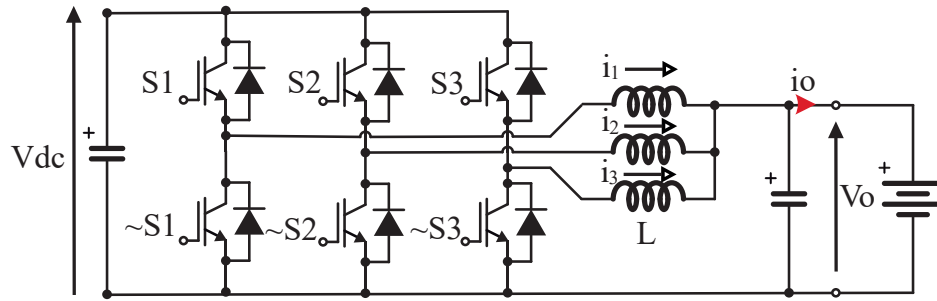


Figura 3.6: Voltajes y corrientes convertidor Buck.

3.1.1.2. Control convertidor Buck de tres canales interleaved

Para el caso del control del convertidor Buck de tres canales interleaved, ilustrado en la figura 3.6, se tiene que la corriente de salida es la suma de las corrientes de los tres canales menos la corriente que pasa a través del condensador.

La corriente en los inductores de cada canal esta dada por:

$$L \frac{di_L^{(1)}}{dt} = V_{DC} d^{(1)} - V_o \quad (3.27)$$

$$L \frac{di_L^{(2)}}{dt} = V_{DC} d^{(2)} - V_o \quad (3.28)$$

$$L \frac{di_L^{(3)}}{dt} = V_{DC} d^{(3)} - V_o, \quad (3.29)$$

lo que por LCK da una corriente total a la salida:

$$i_o = i_L^{(1)} + i_L^{(2)} + i_L^{(3)} - C \frac{dV_o}{dt}, \quad (3.30)$$

siendo V_{DC} el voltaje en el DC-link. d_1 , d_2 y d_3 el ciclo de trabajo de los canales 1, 2, 3 respectivamente, y V_o el voltaje de salida del convertidor. Las corrientes $i_L^{(1)}$, $i_L^{(2)}$, $i_L^{(3)}$ son las corrientes que pasan a través de los inductores.

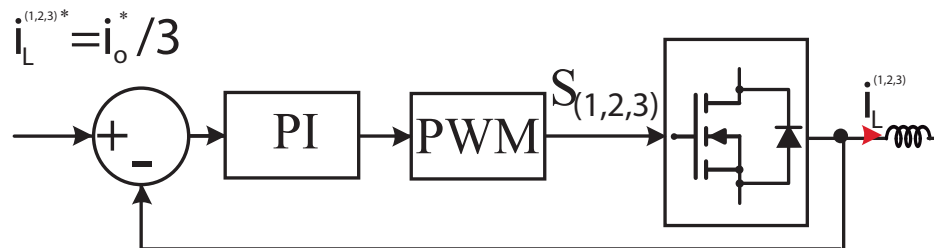


Figura 3.7: Esquema control de corriente convertidor Buck.

La ecuación del capacitor de salida está dada por:

$$C \frac{dV_o}{dt} = i_o - \frac{V_o}{R_{load}}. \quad (3.31)$$

Para aplicar control de corriente se hace uso de una prealimentación tipo feed forward (ff), en donde se considera que $d^{(1,2,3)} = d_{PI} + ff$, por tanto de la ecuación 3.27 puede ser reescrita como:

$$d_{PI} V_{DC} + ff V_{DC} = L \frac{di}{dt} + V_o. \quad (3.32)$$

De esto se obtiene que:

$$ff V_{DC} = V_o. \quad (3.33)$$

Por tanto la prealimentación es:

$$ff = \frac{V_o}{V_{DC}}. \quad (3.34)$$

De esta manera La función de transferencia para el sistema de control es:

$$H_{i_L(s)} = \frac{V_{DC}}{Ls}. \quad (3.35)$$

Como se presenta en la figura 3.7 la señal de referencia para la corriente de cada canal es un tercio de la corriente total de salida, en donde cada canal se controla a través de un PI, el cual se sintoniza con un ancho de banda de 10 kHz y puede apreciarse en la figura 3.7.

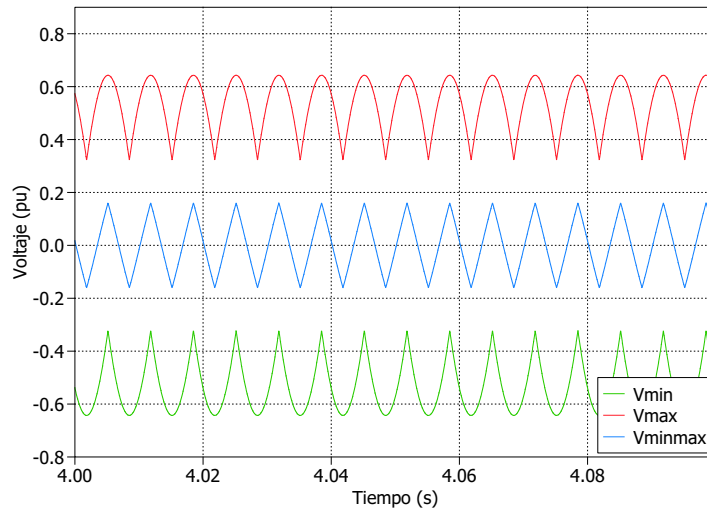


Figura 3.8: Representación gráfica de los mínimos y máximos del voltaje trifásico, junto con la secuencia min-max.

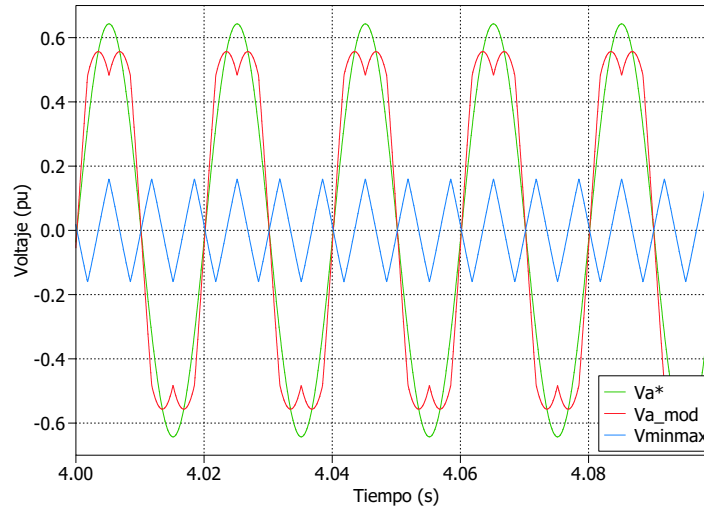


Figura 3.9: Referencia modificada empleando inyección de secuencia min-max.

Para el control de corriente de cada módulo interleaved se emplean las corrientes de cada inductor de salida como retroalimentación en su control respectivamente. Lo anterior implica que la señal de referencia para cada módulo como la corriente de salida del convertidor dividida por tres. La ventaja de esta configuración radica en la disminución del ripple en la corriente de salida lo que permite reducir el tamaño de los inductores, que se logra al combinar los desfases de los diferentes canales, con cada uno operando a un desfase de 120° permiten entrelazar los ripples de cada canal, produciendo un múltiplo de 3 en su frecuencia, y reduciendo la amplitud del ripple a $1/3$.

Modulaciones empleadas: Para el caso del AFE la modulación empleada es el Min-Max, la cual consiste en restar el voltaje de referencia con el promedio entre máximo y mínimo instantáneo de las tres referencias de voltajes:

$$V_{a_{mod}}^* = V_a^* - \frac{\min\{V_a^*, V_b^*, V_c^*\} + \max\{V_a^*, V_b^*, V_c^*\}}{2}. \quad (3.36)$$

La forma en como se compone la secuencia puede observarse en la figura 3.8, mientras que la inyección en la referencia en la figura 3.9.

Para el caso del convertidor Buck interleaved se utiliza una modulación PWM clásica, en

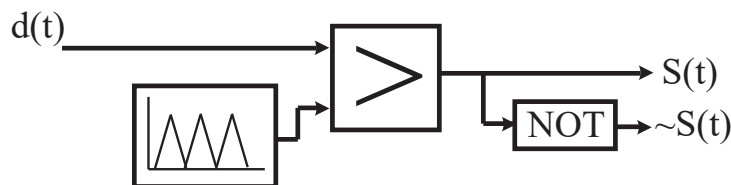


Figura 3.10: Modulación PWM.

donde la señal de referencia $d(t)$ se compara con una señal triangular para generar las señales de disparo, como se muestra en la figura 3.10. La frecuencia de conmutación empleada para estos convertidores es de 30 KHz.

3.1.2. Tesla Supercharger V2

Para el convertidor Tesla Supercharger V2, ilustrado en la figura 3.11, se simulará un módulo con sus respectivas tres fases. Donde cada fase estará conectada a un rectificador pasivo, seguido de un convertidor boost, el cual incluye un corrector de factor de potencia (PFC, por sus siglas en inglés). Para la conexión con la batería, se empleará un convertidor Phase-Shifted Full Bridge (PSFB) con aislación galvánica y un rectificador pasivo de salida. El sistema opera con 325V línea-neutro en la red y una tensión de salida entre 300V y 400V. Para el modelado térmico se utilizan MOSFETs y diodos de las empresas Wolfspeed y Fairchild, respectivamente. Los valores de los parámetros empleados se encuentran en la tabla 3.2

Para analizar esta configuración de cargador de vehículo eléctrico, se debe dividir en dos partes: una consistente en el convertidor Boost PFC, y otra correspondiente al convertidor PSFB.

En el modelo dinámico del convertidor Boost PFC, se debe considerar que la tensión se eleva a 700 V y que el sistema opera en dos modos: encendido y apagado.

Modo encendido (figura 3.12a): En este modo, el semiconductor está cerrado y conduce. Por lo tanto, la corriente fluye a través del inductor, mientras que el diodo está bloqueado y el condensador se encuentra conectado únicamente a la carga. La ecuación que describe este modo es:

$$V_{L1} = V_s = L1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3.37)$$

En donde V_{L1} y i_{L1} es la tensión y corriente en el inductor, respectivamente. V_s es la

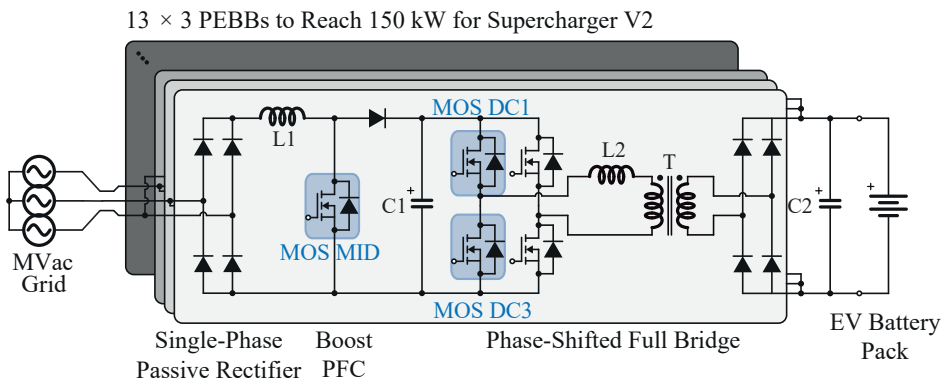


Figura 3.11: Convertidor a simular Supercharger V2 de Tesla [1].

Tabla 3.2: Valores parámetros del convertidor Supercharger.

Parámetro	Valor
Voltaje red	325(V)
Voltaje salida	300(V)-400(V)
Frecuencia red	50 (Hz)
Voltaje DC-Link	700 (V)
Frecuencia conmutación Boost	80 (kHz)
Frecuencia conmutación PSFB	60 (kHz)
Relación vueltas transformador T_2	1:1
Potencia nominal	250 (kW)
Inductor L_1	1000 (μ H)
Condensador C_1	1000 (μ F)
Inductor L_2	100 (μ H)
Condensador C_2	100 (μ F)
Modelo Mosfet SiC	E4M0013120K
Modelo diodos	RHRP30120

tensión de entrada.

Modo apagado (figura 3.12b): El semiconductor está abierto, por tanto la corriente en el inductor fluye al condensador a través del diodo. La tensión del inductor se suma a la tensión de entrada, por lo que la tensión de salida es más alta. La ecuación presente en este modo es:

$$V_{L1} = V_s - V_o = L1 \frac{di_{L1}}{dt}, \quad (3.38)$$

en donde V_o es la tensión de salida del convertidor.

Para el análisis de estas ecuaciones se utiliza el promedio en el tiempo, considerando un ciclo de conmutación completo T_s y el tiempo encendido t_{on} . La variable de control es el ciclo de trabajo D del semiconductor, que es equivalente a $\frac{t_{on}}{T_s}$.

Ecuaciones promediadas: Promediando ambos modos sobre un ciclo de conmutación

se tiene en primera instancia la tensión en el inductor:

$$L \frac{di_{L1}}{dt} = V_{L1} = D V_s + (1 - D) (V_s - V_o) \quad (3.39)$$

$$L \frac{di_{L1}}{dt} = V_s - (1 - D) V_o, \quad (3.40)$$

y la corriente en el condensador:

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = i_{L1} - \frac{V_o}{R_L}. \quad (3.41)$$

Ecuaciones de estado: Las ecuaciones promediadas se pueden reorganizar en variables de estado como:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L1} [V_s - (1 - D)V_o] \quad (3.42)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} (i_{L1} - \frac{V_o}{R_L}). \quad (3.43)$$

3.1.2.1. Control de corriente y tensión de convertidor Boost PFC

En primera instancia se analizará el convertidor Boost PFC, en donde sus ecuaciones en el dominio de Laplace son:

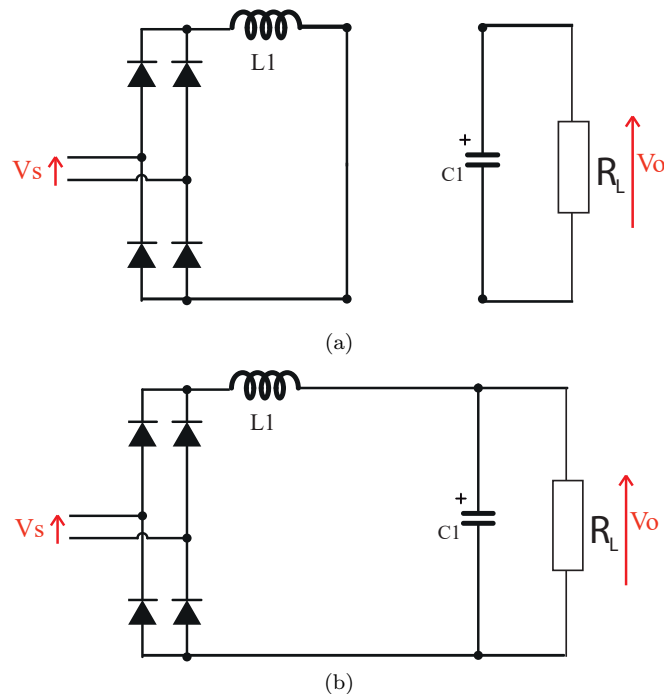


Figura 3.12: Circuitos equivalentes del convertidor Boost PFC: a) MOSFET conduciendo, b) MOSFET abierto.

$$I_{L1} = \frac{V_o}{L1 s} D \quad (3.44)$$

$$V_o^2 = \frac{V_s}{C s} I_{L1}, \quad (3.45)$$

dado que la señal de corriente tiene componentes sinusoidales, se diseña un controlador proporcional resonante (PR) sintonizado a la frecuencia de la señal. Se agrega el controlador al esquema de lazo cerrado que se aprecia en la figura 3.13.

La estructura básica del controlador PR incluye un término proporcional y un término resonante. La función de transferencia en el dominio continuo se define como:

$$C(s) = K_p + \frac{2 K_i \omega_c s}{s^2 2\omega_c s + \omega_0^2}, \quad (3.46)$$

donde:

K_p : Es la ganancia proporcional.

K_i : Es la ganancia integral.

ω_c : Frecuencia de corte del termino resonante.

ω_0 : Frecuencia de resonancia del sistema.

La frecuencia de resonancia ω_0 se sintoniza en 50 Hz, considerando las características de entrada. Mientras que la frecuencia de corte ω_c , que define las características de la respuesta en frecuencia en el punto de resonancia, se define en 0.1.

Para la corrección del factor de potencia la referencia de corriente I_{L1}^* debe estar en fase con la tensión de entrada, para ello la magnitud de la señal de tensión en la fuente se normaliza, mientras que su fase se estima mediante una PLL. La señal de tensión estimada se multiplica con la salida del controlador PI de tensión, como se aprecia en la figura 3.13.

Control de tensión: Para el caso de la tensión V_o se tiene el modelo dinámico en estado estacionario es lineal para el cuadrado de la tensión de salida, por lo cual se utiliza un

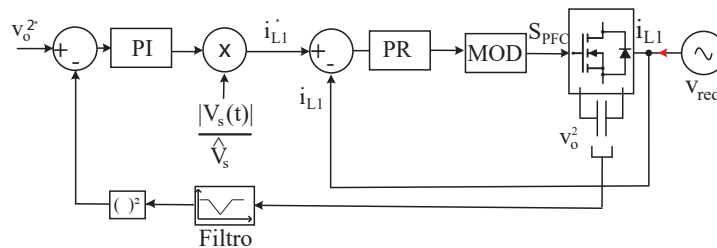


Figura 3.13: Esquema de control en convertidor Boost con PFC.

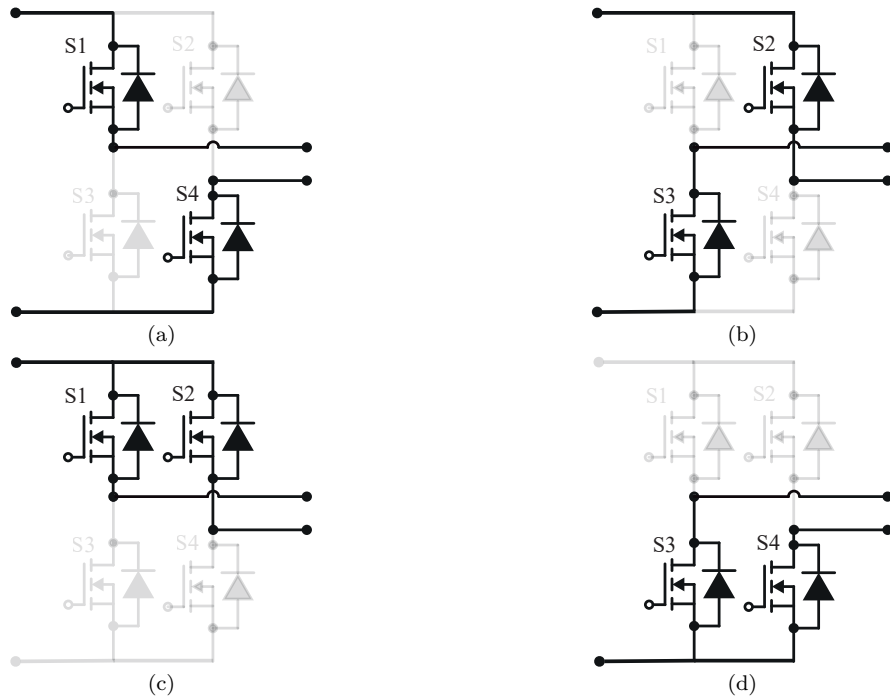


Figura 3.14: Circuitos equivalentes del convertidor PSFB: a) S_1 y S_4 conduciendo, b) S_2 y S_3 conduciendo, c) S_1 y S_2 conduciendo, d) S_3 y S_4 conduciendo.

controlador PI en cascada con el controlador de corriente. Se considera además un filtro que elimina la segunda armónica, en este caso ubicada en 100 Hz. Este filtro evita que el sistema de lazo cerrado genere una tercera armónica en la referencia de corriente, y por lo tanto en la corriente de la red. Esto se debe a que en la multiplicación con el sincronismo habría una convolución en frecuencia en donde la frecuencia fundamental de la red es multiplicada con la componente de 100Hz presente en la tensión del enlace DC, lo cual generaría una componente de tercera armónica. Se considera la función de transferencia del filtro:

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}, \quad (3.47)$$

donde:

- $\omega_0 = 2\pi f_0$: Frecuencia de corte del filtro.
- Q : Factor de calidad.

Considerando un factor de calidad de $Q = 10$, se obtiene:

$$H(s) = \frac{s^2 + 628,32^2}{s^2 + \frac{628,32}{10}s + 628,32^2} \quad (3.48)$$

$$= \frac{s^2 + 394784,51}{s^2 + 62,832 s + 394784,51}. \quad (3.49)$$

3.1.2.2. Control convertidor PSFB

En este caso se tienen 4 semiconductores, los cuales se activan dependiendo de las señales de S_1 , S_2 , S_3 , S_4 . A continuación se presentan los estados permitidos y prohibidos de conmutación.

Estado 1, S_1 y S_4 conducen: Como se aprecia en la figura 3.14a la corriente fluye desde la fuente a través del interruptor S_1 hacia el primario del transformador T_2 , devolviéndose a través del interruptor S_4 , induciendo una tensión positiva en el secundario suministrando energía al inductor L_2 , al capacitor C_2 y a la carga.

Estado 2, S_2 y S_3 conducen En este caso S_2 y S_3 están encendidos, como se muestra en la figura 3.14b. La corriente fluye a través de S_3 , el primario del transformador T_2 y se devuelve por S_2 . Bajo esta conducción la polaridad de tensión inducida en el secundario del transformador se invierte.

Estados 3 y 4: En estos estados, presentados en las figuras 3.14c y 3.14d, no ocurre transferencia de energía desde el devanado primario al secundario del transformador. Durante este estado dos interruptores del mismo lado del puente están encendidos, permitiendo que la corriente circule dentro del circuito del devanado primario sin pasar al secundario. La tensión en el secundario es cero o cercana a cero, ya que no hay una diferencia de potencial que se transfiera debido a la configuración de los interruptores en el primario. Esto significa que el devanado secundario no recibe energía, y por lo tanto, la carga no se alimenta en este estado.

Estados prohibidos: Los estados en los que se produce un cortocircuito directo entre la fuente de entrada y los interruptores son considerados estados prohibidos. Estos estados pueden dañar el convertidor debido al cortocircuito que se crea cuando ciertos interrupto-

Tabla 3.3: Tabla de Estados de Conmutación del Convertidor PSFB.

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	Estado de Conmutación
1	1	0	0	1	Permitido
2	0	1	1	0	Permitido
3	1	1	0	0	Permitido
4	0	0	1	1	Permitido
5	1	-	1	-	Prohibido
6	-	1	-	1	Prohibido

res están encendidos simultáneamente. La tabla 3.3 presenta un resumen de los estados del convertidor.

Para el modelo dinámico del convertidor PSFB se considera el transformador ideal con una relación de transformación 1:1. Los interruptores y diodos conmutan instantáneamente, y los componentes pasivos, como el inductor y el capacitor, no presentan pérdidas.

Las variables de estado son:

- i_L : Corriente a través del inductor de salida L_2 .
- V_c : Tensión en el capacitor de salida C_2 .
- V_{out} : Tensión de salida del convertidor.

Estado 1: La tensión en el devanado primario del transformador es V_{in} , dado a la relación de transformación es la misma que en el secundario.

$$L_2 \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{out} \quad (3.50)$$

$$C_2 \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_{out}}{R_{load}}. \quad (3.51)$$

Estado 2: La tensión en el devanado primario y secundario del transformador es $-V_{in}$.

$$L_2 \frac{di_L}{dt} = -V_{in} - V_{out} \quad (3.52)$$

$$C_2 \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_{out}}{R_{load}}, \quad (3.53)$$

dada las necesidades de este trabajo, solo se requiere de controlar la corriente de salida, por tanto en el caso del convertidor PSFB solo sería necesario controlar la corriente con un controlador PI.

3.2. Perfiles de carga de baterías de vehículos eléctricos considerados

Para la implementación de los distintos perfiles de carga se considera una batería ion-litio, la cual se opera con un rango de voltaje desde los 300V a los 400V. La capacidad de este banco de batería es de 75kWH. Para la implementación de los distintos perfiles de carga se implementa la curva de carga a través de la herramienta de batería de MATLAB, cuya expresión matemática del voltaje de la batería está definida por dos funciones, que se presentan en el trabajo de [32]:

Modelo de carga:

$$V_{bat} = E_0 - K \frac{Q}{it + 0,1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + Ae^{-B it}. \quad (3.54)$$

Tabla 3.4: Corrientes iniciales de los distintos perfiles de carga.

Perfil de carga	Corriente	
	Terra 150	Supercharger
CC-CV alto	2C	3C
CC-CV bajo	1C	1C
MSCC alto	2C	3C
MSCC bajo	1C	1C
BC	2C	3C
PC	1C-2C	1C-3C

Modelo de descarga:

$$V_{bat} = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + A e^{-B it}, \quad (3.55)$$

donde:

V_{bat} : Es la tensión en la batería, en V.

E_0 : Es la tensión en circuito abierto, en V.

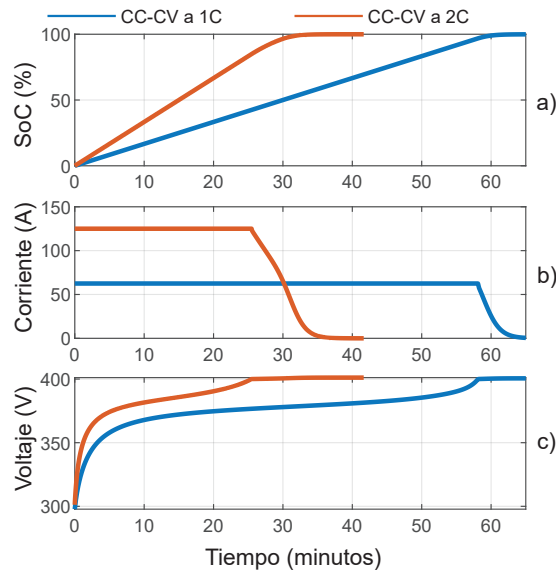


Figura 3.15: Proceso de carga de batería bajo el perfil CC-CV en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

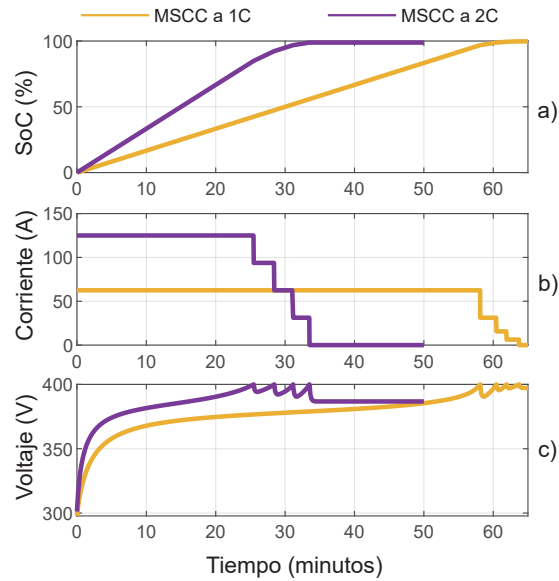


Figura 3.16: Proceso de carga de batería bajo el perfil MSCC en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

K : Es la constante de polarización, en $\frac{V}{Ah}$, o la resistencia de polarización, en Ω .

Q : Es la capacidad máxima de la batería, en Ah.

it : Es la capacidad extraída, en Ah.

i^* : Son las dinámicas de corrientes de baja frecuencia, en A.

A : Es la tensión exponencial, en V.

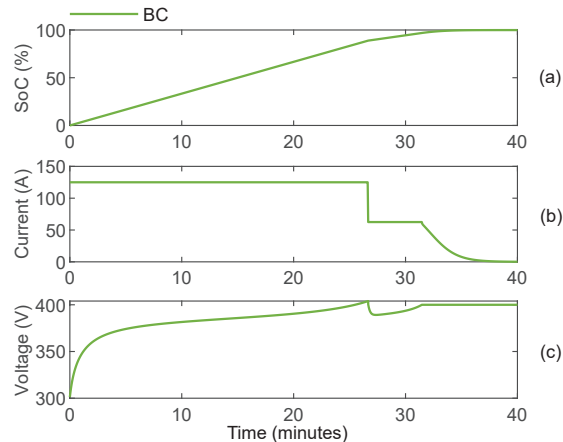


Figura 3.17: Proceso de carga de batería bajo el perfil BC en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

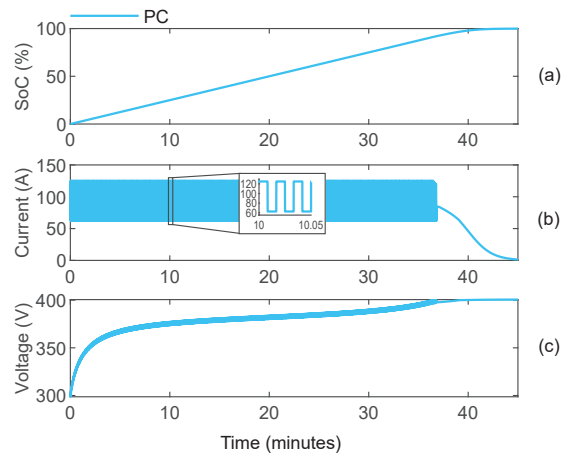


Figura 3.18: Proceso de carga de batería bajo el perfil PC a 1 Hz en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

B : Es la capacidad exponencial, en $\frac{A}{h}$.

Para realizar una comparativa del daño en los semiconductores provocado por los distintos perfiles de carga, se utilizan cuatro perfiles principales, las cuales tienen variantes que se describirán más adelante. La razón para considerar estos perfiles de carga es observar el impacto que tienen las dinámicas de voltajes y corrientes durante el proceso de carga, ya que afectan directamente el nivel de potencia en el que opera el semiconductor y, por ende, la dinámica térmica dentro del mismo.

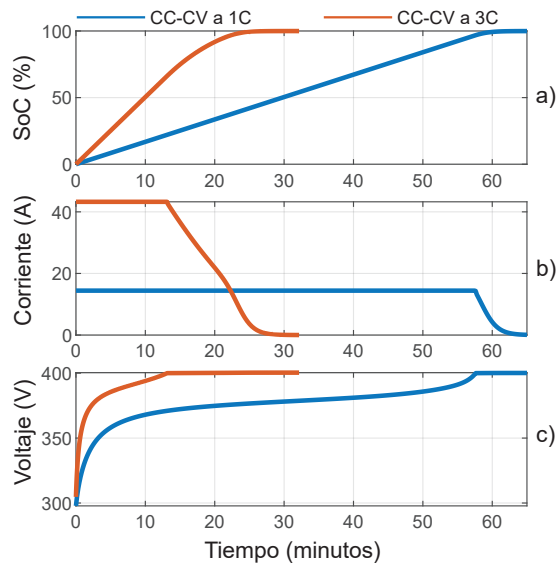


Figura 3.19: Proceso de carga de batería bajo el perfil CC-CV en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

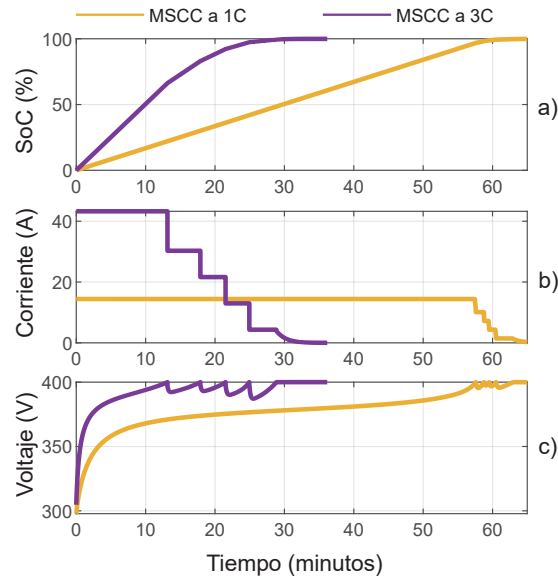


Figura 3.20: Proceso de carga de batería bajo el perfil MSCC en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

Para la utilización de los diferentes perfiles de carga se utiliza diferentes ratios de corriente, en donde 1C se define como la corriente necesaria para cargar la batería durante una hora. Por tanto la corriente necesaria para cargar una batería de 75 kWh en el caso del convertidor Terra HP150 es de 62.5 A, mientras que en el caso del Supercharger V2 es de

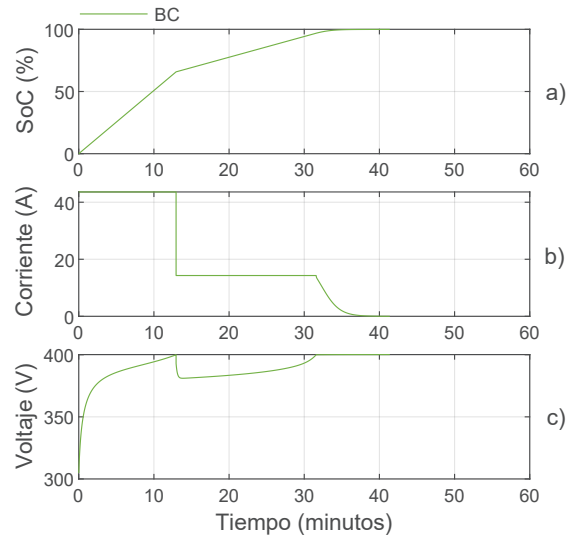


Figura 3.21: Proceso de carga de batería bajo el perfil BC en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

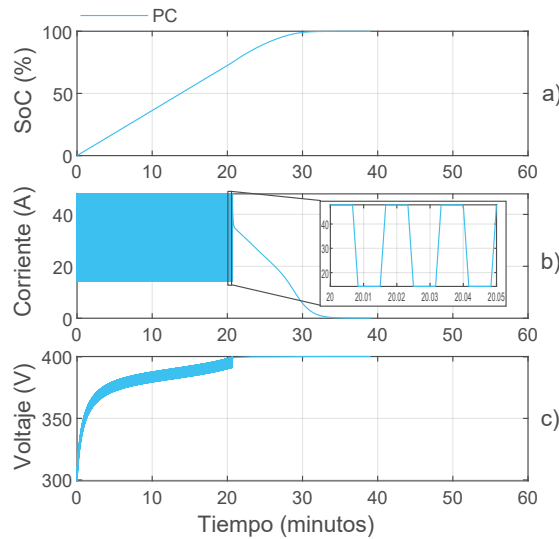


Figura 3.22: Proceso de carga de batería bajo el perfil PC a 1 Hz en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

14.4 A. Se debe tener en cuenta que existen limitaciones respecto a la capacidad de corriente que puede entregar el convertidor. En el caso del Terra, la limitación está en 2C, mientras que en el caso del Supercharger, es de 3.3C.

En la tabla 3.4 se muestran las corrientes iniciales con las que se ejecutaran los perfiles de carga, los cuales son:

- CC-CV: En el caso del convertidor de la empresa de ABB, figura 3.15, se usarán dos configuraciones: una con corriente inicial de 1C y otra de 2C. En el caso del convertidor de la empresa de Tesla, figura 3.19, las corrientes más altas serán de 3C en lugar de 2C, y las bajas serán de 1C, de manera similar a las del Terra HPC150.
- MSCC: En este caso se tiene un perfil que entrega corrientes de manera constante de forma escalonada, es decir, posee un corriente alta en un inicio, para luego de alcanzar los 404V ir decreciendo su magnitud hasta que finalmente se tenga los 400V de manera constante. En el caso de ABB se muestra en la figura 3.16, mientras que en el caso de Tesla en la figura 3.20.
- BC: En el caso de ABB, figura 3.17, se cambia de una corriente de 2C a 1C hasta que el voltaje vuelva a los 400 V. Este perfil es bastante similar al implementado de la empresa de Tesla, figura 3.21, aunque en este caso la corriente máxima es de 3C, para luego pasar a 1C cuando se llegue al voltaje.
- PC: En el caso del ABB, figura 3.18, se simula con pulsos de corriente de 1C a 2C, mientras que en el de Tesla, figura 3.22, de 1C a 3C. Para descubrir el efecto que tiene la frecuencia de esta corriente en los semiconductores, se considerarán dos casos adicionales: uno a 1 Hz y otro a 25 Hz, que se aplicarán a ambos convertidores.

3.3. Puntos durante el proceso de carga

Como primer paso, se deben utilizar distintos puntos durante el proceso de carga para representar las diversas variables. En este caso, se consideran valores determinados como referencia el Estado de Carga (SoC), dado que durante el inicio del proceso de carga la potencia no varía en gran medida. Por lo tanto, se seleccionan puntos a intervalos del 10%. Sin embargo, después del 90% de SoC, la potencia varía considerablemente debido a la modificación de la corriente.

3.3.1. Puntos seleccionados para el convertidor de ABB

Dada la gran cantidad de información que involucraría simular las pérdidas de los semiconductores durante todo el proceso de carga, se realizan simulaciones puntuales que se extrapolan durante ciertos periodos de tiempo. Con este objetivo, se ejecutan simulaciones con los voltajes y corrientes de salida de dichos puntos para obtener el comportamiento de las pérdidas, y así poder simular un proceso de carga extrapolado.

Como primer caso, se tienen los puntos seleccionados para el perfil CC-CV a 1C (Tabla 3.5) que se encuentran ilustrados en la figura 3.23, el cual posee bastantes similitudes con el caso de MSCC a 1C (Tabla 3.7), esto debido principalmente a que al inicio de la operación el nivel de corriente es el mismo, es decir, 1C. Luego de alcanzar el voltaje máximo es cuando los niveles de corriente y potencia empiezan a ser distintos. Sin embargo, también se presentan similitudes cuando la corriente es de 2C, como en los casos de las Tablas 3.6, 3.8, y 3.9, efecto que se produce por la misma razón que en el caso anterior. En la tabla 3.10 se

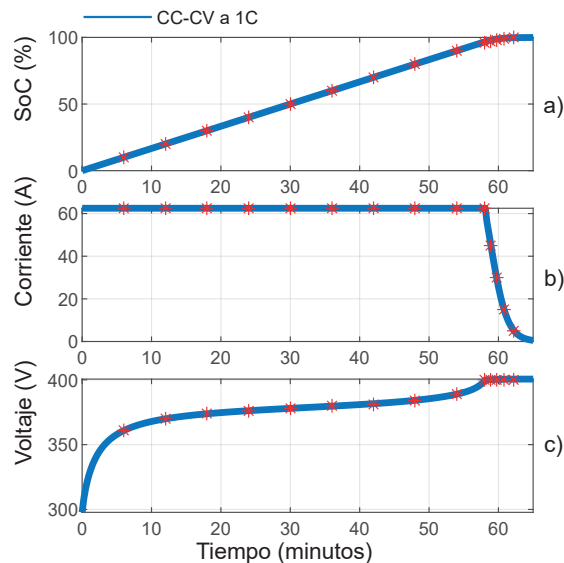


Figura 3.23: Puntos seleccionados para simulaciones bajo el perfil CC-CV 1C en ABB: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

Tabla 3.5: Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 1C en el convertidor de ABB.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	360	361	62.5
20 %	722	370	62.5
30 %	1078	374	62.5
40 %	1440	376	62.5
50 %	1802	378	62.5
60 %	2161	380	62.5
70 %	2520	381	62.5
80 %	2877	384	62.5
90 %	3240	389	62.5
96 %	3480	400	62.5
97 %	3532	400	45
98 %	3585	400	30
99 %	3648	400	15
100 %	3732	400	5

muestran los puntos seleccionados para el perfil PC, que posee un pulso de corriente que va de los 1C a los 2C.

Tabla 3.6: Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 2C en el convertidor de ABB.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	181	367	125
20 %	360	376	125
30 %	538	380	125
40 %	720	383	125
50 %	900	386	125
60 %	1080	389	125
70 %	1263	391	125
80 %	1440	396	125
84 %	1524	400	125
90 %	1620	400	105
96 %	1778	400	71
98 %	1887	400	37
100 %	2092	400	3

Tabla 3.7: Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 1C en el convertidor de ABB.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	360	361	62.5
20 %	722	370	62.5
30 %	1078	374	62.5
40 %	1440	376	62.5
50 %	1802	378	62.5
60 %	2161	380	62.5
70 %	2520	381	62.5
80 %	2877	384	62.5
90 %	3240	389	62.5
96 %	3480	400	62.5
97 %	3493	400	31.25
98 %	3635	400	15.6
100 %	3718	400	6.2

Tabla 3.8: Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 2C en el convertidor de ABB.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	181	367	125
20 %	360	376	125
30 %	538	380	125
40 %	720	383	125
50 %	900	386	125
60 %	1080	389	125
70 %	1263	391	125
80 %	1440	396	125
84 %	1524	400	125
85 %	1532	400	93.7
92 %	1711	400	62.5
97 %	1874	400	31.25
100 %	2000	400	31.25

Tabla 3.9: Puntos escogidos para simulaciones del perfil BC en el convertidor de ABB.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	181	367	125
20 %	360	376	125
30 %	538	380	125
40 %	720	383	125
50 %	900	386	125
60 %	1080	389	125
70 %	1263	391	125
80 %	1440	396	125
84 %	1524	400	125
89 %	1605	395	62.5
96.6 %	1753	400	62.5
100 %	2124	400	5.6

Tabla 3.10: Puntos escogidos para simulaciones del perfil PC en el convertidor de ABB.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	241	366	62.5 - 125
20 %	479	375	62.5 - 125
30 %	719	378	62.5 - 125
40 %	962	381	62.5 - 125
50 %	1200	383	62.5 - 125
60 %	1441	385	62.5 - 125
70 %	1681	388	62.5 - 125
80 %	1921	392	62.5 - 125
90 %	2162	400	62.5 - 125
93 %	2239	400	82
96 %	2335	400	65
100 %	2568	400	7.9

3.3.2. Puntos seleccionados para el convertidor de Tesla

Como primer caso, se tienen los puntos seleccionados para el perfil CC-CV a 1C (Tabla 3.11) que se aprecia en la figura 3.24, el cual presenta bastantes similitudes con el caso de MSCC a 1C (Tabla 3.13). Esto se debe principalmente a que al inicio de la operación, el nivel de corriente es el mismo, es decir, 1C. Luego de alcanzar el voltaje máximo, los niveles de corriente y potencia comienzan a diferenciarse. Sin embargo, también se presentan similitudes cuando la corriente es de 3C, como en los casos de las Tablas 3.12, 3.14, y 3.15, fenómeno que se produce por la misma razón que en el caso anterior. En la tabla 3.16 se muestran los puntos seleccionados para el perfil PC, en que se condiera un pulso de corriente que va de los 1C a los 3C.

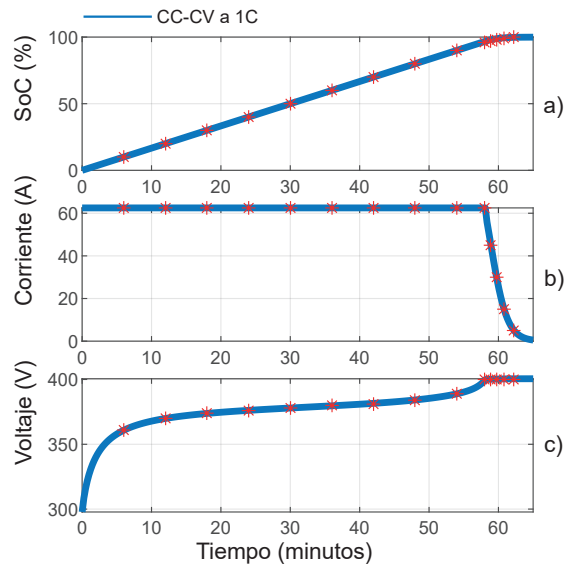


Figura 3.24: Puntos seleccionados para simulaciones bajo el perfil CC-CV 1C en Tesla: a) SoC, b) Corriente de salida, c) Voltaje de salida.

Tabla 3.11: Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 1C.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	358	361	14.42
20 %	713	370	14.42
30 %	1067	373	14.42
40 %	1431	376	14.42
50 %	1785	378	14.42
60 %	2143	380	14.42
70 %	2494	382	14.42
80 %	2855	384	14.42
90 %	3215	389	14.42
96 %	3446	400	14.42
98 %	3500	400	10.00
99 %	3549	400	7.15
100 %	3632	400	2.90

Tabla 3.12: Puntos escogidos para simulaciones del perfil CC-CV a 3C.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	119	373	43.6
20 %	237	382	43.6
30 %	355	387	43.6
40 %	477	390	43.6
50 %	595	394	43.6
60 %	716	397	43.6
66 %	790	400	43.6
72 %	861	400	38.7
77 %	935	400	34.7
82 %	1020	400	30
89 %	1144	400	24
96 %	1322	400	15
100 %	1446	400	6.5

Tabla 3.13: Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 1C.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	358	361	14.42
20 %	713	370	14.42
30 %	1067	373	14.42
40 %	1431	376	14.42
50 %	1785	378	14.42
60 %	2143	380	14.42
70 %	2494	382	14.42
80 %	2855	384	14.42
90 %	3215	389	14.42
96 %	3446	400	14.42
97 %	3525	400	10
98 %	3570	400	7.2
100 %	3630	400	4.3

Tabla 3.14: Puntos escogidos para simulaciones del perfil MSCC a 3C.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	119	373	43.6
20 %	237	382	43.6
30 %	355	387	43.6
40 %	477	390	43.6
50 %	595	394	43.6
60 %	716	397	43.6
66 %	790	400	43.6
85 %	1118	400	28.8
96 %	1551	400	7.2
100 %	1698	400	1.4

Tabla 3.15: Puntos escogidos para simulaciones del perfil BC.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	119	373	43.6
20 %	237	382	43.6
30 %	355	387	43.6
40 %	477	390	43.6
50 %	595	394	43.6
60 %	716	397	43.6
66 %	790	400	43.6
80 %	1287	400	14.3
96 %	1883	400	14.3
100 %	1982	400	7.4

Tabla 3.16: Puntos escogidos para simulaciones del perfil PC.

SoC	Tiempo (s)	Voltaje (V)	Corriente (A)
10 %	166	364	14.4 - 43.2
20 %	331	373	14.4 - 43.2
30 %	500	377	14.4 - 43.2
40 %	668	380	14.4 - 43.2
50 %	833	383	14.4 - 43.2
60 %	1000	386	14.4 - 43.2
70 %	1164	390	14.4 - 43.2
75 %	1242	400	40.0
85 %	1400	400	28.0
95 %	1630	400	17.0
100 %	1808	400	5.0

3.4. Obtención del daño de los distintos perfiles de carga

Para la obtención del daño en los MOSFET se requiere seguir una serie de pasos secuenciales que se describen en la figura 3.1, los cuales son:

Obtención de las pérdidas durante el proceso de carga: Se genera una base de datos con las pérdidas en los MOSFET según los distintos puntos seleccionados de voltajes y corrientes, se tiene en consideración una resolución de los datos para simular las pérdidas de 1 ms, lo cual aumenta significativamente la cantidad de datos, pero logra capturar de forma detallada las formas de onda de las pérdidas, bastante importante para el estudio de los ciclos térmicos.

Obtención de la temperatura durante todo el ciclo de carga: Luego de poseer datos de pérdidas con suficiente nivel de detalle es posible construir la evolución temporal de la temperatura de los ciclos de carga de los distintos perfiles de carga. Esto se logra a través del uso del modelo de Cauer, dado que se le ingresan los vectores de pérdidas, conjunto a los vectores de tiempo que van conjuntamente relacionados, con las distintas capas del modelo, las cuales son diferentes para cada convertidor, es posible simular esto. En cuanto a los parámetros a emplear para la simulación de las temperaturas se hace uso de la tabla 2.1.

Cálculo de daño en los semiconductores: Luego de tener las temperaturas de todos los casos nombrados, es posible calcular el daño. En primera instancia se ingresa el vector de temperatura, el cual posee mas de 4 millones de puntos. Para poder tener el registro de los ΔT_j , de las distintas partes del proceso de carga, junto con los distintos

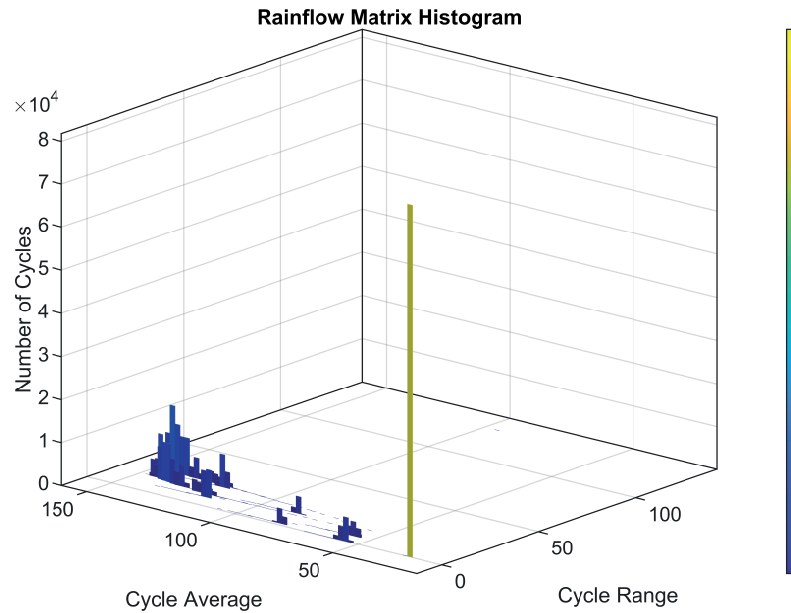


Figura 3.25: Representación gráfica del uso de la función Rainflow para el perfil de carga CC-CV a 2C del convertidor de ABB.

$T_{j,mean}$ se usa la función rainflow de matlab, el cual es capaz de recolectar estas variables en una matriz que se ocupará para el calculo del daño total durante todo el proceso de carga. En la figura 3.25 es posible apreciar una representación gráfica del uso de la función de Rainflow, en el eje X se tiene "Cycle Range", que representa ΔT_j , es decir el rango que tiene el ciclo o la diferencia de temperatura. Mientras que el eje Y está "Cycle Average" que es $T_{j,mean}$ o la temperatura promedio del ciclo. En el eje Z se encuentra "Number of Cycles" o la cantidad de ciclos presentes en esta matriz, es decir la cantidad de ciclos bajo cierto ΔT_j con cierto $T_{j,mean}$. De esta manera es posible aplicar la ecuación de daño 2.1 a estas distintas magnitudes y finalmente obtener el daño total acumulado en los MOSFET.

RESULTADOS

EN este capítulo se presentan los resultados de las simulaciones desarrolladas en esta investigación, cada sección se divide en dos para mostrar los resultados tanto en el convertidor de ABB como en el de Tesla.

4.1. Pérdidas de potencia

A continuación, se presentan las imágenes que representan las pérdidas a lo largo del proceso de carga de los diferentes perfiles de carga a una temperatura ambiente de 20 °C. Se dividen en dos subsecciones: la primera corresponde al convertidor de ABB, mientras que la segunda al convertidor de Tesla. Para facilitar la lectura, se emplea ciertas notaciones para los distintos datos. En el primer caso, es decir, ABB, se tomarán como referencia las notaciones utilizadas en la figura 4.1 para explicar de qué parte proviene cada acrónimo.

CL: Conduction losses o pérdidas de conducción.

SL: Switching losses o pérdidas de conmutación.

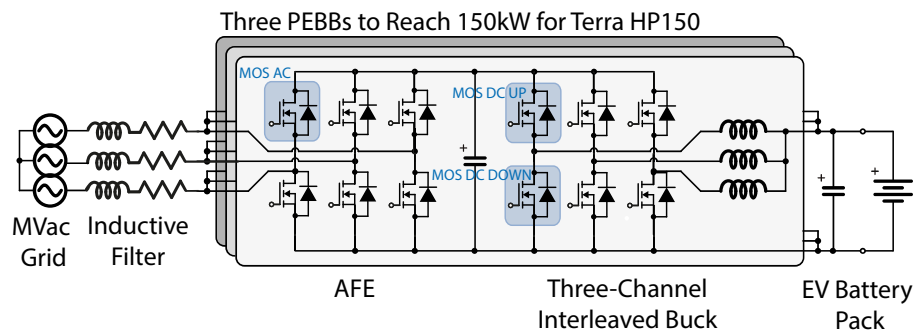


Figura 4.1: Convertidor a simular Terra HP150 de ABB [1].

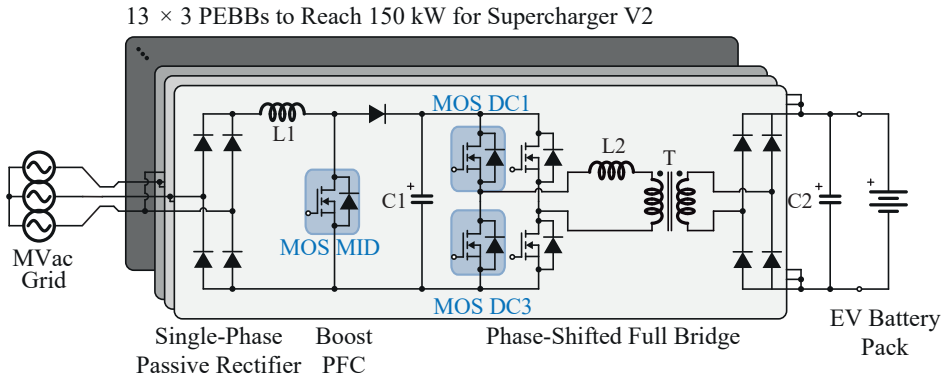


Figura 4.2: Convertidor a simular Supercharger V2 de Tesla [1].

M_{AC} : Es el MOSFET MOS AC.

M_{DCU} : Es el MOSFET MOS DC UP.

M_{DCD} : Es el MOSFET MOS DC DOWN.

En el segundo caso, correspondiente al convertidor de Tesla, se tomará como referencia las notaciones empleadas en la figura 4.2, utilizando los mismos elementos “CL” y “SL” que en el caso anterior. Sin embargo, también posee otros símbolos, como:

M_{MID} : Es el MOSFET MOS MID.

M_{DC1} : Es el MOSFET MOS DC1.

M_{DC3} : Es el MOSFET MOS DC3.

4.1.1. Pérdidas de potencia en el convertidor de ABB

En la figura 4.3 se muestran las pérdidas presentes en el perfil de carga CC-CV, mientras que en la figura 4.4 se encuentran las del perfil MSCC. En la figura 4.5 se encuentran las pérdidas del perfil PC; es posible diferenciar el impacto que posee en las pérdidas la diferencia de frecuencia en los MOSFET. Finalmente en la figura 4.6 se encuentran las pérdidas en el perfil BC. Se puede destacar la presencia de un aumento en las figuras para poder apreciar la forma de onda que poseen las pérdidas en una determinada zona del proceso de carga. Existe una gran diferencia respecto a las pérdidas presentes en el MOS AC comparado con los otros, esto debido en gran medida a que se implementa en un rectificador por lo que trabaja con corrientes sinusoidales, mientras que MOS DC1 y MOS DC3 opera en una transformación DC-DC. También se destaca la diferencia en los niveles de potencia con que operan estos dos semiconductores, siendo MOS DC1 el que tiene más pérdidas debido a la presencia de pérdidas por conmutación.

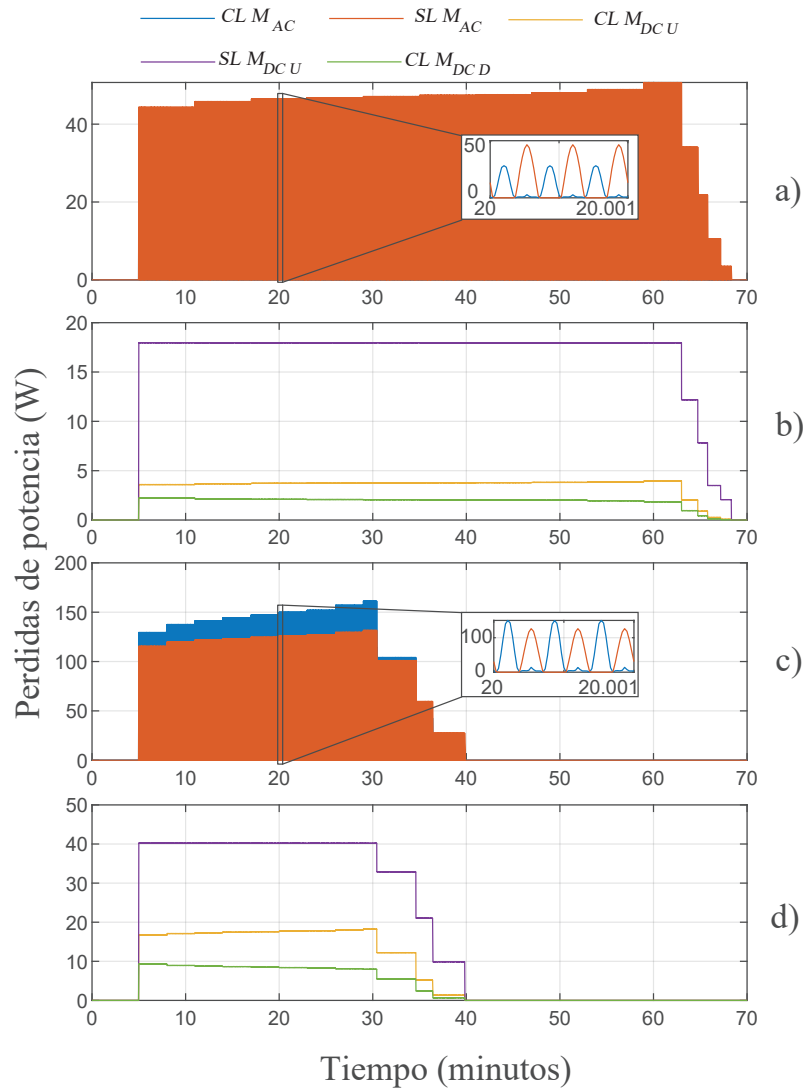


Figura 4.3: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en CC-CV a 1C, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en CC-CV a 1C, c) Pérdidas de los MOS AC en CC-CV a 2C, d) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en CC-CV a 2C.

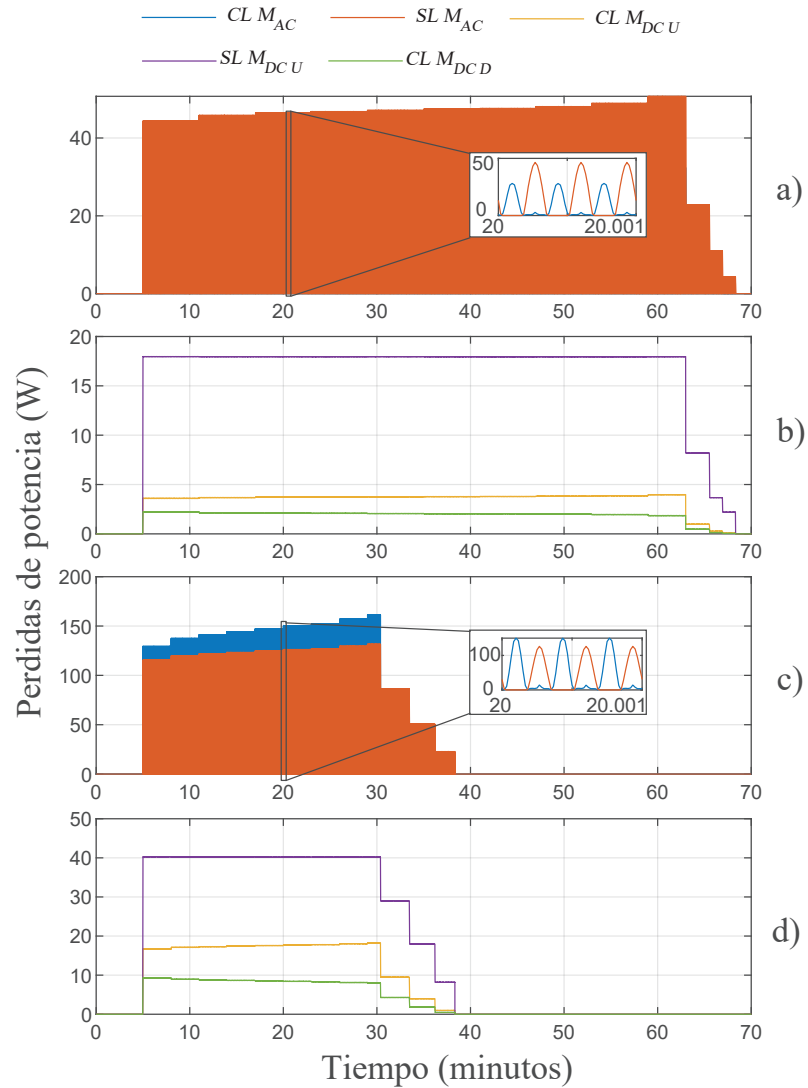


Figura 4.4: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en MSCC a 1C, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en MSCC a 1C, c) Pérdidas de los MOS AC en MSCC a 2C, d) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en MSCC a 2C.

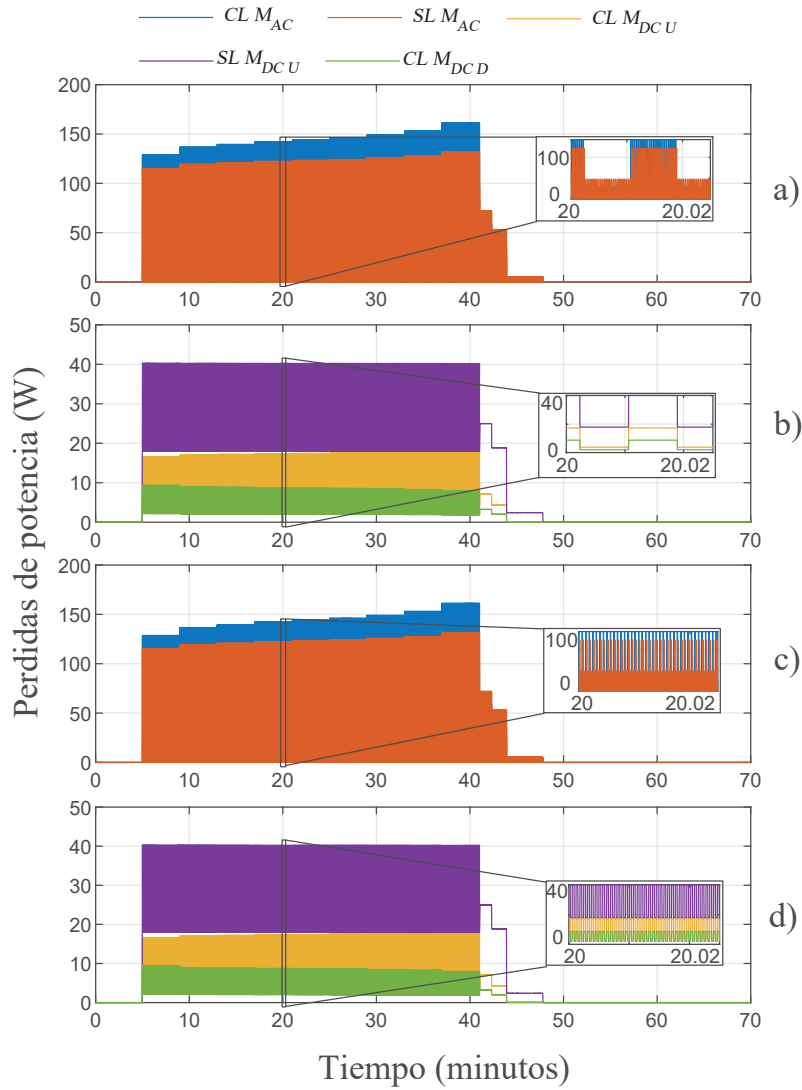


Figura 4.5: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en PC a 1Hz, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en PC a 1Hz, c) Pérdidas de los MOS AC en PC a 25Hz, d) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en PC a 25Hz.

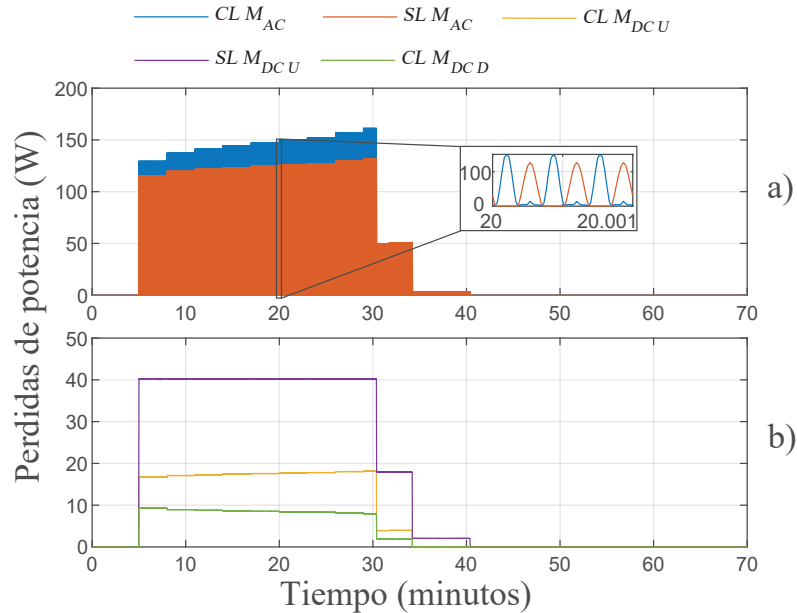


Figura 4.6: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas en los MOS AC en BC, b) Pérdidas en MOS DC UP y DOWN en BC.

4.1.2. Pérdidas de potencia en el convertidor de Tesla

De manera similar a la subsección anterior en la figura 4.7 se encuentra las pérdidas del perfil CC-CV, en la figura 4.8 del perfil MSCC, en la figura 4.9 del perfil PC y finalmente en la figura 4.10 se encuentran las pérdidas del perfil BC. A través de los gráficos es posible apreciar que esta topología trabaja con niveles de potencia menores comparado con el convertidor de la empresa de ABB, esto tiene un efecto directo en la magnitud de la temperatura a que el punto de juntura del MOSFET se ve expuesto. A diferencia del caso anterior se tiene que la evolución de las pérdidas en los perfiles CC-CV, MSCC a 3C y BC se diferencian mas entre ellas comparándolo con estos mismos perfiles trabajando a mayor potencia con la topología del Terra HP150.

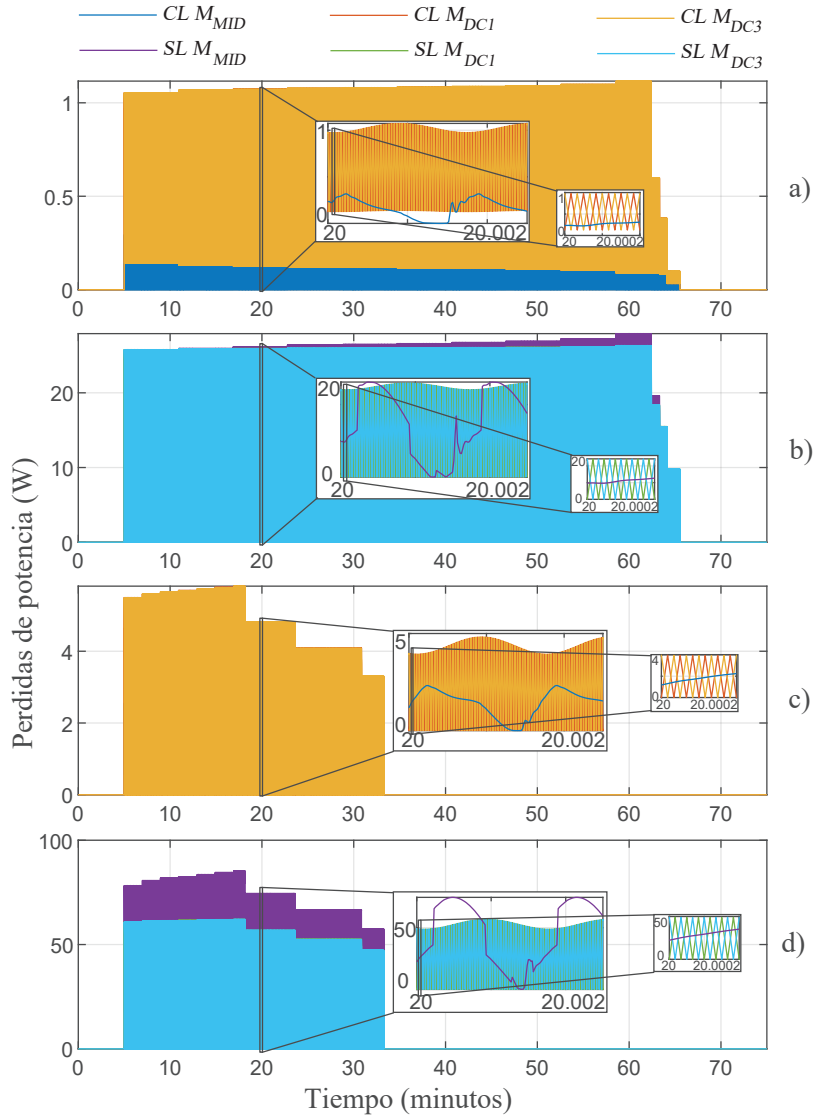


Figura 4.7: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en CC-CV a 1C, b) Pérdidas de conmutación en CC-CV a 1C, c) Pérdidas de conducción en CC-CV a 3C, d) Pérdidas de conmutación en CC-CV a 3C.

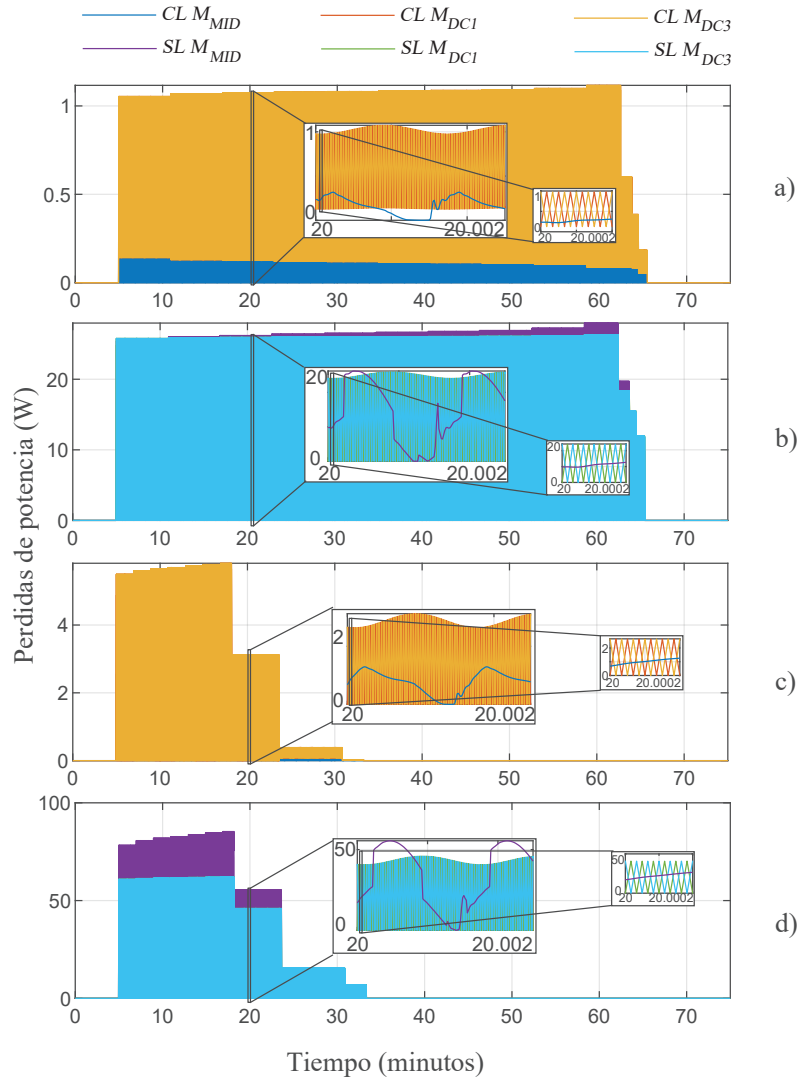


Figura 4.8: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en MSCC a 1C, b) Pérdidas de conmutación en MSCC a 1C, c) Pérdidas de conducción en MSCC a 3C, d) Pérdidas de conmutación en MSCC a 3C.

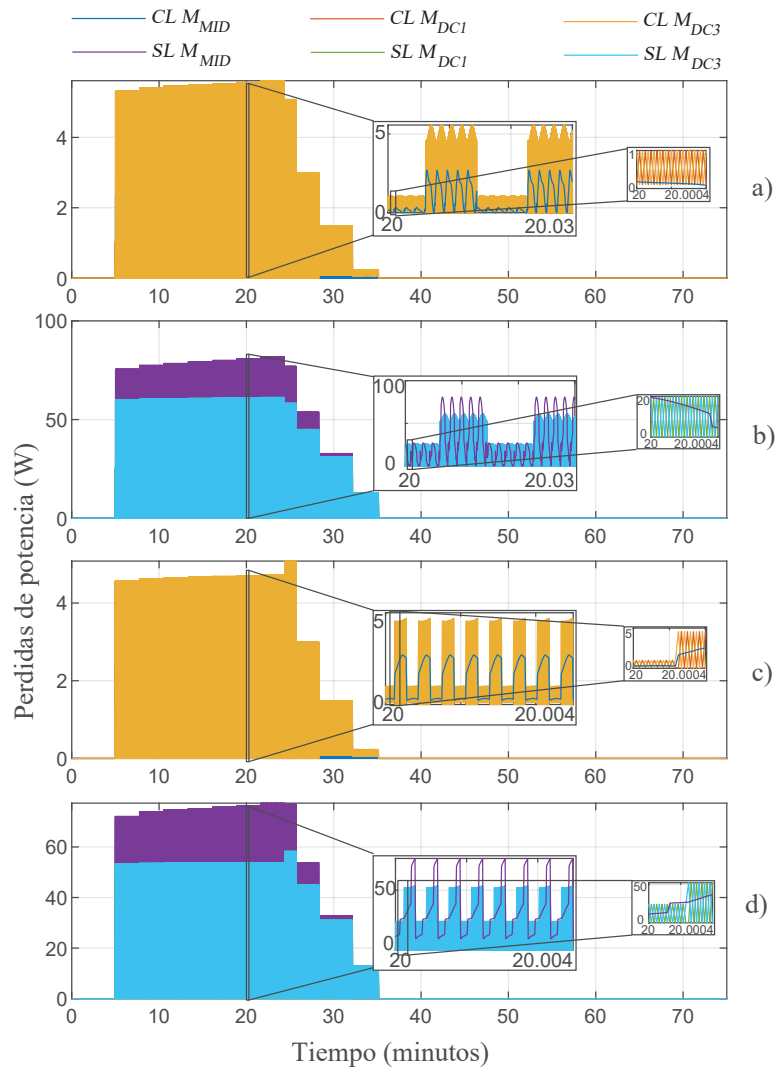


Figura 4.9: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en PC a 1 Hz, b) Pérdidas de conmutación en PC a 1 Hz, c) Pérdidas de conducción en PC a 25 Hz, d) Pérdidas de conmutación en PC a 25 Hz.

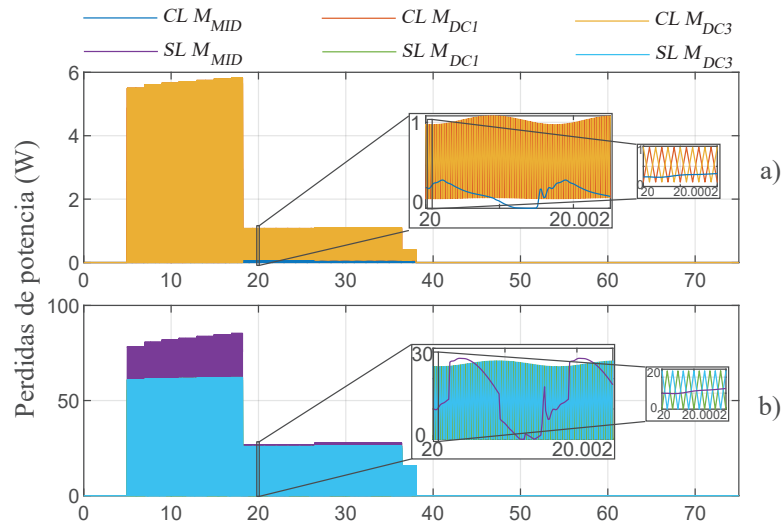


Figura 4.10: Pérdidas en potencia: a) Pérdidas de conducción en BC, b) Pérdidas de conmutación en BC.

4.2. Temperaturas

En esta sección se presenta la evolución temporal de las temperaturas en los semiconductores, en donde esta se va determinando según el porcentaje de carga de la batería y según diferentes perfiles de carga. Con estos datos es posible determinar el nivel de daño de los distintos componentes según como va variando la temperatura durante el ciclo de carga. Se presenta como primer caso la evolución temporal de la temperatura del convertidor de la empresa de ABB, el cual es mayor debido a los niveles de potencia que este procesa. Las notaciones, como en el caso de los datos de pérdidas de potencia, se ocupan tomando como referencia los MOSFET destacados en la figura 4.1, en primera instancia se tiene T_{jAC} que es la temperatura del punto de junta del MOSFET MOS AC, mientras que $T_{jDC\ UP}$ es en el caso de MOS DC UP y finalmente el $T_{jDC\ DOWN}$ es del MOS DC DOWN. Para el caso del convertidor de Tesla se tienen también 3 MOSFET analizados, se ocupan como referencia los destacados en la figura 4.2. El primero es el T_{jMID} , el cual es la temperatura del punto de junta del MOSFET del Boost PFC, mientras que T_{jDC1} es del MOS DC1 y T_{jDC3} es del MOS DC3.

4.2.1. Temperaturas durante el proceso de carga en el convertidor de ABB

En un primer caso se presentan las temperaturas del punto de junta del convertidor de ABB a una temperatura ambiental de 20°C , la figura 4.11 posee los perfiles CC-CV y MSCC con sus derivados, mientras que la figura 4.12 muestra el perfil PC y BC. Es posible apreciar el impacto que tiene el nivel de potencia a la que opera el convertidor con las temperaturas

a las que llega, en los casos de los perfiles CC-CV y MSCC se puede comparar cuando opera a 1C con los 2C ya que en el primer caso se llegan a los 36°C mientras que cuando opera al doble de corriente se llega a los 72°C en el caso del MOS AC. También se destaca la gran variación de temperatura que posee este ultimo MOSFET debido principalmente a la naturaleza de sus pérdidas de potencia, esto influye en gran medida al aumento del daño acumulado. En el caso del perfil PC se aprecia la gran impacto que tiene la frecuencia de los pulsos de corriente en la temperatura de los MOSFET dado que a 1 Hz la temperatura puede llegar a variar desde los 35°C a los 75°C en el caso de MOS AC, en el caso de los otros MOSFET analizado también existe esta forma de variación que no esta presente en los otros perfiles, lo cual aumenta el daño acumulado de los semiconductores. Cuando se opera

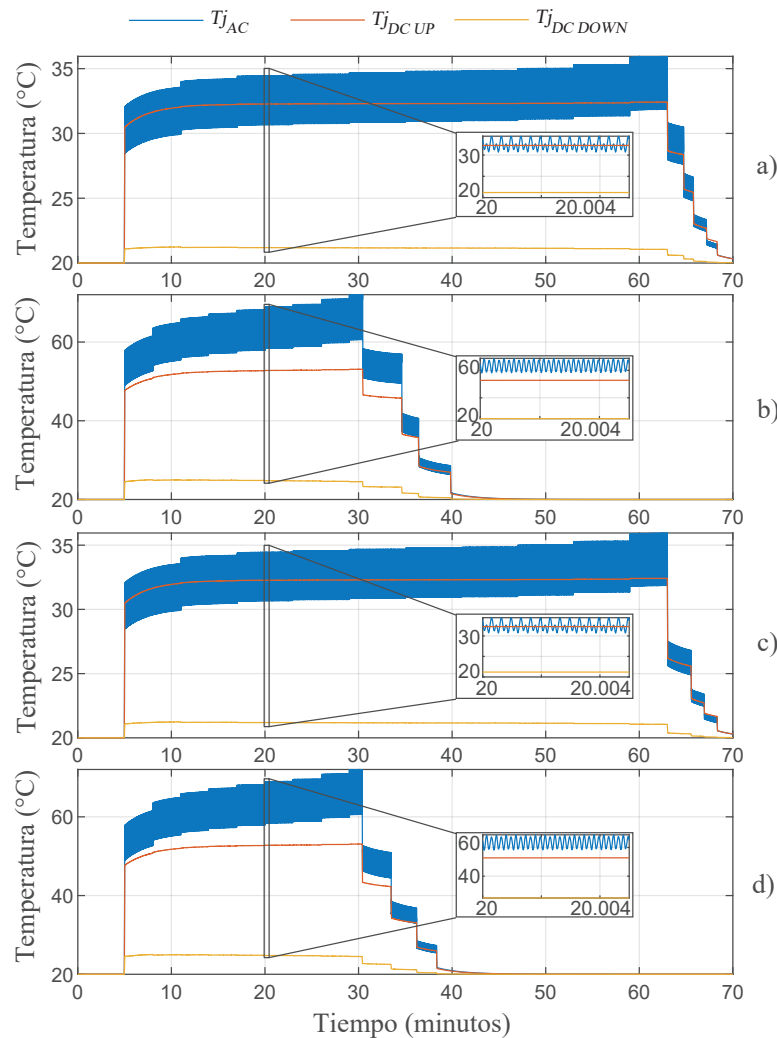


Figura 4.11: Temperaturas en el punto de junta de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) CC-CV a 1C, b) CC-CV a 2C, c) MSCC a 1C, d) MSCC a 2C.

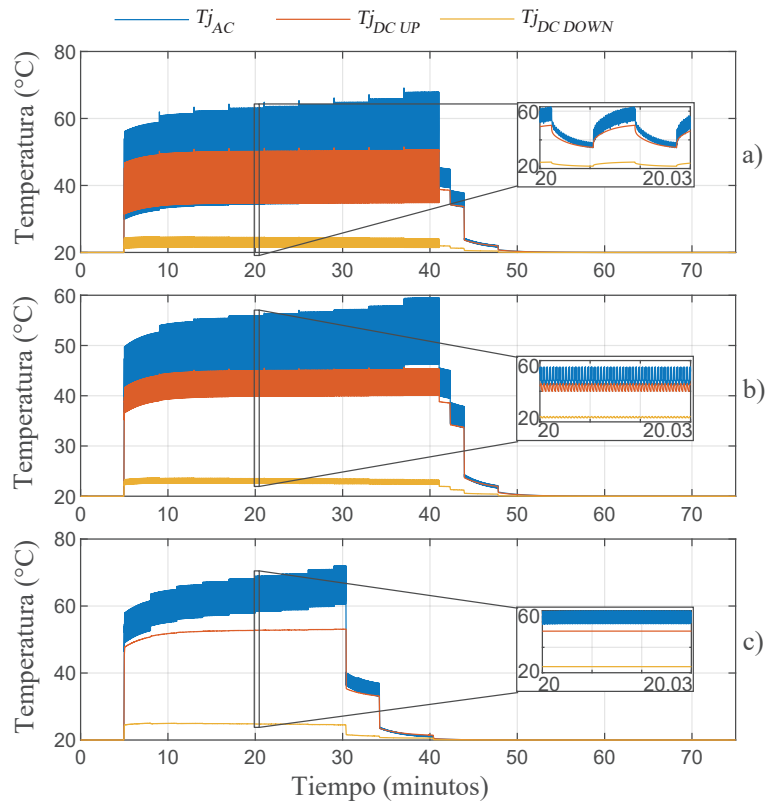


Figura 4.12: Temperaturas en el punto de junta de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) PC a 1Hz, b) PC a 25Hz, c) BC.

con pulsos de corrientes de 25 Hz la variación de temperatura es menor debido a la inercia térmica que presenta el disipador.

4.2.2. Temperaturas durante el proceso de caga en el convertidor de Tesla

Como en el caso anterior, se presentan las temperaturas del punto de junta de los MOSFET bajo los diferentes perfiles de carga, pero del convertidor de Tesla. En un primer caso se tiene la figura 4.13 en el que se presenta los perfiles CC-CV y MSCC, con sus derivados. En la figura 4.14 se presenta los perfiles BC y PC, este ultimo con sus dos frecuencias. En este caso las temperaturas a las que se llega son mucho menores comparado con el convertidor de la empresa de ABB, pero comparte ciertas similitudes. En los perfiles CC-CV y MSCC se aprecia el incremento de la temperatura cuando se opera con mayores corrientes, superando los 50°C. Cuando se trata del perfil PC se tiene un impacto bastante similar con el caso de ABB, cuando se opera a una frecuencia de 1 Hz la temperatura puede llegar a variar desde los 28°C a los 48°C en el caso del MOS MID, en los MOS DC1 y MOS DC3 también se presentan mayores variaciones de temperatura. Cuando la frecuencia del PC es de 25 Hz la variación de temperatura es menor dado a la inercia termica del disipador.

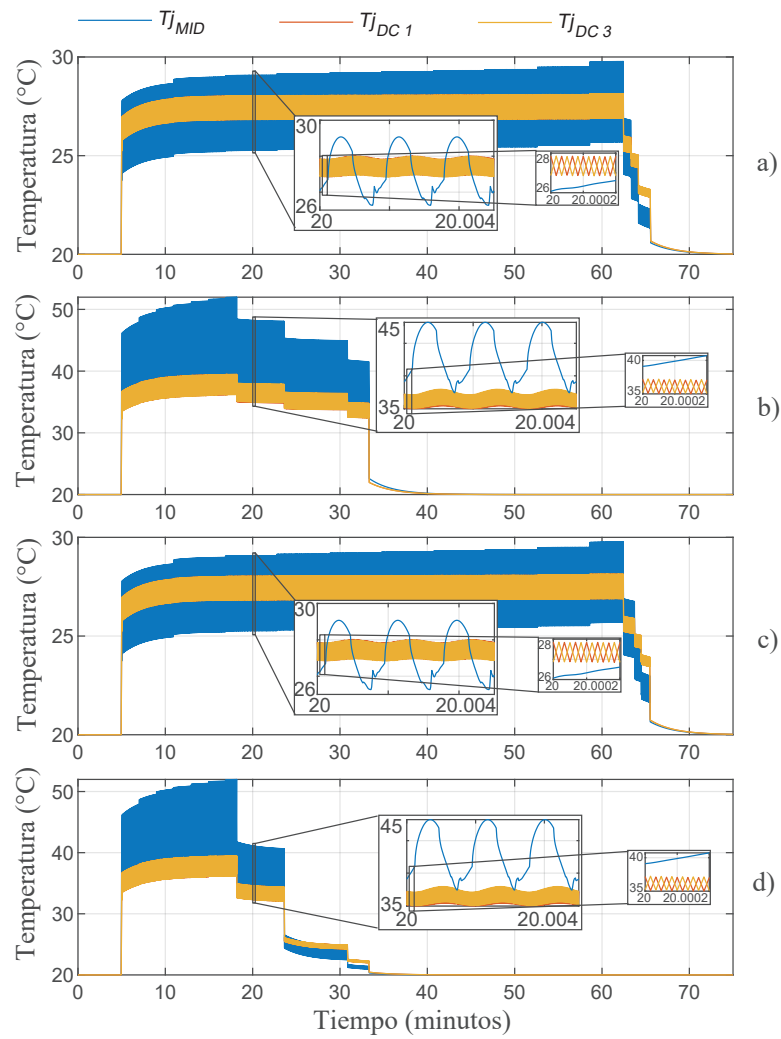


Figura 4.13: Temperaturas en el punto de junta de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) CC-CV a 1C, b) CC-CV a 3C, c) MSCC a 1C, d) MSCC a 3C.

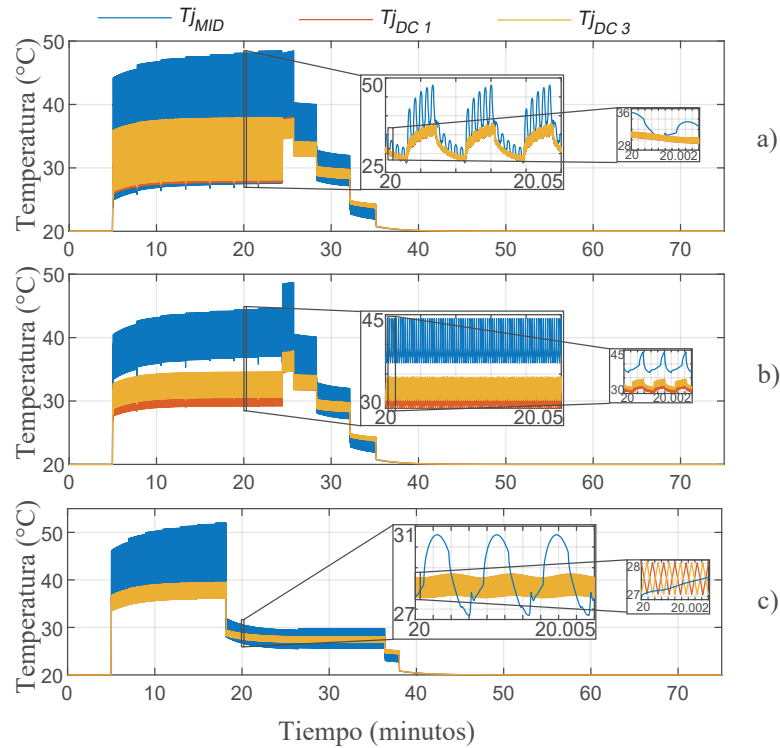


Figura 4.14: Temperaturas en el punto de junta de los MOSFET bajo los perfiles de carga estudiados: a) PC a 1Hz, b) PC a 25Hz, c) BC.

4.3. Daño acumulado

El daño acumulado se analiza para tres temperaturas ambientales mencionadas anteriormente: 10°C, 20°C y 30°C. En el primer caso, se muestran los cálculos del daño acumulado en el convertidor de ABB, seguido por el caso del convertidor de Tesla. Cabe destacar que las consideraciones se basan en el daño acumulado, asumiendo que el daño calculado corresponde al análisis térmico de un ciclo de carga, y este es multiplicado considerando cinco periodos de carga diarios durante dos años, es decir, 3650 ciclos de uso.

Para entender los resultados, primero se deben analizar los ciclos térmicos de cada convertidor. En el caso de ABB, este se ve muy afectado debido a las escalas de potencia que maneja, lo cual produce ciclos térmicos de mayor magnitud y, por ende, resultados en daño mucho mayores. Mientras que en el caso de Tesla, dado principalmente que posee 13 bloques en paralelo, las cantidades de potencia que maneja son mucho menores lo que provoca ciclos térmicos más reducidos. Esto genera una diferencia en los resultados en comparación con el convertidor de ABB.

Tabla 4.1: Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de ABB a 10°C.

Perfil de carga	MOS AC (%)	MOS DC UP (%)	MOS DC DOWN (%)
CC-CV 1C	$2,204 * 10^{-5}$	$2,077 * 10^{-8}$	$1,036 * 10^{-13}$
CC-CV 2C	$5,837 * 10^{-3}$	$5,183 * 10^{-6}$	$1,033 * 10^{-10}$
MSCC 1C	$2,203 * 10^{-5}$	$2,068 * 10^{-8}$	$1,032 * 10^{-13}$
MSCC 2C	$5,606 * 10^{-3}$	$5,133 * 10^{-6}$	$1,014 * 10^{-10}$
BC	$5,522 * 10^{-3}$	$5,062 * 10^{-6}$	$1,013 * 10^{-10}$
PC a 1 (Hz)	$1,750 * 10^{-2}$	$3,120 * 10^{-4}$	$2,470 * 10^{-8}$
PC a 25 (Hz)	$1,001 * 10^{-2}$	$5,251 * 10^{-5}$	$1,951 * 10^{-9}$

4.3.1. Daño acumulado del Convertidor de ABB

La temperatura ambiente tiene un gran impacto en el daño acumulado, se observa en la tabla 4.3, en donde se presenta el peor caso para una temperatura ambiental de 30°C. Esta posee una magnitud de daño acumulado significativamente mas grande comparado con los valores de las tablas 4.1 y 4.2 que representan temperaturas ambientales de 10° y 20°C respectivamente. El perfil de carga que produce mayor daño es el PC, específicamente el de 1 Hz. Esto se debe principalmente a la gran oscilación en los ciclos térmicos que provoca. También se deben destacar las similitudes entre CC-CV a 1C y MSCC a 1C, así como entre CC-CV a 2C y MSCC a 2C, debido a las similitudes en el proceso de carga hasta que se alcanza el voltaje objetivo, punto en el cual comienzan a aparecer diferencias entre estos perfiles.

Tabla 4.2: Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de ABB a 20°C.

Perfil de carga	MOS AC (%)	MOS DC UP (%)	MOS DC DOWN (%)
CC-CV 1C	$4,497 * 10^{-5}$	$4,172 * 10^{-8}$	$2,283 * 10^{-13}$
CC-CV 2C	$1,698 * 10^{-2}$	$1,038 * 10^{-5}$	$2,570 * 10^{-10}$
MSCC 1C	$4,495 * 10^{-5}$	$4,155 * 10^{-8}$	$2,277 * 10^{-13}$
MSCC 2C	$1,648 * 10^{-2}$	$1,019 * 10^{-5}$	$2,517 * 10^{-10}$
BC	$1,630 * 10^{-2}$	$1,003 * 10^{-5}$	$2,510 * 10^{-10}$
PC a 1 (Hz)	$3,908 * 10^{-2}$	$7,372 * 10^{-4}$	$6,644 * 10^{-8}$
PC a 25 (Hz)	$1,749 * 10^{-2}$	$1,311 * 10^{-4}$	$4,762 * 10^{-9}$

Tabla 4.3: Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de ABB a 30°C.

Perfil de carga	MOS AC (%)	MOS DC UP (%)	MOS DC DOWN (%)
CC-CV 1C	$8,733 * 10^{-5}$	$8,305 * 10^{-8}$	$5,529 * 10^{-13}$
CC-CV 2C	$4,442 * 10^{-2}$	$2,022 * 10^{-5}$	$6,155 * 10^{-10}$
MSCC 1C	$8,729 * 10^{-5}$	$8,269 * 10^{-8}$	$5,515 * 10^{-13}$
MSCC 2C	$4,340 * 10^{-2}$	$1,980 * 10^{-5}$	$6,057 * 10^{-10}$
BC	$4,301 * 10^{-2}$	$1,950 * 10^{-5}$	$6,155 * 10^{-10}$
PC a 1 (Hz)	$8,696 * 10^{-2}$	$1,417 * 10^{-3}$	$1,563 * 10^{-7}$
PC a 25 (Hz)	$3,187 * 10^{-2}$	$3,529 * 10^{-4}$	$1,121 * 10^{-8}$

4.3.2. Daño acumulado del Convertidor de Tesla

En el caso del convertidor del Supercharger V2 se observa un menor impacto en los ciclos térmicos, lo que genera un menor impacto en el cálculo del daño en el convertidor. De manera similar al convertidor anterior, la temperatura ambiental tiene un impacto significativo respecto al daño acumulado siendo los valores de la tabla 4.6, que posee una temperatura ambiente de 30°C, mayores que los de las tablas 4.4 y 4.5 que poseen temperaturas ambientales de 10°C y 20°C respectivamente. También se destaca el impacto del uso de mayores corrientes en la vida útil, donde el perfil más dañino es el CC-CV a 3C y el PC a 1 Hz, a pesar de que este último utiliza una corriente promedio menor, lo cual muestra que produce

Tabla 4.4: Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de Tesla a 10°C.

Perfil de carga	MOS MID (%)	MOS DC1 (%)	MOS DC3 (%)
CC-CV 1C	$2,630 * 10^{-6}$	$3,902 * 10^{-7}$	$3,935 * 10^{-7}$
CC-CV 3C	$7,020 * 10^{-4}$	$2,531 * 10^{-5}$	$2,543 * 10^{-5}$
MSCC 1C	$2,632 * 10^{-6}$	$3,902 * 10^{-7}$	$3,935 * 10^{-7}$
MSCC 3C	$4,075 * 10^{-4}$	$1,403 * 10^{-5}$	$1,403 * 10^{-5}$
BC	$3,909 * 10^{-4}$	$1,395 * 10^{-5}$	$1,395 * 10^{-5}$
PC a 1 (Hz)	$9,791 * 10^{-4}$	$2,174 * 10^{-5}$	$2,185 * 10^{-5}$
PC a 25 (Hz)	$1,489 * 10^{-4}$	$1,152 * 10^{-5}$	$1,312 * 10^{-5}$

Tabla 4.5: Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de Tesla a 20°C.

Perfil de carga	MOS MID (%)	MOS DC1 (%)	MOS DC3 (%)
CC-CV 1C	$5,047 * 10^{-6}$	$7,927 * 10^{-7}$	$7,924 * 10^{-7}$
CC-CV 3C	$1,280 * 10^{-3}$	$4,823 * 10^{-5}$	$4,821 * 10^{-5}$
MSCC 1C	$5,050 * 10^{-6}$	$7,927 * 10^{-7}$	$7,924 * 10^{-7}$
MSCC 3C	$7,404 * 10^{-4}$	$2,686 * 10^{-5}$	$2,691 * 10^{-5}$
BC	$7,099 * 10^{-4}$	$2,670 * 10^{-5}$	$2,675 * 10^{-5}$
PC a 1 (Hz)	$1,820 * 10^{-3}$	$4,290 * 10^{-5}$	$4,292 * 10^{-5}$
PC a 25 (Hz)	$2,744 * 10^{-4}$	$2,259 * 10^{-5}$	$2,565 * 10^{-5}$

un mayor daño en comparación a las corrientes que emplea.

En este caso, dado principalmente a la forma de construcción de la evolución de las pérdidas, el daño acumulado entre los perfiles CC-CV, MSCC a 3C y BC son ligeramente diferentes a diferencia del convertidor de la empresa de ABB. El perfil BC posee el menor daño debido a que al alternar a una corriente de 1C después de llegar a los 400V y mantenerla hasta cargar la batería produce una menor variación de temperatura, a diferencia de los perfiles CC-CV y MSCC que poseen corrientes que van variando en su última etapa de carga.

Tabla 4.6: Daño acumulado de los MOSFET del convertidor de Tesla a 30°C.

Perfil de carga	MOS MID (%)	MOS DC1 (%)	MOS DC3 (%)
CC-CV 1C	$9,308 * 10^{-6}$	$1,501 * 10^{-6}$	$1,502 * 10^{-6}$
CC-CV 3C	$2,269 * 10^{-3}$	$8,689 * 10^{-5}$	$8,688 * 10^{-5}$
MSCC 1C	$9,314 * 10^{-6}$	$1,501 * 10^{-6}$	$1,502 * 10^{-6}$
MSCC 3C	$1,307 * 10^{-3}$	$4,883 * 10^{-5}$	$4,877 * 10^{-5}$
BC	$1,252 * 10^{-3}$	$4,854 * 10^{-5}$	$4,848 * 10^{-5}$
PC a 1 (Hz)	$3,262 * 10^{-3}$	$7,785 * 10^{-5}$	$7,813 * 10^{-5}$
PC a 25 (Hz)	$4,873 * 10^{-4}$	$4,139 * 10^{-5}$	$4,710 * 10^{-5}$

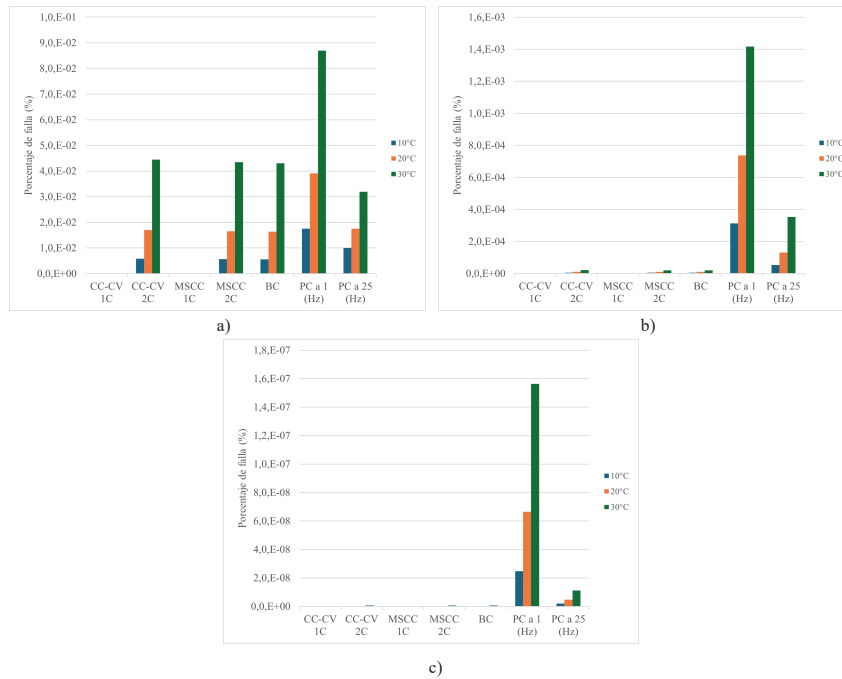


Figura 4.15: Daño acumulado a distintas temperaturas ambientales en el convertidor de ABB: a) MOS AC, b) MOS DC UP, c) MOS DC DOWN.

4.3.3. Gráficos del daño acumulado

Existe una clara tendencia en cuanto al impacto de la temperatura ambiente a la confiabilidad de los MOSFET, ya que en todos los semiconductores el daño acumulado aumenta en cuanto mayor es esta. En el convertidor de la empresa ABB, ilustrado en la figura 4.15, se observa como el perfil PC, específicamente a 1 Hz, genera el mayor daño acumulado. Esto se debe en gran medida a la gran oscilación térmica que este perfil produce en el punto de juntura de los MOSFET, y que va deteriorando el material. También se aprecia la diferencia de los ordenes de magnitud que tiene el daño acumulado de MOS AC comparado con los otros dos semiconductores, esto debido a que la temperatura del punto de juntura de este semiconductor posee oscilaciones independiente del perfil de carga en que se emplea. En el caso de Tesla, ilustrado en la figura 4.16, los niveles de daño acumulado son mucho menores, esto debido principalmente a los niveles de potencia que este convertidor procesa. Bajo esta topología el perfil PC produce mayor daño en solo un MOSFET. Los niveles de potencia con que opera el convertidor tiene un gran impacto en el daño acumulado producido, esto se aprecia comparando los perfiles CC-CV y MSCC con sus dos variantes de corrientes.

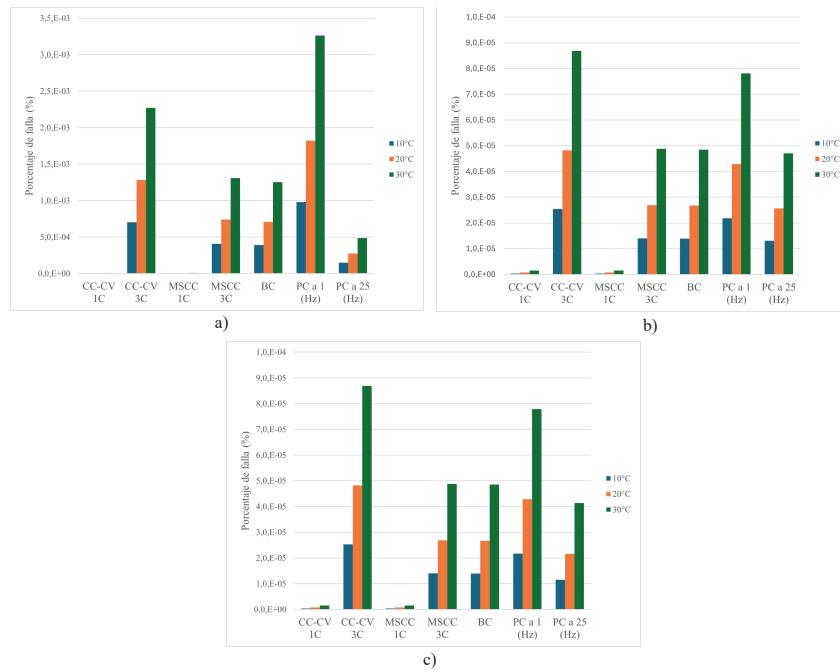


Figura 4.16: Daño acumulado a distintas temperaturas ambientales en el convertidor de Tesla: a) MOS MID, b) MOS DC1, c) MOS DC3.

CONCLUSIONES

EN este trabajo se analiza el impacto en la confiabilidad que tienen diferentes perfiles de carga en los MOSFET de dos convertidores comerciales de dos empresas distintas: Terra HP150 de la empresa ABB y Supercharger V2 de la empresa Tesla. Estas configuraciones logran representar la gran variedad de topologías presentes actualmente, las cuales se emplean a través de simulaciones. Para este proyecto se utiliza cuatro principales perfiles de carga: CC-CV, MSCC, BC y PC. Las cuales poseen variantes de corriente y frecuencia.

De los resultados de la tesis se desprende que el perfil de carga que produce mas daño en los semiconductores es el PC a 1 Hz, esto debido a que es el que produce mayor oscilaciones térmicas y genera un mayor estrés mecánico en el punto de juntura del MOSFET. Habiendo una excepción en el caso del convertidor de Tesla, en donde el el daño acumulado en MOS DC1 y MOS DC3 es bastante similar entre CC-CV a 3C y el PC a 1 Hz a pesar que este último perfil opera con una corriente promedio menor que el CC-CV. Además se observa que el nivel de potencia con que opera el convertidor tiene un gran impacto en la confiabilidad independiente del tipo de topología que se emplea, esto se aprecia cuando se compara el daño acumulado en los perfiles CC-CV y MSCC. Cuando se opera a menor corriente, es decir 1C, se tienen los menores índices de daño acumulado mientras que cuando se opera a 2C y 3C el nivel de daño es mucho mayor. Por tanto se establece que los perfiles que son mejores en cuanto a confiabilidad son CC-CV y MSCC cuando operan a 1C.

La topología puede producir diferentes resultados bajo diferentes perfiles de carga, en el caso del convertidor de la empresa de ABB la tendencia es que el perfil PC a 1 Hz produce mayor daño acumulado en todos los MOSFET analizados, mientras que en el caso del convertidor de la empresa de Tesla dos de los MOSFET analizados no siguen esta tendencia. Cuando se trata del perfil PC a 25 Hz en el convertidor de ABB es el segundo perfil con mayores índices de daño acumulado para todos los MOSFET analizados, mientras que para el convertidor de la empresa de Tesla posee un índice de daño bastante similar a los otros

perfiles que operan a 3C, incluso siendo el tercero con mejor desempeño en cuanto a confiabilidad en el caso de MOS MID.

Finalmente se concluye que existen perfiles de carga que son propensos a producir fallas en los semiconductores de un convertidor, sin embargo, no es el único factor a considerar ya que los niveles de corriente que se emplea también posee un impacto significativo.

Trabajos futuros

- Se establece la posibilidad de calcular el daño en los semiconductores mediante el análisis de los ciclos de carga; sin embargo, este análisis se ha realizado utilizando una extrapolación simplificada basada en un solo ciclo de carga. Para obtener un cálculo más realista, es posible introducir variables aleatorias, como el momento del día en que se efectúa la carga, junto con la temperatura ambiente en ese momento, y la variabilidad de los diferentes perfiles de carga a lo largo del día.
 - Asimismo, es posible realizar el análisis propuesto en este trabajo utilizando diferentes convertidores, los cuales poseen características distintas y podrían emplear distintos tipos o modelos de semiconductores. Esto podría suponer resultados diferentes en cuanto a la durabilidad de la estación de carga.
 - Para el cálculo de daño, se emplea un mecanismo que considera únicamente las diferencias de temperatura. Sin embargo, es posible utilizar otros modelos que tengan en cuenta también los intervalos de tiempo. Como trabajo futuro, se podría explorar la aplicación de distintos mecanismos de cálculo de daño para comparar diferentes perspectivas y obtener un análisis más completo.
 - Finalmente se propone realizar una validación experimental de todo el estudio realizado para verificar los resultados y tendencias propuestas en las simulaciones.
-

BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. Rivera, S. Kouro, S. Vazquez, S. M. Goetz, R. Lizana, and E. Romero-Cadaval, “Electric vehicle charging infrastructure: From grid to battery,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 37–51, Jun. 2021.
- [2] S. Rivera, S. M. Goetz, S. Kouro, P. W. Lehn, M. Pathmanathan, P. Bauer, and R. A. Mastromauro, “Charging infrastructure and grid integration for electromobility,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 111, no. 4, pp. 371–396, 2023.
- [3] S. S. Shah and S. Bhattacharya, “Reliability oriented design of dual active bridge converter for power supply on heavy-vehicles,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, Sep. 2018.
- [4] L. C. Stokes and H. L. Breetz, “Politics in the us energy transition: Case studies of solar, wind, biofuels and electric vehicles policy,” *Energy Policy*, vol. 113, pp. 76–86, 2018.
- [5] A. Soret, M. Guevara, and J. Baldasano, “The potential impacts of electric vehicles on air quality in the urban areas of barcelona and madrid (spain),” *Atmospheric Environment*, vol. 99, pp. 51–63, Dec. 2014.
- [6] *IEA (2023), Global EV Outlook 2023, IEA, Paris <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023>, Licence: CC BY 4.0.*
- [7] A. Tomaszewska, Z. Chu, X. Feng, S. O’Kane, X. Liu, J. Chen, C. Ji, E. Endler, R. Li, L. Liu, Y. Li, S. Zheng, S. Vetterlein, M. Gao, J. Du, M. Parkes, M. Ouyang, M. Marinescu, G. Offer, and B. Wu, “Lithium-ion battery fast charging: A review,” *eTransportation*, vol. 1, p. 100011, Aug. 2019.
- [8] Z. Guo, B. Y. Liaw, X. Qiu, L. Gao, and C. Zhang, “Optimal charging method for lithium ion batteries using a universal voltage protocol accommodating aging,” *Journal of Power Sources*, vol. 274, pp. 957–964, Jan. 2015.
- [9] P. Keil and A. Jossen, “Charging protocols for lithium-ion batteries and their impact on cycle life—an experimental study with different 18650 high-power cells,” *Journal of Energy Storage*, vol. 6, pp. 125–141, May 2016.

- [10] D. Zhou, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Mission profile based system-level reliability analysis of dc/dc converters for a backup power application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 8030–8039, Sep. 2018.
- [11] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, 2013.
- [12] S. Foti, A. Testa, T. Scimone, S. de Caro, G. Scelba, and L. Tornello, "An integrated battery charger for ev applications based on an open end winding multilevel converter configuration," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*. IEEE, Sep. 2019.
- [13] T. Ericson, N. Hingorani, and Y. Khersonsky, "Pebb - power electronics building blocks from concept to reality," in *2006 Record of Conference Papers - IEEE Industry Applications Society 53rd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*. IEEE, Sep. 2006.
- [14] L. L. Petersen, "A history of silicon carbide (sic) wide bandgap (wbg) advancement through power electronic building blocks (pebb) and implications for the future," in *2023 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2023, pp. 362–368.
- [15] Y. Xu, C. Zhang, C. Gao, J. Wang, R. Burgos, D. Boroyevich, and M. Ren, "Insulation online monitoring for critical components inside sic based medium voltage converter prototype," in *2019 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2019, pp. 484–491.
- [16] F. Kardan, A. Shekhar, and P. Bauer, "Quantitative comparison of the empirical lifetime models for power electronic devices in ev fast charging application," in *2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*. IEEE, May 2023.
- [17] J. Falck, C. Felgemacher, A. Rojko, M. Liserre, and P. Zacharias, "Reliability of power electronic systems: An industry perspective," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 12, no. 2, pp. 24–35, Jun. 2018.
- [18] L. Schirinzi, G. Coppola, and C. B. Munoz, "Investment assessment over fast and ultra-fast ev charging stations with embedded electricity storage systems," in *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. IEEE, Jul. 2019.
- [19] F. C. Arsandi, M. Z. Efendi, and F. D. Murdianto, "Constant current constant voltage for precise lithium-ion battery charging," in *2022 International Electronics Symposium (IES)*. IEEE, Aug. 2022.
- [20] P. Notten, J. O. h. Veld, and J. v. Beek, "Boostcharging li-ion batteries: A challenging new charging concept," *Journal of Power Sources*, vol. 145, no. 1, pp. 89–94, Jul. 2005.
- [21] M. U. Tahir, A. Sangwongwanich, D.-I. Stroe, and F. Blaabjerg, "The effect of multi-stage constant current charging on lithium-ion battery's performance," in *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. IEEE, Jun. 2023.
-

- [22] Y. T. Jeong, H. R. Shin, J. Lee, M.-H. Ryu, S. Choi, H. Kim, K.-N. Jung, and J.-W. Lee, "Insight into pulse-charging for lithium plating-free fast-charging lithium-ion batteries," *Electrochimica Acta*, vol. 462, p. 142761, Sep. 2023.
- [23] Y.-S. Chen, K.-H. Chien, T. Hung, B. Pei, and C.-C. Wang, "Effect of heat spreading on the performance of heat sink via vapor chamber," in *International Heat Transfer Conference 13*. Begel House Inc., 2006.
- [24] K. Murthy and R. Bedford, "Transformation between foster and cauer equivalent networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 238–239, 1978.
- [25] X. Hu, S. Lin, S. Stanton, and W. Lian, "A foster network thermal model for hev/ev battery modeling," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1692–1699, 2011.
- [26] J. Davidson, D. Stone, and M. Foster, "Required cauer network order for modelling of thermal transfer impedance," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 4, pp. 260–262, 2014.
- [27] W. Lai, Z. Wang, M. Chen, H. Xia, D. Luo, Y. Wei, B. Gao, and Y. Chen, "Reliability evaluation of igbt modules in wind power converter considering the effects of different failure sites," in *2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*. IEEE, Dec. 2020.
- [28] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, and M.-H. Poech, "Fast power cycling test of igbt modules in traction application," in *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, ser. PEDS-97. IEEE, 1997.
- [29] L. Zhang, X. Yuan, X. Wu, C. Shi, J. Zhang, and Y. Zhang, "Performance evaluation of high-power sic mosfet modules in comparison to si igbt modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1181–1196, Feb. 2019.
- [30] D. A. Gajewski, B. Hull, D. J. Lichtenwalner, S.-H. Ryu, E. Bonelli, H. Mustain, G. Wang, S. T. Allen, and J. W. Palmour, "Sic power device reliability," in *2016 IEEE International Integrated Reliability Workshop (IIRW)*. IEEE, 2016.
- [31] F. SEVİLMİŞ and H. KARACA, "Performance analysis of srf-pll and ddsrf-pll algorithms for grid interactive inverters," *International Advanced Researches and Engineering Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 116–122, Aug. 2019.
- [32] L. Saw, K. Somasundaram, Y. Ye, and A. Tay, "Electro-thermal analysis of lithium iron phosphate battery for electric vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 249, pp. 231–238, Mar. 2014.
-