



# GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

Aplicación de Dispositivos  
Semiconductor de Carburo de  
Silicio en Convertidores de  
Electrónica de Potencia Multi-  
MW

Autor: Santiago Fernández Taboada

Director: Álvaro Mayor Miguel

Madrid

1 de julio de 2025

---

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título  
Aplicación de Dispositivos Semiconductor de Carburo de Silicio en Convertidores de  
Electrónica de Potencia Multi-MW

en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el  
curso académico 2024/25 es de mi autoría, original e inédito y  
no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos.

El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido  
tomada de otros documentos está debidamente referenciada.



Fdo.: Santiago Fernández Taboada

Fecha: 30/ 06/ 2025

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO



ALVAR MAYOR MIGUEL  
89028910F

Fdo.: Álvaro Mayor Miguel Fecha: 30/ 06/ 2025



# GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

Aplicación de Dispositivos  
Semiconductor de Carburo de  
Silicio en Convertidores de  
Electrónica de Potencia Multi-  
MW

Autor: Santiago Fernández Taboada

Director: Álvaro Mayor Miguel

Madrid

1 de julio de 2025

---

---

## **Agradecimientos**

A mis padres, a Álvaro Mayor y Fernando Vázquez-Prada por su guía y ayuda estos meses.

---

# APLICACIÓN DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTOR DE CARBURO DE SILICIO EN CONVERTIDORES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA MULTI-MW

Autor: Fernández Taboada, Santiago.

Director: Álvaro Mayor, Miguel.

Entidad Colaboradora: Norvento TECHnPower

## RESUMEN DEL PROYECTO

Este trabajo evalúa la viabilidad técnica y económica de sustituir módulos IGBT de silicio por MOSFET de carburo de silicio (SiC) en convertidores trifásicos industriales Multi-MW. Se emplea una herramienta de simulación en Excel para modelar las pérdidas eléctricas y térmicas. Los resultados confirman que la tecnología SiC mejora significativamente la eficiencia, permite aumentar la densidad de potencia y el coste global por unidad de potencia entregada se acerca al de la tecnología Si a día de hoy.

**Palabras clave:** Electrónica de potencia, silicio, carburo de silicio, convertidores Multi-MW, semiconductores de potencia, MOSFET, IGBT.

### 1. Introducción

La transición energética y la electrificación de sectores industriales requieren soluciones de conversión de potencia más eficientes, compactas y sostenibles. En este contexto, los convertidores basados en semiconductores de silicio (Si) presentan limitaciones térmicas y de conmutación que comprometen su rendimiento en aplicaciones de alta exigencia. El carburo de silicio (SiC), como semiconductor de banda prohibida ancha, ofrece ventajas clave: mayor velocidad de conmutación, menor resistencia de conducción y mejor comportamiento térmico.

Este trabajo se centra en evaluar el impacto de sustituir módulos IGBT de Si por MOSFET de SiC en convertidores trifásicos industriales de gran potencia, tomando como caso de estudio el convertidor nXL de 8,84 MVA desarrollado por Norvento TECHnPower.

---

## 2. Definición del proyecto

El objetivo principal del proyecto es analizar la viabilidad técnica y económica de migrar de tecnología basada en IGBT de Si a MOSFET de SiC en un convertidor real Multi-MW. Para ello, se realiza un análisis detallado del comportamiento térmico y de las pérdidas de ambos tipos de módulos bajo diferentes condiciones de carga y conmutación.

Se definen cuatro escenarios de operación para la versión SiC:

- Incremento de frecuencia de conmutación.
- Aumento de corriente sin modificar frecuencia.
- Reducir refrigeración manteniendo frecuencia y corriente
- Aumento de frecuencia y corriente para maximizar potencia, conservando refrigeración.

El estudio contempla también los efectos sobre el sistema de refrigeración, el diseño del filtro de salida y el impacto en el coste total del convertidor.

## 3. Descripción del modelo

El sistema analizado es un convertidor trifásico modular compuesto por dos bloques de 4,42 MVA conectados en paralelo. Cada bloque incluye tres fases, formadas por módulos semiconductores en configuración de puente completo. En la versión original, los módulos IGBT utilizados son del tipo 2MBI1200XZF230-50 de Fuji Electric. En la versión SiC se propone utilizar el MOSFET 2CI1200HZF230-50.

Para el análisis, se ha desarrollado una hoja de cálculo avanzada en Excel que simula un ciclo completo de 50 Hz (20 ms), discretizado en 10.000 instantes temporales. Esta herramienta permite calcular las pérdidas por conducción y conmutación de cada semiconductor, así como su temperatura, utilizando datos extraídos de las hojas de características. Los resultados térmicos se modelan mediante un sistema de resistencias térmicas serie ( $R_{thJC}$  y  $R_{thCS}$ ).

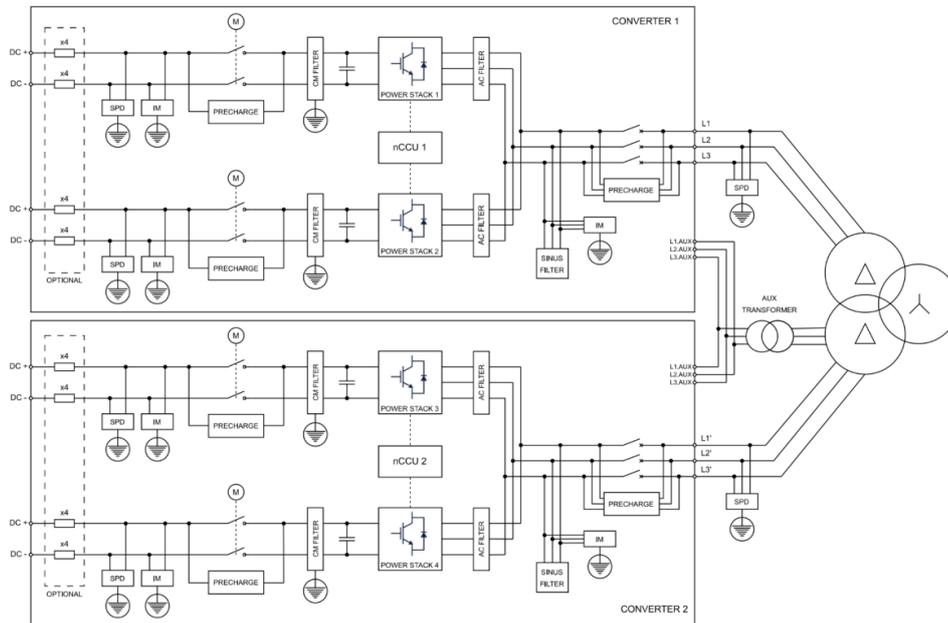


Figura 1. Esquema de bloques del convertidor nXL y disposición de módulos de potencia [1]

#### 4. Resultados

- Los resultados muestran una ventaja clara en el uso de SiC en todos los escenarios evaluados a nivel de eficiencia.
- Las pérdidas totales se reducen hasta en un 45 %, incluso a frecuencias de conmutación superiores a 10 kHz.
- La temperatura máxima de unión permanece por debajo de 100 °C en condiciones donde el IGBT superaría los 125 °C.
- El uso de SiC permite operar con frecuencias más altas sin incrementar la exigencia térmica, lo que posibilita el uso de filtros de menor tamaño y coste (hasta 75 % de reducción en el coste del filtro de salida).
- Se puede aumentar la corriente RMS de salida manteniendo el sistema térmico original, logrando una potencia aparente máxima de 15,88 MVA.
- El coste unitario del módulo SiC es tres veces mayor, pero el coste €/kW total del sistema es solo ligeramente superior gracias al incremento de potencia y la reducción en componentes pasivos, siendo ya competitivo en el mercado.

		T <sub>j</sub>		T <sub>c</sub>		T <sub>s</sub>	
Device	IGBT	132,78	141,07	110,25	118,54	96,49	104,78
	Diode	123,96	132,26	110,25	118,54	96,49	104,78

---

	Tj		Tc		Ts	
MOSFET	92,56	95,06	80,95	83,44	70,97	73,46

Figura 2. Resultados de simulación térmica y pérdidas comparadas para IGBT de Si y el MOSFET de SiC para  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$ ,  $i_a^{RMS} = 500 \text{ A}$ .

## 5. Conclusiones

Se concluye que la implementación de módulos MOSFET de SiC en convertidores de potencia Multi-MW es técnicamente viable y económicamente competitiva. La tecnología SiC permite reducir pérdidas, simplificar el sistema térmico, disminuir el volumen del convertidor y aumentar la densidad de potencia.

Aunque el coste inicial del semiconductor es mayor, el coste total por kW entregado es similar, lo que justifica su adopción en entornos donde la eficiencia, el volumen del equipo y la fiabilidad sean prioritarias, como plantas renovables, almacenamiento, tracción o hidrógeno.

Además, la herramienta desarrollada en Excel constituye una aportación técnica útil para diseñadores de convertidores, permitiendo simular y dimensionar sistemas con alto nivel de detalle y precisión.

## 6. Referencias

[1] Departamento de Electrónica de Potencia, *Material gráfico del Convertidor nXL*, Norvento TEChnPOWER, Madrid, España, sólo accesible para uso interno, 2025.

[2] International Energy Agency, “New semiconductor materials will deliver significant energy savings,” *IEA*, Jun. 10, 2022. [En línea]. Disponible:

<https://www.iea.org/articles/new-semiconductor-materials-will-deliver-significant-energy-savings>. [Accedido: 6-jun-2025].

---

# IMPLEMENTATION OF SILICON CARBIDE POWER SEMICONDUCTOR DEVICES IN MULTI-MEGAWATT POWER CONVERSION SYSTEMS

Author: Fernández Taboada, Santiago.

Supervisor: Mayor Miguel, Álvaro.

Collaborating Entity: Norvento TECHnPower

## ABSTRACT

This project evaluates the technical and economic feasibility of replacing silicon IGBT modules with silicon carbide (SiC) MOSFETs in industrial multi-megawatt three-phase converters. An Excel-based simulation tool is used to model electrical and thermal losses. The results confirm that SiC technology significantly improves efficiency, increases power density, and brings the total cost per unit of delivered power closer to that of silicon-based technology today.

**Keywords:** Power electronics, silicon, silicon carbide, multi-megawatt converters, power semiconductors, MOSFET, IGBT.

## 1. Introduction

The energy transition and the electrification of industrial sectors require more efficient, compact, and sustainable power conversion solutions. In this context, converters based on silicon (Si) semiconductors face thermal and switching limitations that hinder their performance in demanding applications. Silicon carbide (SiC), as a wide bandgap semiconductor, offers key advantages: higher switching speed, lower conduction resistance, and improved thermal performance.

This work focuses on evaluating the impact of replacing Si IGBT modules with SiC MOSFETs in high-power industrial three-phase converters, using as a case study the 8.84 MVA nXL converter developed by Norvento TECHnPower.

---

## **2. Project Definition**

The main goal of the project is to analyze the technical and economic viability of migrating from Si IGBT-based technology to SiC MOSFETs in a real Multi-MW converter. A detailed analysis is conducted on the thermal behavior and losses of both types of modules under various load and switching conditions.

Four operating scenarios are defined for the SiC version:

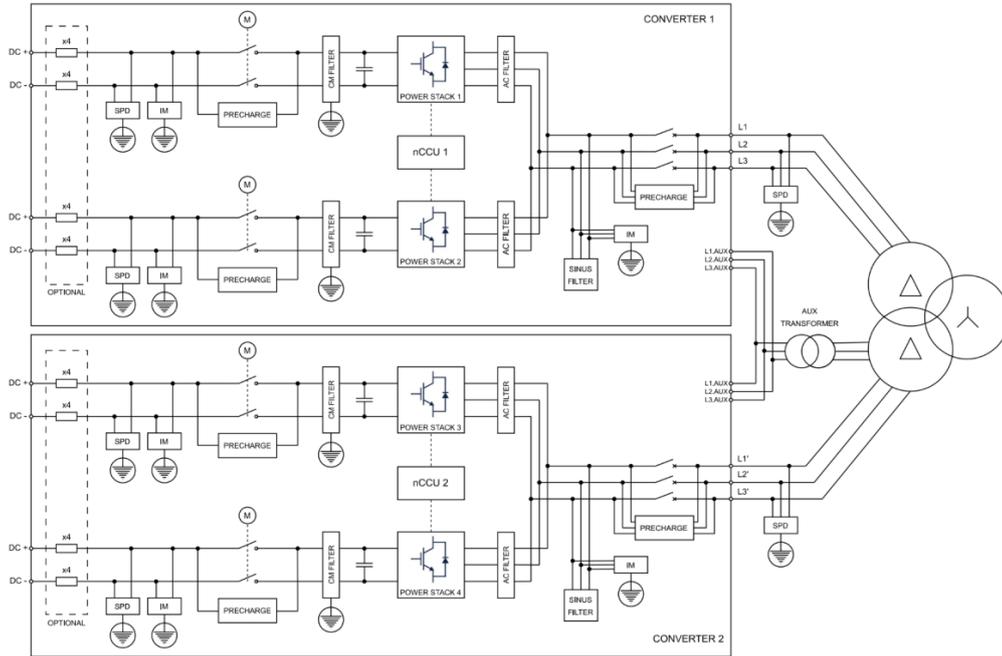
- Increase in switching frequency
- Increase in current without changing frequency
- Reduce cooling while maintaining frequency and current
- Increase both frequency and current to maximize power while keeping the same cooling system

The study also considers the effects on the cooling system, output filter design, and the total cost of the converter.

## **3. Model Description**

The analyzed system is a modular three-phase converter consisting of two 4.425 MVA blocks connected in parallel. Each block contains three phases built with semiconductor modules in a full-bridge configuration. In the original version, the IGBT modules used are Fuji Electric's 2MBI1200XZF230-50. For the SiC version, the proposed device is the 2CI1200HZF230-50 MOSFET.

An advanced Excel spreadsheet was developed to simulate a full 50 Hz cycle (20 ms), discretized into 10,000 time steps. This tool calculates conduction and switching losses for each semiconductor and their junction temperatures, using data extracted from datasheets. The thermal response is modeled using a series thermal resistance network ( $R_{thJC}$  and  $R_{thCS}$ ).



**Figure 1. Block diagram of the nXL converter and power module layout [1]**

#### 4. Results

The results show a clear advantage in using SiC under all evaluated efficiency scenarios:

- Total losses are reduced by up to 45%, even at switching frequencies above 10 kHz.
- Maximum junction temperature remains below 100 °C under conditions where the IGBT would exceed 125 °C.
- SiC allows operation at higher switching frequencies without increasing thermal stress, enabling the use of smaller and cheaper filters (up to 75% reduction in output filter cost).
- The output RMS current can be increased while keeping the original thermal system, achieving a maximum apparent power of 15.88 MVA.
- The unit cost of the SiC module is three times higher, but the total system cost per kW is only slightly higher thanks to the power increase and reduction in passive components, making it already competitive in the market.

---

		Tj		Tc		Ts	
Device	IGBT	132,78	141,07	110,25	118,54	96,49	104,78
	Diode	123,96	132,26	110,25	118,54	96,49	104,78

		Tj		Tc		Ts	
MOSFET		92,56	95,06	80,95	83,44	70,97	73,46

Figure 2. Thermal simulation results and loss comparison for Si-IGBT and SiC-MOSFET at  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$ ,  $i_a^{RMS} = 500 \text{ A}$

## 5. Conclusions

The implementation of SiC MOSFET modules in Multi-MW power converters is technically feasible and economically competitive. SiC technology reduces losses, simplifies the thermal system, decreases the converter volume, and increases power density.

Although the initial cost of the semiconductor is higher, the total cost per delivered kilowatt is comparable, justifying its adoption in applications where efficiency, equipment volume, and reliability are critical—such as renewable plants, storage systems, traction, or hydrogen.

Moreover, the Excel-based simulation tool developed in this work provides a valuable resource for converter designers, enabling highly detailed and precise modeling and system sizing.

## 6. References

- [1] Power Electronics Department, *Graphic Material of nXL Converter*, Norvento TECHnPOWER, Madrid, España, only available for internal use, 2025.
- [2] International Energy Agency, “New semiconductor materials will deliver significant energy savings,” *IEA*, Jun. 10, 2022. [Online]. Available: <https://www.iea.org/articles/new-semiconductor-materials-will-deliver-significant-energy-savings>. [Accessed: Jun. 6, 2025].

---

# *Índice de la memoria*

<b>Capítulo 1. Introducción .....</b>	<b>23</b>
1.1 Motivación del proyecto.....	23
1.2 Metodología.....	25
<b>Capítulo 2. Descripción de las tecnologías .....</b>	<b>27</b>
2.1 Semiconductores: IGBT y MOSFET .....	27
2.1.1 MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) .....	28
2.1.2 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) .....	29
2.2 Modulación por ancho de pulso (PWM) .....	31
2.3 Secuencia cero .....	34
2.4 Herramienta de simulación de pérdidas de los módulos semiconductores.....	38
<b>Capítulo 3. Estado de la Cuestión .....</b>	<b>42</b>
<b>Capítulo 4. Convertidor Multi-MW.....</b>	<b>46</b>
4.1 Esquema eléctrico y planos .....	47
4.2 Modelo de las pérdidas.....	52
4.2.1 IGBT de Si .....	53
Eon vs Ic .....	55

---

<i>E<sub>off</sub></i> vs <i>I<sub>c</sub></i> .....	57
<i>E<sub>rr</sub></i> vs <i>I<sub>f</sub></i> .....	58
<i>V<sub>f</sub></i> vs <i>I<sub>f</sub></i> .....	59
4.2.2 MOSFET de SiC.....	65
<i>V<sub>ds</sub></i> vs <i>I<sub>ds</sub></i> .....	66
<i>V<sub>sd</sub></i> vs <i>I<sub>sd</sub></i> (Tercer cuadrante).....	67
<i>E<sub>on</sub></i> vs <i>I<sub>ds</sub></i> .....	68
<i>E<sub>off</sub></i> vs <i>I<sub>ds</sub></i> .....	69
<i>E<sub>rr</sub></i> vs <i>I<sub>sd</sub></i> :.....	70
4.3 Posibilidades a explorar del SiC.....	76
4.3.1 Aumento de frecuencia de conmutación.....	76
4.3.2 Disminución del volumen por reducción del sistema de refrigeración.....	77
4.3.3 Aumento de la potencia mediante incremento de intensidad.....	78
4.4 Filtro de salida.....	80
4.5 Problemas de la tecnología SiC.....	83
4.5.1 Aumento de las <i>dV/dt</i> 's.....	83
4.5.2 Problemas de degradación del óxido en la puerta.....	84

---

<i>Capítulo 5. Análisis de Resultados.....</i>	<i>86</i>
<i>Capítulo 6. Análisis de viabilidad económica.....</i>	<i>89</i>
<i>Capítulo 7. Conclusiones y Trabajos Futuros.....</i>	<i>93</i>
<i>Capítulo 8. Bibliografía.....</i>	<i>96</i>
<i>ANEXO I</i>	<i>98</i>
<i>ANEXO II</i>	<i>101</i>

## *Índice de figuras*

Figura 1. Estructura del MOSFET tipo n. [1, p.20].....	28
Figura 2. Estructura IGBT. Fuente [2, p.40]. ....	29
Figura 3. Modelo de inversor trifásico. [3, p.374].....	32
Figura 4. Señales moduladora y portadora. [3, p.377] .....	32
Figura 5. Tensión simple, compuesta, e intensidad de línea. [3, p.377].....	33
Figura 6. Proceso de generación de pulsos comparando moduladora y portadora [4, p.4].	33
Figura 7. Modulación con inyección de secuencia cero. [4, p.8] .....	34
Figura 8. Modulación sin inyección de secuencia cero. [4, p.7] .....	34
Figura 9. Moduladora del algoritmo DPWM0. [4, p.12].....	35
Figura 10. Moduladora del algoritmo DPWM1. [4, p. 10].....	36
Figura 11. Moduladora del algoritmo DPWM2. [4, p. 11].....	36
Figura 12. Moduladora del algoritmo DPWM3. [4, p.12].....	37
Figura 13. Pérdidas de conmutación en función del factor de potencia. [4, p.13] .....	37

---

Figura 14. Semiconductores según Frecuencia de conmutación y Potencia. [2, p.1] .....	42
Figura 15. Tendencia actual en el mercado de semiconductores de potencia. [5, p.2] .....	43
Figura 16. Convertidor Multi-MW de Norvento TECHnPower. [7].....	46
Figura 17. Solución con transformador integrado. [7] .....	47
Figura 18. Esquema eléctrico del nXL. [7] .....	48
Figura 19. Uno de los tres módulos de cada fase. ....	49
Figura 20. Sistema de potencia de uno de los dos convertidores que forman el nXL. [7] ..	50
Figura 21. Dos fases del bloque de potencia del Convertidor. [7] .....	51
Figura 23. Fase de uno de los Power Stack donde se aprecian los tres módulos [7].....	51
Figura 22. Uno de los dos convertidores del nXL en proceso de fabricación [7]. ....	52
Figura 24. Esquema de pérdidas del módulo IGBT [9].....	53
Figura 25. $I_C$ (Corriente de Colector) frente a tensión $V_{CE}$ (Colector-Emisor) [10] .....	55
Figura 26. $E_{on}$ frente a $I_C$ [10].....	56
Figura 27. $E_{off}$ frente a $I_C$ [10] .....	57

---

Figura 28. <i>Err</i> en función de <i>IF</i> . [10].....	58
Figura 29. <i>IF</i> frente a <i>VF</i> [10].....	59
Figura 30. Circuito de disipación de calor de una pastilla de IGBT. [11].....	60
Figura 31. Circuito térmico del IGBT. Adaptado de [9, p. 6-2].....	61
Figura 32. Moduladora, portadora y corriente de un ciclo completo .....	62
Figura 33. Pérdidas por conducción en el IGBT TOP.....	63
Figura 34. Pérdidas de conmutación en el IGBT TOP .....	63
Figura 35. Pérdidas por conducción en el diodo de libre circulación BOTTOM.....	64
Figura 36. Corriente de Drenador frente a tensión Drenador-Fuente [12] .....	66
Figura 37. Intensidad de fuente (inversa) frente a tensión fuente-drenador (inversa) [12].	67
Figura 38. Energía de encendido en función de la corriente de drenador [12].....	68
Figura 39. Energía de apagado en función de corriente de drenador [12].....	69
Figura 40. Circuito térmico de pérdidas del MOSFET de SiC. Elaboración propia. ....	73
Figura 41. Filtro de salida e inductancia de transformador y red [12] .....	80



**UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS**

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

*ÍNDICE DE FIGURAS*

---

Figura 42. Diagrama de Bode en módulo del filtro de salida [13] .....	82
Figura 43. Test de apagado en un IGBT a diferentes $dv/dt$ 's [13, p.12] .....	84
Figura 44. Modelo de capas de un MOSFET [15] .....	85

---

## Índice de tablas

Tabla 1. IGBT con Diodo en antiparalelo (FWD) [8, p.4] .....	48
Tabla 2. Pérdidas del módulo IGBT con $f_{sw}=5$ kHz y $I_{acRMS} = 500$ A .....	64
Tabla 3. Temperaturas en las capas del IGBT de Si para $f_{sw}=5$ kHz y $I_{acRMS} = 500$ A 64	
Tabla 4. Energía de recuperación frente a corriente fuente-drenador [12].....	70
Tabla 5. Pérdidas del módulo de SiC para 5 kHz y 500 A de corriente .....	75
Tabla 6. Temperaturas de las capas del MOSFET de SiC para 5 kHz y 500A de corriente	76
Tabla 7. Pérdidas del módulo de SiC para $f_{sw}= 45$ kHz, $I_{acRMS} = 500$ A.....	77
Tabla 8. Temperaturas de las capas del MOSFET para $f_{sw}= 45$ kHz, $I_{acRMS} = 500$ A .	77
Tabla 9. Pérdidas del módulo de SiC con $f_{sw}=5$ kHz, $I_{acRMS} = 900$ A.....	78
Tabla 10. Temperaturas del módulo de SiC con $f_{sw}=5$ kHz, $I_{acRMS} = 900$ A.....	78
Tabla 11. Pérdidas de módulo SiC para $f_{sw}=10$ kHz, $I_{acRMS} = 566$ A .....	88
Tabla 12. Perfil de temperaturas del SiC para $f_{sw}=10$ kHz, $I_{acRMS} = 566$ A.....	88



**UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS**

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

*ÍNDICE DE FIGURAS*

---

Tabla 13. Coste de materiales de una unidad de convertidor de 8,84 MVA con módulos de Si..... 91

Tabla 14. Coste de materiales de una unidad de convertidor de 10 MVA con módulos de SiC ..... 92

## **Capítulo 1. INTRODUCCIÓN**

### **1.1 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO**

Ante el aumento de la electrificación en la economía y la penetración de energías renovables en los sistemas eléctricos, cada vez es más necesario contar con dispositivos de electrónica de potencia más eficientes y de mayor potencia que transformen unas formas de energía eléctrica en otras. Estas transiciones entre formas de electricidad se basan en modificaciones de tres tipos: entre diferentes tipos de corriente (de alterna a continua -CA/CC- o de continua a alterna -CC/CA-), niveles de tensión (reductor o elevador), y variaciones de frecuencia (redes de 50 Hz, 60 Hz, o frecuencia variable).

Este tipo de transiciones ocurren constantemente, y, siendo imperceptibles para la gran mayoría, son esenciales para el funcionamiento correcto y eficiente de diversos sistemas. Entre otros muchos ejemplos se encuentran la tracción de trenes, supercargadores de vehículos eléctricos (EV -Electric Vehicles-), plantas solares fotovoltaicas (PV -Photovoltaic-), cargadores para grandes buques, aerogeneradores, sistemas de almacenamiento en baterías (BESS -Battery Energy Storage System-), electrolizadores para obtener hidrógeno verde (H2G) o enlaces en corriente continua de muy alta tensión (HVDC -High Voltage Direct Current-). La mayoría de estos son clave para descarbonizar los sistemas de producción y la economía.

Con la progresiva adopción de estas tecnologías y su escalabilidad a grandes sistemas, como está sucediendo con la PV o sistemas BESS, se está tendiendo a un aumento de la potencia sin un aumento de corriente (para no incrementar las pérdidas por efecto Joule y no sobredimensionar los conductores), subiendo las tensiones en continua hasta los 1,8-2 kV

desde los 1.5 kV actuales. Para hacer frente a este salto tecnológico existen dos opciones: pasar a una configuración de tres niveles (3L-NPC -Neutral Point Clamped-) o seguir en dos niveles (2L) introduciendo dispositivos semiconductores que soporten mayores tensiones de bloqueo.

Para no abandonar el uso de convertidores de dos niveles, ya que pasar a tres niveles aumenta la complejidad de los equipos, los principales fabricantes de semiconductores a nivel mundial, como son Mitsubishi Electric, Fuji Electric, Hitachi, Minebea Mitsubishi, Infineon, ABB y Dynex, entre otros, están introduciendo en el mercado una nueva gama de módulos semiconductor de entre 2.3 y 2.5 kV, dependiendo del fabricante, tanto en tecnología de silicio (Si) como en carburo de silicio (SiC).

Sin embargo, los módulos IGBT tradicionales basados en Si poseen el inconveniente de ser lentos y tener altas pérdidas de conmutación, por lo que han de ser conmutados a bajas frecuencias (2-5 kHz) para no incrementar significativamente las pérdidas y así no sobrepasar los 150°C la temperatura de unión del chip. Por otro lado, los MOSFET's de SiC, al ser rápidos y tener bajas pérdidas de conmutación, pueden ser conmutados a frecuencias mayores (5-20 kHz). Por un lado, poder conmutar a mayor frecuencia implica tener un filtro de salida más pequeño, reduciendo el volumen del convertidor para la misma potencia. Esto último puede provocar que el precio del convertidor sea menor debido a un ahorro en la instalación de un filtro más pequeño. Por otro lado, consiguiendo una disminución de pérdidas gracias al SiC, sin aumentar la frecuencia de conmutación, implica que se disipe menos calor desde el chip, por lo que permite reducir drásticamente el sistema de refrigeración. De todas maneras, la implementación de Carburo de Silicio permitirá fabricar convertidores más eficientes energéticamente y económicamente hablando, algo que será fundamental para la integración de las energías renovables, almacenamiento e hidrógeno.

Además, la operación a frecuencias altas mejora la capacidad de respuesta de los convertidores cuando están conectados a redes eléctricas. Esto contribuye a una mejor calidad de la energía y a una respuesta más eficaz ante incidencias, facilitando así la penetración de instalaciones renovables y de almacenamiento sin perder seguridad de suministro. De esta forma se garantiza que dichas plantas de generación cumplan con los códigos de red actuales, cada vez más exigentes.

## **1.2 METODOLOGÍA**

El presente Trabajo Fin de Grado se realiza en modalidad Estudio del estado del arte de una tecnología incipiente como es el SiC para convertidores Multi-MW, aparte de afianzar los puntos más destacable de una tecnología ya madura como la del Silicio.

Se lleva a cabo este estudio dentro del contexto del diseño y fabricación del convertidor trifásico nXL, de hasta 8,84 MVA de potencia aparente (con tecnología clásica de Si) por parte de TECHnPower, la división de tecnología de la empresa Norvento Enerxía, que además quiere valorar la posibilidad de migrar a módulos de semiconductores de SiC analizando sus ventajas y desventajas. Es por ello que gran parte de las características de los módulos con la que se trabaja se obtiene de fabricantes de semiconductores que facilitan esta información a TECHnPower.

Dentro del estudio de dicho convertidor, en primer lugar, se procederá al análisis del estado del arte de los módulos semiconductores de potencia particularizados para el caso de Si. Luego, partiendo del diseño conceptual del convertidor Multi-MW basado en módulos de Si (tecnología actual), se comparará con la solución del convertidor con 100% SiC (full-SiC). En esta comparativa se analizará si se puede extraer más potencia en el mismo volumen (mayor densidad de potencia), bajar las pérdidas de conmutación, aumentar la frecuencia de conmutación, etc. Una vez hecho esto, se realizará el diseño del bloque de potencia basado

en módulos SiC. El módulo de Si usado será el 2MBI1200XZF230-50 y el de SiC será el 2CI1200HZF230-50, ambos de 2300 V/1200 A del fabricante Fuji Electric.

Durante este proceso se cuenta con herramientas como PCurve y Matlab para extraer los datos de las hojas de características y Excel para simular las pérdidas. Además, como bibliografía se tienen diferentes manuales de fabricantes de semiconductores.

## **Capítulo 2. DESCRIPCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS**

### **2.1 SEMICONDUCTORES: IGBT Y MOSFET**

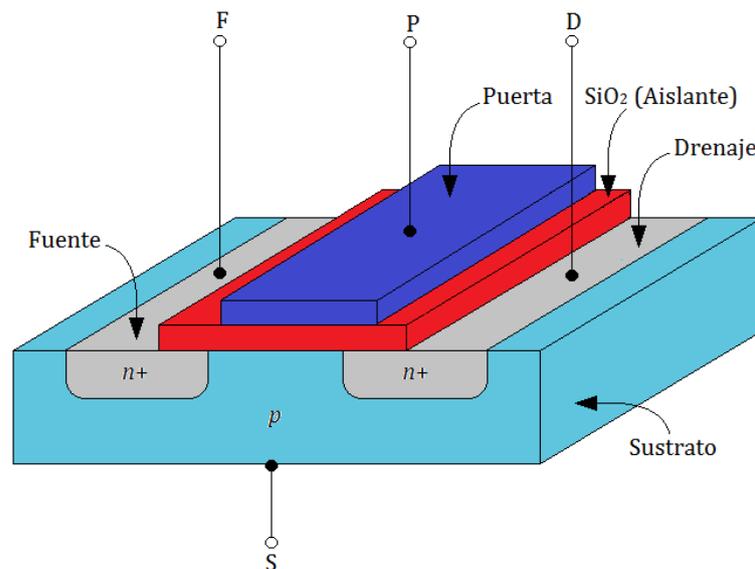
Un semiconductor es un material cuya conductividad eléctrica se encuentra entre la de un conductor (como el cobre) y la de un aislante (como el vidrio). Esta propiedad intermedia se debe a su estructura electrónica, que permite controlar el flujo de corriente eléctrica mediante procesos externos como la aplicación de voltaje, la temperatura o la luz.

El comportamiento eléctrico de un semiconductor puede modificarse de forma controlada mediante un proceso llamado dopado, que consiste en introducir pequeñas cantidades de impurezas en su estructura cristalina para aumentar el número de portadores de carga (electrones o huecos). Esto permite fabricar dispositivos que actúan como interruptores, amplificadores o convertidores, fundamentales en la electrónica de potencia.

Los materiales semiconductores más comunes son el Si y, en aplicaciones de alta eficiencia y tensión, el SiC. Estos materiales son la base para dispositivos como los diodos, transistores (IGBT, MOSFET), y otros componentes esenciales en los convertidores electrónicos utilizados para transformar la energía eléctrica en los sistemas actuales.

Gracias a su capacidad de conmutar rápidamente y soportar altas tensiones y corrientes, los semiconductores permiten el desarrollo de sistemas de electrónica de potencia más compactos, eficientes y adaptables, lo cual es clave para facilitar la transición energética hacia fuentes renovables y redes inteligentes.

## 2.1.1 MOSFET (METAL-OXIDE SEMICONDUCTOR FIELD-EFFECT TRANSISTOR)



*Figura 1. Estructura del MOSFET tipo n. [1, p.20]*

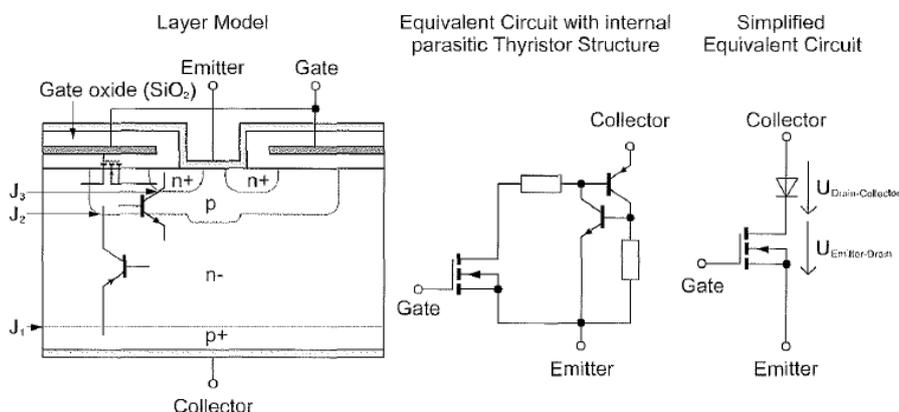
Como en todo semiconductor, existe una zona de tipo  $n$ , con electrones libres, y una zona  $p$ , con huecos, es decir, cargado positivamente. El sustrato del MOSFET de la Figura 1 es de tipo  $p$  y el drenaje es  $n$ .

Se cuenta con tres terminales, la puerta (G), el drenador (D) y la fuente (S). Los puntos G y S están conectados internamente. Si se requiere conducir corriente entre el drenador y la fuente, no se puede ya que en el sustrato no hay un canal que permita el paso de los electrones. Sin embargo, si aplicamos una tensión positiva entre la puerta y la fuente, los electrones libres del sustrato se dispondrán en la parte superior, entre fuente y drenador, formando un canal, que permitirá el flujo de corriente entre el drenador y la fuente.

Cuanto mayor sea la tensión que aplicamos entre la puerta y fuente, más ancho será dicho canal y por tanto mayor intensidad circulará, sin sobrepasar nunca el valor máximo de tensión entre puerta y emisor especificado por el fabricante del módulo de semiconductor. Esta relación se incluye en la hoja de características del MOSFET, en una gráfica donde aparece  $i_{ds}$  frente a  $V_{gs}$ .

### 2.1.2 IGBT (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)

El transistor IGBT, al igual que el MOSFET, también se controla a través de la tensión, en este caso, entre la puerta (G) y el emisor (E).



*Figura 2. Estructura IGBT. Fuente [2, p.40].*

En el modelo en capas, se observa la estructura física del IGBT, compuesta por múltiples capas de material semiconductor dopado:  $n^+$ ,  $p$ ,  $n^-$  y  $p^+$ . Esta disposición da lugar a la formación de un transistor bipolar p-n-p, en combinación con una estructura tipo MOS controlada por una compuerta (Gate) aislada mediante óxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ). Al aplicar una tensión positiva entre Puerta y Emisor, se forma un canal tipo n que permite la circulación

de corriente desde el Colector hasta el Emisor. Esta corriente activa a su vez el transistor bipolar interno, habilitando la conducción del dispositivo.

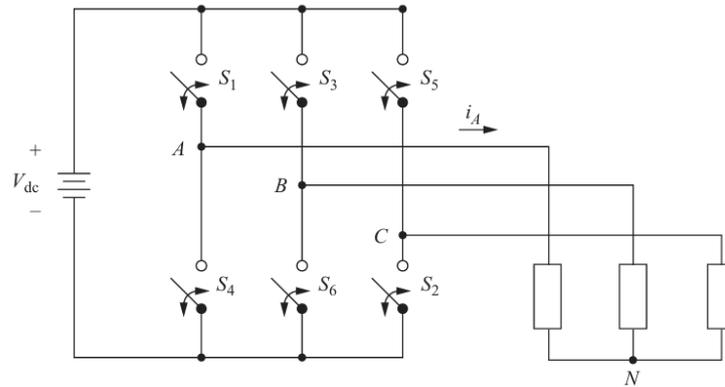
El circuito equivalente con estructura parásita muestra cómo, internamente, el IGBT puede modelarse como la combinación de un transistor MOS que activa un transistor bipolar *pnp*, formando una estructura *p-n-p-n* que se comporta como un tiristor [2]. Esta configuración introduce el riesgo de *latch-up*, es decir, una conducción incontrolada que se mantiene incluso después de retirar la señal de puerta [2]. Para evitar este fenómeno, se requiere un diseño cuidadoso del dispositivo y de su circuito de control, el *gate driver*.

Por último, el circuito equivalente simplificado representa al IGBT como un interruptor compuesto por un transistor MOS en serie con una fuente de corriente controlada (modelo del transistor bipolar), acompañado de un diodo en antiparalelo [2]. Este modelo facilita su integración en simulaciones de circuitos de potencia y permite visualizar los principales parámetros de operación, como la tensión colector-emisor y la caída interna del dispositivo.

En conjunto, el IGBT actúa como un interruptor de potencia eficiente y versátil, ampliamente utilizado en convertidores de energía, inversores, fuentes conmutadas y sistemas de tracción eléctrica, entre otras aplicaciones. Su capacidad de soportar altas tensiones y corrientes, junto con su control sencillo mediante señales de tensión, lo convierte en una de las tecnologías clave en la electrónica de potencia moderna.

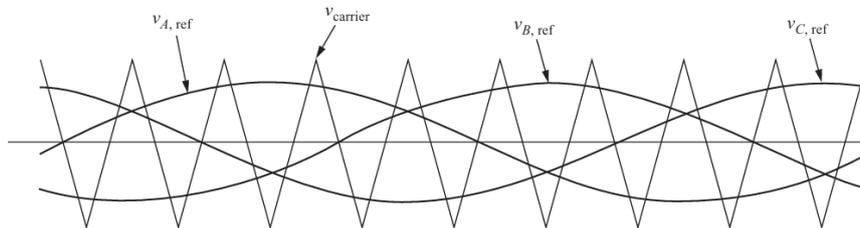
## **2.2 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM)**

Los inversores electrónicos de potencia cuentan con un algoritmo de control que les permite saber en qué momento disparar los transistores para poder generar la onda deseada a la salida. En el presente caso, dicho algoritmo trabaja con dos señales, una portadora y una moduladora. La señal moduladora es una senoidal de 50 Hz (frecuencia de la red eléctrica y la portadora es una señal triangular de frecuencia la de conmutación (mucho más alta que 50 Hz). Después de normalizarlas con respecto a la tensión del bus DC, es decir, situar los límites de ambas en  $\pm 1$  (para un convertidor de dos niveles), cada vez que se crucen ambas señales se dispararán los transistores correspondientes. En los convertidores trifásicos, como el que se está estudiando, cada una de las tres ramas del convertidor, es decir, los tres pares de interruptores S1-S4, S3-S6, S5-S2 (Figura 3), está controlada por un una señal senoidal de baja frecuencia (50 o 60 Hz para el caso de la red eléctrica) desfasada  $120^\circ$  con la siguiente (Figura 4) y una señal portadora de alta frecuencia (a la frecuencia de conmutación deseada) [3]. Así, en cada instante de tiempo, dependiendo de si es mayor la moduladora o la portadora, está cerrado un interruptor de cada par. En la práctica, cada par de interruptores, ya sean IGBT o MOSFET, se suelen vender juntos en una misma pastilla que contiene el transistor TOP y el transistor BOTTOM.



*Figura 3. Modelo de inversor trifásico. [3, p.374]*

374



*Figura 4. Señales moduladora y portadora. [3, p.377]*

En la última gráfica de la Figura 5 aparece representada la  $V_{AN}$  (tensión simple), señal que tendrá que ser filtrada posteriormente, eliminando aquellos armónicos que no sean el fundamental. Por otro lado, la intensidad de línea  $i_A$  tiene un aspecto más similar a la senoidal (sin llegar a serlo). Esto es debido a que en el ejemplo de la figura, el convertidor está conectado a una carga inductiva, que ya actúa como filtro para la corriente.

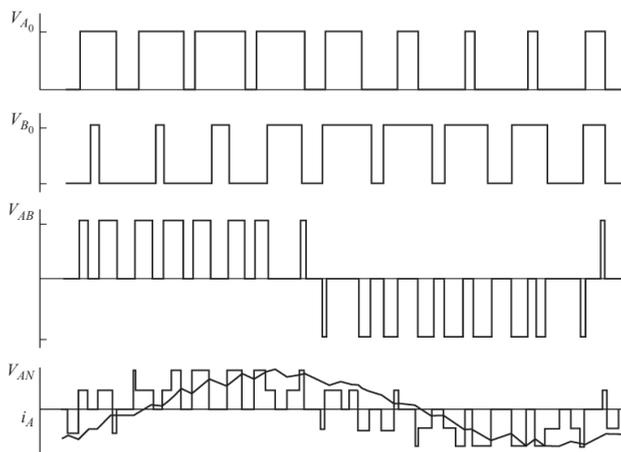


Figura 5. Tensión simple, compuesta, e intensidad de línea. [3, p.377]

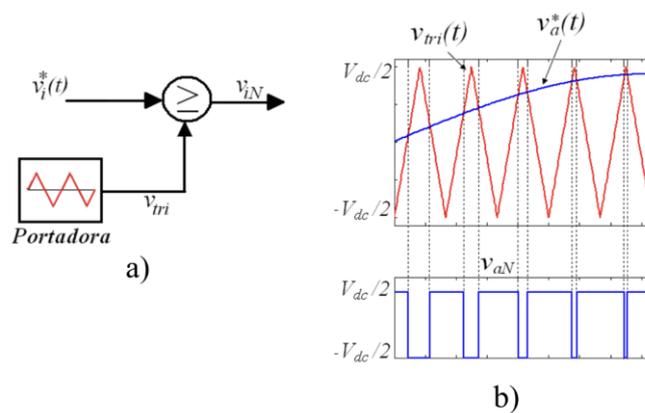


Figura 6. Proceso de generación de pulsos comparando moduladora y portadora [4, p.4]

## 2.3 SECUENCIA CERO

Primeramente, conviene mencionar el concepto de índice de modulación de amplitud. Se trata de un parámetro de valor  $m_a = \frac{V_{moduladora}}{V_{portadora}} = 2 \frac{V_{h=1}}{V_{DC}}$ , que relaciona la tensión del bus DC con el valor de pico del primer armónico de la tensión alterna de salida, siendo 1 el límite de  $m_a$ . Sin embargo, para aprovechar al máximo la tensión del bus DC se plantea desde hace años inyectar algunos armónicos especiales en la señal de la moduladora, de forma que ya no sea una senoidal perfecta. Esto permite elevar  $m_a$  hasta 1.15 aproximadamente, lo que permite extraer un 15% más de tensión del bus DC. Sin embargo, esta técnica introduce armónicos de orden 5, 7, 11, 13, etc. [4]

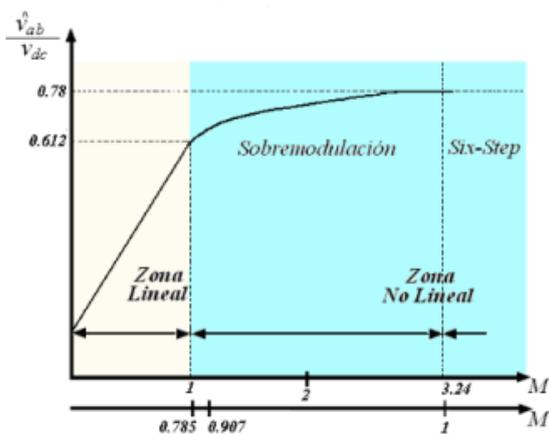


Figura 8. Modulación sin inyección de secuencia cero. [4, p.7]

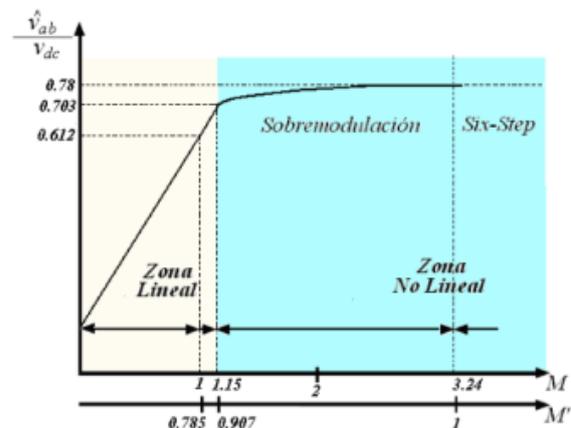
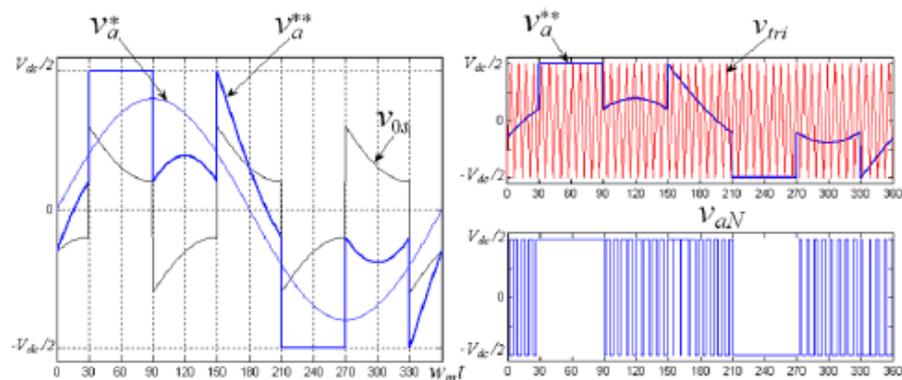


Figura 7. Modulación con inyección de secuencia cero. [4, p.8]

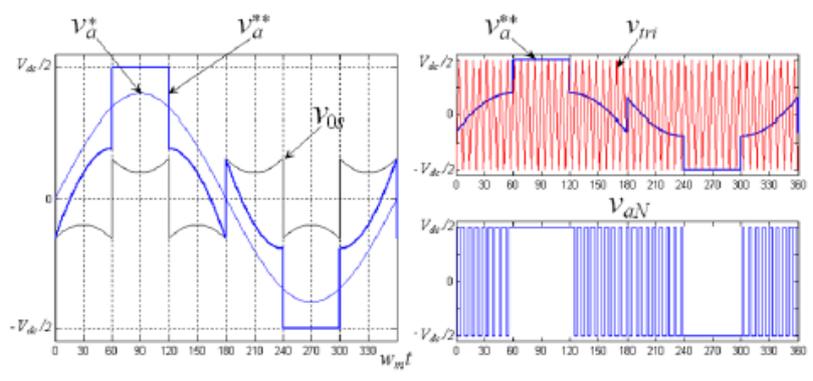
En el caso del Convertidor nXL, la secuencia cero que se introduce es el GDPWM, que es un algoritmo generalizado PWM discontinuo. Los algoritmos discontinuos tienen como objetivo minimizar las pérdidas de conmutación [4]. Existen varios que optimizan las pérdidas según el ángulo de corriente: DPWM0 ( $\varphi=-30^\circ$ , i en adelante), DPWM1 ( $FdP \approx 1$ ),

DPWM2 ( $\varphi=30^\circ$ ,  $i$  en retraso), DPWM3 ( $-30^\circ < \varphi < 30^\circ$ ) [4] como se puede ver en la Figura 9, Figura 10, Figura 11, Figura 12, respectivamente.

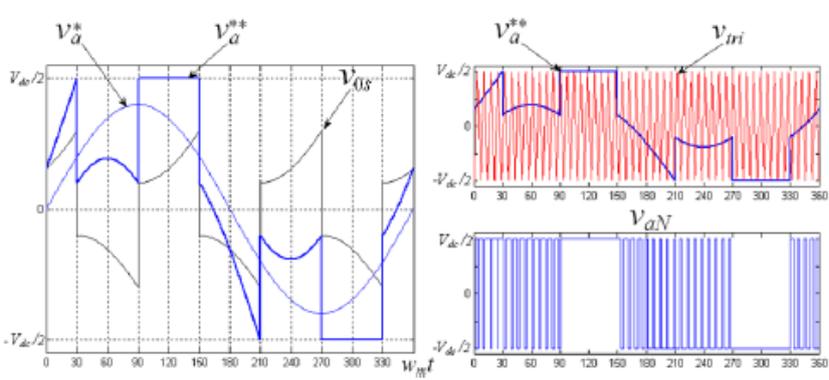
El GDPWM es una combinación de los cuatro, ya que cambia entre el [0,1,2,3] en función del ángulo de la corriente para minimizar las pérdidas. Este efecto se aprecia en la Figura 13, donde se representan las pérdidas de conmutación según el ángulo de fase, siendo el GDPWM el que menos tiene.



*Figura 9. Moduladora del algoritmo DPWM0. [4, p.12]*



*Figura 10. Moduladora del algoritmo DPWM1. [4, p. 10]*



*Figura 11. Moduladora del algoritmo DPWM2. [4, p. 11]*

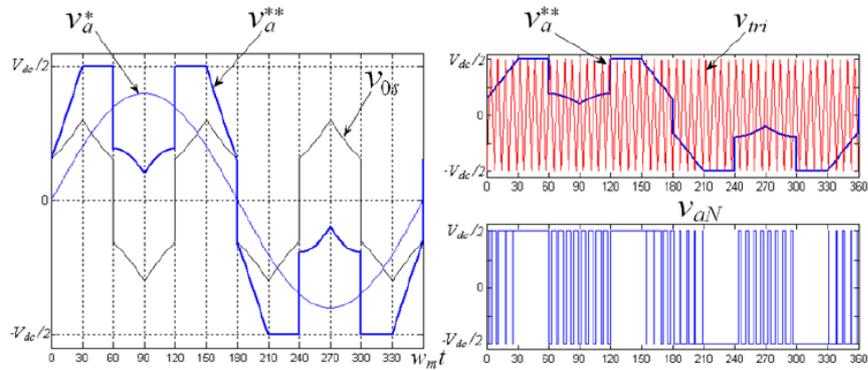


Figura 12. Moduladora del algoritmo DPWM3. [4, p.12]

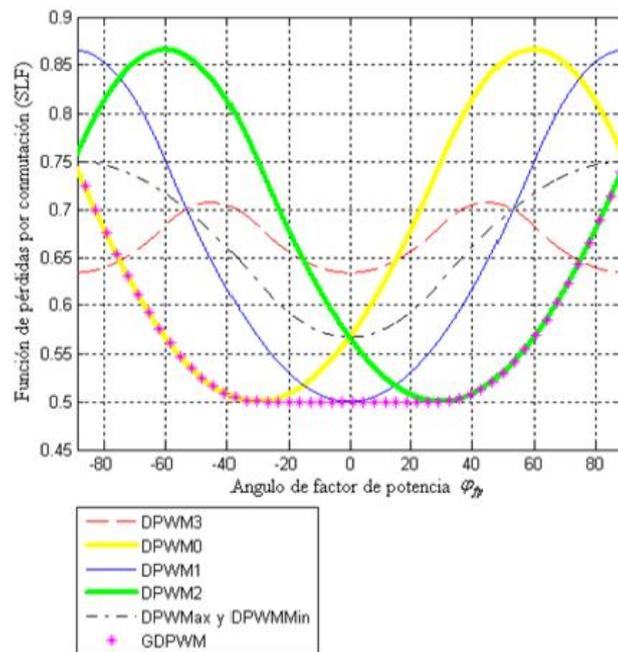


Figura 13. Pérdidas de conmutación en función del factor de potencia. [4, p.13]

## **2.4 HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS DE LOS MÓDULOS SEMICONDUCTORES**

Durante el desarrollo de este trabajo se ha diseñado una herramienta específica en Microsoft Excel para calcular de forma precisa las pérdidas térmicas de los dispositivos semiconductores (IGBTs y MOSFETs de Si y SiC) empleados en el convertidor nXL a modo comparativa.

Esta hoja de cálculo permite simular un ciclo completo de red de 50 Hz (20 ms), discretizado en 10.000 instantes temporales, lo que proporciona una resolución suficientemente alta para obtener resultados detallados sobre la evolución de corriente y tensión en los módulos de potencia a lo largo del ciclo.

A partir de los valores instantáneos de corriente y tensión, y de los parámetros característicos obtenidos de las hojas de datos del fabricante (como  $V_{ce}$ ,  $E_{on}$ ,  $E_{off}$ ,  $V_f$ ,  $E_{rr}$ ), la herramienta calcula en cada instante las pérdidas por conducción y por conmutación en los módulos superiores e inferiores de cada fase. Asimismo, estima las temperaturas alcanzadas en cada punto del modelo térmico simplificado (unión, carcasa y disipador) con las resistencias también proporcionadas en las hojas de datos ( $R_{thJC}$  y  $R_{thCS}$ )

La herramienta ha sido diseñada para permitir el análisis comparativo entre tecnologías (IGBT de Si vs MOSFET de SiC), y entre distintos escenarios de operación (variando frecuencia de conmutación, intensidad RMS y condiciones térmicas). Gracias a su flexibilidad, también permite estudiar el impacto de modificaciones en el sistema de refrigeración o en la arquitectura del convertidor.

A continuación se muestra un ejemplo de simulación de la herramienta para el módulo IGBT de Si, donde se introducen las condiciones de frecuencia, intensidad y temperatura ambiente.

Input Data

- Power converter working point

Switching frequency, fsw [Hz]	5000,00	USER	Rth jc IGBT [°C/kW]	19,00	FUJI
Fundamental frequency, fo [Hz]	50,00	USER	Rth jc Diode [°C/kW]	29,00	FUJI
Modulation index, m	1,15	USER	Rth cs [°C/kW]	8,30	FUJI
Current per module, Iac [Arms]	500,00	USER	Flow Rate [lpm]	40,00	USER
Power factor, cosphi	1,00	USER	Rth sa [°C/kW] min	11,00	USER
DC-link voltage, Udc [V]	1500,00	USER	Rth sa [°C/kW] max	13,50	
Chip temperature for curves, Tvj [°C]	150,00	USER	Ta [°C]	60,00	USER
PWM Method	3	USER			

- IGBT and diode characteristic curves

IGBT Vce vs Ic

$$V_{ce} = c_0 + c_1 \times I_c + c_2 \times I_c^2 + c_3 \times I_c^3 + c_4 \times I_c^4$$

c0	c1	c2	c3	c4	
4,2457E-01	3,7802E-03	- 3,3213 E-06	1,6969E-09	- 2,9900 E-13	FUJI.

Diode Vf vs Ic

*DESCRIPCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS*

$$V_f = c_0 + c_1 \times I + c_2 \times I^2 + c_3 \times I^3$$

c0	c1	c2	c3	
5,3468E-01	3,5243E-03	1,7260E-06	3,7746E-10	FUJI.

IGBT Eon vs I & Udc

$$E_{on} = (c_0 + c_1 \times I_c + c_2 \times I_c^2 + c_3 \times I_c^3) \times (e_1 + e_2 \times U_{dc})$$

c0	c1	c2	c3	e1	e2	
2,7363E+01	3,8800E-01	1,3000E-04	8,0000E-08	0	0,00083333	FUJI .

IGBT Eoff vs I<sub>c</sub> & U<sub>dc</sub>

$$E_{off} = (c_0 + c_1 \times I_c + c_2 \times I_c^2 + c_3 \times I_c^3) \times (e_1 + e_2 \times U_{dc})$$

c0	c1	c2	c3	e1	e2	
6,0559E+01	5,5000E-01	1,1100E-04	2,5000E-08	0	0,00083333	FUJI .

Diode Err vs I<sub>c</sub>, V<sub>IGBT</sub>

$$Err = (c_0 + c_1 \times I_c + c_2 \times I_c^2 + c_3 \times I_c^3) \times (e_1 + e_2 \times U_{dc})$$

c0	c1	c2	c3	e1	e2	
8,7586E+01	4,2400E-01	1,2500E-04	1,7000E-08	0	0,00083333	FUJI .

Configuration parameters

Cycle duration (s)	0,02
Time step for 10000 steps (s)	0,000002

Calculations

Power factor angle $\phi$ °	0,00
Switching period (s)	0,000200

Dando como resultados:

Losses Results

		Losses [W]				
		Cond. Losses	Turn-on Losses	Turn-off Losses	Rec. Losses	Total Losses
Device	IGBT	375,97	311,73	497,88		1185,57
	Diode	15,14			457,71	472,85
	Pair	391,11	311,73	497,88	457,71	1658,43
	Module	782,22	623,46	995,75	915,43	3316,85

Temperature Results

		Temperature [°C]					
		Tj		Tc		Ts	
Device	IGBT	132,78	141,07	110,25	118,54	96,49	104,78
	Diode	123,96	132,26	110,25	118,54	96,49	104,78

Esta herramienta ha resultado fundamental para la obtención de los resultados térmicos y energéticos presentados en este trabajo, al ofrecer una estimación precisa y rápida del comportamiento de los dispositivos bajo condiciones reales de operación.

## Capítulo 3. ESTADO DE LA CUESTIÓN

Históricamente, los IGBT's abarcaban tensiones de bloqueo de 0,6, 1,2, 1,7, 3,3, 4,5 y 6,5 kV. Para aplicaciones en corriente continua (DC) de hasta 1,2-1,3 kV a plena potencia (paneles PV de 1,5 kV y sistemas BESS de hasta 1,2 kV) es normal el uso de convertidores en fuente de tensión de dos niveles (2L) basados en IGBT's de 1,7 kV [2].

Por otro lado, los MOSFET's podían operar a frecuencias más altas que los IGBT's pero por el contrario sus tensiones de bloqueo no superaban 1 kV [2]. Originalmente, los MOSFET estaban basados en módulos de Si, aunque desde la década 2000-2010 empezaron a aparecer prototipos en SiC.

Por lo tanto, hasta la fecha, los dispositivos de electrónica de potencia de gran escala estaban basados en IGBT's de Silicio (Si) ya que era el único dispositivo preparado para grandes tensiones y corrientes, por lo que los MOSFET's quedaban relegados a aplicaciones de baja tensión y potencia como se puede apreciar en la Figura 14.

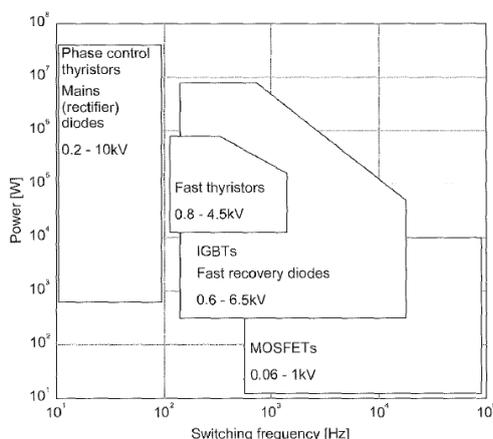


Figura 14. Semiconductores según Frecuencia de conmutación y Potencia. [2, p.1]

Sin embargo, en los últimos dos años, los principales fabricantes mundiales de semiconductores como ABB, Infineon, Mitsubishi Electric, Fuji Electric, Minebea, Mitsumi e Hitachi, están fabricando y lanzando al mercado MOSFET's de SiC para aplicaciones industriales a precios competitivos que soportan tensiones de bloqueo de hasta 2,3-2,5 kV para poder cubrir el rango de tensiones de continua entre 1500-2000 VDC. Este avance tecnológico en los semiconductores se ve reflejado en la Figura 15 donde se aprecian unas flechas que indican el avance del SiC dentro de este mercado.

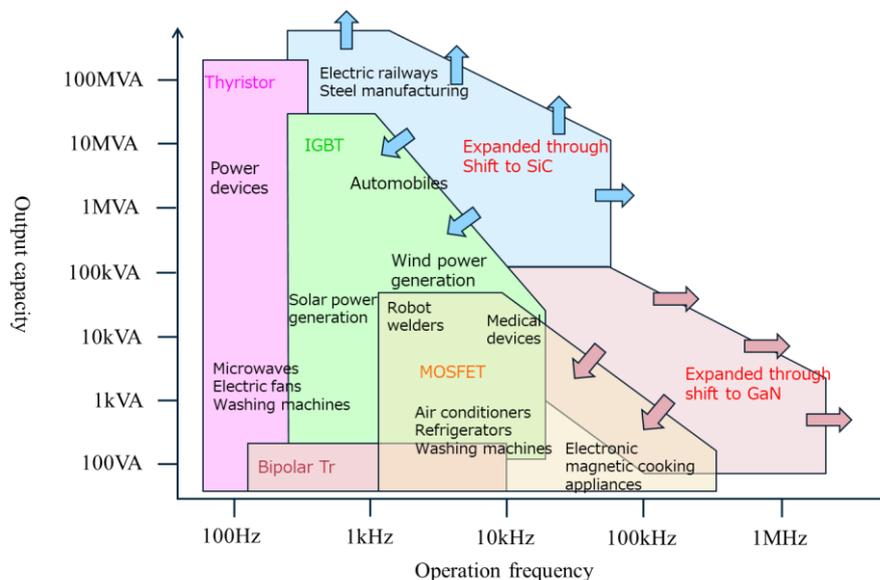


Figura 15. Tendencia actual en el mercado de semiconductores de potencia. [5, p.2]

Con respecto a los IGBT's de Silicio hay que señalar que su principal desventaja es que tienen pérdidas de conmutación elevadas y proporcionales a su frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) por lo que no se recomienda conmutar a más de 2-5 kHz con estos dispositivos [6].

Por otro lado, los MOSFET's de SiC tienen unas pérdidas de conmutación menores que los IGBT's de Si (casi 4 veces menos para la misma frecuencia, como se verá más adelante).

Además, otros parámetros, como pueden ser las pérdidas por conducción y recuperación del diodo, son mucho menores o prácticamente inexistentes [6]. Esto lleva a que exista la posibilidad de elevar la  $f_{sw}$  más allá de los 2-5 kHz y seguir teniendo unas pérdidas globales del convertidor de SiC menores que las de un convertidor de Silicio de la misma potencia. De esta manera, con la tecnología SiC se podrá hacer un convertidor de más potencia con un circuito de refrigeración de las mismas dimensiones que uno de menor potencia de Si, es decir, preparado para disipar las mismas pérdidas de calor.

Además, conmutar a más frecuencia resulta en que los armónicos de corriente a la salida se sitúan en frecuencias superiores, y resultan más atenuados por el efecto del filtro de armónicos, lo que hace más eficiente su filtrado, necesitando consecuentemente un filtro de menor tamaño.

En definitiva, se puede concluir que se puede extraer más potencia en el mismo volumen de convertidor, es decir, mismo circuito de refrigeración y filtro de salida, o tener un convertidor de la misma potencia que uno de Si pero con un volumen mucho menor. En resumen, se aumenta la densidad de potencia del convertidor en cuestión.

Uno de los retos técnicos asociados a la incorporación del SiC en aplicaciones de potencia es que al ser tan rápido en sus conmutaciones, la derivada de la tensión respecto del tiempo ( $\frac{dv}{dt}$ ) es muy alta (del orden de 25-100 kV/ $\mu$ s, unas 5-20 veces más que en el caso de Si). Esto puede llevar a deteriorar gravemente los aislamientos de los cables, componentes del filtro, devanados de generador, etc. con consecuencias también nefastas para el convertidor.

Otro de los inconvenientes del SiC es su precio, ya que a día de hoy el precio de los módulos de SiC se sitúa aproximadamente 3 o 4 veces por encima de los de Silicio (véase ANEXO II). Sin embargo, hay que destacar que el precio del SiC ha caído fuertemente en los últimos años.

En paralelo a este cambio en el mercado de los semiconductores de potencia, cabe también resaltar la aparición de módulos basados en Nitruro de Galio (GaN), que todavía pueden alcanzar frecuencias de conmutación más altas (de hasta 1 MHz) [5]. Estos módulos tienen la desventaja de que trabajan a bajas tensiones de bloqueo, por lo que sólo tiene aplicación en sistemas de baja potencia. Ejemplos de ello son: fuentes de alimentación de ordenadores, convertidores solares pequeños o vehículos eléctricos.

En resumen, este Trabajo de Fin de Grado se basa en el estudio de este tipo de módulos Full-SiC de 2.3-2.5 kV para aplicaciones DC 1500-2000V, en concreto, en un convertidor Multi-MW que está desarrollando Norvento TECHnPower.

## Capítulo 4. CONVERTIDOR MULTI-MW

En las siguientes imágenes se puede ver el producto final nXL, convertidor de 8,84 MW con IGBT's de Si desarrollado por Norvento TECHnPower. A partir de este producto ya diseñado, se procederá a estudiar la posibilidad de migrar a módulos de SiC.

En la Figura 16 se ve la solución comercial del Convertidor de 8,84 MVA formado por 4 bloques de potencia de 4,42 MVA cada uno. Asimismo, cuenta en la parte izquierda con la toma y salida de aire que enfría el sistema de refrigeración líquida.



*Figura 16. Convertidor Multi-MW de Norvento TECHnPower. [7]*

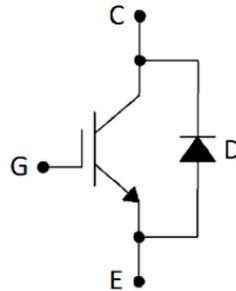
En Figura 17 vemos la solución comercial que incluye el transformador y celdas de media tensión, así como el transformador de servicios auxiliares.



*Figura 17. Solución con transformador integrado. [7]*

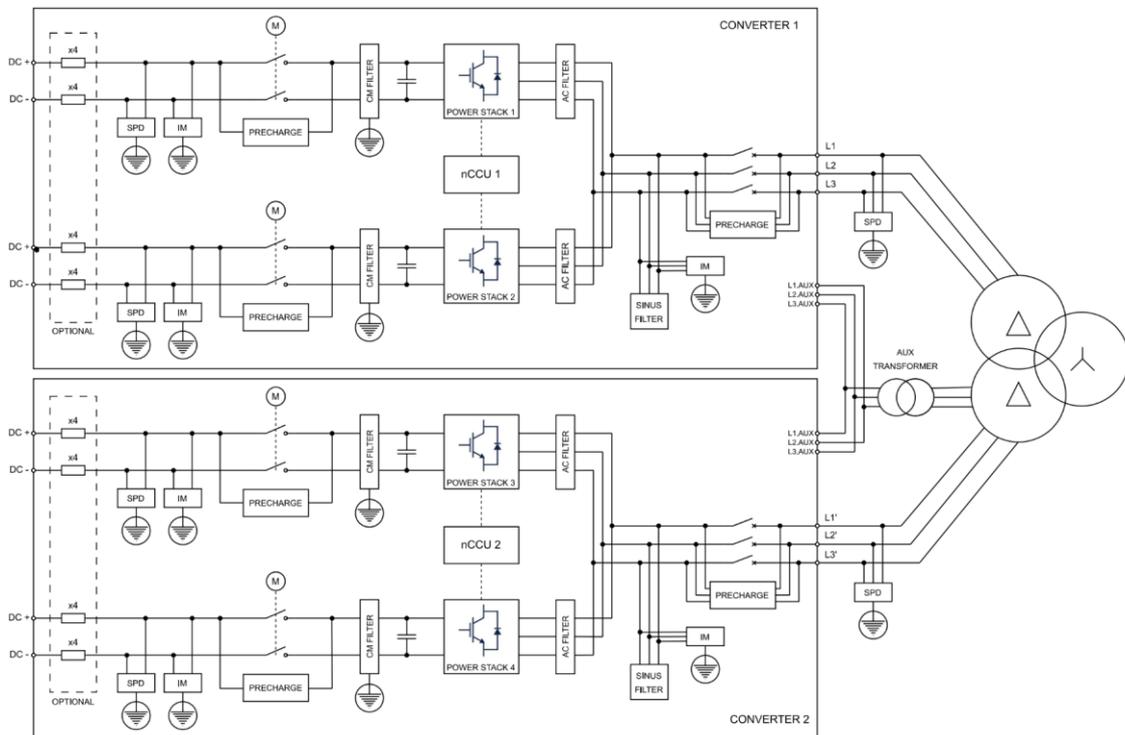
## 4.1 ESQUEMA ELÉCTRICO Y PLANOS

Como se puede ver en el esquema eléctrico (véase Figura 18), el Convertidor de 8,84 MW desarrollado por Norvento TECHnPower consta de dos convertidores de 4,42 MW conectados en paralelo a través de un transformador de potencia de dos devanados en baja tensión en triángulo y parte de alta en estrella como se ve en la Figura 18. Los devanados de baja tensión se ponen en triángulo para así que circule menos corriente por ellos y tener una sección de cable más pequeña, minimizando el espacio que ocupa el transformador en la plataforma. Se puede apreciar que cada convertidor (Converter 1 y Converter 2) tiene 2 Power Stacks o bloques de potencia, cada uno de 2,21 MW. Cada bloque de potencia (véase Figura 20) está compuesto por tres módulos de IGBT por fase, en total nueve. Cada módulo tiene dos dispositivos semiconductor, un top y un bottom. Cada dispositivo está formado por el propio IGBT y por un Diodo de Libre Circulación (o FWD por sus siglas en inglés -Free Wheeling Diode-).

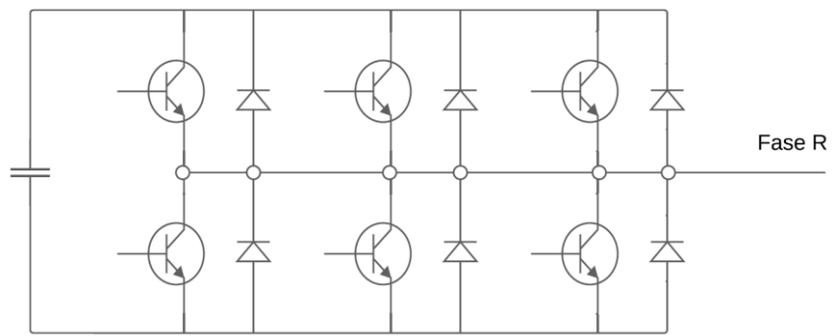


*Tabla 1. IGBT con Diodo en antiparalelo (FWD) [8, p.4]*

El Convertidor nXL de TECHnPower cuenta con un transformador de servicios auxiliares, que alimenta dispositivos que necesitan 400V de trifásica, como los ventiladores, la bomba de refrigeración, el sistema de control y su tarjeta.



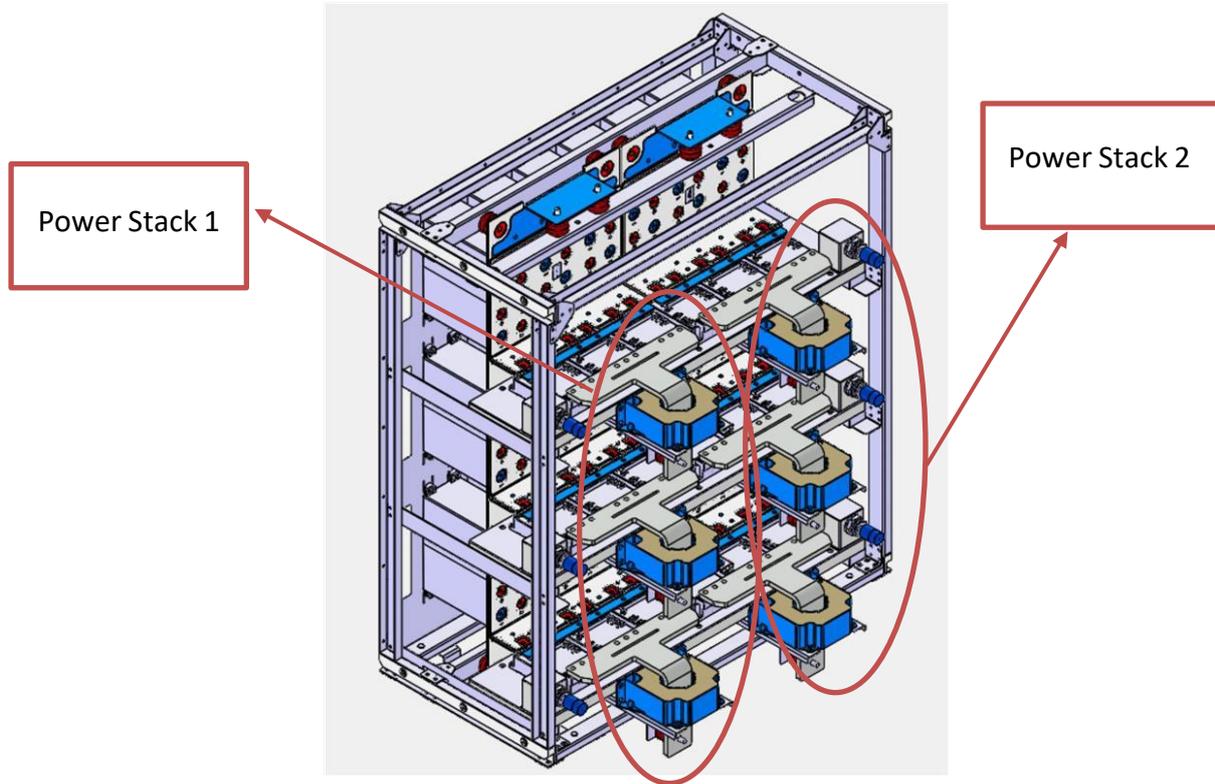
*Figura 18. Esquema eléctrico del nXL. [7]*



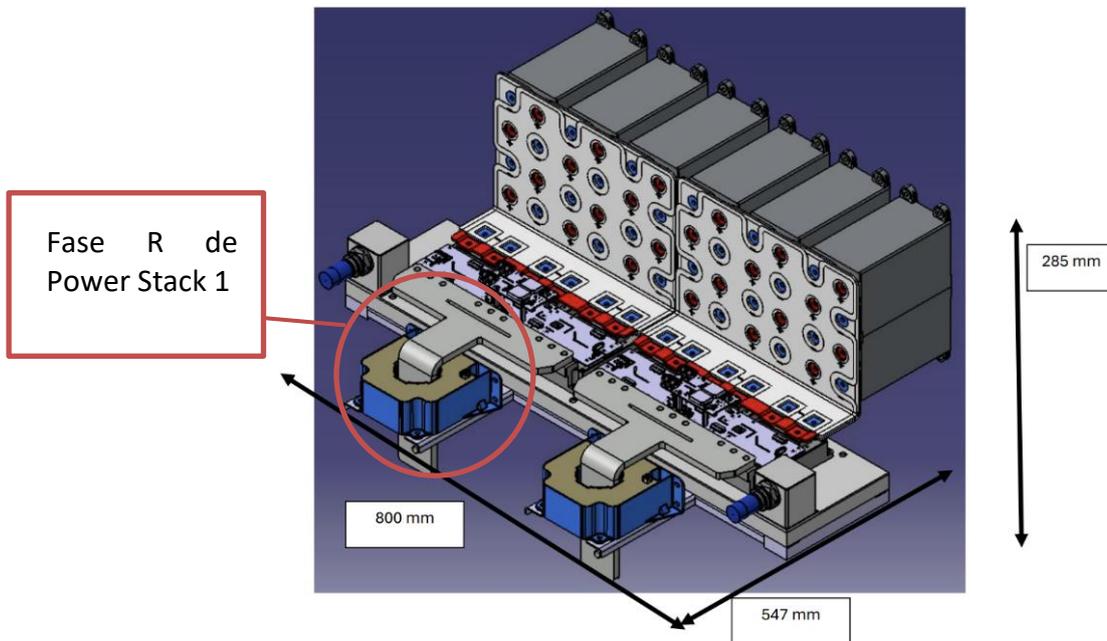
*Figura 19. Uno de los tres módulos de cada fase.*

Potencia aparente del convertidor comercial nXL.

$$\begin{aligned}
 S &= 2 \text{ Convertidores} \cdot 2 \frac{\text{Power Stack}}{\text{Convertidor}} \cdot 3 \frac{\text{módulos}}{\text{fase del Power Stack}} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{RMS} \cdot i_{aRMS} \\
 &= 12 \cdot \sqrt{3} \cdot 850 \cdot 500 = 8,84 \text{ MVA}
 \end{aligned}$$



*Figura 20. Sistema de potencia de uno de los dos convertidores que forman el nXL. [7]*



*Figura 21. Dos fases del bloque de potencia del Convertidor. [7]*



*Figura 22. Fase de uno de los Power Stack donde se aprecian los tres módulos [7].*



*Figura 23. Uno de los dos convertidores del nXL en proceso de fabricación [7].*

## **4.2 MODELO DE LAS PÉRDIDAS**

Uno de los puntos cruciales del diseño del convertidor es la refrigeración del bloque de potencia, área del equipo donde se disipa más calor al ambiente. Es necesario conocer y modelar las pérdidas de los semiconductores para dimensionar la refrigeración, ya que el disipador es uno de los costes más importantes del producto, como se verá en el capítulo

Análisis de viabilidad económica, además de ocupar un volumen considerable en el armario del convertidor. Se prestará particular atención a este último aspecto ya que afecta directamente a uno de los objetivos que persigue el proyecto, aumentar la densidad de potencia.

#### 4.2.1 IGBT DE SI

Como se indicaba anteriormente, los IGBT's de Silicio que se instalan en el Convertidor nXL son modelo 2MBI1200XZF230-50 de 2,3 kV y 1200A, fabricados y diseñados por Fuji Electric.

Para calcular las pérdidas del módulo, hay que considerar las pérdidas del transistor IGBT por un lado y las del diodo de libre circulación (FWD -Freewheeling Diode-) por otro.

Tanto el IGBT como el FWD tienen pérdidas de conmutación, es decir, aquellas que se dan en los instantes en los que se acciona el IGBT, y pérdidas por conducción, que tienen lugar cuando el módulo está conduciendo.

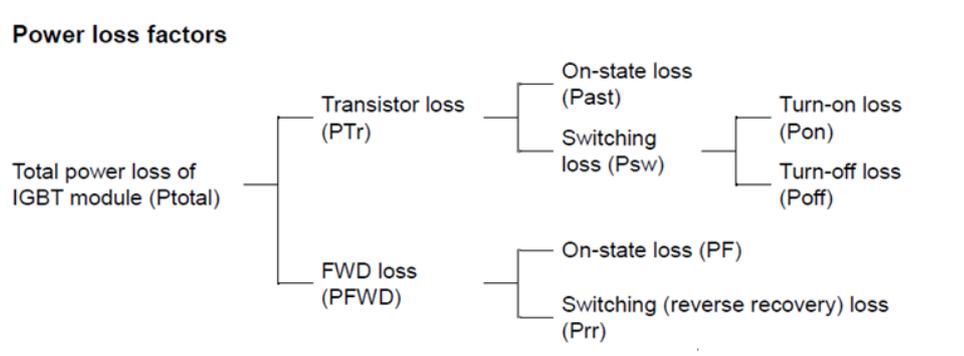


Figura 24. Esquema de pérdidas del módulo IGBT [9]

Para calcular las pérdidas simulamos un ciclo completo de onda la onda moduladora de periodo  $T=20\text{ms}$  ( $f_{red}=50\text{Hz}$ ) en un módulo, es decir, en una rama con TOP y BOTTOM. Asimismo subdividimos el periodo en 10000 instantes, teniendo para cada uno ellos el valor de la moduladora, portadora, corriente, estado de conducción del TOP o BOTTOM,  $V_{ce}$  así como la energía que se disipa en los instantes de conmutación  $E_{on}$  y  $E_{off}$ . Como se verá en las gráficas extraídas de la hoja de características,  $V_{ce}$ ,  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  y  $E_{rr}$  dependen de  $i_c$ .

$$P_{p\acute{e}rdidas\ conducci\acute{o}n_{IGBT}} = \frac{1}{T_{red}} \cdot \int_0^{2\pi} V_{ce} \cdot i_c dt \approx f_{red} \cdot \sum_{j=0}^{j=10^4} [V_{ce}(t = \frac{j}{10^4} \cdot 20ms) \cdot i_c(t = \frac{j}{10^4} \cdot 20ms)]$$

$$P_{p\acute{e}rdidas\ conmutaci\acute{o}n_{IGBT}} = f_{red} \cdot \sum_{j=0}^{j=10^4} [E_{on}(t = \frac{j}{10^4} \cdot 20ms) + E_{off}(t = \frac{j}{10^4} \cdot 20ms)]$$

$$P_{p\acute{e}rdidas\ conducci\acute{o}n_{FWD}} = \frac{1}{T_{red}} \cdot \int_0^{2\pi} V_f \cdot i_f dt \approx f_{red} \cdot \sum_{j=0}^{j=10^4} [V_f(t = \frac{j}{10^4} \cdot 20ms) \cdot i_f(t = \frac{j}{10^4} \cdot 20ms)]$$

$$P_{p\acute{e}rdidas\ recuperaci\acute{o}n_{FWD}} = f_{red} \cdot \sum_{j=0}^{j=10^4} E_{rr}(t = \frac{j}{10^4} \cdot 20ms)$$

Este módulo comercial presenta en su hoja de características las siguientes curvas. De cada curva se han extraído tres ecuaciones para cada temperatura: 25°C, 125°C y 150°C.

## V<sub>ce</sub> vs I<sub>c</sub>

Tensión entre colector y emisor respecto a la intensidad de colector, es decir, funcionando en directa. Sirven para modelar las pérdidas de conducción.

$$V_{CE}(T = 25^{\circ}C) = 0,4404 + 0,00327 \cdot I_C - 3,46 \cdot 10^{-6} I_C^2 + 1,82 \cdot 10^{-9} I_C^3 - 3,31 \cdot 10^{-9} I_C^4$$

$$V_{CE}(T = 125^{\circ}C) = 0,4978 + 0,00348 \cdot I_C - 3,12 \cdot 10^{-6} I_C^2 + 1,59 \cdot 10^{-9} I_C^3 - 2,78 \cdot 10^{-9} I_C^4$$

$$V_{CE}(T = 150^{\circ}C) = 0,42457 + 0,00378 \cdot I_C - 3,21 \cdot 10^{-6} I_C^2 + 1,69 \cdot 10^{-9} I_C^3 - 2,99 \cdot 10^{-9} I_C^4$$

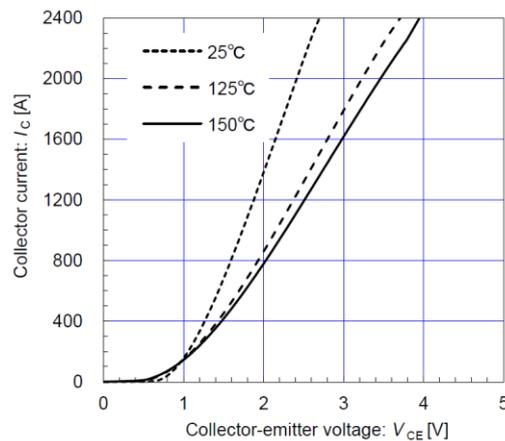


Figura 25. I<sub>c</sub> (Corriente de Colector) frente a tensión V<sub>CE</sub> (Colector-Emisor) [10]

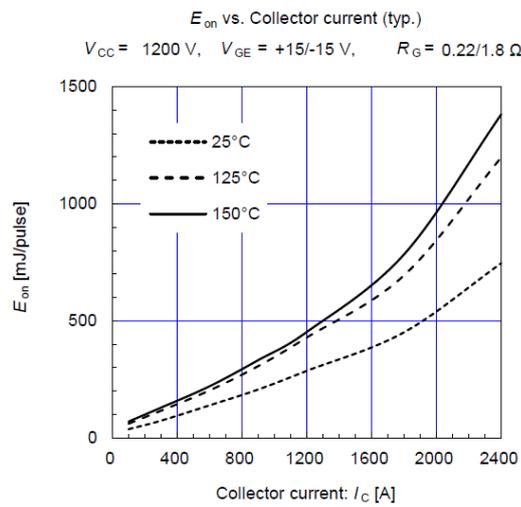
## E<sub>on</sub> vs I<sub>c</sub>

E<sub>on</sub> es la energía de encendido del IGBT. Se libera en los instantes de conmutación donde se enciende

$$E_{on}(T = 25^{\circ}\text{C}) = (7,47 + 0,261 \cdot I_C - 8 \cdot 10^{-5} I_C^2 + 4 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{on}(T = 125^{\circ}\text{C}) = (19,38 + 0,373 \cdot I_C - 1,31 \cdot 10^{-4} I_C^2 + 7,5 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{on}(T = 150^{\circ}\text{C}) = (27,36 + 0,388 \cdot I_C - 1,3 \cdot 10^{-4} I_C^2 + 8 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$



*Figura 26.  $E_{on}$  frente a  $I_C$  [10]*

## E<sub>OFF</sub> VS I<sub>C</sub>

$E_{off}$  es la energía de encendido del IGBT. Se libera en los instantes de conmutación donde se apaga.

$$E_{off}(T = 25^{\circ}C) = (23,71 + 0,525 \cdot I_C - 1,95 \cdot 10^{-4} I_C^2 + 5,70 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{off}(T = 125^{\circ}C) = (52,23 + 0,526 \cdot I_C - 1,10 \cdot 10^{-4} I_C^2 + 2,70 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{off}(T = 150^{\circ}C) = (60,56 + 0,55 \cdot I_C - 1,11 \cdot 10^{-4} I_C^2 + 2,50 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

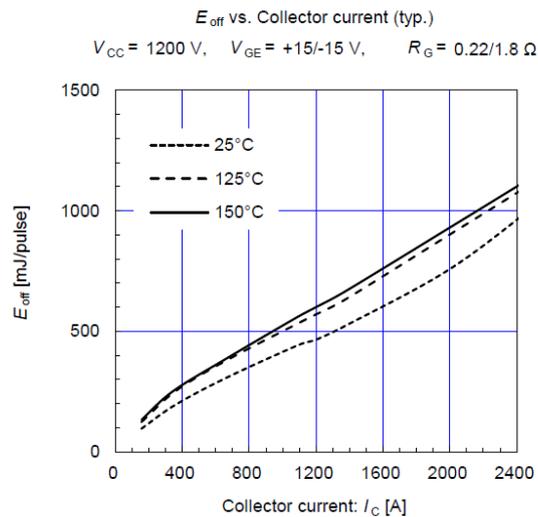


Figura 27.  $E_{off}$  frente a  $I_C$  [10]

## ERR VS IF

$E_{off}$  es la energía disipada cuando el diodo de libre circulación (FWD) cambia de conducción a bloqueo, debido a la corriente inversa durante el tiempo de recuperación inversa .

$$E_{rr}(T = 25^{\circ}C) = (17,41 + 0,272 \cdot I_C - 1,11 \cdot 10^{-4} I_C^2 + 2,3 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{rr}(T = 125^{\circ}C) = (64,54 + 0,375 \cdot I_C - 9,8 \cdot 10^{-5} I_C^2 + 1,3 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{rr}(T = 150^{\circ}C) = (87,58 + 0,424 \cdot I_C - 1,25 \cdot 10^{-4} I_C^2 + 1,7 \cdot 10^{-8} I_C^3) \cdot (8,33 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

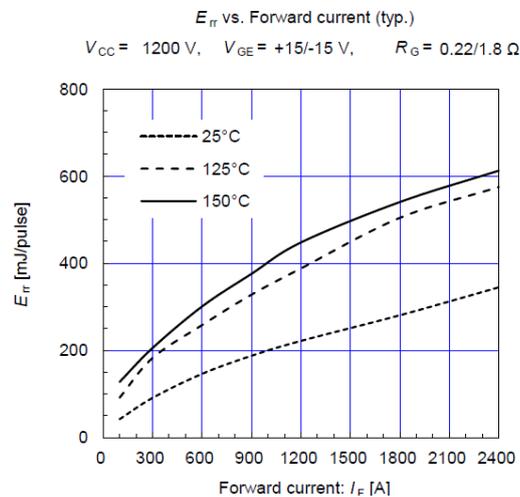


Figura 28.  $E_{rr}$  en función de  $I_F$ . [10]

## VF VS IF

$V_f$  es la tensión que cae en el diodo en directa e  $I_f$  es la corriente directa del diodo. Es decir,  $I_f$  es aquella corriente que circula cuando el módulo funciona en modo inverso,

$$V_f(T = 25^\circ\text{C}) = (0,694 + 0,00343 \cdot I_C - 1,914 \cdot 10^{-6} I_C^2 + 4,318 \cdot 10^{-10} I_C^3)$$

$$V_f(T = 125^\circ\text{C}) = (0,614 + 0,00337 \cdot I_C - 1,606 \cdot 10^{-6} I_C^2 + 3,474 \cdot 10^{-10} I_C^3)$$

$$V_f(T = 150^\circ\text{C}) = (0,534 + 0,00352 \cdot I_C - 1,726 \cdot 10^{-6} I_C^2 + 3,774 \cdot 10^{-10} I_C^3)$$

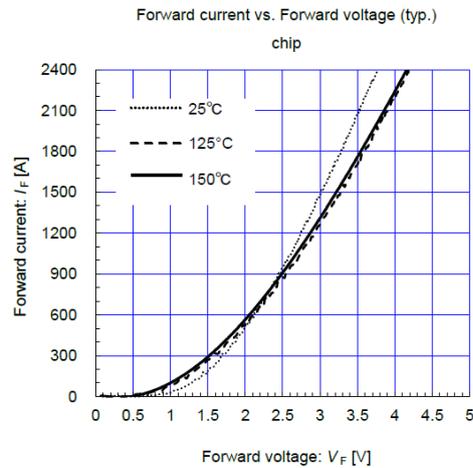


Figura 29.  $I_F$  frente a  $V_F$  [10]

Teniendo las potencias disipadas por el IGBT y el FWD, que en el circuito las modelamos como fuentes de intensidad (véase Figura 31), y teniendo los valores de las resistencias térmicas proporcionadas por el fabricante Fuji Electric, podemos calcular las temperaturas de la unión (junction - $T_j$ -), carcasa (case - $T_c$ -), disipador (heatsink - $T_s$ -), teniendo la temperatura de ambiente ( $T_a$ ) como constante y dependiente de donde se instale en convertidor.

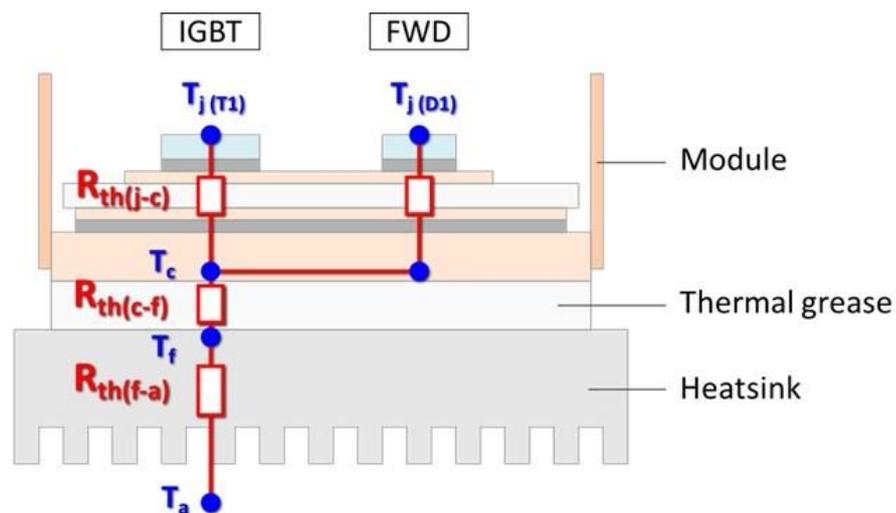


Figura 30. Circuito de disipación de calor de una pastilla de IGBT. [11]

$$R_{th(j-c)IGBT} = 19 \frac{^{\circ}C}{kW}$$

$$R_{th(j-c)diodo} = 29 \frac{^{\circ}C}{kW}$$

$$R_{th(c-s)} = 8,3 \frac{^{\circ}C}{kW}$$

$$R_{th(s-a) \text{ mín}} = 11 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{kW}}$$

$$R_{th(s-a) \text{ máx}} = 13,5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{kW}}$$

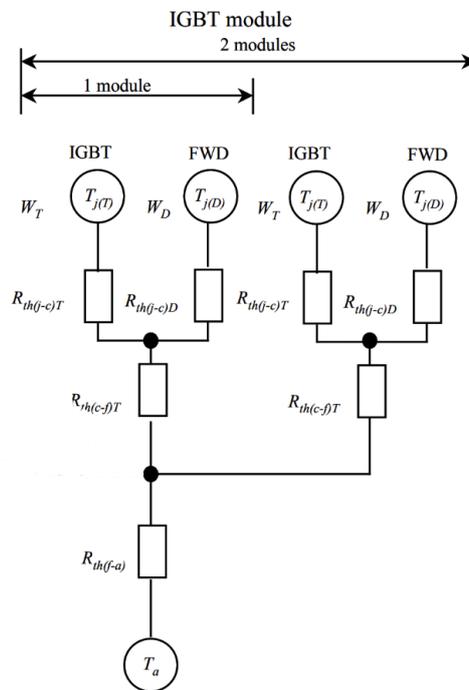


Figura 31. Circuito térmico del IGBT. Adaptado de [9, p. 6-2]

$$T_s = T_a + R_{th(s-a) \text{ IGBT}} \cdot (P_{IGBT} + P_{FWD})$$

$$T_c = T_s + R_{th(c-s) \text{ IGBT}} \cdot P_{IGBT}$$

$$T_{j \text{ IGBT}} = T_c + R_{th(j-s) \text{ IGBT}} \cdot (P_{IGBT})$$

$$T_{j \text{ FWD}} = T_c + R_{th(j-s) \text{ FWD}} \cdot (P_{FWD})$$

Cabe destacar que para cada temperatura hay dos valores, el de la izquierda calculado con  $R_{th(s-a) \min}$  y el de la derecha con  $R_{th(s-a) \max}$ . De todas maneras, habrá que asegurarse que ninguna de las temperaturas supera los  $150^{\circ}\text{C}$ , que es el límite de trabajo del Si, como se indicaba antes. La temperatura que marcará el caso crítico será la temperatura de unión del IGBT  $T_{j \text{ IGBT}}$  ya que el IGBT disipa más potencia que el FWD, y se dará cuando  $R_{th(s-a) \max}$ , es decir el valor de la derecha de Tj IGBT (Tabla 3).

Simulación con  $T_a=60^{\circ}\text{C}$ ,  $f_{sw}=5 \text{ kHz}$ ,  $I_{ac}^{RMS} = 500 \text{ A}$ , usando las curvas de  $150^{\circ}\text{C}$  del datasheet MOSFET. Se emplea la temperatura de ambiente  $T_a$  a  $60^{\circ}\text{C}$  porque suponemos que el agua de refrigeración que entra en el circuito está aproximadamente  $15^{\circ}\text{C}$  por encima de la temperatura ambiente real, que asumimos  $45^{\circ}\text{C}$ , que es el caso más crítico. Las condiciones que se describen son las que se emplean en la solución comercial del Convertidor de potencia nXL.

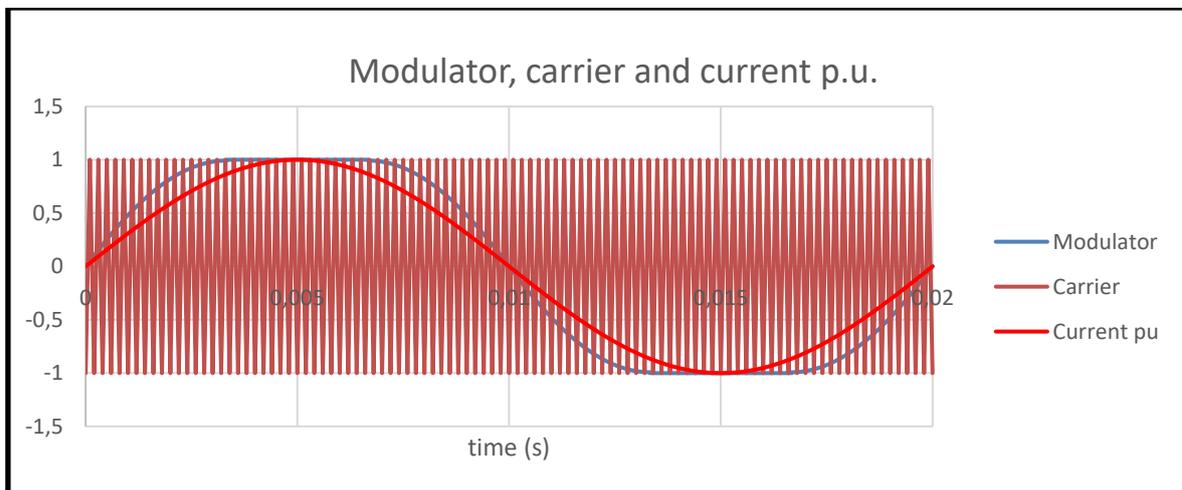
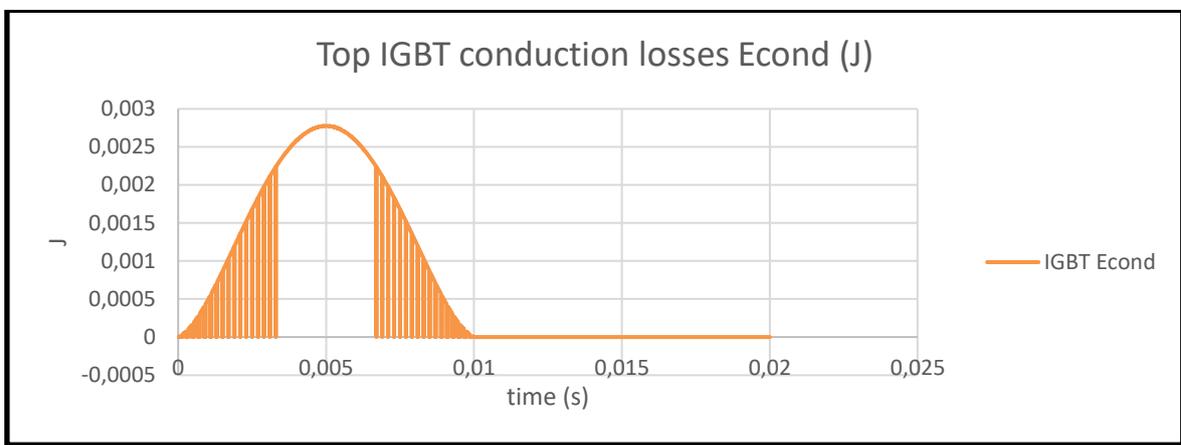
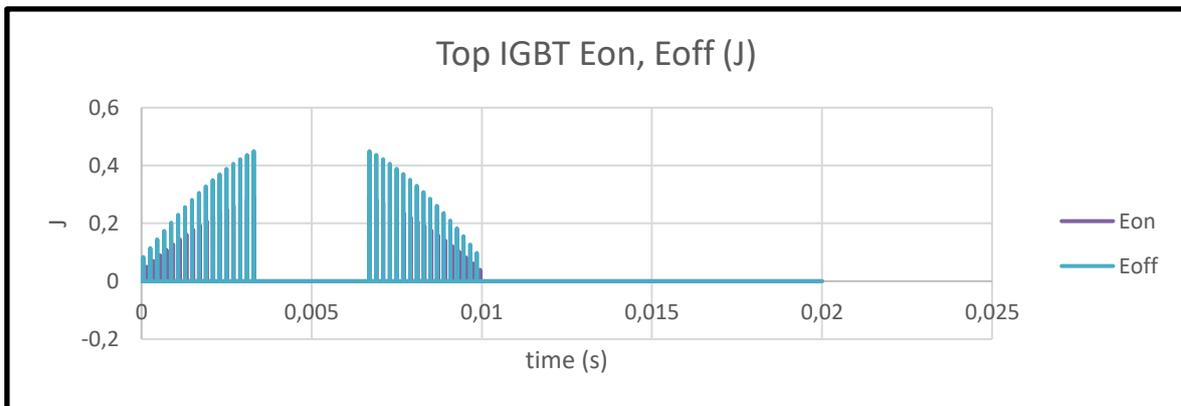


Figura 32. Moduladora, portadora y corriente de un ciclo completo



*Figura 33. Pérdidas por conducción en el IGBT TOP*



*Figura 34. Pérdidas de conmutación en el IGBT TOP*

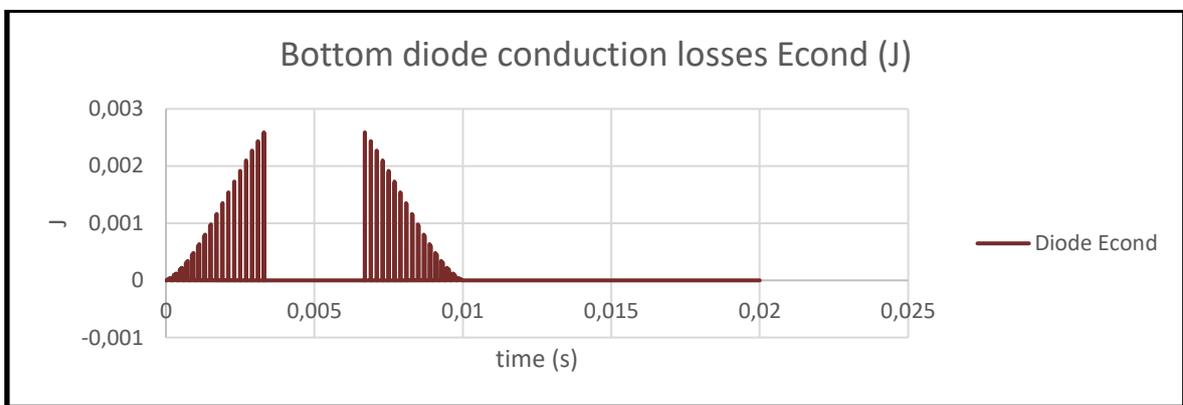


Figura 35. Pérdidas por conducción en el diodo de libre circulación BOTTOM

		Losses [W]				
		Cond. Losses	Turn-on Losses	Turn-off Losses	Rec. Losses	Total Losses
Device	IGBT	375,97	311,73	497,88		1185,57
	Diode	15,14			457,71	472,85
	Pair	391,11	311,73	497,88	457,71	<b>1658,43</b>
	Module	782,22	623,46	995,75	915,43	<b>3316,85</b>

Tabla 2. Pérdidas del módulo IGBT con  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$  y  $I_{ac}^{RMS} = 500 \text{ A}$

		Tj		Tc		Ts	
		IGBT	Diode	IGBT	Diode	IGBT	Diode
Device	IGBT	132,78	141,07	110,25	118,54	96,49	104,78
	Diode	123,96	132,26	110,25	118,54	96,49	104,78

Tabla 3. Temperaturas en las capas del IGBT de Si para  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$  y  $I_{ac}^{RMS} = 500 \text{ A}$

#### **4.2.2 MOSFET DE SiC**

Como se indicaba anteriormente, los MOSFET's de Carburo de Silicio que se montan en el Convertidor nXL son módulos 2CI1200HZF230-50 de 2,3 kV y 1200A, fabricados y diseñados por Fuji Electric.

Como en el IGBT de Si, se tendrán pérdidas por conducción en directa, en inversa (funcionamiento en tercer cuadrante), pérdidas de conmutación ( $E_{on}$  y  $E_{off}$ ) y de recuperación ( $E_{rr}$ ) del diodo virtual. Cabe señalar que este diodo no existe físicamente como sucede en el conjunto IGBT+FWD ya que el MOSFET conduce en directa y en inversa, y sólo podemos hablar de un 'diodo virtual'. Como dicho 'diodo' no es perfecto, durante unos instantes conduce en inversa, siendo la energía  $E_{rr}$  la que se libera en ese breve periodo de tiempo. Este módulo presenta en su hoja de características las siguientes curvas:

## VDS VD IDS

Tensión directa drenador-fuente ( $V_{sd}$ ) frente a intensidad drenador-fuente ( $I_{ds}$ ), es decir, corriente en sentido directo. Se empleará para las pérdidas de conducción de MOSFET.

$$V_{DS}(T = 25^{\circ}C) = -0,009545 + 9,33 \cdot 10^{-4} \cdot I_D - 7,52 \cdot 10^{-8} I_D^2 + 6,27 \cdot 10^{-11} I_D^3 - 1,10 \cdot 10^{-14} I_D^4$$

$$V_{DS}(T = 150^{\circ}C) = 0,01558 + 0,00183 \cdot I_D - 7,77 \cdot 10^{-8} I_D^2 - 3,31 \cdot 10^{-12} I_D^3 - 8,00 \cdot 10^{-15} I_D^4$$

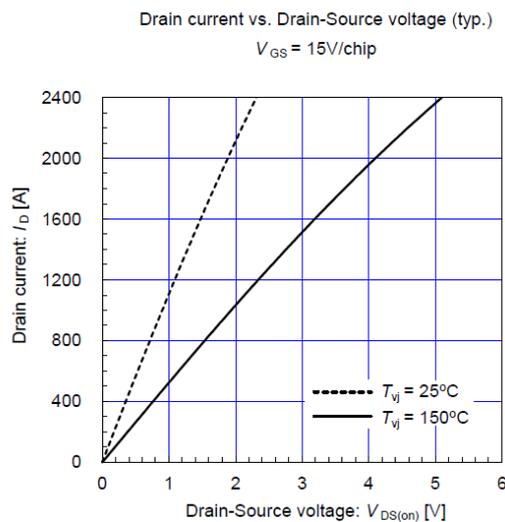


Figura 36. Corriente de Drenador frente a tensión Drenador-Fuente [12]

### VSD VS ISD (TERCER CUADRANTE)

Tensión inversa ( $V_{sd}$ ) en función de la corriente inversa ( $I_{sd}$ ). Este caso modo de funcionamiento se denomina tercer cuadrante y se da cuando el MOSFET está funcionando de modo inverso.

$$V_{SD}(T = 25^{\circ}C) = -0,218 + 9,42 \cdot 10^{-3} \cdot I_{SD} - 4,60 \cdot 10^{-7} I_{SD}^2 + 1,65 \cdot 10^{-10} I_{SD}^3$$

$$V_{DS}(T = 150^{\circ}C) = -5,69 \cdot 10^{-5} + 2,05 \cdot 10^{-6} \cdot I_{DS} - 1,66 \cdot 10^{-10} I_{DS}^2 + 7,42 \cdot 10^{-14} I_{DS}^3$$

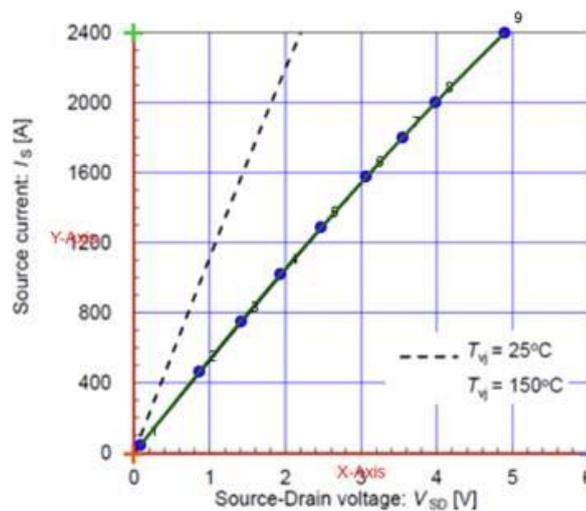


Figura 37. Intensidad de fuente (inversa) frente a tensión fuente-drenador (inversa) [12]

## EON VS IDS

Pérdidas por encendido ( $E_{on}$ ) en función de la corriente directa ( $I_{ds}$ ). Es una de las tres partes de las pérdidas por conmutación. Una de las ventajas del SiC es que su Energía de encendido ( $E_{on}$ ) es mucho más pequeña que la del Si.

$$E_{on}(T = 25^{\circ}C) = (17,99 + 0,178 \cdot I_D - 4,34 \cdot 10^{-6} I_D^2 + 1,80 \cdot 10^{-9} I_D^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{on}(T = 150^{\circ}C) = (15,45 + 0,147 \cdot I_D - 1,47 \cdot 10^{-5} I_D^2 - 2,50 \cdot 10^{-9} I_D^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

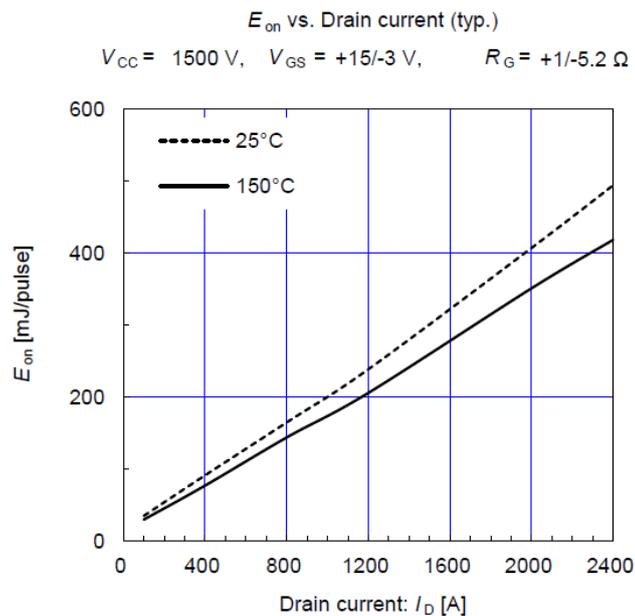


Figura 38. Energía de encendido en función de la corriente de drenador [12]

## EOFF VS IDS

Pérdidas por apagado ( $E_{off}$ ) en función de la corriente directa ( $I_{ds}$ ). Es una de las tres partes de las pérdidas por conmutación. Una de las ventajas del SiC es que su Energía de apagado ( $E_{off}$ ) es mucho más pequeña que la del Si.

$$E_{off}(T = 25^{\circ}C) = (-1,03 + 0,146 \cdot I_D - 1,02 \cdot 10^{-4} I_D^2 - 3,00 \cdot 10^{-9} I_D^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

$$E_{off}(T = 150^{\circ}C) = (-7,15 + 0,227 \cdot I_D - 4,93 \cdot 10^{-5} I_D^2 + 1,10 \cdot 10^{-8} I_D^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} U_{DC})$$

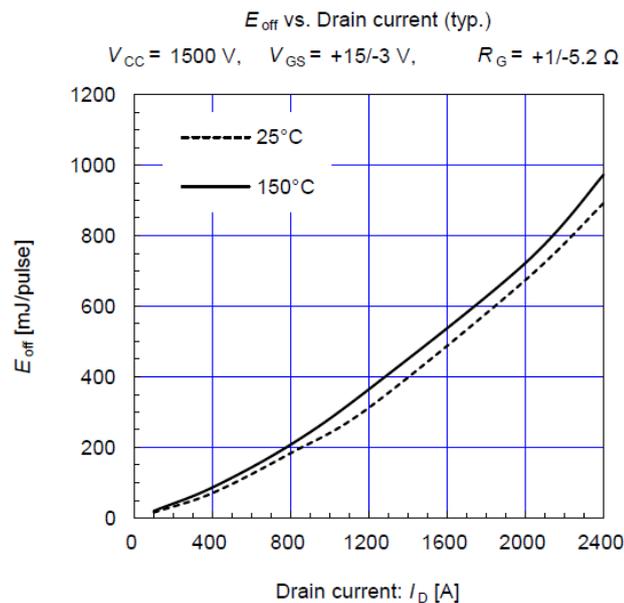


Figura 39. Energía de apagado en función de corriente de drenador [12]

## ERR VS ISD:

Energía de recuperación (Err) frente a corriente inversa (Isd). Esta energía se libera cuando se pasa de modo inverso a directo ya que el ‘diodo’ tarda en bloquear porque no es perfecto. A diferencia del IGBT de Si que lleva un diodo (FWD) en paralelo, el MOSFET no tiene uno, sino que el propio semiconductor actúa como ‘diodo virtual’ conduciendo en inversa. Es por esta misma razón que la Err en el SiC es mucho menor que en el Si.

Al ser una curva compleja para interpolar, se divide y se obtiene la función a trozos para diferentes rangos de corrientes.

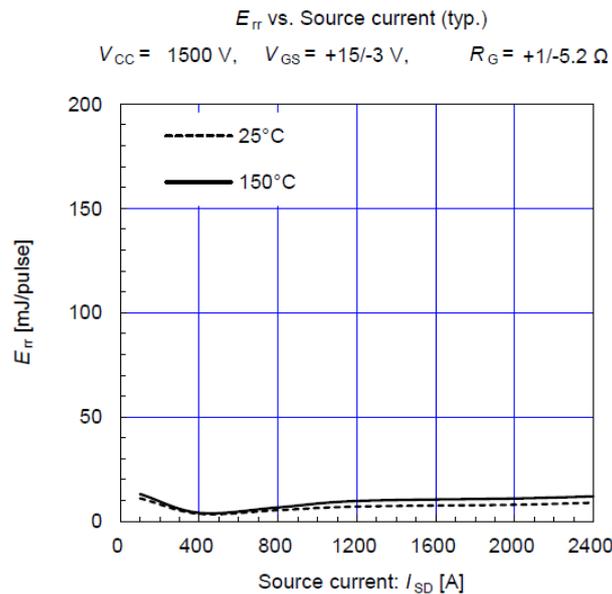


Tabla 4. Energía de recuperación frente a corriente fuente-drenador [12]

### Para 150°C:

$$\text{Err} (I_c < 102,44 \text{ A}) = (0 + 0 \cdot I_c + 0 \cdot I_c^2 + 0 \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $102,44 A < I_c < 395 A$ )

$$= (11,15 + 0,031932 \cdot I_c - 3,7269 \cdot 10^{-20} \cdot I_c^2 + 7,6998 \cdot 10^{-8} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $395A < I_c < 800 A$ )

$$= (3,736 - 0,012161 \cdot I_c + 6,7580 \cdot 10^{-5} \cdot I_c^2 - 6,8022 \cdot 10^{-8} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $800 A < I_c < 1200 A$ )

$$= (5,377 + 0,009107 \cdot I_c - 1,5066 \cdot 10^{-5} \cdot I_c^2 + 9,9328 \cdot 10^{-9} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $1200 A < I_c < 2000 A$ )

$$= (7,245 + 0,001822 \cdot I_c - 3,1469 \cdot 10^{-6} \cdot I_c^2 + 2,6337 \cdot 10^{-9} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $2000 A < I_c < 2400 A$ )

$$= (8,037 + 0,0018436 \cdot I_c + 3,1740 \cdot 10^{-6} \cdot I_c^2 - 2,6450 \cdot 10^{-9} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

**Para 25°C:**

$$\text{Err} (I_c < 102,44 A) = (0 + 0 \cdot I_c + 0 \cdot I_c^2 + 0 \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $102,44 A < I_c < 395 A$ )

$$= (11.15 + 0.031932 \cdot I_c - 3.7269 \cdot 10^{-20} \cdot I_c^2 + 7.6998 \cdot 10^{-8} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $395A < I_c < 800 A$ )

$$= (3,7360 - 0.012161 \cdot I_c + 6,7580 \cdot 10^{-5} \cdot I_c^2 - 6,8022 \cdot 10^{-8} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $800 A < I_c < 1200 A$ )

$$= (5,3770 + 0,009107 \cdot I_c - 1,5066 \cdot 10^{-5} \cdot I_c^2 + 9,9328 \cdot 10^{-9} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $1200 A < I_c < 2000 A$ )

$$= (7,2450 + 0,001822 \cdot I_c - 3,1469 \cdot 10^{-6} \cdot I_c^2 + 2,6337 \cdot 10^{-9} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

Err ( $395A < I_c < 800 A$ )

$$= (8,0370 + 0,0018436 \cdot I_c + 3,1740 \cdot 10^{-6} \cdot I_c^2 - 2,6450 \cdot 10^{-9} \cdot I_c^3) \cdot (6,67 \cdot 10^{-4} \cdot U_{dc})$$

A continuación, se muestra el circuito térmico de disipación de pérdidas del módulo de SiC así como el valor de las resistencias térmicas. Además, se tienen las expresiones con las que se han calculado las temperaturas  $T_s$ ,  $T_c$  y  $T_j$ .

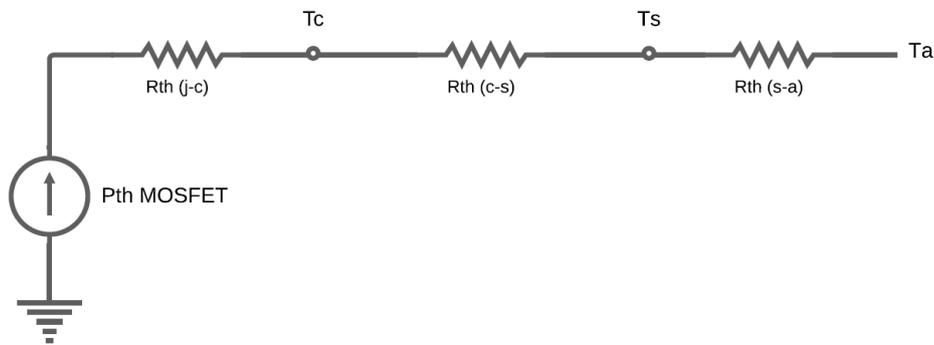


Figura 40. Circuito térmico de pérdidas del MOSFET de SiC. Elaboración propia.

$$R_{th(j-c)MOSFET} = 19 \frac{^{\circ}C}{kW}$$

$$R_{th(c-s)} = 8,3 \frac{^{\circ}C}{kW}$$

$$R_{th(s-a)min} = 11 \frac{^{\circ}C}{kW}$$

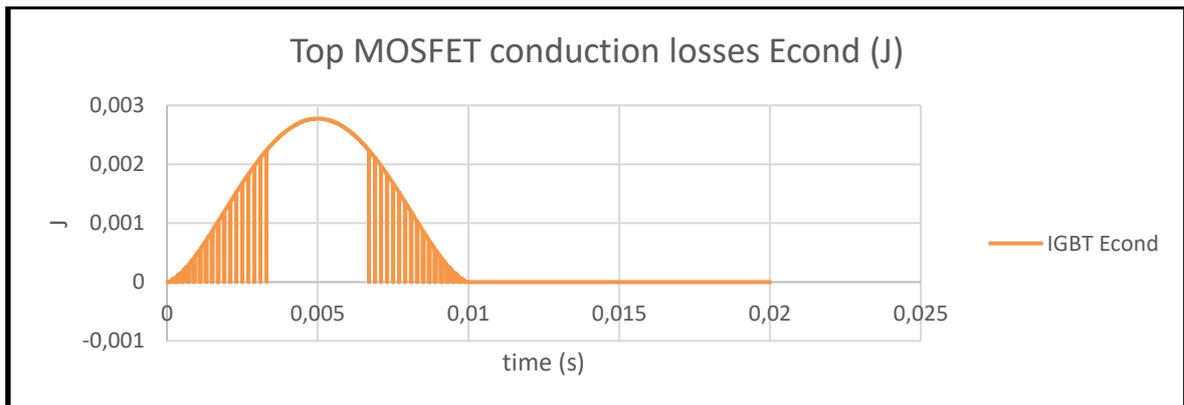
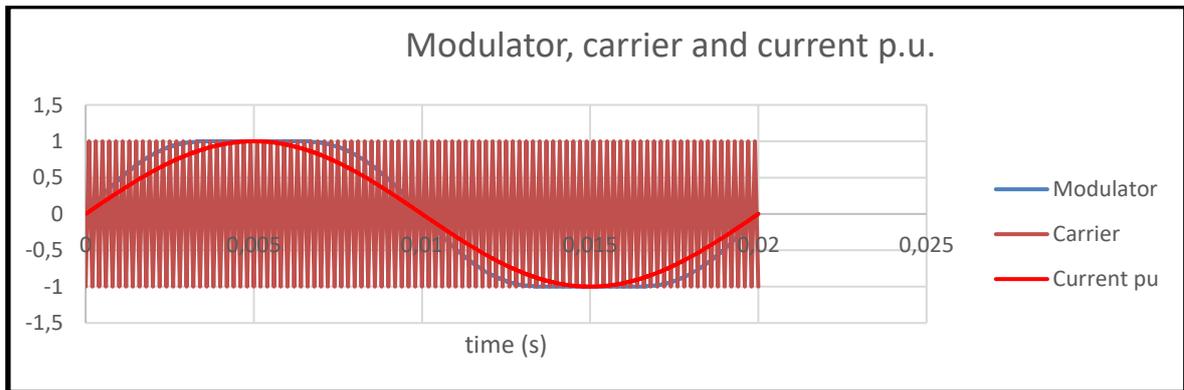
$$R_{th(s-a)max} = 13,5 \frac{^{\circ}C}{kW}$$

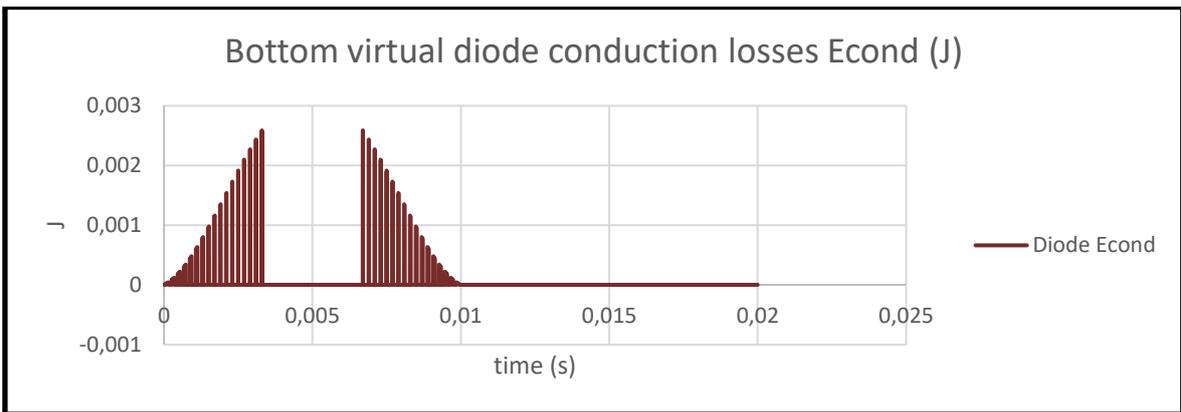
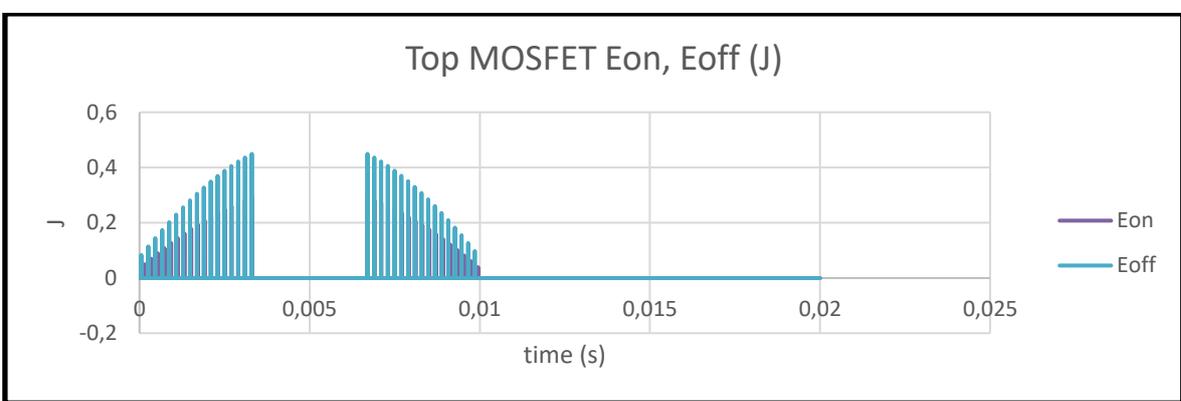
$$T_s = T_a + R_{th(s-a)MOSFET} \cdot P_{MOSFET}$$

$$T_c = T_s + R_{th(c-s)MOSFET} \cdot P_{MOSFET}$$

$$T_j = T_c + R_{th(c-j)MOSFET} \cdot P_{MOSFET}$$

Simulación con  $T_a=60^\circ\text{C}$ ,  $f_{sw}=5\text{ kHz}$ ,  $I_{ac}^{RMS} = 500\text{A}$ , usando las curvas de  $150^\circ\text{C}$  del datasheet MOSFET. Para comparar con el Si, en un primer momento se utiliza la misma frecuencia de conmutación que en el caso del Si y misma corriente (igual potencia).





Losses Results

		Losses [W]				Total Losses
		Cond. Losses	Turn-on Losses	Turn-off Losses	Rec. Losses	
Device	MOSFET en directo	232,28	116,75	130,42		479,45
	MOSFET en inverso	6,02			13,23	19,25
	Pair	238,30	116,75	130,42	13,23	498,70
	Module	476,61	233,50	260,84	26,45	997,39

*Tabla 5. Pérdidas del módulo de SiC para 5 kHz y 500 A de corriente*

	Temperature [°C]					
	T <sub>J</sub>		T <sub>c</sub>		T <sub>s</sub>	
MOSFET	92,56	95,06	80,95	83,44	70,97	73,46

Tabla 6. Temperaturas de las capas del MOSFET de SiC para 5 kHz y 500A de corriente

Como se puede ver, el perfil de temperaturas del dispositivo semiconductor es mucho menor que en el caso del IGBT con Si. En la temperatura de unión, en el caso crítico con  $R_{sa}$  máxima, se alcanzan 95,06°C, a diferencia del módulo de Si, donde llega a 141°C. Esto tiene **tres consecuencias** importantes como se apuntaba antes, que se explorarán en el capítulo posterior.

## 4.3 POSIBILIDADES A EXPLORAR DEL SiC

### 4.3.1 AUMENTO DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

La primera posibilidad es incrementar la frecuencia de conmutación reduciendo el tamaño del filtro y por tanto el volumen del convertidor. Esto es gracias a que se sube la frecuencia de conmutación hasta igualar la temperatura de unión del módulo SiC a la de IGBT de Si. Tener más frecuencia de conmutación implica reducir el contenido de armónicos por lo que se puede abaratar los costes del filtro, compensando el aumento de coste de los MOSFET de SiC, como se verá en el Análisis de viabilidad económica. Esta opción puede contemplarse en Solar Fotovoltaica o sistemas de almacenamiento con baterías (BESS), tanto las que van en microrred aislada o conectados a red, por reducción de volumen y mejora en la respuesta del control al tener mayor  $f_{sw}$ , además de la reducción de armónicos que afectan a las baterías y la instalación FV.

En esta solución habría que tener especial atención a las elevadas derivadas de tensión respecto del tiempo (dV/dt's)

Simulación con  $T_a=60^\circ$ ,  $f_{sw}=45\text{ kHz}$ ,  $I_{ac}^{RMS}=500\text{ A}$ , usando las curvas de  $150^\circ\text{C}$  del datasheet MOSFET.

	Losses [W]				
	Cond. Losses	Turn-on Losses	Turn-off Losses	Rec. Losses	Total Losses
MOSFET en directo	232,11	656,35	651,37		1539,83
MOSFET en inverso	6,20			115,19	121,38
Pair	238,30	656,35	651,37	115,19	1661,21
Module	476,61	1312,71	1302,74	230,37	3322,43

Tabla 7. Pérdidas del módulo de SiC para  $f_{sw}=45\text{ kHz}$ ,  $I_{ac}^{RMS}=500\text{ A}$

	Temperature [°C]					
	Tj		Tc		Ts	
MOSFET	141,90	150,20	110,33	118,64	96,55	104,85

Tabla 8. Temperaturas de las capas del MOSFET para  $f_{sw}=45\text{ kHz}$ ,  $I_{ac}^{RMS}=500\text{ A}$

La potencia quedaría como en el convertidor actual de Si, en 8,84 MW ya que la corriente de fase eficaz queda intacta en 500 A.

### 4.3.2 DISMINUCIÓN DEL VOLUMEN POR REDUCCIÓN DEL SISTEMA DE REFRIGERACIÓN

La segunda posibilidad es que se mantenga frecuencia de conmutación del módulo de Si (5 kHz), y teniendo un perfil de temperaturas mucho menor, reducir drásticamente el sistema de refrigeración, reduciendo costes. Esta posibilidad podría interesar en ciudades u hospitales donde las normativas de ruido son altamente exigentes.

En este caso, la simulación que se realiza es exactamente igual a la mostrada en el caso genérico del SiC a 5 kHz de frecuencia de conmutación, véase las tablas Tabla 7 y Tabla 8. Se mantiene por tanto el mismo filtro. La corriente también sería la misma que en el nXL actual, por lo que la potencia sería de 8,84 MVA.

### 4.3.3 AUMENTO DE LA POTENCIA MEDIANTE INCREMENTO DE INTENSIDAD

La tercera opción es mantener frecuencia de conmutación, mantener filtro y mismo sistema de refrigeración que en el nXL de Si y elevar la intensidad del módulo por encima de los 500 A por módulo MOSFET hasta llegar a los 150°C de temperatura de la unión (temperatura máxima recomendada en la unión), optimizando la corriente que se le puede extraer.

Simulación con  $T_a=60^\circ$ ,  $f_{sw}=5$  kHz,  $I_{ac}^{RMS} = 900$  A, usando las curvas de 150°C del datasheet MOSFET.

Losses Results						
		Losses [W]				
		Cond. Losses	Turn-on Losses	Turn-off Losses	Rec. Losses	Total Losses
Device	MOSFET en directo	767,73	191,93	274,92		1234,57
	MOSFET en inverso	19,38			12,04	31,43
	Pair	787,11	191,93	274,92	12,04	1266,00
	Module	1574,22	383,85	549,85	24,09	2532,00

Tabla 9. Pérdidas del módulo de SiC con  $f_{sw}=5$  kHz,  $I_{ac}^{RMS} = 900$  A

		Temperature [°C]					
		Tj		Tc		Ts	
MOSFET		142,67	149,00	113,17	119,50	87,85	94,18

Tabla 10. Temperaturas del módulo de SiC con  $f_{sw}=5$  kHz,  $I_{ac}^{RMS} = 900$  A

Se ha encontrado el límite en torno a los 900 A por módulo, ya que es el valor para el cual la  $T_j$  no pasa de los 150°C.

$$S = 2 \text{ Convertidores} \cdot 2 \frac{\text{Power Stack}}{\text{Convertidor}} \cdot 3 \frac{\text{módulos}}{\text{fase del Power Stack}} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{RMS} \cdot i_{a RMS}$$
$$= 12 \cdot \sqrt{3} \cdot 850 \cdot 900 = 15,88 \text{ MVA}$$

Como se puede ver, se puede conseguir un convertidor de 15,88 MVA en el mismo espacio (misma refrigeración y filtro) a costa de elevar la intensidad. Sin embargo, al aumentar tanto la intensidad, se tendría que tener en cuenta el coste de cambiar el bus de continua, sus condensadores, y las inductancias, algo que podría poner en peligro la viabilidad de esta tercera solución.

El limitante a la hora de subir la corriente es fundamentalmente el tamaño del transformador, ya que no cabe en el contenedor de 20 pies, donde se quiere vender la solución completa: convertidor, transformador, cdeas de media tensión. Por lo tanto, la propuesta de aumentar la corriente es válida para aplicaciones en las que se vendan convertidores sin transformador, como puede ser en plantas de generación de hidrógeno verde, donde se instalan muchos convertidores en paralelo y se conectan a la red a través de un transformador de gran potencia.

En definitiva, en cualquiera de las tres opciones se aumenta potencia o se disminuye espacio, es decir, ganando densidad de potencia.

## 4.4 FILTRO DE SALIDA

El filtro que se monta a la salida del convertidor es crucial para eliminar los armónicos de tensión y corriente. El filtro del convertidor tiene dos partes como se ve en la Figura 41: la que forman  $L_1$  y  $R_1$ , y la rama conectada en paralelo a tierra  $R_n$ ,  $L_n$ ,  $C_n$  denominada ‘notch’. La  $L_2$  y  $R_2$  modelan la impedancia del transformador y la red eléctrica.

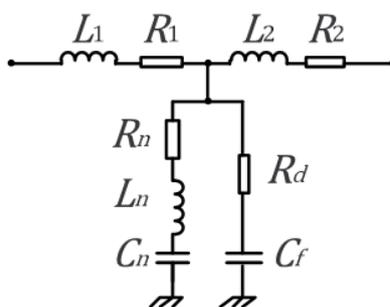


Figura 41. Filtro de salida e inductancia de transformador y red<sup>1</sup>

La función de la rama  $R_d$ ,  $C_f$  es amortiguar las resonancias indeseadas. Por ese motivo se le denomina rama de ‘dumping’.

La frecuencia  $f_n$  es la que elimina fuertemente la rama ‘notch’ (véase Figura 42). Como aparecerán armónicos cerca de la  $f_{sw}$ , hemos de fijar  $f_n$  a  $f_{sw}$  para minimizar el contenido en de los mismos. La expresión para calcularla es la siguiente:

<sup>1</sup> Figura proporcionada por Álvaro Mayor Miguel, responsable de I+D en Norvento TEChnPOWER.

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}}$$

Se enfrentará el actual nXL de 8,84 MVA y  $f_{sw} = 5$  kHz con un convertidor con módulos de SiC de potencia 10 MVA y  $f_{sw} = 5$  kHz, que son las dos opciones que se compararán más adelante.

**Para Si: (Convertidor actual) con  $f_{sw} = 5$  kHz e  $I = 500$  A por módulo.**

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}} = 5 \text{ kHz} \rightarrow \text{si } C_n = 202,64 \mu\text{F} \rightarrow L_n = 5 \mu\text{H}$$

**Para SiC con  $f_{sw} = 10$  kHz e  $I = 566$  A por módulo**

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}} = 10 \text{ kHz} \rightarrow \text{si } C_n = 202,64 \mu\text{F} \rightarrow L_n = 1,25 \mu\text{H}$$

Para que el convertidor tenga cierta fortaleza en la red, se recomienda que la inductancia de salida sea el doble que la inductancia que ve el convertidor de la red a la salida ( $L_2$ ), que es 25  $\mu\text{H}$ . De esta manera, se propone bajar la  $L_1$  hasta 125  $\mu\text{H}$ , de forma que se hace la inductancia equivalente del convertidor completo, ya que hay dos en paralelo, saldría 62,5  $\mu\text{H}$ , por encima del doble de los 25  $\mu\text{H}$  de la red eléctrica.

La función de transferencia entre la intensidad  $i_2$  que sale del convertidor y la tensión  $u$  (tensión entre fases de salida del convertidor) es:

$$G_{u_i \rightarrow i_2} (s) = \frac{i_2(s)}{u_i(s)} \Big|_{e_g(s)=0} = \frac{s^3 \alpha + s^2 \beta + s \gamma + 1}{s^5 a + s^4 b + s^3 c + s^2 d + s e}$$

$$\alpha = L_n C_n C_f R_d$$

$$\beta = L_n C_n$$

$$\gamma = R_d C_f$$

$$a = L_1 L_2 L_n C_n C_f$$

$$b = R_d C_n C_f (L_1 L_2 + L_n (L_1 + L_2))$$

$$c = (L_1 L_2 (C_n + C_f) + L_n C_n (L_1 + L_2))$$

$$d = R_d C_f (L_1 + L_2)$$

$$e = (L_1 + L_2)$$

A continuación, se muestra el diagrama de Bode en módulo del filtro para la  $i_2$  con entrada  $u$ . Se puede ver como la rama encargada de amortiguar o de ‘damping’, que está en paralelo a la ‘notch’, produce una ganancia en módulo más deseada (línea roja) que en el caso que no estuviera (línea azul): por un lado atenúa fuertemente las resonancias y por otro lado incrementa significativamente la atenuación a la frecuencia de conmutación, a la que sintonizamos el filtro ( $f_n$ ), que es donde aparecen más armónicos.

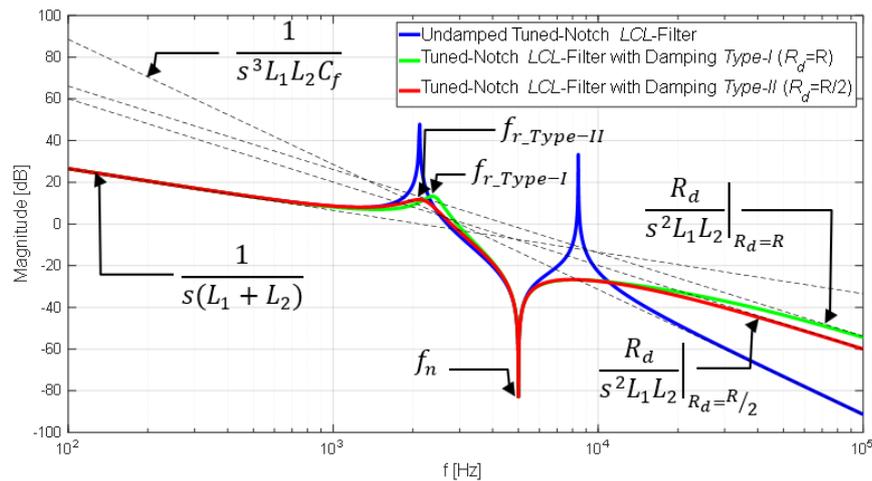


Figura 42. Diagrama de Bode en módulo del filtro de salida <sup>1</sup>

## 4.5 PROBLEMAS DE LA TECNOLOGÍA SiC

### 4.5.1 AUMENTO DE LAS $dV/dt$ 'S

La propuesta de incrementar la frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para reducir tamaño del convertidor, subiendo la densidad de potencia, tiene algunos inconvenientes técnicos. Uno de los más importantes y críticos que presenta el SiC es que al ser módulos que alcanzan tensiones altas en rápidamente, durante las conmutaciones la derivada de tensión respecto al tiempo ( $\frac{dV}{dt}$ ) es muy elevada.

Esto genera por un lado problemas en los aislantes, que actúan como capacidades parásitas a tierra, cuya intensidad es proporcional a la derivada de tensión,  $i_c = C \cdot \frac{dV}{dt}$ . Estos pulsos de intensidad en las conmutaciones se van fugando por los aislamientos y los desgastan poco a poco. Esta problemática puede llegar a ser muy grave en los aislamientos de los generadores en eólica o de las inductancias del filtro, ya que al ‘picarse’ el material aislante podría surgir un cortocircuito.

El límite que imponen los fabricantes de inductancias de núcleo de hierro para aplicaciones de potencia es 10 kV/ $\mu$ s, por lo que habrá que prestar especial atención a este problema. En el caso del IGBT y MOSFET de Fuji Electric estudiados en los capítulos anteriores, cuentan con unas  $\frac{dV}{dt}$  de 4 y 10-20 kV/ $\mu$ s respectivamente. La única forma de mitigar esto es subiendo la resistencia de puerta  $r_G$  con el objetivo de suavizar la rampa de subida y bajada en las conmutaciones, a costa de aumentar algo las pérdidas [13].

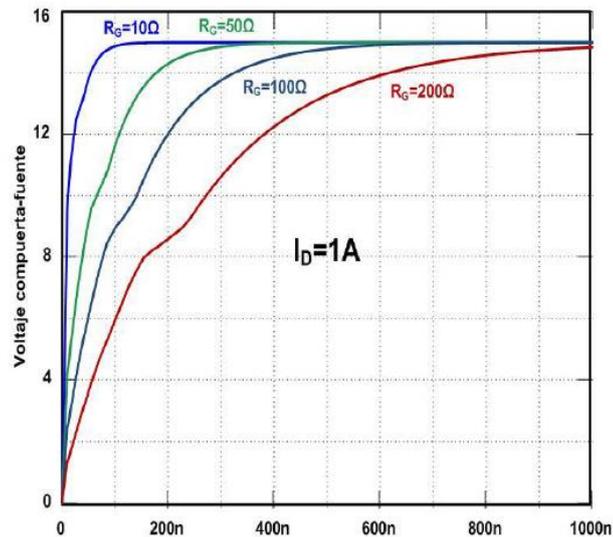


Figura 43. Test de apagado en un IGBT a diferentes  $dv/dt$ 's [13, p.3]

#### 4.5.2 PROBLEMAS DE DEGRADACIÓN DEL ÓXIDO EN LA PUERTA

Otro de los problemas que han tenido históricamente los MOSFET de SiC es la degradación del óxido en la puerta.

El óxido  $SiO_2$  en el MOSFET, se encarga de aislar la puerta (Gate -G-) del canal. Cuando se produce la oxidación térmica, se oxida el Silicio (Si) formando  $SiO_2$ , pero parte del Carbono (C) que no se libera queda de forma residual formando defectos en la interfaz óxido semiconductor. Estas imperfecciones en la interfaz son donde se pueden acumular cargas positivas durante la operación de los módulos dando lugar a tres problemas: un aumento de la resistencia del canal en ON, reducción de la movilidad de los electrones y sobre todo, variación de la tensión  $V_{gs}$  umbral [14].

Esto último puede llegar a ser muy problemático para el control del módulo ya que se podría estar aplicando tensión +15V/-3V para disparar los MOSFET y que cada uno respondiese de

manera diferente al tener umbrales modificados. Al perderse la sincronización de los módulos que forman una fase, podría derivar en una mayor asimetría de corrientes entre módulos pudiendo invalidar el diseño.

Como manera de mantener este problema de forma controlada, los fabricantes recomiendan no excederse en las tensiones aplicadas a la puerta más allá de lo estipulado, en el caso de Fuji Electric, +15V de encendido y -3V de apagado. Si se sobrepasaran estos límites se acabarían acumulando cargas positivas en las imperfecciones de la interfaz que harían cambiar el umbral para controlar la puerta  $V_{gs}$ .

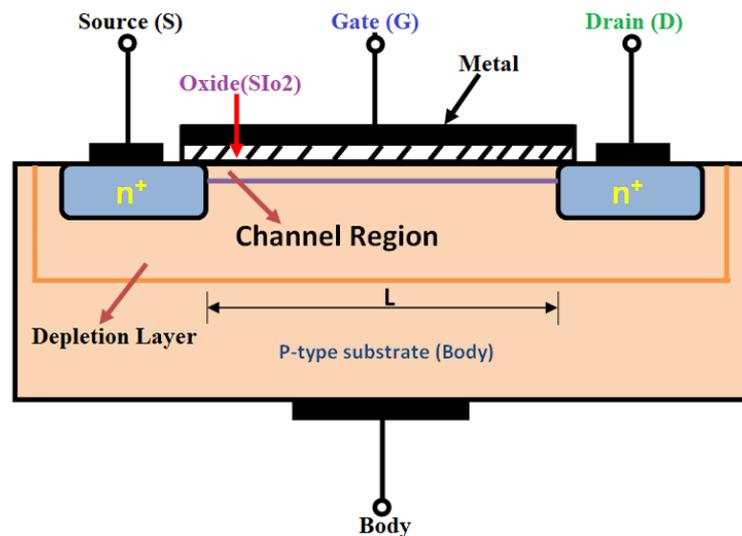


Figura 44. Modelo de capas de un MOSFET [15]

## Capítulo 5. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Como se ha visto en el último apartado del capítulo anterior, Posibilidades a explorar del SiC, la implementación de este tipo de módulos abre tres vías en el objetivo de aumentar densidad de potencia y abaratar costes.

La primera vía consiste en aumentar únicamente la frecuencia de conmutación elevando las pérdidas hasta igualarlas con los módulos de Silicio a 5 kHz, utilizando así el mismo sistema de refrigeración. Al reducir el contenido de armónicos, se necesitaría un filtro más pequeño por lo que se podrían reducir costes, además de tener un control más rápido. Sin embargo, en este caso habría que prestar especial atención a las derivadas de tensión como se apuntaba en el capítulo Aumento de las  $dV/dt$ 's, teniendo que tomar medidas como aumento de resistencia de la puerta o reforzar los aislantes, incurriendo en un leve aumento de pérdidas costes, respectivamente.

La segunda opción corresponde en mantener la misma intensidad (potencia) y frecuencia de conmutación del nXL con Si actual consiguiendo un convertidor con menos pérdidas y mucho más eficiente. Aunque no se podría reducir el tamaño del filtro, esto permitiría reducir drásticamente el sistema de refrigeración (se pasaría de una  $T_j$  de 141,07°C a 95,06°C). Esta segunda solución sería interesante si reducir la refrigeración puede ayudar a cumplir normativas de ruido exigentes como en hospitales o centros urbanos.

La tercera posibilidad es aumentar la intensidad de corriente todo lo posible, sin modificar la frecuencia de conmutación de 5 kHz, elevando las pérdidas hasta llegar a las del NXL actual. De esta manera se maximiza la potencia que se extrae en el mismo espacio porque se utiliza el mismo filtro y refrigeración. Esta opción sería conveniente para soluciones donde se instale únicamente el convertidor y no la plataforma de 40 pies completa que incluye

convertidor con el transformador, ya que no cabe un transformador con una potencia mayor de 12 MVA. Hay que señalar que un aumento excesivo de la corriente puede llevar a un encarecimiento de las inductancias, siendo contraproducente dicho aumento de corriente en la densidad de potencia.

A continuación, se propone una **solución que combina las tres posibilidades anteriores**, a modo de continuación natural del convertidor actual nXL. Se incrementa intensidad, es decir, potencia y la frecuencia de conmutación. Estas dos variables sufren tal incremento que la temperatura de unión no sobrepasa los 120°C, por lo que se puede emplear incluso un sistema de refrigeración más pequeño que en el caso del Si, cuya temperatura de unión alcanzaba los 140° (véase Tabla 2)

Por un lado, la frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) aumenta desde 5 kHz hasta los 10 kHz, consiguiendo un filtro de salida más pequeño y económico ya que tiene menos contenido en armónicos, además de contar con un control más rápido. Esto es especialmente interesante en aplicaciones donde el convertidor va conectado a red.

Por otro lado, se incrementa la intensidad hasta alcanzar los 10 MVA, algo más de 1 MVA que antes, cuando se obtenían 8,84 MVA.

$$S = 2 \text{ Convertidores} \cdot 2 \frac{\text{Power Stack}}{\text{Convertidor}} \cdot 3 \frac{\text{módulos}}{\text{fase del Power Stack}} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{RMS} \cdot i_{a RMS}$$

$$= 12 \cdot \sqrt{3} \cdot 850 \cdot 566 = 10 \text{ MVA}$$

Simulación con  $T_a=60^\circ$ ,  $f_{sw}=10$  kHz,  $I_{ac}^{RMS} = 566$  A, usando las curvas de 150°C del datasheet MOSFET.

Losses Results						
		Losses [W]				Total Losses
		Cond. Losses	Turn-on Losses	Turn-off Losses	Rec. Losses	
Device	MOSFET en directo	298,11	245,35	287,32		830,77
	MOSFET en inverso	8,10			26,32	34,42
	Pair	306,21	245,35	287,32	26,32	<b>865,19</b>
	Module	612,42	490,69	574,64	52,63	<b>1730,38</b>

Tabla 11. Pérdidas de módulo SiC para  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ ,  $I_{ac}^{RMS} = 566 \text{ A}$

	Temperature [°C]					
	Tj		Tc		Ts	
MOSFET	116,50	120,82	96,34	100,66	79,03	83,36

Tabla 12. Perfil de temperaturas del SiC para  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ ,  $I_{ac}^{RMS} = 566 \text{ A}$

En definitiva, se consigue en el mismo espacio un convertidor de mayor potencia, más rápido, más compacto y eficiente térmicamente. En el siguiente capítulo se discutirá acerca de los costes de migrar a la tecnología con SiC.

## **Capítulo 6. ANÁLISIS DE VIABILIDAD ECONÓMICA**

Uno de los aspectos fundamentales a considerar en la transición a SiC desde Si es su coste y es a día de hoy una de las grandes preocupaciones en la industrial. Por un lado, se cuenta con el Si, una tecnología ya madura y con unos precios competitivos. Por otro lado, los módulos semiconductores de SiC tienen un precio mayor que los de Si actualmente en el mercado, a pesar de haber sufrido una reducción considerable en los últimos años. Cabe resaltar, si bien los semiconductores de SiC son tres veces más caros que los de Si (véase ANEXO), tenemos que considerar los ahorros en el producto completo, que genera esta nueva tecnología, principalmente en el tamaño del filtro de salida y por el aumento de densidad de potencia.

A continuación, se muestran dos tablas con los costes de materiales de uno de los dos convertidores que forman el nXL tanto para la opción con Si actual como para el caso propuesto en Análisis de Resultados con SiC.

Tanto en Si como en SiC, por una parte, tenemos el bloque de potencia donde se encuentra: el coste del semiconductor, el controlador de la puerta (gate driver), el dissipador de agua y los componentes de la parte de continua, condensador y buses de potencia. Por otra parte, tenemos el filtro de red comentado en el capítulo Filtro de salida, que está formado por la inductancia L1 de salida y por el filtro de armónicos (rama en paralelo a tierra).

Los costes de ambos convertidores, el de Si y el de SiC, se distinguen por dos variables: el precio del módulo semiconductor, tres veces más caro en el caso del SiC que en el Si (según Fuji), y el coste del filtro, mucho más pequeño y económico en el SiC que en el Si. Con la variación fundamentalmente de estos dos factores se simulará el coste de materiales de un hipotético convertidor con SiC comparado con el nXL actual, para ver si un ahorro en el

filtro compensa el encarecimiento de los módulos de SiC. El coste de las inductancias es proporcional a la energía que almacenan, es decir, al producto de la intensidad y al valor de la inductancia al cuadrado.

Teniendo en cuenta que aumentamos la potencia del convertidor a 10 MVA a través de un incremento de corriente en cada módulo hasta 566 A:

$$i_1 = 3 \cdot 500 = 1500 \text{ A}$$

$$i'_1 = 3 \cdot 500 = 1698 \text{ A}$$

$$\frac{L'_1 \cdot i'^2_1}{L_1 \cdot i^2_1} = \frac{125 \cdot 1698^2}{150 \cdot 1500^2} = 1,06 \rightarrow \text{Aumento del 6\% del coste de } L'_1$$

Este ligero aumento de coste es debido al aumento de corriente en los módulos.

En el caso de la inductancia de la rama notch,  $L_n$ , según el fabricante Torytrans, pasar de una bobina de 5  $\mu\text{H}$  a una de 1,25  $\mu\text{H}$  reduciría el coste en un 75%, como se puede ver en la Tabla 14. Esto es debido a que al cambiar de una inductancia de núcleo de hierro a núcleo de aire, no se cumple directamente la relación de  $L \cdot i^2$ .

Como se indica en el capítulo Análisis de Resultados, la propuesta de convertidor de 10 MVA con semiconductores de SiC cuenta con el mismo un sistema de refrigeración que el convertidor de Si actual a pesar de tener una  $T_j$  de 120°C en vez de 140°C, ya que al pasar más corriente por la inductancia  $L_1$  se. Por otro lado, hay otros costes que se mantienen constantes como el control de la puerta (Gate Driver) y otros (material extra).

Además de estos factores, al aumentar la corriente desde los 500 A por módulo hasta los 566 A, hay que cambiar ligeramente el sensor corriente para que soporte más intensidad, así como el bus de continua y sus condensadores.

Tanto el coste de estos elementos en el convertidor con Si, como su aumento en el caso del convertidor con módulos SiC, han sido proporcionados por el departamento de costes de Norvento TECHnPower.

Si				
CONVERTIDOR 1/2	COMPONENTE	UNIDADES	COSTE UNITARIO	COSTE TOTAL
BLOQUE POTENCIA	MÓDULO IGBT	18	225,00 €	4.050,00 €
	GATE DRIVER	6	110,00 €	660,00 €
	DISIPADOR AGUA	3	550,00 €	1.650,00 €
	CONDENSADOR DC	18	185,00 €	3.330,00 €
	BUSBAR DC	2	550,00 €	1.100,00 €
	BUSBAR MÓDULO	6	235,00 €	1.410,00 €
	SENSOR CORRIENTE	6	120,00 €	720,00 €
	OTROS	1	250,00 €	250,00 €
FILTRO RED	INDUCTANCIA L1	2	6.760,00 €	13.520,00 €
	FILTRO ARMÓNICOS	1	5.200,00 €	5.200,00 €
				31.890,00 €
P [MVA]				4,42
€/kW				7,22 €

Tabla 13. Coste de materiales de una unidad de convertidor de 8,84 MVA con módulos de Si

**SiC**

CONVERTIDOR 1/2	COMPONENTE	UNIDADES	COSTE UNITARIO	COSTE TOTAL
BLOQUE POTENCIA	MÓDULO MOSFET	18	675,00 €	12.150,00 €
	GATE DRIVER	6	110,00 €	660,00 €
	DISIPADOR AGUA	3	550,00 €	1.650,00 €
	CONDENSADOR DC	18	215,00 €	3.870,00 €
	BUSBAR DC	2	632,50 €	1.265,00 €
	BUSBAR MÓDULO	6	270,25 €	1.621,50 €
	SENSOR CORRIENTE	6	150,00 €	900,00 €
	OTROS	1	250,00 €	250,00 €
FILTRO RED	INDUCTANCIA L1	2	7.165,60 €	14.331,20 €
	FILTRO ARMÓNICOS	1	1.250,00 €	1.250,00 €
				37.947,70 €
P [MVA]				5,00
				€/kW 7,59 €

*Tabla 14. Coste de materiales de una unidad de convertidor de 10 MVA con módulos de SiC*

Como se puede ver en la Tabla 14, el coste final por unidad de potencia es ligeramente superior en el caso del SiC debido principalmente a que estos módulos son tres veces más caros que los IGBT's de Si. Sin embargo, según Fuji Electric (ANEXO II), el precio de los MOSFET de SiC tenderán a valer lo mismo que los módulos de Si en un futuro próximo, haciendo el convertidor de SiC más barato que el de Si. Esto será debido al aumento de la densidad de potencia, ya que al ser el SiC más eficiente térmicamente, se puede extraer más potencia.

## **Capítulo 7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS**

Este Trabajo de Fin de Grado ha abordado el análisis de la viabilidad técnica y económica de sustituir módulos IGBT de silicio por MOSFET de carburo de silicio (SiC) en convertidores de electrónica de potencia de tipo Multi-MW. El estudio se ha realizado sobre un caso real: el convertidor nXL de 8,84 MVA desarrollado por la empresa Norvento TECHnPower.

Para ello, se ha desarrollado una herramienta propia en Excel capaz de simular un ciclo completo de 20 ms (50 Hz), discretizado en 10.000 instantes. Esta herramienta permite calcular con precisión las pérdidas por conducción y conmutación, así como las temperaturas de los distintos elementos térmicos del sistema (unión, carcasa y disipador), a partir de las curvas características de los dispositivos proporcionadas por el fabricante Fuji Electric.

Mediante este modelo, se han evaluado distintos escenarios de operación —a frecuencias de conmutación de hasta 45 kHz y corrientes RMS de hasta 900 A— comparando módulos IGBT de Si (2MBI1200XZF230-50) frente a MOSFET de SiC (2CI1200HZF230-50). Se ha analizado el comportamiento térmico, las pérdidas totales, la posibilidad de reducción de volumen del sistema y el impacto en el coste total del convertidor.

Los objetivos del trabajo se han cumplido en su totalidad. Se ha demostrado que:

- El uso de tecnología SiC permite una reducción significativa de las pérdidas con respecto a la tecnología de Si.
- Es posible operar a frecuencias de conmutación más elevadas manteniendo temperaturas seguras, lo que facilita el uso de filtros de salida más pequeños y económicos.

- El sistema puede entregar mayor potencia (hasta 10 MVA) sin aumentar el volumen, lo que se traduce en una mayor densidad de potencia.
- A pesar de que los módulos SiC son más caros, al poder extraer más potencia, el coste por potencia (€/kW) se sitúa sólo ligeramente por encima del convertidor con IGBT's de Si, entrando a competir con el Si con los precios que hay a día de hoy. Dentro de pocos años, el precio de los módulos de SiC alcanzarán el de los de Si (según Fuji Electric, ver ANEXO II), por lo que la solución con SiC será más barata en relación (€/kW) al poder extraer más potencia.

Como aportación principal, este trabajo ofrece un estudio técnico-económico riguroso, aplicable a un producto comercial real, y pone en valor las ventajas de migrar hacia tecnología SiC en convertidores de gran potencia. Además, la herramienta desarrollada en Excel constituye una base versátil para futuras simulaciones de pérdidas térmicas y eléctricas en otros módulos que se lancen en un futuro al mercado.

En conclusión, se ha validado que los semiconductores de SiC representan una solución eficiente, compacta y competitiva para afrontar los retos que presentan las nuevas aplicaciones energéticas: generación renovable, almacenamiento en baterías, tracción eléctrica y enlaces en corriente continua. Su implementación permitirá desarrollar convertidores más sostenibles, competitivos, con mejores prestaciones y preparados para cumplir códigos de red más exigentes.

El paso inmediatamente posterior a este estudio es la realización de tests de doble pulso de los módulos SiC de 2,3kV de tensión de bloqueo de Fuji Electric, que llegarán a partir de finales de 2025 o principios del 2026. Estos módulos tendrían su uso en aplicaciones de 1,5 kV DC que ya parecen rentables en el corto plazo (véase Análisis de viabilidad económica).

Sin embargo, como se apuntaba en el capítulo de Estado de la Cuestión, para aumentar potencia y eficiencia, los fabricantes de PV y sistemas de almacenamiento baterías (BESS) van a dar el paso a 2 kV DC. Para este nivel de tensión DC se tendría que migrar a módulos de 3,3 kV ó 2,8 kV en 2L, por lo que es siguiente paso sería hacer un estudio similar para módulos de SiC con esta tensión de bloqueo y posteriormente probarlos en el banco de pruebas. Si los módulos de 2,3 kV de Carburo de Silicio ya son competitivos 1,5 kV DC, para aplicaciones de 2kV DC es evidente que migrar a SiC es necesario ya que los módulos de Si tendrían unas pérdidas enormes a 5kHz, lo que haría inviable el convertidor.

## Capítulo 8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] K. Coello, “Implementación de un programa de dosimetría in vivo en tratamientos de radioterapia con técnicas modernas,” Trabajo de Fin de Máster, Universidad Central de Venezuela, Caracas, Venezuela, Jan. 2015.
- [2] A. Volke and M. Hornka, *IGBT Modules Technologies, Driver and Application*. Manual técnico. Infineon, 2011.
- [3] D. W. Hart, *Power Electronics*. Manual académico. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson Prentice Hall, 2011.
- [4] D. J. López Mesa, G. A. Camacho Muñoz, J. O. Díaz Chávez, y C. A. Gaviria López, “Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC”. Artículo de investigación. Universidad del Cauca, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones (FIET), Popayán, Cauca, Colombia.
- [5] T. Avraham, M. Dhyani, and J. B. Bernstein, “Reliability challenges, models, and physics of silicon carbide and gallium nitride power devices,” *Energies*, vol. 15, no. 23, p. 8912, Nov. 2022
- [6] International Energy Agency, “New semiconductor materials will deliver significant energy savings,” *IEA*, Jun. 10, 2022. [En línea]. Disponible: <https://www.iea.org/articles/new-semiconductor-materials-will-deliver-significant-energy-savings>. [Accedido: 6-jun-2025].
- [7] Departamento de Electrónica de Potencia, *Material gráfico del Convertidor nXL*, Norvento TECHnPOWER, Madrid, España, sólo accesible para uso interno, 2025.

- [8] H. Hafezi and R. Faranda, “A New Approach for Power Losses Evaluation of IGBT/Diode Module,” *Energies*, vol. 14, no. 3, p. 642, Jan. 2021.
- [9] Fuji Electric Co., Ltd., *Fuji IGBT Modules Application Manual*, REH984c, Mar. 2015.
- [10] Fuji Electric Co., Ltd. IGBT Datasheet. Proporcionado por el distribuidor Ibérica Semiconductores de Potencia S.L.
- [11] Fuji Electric Corp. of America, “What is the case temperature (Tc)?,” FAQ (All, Discrete IGBT, IGBT Module, Power MOSFET, Rectifier Diode, SiC Device, Thermal Design), [en línea]. Disponible en: <https://americas.fujielectric.com/faqwd/case-temperature-tc/>. [Accedido: 1-jun-2025].
- [12] Fuji Electric Co., Ltd. MOSFET Datasheet. Proporcionado por el distribuidor Ibérica Semiconductores de Potencia S.L.
- [13] L. Hernández González, C. Arvizu Ogilvie, M. A. Rodríguez, A. C. Sanchez, y J. Aguayo Alquisira, “*Simulación de Mosfet de potencia en carburo de silicio*,” *Latin-American Journal of Physics Education*, México, Nov. 2014.
- [14] J. Kim, S. Kwak, and S. Choi, “*Impacts of SiC-MOSFET Gate Oxide Degradation on Three-Phase Voltage and Current Source Inverters*,” *Machines*, vol. 10, no. 12, p. 1194, Dec. 2022
- [15] Components101, “MOSFET Symbol, Working, Operation, Types and Applications,” Components101. <https://components101.com/articles/mosfet-symbol-working-operation-types-and-applications> [Accedido: 20-jun-2025].

## **ANEXO I**

El Trabajo Fin de Grado puede alinearse con varios de los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) de la ONU de las siguientes maneras:

### **ODS 7: Energía Asequible y No Contaminante**

- Eficiencia energética: Los dispositivos semiconductores de carburo de silicio (SiC) son más eficientes en comparación con los semiconductores tradicionales (como el silicio puro) en aplicaciones de electrónica de potencia. Esto reduce significativamente las pérdidas de energía durante la conversión eléctrica, lo que contribuye a una generación, distribución y uso más eficientes de la energía.

- Energías renovables: La tecnología SiC permite mejorar la eficiencia de convertidores de potencia en aplicaciones de gran escala, como las energías renovables (solar, eólica). Esto facilita la integración de fuentes de energía limpia y aumenta su viabilidad económica y técnica.

- Almacenamiento en baterías e Hidrógeno verde: la integración de semiconductores de SiC mejorarán la eficiencia de sistemas de almacenamiento con baterías necesarias para dar apoyo a las fuentes de generación renovables. Además, dichos semiconductores reducirán las pérdidas en la electrónica de potencia ubicada en los electrolizadores y pilas de combustible empleadas para el H<sub>2</sub>, vector energético clave en la transición energética.

---

### **ODS 9: Industria, Innovación e Infraestructura**

- Innovación tecnológica: El uso de semiconductores avanzados como el carburo de silicio es un avance importante en la innovación tecnológica. Estos dispositivos permiten construir convertidores de potencia más compactos, robustos y eficientes, lo que mejora la infraestructura energética y la sostenibilidad industrial.
- Industria sostenible: La implementación de estos dispositivos en sistemas de potencia de múltiples megavatios puede optimizar las operaciones en sectores industriales clave, reduciendo los costos de energía y minimizando la huella de carbono.

### **ODS 12: Producción y Consumo Responsables**

- Reducción de residuos y recursos: Los dispositivos de SiC tienen una mayor durabilidad y operan a temperaturas más altas, lo que reduce la necesidad de sistemas de refrigeración y aumenta la vida útil de los convertidores. Esto contribuye a una menor demanda de materiales y recursos a lo largo del ciclo de vida de los equipos.

### **ODS 13: Acción por el Clima**

- Reducción de emisiones de carbono: Al mejorar la eficiencia energética en la conversión de potencia, los dispositivos de SiC contribuyen a reducir la emisión de gases de efecto invernadero, ya que menos energía se desperdicia en forma de calor y más se aprovecha para alimentar sistemas eléctricos. Esto apoya la mitigación del cambio climático, un componente esencial del ODS 13.

---

## **ODS 11: Ciudades y Comunidades Sostenibles**

- Infraestructura energética eficiente: Las aplicaciones de convertidores de potencia con SiC en sistemas de generación eléctrica a gran escala contribuyen a la construcción de redes eléctricas más inteligentes y sostenibles, que son claves para el desarrollo de ciudades y comunidades con menor impacto ambiental.

En resumen, el trabajo enfocado en la aplicación de dispositivos semiconductores de SiC en convertidores de potencia se alinea principalmente con los ODS que promueven la eficiencia energética, la innovación tecnológica, el desarrollo industrial sostenible y la lucha contra el cambio climático.

## **ANEXO II**

### **Viaje a Japón:**

Durante los días 12 y 19 de junio, he podido visitar de la mano de Norvento TECHnPower y varios de su equipo de electrónica de potencia, las instalaciones de Mitsubishi Electric y Fuji Electric en Japón, donde pudimos ver la producción de los IGBT's que se van a montar en el nXL. Además, mantuvimos algunas reuniones técnicas donde debatimos sobre las características de sus módulos y los precios de los mismos. También, se habló de los nuevos módulos que están desarrollando en SiC para una colaboración futura.

#### **Reunión técnica en Fukuoka (13 de junio de 2025)**

##### **Temas tratados:**

1. Alta  $dV/dt$  y su impacto en EMC
2. Medición de  $T_j$  con sondas o recubrimientos
3. Paralelo de módulos Si/SiC
4. Fiabilidad de módulos 2500 V

##### **Puntos clave:**

- Se mostraron curvas de vida útil actualizadas para módulos de 1200 A y 1,7 kV usados en el nED750 (aerogenerador de 750 kW de Norvento TECHnPower).
- Mitsubishi puede proporcionar módulos con termopares en la base para medir temperatura de chip, así como módulos con recubrimiento especial para lectura por infrarrojos (aunque no recomiendan este último a tensión nominal).

- Se discutió la posibilidad de sensores ópticos como alternativa (como ofrece Fuji).
- En cuanto a robustez ante oxidación, Mitsubishi supera el ensayo estándar de 1000 h a 85 % HR y tensión de bloqueo.
- Se expuso un gráfico sobre degradación del umbral  $V_g$  en MOSFETs: Mitsubishi muestra menor variación ( $<0,1$  V) frente a competidores ( $>0,4$  V), lo cual mejora el comportamiento en paralelo.
- Mitsubishi prepara nuevos módulos:
  - IGBT de 1,7 kV, 1800 Arms, 6 kVrms para topologías ANPC.
  - SiC de 3,3 kV, 800 Arms, ya en producción masiva para tracción.
- Mitsubishi Electric se encuentra ahora mismo en el medio del desarrollo de un IGBT Si de 2,5 kV. Empezará a partir de 2026 el desarrollo de un MOSFET de SiC

#### **Tareas acordadas**

- Mitsubishi enviará estimación preliminar del coste de los nuevos módulos SiC de 2,5 kV para valorar la opción 2L vs 3L en el convertidor nTD1 (2 kV DC).
- Compartir curvas de vida útil actualizadas del módulo de 1,7 kV / 1200 A.
- Acordar con Norvento la entrega de muestras con termopar o recubrimiento para validación térmica.
- Estudiar posibilidad de proporcionar muestras con distinto  $V_g(th)$  para pruebas de paralelo.
- Compartir presentación utilizada en la reunión sobre degradación del óxido de compuerta y robustez.
- Valorar el beneficio de invertir chips inferiores para mitigar problemas EMC por  $dV/dt$  elevados.

---

**Visita a la fábrica de Fuji Electric en Iiyama (17/06/25) y sede en Matsumoto (18/06/25)**

- Fábrica de módulos en Iiyama
- La fábrica produce sensores de presión, transistores encapsulados y módulos de potencia HPnC y PrimePack.
- El proceso incluye marcado láser del DCB, soldadura en atmósfera de H<sub>2</sub> (pico 320 °C), wire bonding de 500 y 300 μm, inspección automática por rayos X y soldadura de DCB a la base.
- Las barras de potencia se fijan con soldadura ultrasónica (no se doblan después como en Mitsubishi), reduciendo esfuerzos mecánicos.
- El encapsulado en gel se realiza con sistema cerrado y sin exposición al aire, garantizando limpieza.
- La planta está orientada a bajo volumen y prototipado; el layout no es tan eficiente como el de Mitsubishi Toyooka.
- Los módulos terminados se almacenan o se envían desde Matsumoto.

**Reunión técnica en Matsumoto**

**Temas tratados:**

- Distribución de Vce\_sat por lote y por oblea: cada oblea produce ~100 chips y un lote 25 obleas. Un módulo HPnC contiene 12 chips. Fuji puede aportar datos estadísticos por lote.
- Se planteó la obtención de muestras con sensores de temperatura (termopares o fibra óptica). Se prefiere fibra óptica por precisión.

- Evaluación de aislamiento: se discutió si los ensayos de descargas parciales pueden representar la robustez frente a  $dV/dt$  y  $V_{pk}$  elevados.
- Nuevas tecnologías:
  - SiC 2,3 kV y 3,3 kV industriales: muestras previstas para 2026–2027.
  - 8.ª generación:  $T_c$  máx. 150 °C,  $T_{vj\_op}$  175 °C en 2,3 kV y 150 °C en 3,3 kV.
- Paraleo de módulos: no es habitual en Fuji. Se discutió la degradación del óxido de puerta y la necesidad de investigar más para aplicaciones en paralelo.
- EMC: se trató la técnica de flipping del chip inferior para simetrizar capacitancias parásitas, como propuesto por Fraunhofer.
- Ensayos doble pulso: Fuji proporcionará formas de onda para evaluar picos y  $dV/dt$  (30 kV/ $\mu$ s reportado).
- Fallos por cortocircuito inductivo: se analizó el comportamiento de clamping pasivo (self-clamping) y se solicitaron datos de energía soportada (a 25 °C y 150 °C).
- Fuji considera que su tecnología presenta gran resistencia ambiental, incluyendo test a 85 °C, 85 %HR, 80 %  $V_{ds}$  nominal.
- Se solicitó la nota de aplicación sobre límites de tensión de compuerta ( $V_g$ ) en función de la frecuencia de conmutación.
- Respecto al coste: Fuji estima que un módulo SiC de 2,3 kV cuesta 3× el equivalente en Si, y el de 3,3 kV, unas 4×.
- Fuji tiene mejores resultados en  $dv/dt$  que otros fabricantes
- Prevé aumentar la producción de SiC por 7 veces para el año que viene. Fuji ha apostado por ello.
- Producción en masa de SiC 2,3 kV y 3,3 kV en Q1 de 2027
- Para evitar problemas de degradación (óxido de la puerta) hay que mantener +15/-3V de tensión en la puerta en conmutación.  $V_{gs}$  muy estable en el tiempo.

---

### **Conclusiones clave**

- La planta de Fuji es tecnológicamente avanzada y adecuada para prototipado, aunque menos optimizada en layout.
- Los módulos SiC de Fuji ofrecen alta fiabilidad y baja degradación, comparables o superiores a Mitsubishi.
- Se valora muy positivamente el uso de soldadura ultrasónica en lugar de soldadura por estaño para las barras de potencia.
- Fuji muestra apertura a personalización (sensores, muestras con valores extremos de Vce, etc.).
- Se requiere estudio adicional de degradación en uso en paralelo, y sobre el comportamiento EMI en conmutación rápida.
- La opción de usar módulos de 2,8–3,3 kV para sistemas a 2 kVdc parece la más sólida técnica y económicamente.

### **Acciones acordadas**

- Recibir datos de distribución de Vce\_sat y corriente de desaturación para los módulos 2,3 kV / 1200 A.
- Obtener muestras con fibra óptica para medición de Tj (plazo de entrega estimado: 2–3 meses).
- Evaluar posibilidad de aplicar técnicas para simetrizar capacitancias y reducir EMI (ej. flipping de chips).
- Recibir nota de aplicación sobre Vg vs fsw.
- Recibir formas de onda de test de doble pulso en módulos SiC.
- Comparar comportamiento self-clamping con energía de inductancia de línea.
- Explorar colaboración con Fraunhofer sobre técnicas de EMC.