



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



ESTUDIO DE PÉRDIDAS Y MODELADO TÉRMICO DE UN INVERSOR DE TRACCIÓN EN UN VEHÍCULO ELÉCTRICO MEDIANTE EL SIMULADOR LTSPICE

Autor: Anna Beltrán Domínguez

Tutor: Gabriel Garcerá Sanfelú

Cotutor: Emilio Figueres Amorós

Tutor de empresa: Donato Jordan

Trabajo Fin de Máster presentado en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universitat Politècnica de València para la obtención del Título de Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos

Curso 2019-20

Valencia, octubre de 2019

Resumen

Actualmente el sector de la automoción quiere dejar atrás los combustibles fósiles y pasar a energías más limpias y menos contaminantes, es decir, hacia los coches híbridos o eléctricos, donde la energía se puede obtener de fuentes renovables. Uno de los principales componentes en electrónica de potencia de estos coches es el inversor de tracción, este es un convertidor DC-AC compuesto por semiconductores de potencia.

En la industria de los semiconductores cada vez se hacen componentes más pequeños con mayor densidad de potencia, que son capaces de funcionar a mayores frecuencias de conmutación. Ante esta mejora del componente surge un problema, la temperatura a la que pueden llegar y el ciclado de esta puede llevar a la rápida degradación del componente o incluso a su destrucción. Por ello una de las principales tareas del diseñador es dimensionar correctamente el componente para su aplicación.

En este trabajo se desarrollara una simulación de las pérdidas de potencia de los semiconductores dependiendo de diversos factores influyentes en ellas. También se hará un análisis de los modelos térmicos actuales y se añadirá el modelo térmico al modelo de pérdidas, esto se desarrollara con el programa LTspice.

Resum

Actualment el sector de la automoció vol deixar enrre el ús de combustibles fósils y donar pas a energías més netes y menys contaminants, es a dir, cap a els cotxes híbrids o elèctrics, on l'ènergia es pot obtindre de fonts renovables. Un dels principals components de la electrònica de potencia en aquests cotxes es el inversor de tracció, aquest es el convertidor DC-AC que està compost per semiconductors de potencia.

En la industria dels semiconductors cada vegada es fabriquen components més petits y amb una densitat de potencia major, a més son capaços de funcionar a majors freqüencies de conmutació. Davant aquesta millora del component surgeix un problema, la temperatura a la que es pot arribar y el ciclat de aquesta pot portar a la ràpida degradació del component e inclús a la seva destrucció. Per aixó, una de les principals funcions del dissenyador es dimensionar correctament el component per a la seva aplicació.

En aquest treball es desenvolupa una simulació de les perdües de potencia dels semiconductors depenent dels diversos factors influyents. També es farà un anàlisis dels models tèrmics actuals y será incluit al model de perdües, aixó es desenvolupará en el programa de simulació anomenat LTspice.

Abstract

Nowadays the automotive industry wants to move from fossil fuels to cleaner and less contaminant energies, to electric or hybrid cars, where energy is obtained from renewable sources. One of the main components of power electronics in the automotive industry is the traction inverter; this is a DC-AC converter made up by power semiconductors.

In the industry of semiconductors the components are increasingly smaller and with bigger power density, and are able to work at bigger commutation frequencies. With this improvement a disadvantage comes up, the temperature that these components can reach and the cycling of it can lead to a fast degradation of the component or even to its destruction. Thus, one of the main objectives of the designer is the selection of a proper component for its application.

In this paper a simulation of the power losses will be developed depending on the factors that have an influence on them. Also, an analysis of the existing thermal models will be performed and will be added to the power losses model; this will be performed in the program LTspice.

Contenidos

Glosario.....	3
Lista de Figuras.....	4
Lista de tablas.....	8
Capítulo 1. Introducción	9
1.1 Inversores de tracción.....	9
Capítulo 2. Pérdidas de potencia.....	11
2.1 Introducción	11
2.2 Descripción de semiconductores.....	12
2.2.1 MOSFET (Si and SiC)	12
2.2.2 IGBT	14
2.2.3 Diodo antiparalelo	17
2.3 Pérdidas de potencia.....	18
2.3.1 Pérdidas por Conducción	19
2.3.2 Pérdidas por Conmutación	20
Capítulo 3. Modelado térmico	26
3.1 Análisis térmico.....	26
3.2 Tipos de modelos térmicos.....	28
3.2.1 Foster.....	28
3.2.2 Cauer	33
3.2.3 Comparación	36
3.2.4 Acoplamiento térmico.....	36
Capítulo 4. Tipos de modulación	38
Capítulo 5. Medición impedancia térmica	40
5.1 Impedancia térmica del componente.....	40
5.1.1 Medida mediante TSTEP	40
5.2 Resistencia de acoplamiento	49
Capítulo 6. Implementación del modelo en LTspice	51
6.1 Señales de intensidad de cada componente.....	51
6.2 Pérdidas de Potencia instantánea.....	54
6.3 Estudio de la influencia de los parámetros eléctricos en las pérdidas de potencia y temperatura de la unión.....	67
6.4 Comparativa de los transistores de potencia	74

Capítulo 7. Conclusiones y trabajo futuro.....	82
7.1 Conclusiones	82
7.2 Trabajo futuro.....	83
Capítulo 8. Referencias	84
Anexo 1.....	86

Glosario

Chiller	Sistema de control del fluido refrigerante
PWM	Modulación por ancho de pulso
f_{sw}	Frecuencia de conmutación
SV	Modulación Space Vector
PP	Pares de polos
m_a	Índice de modulación de amplitud
v_{ds}	Voltaje drenador - surtidor
i_d	Corriente drenador
v_{ce}	Voltaje colector - emisor
i_{ce}	Corriente colector - emisor
v_f	Voltaje forward del diodo
i_f	Corriente forward del diodo
E_{off}	Energía de apagado
E_{on}	Energía de encendido
R_g	Resistencia de puerta
LUT	Look up table
Z_{th}	Impedancia térmica
R_{th}	Resistencia térmica
T_j	Temperatura de la unión
T_c	Temperatura en el case
T_h	Temperatura en el refrigerador
DUT	Device Under Test
P_c	Potencia de calentamiento
P_m	Potencia de medida

Lista de Figuras

- Figura 1.1 Esquema de bloques de un vehículo eléctrico.
- Figura 2.1 Vista transversal de los materiales en un MOSFET tipo n planar.
- Figura 2.2 Vista transversal de un MOSFET de tecnología superjunction.
- Figura 2.3 Comparativa transistores Si y SiC dependiendo de sus voltajes de operación.
- Figura 2.4 Vista transversal IGBT tipo n tecnología PT.
- Figura 2.5 Uso de IGBT/ MOSFET dependiendo de su voltaje de entrada y frecuencia de conmutación.
- Figura 2.6 Vista transversal IGBT tecnología NPT.
- Figura 2.7 Vista transversal IGBT tecnología FS.
- Figura 2.8 Vista transversal IGBT tecnología trench.
- Figura 2.9 Figura de diodo antiparalelo en un transistor MOSFET.
- Figura 2.10 Comparativa tecnologías de diodos, material respecto su voltaje de operación.
- Figura 2.11 Representación de pérdidas de conducción y conmutación.
- Figura 2.12 Relación de la temperatura de IGBT FS820R08A6P2B IGBT entre (a) Corriente de conducción y la caída de tensión (b) Corriente de conducción del diodo y su caída de tensión.
- Figura 2.13 Formas de onda de los parámetros eléctricos durante el encendido de un IGBT, se muestran (a) $v_{GE}(t)$ (b) $i_{ce}(t)$ (c) $v_{ce}(t)$ (d) Potencia instantánea (e) Energía de encendido.
- Figura 2.14 Formas de onda de los parámetros eléctricos durante el apagado de un IGBT, se muestran (a) $v_{GE}(t)$ (b) $i_{ce}(t)$ (c) $v_{ce}(t)$ (d) Potencia instantánea (e) Energía de apagado.
- Figura 2.15 Formas de onda de los parámetros eléctricos durante el periodo de recuperación inversa de un diodo en antiparalelo, se muestran (a) $v_f(t)$ (b) $i_f(t)$ (t) (c) Potencia instantánea (e) Energía de recuperación.
- Figura 2.16 Relación de la temperatura de IGBT FS820R08A6P2B IGBT entre (a) Corriente de conducción y energía de on y off, a 150 y 175 degC. (b) Corriente de conducción del diodo y energía de recuperación a 150 y 175 degC.
- Figura 0.17 Relación de la temperatura de IGBT FS820R08A6P2B IGBT entre (a) Resistencia de puerta y energía de on y off, a 150 y 175 degC. (b) Resistencia de gate y energía de recuperación a 150 y 175 degC.
- Figura 3.1 Comportamiento de la temperatura en distintas partes del transistor ante un escalón de potencia.
- Figura 3.2 Impedancia térmica de la unión al case en función del tiempo del IGBT FS820R08A6P2B (a) IGBT (b) Diodo
- Figura 3.3 Conexión de componentes RC en el modelo Foster.
- Figura 3.4 Función de transferencia del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B.

- Figura 3.5 Error relativo del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B.
- Figura 3.6 Función de transferencia del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B con los valores definitivos de RC.
- Figura 3.7 Error relativo del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B con los valores definitivos de RC.
- Figura 3.8 Conexión de componentes RC en el modelo Cauer.
- Figura 3.9 Comparación de la función de transferencia entre el modelo Foster y modelo Cauer para IGBT FS820R08A6P2B.
- Figura 3.10 Comparación del error relativo entre el modelo Foster y modelo Cauer para IGBT FS820R08A6P2B.
- Figura 3.11 Acoplamiento térmico entre los componentes de una rama del inversor.
- Figura 4.1 Representación de un inversor VSI formado por IGBT.
- Figura 4.2 Clasificación de las técnicas de modulación.
- Figura 0.3 a) PWM Sinusoidal (b) Inyección del tercer armónico con un ratio $M=1/6$ (c) Inyección del tercer armónico con una señal triangular de ratio $M=0.25$ (d) PWM discontinua.
- Figura 4.4 Modulación sinusoidal por comparación de onda triangular.
- Figura 5.1 Recta que relaciona la temperatura de la unión con voltaje de conducción a una corriente de medición constante.
- Figura 5.2 Medición de temperatura utilizando una potencia pequeña de calibración.
- Figura 0.3 Set up para la medición de la temperatura de la unión.
- Figura 0.4 Disposición de los termopares en un MOSFET.
- Figura 5.5 Nomenclatura rama A del inversor con dos MOSFET en paralelo en el test.
- Figura 0.6 Comportamiento durante el test de (a) la corriente por el diodo (b) la tensión V_f .
- Figura 0.7 Relación de Voltaje V_f (V) con diferentes temperaturas en la unión (degC) para el transistor Q1_1.
- Figura 0.8 Datos numéricos en 25 degC, FR 10(l/min) en todo el rango de intensidades para el transistor Q1_1.
- Figura 0.9 Curva de calibración del transistor Q1_1.
- Figura 0.10 Valores obtenidos de temperatura en la unión e impedancias térmicas en el transistor 1 en las condiciones de 25 degC, FR 10(l/min) en todo el rango de intensidades para el transistor Q1_1.
- Figura 0.11 Comportamiento de la resistencia térmica en función de la potencia, a un caudal constante con diferentes temperaturas del fluido refrigerante en el transistor Q1_1.
- Figura 0.12 Comportamiento de la resistencia térmica en función de la potencia, a una temperatura del fluido refrigerante constante y diferentes caudales en el transistor Q1_1.
- Figura 0.13 Variación de ecuación de la recta para V_f para diferentes transistores (a) Q1_2 (b) Q2_1 (c) Q2_2.
- Figura 5.14 Valores de la resistencia térmica entre la unión y el case en función de la potencia en los diferentes transistores de la rama.

- Figura 5.15 Resistencia térmica acoplada del transistor Sa' a Q1_1 en función de la potencia a un caudal determinado y con distintos valores de la temperatura del refrigerante.
- Figura 5.16 Resistencia térmica acoplada del transistor Sa' a Q1_1 en función de la potencia a una temperatura del fluido refrigerante determinado y distintos valores de caudal.
- Figura 6.1 Modulaciones implementadas en LTspice con factor de modulación 1. (a) Sinusoidal PWM (b) Inyección del tercer armónico (c) SVPWM (d) DPWM1.
- Figura 6.2 Implementación en LTspice para elegir el tipo de modulación.
- Figura 6.3 Esquema en LTspice que crea las señales de intensidad que pasan por cada componente de la rama A del inversor de tracción.
- Figura 6.4 Señales de intensidad por cada componente de la rama A del inversor de tracción. (a) Corriente de salida (b) Corriente por el MOSFET Q1 y diodo D1 (b) Corriente por el MOSFET Q2 y D2.
- Figura 6.5 Implementación LTspice pérdidas de potencia por conducción del transistor Q1_1.
- Figura 6.6 Implementación LTspice del cálculo de pérdidas por conducción del diodo en antiparalelo D1_1.
- Figura 6.7 Pérdidas por conducción del transistor Q1_1 (a) Corriente de salida de la rama A del inversor de tracción (b) Corriente por el MOSFET Q1_1 transistor y diodo D1_1 (c) Tensión de conducción del MOSFET Q1_1 y tensión de conducción del diodo D1_1 (d) Pérdidas de potencia instantáneas de conducción del MOSFET Q1_1 y diodo D1_1.
- Figura 6.8 Implementación del factor de corrección de las energías de on y off debido a la resistencia de puerta y debido a la temperatura del transistor Q1_1.
- Figura 6.9 Implementación pérdidas de conmutación transistor Q1_1.
- Figura 6.10 Pérdidas por conmutación de transistor Q1_1 (a) Corriente por el MOSFET Q1_1 y diodo D1_1 (b) Pérdidas de potencia instantáneas de off en el transistor Q1_1 (c) Pérdidas de potencia instantáneas de on en el transistor Q1_1.
- Figura 6.11 (a) Corriente por el MOSFET Q1_1 y diodo D1_1 (b) Pérdidas instantáneas total de los transistores Q1_1 (c) y Q2_1.
- Figura 6.12 (a) Corriente por el MOSFET Q1_1 transistor y diodo D1_1 (b) Valor del factor de corrección de la resistencia de puerta on y off (c) Valor del factor de corrección de la temperatura del transistor Q1_1 de energía de on y off.
- Figura 6.13 Modelo térmico con datos experimentales transistor Q1_1 y Q1_2.
- Figura 6.14 Figura 6.14 Modelo térmico con datos experimentales transistor Q2_1 y Q2_2.
- Figura 6.15 Corriente por el MOSFET Q1_1 y diodo D1_1 (b) Perfil de temperatura del transistor Q1_1 (c) Perfil de temperatura del transistor Q1_2.
- Figura 6.16 Corriente por el MOSFET Q2_1 y diodo (b) Perfil de temperatura del transistor Q2_1 (c) Perfil de temperatura del transistor Q2_2.
- Figura 6.17 Efecto del acoplamiento entre (a) Sa'-Q1_1 (b) Sa'-Q1_2 (c) Sa-Q2_1 (d) Sa-Q2_2
- Figura 6.18 Acoplamiento presente en todos los transistores. Perfil de temperatura durante 100 ciclos en el transistor (b) Q1_1 (c) Q1_2 (d) Q2_1 (e) Q2_2.
- Figura 6.19 Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 en los distintos tipos de modulación.

- Figura 6.20 (a) Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 dependiendo de la frecuencia de conmutación (b) Temperatura en el transistor Q1_1 dependiendo de la frecuencia de conmutación.
- Figura 6.21 Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 dependiendo de la tensión en el DC-link (b) Temperatura en el transistor Q1_1 dependiendo de la tensión en el DC-link.
- Figura 6.22 Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 dependiendo de la resistencia de puerta (b) Temperatura en el transistor Q1_1 dependiendo de la resistencia de puerta.
- Figura 6.23 Potencia pérdida en el inversor completo en función de la corriente a una frecuencia de conmutación de 8 kHz.
- Figura 6.24 Temperatura en el transistor Q1_1 en función de la corriente a una frecuencia de conmutación de 8 kHz.
- Figura 6.25 Potencia pérdida en el inversor completo en función de la frecuencia de conmutación a una corriente de 100 A.
- Figura 6.26 Temperatura en el transistor Q1_1 en función de la frecuencia de conmutación a una corriente de 100 A.

Lista de tablas

Tabla 2.1	Tabla de elementos semiconductores.
Tabla 2.2.	Tabla de comparación de características de los IGBT con diferentes tecnologías.
Tabla 3.1.	Analogía de las variables físicas de los sistemas eléctrico y térmico.
Tabla 3.2.	Valores de los componentes RC del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B.
Tabla 6.1	Valores iniciales para la simulación utilizada en los apartados 6.1 y 6.2.
Tabla 6.2	Valores iniciales de la simulación.
Tabla 6.3	Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes tipos de modulación.
Tabla 6.4	Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes frecuencias de conmutación.
Tabla 6.5	Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes voltajes de entrada.
Tabla 6.6	Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes resistencias de puerta.
Tabla 6.7	Valores constantes en la simulación.
Tabla 6.8	Transistores elegidos para la comparación.
Tabla 6.9	Valores del modelo térmico tipo Foster de cada transistor.
Tabla 6.10	Tabla comparativa de los diferentes transistores con una intensidad máxima de 100 A y una frecuencia de conmutación de 8 kHz.
Tabla 6.11	Tabla comparativa de los diferentes transistores con una intensidad máxima de 100 A y una frecuencia de conmutación de 100 kHz.
Tabla 6.12	Tabla comparativa de los diferentes transistores con una intensidad máxima de 600 A y una frecuencia de conmutación de 8 kHz.

Capítulo 1. Introducción

1.1 Inversores de tracción

En un coche la energía fluye desde la batería hasta el motor eléctrico y por el camino se pierde energía en forma de calor, como se puede ver en la *Figura 1.1*, para el diseño electrónico hay dos módulos principales a tener en cuenta afectados por esta pérdida de energía: el condensador DC-link y el inversor de tracción o módulo DC/AC, que convierte la energía proporcionada por el condensador en corriente alterna para la carga. La tarea de un diseñador tiene diversas partes: selección del DC-link y estudio de su rizado de voltaje y corriente, diseño del bus bar y su análisis, selección del semiconductor y un estudio de sus pérdidas, en base a las pérdidas y la temperatura obtenidas, una selección del sistema de refrigeración, el estudio de la fiabilidad del sistema teniendo en cuenta su aplicación, etc.

Este documento se centra en calcular las pérdidas de potencia de un inversor de tracción, calcular la eficiencia de esta etapa del sistema y estimar la temperatura a la que llega la unión, asegurarse así que en ningún caso esta sobrepasa el máximo especificado por su proveedor y el buen diseño del inversor para su aplicación. Las pérdidas se van a modelar de manera teórica con los datos proporcionados por el fabricante del componente, mientras que para el modelo térmico se van a sacar datos experimentales de uno de los componentes a estudio. Con este componente se va a estudiar la influencia de los diferentes parámetros (el tipo de modulación, la frecuencia de salida, la frecuencia de conmutación, etc.) en las pérdidas de potencia y la temperatura del componente.

Por otro lado, se hará una comparación de distintos componentes que estén en la misma gama, de diferentes materiales y tecnologías, incluyendo el modelo térmico también de manera puramente teórica.

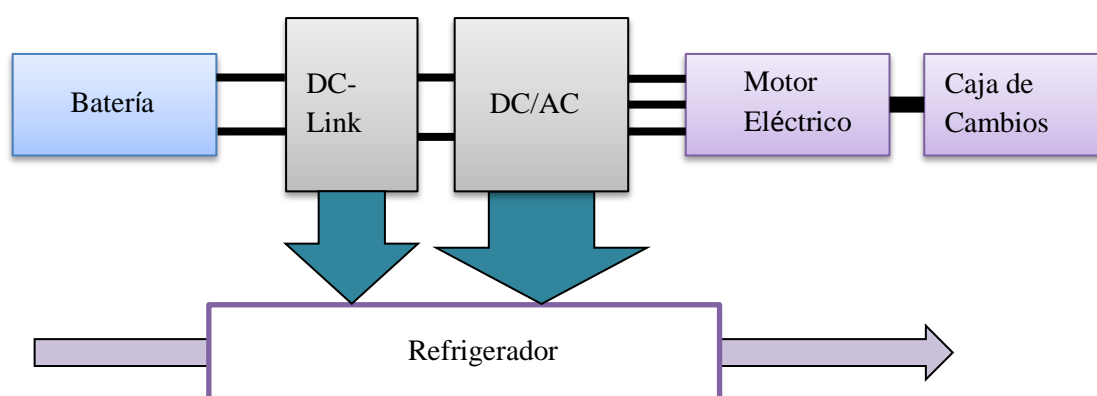


Figura 1.1 Esquema de bloques de un vehículo eléctrico.

Aunque no esté en el espectro de este documento diseñar el sistema de refrigeración, debido a las temperaturas que pueden llegar los semiconductores en los distintos puntos de operación en los datos sacados de manera experimental se utiliza un refrigerador conectado a un sistema de control, al cual se llamara chiller, que controla tanto la temperatura como el caudal del fluido en movimiento. Se pega la placa al refrigerador con una pasta térmica del 0.9 W/mK, y se utiliza un fluido de Sodium 2- ethylhexanoate disuelto en agua desmineralizada en cantidad de 1/50 (litros). Tanto el cambio de pasta utilizada como la variación del fluido refrigerante pueden variar los resultados del test, por lo que es conveniente utilizar las condiciones más parecidas a la posterior aplicación.

Capítulo 2. Pérdidas de potencia

2.1 Introducción

Los semiconductores son elementos que realizan la función de conductor o aislante selectivamente, es decir que de manera ideal se comportan como un interruptor abierto o cerrado, dependiendo esto de condiciones externas, como por ejemplo campos magnéticos, eléctricos y radiación.

Además de la manera en la que son activados, estos también tienen distintas propiedades dependiendo del material semiconductor del que esté constituido.

Los materiales semiconductores conocidos hasta ahora son los siguientes:

Número atómico	Nombre del elemento	Grupo en la tabla periódica	Categoría	Electrones en la última órbita	Números de valencia
48	Cd (Cadmio)	Ila	Metal	$2 e^{-}$	+2
5	B (Boro)	IIla	Metaloide	$3 e^{-}$	+3
13	Al (Aluminio)		Metal		
31	Ga (Galio)				
49	In (Indio)				
14	Si (Silicio)	IVa	Metaloide	$4 e^{-}$	+4
32	Ge (Germanio)				
15	P (Fósforo)	Va	No metal	$5 e^{-}$	+3, -3, +5
33	As (Arsénico)		Metaloide		
51	Sb (Antimonio)				
16	S (Azufre)	Vla	No metal	$6 e^{-}$	+2, -2, +4, +6
34	Se (Selenio)		Metaloide		
52	Te (Telurio)				

Tabla 2.1 Tabla de elementos semiconductores. Fuente: [1]

De los elementos anteriores los más utilizados como materia prima en la industria de la electrónica son el Silicio (Si) y el Germanio (Ge), para que estos materiales en estado puro se puedan convertir en elementos semiconductores, se introducen impurezas, por ello se entiende

introducir átomos de otros elementos, tales como el Aluminio, Galio, Fósforo y otros elementos de la tabla.

Dependiendo de qué elemento se introduzca como impureza se obtendrá un semiconductor tipo N o tipo P. Se le llama semiconductor de tipo N a aquellos que tienen como impurezas materiales del grupo Va, debido al exceso de electrones libres existentes en la estructura. Se le llama semiconductor de tipo P a aquellos que se le añaden como impurezas materiales del tipo IIIa, de esta manera se crea un exceso de cargas positivas que provoca una falta de electrones.

El componente semiconductor es usado para amplificar o conmutar señales eléctricas. Hay dos tipos principales de transistores el unipolar, también conocido como FET (field-effect transistor) y el bipolar. La principal diferencia entre ambos es el modo de actuación sobre el terminal de control, en el transistor bipolar la corriente inyectada en la base regula la conmutación del transistor, mientras que en el FET el control se hace aplicando tensión entre puerta y fuente.

2.2 Descripción de semiconductores

En este trabajo nos interesan especialmente los transistores de potencia, estos son idénticos a los transistores normales con la característica especial de que pueden soportar altas tensiones e intensidades, es decir, mayor densidad de potencia. Esto nos interesa ya que la aplicación que tienen los transistores en este trabajo es un inversor de potencia para un coche eléctrico. Para poder hacer un buen diseño se ha de conocer tanto el funcionamiento de los transistores como las tecnologías utilizadas y sus diferentes características. Por ello en este apartado se explicarán los diferentes tipos de transistores con sus respectivos campos de aplicación y las tecnologías disponibles hasta el momento.

2.2.1 MOSFET (Si and SiC)

Las siglas de este significan *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor* [2], este mayoritariamente es fabricado con una composición de SiGe.

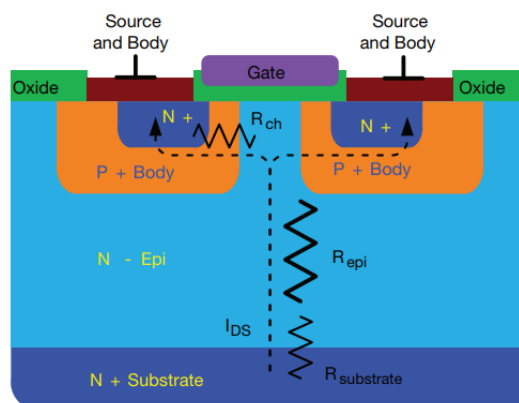


Figura 2.1 Vista transversal de los materiales en un MOSFET tipo n planar. Fuente: [3]

El MOSFET tipo n visto en la *Figura 2.1* funciona de la siguiente manera:

Al aplicar tensión en el puerta se consigue que los electrones se muevan a la parte de debajo de la puerta en la zona de n+. Esta zona en un principio no está unida, pero aplicando la suficiente tensión el gran flujo de electrones crea el puente entre las dos zonas y permite el paso de la corriente.

Las pérdidas del MOSFET pueden ser por conducción o de conmutación, las pérdidas por conducción suelen ser elevadas debido a la resistencia de on. Esta resistencia de on es debida a los materiales, la resistencia que estos oponen al paso de corriente del drenador al surtidor, esta resistencia cambia de valor con la temperatura [3]. Como se ve en la *Figura 2.1*, su valor se puede expresar como:

$$R_{ds(on)} = R_{ch} + R_{epi} + R_{substrate} \quad (2.1)$$

Por otra parte las pérdidas por conmutación suelen ser bajas ya que los MOSFET son lo que se llama ‘majority carrier’, esto significa que el paso de corriente se debe o bien al flujo de electrones o bien al flujo de huecos, por lo que cuando se enciende o apaga no hay recombinaciones y los tiempos de on/off son cortos. [4]

Debido a las características de las pérdidas, los MOSFET se usan en aplicaciones de poca potencia, bajo voltaje (< 250 V) y altas frecuencias de conmutación (> 200 KHz). Se pueden usar diversas tecnologías para su construcción, véase planar, que se muestra en la *Figura 2.1*, o superjunction, que se muestra en la *Figura 2.2*.

La superjunction consiste en tener varias columnas de material p+, con ello se consigue una capa más delgada de N-epi y por lo tanto menor resistencia on, esto conlleva menores pérdidas por conducción.

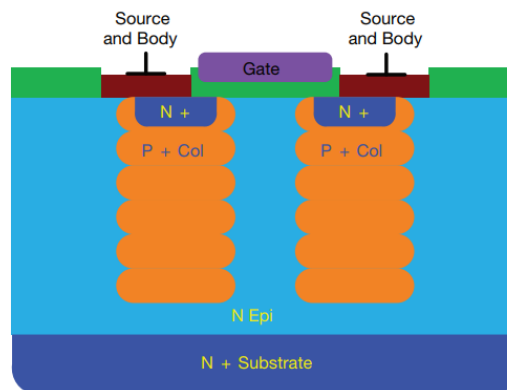


Figura 2.2 Vista transversal de un MOSFET de tecnología superjunction. Fuente: [3]

MOSFET Si-C

Este MOSFET está fabricado con una composición de Si-C, el cambio de material de las impurezas añade prestaciones al componente. Las principales ventajas son que el componente puede operar a mayores temperaturas, se reduce la resistencia en conducción y puede operar a mayores corrientes. Además, se consigue reducir el tamaño del componente, para la misma densidad de potencia. [4]

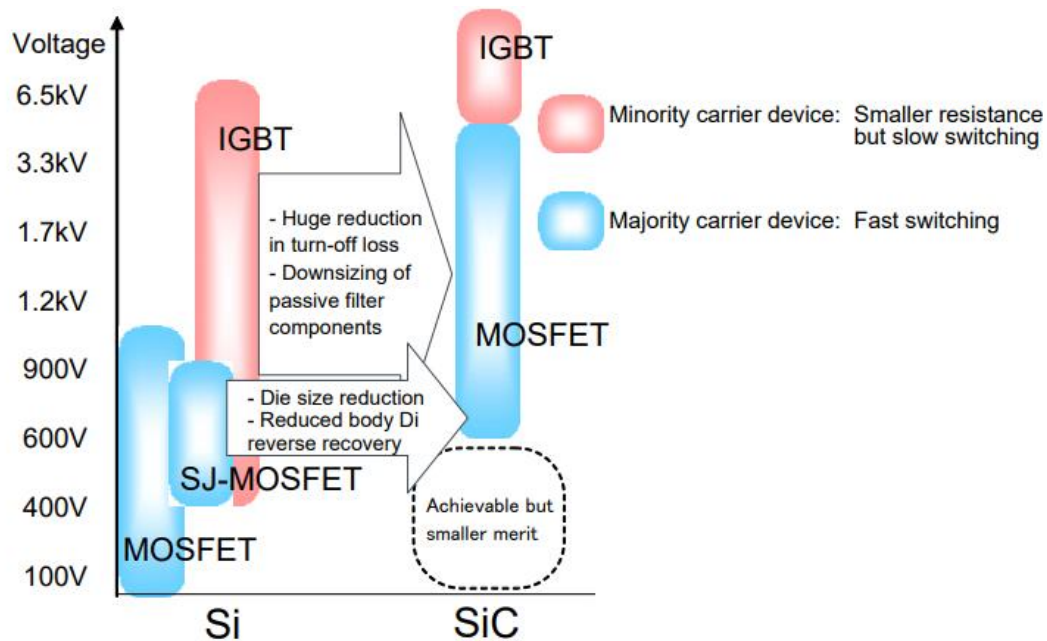


Figura 2.3 Comparativa transistores Si y SiC dependiendo de sus voltajes de operación. Fuente: [4]

La principal desventaja de esta tecnologías es el coste, al ser novedosa y estar en proceso de crecimiento y optimización de industrialización, su precio aún es demasiado elevado para según qué aplicaciones.

2.2.2 IGBT

Las siglas significan *insulated-gate bipolar transistor*, fabricado con los mismos materiales que el MOSFET (SiGe), la capa adicional p+ mientras conduce inyecta huecos a la capa n-, lo cual consigue reducir la caída de tensión en conducción, y por lo tanto menores pérdidas por conducción.

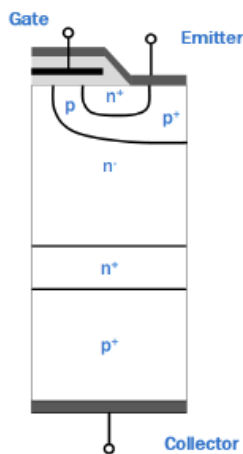


Figura 2.4 Vista transversal IGBT tipo n tecnología PT. Fuente: [5]

Esta capa adicional no permite conducir la corriente de modo inverso, por lo cual los IGBT no tienen un diodo intrínseco. Por otra parte los huecos inyectados a la capa n- tienen un tiempo de entrada y salida o recombinación, esto produce mayores pérdidas por conmutación.

Por su comportamiento en las pérdidas, los IGBT son usados en aplicaciones de alta potencia, para bajas frecuencias de conmutación (< 20kHz) y alto voltaje (> 1000 V).

Como se puede ver en la *Figura 2.5*, al seleccionar componente queda una banda en la cual no se sabe cuál de los dos transistores tendría mejor rendimiento. Habría que estudiar la aplicación específica, el coste, el tamaño, la velocidad y muchos más requerimientos del sistema.

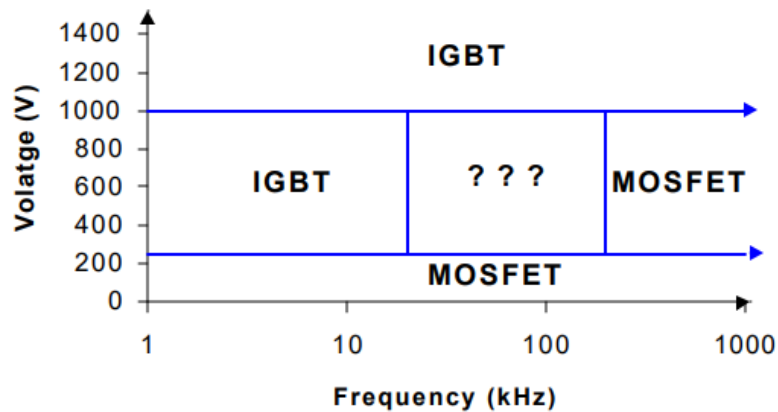


Figura 2.5 Uso de IGBT/ MOSFET dependiendo de su voltaje de entrada y frecuencia de conmutación. Fuente: [6]

Los IGBT usan distintas tecnologías a los MOSFET, por ejemplo la tecnología NPT (*Non-punch through*), PT (*punch through*) que es la vista en la *Figura 2.4*, FS (*Field stop*) y trench.

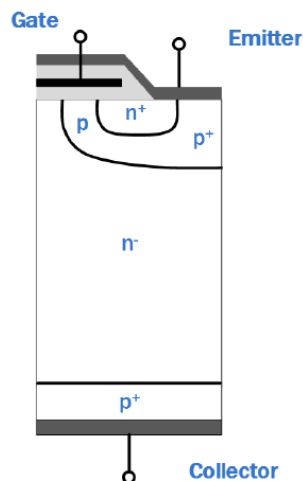


Figura 2.6 Vista transversal IGBT tecnología NPT. Fuente: [5]

En la tecnología NPT la capa p+ esta ligeramente dopada, con ello se consiguen reducir las pérdidas por conmutación.

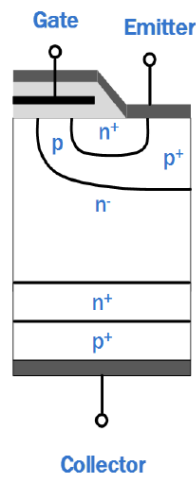


Figura 2.7 Vista transversal IGBT tecnología FS. Fuente: [5]

En la tecnología FS se intentan introducir las ventajas de las dos anteriores, NPT y PT, se junta la capa ligeramente dopada de p+ con la capa n+ de buffer. Manteniendo las pérdidas por conmutación pequeñas y un voltaje de saturación razonable.

	PT	NPT	FS
Pérdidas por conmutación	Bajas Corriente de cola corta Incremento significativo de E_{off} con la temperatura	Medias Corriente de cola es larga pero de baja amplitud E_{off} incrementa ligeramente con la temperatura	Bajas Corriente de cola corta E_{off} incrementa ligeramente con la temperatura
Pérdidas por conducción	Bajas Decremento ligero con la temperatura	Medias Incrementa con la temperatura	Bajas Incrementa con la temperatura
Funcionamiento en paralelo	Difícil Mayor variación de $V_{ce(on)}$ debido a la capa p+ y epi	Fácil	Fácil
Corto Circuito	Limitado por gran ganancia	Si	Si

Tabla 2.2 Tabla de comparación de características de los IGBT con diferentes tecnologías. Fuente: [7]

Los IGBT de tecnología trench, también pueden añadir las anteriores, existen trench NPT y trench FS.

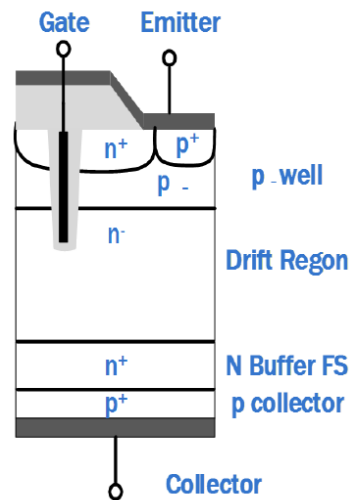


Figura 2.8 Vista transversal IGBT tecnología trench. Fuente: [5]

Esta tecnología mejora la curva V_{ce_sat}/E_{off} , y es menos sensible a los parásitos del NPN. [7]

2.2.3 Diodo antiparalelo

El diodo en antiparalelo está conectado entre el drenador-surtidor o colector-emisor, se utiliza en aplicaciones que requieren un camino para la corriente de retorno, como en convertidores Half-bridge o Full-bridge.

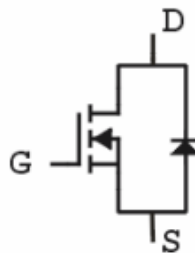


Figura 2.9 Figura de diodo antiparalelo en un transistor MOSFET.

Los MOSFET tienen lo que se llama un diodo de cuerpo, sin tener que añadir ningún componente, el diodo es intrínseco de su estructura interna. Por otra parte, cuando se habla de IGBT hay que añadir el componente. En el diseño también hay que tener en cuenta las características del diodo ya que su rendimiento tiene un impacto en la eficiencia final del inversor. Normalmente el diodo antiparalelo de los IGBT suele tener mejores prestaciones que el diodo de cuerpo del MOSFET, por ello se puede ver que a veces al MOSFET se le añade un diodo con mejores prestaciones que el propio.

Los diodos también tienen distintas tecnologías que se van a explicar brevemente a continuación.

- PND (Positive-Negative diode): diodos normales de uso general.
- SBD (Schottky Barrier Diodes): diodos que en vez de un semiconductor de tipo p utilizan un metal, son utilizados en aplicaciones donde se requiere una baja tensión de conducción.
- FRD (Fast Recovery Diodes): diodos que tienen unas características de conmutación mejoradas respecto a los demás, son utilizados en aquellas aplicaciones donde se requiere una alta frecuencia de conmutación.

El diodo también es un semiconductor de Si normalmente, así que como los MOSFET, pueden mejorar sus prestaciones haciendo una aleación SiC.

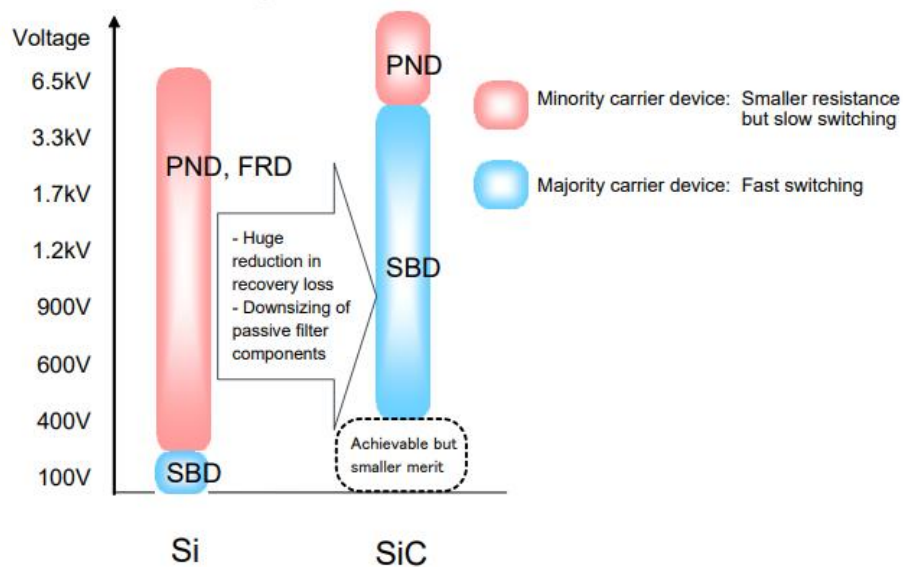


Figura 2.10 Comparativa tecnologías de diodos, material respecto su voltaje de operación. Fuente: [4]

Los Si SBD tienen menos pérdidas por conducción que los otros tipos de diodos, al utilizar SiC se consigue aumentar el rango de tensiones en el que trabaja. Además esas características no cambian significativamente con la corriente o la temperatura. [4]

2.3 Pérdidas de potencia

Como se ha dicho anteriormente, el transistor idealmente funcionaría como un interruptor y tendría unas pérdidas nulas. En la práctica este tiene pérdidas en conducción y en conmutación. En este documento se quieren estudiar las pérdidas de MOSFET, IGBT y el diodo en antiparalelo. Se va a dividir la explicación en pérdidas por conducción y pérdidas por conmutación. La imagen siguiente muestra una representación de ambos tipos de pérdidas.

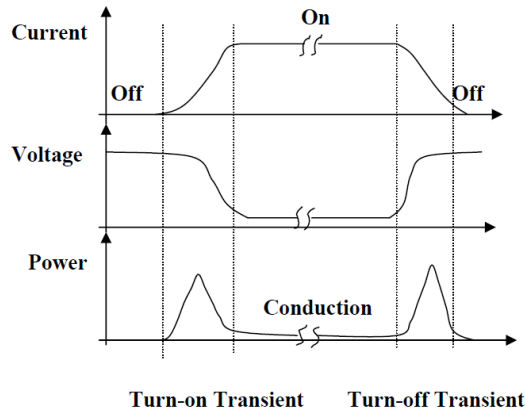


Figura 2.11 Representación de pérdidas de conducción y conmutación. Fuente: [8]

2.3.1 Pérdidas por Conducción

Las pérdidas por conducción es la energía disipada como calor cuando el componente está en conducción.

En el caso del MOSFET, como se trabajará con un simulador de tiempo real lo interesante son las pérdidas instantáneas, por lo que la ecuación a utilizar sería la 2.2. Las pérdidas eficaces se calcularían con la resistencia de on, del apartado 2.2.1.

$$P_{conducciónMOS} = v_{ds}(t) \cdot i_d(t) \quad (2.2)$$

En el caso del IGBT, se pueden calcular como el producto de la corriente de conducción instantánea por la caída de tensión del componente instantánea.

$$P_{conducciónIGBT} = v_{ce}(t) \cdot i_{ce}(t) \quad (2.3)$$

Las pérdidas por conducción del diodo se calculan de la misma manera que las del IGBT y MOSFET.

$$P_{conducciónDIODE} = v_f(t) \cdot i_f(t) \quad (2.4)$$

Por otra parte, en estas ecuaciones no se ha tenido en cuenta la variación de los parámetros respecto a la temperatura. La temperatura de la unión, o T_j , produce una variación en los parámetros eléctricos del transistor, no tenerlo en cuenta significaría hacer un mal cálculo de las pérdidas de potencia, el componente estaría sufriendo un estrés mucho más grande de lo esperado pudiendo llegar a su destrucción. Por lo cual se va a hacer una nueva función de las pérdidas teniendo en cuenta la temperatura a la que se encuentren.

$$P_{conducción} = f(I_c, T_j) \quad (2.5)$$

Esta ecuación puede tener un enfoque teórico, práctico o experimental. El teórico consistiría en sacar una ecuación que expresara el comportamiento de las variables de interés con la temperatura, el experimental trataría de medir mediante un test definido las variables de interés y su relación con la temperatura. En este caso se ha elegido el método práctico para su posterior

implementación en LTspice, en este método se utilizarán las tablas presentes en el datasheet sobre el transistor en cuestión y mediante LUT simular su comportamiento en LTspice.

Para su explicación se selecciona un datasheet aleatorio, en este caso FS820R08A6P2B IGBT de Infineon, y se mira la información proporcionada por el proveedor, fijándose principalmente en dos imágenes:

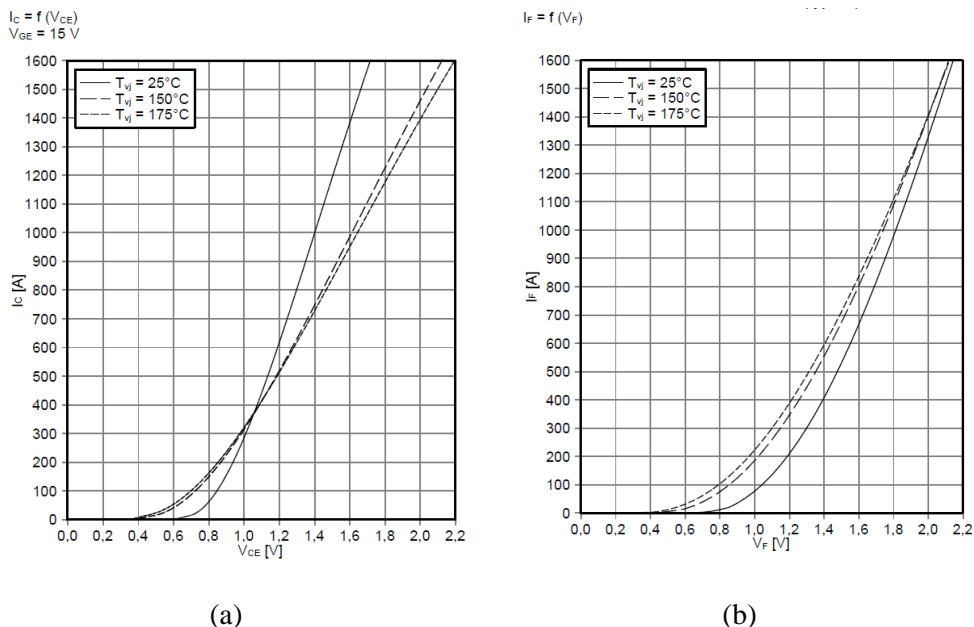


Figura 2.12 Relación de la temperatura de IGBT FS820R08A6P2B IGBT entre (a) Corriente de conducción y la caída de tensión (b) Corriente de conducción del diodo y su caída de tensión.

Con estas dos gráficas se consigue relacionar la corriente en conducción y la caída de tensión con la temperatura.

Para sacar datos numéricos de las gráficas se utiliza el programa plot digitalizer (<https://automeris.io/WebPlotDigitizer/>), una web donde se pueden sacar datos precisos de imágenes mediante una calibración de los ejes.

Se construye una tabla con las entradas, que en este caso serían la temperatura y la corriente, para así conseguir un valor aproximado de la tensión mediante interpolación. La extrapolación también se puede utilizar en el caso de querer información de un punto que esta fuera de los datos proporcionados, pero el rango de error puede ser mayor en esos casos.

Posteriormente, en el *Capítulo 6*, se explicara cómo se ha implementado este proceso en el simulador.

2.3.2 Pérdidas por Conmutación

Las pérdidas por conmutación suceden cuando el componente se enciende o apaga al tardar un tiempo en responder al cambio de estado.

Como se ha visto en la *Figura 2.11*, estas pérdidas se dividen en energía de encendido y energía de apagado. La ecuación que define las pérdidas de encendido es la siguiente:

$$E_{on}(t) = \int_{ton} i_d(t) \cdot u_{ds}(t) \cdot dt \quad (2.6)$$

$$E_{on}(t) = \int_{ton} i_{ce}(t) \cdot u_{ce}(t) \cdot dt \quad (2.7)$$

El tiempo durante el cual se integra está definido depende del proveedor, se puede ver en la *Figura 2.13*, que en este caso sería desde que i_{ce} llega al 10% de su valor nominal y v_{ce} al 2%.

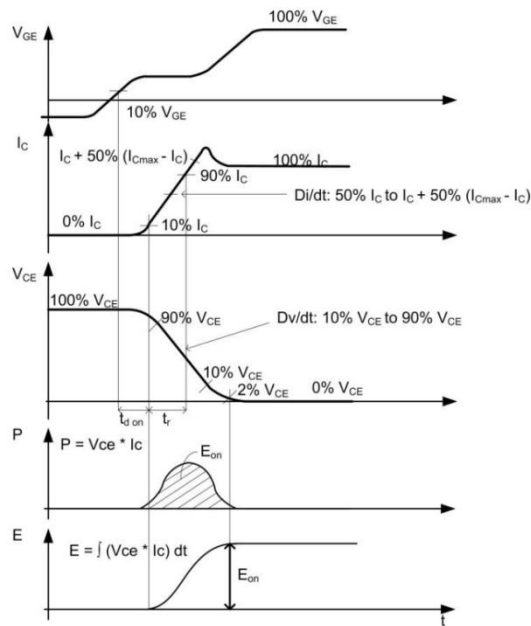


Figura 2.13 Formas de onda de los parámetros eléctricos durante el encendido de un IGBT, se muestran (a) $v_{GE}(t)$ (b) $i_{ce}(t)$ (c) $v_{ce}(t)$ (d) Potencia instantánea (e) Energía de encendido. Fuente: [9]

De manera similar es calculada la energía de apagado.

$$E_{off}(t) = \int_{toff} i_d(t) \cdot u_{ds}(t) \cdot dt \quad (2.8)$$

$$E_{off}(t) = \int_{toff} i_{ce}(t) \cdot u_{ce}(t) \cdot dt \quad (2.9)$$

En este caso el tiempo de apagado se define al tiempo que transcurre desde que la caída de tensión llega al 10% de su valor nominal, hasta que la corriente de conducción haya bajado al 2% de su valor nominal, como es ilustrado a continuación.

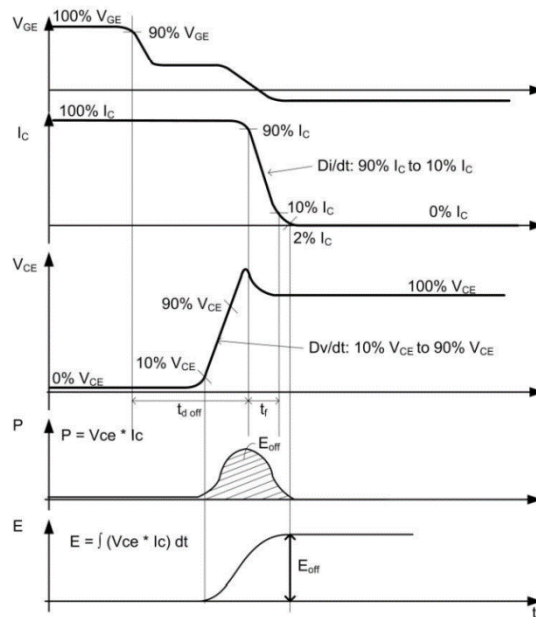


Figura 2.14 Formas de onda de los parámetros eléctricos durante el apagado de un IGBT, se muestran (a) $v_{GE}(t)$ (b) $i_{ce}(t)$ (c) $v_{ce}(t)$ (d) Potencia instantánea (e) Energía de apagado. Fuente: [9]

Por otra parte están las pérdidas por conmutación del diodo, la energía de encendido respecto con el periodo de conmutación suele ser despreciable. En cambio, las pérdidas por apagado no son despreciables, se llaman pérdidas de recuperación inversa. De manera similar a las del transistor, se calculan con la siguiente ecuación:

$$E_{rec}(t) = \int_{t_{rec}} i_f(t) \cdot u_f(t) \cdot dt \quad (2.10)$$

Definiendo el tiempo de recuperación como el tiempo transcurrido desde que la caída de tensión ha descendido un 10% hasta que la corriente le falta por alcanzar el valor de 0 un 2%.

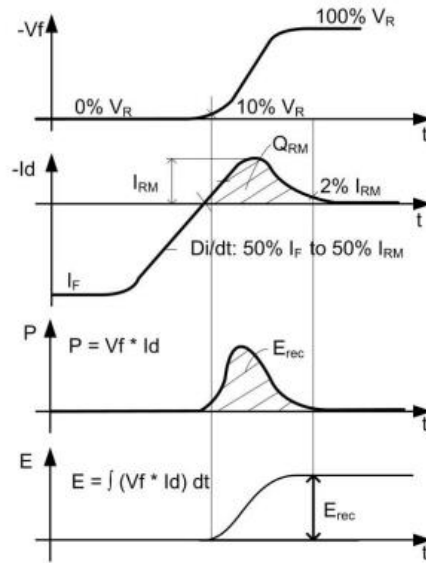


Figura 2.15 Formas de onda de los parámetros eléctricos durante el periodo de recuperación inversa de un diodo en antiparalelo, se muestran (a) $v_f(t)$ (b) $i_f(t)$ (c) Potencia instantánea (e) Energía de recuperación.

Fuente: [9]

Los tiempos y porcentajes que se tienen en cuenta en el datasheet pueden variar dependiendo del fabricante, siempre es conveniente comprobar que estos límites son los adecuados para la caracterización del transistor.

Como con las pérdidas de conducción, hasta ahora solo se han tenido en cuenta parámetros eléctricos para el cálculo de la energía. Para el correcto cálculo de esta se han de tener en cuenta más parámetros, en este caso se tendrá en cuenta la corriente, la temperatura de unión, la tensión del DC-link y la resistencia de puerta.

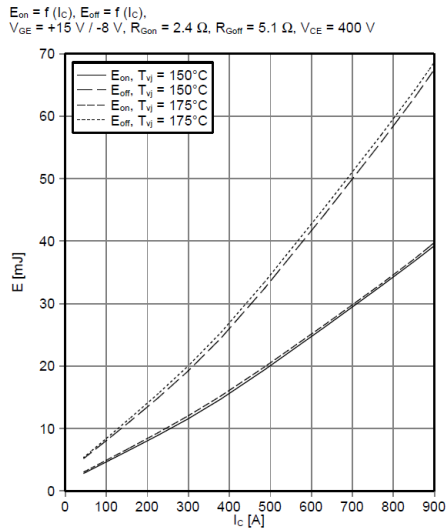
$$E = f(I_c, T_j, V_{dc}, R_g) \quad (2.11)$$

Para incluir V_{dc} en la ecuación es bastante sencillo, se hace una regla de tres.

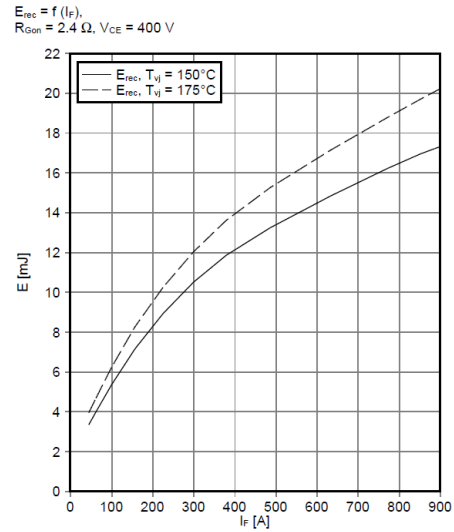
$$E_{actual} = E_{datasheet} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{datasheet}} \quad (2.12)$$

Solo hay que mirar cual es la V_{dc} que están utilizando en el datasheet. Continuando con el datasheet anterior serían 400 V.

La temperatura se tiene en cuenta como en el caso anterior, haciendo tablas para dejar la energía en función de la temperatura y la corriente.



(a)



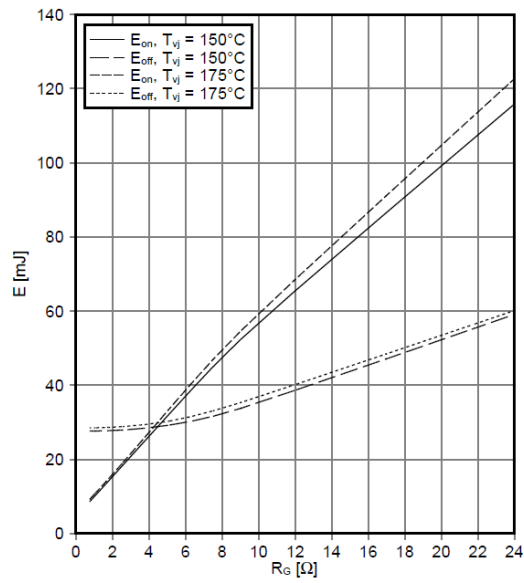
(b)

Figura 2.16 Relación de la temperatura de IGBT FS820R08A6P2B IGBT entre (a) Corriente de conducción y energía de on y off, a 150 y 175 degC. (b) Corriente de conducción del diodo y energía de recuperación a 150 y 175 degC.

En las imágenes se puede ver que en este caso se está limitado a interpolar en un rango muy pequeño de temperaturas, de 150 °C a 175 °C, ante esto, se pueden tomar dos decisiones distintas. O se opera con el peor caso, es decir que todas las temperaturas menores de 150 °C se asume que tienen los mismos valores que esta, y así hacer un diseño conservador, o se extrapolan los datos sin saber realmente el error cometido.

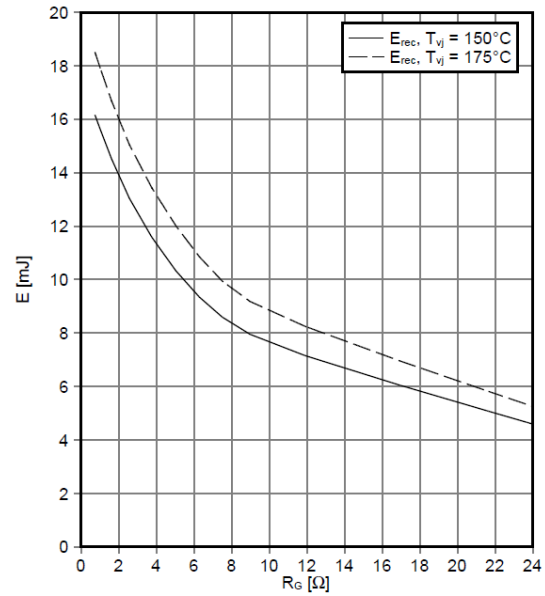
Por otro lado, también se tiene en cuenta la resistencia de puerta, como se puede ver en las imágenes siguientes, un pequeño cambio en esta resistencia puede provocar grandes cambios en las pérdidas de potencia.

$E_{on} = f(R_G), E_{off} = f(R_G)$
 $V_{GE} = +15V / -8V, I_C = 450 A, V_{CE} = 400 V$



(a)

$E_{rec} = f(R_G)$
 $I_F = 450 A, V_{CE} = 400 V$



(b)

Figura 2.17 Relación de la temperatura de IGBT FS820R08A6P2B IGBT entre (a) Resistencia de puerta y energía de on y off, a 150 y 175 degC. (b) Resistencia de gate y energía de recuperación a 150 y 175 degC.

Para ello se calculará el factor β , que corregirá las pérdidas dependiendo en función de la resistencia del gate.

$$\beta = \frac{E_{Rg}(I_{datasheet}, R_{g_{elegida}}, T_j)}{E_{Rg_{initial}}(I_{datasheet}, R_{g_{datasheet}}, T_j)} \quad (2.13)$$

Este factor de escalado es multiplicado a la energía obtenida.

Capítulo 3. Modelado térmico

Para poder realizar un buen diseño se ha de tener en cuenta la relación entre las pérdidas del semiconductor y la impedancia térmica del sistema. El objetivo es obtener un modelo que se desarrolle de la manera más parecida posible al comportamiento real del sistema.

En el *Capítulo 2* se explica cómo se calculan las pérdidas de potencia en los semiconductores en cuestión. En este capítulo, se usaran esas pérdidas para estimar a que temperatura la unión.

Para el modelado térmico se utiliza una red RC, este método proporciona precisión y eficiencia a la hora de implementarse en simuladores y estimar la temperatura de la unión. Para la simulación se utilizan una serie de analogías listadas en la *Tabla 3.1*, que relacionan las variables eléctricas con las variables térmicas. [10]

Magnitud	Térmico	Eléctrico
Intensidad	Transferencia de calor, P, W	Corriente, I, A
Diferencia de Potencial	Temperatura, T, degC	Voltaje, V
Resistencia	Resistencia térmica, Rth, degC/W	Resistencia eléctrica, R, Ω
Capacidad	Capacidad térmica, Cth, J/degC	Capacidad eléctrica, C, F

Tabla 3.1 Analogía de las variables físicas de los sistemas eléctrico y térmico. Fuente: [10]

3.1 Análisis térmico

El calor se transmite de varios tipos de maneras, conducción, convección o radiación. La conducción ocurre cuando dos materiales se tocan físicamente. La convección cuando el material irradiante está rodeado de un gas o fluido. La radiación ocurre cuando la pérdida de calor es radiada por luz infrarroja. En este caso se asumen despreciables las pérdidas por radiación y convección, ya que en este caso la mayor parte del calor fluye por el contacto del módulo de potencia, con la pasta térmica hacía el refrigerador.

Para construir el modelo se utilizan circuitos equivalentes constituidos por resistencias y condensadores (R y C respectivamente). Esta elección de componentes se debe a que al aplicar un escalón de potencia a un material, se pueden observar dos tipos de comportamientos principales, el transitorio que aparece justo al principio, donde se ve como la temperatura va aumentando, hasta cierto punto, donde esta se mantiene estable. Se simula la parte transitoria con el condensador y la parte estacionaria con la resistencia, este comportamiento se muestra en la *Figura 3.1*.

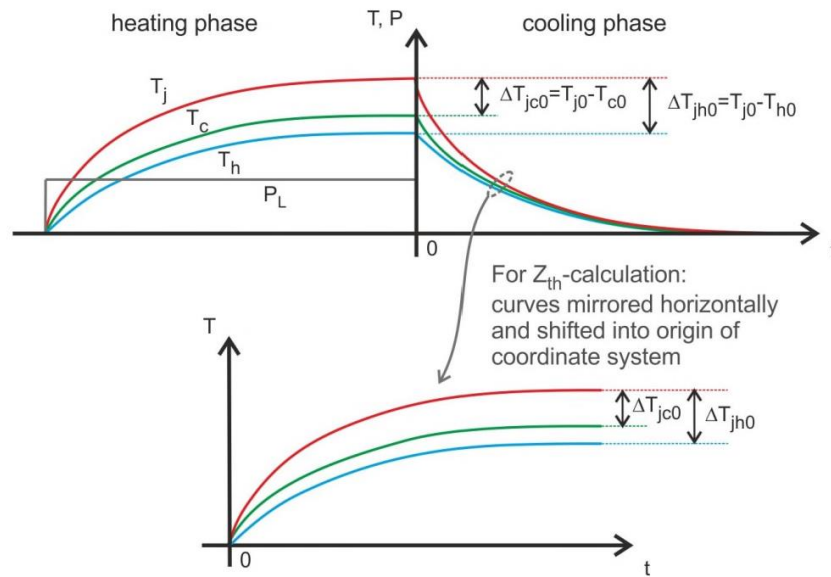


Figura 3.1 Comportamiento de la temperatura en distintas partes del transistor ante un escalón de potencia. Fuente: [11]

$$R_{th(x-y)} = \frac{\Delta T_{xy0}}{P_L} \quad (3.1)$$

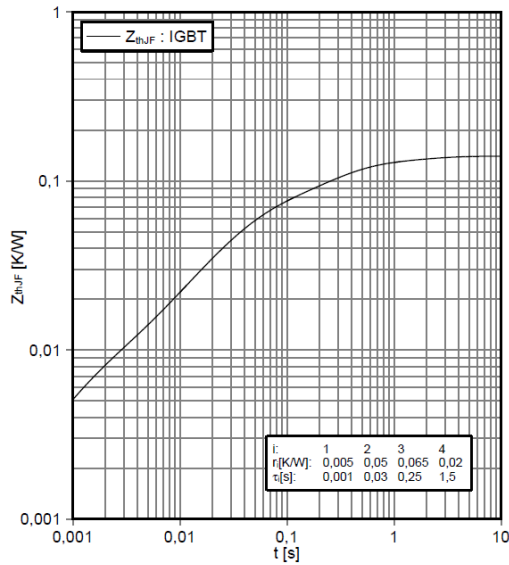
$$Z_{th(x-y)}(t) = \frac{\Delta T_{xy0}(t)}{P_L} \quad (3.2)$$

Existen tantas impedancias como capas haya en la conducción, pero lo interesante en este caso no es calcular la impedancia, sino la temperatura de la unión, por lo tanto se puede reformular la ecuación (3.1) de la siguiente manera:

$$T_j(t) = Z_{thj-y}(t) \cdot P_L(t) + T_y(t) \quad (3.3)$$

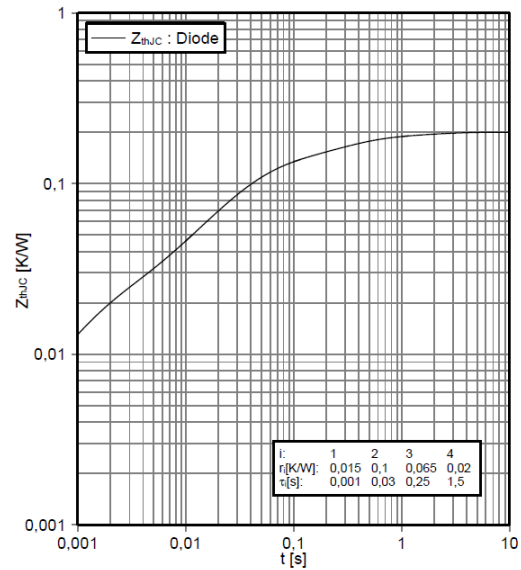
De esta manera de la ecuación (3.3) solo falta averiguar la impedancia térmica. Como se ha hecho anteriormente, se va a recurrir a la información dada por el proveedor, en el datasheet se encuentra la siguiente información.

$Z_{thJF} = f(t)$, cooler design according to AN-HPD-ASSEMBLY
 $\Delta V/\Delta t = 10 \text{ dm}^3/\text{min}$; $T_f = 75^\circ\text{C}$; 50% water / 50% ethylenglycol



(a)

$Z_{thJC} = f(t)$, cooler design according to AN-HPD-ASSEMBLY
 $\Delta V/\Delta t = 10 \text{ dm}^3/\text{min}$; $T_f = 75^\circ\text{C}$; 50% water / 50% ethylenglycol



(b)

Figura 3.2 Impedancia térmica de la unión al case en función del tiempo del IGBT FS820R08A6P2B
(a) IGBT (b) Diodo

En este caso el proveedor muestra la impedancia unión-case y proporciona unos valores RC de las curvas visualizadas. Teniendo en cuenta que:

$$\tau = R \cdot C \quad (3.4)$$

Se puede calcular el valor de la capacidad térmica sin mayor problema.

Por otro lado muchas otras veces el proveedor no proporciona los valores RC asociados a la curva, ante ese problema se ha desarrollado un programa en Octave (plataforma de programación gratuita compatible con Matlab), dependiendo del tipo de modelo térmico que se quiera obtener, este programa se explica en el apartado 3.2.

3.2 Tipos de modelos térmicos

Hay dos tipos principales de modelos térmicos.

3.2.1 Foster

En el modelo Foster, se conectan los componentes RC en paralelo, y no se representa la secuencia de capas, sino el comportamiento térmico del conjunto estudiado.

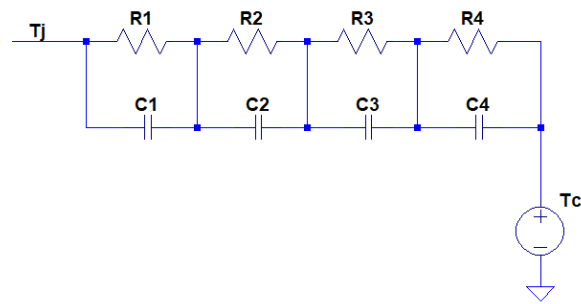


Figura 3.3 Conexión de componentes RC en el modelo Foster. Fuente: [11]

Este modelo no tiene significado físico alguno, y puede haber tantos conjuntos RC como preciso se requiera para que el modelo sea preciso. Además se puede utilizar para hacer cálculos analíticos. La impedancia térmica se puede expresar de la siguiente manera:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right) \quad (3.5)$$

Volviendo a la *Figura 3.2*, se va a proceder a explicar la realización del código para obtener los valores del modelo Foster.

Primeramente, utilizando WebPlotDigitalizer, se sacan los puntos de la recta, tantos como se crea que son necesarios para la correcta implementación de la curva. Se va a proceder la explicación con el ejemplo del IGBT Infineon.

Se obtienen los siguientes puntos:

```
data = [
% DATA from Infineon IGBT
0.0011055966910930592 0.0054692910421815155;
0.0015129915839659567 0.00677695314134126;
0.0022605984903692794 0.008668242140342036;
0.0035071886585854657 0.011264816923358867;
0.005866679600767953 0.01535348243768228;
0.008765552425752754 0.01995262314968881;
0.013944860334925823 0.027194605220720883;
0.02246459728753724 0.037065129109221585;
0.03853284386066302 0.05092095636773403;
0.06445614166878146 0.06461670787466972;
0.10647507542771914 0.07756310250274175;
0.22891435331518148 0.09687392507403296;
0.4128609568102419 0.11264816923358867;
0.7635435054236104 0.12489691869998192;
1.7699312745275100 0.13521799213228172;
3.805234901156070 0.13958141164296337;
7.037387157740790 0.13958141164296337;
9.510462443112630 0.13958141164296337;
];

time = data(:,1)';
Zth_jc = data(:,2)';
RtoTal = max(Zth_jc);
```

Primero se le dan un valor aleatorio a los valores RC, en este caso se hará un modelo Foster que consistirá en 4 series de elementos.


```

%Foster values%
%Data from infineon IGBT
Rth0_f = 0.005; %less than minimum value
Cth0_f = 0.2; %less than minimum time

Rth1_f = 0.05; %30%
Cth1_f = 0.6; % value of Rt*0.3, more than its time*10, normally number a little less-position more

Rth2_f = 0.065; %70%
Cth2_f = 3.846; % value of Rt*0.7, more than its time*10, adjust by hand, normally number a little lower

Rth3_f = Rtotal-Rth2_f-Rth1_f-Rth0_f;
Cth3_f = 75; %previous time value before stable impedance *10

```

Como se puede ver en el código, estos valores inicialmente aleatorios, al adquirir un poco de experiencia en varios componentes y ver cierto patrón, se puede estimar más o menos el valor inicial que van a tener.

Una vez se tienen los valores iniciales, se procede a crear la función de transferencia:

```

%Parallel transfer function
Fostertf0 = (Rth0_f/(1+(Rth0_f*Cth0_f*s)));
Fostertf1 = (Rth1_f/(1+(Rth1_f*Cth1_f*s)));
Fostertf2 = (Rth2_f/(1+(Rth2_f*Cth2_f*s)));
Fostertf3 = (Rth3_f/(1+(Rth3_f*Cth3_f*s)));

Fostertf = Fostertf0+Fostertf1+Fostertf2+Fostertf3;

[Foster_time,tstep_f,x] = step(Fostertf,max(time),min(time));

```

Lo que interesa ver realmente es cómo se comporta la función de transferencia en el tiempo, por lo tanto se sacan valores de la respuesta el impulso de la función de transferencia dentro del rango de tiempos que tenemos en los datos extraídos. Se procede a hacer un gráfico comparativo de los datos del proveedor con el modelo creado.

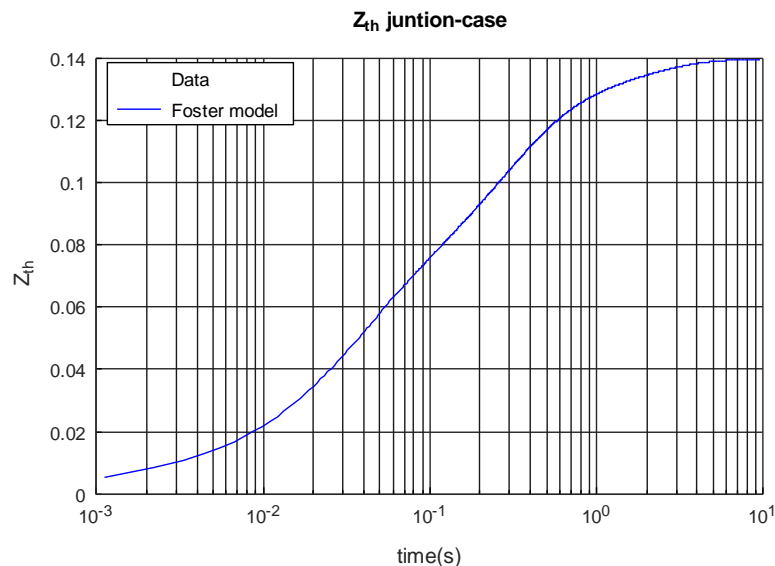


Figura 3.4 Función de transferencia del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B.

Se puede observar que el modelo es bastante preciso con respecto a los datos. También es interesante ver el error relativo que presenta. Para ello se va a hacer una interpolación de los

datos del proveedor para tener tantos puntos como los que se tienen en el modelo. Se procede a calcular su error relativo, con la siguiente ecuación:

$$\frac{Valor_{datasheet} - Valor_{modelo}}{Valor_{datasheet}} \cdot 100 \quad (3.6)$$

```

%Interpolate measured data in order to compare the model with real data and get a relative error
Zth_jc_values = interp1(time,Zth_jc,tstep_f,'pchip');

%Delete NaN values
A=[tstep_f ; Zth_jc_values ; Foster_time];
A(:,any(isnan(A))) = [];
tstep_f=A(1,:);
Zth_jc_values=A(2,:);
Foster_time=A(3,:);

Err_f = (abs(Zth_jc_values-Foster_time)./Zth_jc_values*100); %relative error calculation

```

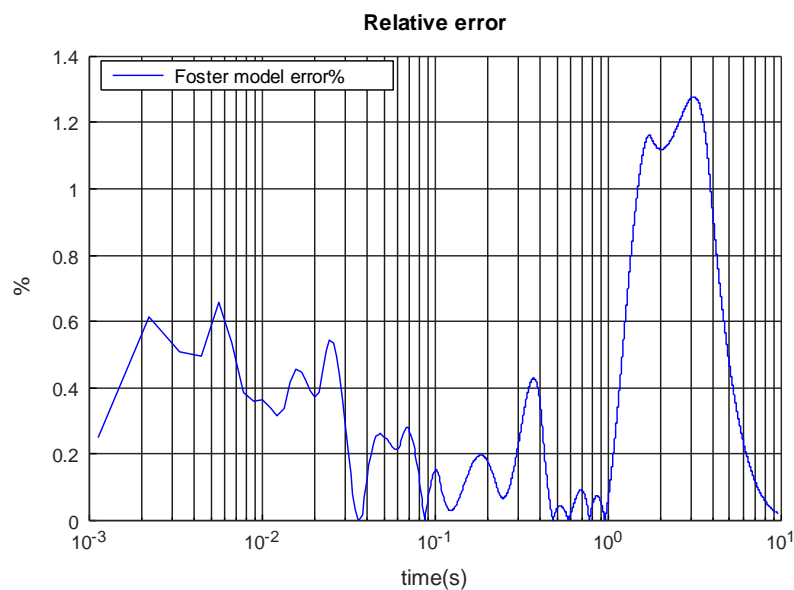


Figura 3.5 Error relativo del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B

La imagen anterior muestra el error relativo de modelo Foster respecto a los datos del proveedor, se puede concluir que el modelo es bastante preciso ya que el máximo error presentado es cuando la impedancia está llegando al estado estacionario y es de un 1.28 %.

Por otro lado este es el resultado de muchas iteraciones, la primera vez que se ponen los valores iniciales el error puede llegar a ser mucho mayor, y para evitar tener que ir cambiando valores manualmente se ha implementado un refinamiento del modelo.

```

if(refine_model==1)

    x1 = [Rth0_f,Rth0_f*Cth0_f,Rth1_f,Rth1_f*Cth1_f,Rth2_f,Rth2_f*Cth2_f,Rth3_f,Rth3_f*Cth3_f];
    ub(1:2*4) = 100000000;
    lb(1:2*4) = -100000000;

    fun_c = @(x) (x(1)*(1-exp(-tstep_f(1,:)/(x(2))))+x(3)*(1-exp(-tstep_f(1,:)/(x(4))))+x(5)*(1-exp(-tstep_f(1,:)/(x(6)))));

    [y,resnorml,residuall,exitflagl] = lsqnonlin(fun_c,x1,lb,ub);

    figure()
    hold on
    semilogx(tstep_f(1,:),Zth_jc_values(1,:),'k-');
    semilogx(tstep_f(1,:),fun_c(y)+Zth_jc_values(1,:),'b-');
    legend('Data','Non-linear regression')
    xlabel('time(s)')
    ylabel('Z_{th}')
    grid on

    Err_f2=(abs(Zth_jc_values-(fun_c(y)+Zth_jc_values(1,:)))/Zth_jc_values*100)';

    figure()
    hold on
    semilogx(tstep_f,Err_f2,'b-');
    legend('Foster model error%','location','northwest')
    xlabel('time(s)')
    ylabel('%')
    title('Relative error')
    grid on

    y(2) = y(2)/Rth0_f;
    y(4) = y(4)/Rth1_f;
    y(6) = y(6)/Rth2_f;
    y(8) = y(8)/Rth3_f;

    y %show new values
endif

```

En este, usando los valores iniciales y utilizando la ecuación en el tiempo del modelo Foster, se utiliza la función **lsqnonlin**, esta función resuelve problemas no lineales de la curva de mínimos cuadrados. Con todo esto, es importante que los valores iniciales sean aproximados a los que realmente se quiere obtener, de otra manera la función puede no ser de utilidad.

Utilizando el anterior código se obtiene el siguiente modelo RC para el IGBT.

Componente	Valor
R1 (mΩ)	4.14
C1 (mF)	132.5
R2 (mΩ)	46
C2 (mF)	537.5
R3 (mΩ)	55.797
C3 (F)	2.8945
R4 (mΩ)	33.753
C4 (F)	44.231

Tabla 3.2. Valores de los componentes RC del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B.

Con estos valores de RC, la función de transferencia es la siguiente:

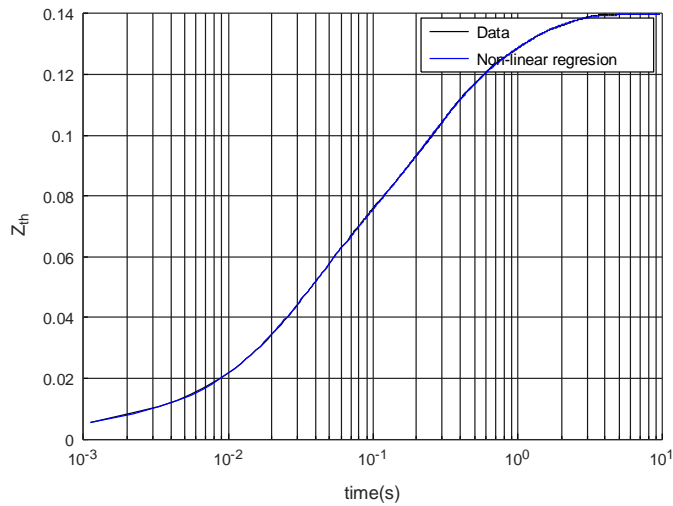


Figura 3.6 Función de transferencia del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B con los valores definitivos de RC.

Y su respectivo error relativo:

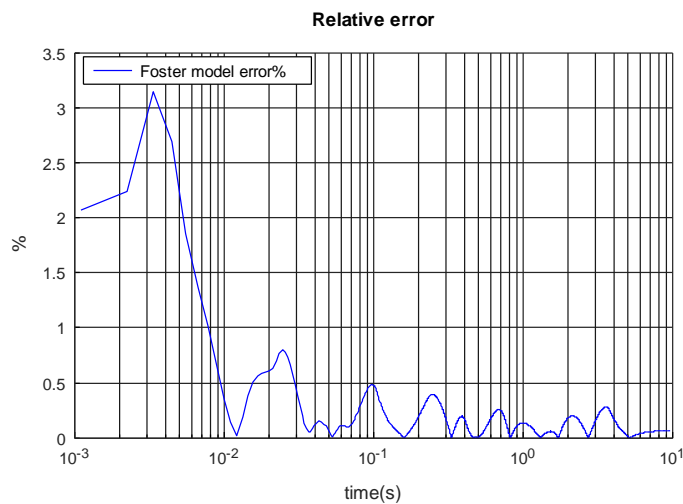


Figura 3.7 Error relativo del modelo Foster para IGBT FS820R08A6P2B con los valores definitivos de RC.

Aunque el error máximo que se puede ver en la gráfica es peor que el anterior, se considera que el modelo es mejor, ya que casi todos los valores están por debajo de un 0.5% de error, el error es más alto al principio del transitorio es aceptable ya que se está hablando de valores muy pequeños.

3.2.2 Cauer

En este modelo se conectan los componentes RC en serie, y se conectan tantos como capas se quieran simular.

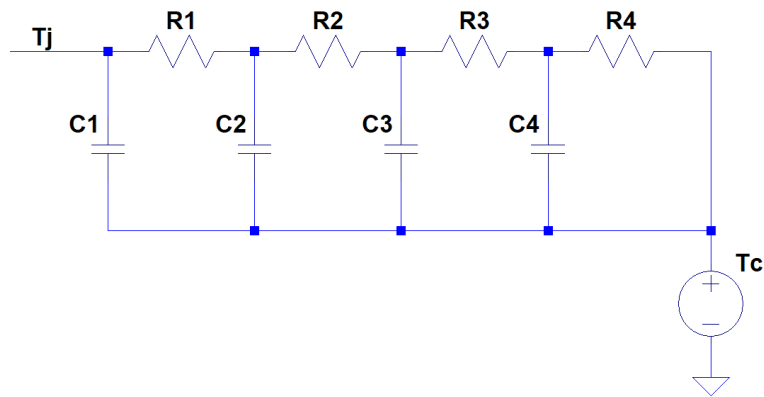


Figura 3.8 Conexión de componentes RC en el modelo Cauer. Fuente: [11]

Este tipo de circuito refleja el comportamiento real, el modelo físico del semiconductor basado pasando por cada una de las capas internas conocido tanto el material, como el ancho de estas. Esto permite conocer exactamente la temperatura en cada uno de los substratos. Los cálculos de la resistencia térmica y capacidad térmica se hacen con las siguientes fórmulas:

$$R_{th} = d/A \cdot \gamma \quad (3.7)$$

$$C_{th} = c \cdot \rho \cdot A \quad (3.8)$$

Donde γ es la conductividad térmica, ρ es la densidad, c es el calor específico, A es el área perpendicular a la dirección del calor conducido y d es la longitud de la dirección del calor conducido. [8]

Como alternativa, si el datasheet proporciona una imagen como en la *Figura 3.2*, y dice que es el modelo Cauer pero no proporciona los valores RC se utilizaría el código mencionado anteriormente. Los puntos utilizados de datos utilizados en este caso, son los mismos que en el modelo Foster.

Se procede a implementar la función de transferencia del modelo Cauer. Primero se eligen unos valores iniciales. Los valores iniciales aproximados se hacen por la visualización de la curva y se utiliza el método de prueba y error.

```

Rth0_c = 9.3156e-3;
Cth0_c = 150e-3;
tfr0 = Rth0_c*s/s;
tfc0 = s/(Cth0_c*s^2);

Rth1_c = 30.6e-3;
Cth1_c = 280e-3;
tfr1 = Rth1_c*s/s;
tfc1 = s/(Cth1_c*s^2);

Rth2_c = 56.58e-3;
Cth2_c = 700e-3;
tfr2 = Rth2_c*s/s;
tfc2 = s/(Cth2_c*s^2);

Rth3_c = 43.5e-3;
Cth3_c = 15;
tfr3 = Rth3_c*s/s;
tfc3 = s/(Cth3_c*s^2);

Cauertf0 = 1/((1/tfr3)+(1/tfc3));
Cauertf1 = Cauertf0+tfr2;
Cauertf2 = 1/((1/Cauertf1)+(1/tfc2));
Cauertf3 = Cauertf2+tfr1;
Cauertf4 = 1/((1/Cauertf3)+(1/tfc1));
Cauertf5 = Cauertf4+tfr0;
Cauertf = 1/((1/Cauertf5)+(1/tfc0));

[Cauer_time,tstep_c,x1] = step(Cauertf,max(time),min(time));

tstep_c = tstep_c'(1,(2:length(x1)));
Cauer_time = Cauer_time'(1,(2:length(x)));

```

En el código se puede ver la implementación de la función de transferencia, de esta nos interesa su comportamiento en el tiempo, para ello se requiere su respuesta el impulso, en este caso en un rango de tiempos acotado al propio de los datos iniciales.

Su comportamiento es el siguiente:

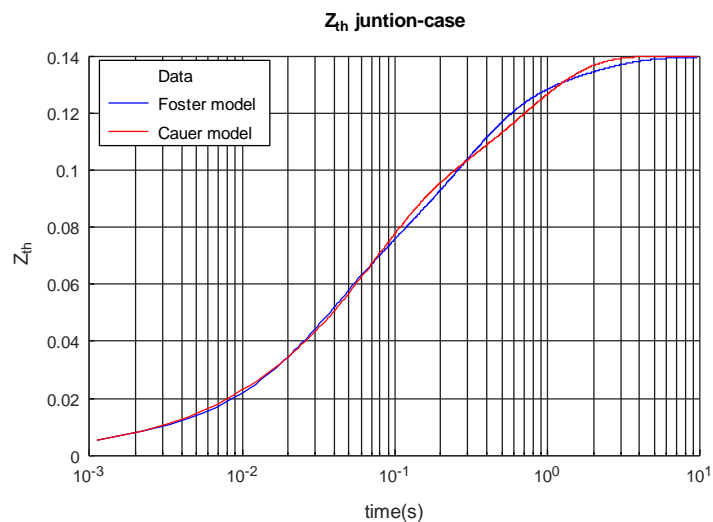


Figura 3.9 Comparación de la función de transferencia entre el modelo Foster y modelo Cauer para IGBT FS820R08A6P2B.

Se puede ver que en el mismo código están implementados ambos modelos para la comparación de su comportamiento. En el caso del modelo Cauer se puede ver que tiene un ligero error al acercarse a la parte estacionaria.

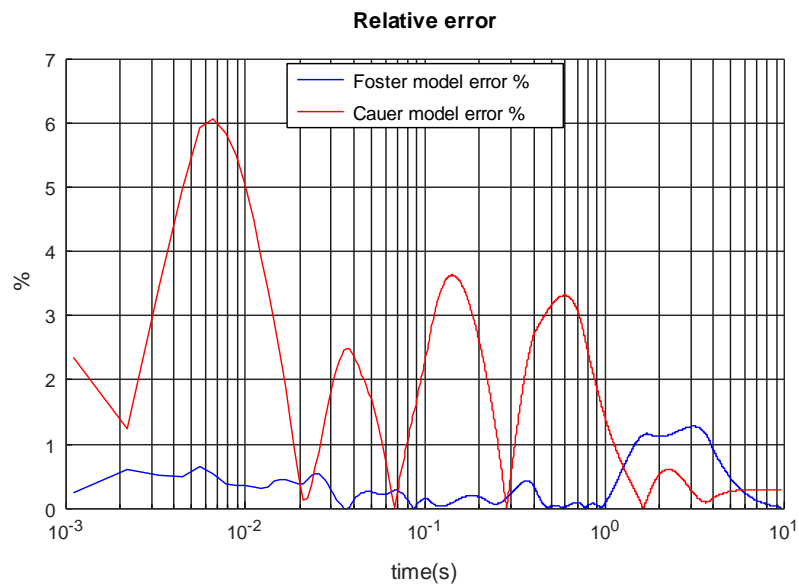


Figura 3.10 Comparación del error relativo entre el modelo Foster y modelo Cauer para IGBT FS820R08A6P2B.

Se puede ver que el error del modelo Cauer alcanza valores del 6%, lo cual se considera un margen aceptable. Esto se ha conseguido después de muchas iteraciones con los valores iniciales, ya que al carecer de ecuación en el tiempo es difícil trabajar con este tipo de modelo.

Por otra parte estos valores no representan las capas internas del componente y el modelo pasa a no tener ningún significado físico.

3.2.3 Comparación

Desde un punto de vista teórico ambos tienen ventajas y desventajas, en este caso se utilizaría el modelo Foster ya que lo que interesa realmente es poder sacar valores de la impedancia para calcular el valor de la temperatura. El modelo Cauer a pesar de ser más preciso en estado transitorio, requiere una serie de conocimientos que normalmente no se tiene de las capas internas del semiconductor. Además no se puede trabajar con ecuaciones en el tiempo, ya que la ecuación sería demasiado compleja, y se debería trabajar en el dominio de Laplace.

Por otra parte tampoco tiene sentido estimar los valores del modelo Cauer con aproximaciones, ya que lo que interesa realmente de este modelo es saber exactamente la secuencia y constitución de todas las capas, para tener un modelo lo más realista posible.

3.2.4 Acoplamiento térmico

De un tema del cual aún no se ha hablado es del acoplamiento entre los semiconductores, al tratarse de un inversor hay como mínimo dos transistores y dos diodos en cada rama, al calentarse uno y estar todos en contacto con la misma superficie aparece un calor acoplado en los componentes que están en reposo. Normalmente el proveedor no proporciona datos sobre el acoplamiento y los datos se tienen que sacar de manera experimental.

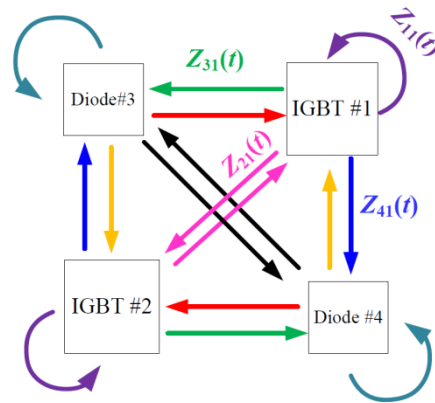


Figura 3.11 Acoplamiento térmico entre los componentes de una rama del inversor. Fuente: [10]

El esquema que se muestra en la *Figura 3.11* muestra los acoplamientos en una rama del inversor de potencia. El acoplamiento entre ramas se supone despreciable, ya que suelen estar aisladas unas de otras.

En caso de falta de datos experimentales, para tener en cuenta en el modelo los acoplamientos térmicos, se estimara un error en las pérdidas de un 10%, este aumentará ligeramente la temperatura del componente simulando así el comportamiento del acoplamiento.

Capítulo 4. Tipos de modulación

Los inversores se pueden clasificar por diversos parámetros, según el tipo de alimentación existen de dos tipos inversores VSI (Voltage Supply Inverter) o CSI (Current Supply Inverter), para este proyecto se utilizó un VSI como se puede ver en la *Figura 4.1*, donde se parte de una fuente de tensión continua para alimentar el inversor que consiste principalmente en 3 ramas, con dos IGBT por rama y sus respectivos diodos en antiparalelo.

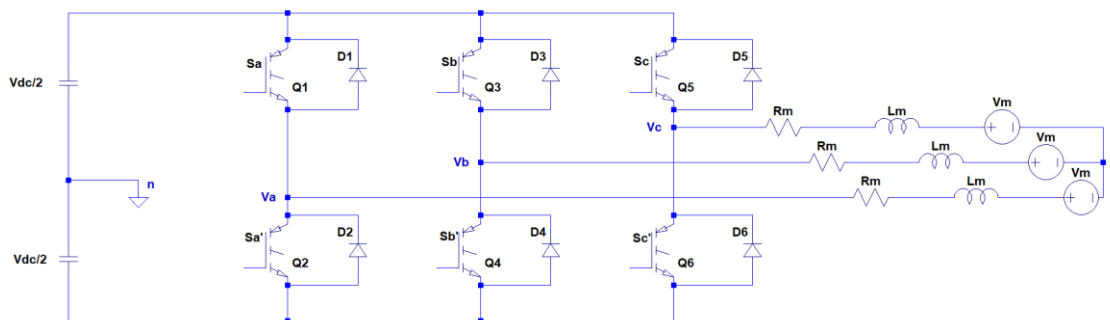


Figura 4.1 Representación de un inversor VSI formado por IGBT. Fuente: [12]

El tipo de modulación a la que se someten los transistores afecta en sus pérdidas, y por lo tanto, a la eficiencia del inversor. Existen varias técnicas de modulación como se muestra a continuación.

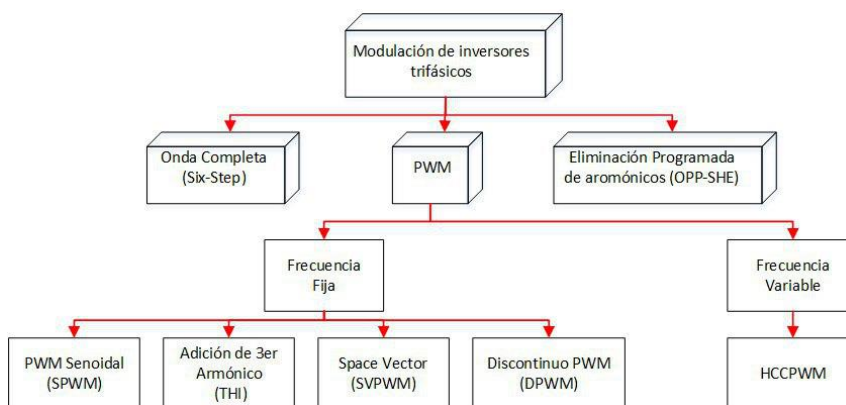


Figura 4.2 Clasificación de las técnicas de modulación.

En este caso el estudio se centrará en la PWM de frecuencia fija, ya que son el tipo de modulaciones más frecuentes en los inversores de potencia. En cuanto a la PWM de frecuencia variable, ya que no está en el espectro de este trabajo hacer hincapié en ella, se referencia un artículo explicativo [13].

Las modulaciones que se utilizarán posteriormente para la simulación son: SPWM [12], THI [16], SVPWM [17] [12] y DPWM [18].

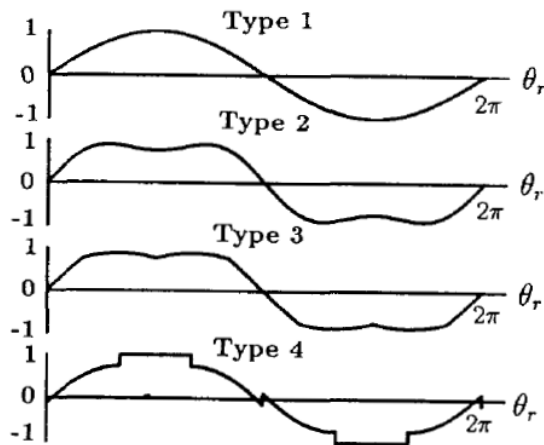


Figura 4.3 a) PWM Sinusoidal (b) Inyección del tercer armónico con un ratio $M=1/6$ (c) Inyección del tercer armónico con una señal triangular de ratio $M=0.25$ (d) PWM discontinua. Fuente: [17]

La modulación PWM sinusoidal se obtiene mediante dos señales de control una señal sinusoidal de magnitud y fase variable, también llamada moduladora, y una señal portadora de onda triangular con parámetros fijos. La comparación entre ambas genera la señal de control de una rama del inversor. [12]

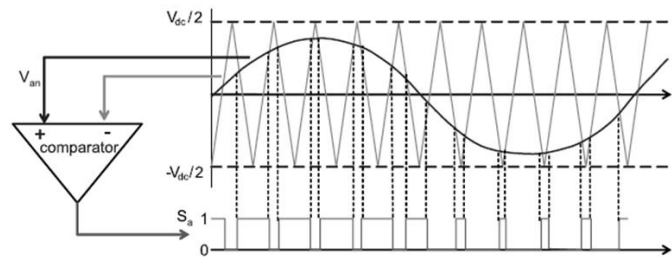


Figura 4.4 Modulación sinusoidal por comparación de onda triangular. Fuente: [12]

A la THI a la señal moduladora se le inyecta otra onda sinusoidal con una amplitud de $1/6$ al triple de frecuencia de la moduladora.

En la SVPWM a la señal moduladora se le inyecta una onda triangular de amplitud 0.25 al triple de frecuencia de la moduladora.

En la DPWM a la señal moduladora se le inyecta a la señal dos señales, una sinusoidal y una cuadrada, ambas con una amplitud de 0.1 y una frecuencia de conmutación tres veces mayor a la moduladora.

El estudio de sus efectos en las pérdidas del inversor de tracción se hará en el *Capítulo 6.3*, a grandes rasgos se puede decir que con las modulaciones THI y SVPWM hacen posible conseguir un mayor voltaje en la salida del inversor, y con la DPWM se reducen considerablemente las pérdidas por conmutación.

Capítulo 5. Medición impedancia térmica

5.1 Impedancia térmica del componente

En este capítulo se va a explicar cómo se ha medido a resistencia térmica de una rama del inversor de tracción, luego estos valores se van a utilizar en el modelo de LTspice para sacar la temperatura en la unión.

En este caso el DUT es un transistor MOSFET SiC, Cuyo datasheet se puede ver en el *ANEXO 1*. Este ha sido elegido debido a su disponibilidad y tecnología.

[19] Para obtener la resistencia térmica primero se tiene que medir la temperatura en la unión de manera experimental, los principales métodos utilizados para esta medición son:

- Métodos ópticos: el más utilizado es con una cámara IR (Infrared), que detecta la variación de la radiación infrarroja con la temperatura. Este método aunque pueda obtener un mapa de temperatura del módulo de potencia, requiere que se modifique el módulo de manera que la cámara tenga una visión adecuada, lo cual muchas veces no es posible o requiere mucho esfuerzo.
- Métodos de contacto físico: el más utilizado es el termopar, esta medida puede presentar mucho error dependiendo de donde este el termopar en si colocado y la respuesta dinámica es demasiado lenta.
- Métodos eléctricos o TSTEP (Temperature Sensitive Parameter): en estos la temperatura se puede evaluar simplemente con voltímetros y amperímetros, es un método no invasivo que proporciona una gran precisión en la medida de la temperatura. Aunque esta medida es una temperatura global, no es posible extraer el gradiente de temperatura dentro de un mismo módulo. Si hay diversos transistores en paralelo no es posible determinar las diferencias de temperatura entre ambos. Pese a sus desventajas es el método más utilizado por su precisión, sencillez y rapidez.

5.1.1 Medida mediante TSTEP

En este caso se utiliza el método $V_f(T_j)$, este método consiste en sacar una relación lineal entre la temperatura en la unión y el parámetro eléctrico de la tensión de caída del diodo en conducción.

[19] El método tradicional tiene dos partes principales:

- La calibración: en ella los DUT se meten dentro de una cámara climática y se les pasa una corriente lo suficientemente pequeña para no causar calentamiento en el transistor, por ejemplo 10 mA, en este caso se va a utilizar el diodo en anti-paralelo para el paso de corriente. Se pone la cámara climática a una temperatura y se espera a que llegue a estado estacionario. Una vez todos los parámetros están en estado estacionario se captura el valor de V_f . Esto se repite para tantas temperaturas como sea necesario, aconsejando un mínimo de 3, punto mínimo de temperatura, punto máximo y un valor intermedio. Obteniendo una recta como la que se muestra en la *Figura 5.1*. De esta recta se obtiene

una ecuación de primer orden, *Ecuación 5.1*, con la que fácilmente se puede saber el valor de la temperatura de la unión teniendo del valor de la caída de tensión.

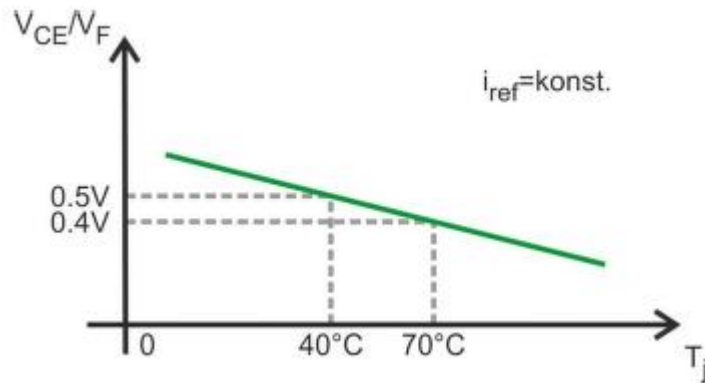


Figura 5.1 Recta que relaciona la temperatura de la unión con voltaje de conducción a una corriente de medición constante. Fuente: [11]

$$T_j = \frac{V_{ds} - A}{B} \quad (5.1)$$

Donde A es el offset y B es la inclinación de la recta.

- La medición: En ella se pasa una corriente que produzca el calentamiento del DUT, también llamada P_c , se espera a que las temperaturas lleguen a un valor estacionario, entonces, no se corta la corriente, sino que se le pasa la misma corriente que en la calibración, también llamada P_m , y se mide la tensión de caída. Esto tiene que ser un proceso rápido, ya que la temperatura en la unión baja rápidamente, y un error de pocos milisegundos nos puede llevar a un gran error en la medida de la temperatura en la unión.

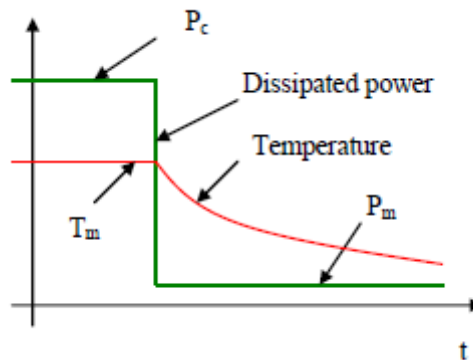


Figura 5.2 Medición de temperatura utilizando una potencia pequeña de calibración. Fuente: [19]

La impedancia térmica se mide durante el enfriamiento de la pieza, ya que es cuando se pueden obtener valores reales de la temperatura de la unión, con la monitorización de V_f durante todo el enfriamiento.

En este caso debido a la disponibilidad del material y algunos errores observados en las medidas se ha decidido hacer ambos procesos a la vez, prescindiendo de la cámara climática, se utiliza el chiller como variador de temperatura, este pone la temperatura del fluido a los distintos niveles necesarios y se asume que la temperatura de la unión es igual a la temperatura del case en reposo.

El set up del test es el siguiente:

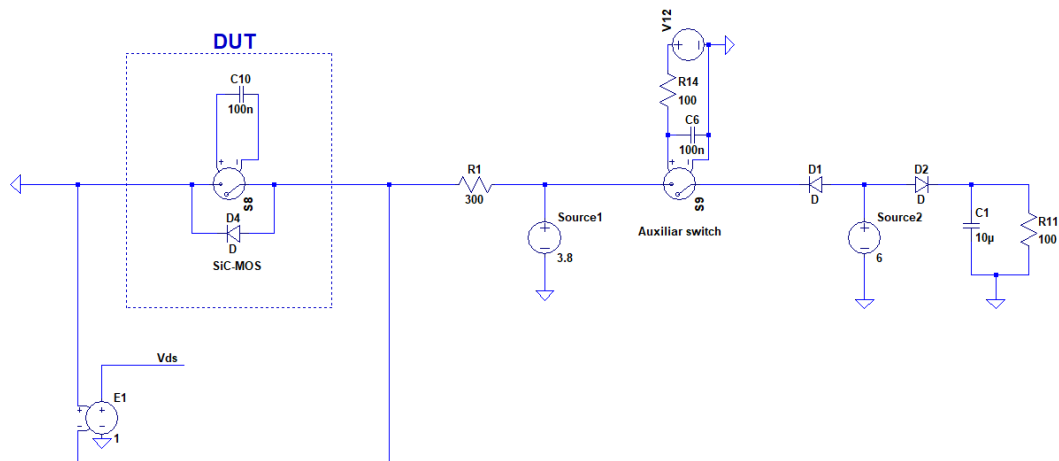


Figura 5.3 Set up para la medición de la temperatura de la unión.

Se puede observar que se utilizan dos fuentes de alimentación, la llamada *Source1*, se utiliza para proveer la corriente de medición, en este caso 10 mA, al DUT. La *Source2* se utiliza para proporcionar la corriente de calentamiento al DUT. Se prueban distintos niveles de corriente de calentamiento para el transistor seleccionado. Se controlan los periodos de on y off con el interruptor auxiliar, el cual se controla su accionamiento con un micro. Por otra parte, también se miden las temperaturas de los distintos niveles del DUT con termopares tipo K. Se colocan 3 termopares por cada MOSFET de la siguiente manera:

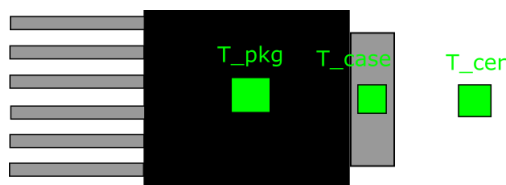


Figura 5.4 Disposición de los termopares en un MOSFET.

El termopar llamado T_{case} , esta soldado al drenador, para obtener medidas reales en este caso se debe utilizar para su medición un aparato aislado, ya que sino las interferencias pueden afectar en gran escala a la medida. El termopar llamado T_{pkg} está situado en el centro del package y pegado con poxilina. En el caso de T_{cer} , este termopar está situado en la cerámica a tres milímetros aproximadamente del transistor.

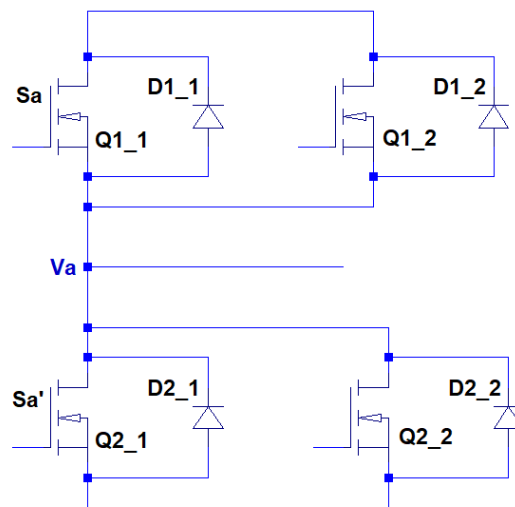


Figura 5.5 Nomenclatura rama A del inversor con dos MOSFET en paralelo en el test.

Siguiendo con la nomenclatura de la *Figura 4.1* se nombran los transistores a medir como en la *Figura 5.5*, en este caso solo se estudia una rama y cada DUT tiene dos MOSFET en paralelo, por lo tanto se tendrán 6 medidas de temperatura, 1 de tensión y 1 de corriente ya que se asume que la potencia se distribuye equitativamente entre los dos transistores.

Para la medición se utilizan un osciloscopio de alta gama ROHDE&SCHWARZ RTB2004 digital oscilloscope 2.5GSa/s, ya que la medición de la caída de tensión tiene que ser muy precisa, usualmente la rampa de calibración tiene un valor de -2 mV/degC aproximadamente, esto significa que el rango diferencial de voltaje en un rango de temperaturas de 25 a 150 degC es de 250mV. Se ha comprobado experimentalmente que dependiendo del osciloscopio esta medida puede no ser visible o correcta. Este osciloscopio es programable en SCPI, y se controla con un programa de Python creado para la aplicación. Se configura la captura de datos en el flanco de bajada de la tensión y en el flanco de subida.

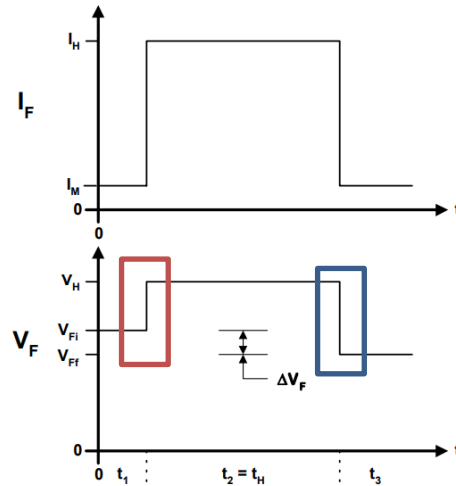


Figura 5.6 Comportamiento durante el test de (a) la corriente por el diodo (b) la tensión V_f .

Pudiendo obtener así en la zona marcada como azul en la *Figura 5.6*, en esta zona se obtiene tanto la información de la tensión en conducción, como la medida de V_f para la extracción de la temperatura de la unión. Por otra parte, con la medición de la zona marcada por el cuadro rojo se quiere obtener la medida de tensión que se utilizará para la recta de calibración, que es cuando el transistor ya ha estado un tiempo en reposo y vuelve a tener su temperatura inicial, que es aproximadamente la temperatura del fluido refrigerante.

Se hacen varias pruebas para comprobar exactamente el tiempo de duración necesario para el test teniendo en cuenta sus derivas térmicas. En este caso se ha elegido un tiempo de on de 150 segundos y un tiempo de off del mismo valor, 150 segundos. Teniendo el tiempo fijo se realiza el test variando el caudal del chiller entre 2, 5 y 10 (l/min) (para ver esta medida de utiliza un caudalímetro a la salida del refrigerador). La temperatura del fluido refrigerante se varía entre 25 degC (siendo este el mínimo para evitar condensación), 50 y 75 degC, utilizando este como máximo para evitar errores en el chiller, como la relación es lineal los valores más altos se extrapolan. Por otra parte también se varía la corriente de calentamiento entre 10-30 A totales. Dependiendo de la temperatura del fluido refrigerante se ha de variar el máximo de corriente que se puede utilizar, ya que es importante no pasar de los 150 degC en la unión y a la vez extrapolar el mínimo de datos posible. Por ello, se pone un límite inicial de 130 degC en la temperatura observada en el case.

Lo primero en el procesamiento de datos es sacar la recta de calibración, se observan los puntos de tensión en el punto de reposo.

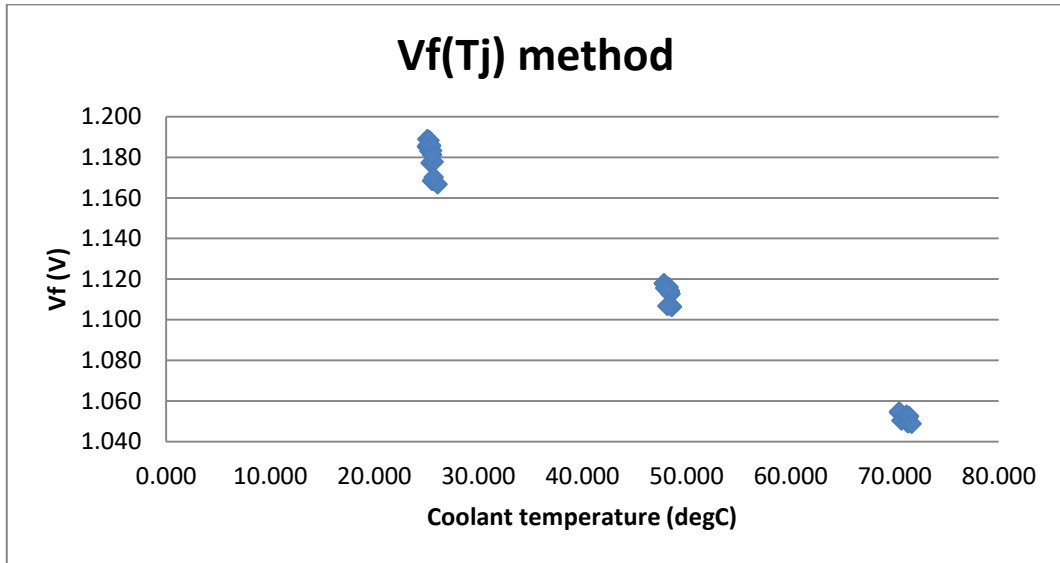


Figura 5.7 Relación de Voltaje V_f (V) con diferentes temperaturas en la unión (degC) para el transistor Q1_1.

Se puede ver que la dispersión en el punto de 25 degC es más grande que en 75 degC, aunque todos los puntos tienen una clara relación lineal.

FR(l/min)	Tcool(degC)	I(A)	Vds_on(V)	Vds_off(V)	Last value(V)	Tcase1(degC)	Tcase2(degC)	Tpkg1(degC)	Tpkg2(degC)	Tcer1(degC)	Tcer2(degC)
10.000	25.104	10.000	2.375	1.060	1.191	49.444	46.836	42.462	42.818	31.988	28.300
10.000	25.105	10.000	2.369	1.057	1.188	49.410	46.742	42.487	42.767	32.128	28.288
10.000	25.134	10.000	2.372	1.058	1.189	49.550	46.911	42.600	42.852	32.281	28.411
10.000	25.131	15.000	2.590	1.000	1.189	65.330	61.085	53.656	54.416	36.217	30.439
10.000	25.171	15.000	2.586	1.000	1.189	65.403	61.082	53.742	54.431	36.445	30.511
10.000	25.177	15.000	2.586	1.000	1.190	65.490	61.127	53.761	54.461	36.431	30.565
10.000	25.158	20.000	2.833	0.948	1.186	85.023	78.649	67.441	68.788	41.194	32.839
10.000	25.190	20.000	2.829	0.955	1.187	85.094	78.679	67.567	68.800	41.328	32.885
10.000	25.233	20.000	2.830	0.948	1.188	85.210	78.703	67.607	68.796	41.373	32.939
10.000	25.214	25.000	3.189	0.879	1.181	112.503	102.769	86.232	88.488	47.784	36.219
10.000	25.153	25.000	3.187	0.880	1.181	112.591	102.789	86.468	88.435	47.733	36.134
10.000	25.355	25.000	3.191	0.879	1.182	112.624	102.785	86.464	88.393	47.675	36.110
10.000	25.174	30.000	3.539	0.775	1.169	145.820	132.455	108.922	112.796	55.028	39.912
10.000	25.137	30.000	3.536	0.775	1.169	145.951	132.570	109.047	112.842	55.183	39.990
10.000	25.135	30.000	3.543	0.776	1.170	145.952	132.507	108.980	112.696	55.154	39.931

Figura 5.8 Datos numéricos en 25 degC, FR 10(l/min) en todo el rango de intensidades para el transistor Q1_1.

Se puede ver en la columna de 'Last value (V)' que sería la medida de la tensión en la temperatura de reposo, que a medida que la corriente aumenta la tensión baja ligeramente. La teoría explicaría este suceso, ya que el delta de la temperatura es más grande, tarda más en desaparecer sus efectos aunque se mida la misma temperatura, la tensión no ha llegado aún al estacionario. Esta teoría se comprueba haciendo un test con el mismo tiempo de on, pero toff más largo, y los resultados son satisfactorios. Por lo cual para la calibración se hará una media de todos los puntos con intensidad igual a 10 A. Obteniendo así la ecuación de la recta de calibración.

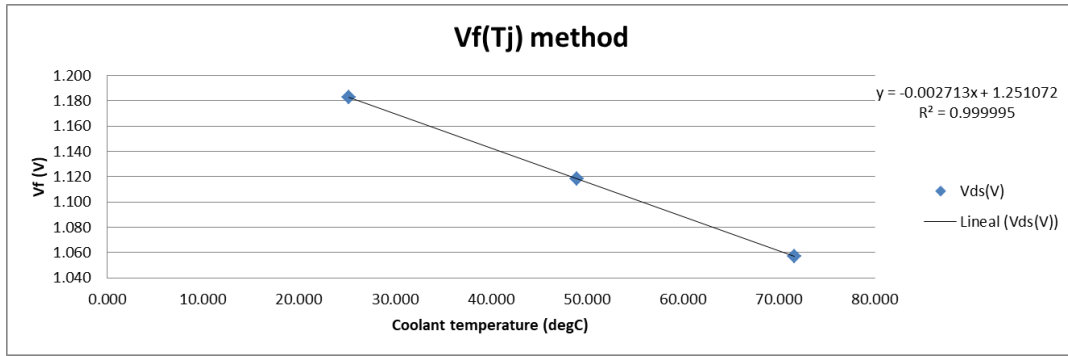


Figura 5.9 Curva de calibración del transistor Q1_1.

Se analiza la ecuación de la recta, el valor de la inclinación de la recta es aproximadamente el esperado, -2.713 mV/degC , este valor debería variar de manera muy ligera en los diferentes transistores, el offset es de 1.25 V , este valor sí que puede ser más variable dependiendo del transistor, y se ve que forman una recta casi perfecta. Obteniendo así la ecuación de la temperatura de la unión para este transistor, utilizando la *Ecuación 5.1*.

$$T_j = \frac{V_{ds} - 1.251}{-2.713 \text{ m}} \quad (5.2)$$

Casi de manera inmediata ya se puede calcular de resistencia térmica con la *Ecuación 3.1*.

$$R_{th(x-y)} = \frac{T_x - T_y}{P} \quad (5.3)$$

Siendo x e y las diferentes medidas de temperatura de las que se dispone.

En el caso de los datos de la *Figura 5.7*, los resultados de sus impedancias térmicas son:

Power (W)	Tj_calc (degC)	Rth_jc1 (degC/W)	Rth_jc2 (degC/W)	Rth_jpkg1 (degC/W)	Rth_jpkg2 (degC/W)	Rth_jcer1 (degC/W)	Rth_jcer2 (degC/W)	Rth_jsink (degC/W)
11.874	71.100	1.824	2.043	2.412	2.382	3.294	3.604	3.874
11.845	72.136	1.919	2.144	2.503	2.479	3.378	3.702	3.971
11.860	71.866	1.882	2.104	2.468	2.446	3.338	3.664	3.940
19.423	92.705	1.409	1.628	2.010	1.971	2.908	3.206	3.479
19.392	92.829	1.414	1.637	2.016	1.980	2.908	3.214	3.489
19.397	92.613	1.398	1.623	2.003	1.967	2.896	3.199	3.477
28.329	111.388	0.931	1.156	1.551	1.504	2.478	2.773	3.044
28.286	108.756	0.837	1.063	1.456	1.413	2.384	2.682	2.954
28.296	111.202	0.919	1.149	1.541	1.499	2.468	2.766	3.038
39.867	135.986	0.589	0.833	1.248	1.191	2.212	2.502	2.779
39.840	135.460	0.574	0.820	1.230	1.180	2.202	2.493	2.769
39.893	135.896	0.583	0.830	1.239	1.191	2.211	2.501	2.771
53.091	172.869	0.509	0.761	1.204	1.132	2.220	2.504	2.782
53.041	172.906	0.508	0.760	1.204	1.132	2.219	2.506	2.786
53.140	172.737	0.504	0.757	1.200	1.130	2.213	2.499	2.778

Figura 5.10 Valores obtenidos de temperatura en la unión e impedancias térmicas en el transistor 1 en las condiciones de 25 degC , $\text{FR } 10(\text{l/min})$ en todo el rango de intensidades para el transistor Q1_1.

Los datos muestran que entre 10-30 A, se llega a una temperatura de la unión entre 71-173 degC, y se comprueba que el valor R_{th_jc} es aproximadamente el esperado, ya que en el datasheet proporciona el peor caso con un valor de 1.1 degC/W. También es visible que a medida que sube la potencia, la resistencia térmica baja.

Se procede a ver el comportamiento de la impedancia en función de la potencia, el caudal y la temperatura del fluido refrigerante.

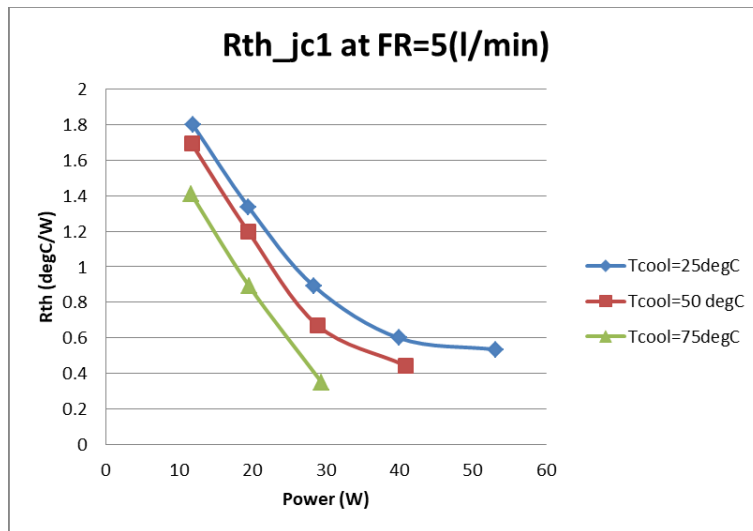


Figura 5.11 Comportamiento de la resistencia térmica en función de la potencia, a un caudal constante con diferentes temperaturas del fluido refrigerante en el transistor Q1_1.

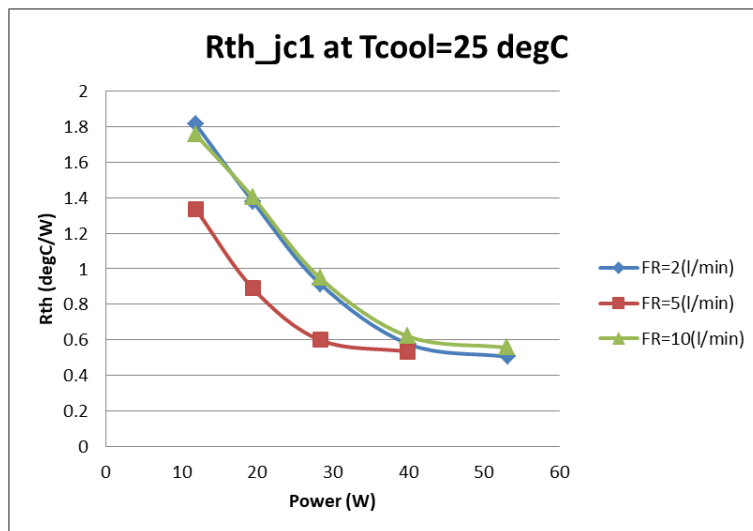
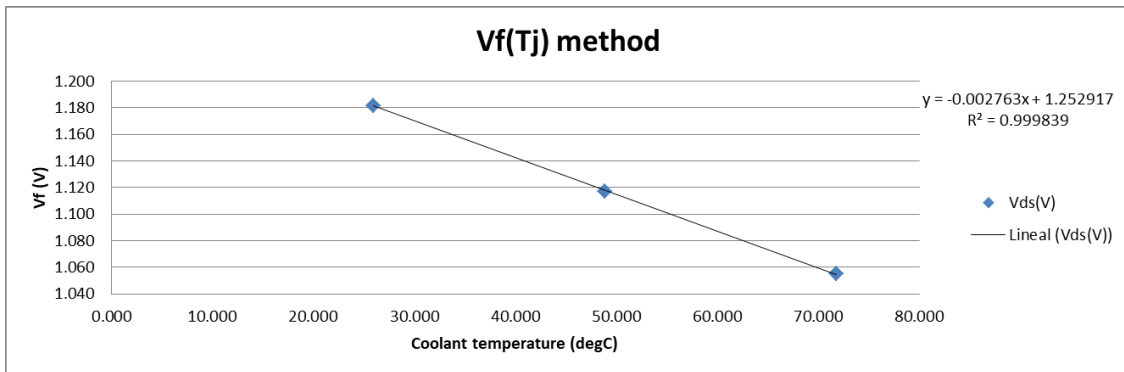


Figura 5.12 Comportamiento de la resistencia térmica en función de la potencia, a una temperatura del fluido refrigerante constante y diferentes caudales en el transistor Q1_1.

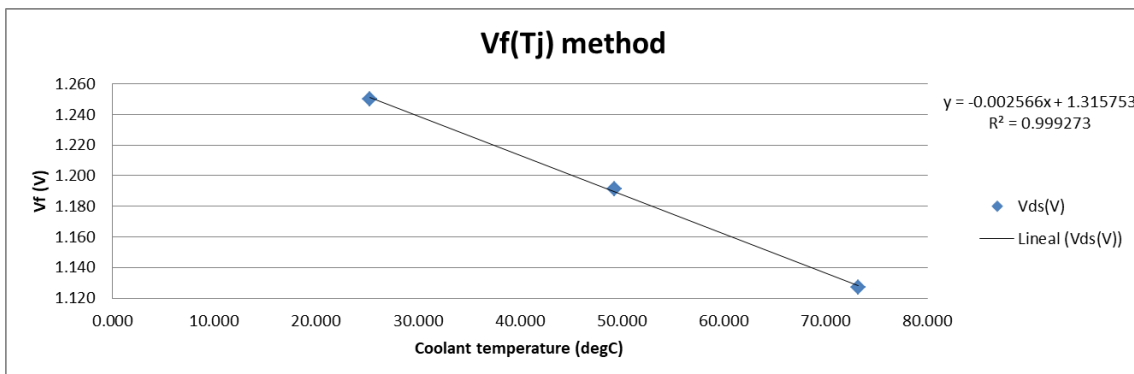
Las imágenes anteriores son un ejemplo del comportamiento de la resistencia térmica, aunque se ha visto el mismo comportamiento en las diferentes resistencias térmicas presentes en un mismo transistor y también en los diferentes transistores. Se puede concluir que el factor más influyente en la variación de la resistencia térmica es la potencia disipada, ya que puede disminuir hasta más de la mitad su valor. La temperatura del fluido influye de manera lineal al

valor de la resistencia térmica, a mayor temperatura menor valor de la resistencia. Por otro lado la relación del caudal no es tan clara, esto se puede deber principalmente a dos cosas: los valores de la resistencia térmica son demasiado altos y la influencia que puede tener queda menospreciada comparado con los otros parámetros, también es posible que la pasta térmica sea demasiado aislante y por lo tanto disminuye la influencia del caudal.

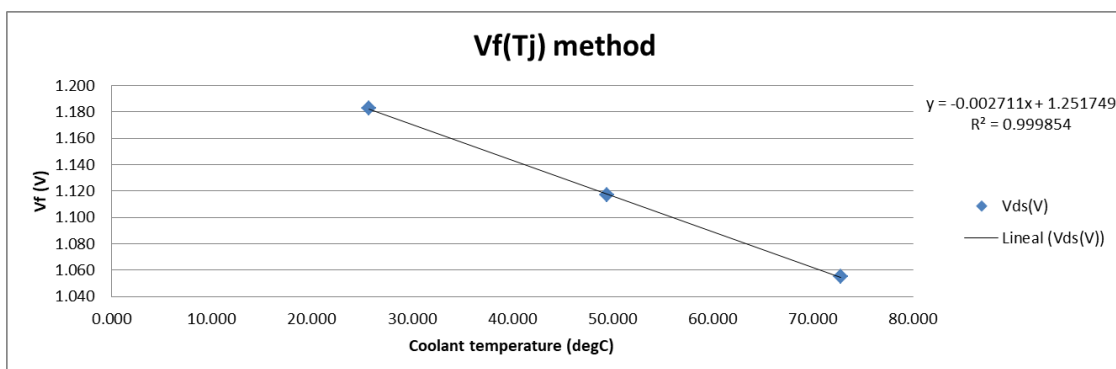
El proceso de medida y calibración se repite para cada transistor, teniendo así el valor de resistencia térmica propio de cada uno de ellos. En este caso cuatro transistores debido a su disponibilidad.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.13 Variación de ecuación de la recta para V_f para diferentes transistores (a) Q1_2 (b) Q2_1 (c) Q2_2.

Se puede ver que dentro de unos márgenes de variación, las ecuaciones de las rectas están dentro de lo esperado.

Para comparar la variación de los resultados entre los transistores se escoge un caudal de 5 (l/min) y una temperatura del refrigerante de 25 degC y así ver la dispersión de las medidas de la resistencia térmica.

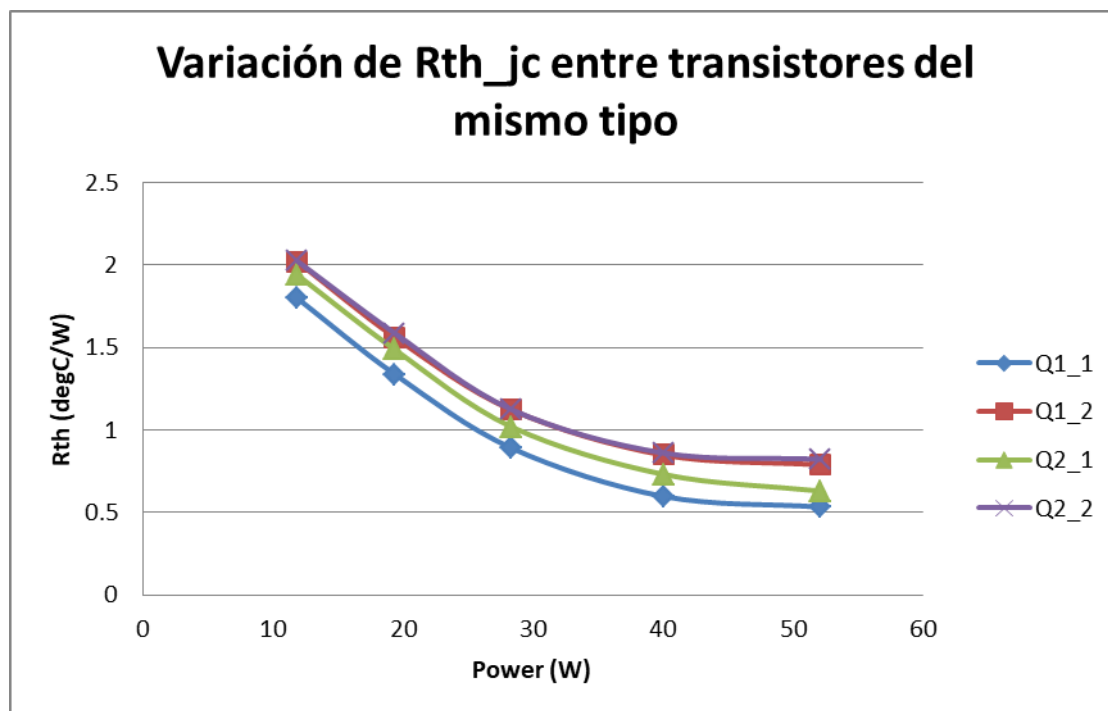


Figura 5.14 Valores de la resistencia térmica entre la unión y el case en función de la potencia en los diferentes transistores de la rama.

Se puede observar que todos tienen la misma forma exponencial con cierta variación, esta diferencia puede ser debida a condiciones internas del propio transistor, ya que estos presentan cierta dispersión en las características por su fabricación, como a factores externos, como voids en la soldadura o la distribución desigual de la pasta térmica.

5.2 Resistencia de acoplamiento

El acoplamiento en este caso se mide calentando un transistor y midiendo la temperatura en el case de los otros transistores. En este caso al tratarse de un MOSFET y no de un IGBT, el diodo está integrado por lo que solo se tendrá en cuenta el acoplamiento de un transistor al otro, el acoplamiento entre ramas se considera nulo ya que normalmente están separados a la suficiente distancia como para que el calentamiento de uno no afecte al otro.

También se van a hacer las pruebas a diferentes caudales, intensidades y temperaturas del fluido refrigerante para ver su comportamiento con las diferentes variables.

Se utiliza el mismo set up que anteriormente, simplemente en vez de medir solamente la temperatura de un transistor en los diferentes emplazamientos, se mide en el mismo emplazamiento en diferentes transistores.

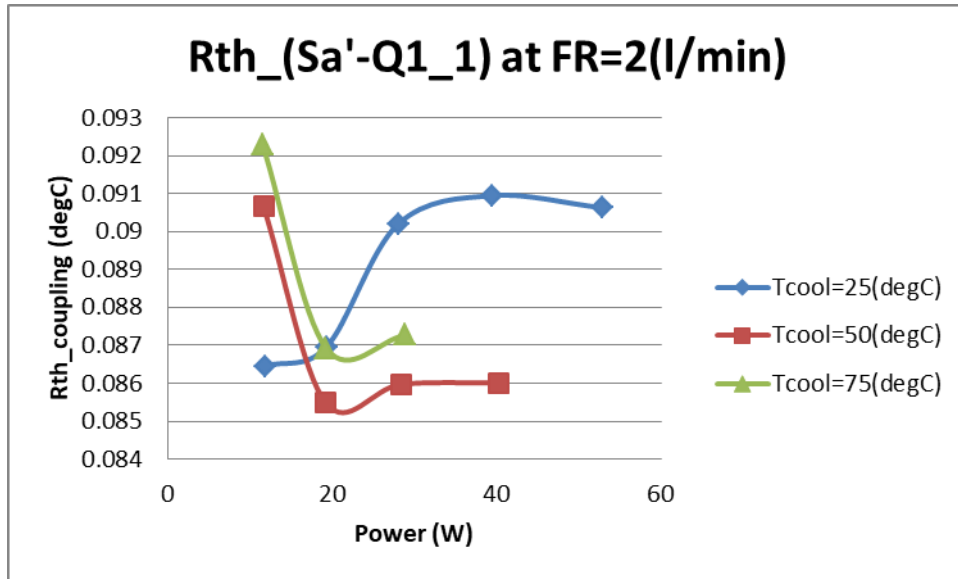


Figura 5.15 Resistencia térmica acoplada del transistor Sa' a Q1_1 en función de la potencia a un caudal determinado y con distintos valores de la temperatura del refrigerante.

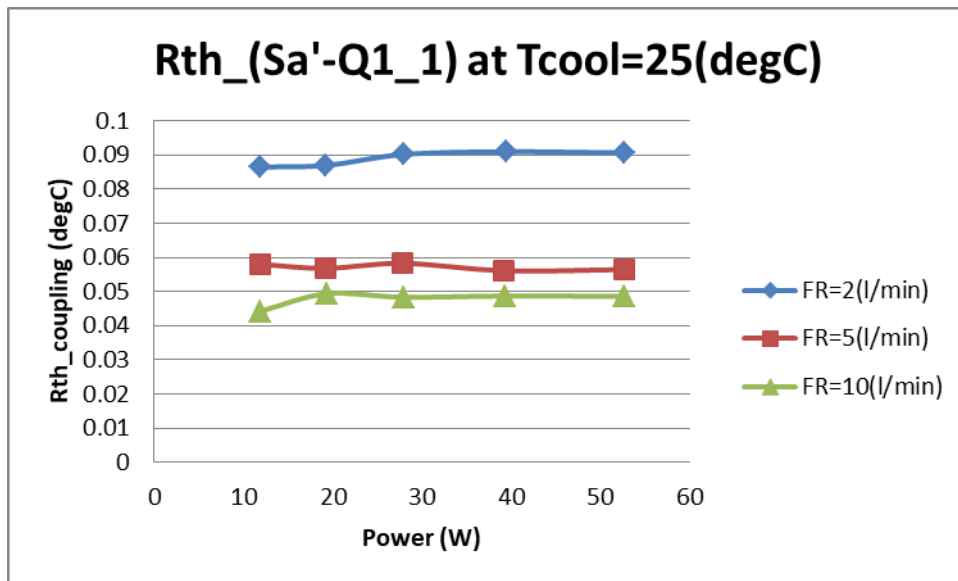


Figura 5.16 Resistencia térmica acoplada del transistor Sa' a Q1_1 en función de la potencia a una temperatura del fluido refrigerante determinado y distintos valores de caudal.

En este caso, se puede observar una clara influencia del caudal en la medida de la resistencia acoplada, a menor caudal mayor resistencia y este valor no está afectado por la potencia disipada. Por otra parte no hay una relación clara entre la temperatura del refrigerante y la resistencia térmica acoplada.

Con los datos de se han obtenido en este apartado se construirá el modelo térmico en el *Capítulo 6.3*.

Capítulo 6. Implementación del modelo en LTspice

Para el modelo LTspice se siguen varios pasos, primero se crean las señales de las intensidades que pasan por los transistores de una rama, dependiendo esto de la modulación, amplitud, frecuencia de entrada, de salida, etc. Segundo, se calculan las pérdidas instantáneas, tanto en conducción como en conmutación. Y tercero, se implementa el modelo térmico para ver la temperatura a la que llega la unión. Este modelo calculara las pérdidas de potencia en un punto de operación durante un ciclo del periodo de salida del inversor.

V_{DC} (V)	600
f_o (Hz)	80
m_{index}	0.98
m_{type}	SVPWM
T_{cool} (degC)	25
R_G (Ω)	5.1
t_{step} (s)	100n
$\cos(\varphi)$	1
I_{o_max} (A)	30
f_{sw} (kHz)	8

Tabla 6.1 Valores iniciales para la simulación utilizados en los apartados 6.1 y 6.2.

En este caso para el apartado 6.1 y 6.2 se utiliza el punto de operación descrito en la *Tabla 6.1*.

6.1 Señales de intensidad de cada componente

Primero se crea la señal portadora de la PWM, en este caso se hace de la siguiente manera: se crea con una amplitud de 1 a -1 una señal triangular que tiene como periodo la frecuencia de conmutación.

Se dispone a crear la señal moduladora, en este caso nos interesan principalmente 4 tipos de modulación, SPWM, THI, SVPWM y DPWM1.

Se crean las distintas moduladoras en LTspice utilizando diferentes fuentes de corriente.

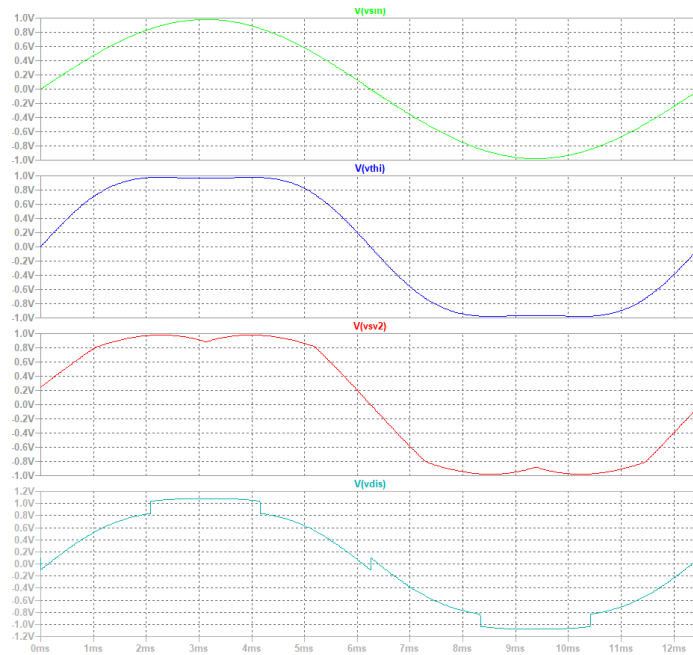


Figura 6.1 Señales moduladoras implementadas en LTspice (a) SPWM (b) THI (c) SVPWM (d) DPWM1.

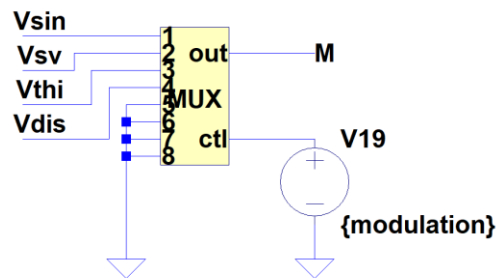


Figura 6.2 Implementación en LTspice para elegir el tipo de modulación.

Así, dándole un valor al parámetro $\{modulation\}$ del 1-4, se puede elegir entre las cuatro modulaciones disponibles.

Sabiendo que la señal de salida tiene que ser una señal sinusoidal, se crean las señales de las corrientes que pasan por los componentes de la rama con el siguiente esquema.

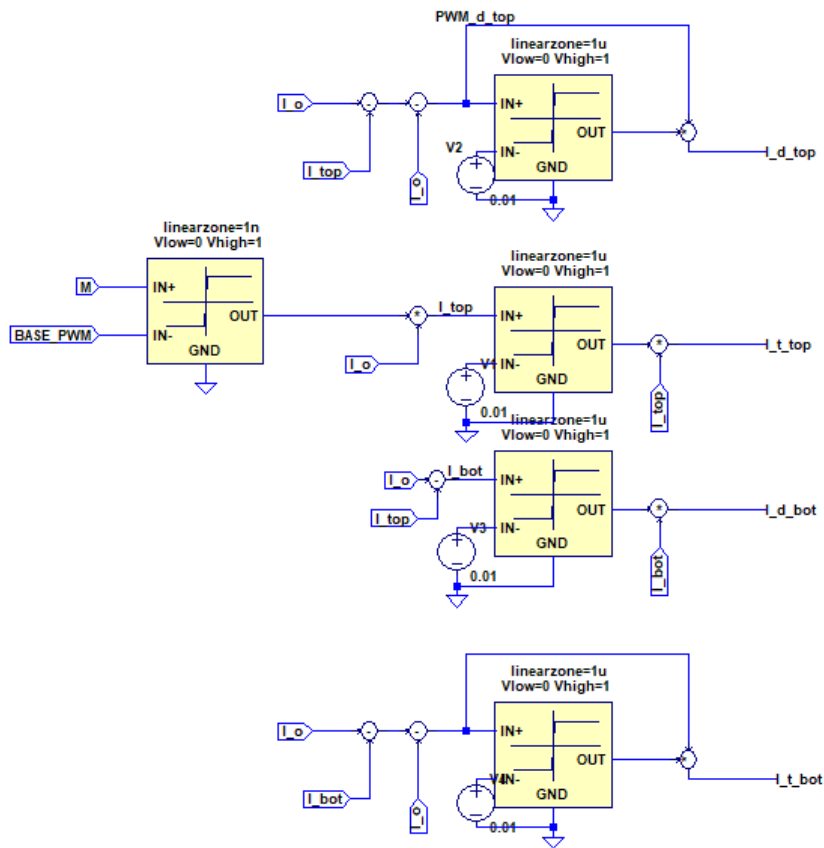


Figura 6.3 Esquema en LTspice que crea las señales de intensidad que pasan por cada componente de la rama A del inversor de tracción.

Dónde M es la señal moduladora y BASE_PWM la triangular, al compararse crean la señal de disparo que entraría en la puerta del transistor. En este caso se crean directamente las señales de intensidad que pasan por cada componente de la rama.

Obteniendo así las siguientes señales:

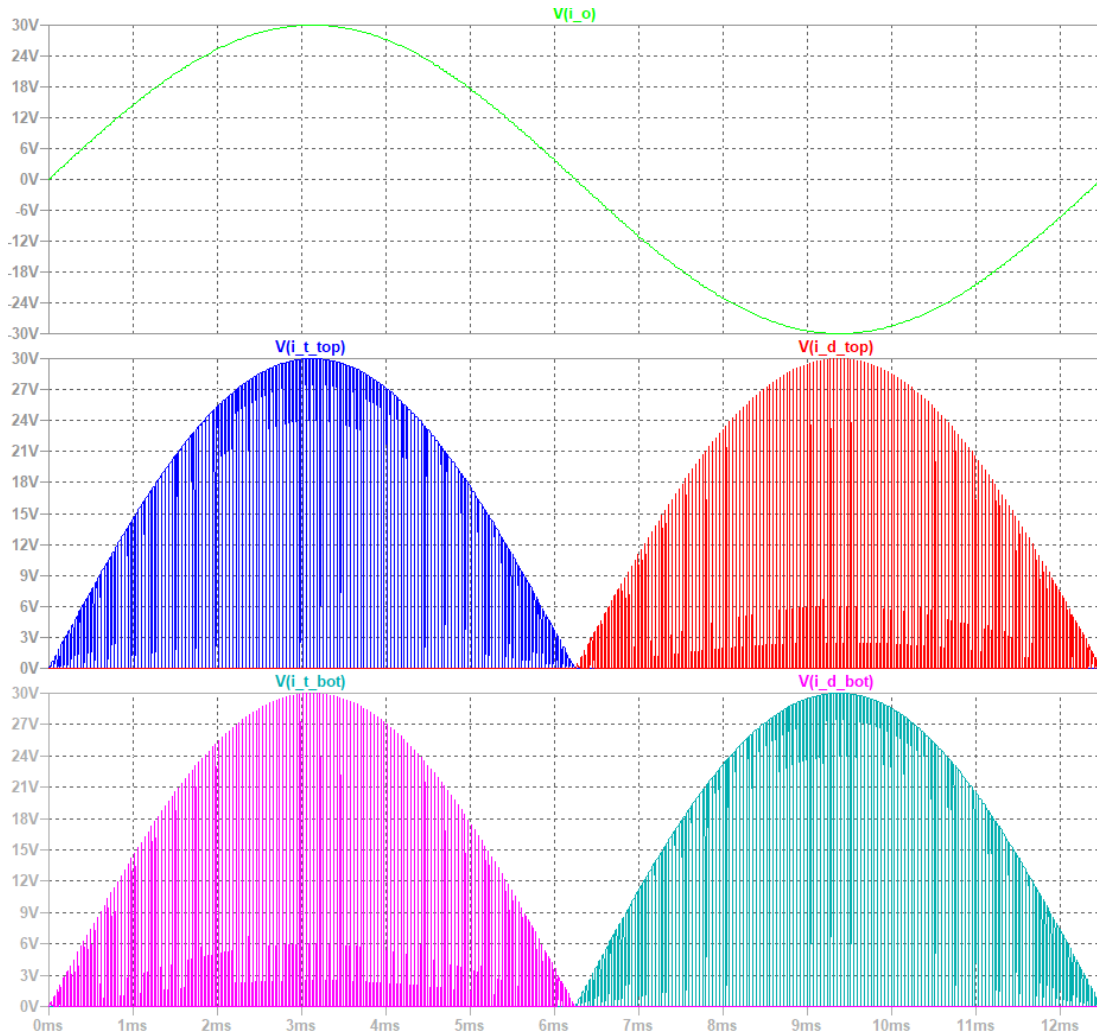


Figura 6.4 Señales de intensidad por cada componente de la rama A del inversor de tracción. (a) Corriente de salida (b) Corriente por el MOSFET Q1 y diodo D1 (c) Corriente por el MOSFET Q2 y D2.

NOTA: El eje vertical es en voltios en (a)(b)(c), ya que en este caso las pérdidas de potencia se calculan mediante las LUT y por ello se tratan las señales de intensidad como señales de voltaje, en la realidad sus unidades son amperios.

6.2 Pérdidas de Potencia instantánea

Una vez se tienen las señales de corriente por cada transistor, se procede a calcular las pérdidas por conducción. Por ello se recuerda que las pérdidas de conducción dependen además de la corriente, de la temperatura.

Dada una corriente ya conocida, se tienen varios valores posibles de tensión, dependiendo de las rectas que provea el datasheet. En este caso los extremos son interesantes, ya que se asumirá un comportamiento lineal entre temperaturas de la siguiente manera.

Dada una corriente, se obtienen dos valores de tensión, una en 25 y otra en 150 degC, sabiendo que la inclinación de dicha recta no variará. Aprovechando dicha linealidad se utiliza la siguiente ecuación para obtener el valor de V_{ds} a una temperatura T_j .

$$\frac{150 - 25}{V_{150} - V_{25}} = \frac{150 - T_j}{V_{150} - V_{T_j}} \quad (6.1)$$

En este caso se tiene solamente una incógnita. Y para obtener las pérdidas de potencia instantáneas solo es necesario multiplicar este valor obtenido por la intensidad que ya es conocida.

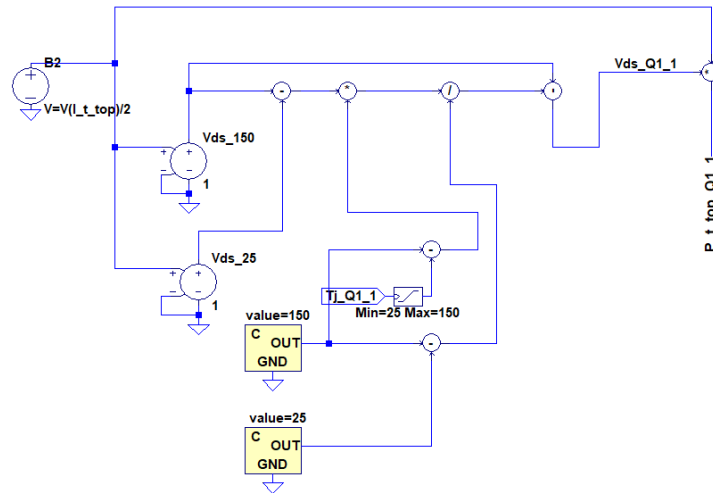


Figura 6.5 Implementación LTspice pérdidas de potencia por conducción del transistor Q1_1.

En primera estancia se comprueba que a una temperatura estable y una intensidad conocida da el resultado esperado por la tabla. Al ser así se comprueba a temperatura y la intensidad variables, con los resultados esperados.

Se puede observar en la ilustración que la temperatura que proviene de la medida en el modelo térmico se limita entre los valores de la tabla, para así evitar la extrapolación de datos. Las pérdidas de potencia son calculadas para cada transistor por separado, de ahí que la corriente se divida por dos, es procede así teniendo con cuenta que la temperatura de los dos transistores en paralelo puede variar ligeramente.

De manera similar se calculan las pérdidas por conducción del diodo.

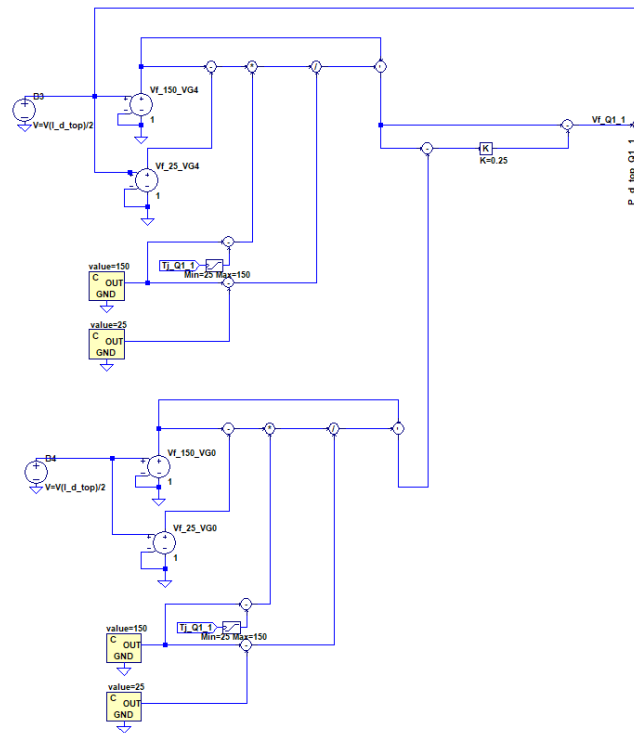


Figura 6.6 Implementación LTspice del cálculo de pérdidas por conducción del diodo en antiparalelo D1_1.

Utilizando las mismas ecuaciones para la divergencia del valor de la tensión de conducción del diodo con la temperatura, se añade también una aproximación de su variación con la tensión de puerta. Se asume un valor de tensión de puerta de -3V, aplicando la ecuación:

$$\frac{4 - 0}{V_{G4} - V_{G0}} = \frac{4 - 3}{V_{G4} - V_{G3}} \quad (6.2)$$

De aquí sale el valor de la ganancia de $K=0.25$ que aparece en la *Figura 6.6*. Estudiar la variación de las pérdidas dependiendo del valor de tensión de puerta no es uno de los objetivos de este documento, por lo cual se deja el valor fijo.

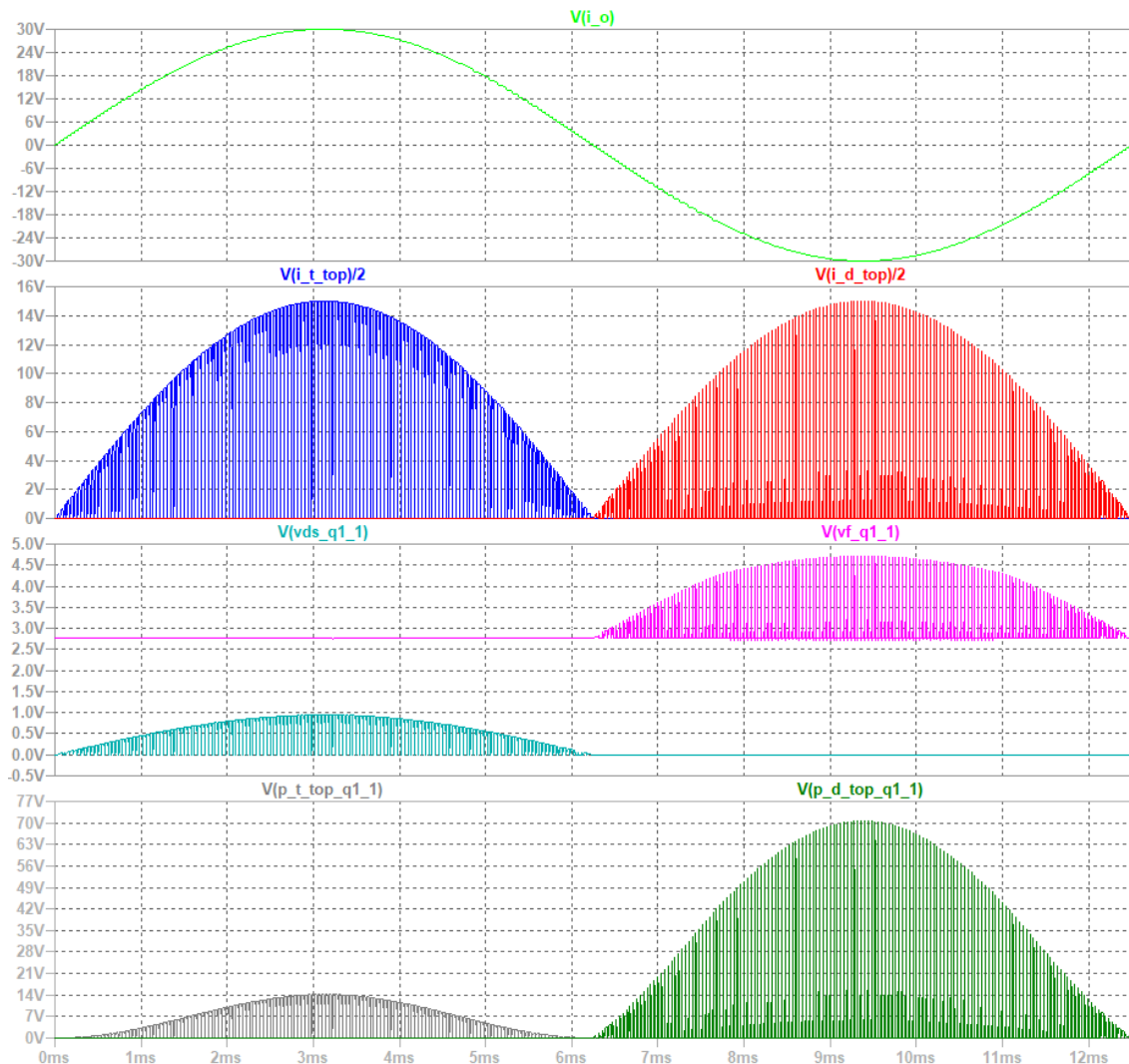


Figura 6.7 Pérdidas por conducción del transistor Q1_1 (a) Corriente de salida de la rama A del inversor de tracción (b) Corriente por el MOSFET Q1_1 transistor y diodo D1_1 (c) Tensión de conducción del MOSFET Q1_1 y tensión de conducción del diodo D1_1 (d) Pérdidas de potencia instantáneas de conducción del MOSFET Q1_1 y diodo D1_1.

NOTA: El eje vertical es en voltios en (a) y (b), ya que en este caso las pérdidas de potencia se calculan mediante las LUT y por ello se tratan las señales de intensidad como señales de voltaje, en la realidad sus unidades son amperios. En (c) el eje vertical es en voltios, su unidad natural. En (d) el eje vertical es en voltios, en este caso se utilizan voltios para hacer los cálculos de potencia, pero teniendo en cuenta la *Tabla 3.1*, en la entrada del modelo térmico esta señal se convierte en una señal de intensidad, como se puede ver en la *Figura 6.13* y *Figura 6.14*.

En la ilustración anterior se ven los cambios de las tensiones de conducción, tanto del transistor llamada $V_{ds,q1,1}$, como del diodo, llamada $V_{f,q1,1}$. En este caso se puede ver que la tensión de conducción del diodo es mucho más alta que la tensión de conducción del transistor, y por lo tanto las pérdidas por conducción del diodo son mayores que las del transistor.

Se procede a calcular las pérdidas por conmutación, en este caso, como se ha mencionado en el *Capítulo 2*, estas pérdidas dependen de *Ecuación 2.11*, dependiendo de las tablas proporcionadas por el datasheet las ecuaciones proporcionadas en el apartado anterior pueden variar ligeramente, aunque siguiendo el mismo principio.

En este caso específico, por ejemplo, el datasheet provee de las *Figuras 23-26 del ANEXO 1*. Con ellas se sacan, primeramente dos factores de corrección, uno debido a la resistencia de puerta y otro debido a la temperatura del transistor, el factor de corrección debido a la temperatura será individual para cada transistor.

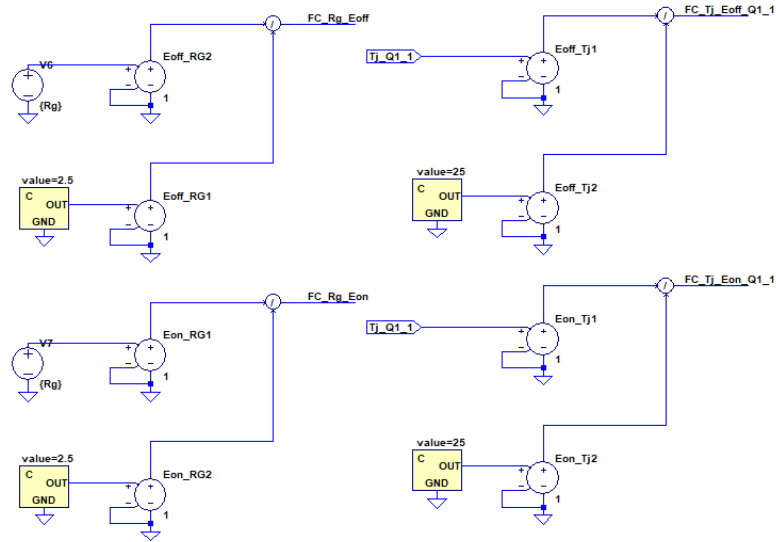


Figura 6.8 Implementación del factor de corrección de las energías de on y off debido a la resistencia de puerta y debido a la temperatura del transistor Q1_1.

En este caso se obtiene la energía, para obtener las pérdidas instantáneas se utiliza la *Ecuación 6.3*.

$$P_{conmutación} = (E_{on} + E_{off}) / \text{frametime} \quad (6.3)$$

El tiempo de procesamiento más corto en un simulador de tiempo real es el ‘time step’, se crea la duración de las señales de energía iguales a este tiempo, esto significa que sin importar cuán rápido el transitorio de los transistores sea, en el simulador se asumirá que este dura igual que el ‘time step’, en este caso es una constante que tiene un valor de 100 ns. [8]

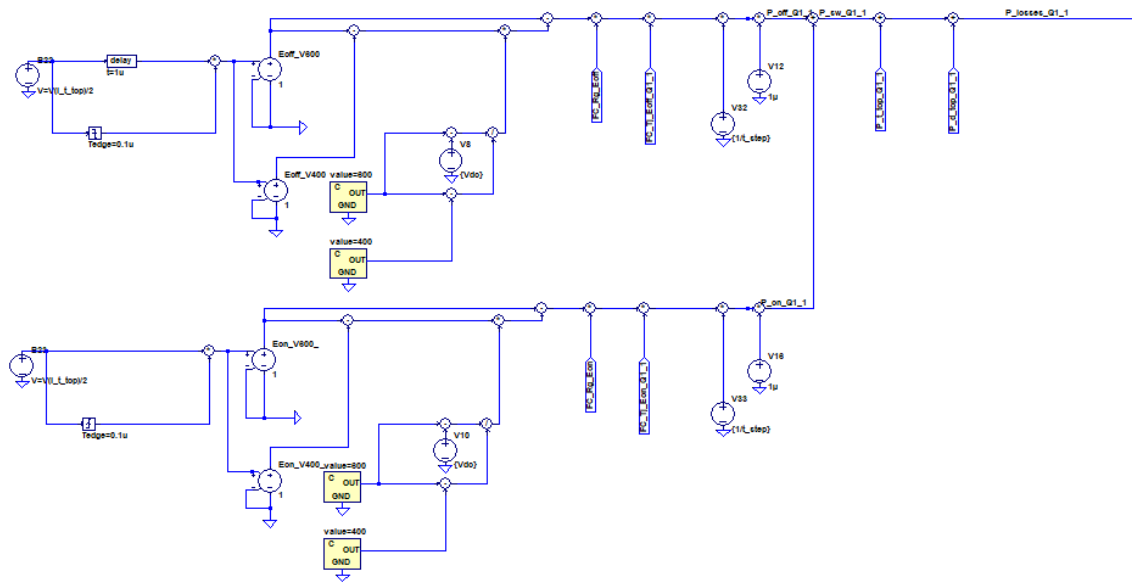


Figura 6.9 Implementación pérdidas de conmutación transistor Q1_1.

Esto significa que las pérdidas por conmutación en este modelo serán pulsos rectangulares cuya altura determina el nivel apropiado de pérdidas de energía, el valor en la realidad sería variable, así que el valor calculado con el simulador es una aproximación.

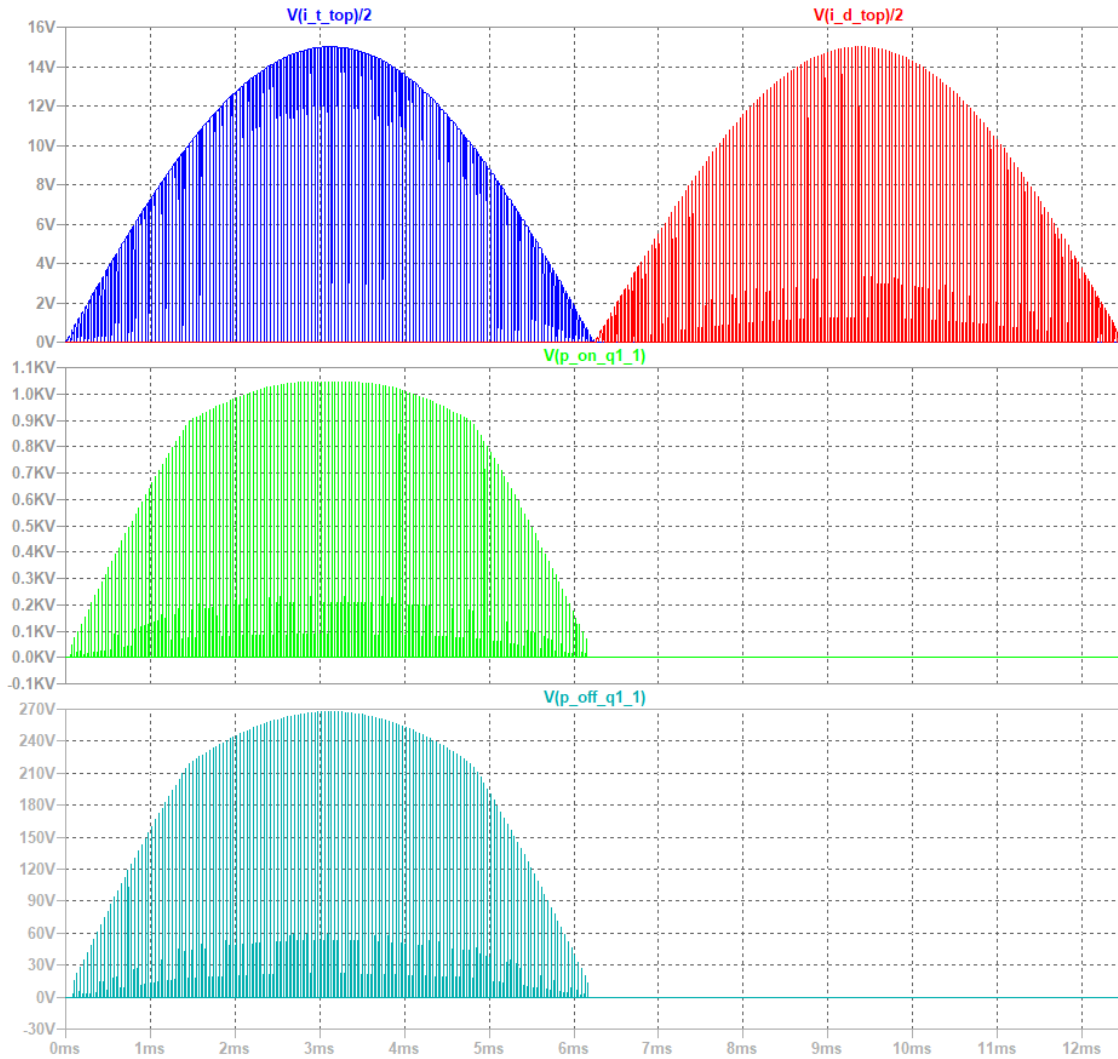


Figura 6.10 Pérdidas por conmutación de transistor Q1_1 (a) Corriente por el MOSFET Q1_1 y diodo D1_1 (b) Pérdidas de potencia instantáneas de off en el transistor Q1_1 (c) Pérdidas de potencia instantáneas de on en el transistor Q1_1.

NOTA: El eje vertical es en voltios en (a), ya que en este caso las pérdidas de potencia se calculan mediante las LUT y por ello se tratan las señales de intensidad como señales de voltaje, en la realidad sus unidades son amperios. En (b) y (c) el eje vertical es en voltios, en este caso se utilizan voltios para hacer los cálculos de potencia, pero teniendo en cuenta la *Tabla 3.1*, en la entrada del modelo térmico esta señal se convierte en una señal de intensidad, como se puede ver en la *Figura 6.13* y *Figura 6.14*.

Se puede ver que las pérdidas por conmutación a on son mayores que las pérdidas por conmutación a off, en caso de ser necesario se podría añadir un pequeño tiempo muerto entre las señales de corriente y voltaje y así evitar este tipo de pérdidas. Esto conseguiría reducir el valor total de las pérdidas y de la temperatura. En este caso, se asume el peor caso con los transistores elegidos y se añadirán pérdidas de transición a on y a off. Las pérdidas totales de un transistor se calculan de la siguiente manera:

$$P_{tot} = P_{cond_T1} + P_{cond_D1} + P_{Eon} + P_{Eoff} \quad (6.4)$$

En este caso como se utiliza el diodo de cuerpo, tanto la potencia como el calentamiento se centran en un mismo componente.

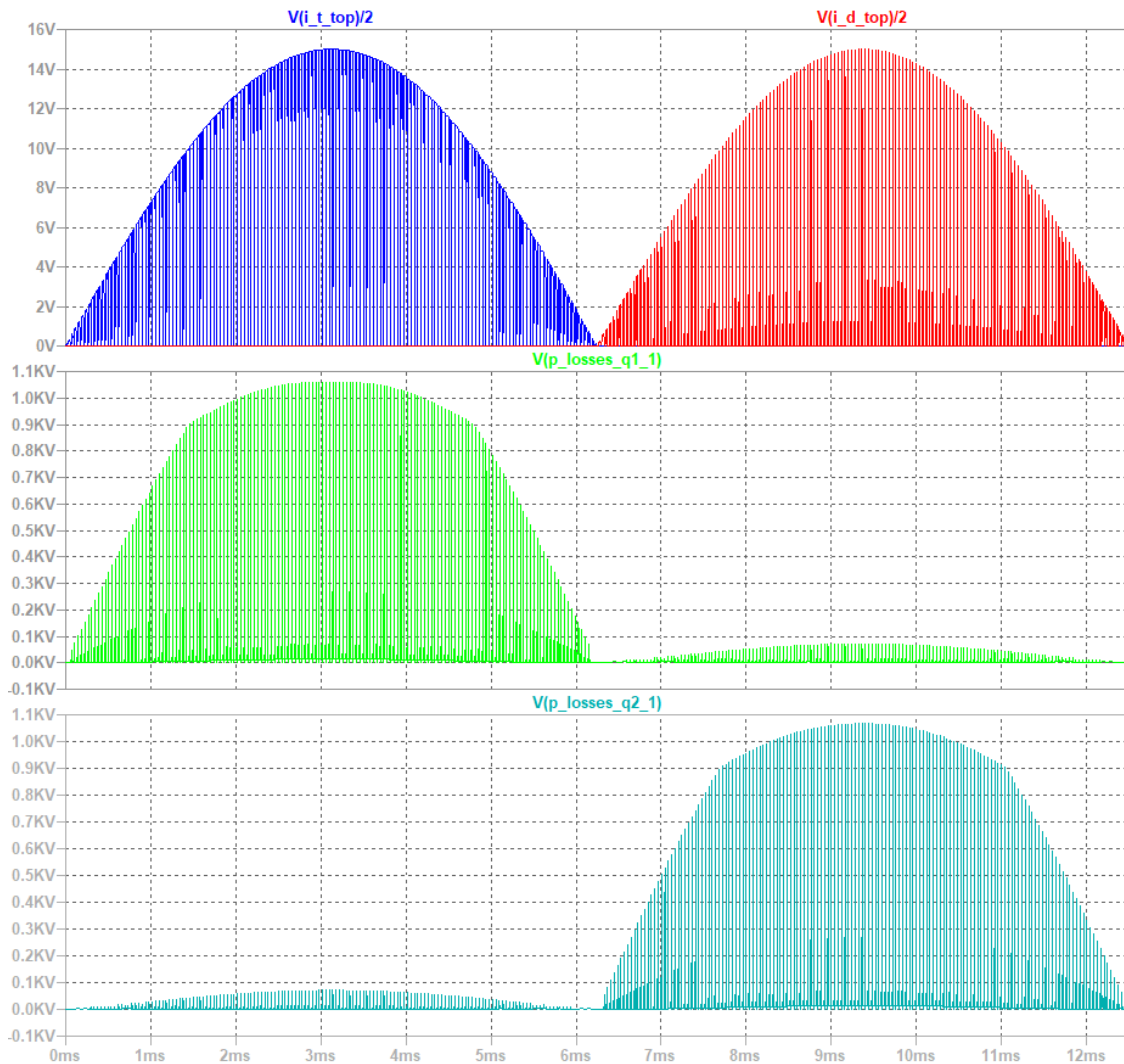


Figura 6.11 (a) Corriente por el MOSFET Q1_1 y diodo D1_1 (b) Pérdidas instantaneas totales de los transistores Q1_1 (c) y Q2_1.

NOTA: El eje vertical es en voltios en (a), ya que en este caso las pérdidas de potencia se calculan mediante las LUT y por ello se tratan las señales de intensidad como señales de voltaje, en la realidad sus unidades son de amperios. En (b) y (c) el eje vertical es en voltios, en este caso se utilizan voltios para hacer los cálculos de potencia, pero teniendo en cuenta la *Tabla 3.1*, en la entrada del modelo térmico esta señal se convierte en una señal de intensidad, como se puede ver en la *Figura 6.13* y *Figura 6.14*.

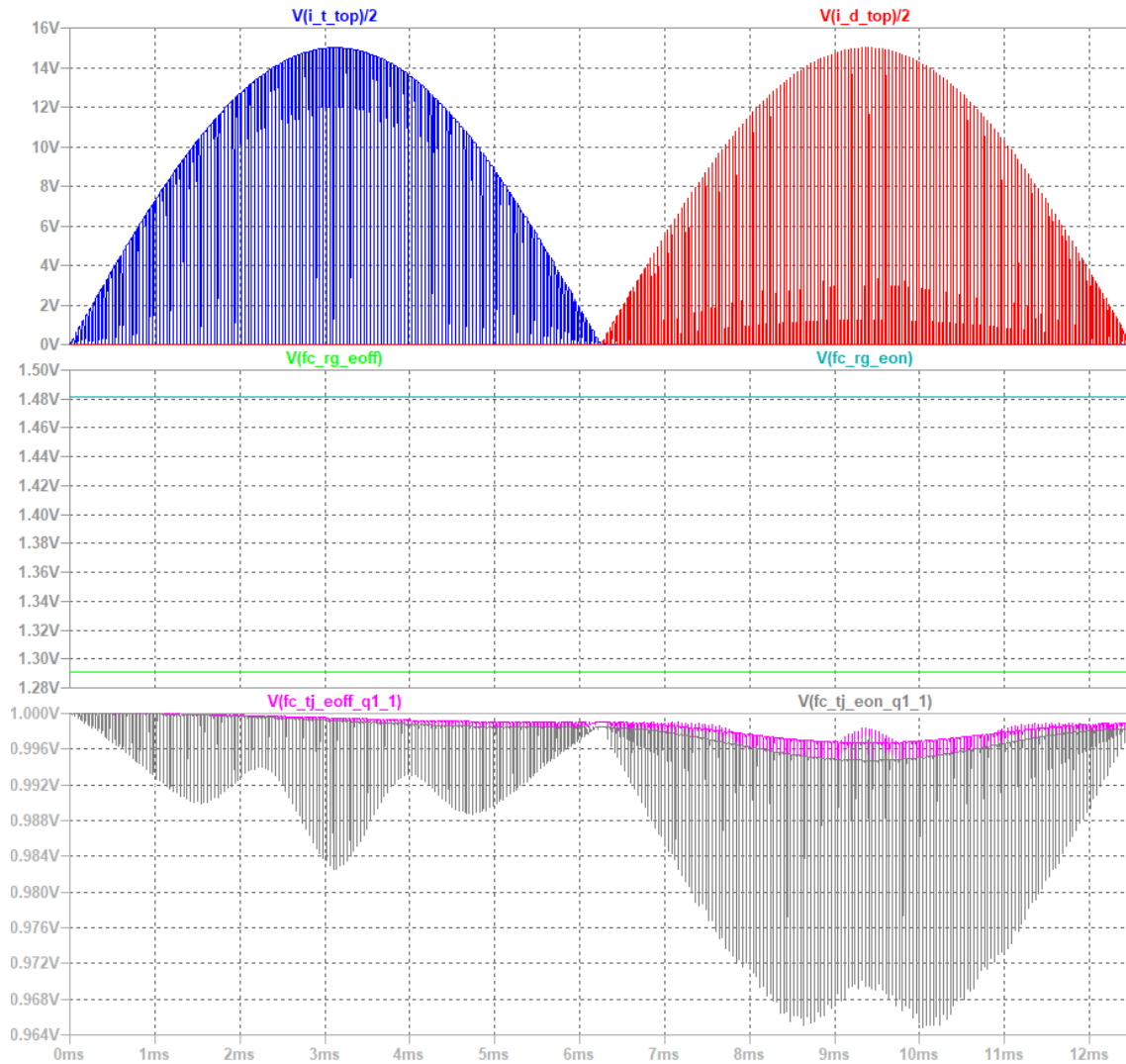


Figura 6.12 (a) Corriente por el MOSFET Q1_1 y diodo D1_1 (b) Valor del factor de corrección de la resistencia de puerta on y off (c) Valor del factor de corrección de la temperatura del transistor Q1_1 de energía de on y off.

NOTA: El eje vertical es en voltios en (a), ya que en este caso las pérdidas de potencia se calculan mediante las LUT y por ello se tratan las señales de intensidad como señales de voltaje, en la realidad sus unidades son amperios. En (b) y (c) las unidades reales serían adimensionales, pero para usarlos como valores dentro de LTspice las unidades del eje vertical son de voltios.

Los factores correctores de R_{g_on} y R_{g_off} son valores constantes, mientras que la influencia del factor corrector de la temperatura puede llegar hasta un 0.964 de su valor original.

Se procede a crear el modelo térmico con los datos experimentales, de tal manera que se pueda comparar la variación de los diversos parámetros y el efecto que tienen en la temperatura total. Para ello se cogen los valores de la resistencia térmica en un punto concreto, con un caudal de 5 (l/min), una temperatura del refrigerante de 25 degC y una intensidad de 30 A.

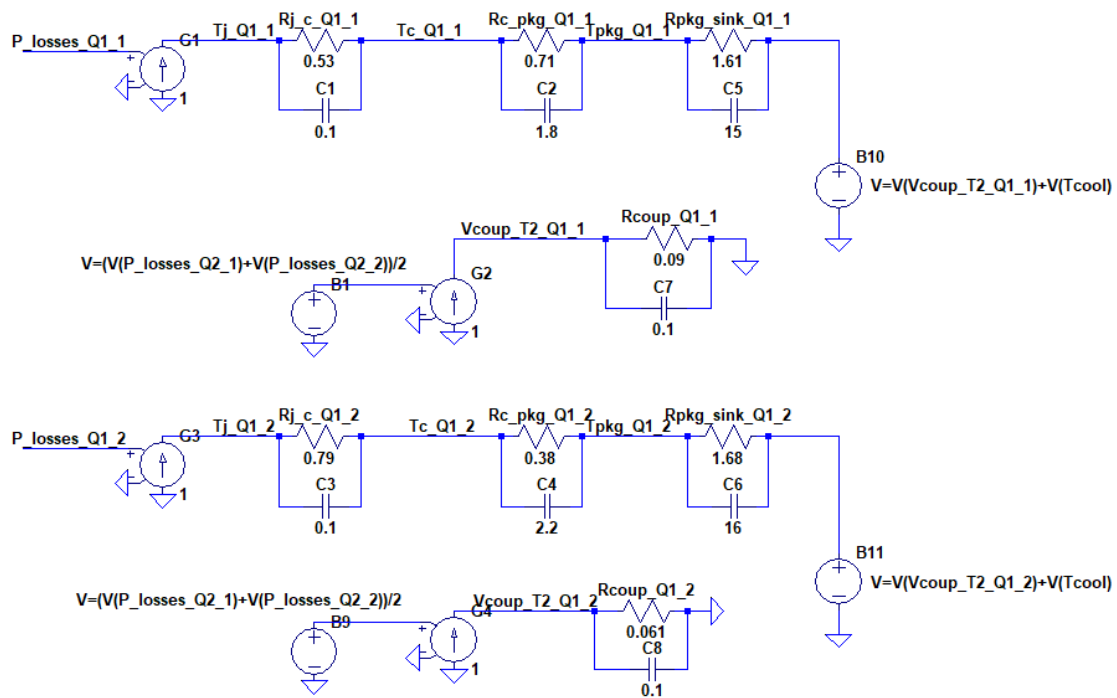


Figura 6.13 Modelo térmico con datos experimentales transistor Q1_1 y Q1_2.

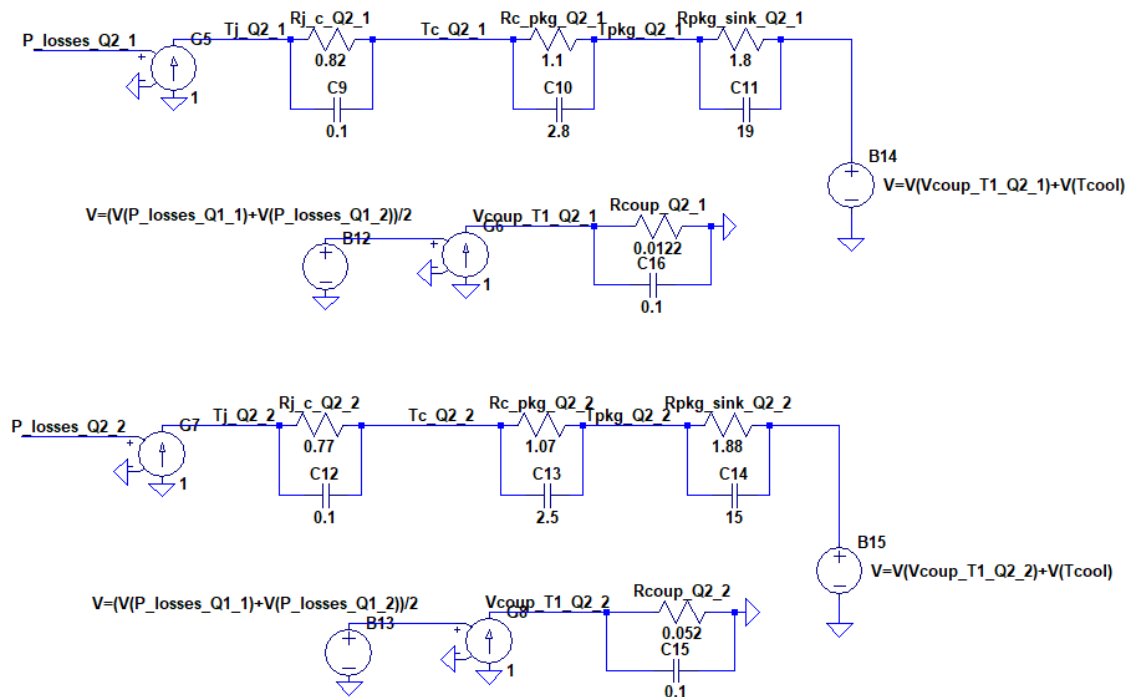


Figura 6.14 Modelo térmico con datos experimentales transistor Q2_1 y Q2_2.

En el caso de los condensadores, al no tener todo el proceso de la temperatura de la unión y solo tener el pico, se decide coger el valor en estacionario del datasheet. En el caso de la capacidad térmica case to package, y package to sink, se crea un pequeño programa en octave

para estimar las capacidades térmicas. En el caso del acoplamiento se elige el peor caso, se asume que sube y baja igual de rápido que la temperatura de la unión.

Con esta simulación se va a comparar el efecto de los diferentes parámetros como la frecuencia de salida, el tipo de modulación, la frecuencia de conmutación, etc. Tanto en la potencia como en la temperatura.

Primero se observa el perfil de temperatura que tiene el transistor.

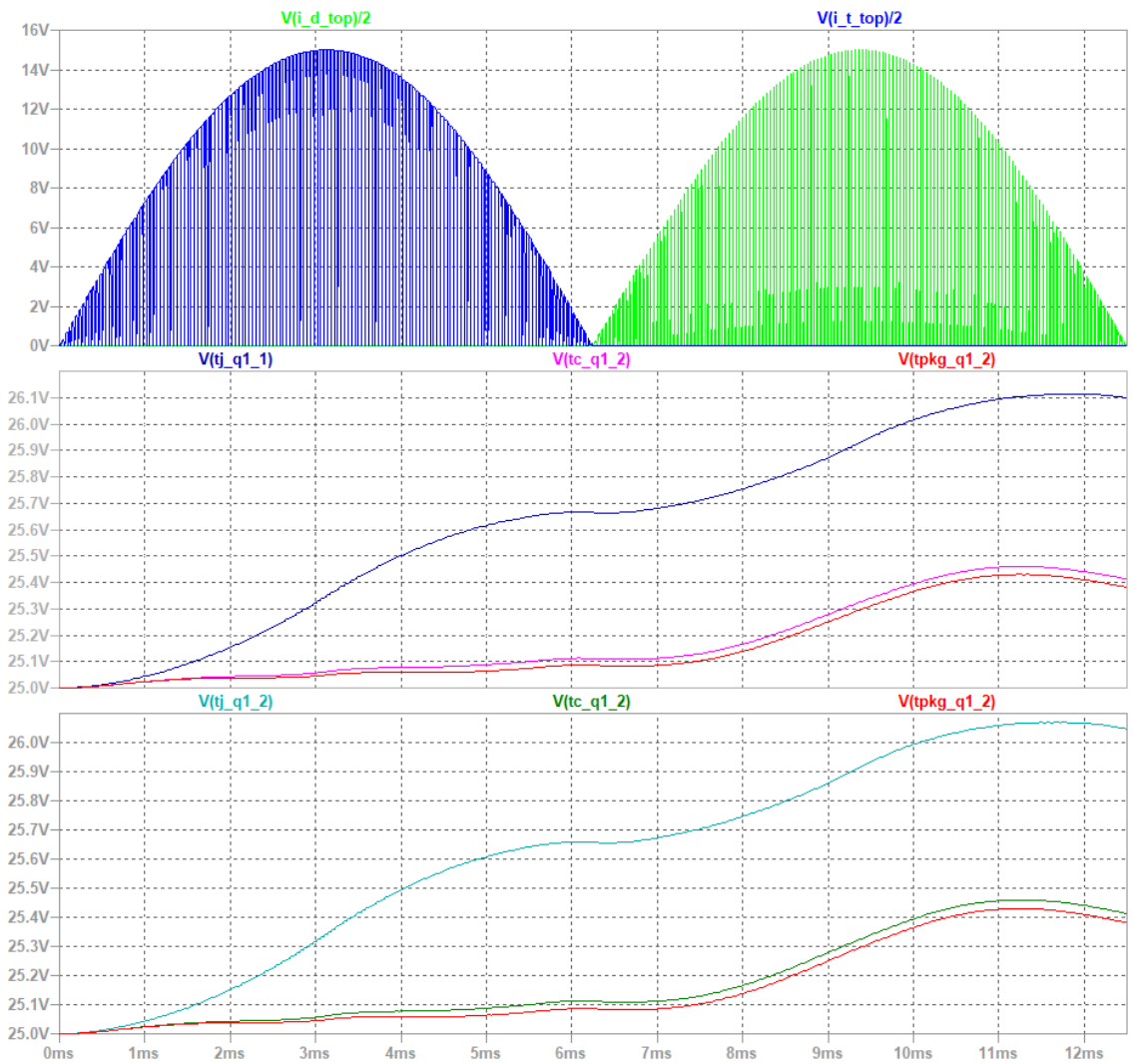


Figura 6.15 (a) Corriente por el MOSFET Q1_1 y diodo D1_1 (b) Perfil de temperatura del transistor Q1_1 (c) Perfil de temperatura del transistor Q1_2.

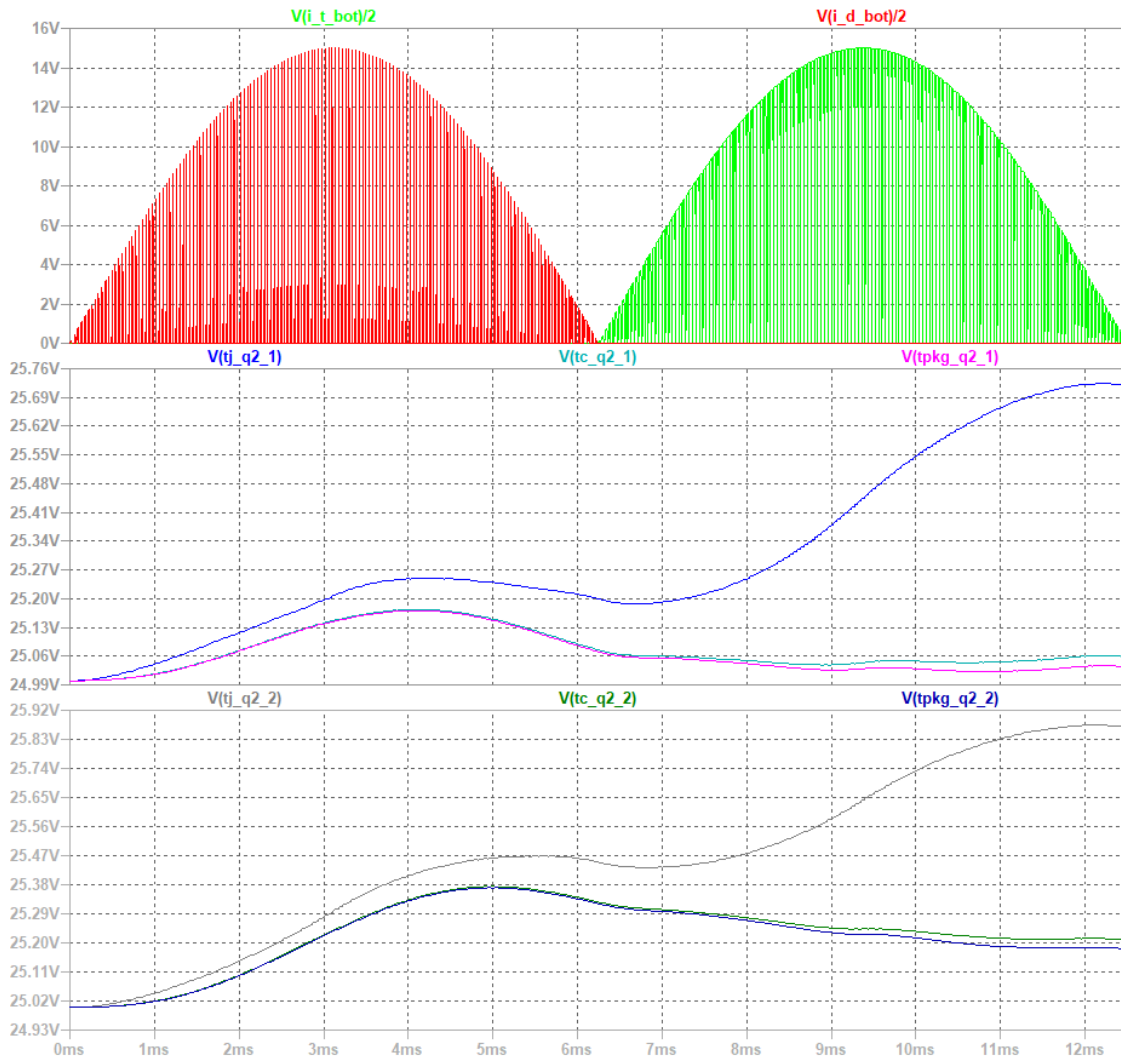


Figura 6.16 a) Corriente por el MOSFET Q2_1 y diodo (b) Perfil de temperatura del transistor Q2_1 (c) Perfil de temperatura del transistor Q2_2.

NOTA: El eje vertical de las *Figura 6.15* y *Figura 6.16* es en voltios en (a), ya que en este caso las pérdidas de potencia se calculan mediante las LUT y por ello se tratan las señales de intensidad como señales de voltaje, en la realidad sus unidades son amperios. En (b) y (c) el eje vertical es en voltios ya que tal como se muestra en la *Tabla 3.1*, las temperaturas tienen como unidad análoga en el sistema eléctrico el voltaje.

En las imágenes anteriores se pueden ver los distintos niveles de temperatura alcanzados por el transistor, concordando esto con la medición realizada en el *Capítulo 5*. A pesar de ello la temperatura varía en muy poco nivel en las condiciones que se realiza la simulación inicial. En este caso se ve que el componente tiene dos incrementos de temperatura en el mismo ciclo, ya que se calienta tanto con las pérdidas del transistor como por las pérdidas del diodo, en todo caso se comparará el pico más grande de temperatura.

Ahora se va a observar el efecto del acoplamiento.

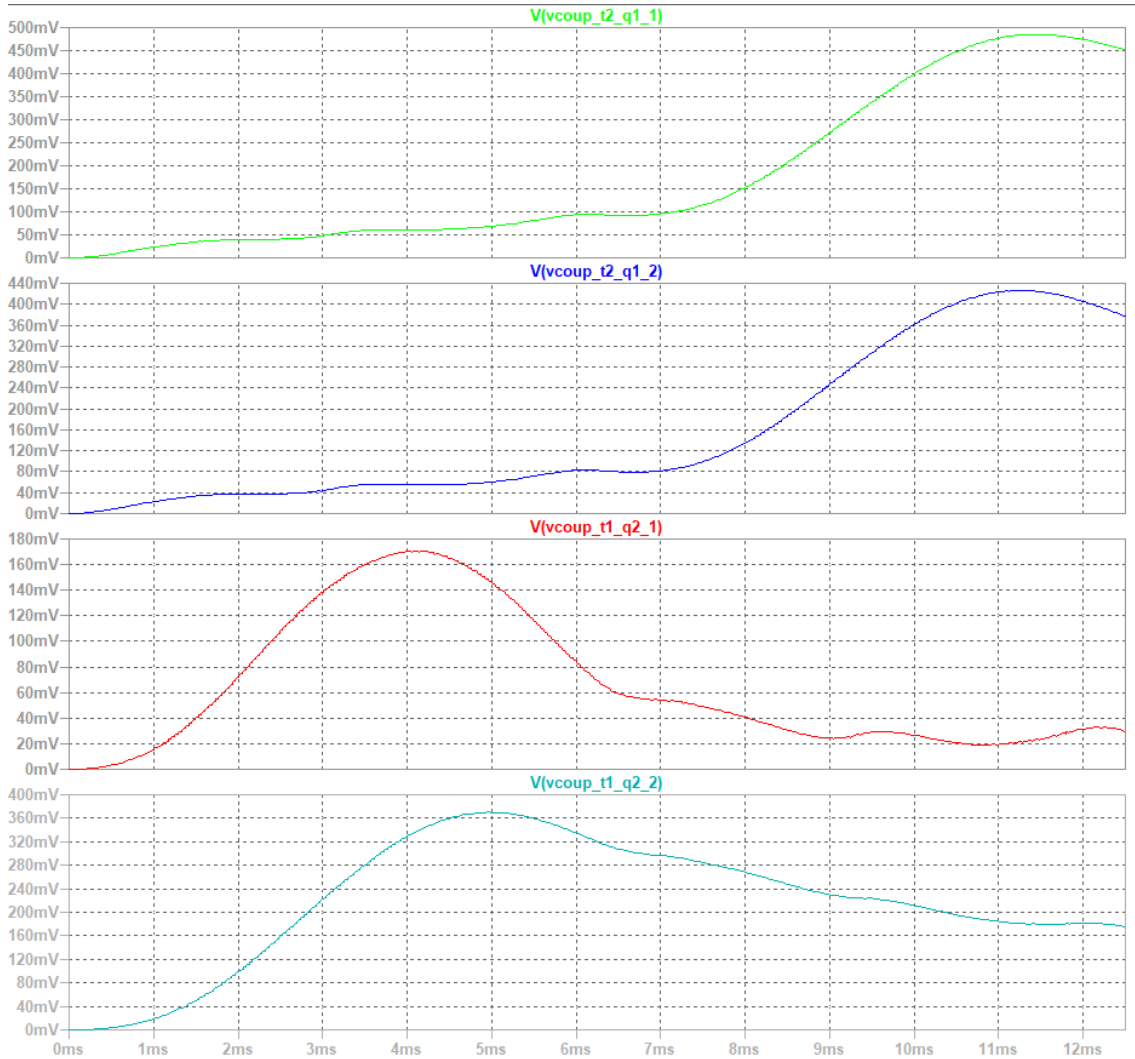


Figura 6.17 Efecto del acoplamiento entre (a) Sa'-Q1_1 (b) Sa'-Q1_2 (c) Sa-Q2_1 (d) Sa-Q2_2.

NOTA: El eje vertical en (a)(b)(c) y (d) el eje vertical es en voltios ya que tal como se muestra en la *Tabla 3.1*, las temperaturas tienen como unidad análoga en el sistema eléctrico el voltaje.

Se puede ver que dependiendo del caso la temperatura del acoplamiento puede llegar hasta 0.5 V en las condiciones de test iniciales.

Para ver el comportamiento en el tiempo, se realiza la simulación con los mismos parámetros que anteriormente pero se realiza durante 100 ciclos.

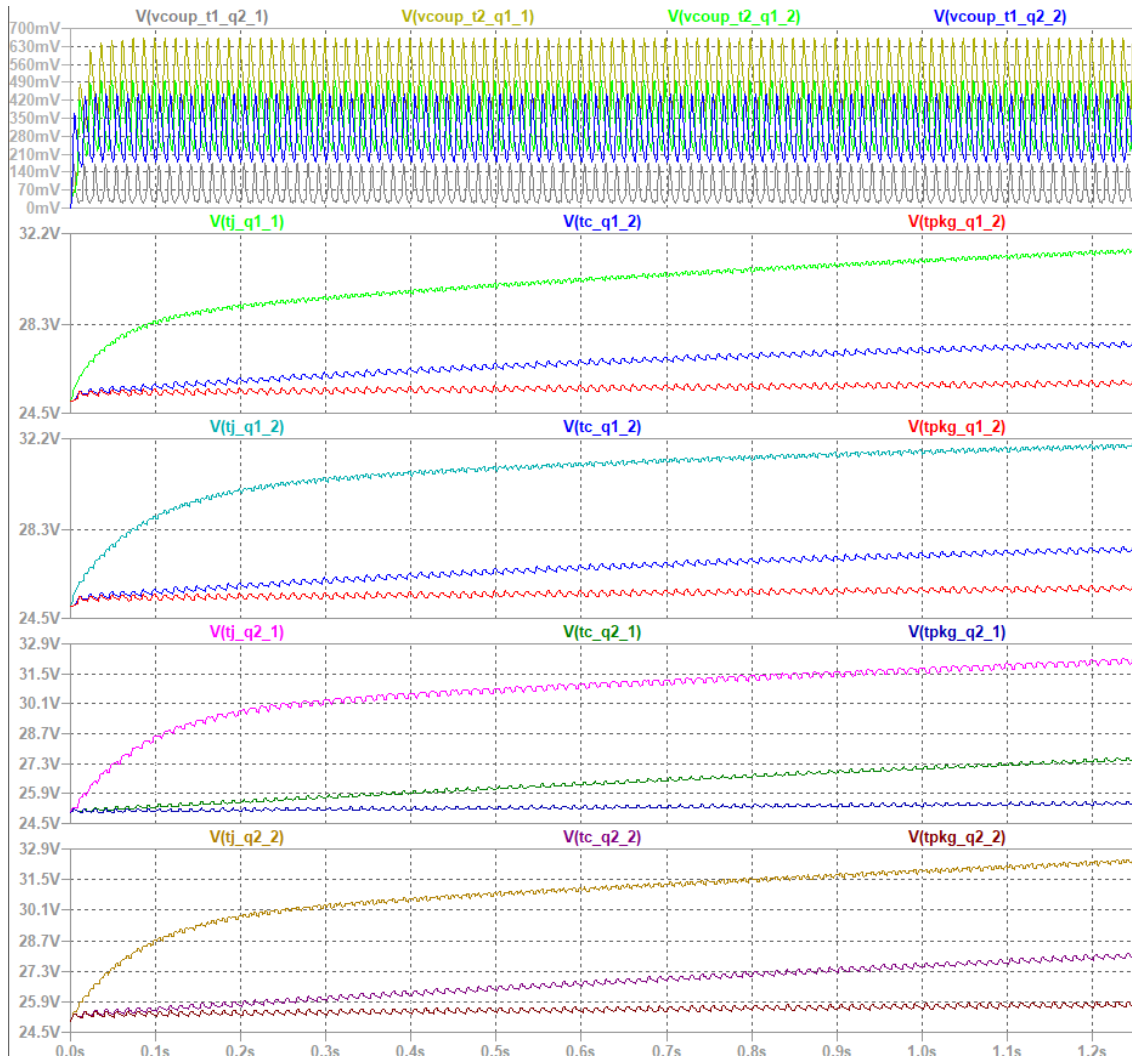


Figura 6.18 (a) Acoplamiento presente en todos los transistores. Perfil de temperatura durante 100 ciclos en el transistor (b) Q1_1 (c) Q1_2 (d) Q2_1 (e) Q2_2.

NOTA: El eje vertical en (a)(b)(c)(d) y (e) el eje vertical es en voltios ya que tal como se muestra en la *Tabla 3.1*, las temperaturas tienen como unidad análoga en el sistema eléctrico el voltaje.

Se puede observar que la temperatura continua subiendo en este caso hasta aproximadamente 32 degC mientras que anteriormente apenas llegaba a 26 degC. Esto tiene sentido, ya que anteriormente en la medición de temperatura ante un escalón de potencia permanente el transistor tardaba 150 segundos en llegar todas las temperaturas a estado estacionario. En este caso al tratarse de un transistor en conmutación podría tardar más en llegar y en cambio en la simulación se ha tardado 3 horas en simular 1.2 segundos. Por ello se decide examinar solamente 1 ciclo y variar las condiciones de la simulación, aumentando la temperatura hasta un nivel razonable.

6.3 Estudio de la influencia de los parámetros eléctricos en las pérdidas de potencia y temperatura de la unión.

Los valores iniciales para la simulación son los siguientes:

V_{DC} (V)	600
f_o (Hz)	80
m_{index}	0.95
m_{type}	SVPWM
T_{cool} (degC)	25
R_G (Ω)	5.1
t_{step} (s)	100n
$\cos(\varphi)$	1
$I_{o,max}$ (A)	50
f_{sw} (kHz)	100

Tabla 6.2 Valores iniciales de la simulación.

Estos son los valores que se utilizarán para la simulación, no se provoca un gran aumento de la temperatura, pero dado que se pretende evitar extrapolar datos, son las máximas condiciones posibles. En cada caso se variará uno de los anteriores valores con el objetivo de extraer conclusiones precisas sobre su influencia en el sistema.

Tipo de modulación	Sinodal PWM	Space Vector PWM	Inyección del tercer armónico	PWM Discontinua
P_Q1_1_c (W)	8.97	9.42	9.44	9.13
P_Q2_1_c (W)	8.98	9.42	9.45	9.14
P_D1_1_c (W)	4.20	2.04	1.99	3.61
P_D2_1_c (W)	4.21	1.96	2.00	3.60
P_Q1_1_sw (W)	8.84	8.83	8.82	4.91
P_Q2_1_sw (W)	8.81	8.80	8.80	4.90
P_Q1_1(W)	22.00	20.29	20.26	17.65

P_Q2_1(W)	22.00	20.17	20.25	17.64
Tj_Q1_1 (degC)	29.36	29.08	29.08	28.48
Tj_Q1_2 (degC)	29.18	28.94	28.94	28.33
Tj_Q2_1 (degC)	27.83	27.56	27.56	27.28
Tj_Q2_2 (degC)	28.43	28.07	28.08	27.76

Tabla 6.3 Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes tipos de modulación.

Se puede observar que las menores pérdidas se consiguen con la modulación space vector e inyección del tercer armónico, aunque tiene mayores pérdidas en los transistores, en estas modulaciones las pérdidas de los diodos se reducen significativamente. Esto se traslada en la temperatura con un ligero descenso de esta. Por otro lado la modulación discontinua reduce significativamente las pérdidas por conmutación, dado que los picos por las pérdidas por conmutación son una de las principales causas del aumento rápido de la temperatura, la modulación discontinua presenta el menor pico de temperatura.

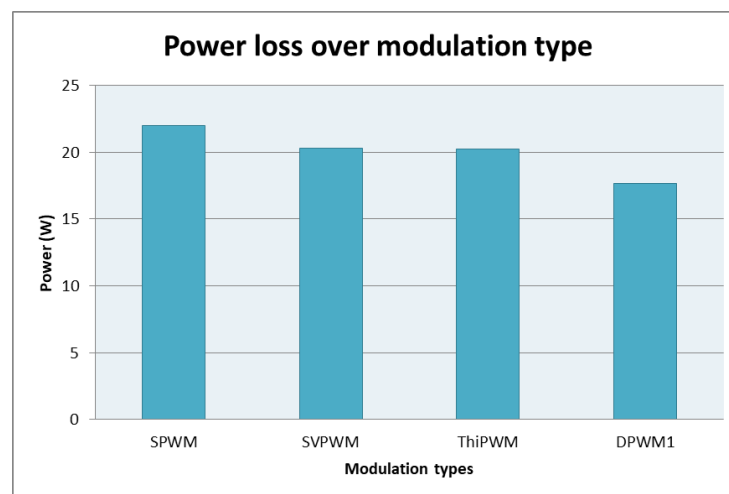
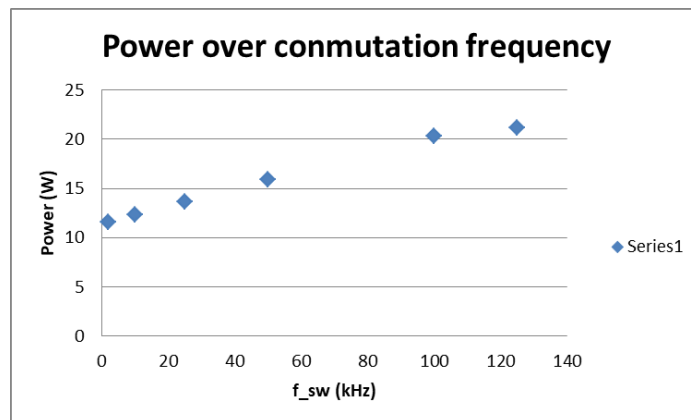


Figura 6.19 Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 en los distintos tipos de modulación.

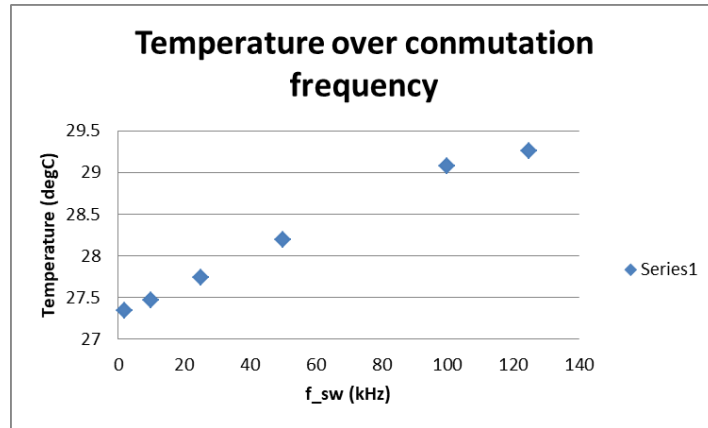
En la gráfica anterior se comparan las pérdidas del transistor Q1_1 ante los distintos tipos de modulación seleccionados para la comparación. Se consiguen reducir las pérdidas con la modulación SVPWM, que es aproximadamente la misma que de inyección del tercer armónico con un índice de modulación de 1/6. En la DPWM1 las pérdidas por conmutación se reducen hasta aproximadamente la mitad.

Frecuencia de conmutación (kHz)	2	10	25	50	100	125
P_Q1_1_c (W)	9.41	9.41	9.41	9.41	9.41	9.41
P_Q2_1_c (W)	9.40	9.40	9.40	9.40	9.40	9.40
P_D1_1_c (W)	2.03	2.04	2.04	2.04	2.04	2.04
P_D2_1_c (W)	1.95	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96
P_Q1_1_sw (W)	0.18	0.88	2.22	4.43	8.83	9.71
P_Q2_1_sw (W)	0.18	0.89	2.21	4.41	8.80	9.72
P_Q1_1(W)	11.62	12.33	13.67	15.88	20.29	21.17
P_Q2_1(W)	11.53	12.26	13.58	15.78	20.17	21.10
Tj_Q1_1 (degC)	27.34	27.47	27.74	28.19	29.08	29.26
Tj_Q1_2 (degC)	27.25	27.38	27.64	28.07	28.94	29.11
Tj_Q2_1 (degC)	26.50	26.58	26.75	27.02	27.57	27.68
Tj_Q2_2 (degC)	26.82	26.92	27.10	27.43	28.07	28.2

Tabla 6.4 Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes frecuencias de conmutación.



(a)



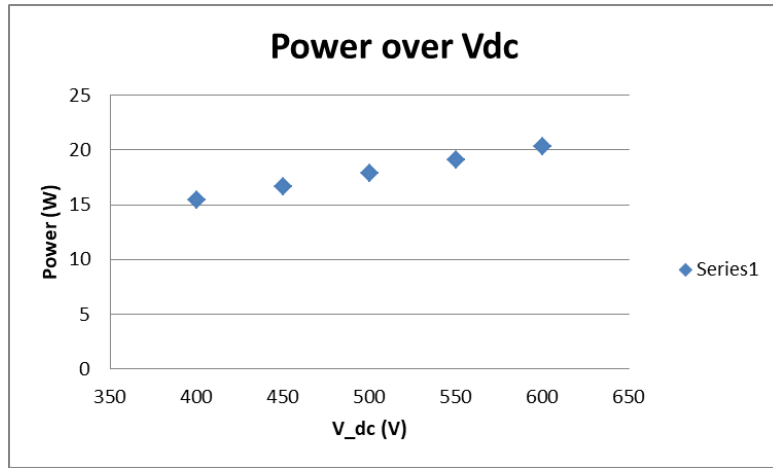
(b)

Figura 6.20 (a) Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 dependiendo de la frecuencia de conmutación
 (b) Temperatura en el transistor Q1_1 dependiendo de la frecuencia de conmutación.

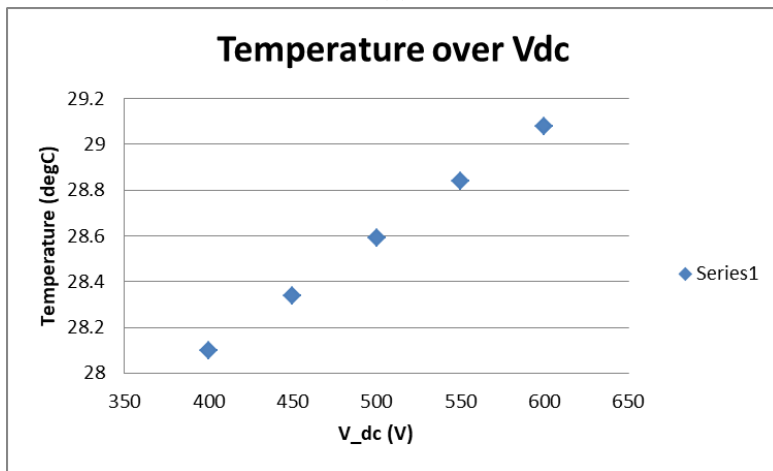
Se puede observar una relación lineal entre la potencia y la temperatura, a más frecuencia de conmutación mayores pérdidas totales y mayor temperatura de salida.

Tensión de entrada (V)	400	450	500	550	600
P_Q1_1_c (W)	9.41	9.41	9.41	9.41	9.41
P_Q2_1_c (W)	9.41	9.41	9.41	9.41	9.41
P_D1_1_c (W)	2.03	2.04	2.04	2.04	2.04
P_D2_1_c (W)	1.95	1.96	1.96	1.96	1.96
P_Q1_1_sw (W)	3.97	5.18	6.39	7.59	8.83
P_Q2_1_sw (W)	3.96	5.18	6.40	7.61	8.80
P_Q1_1(W)	15.43	16.64	17.85	19.06	20.29
P_Q2_1(W)	15.34	16.55	17.77	18.99	20.18
Tj_Q1_1 (degC)	28.10	28.34	28.59	28.84	29.08
Tj_Q1_2 (degC)	27.99	28.23	28.46	28.70	28.94
Tj_Q2_1 (degC)	26.97	27.12	27.27	27.42	27.57
Tj_Q2_2 (degC)	27.36	27.54	27.72	27.90	28.07

Tabla 6.5 Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes voltajes de entrada.



(a)



(b)

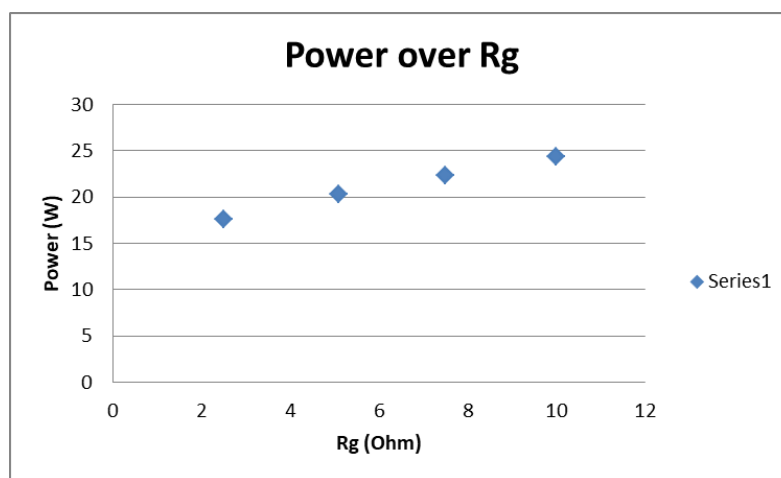
Figura 6.21 Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 dependiendo de la tensión en el DC-link (b)
Temperatura en el transistor Q1_1 dependiendo de la tensión en el DC-link.

El incremento de la tensión en el DC-link también provoca un aumento de las pérdidas de conmutación, y por lo tanto de las pérdidas totales y de temperatura con una relación claramente lineal.

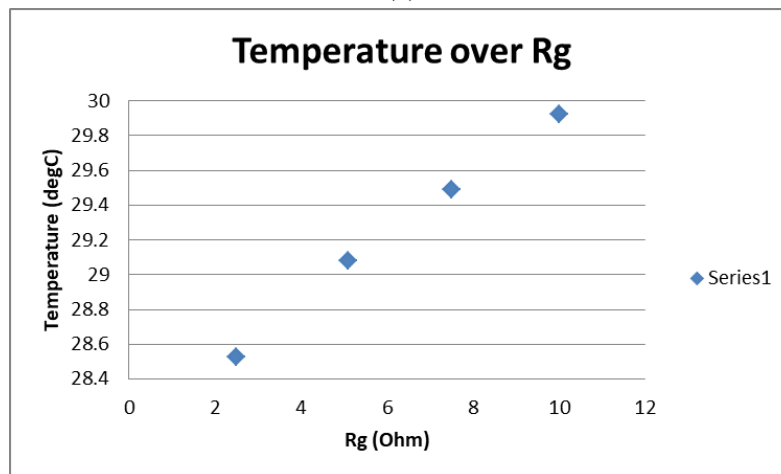
Resistencia del gate (Ω)	2.5	5.1	7.5	10
P_Q1_1_c (W)	9.42	9.42	9.43	9.43
P_Q2_1_c (W)	9.42	9.42	9.42	9.43
P_D1_1_c (W)	2.04	2.04	2.04	2.04
P_D2_1_c (W)	1.96	1.96	1.96	1.96
P_Q1_1_sw (W)	6.12	8.83	10.84	12.94
P_Q2_1_sw (W)	6.11	8.79	10.76	12.87

P_Q1_1(W)	17.58	20.29	22.30	24.41
P_Q2_1(W)	17.48	20.17	22.14	24.25
Tj_Q1_1 (degC)	28.53	29.08	29.49	29.92
Tj_Q1_2 (degC)	28.41	28.94	29.34	29.75
Tj_Q2_1 (degC)	27.23	27.57	27.82	28.07
Tj_Q2_2 (degC)	27.68	28.07	28.36	28.67

Tabla 6.6 Comparación de las pérdidas de potencia y temperatura de la unión con diferentes resistencias del puerta.



(a)



(b)

Figura 6.22 Pérdidas de potencia en el transistor Q1_1 dependiendo de la resistencia de puerta (a) Temperatura en el transistor Q1_1 dependiendo de la resistencia de puerta.

En este caso la resistencia de puerta en vez de una relación lineal con las pérdidas de potencia y la temperatura, parece más una ecuación de segundo grado.

6.4 Comparativa de los transistores de potencia

Valores iniciales para la comparación de distintos transistores:

V_{DC} (V)	1200
f_o (Hz)	80
m_{index}	0.98
m_{type}	SVPWM
T_{cool} (degC)	65
R_G (Ω)	1
t_{step} (s)	100n
$\cos(\varphi)$	1

Tabla 6.7 Valores constantes en la simulación.

Tanto la frecuencia de conmutación como la intensidad se variaran en las distintas simulaciones para analizar su influencia en la potencia y la temperatura de los diferentes transistores.

Con objetivo de ver el impacto de estas pérdidas en la eficiencia del convertidor, se utilizan las siguientes ecuaciones para calcular la potencia de salida del convertidor. Una vez se sabe la potencia de salida, se asume que las únicas pérdidas no despreciables son las del convertidor, para así ver la eficiencia de este.

$$I_{f_RMS} = \frac{I_f}{\sqrt{2}} \quad (6.5)$$

$$V_{f_RMS} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot m \quad [12] \quad (6.6)$$

$$P_{loss} = 6 \cdot (P_{Tc} + P_{DC} + P_{Tsw} + P_{Dsw}) \quad (6.7)$$

$$P_{out} = 3 \cdot V_{f_RMS} \cdot I_{f_RMS} \cdot \cos(\varphi) \quad (6.8)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (6.9)$$

Se utilizaran los siguientes transistores para su comparación:

Nombre del modulo	Transistor	Fabricante	V_{DC} (V)	I_D (A)	$T_{j,max}$ (degC)
APTM120U10SC AVG	MOSFET+SiC parallel diode	Microsemi	1200	116	150
CM800DX-24T1	IGBT	Mitsubishi	1200	800	175
C3M0016120K	SiC MOSFET	CREE	1200	115	175
2MBI800XNE12 0-50	IGBT	Fuji Electric	1200	800	175

Tabla 6.8 Transistores elegidos para la comparación.

Se puede ver que los transistores de han elegido con el mismo rango de voltajes pero no de intensidades, esto se debe a la intención de querer comparar distintos tipos de transistores y tecnologías, aún no existen MOSFET con el mismo rango de corriente que los módulos IGBT, en cambio para su comparación se paralelizaran componentes MOSFET de manera teórica.

Valores de los distintos modelos Foster para los diferentes transistores, algunos venían proporcionados por el propio datasheet mientras que otros se han calculado con el programa de octave explicado en el *Capítulo 3.2*.

	R_{f1}	R_{f2}	R_{f3}	R_{f4}	$R_{f,T}$	C_{f1}	C_{f2}	C_{f3}	C_{f4}
	mΩ	mΩ	mΩ	mΩ	mΩ	mF	mF	F	F
APTM120U10SC AVG (MOSFET)	6.4	9.5	14	7.9	37.8	0.3	4000	20	14
APTM120U10SC AVG (Diode SiC)	8.3	58.3	115	38.4	220	0.03	32	0.85	3
CM800DX (IGBT)	0.53	3.2	15.1	24.2	43	36.8	437	1.2	3.9
CM800DX (Diode)	0.74	4.43	21.03	33.8	60	26.36	315	0.85	3.8
C3M0016120K	39.7	33	90	110	272	13.6	37.9	0.0588	0.21
2MBI800XNE12 0 (IGBT)	0.99	7.92	11.76	16.33	37	505	619	3	3.47
2MBI800XNE12 0 (Diode)	1.18	9.42	13.18	19.42	43.2	424	520	2.5	2.9

Tabla 6.9 Valores del modelo térmico tipo Foster de cada transistor.

Con la comparativa de antes se ha visto, que las pérdidas top-bottom son muy parecidas, por lo cual en este caso solo se va a poner en la tabla el caso de uno.

En el datasheet viene la impedancia $R_{th_{jc}}$, así que para ver realmente el comportamiento de la unión se crea una T_{case} virtual con los valores obtenidos en el *Capítulo 5*, con el objetivo de ver una subida más drástica de la temperatura en un ciclo solamente se utiliza la resistencia térmica medida. Se ajustan los valores del condensador de manera que tenga una subida rápida de la temperatura y poder realizar una buena comparación de los módulos tanto en potencia como en temperatura. En todos los casos se utilizará el mismo valor, asumiendo así que las condiciones externas al case, son las mismas en todos los módulos.

Sobre tabla, se recuerda que en los MOSFET SiC o diodos SiC, a energía de recuperación inversa es tan pequeña que se considera despreciable. Por otro lado, en el MOSFET SiC (C3M0016120K) hay simplemente una temperatura, ya que en este caso se utiliza el diodo de cuerpo y por lo tanto no hay dos componentes separados.

$$I_{o_{max}} = 100 \text{ A}, f_{sw} = 8 \text{ kHz}$$

Modulo	APTM120U10SCAVG	CM800DX-24T1	C3M0016120K	2MBI800XNE120-50
P _{T_c} (W)	277.7	25	56.6	23.55
P _{D_c} (W)	2.75	1.64	7.78	1.55
P _{T_sw} (W)	32.77	167	12.3	125.3
P _{D_sw} (W)	--	119	--	74.9
T _{j_T} (degC)	106.5	76.2	99.2	73.4
T _{j_D} (degC)	67.3	73.5	--	72.1
P _{loss} (W)	1879.32	1875.84	460.08	1351.8
P _{out} (kW)	101.85	101.85	101.85	101.85
η	0.982	0.982	0.995	0.987

Tabla 6.10 Tabla comparativa de los diferentes transistores con una intensidad máxima de 100 A y una frecuencia de conmutación de 8 kHz.

En este caso se puede ver que las peores condiciones las tiene el MOSFET APTM120U10SCAVG, esto se debe a que sus pérdidas de conducción son mayores que las de los módulos IGBT y el otro MOSFET debido a que este último es SiC (C3M0016120K).

$$I_{o_max} = 100 \text{ A}, f_{sw} = 100 \text{ kHz}$$

Modulo	APTM120U10SCAVG	CM800DX-24T1	C3M0016120K	2MBI800XNE120-50
P _{T_c} (W)	306.2	23.9	68.5	22.5
P _{D_c} (W)	2.74	1.51	7.61	1.38
P _{T_sw} (W)	410.1	2091	170.4	1923
P _{D_sw} (W)	--	1576.84	--	1340
T _{j_T} (degC)	130	181.1	175.8	176.44
T _{j_D} (degC)	67.1	164.3	--	193
P _{loss} (kW)	4.314	22.16	1.479	19.72
P _{out} (kW)	101.85	101.85	101.85	101.85
η	0.96	0.821	0.985	0.838

Tabla 6.11 Tabla comparativa de los diferentes transistores con una intensidad máxima de 100 A y una frecuencia de conmutación de 100 kHz.

Se puede ver que en los módulos de IGBT se ha reducido la eficiencia significativamente y que ambos superan su temperatura máxima en mayor o menor medida, mientras que en los módulos MOSFET se observa un fenómeno interesante. El C3M0016120K tiene mejor eficiencia, pero a la vez también tiene un mayor aumento de la temperatura aunque sus pérdidas sean menores. La resistencia térmica total es parecida a la del APTM120U10SCAVG, pero su capacidad térmica es mucho más rápida. Esto se debe a que en este caso, la temperatura no llega a su estado estacionario, se están calculando las pérdidas para un ciclo de la frecuencia de salida, por lo que si la simulación continuara, la temperatura a la que llega iría subiendo gradualmente hasta llegar a un máximo estacionario y entonces la temperatura del MOSFET APTM120U10SCAVG sería mayor a la del C3M0016120K.

Al no tener el mismo rango de intensidad y solamente con el objetivo de hacer una tabla comparativa se va a asumir que se ponen 6 transistores unipolares en paralelo en los casos de APTM120U10SCAVG y C3M0016120K. En este caso por cada transistor pasarían 100 A, por

lo cual las pérdidas son las mismas que en la *Tabla 6.8*, aunque la temperatura sería ligeramente superior debido al calentamiento de todos los transistores a la vez, al no tener manera de estimar ese efecto, se asume un 10% de error en la temperatura.

$$I_{o_max} = 600 \text{ A}, f_{sw} = 8 \text{ kHz}$$

Modulo	APTM120U10SCAVG	CM800DX-24T1	C3M0016120K	2MBI800XNE120-50
P _{T_c} (W)	1666.2	267.1	339.6	235.9
P _{D_c} (W)	16.5	23.5	46.68	12.83
P _{T_sw} (W)	196.62	664.5	73.8	640.67
P _{D_sw} (W)	--	271.3	--	214.3
T _{j_T} (degC)	117.15	118.3	109.12	114.5
T _{j_D} (degC)	67.3	84.7	--	86.2
P _{loss} (kW)	11.3	7.36	2.76	6.62
P _{out} (kW)	611.1	611.1	611.1	611.1
η	0.982	0.988	0.995	0.989

Tabla 6.12 Tabla comparativa de los diferentes transistores con una intensidad máxima de 600 A y una frecuencia de conmutación de 8 kHz.

Los resultados indican que el transistor con mejor eficiencia y menor temperatura es en estas condiciones operacionales C3M0016120K, a pesar de las ventajas en el funcionamiento, escoger este módulo en especial podría tener problemas de espacio, ya que son 6 MOSFET paralelizados, precio y la dispersión en temperatura podría ser más alta de lo esperado. La distribución desigual de la temperatura puede producir una mayor degradación en un componente en cuestión, por lo tanto su vida útil se acortaría y todo el modulo ya no podría funcionar en condiciones óptimas.

Se realizará ahora un barrido tanto en frecuencia de conmutación como en intensidad para ver el comportamiento de los diferentes módulos.

El barrido de intensidad se hace a frecuencia de conmutación constante. En este caso se ha elegido 8 kHz para hacer el estudio, porque suponiendo el peor caso, es decir una velocidad muy elevada de 200 km/h, una rueda con 64 cm de diámetro y un motor con 6 pares de polos:

$$N(\text{rpm}) = \frac{v(\text{km/h})}{\text{diameter}(\text{cm}) \cdot 0.01885} = \frac{200}{64 \cdot 0.01885} = 1658 \text{ rpm} \quad (6.10)$$

$$f_o = \frac{N(\text{rpm}) \cdot PP}{60} = \frac{1658 \cdot 6}{60} = 165.8 \text{ Hz} \quad (6.11)$$

Suponiendo una relación de velocidades de 1:1, la máxima frecuencia de salida es de 165.8 Hz, se comprueba así que la frecuencia de conmutación continua siendo mucho más elevada que la frecuencia de salida. Este valor de conmutación sería el mínimo para un buen funcionamiento del sistema, aunque el valor óptimo sería algo mayor, entre 10 y 20 kHz.

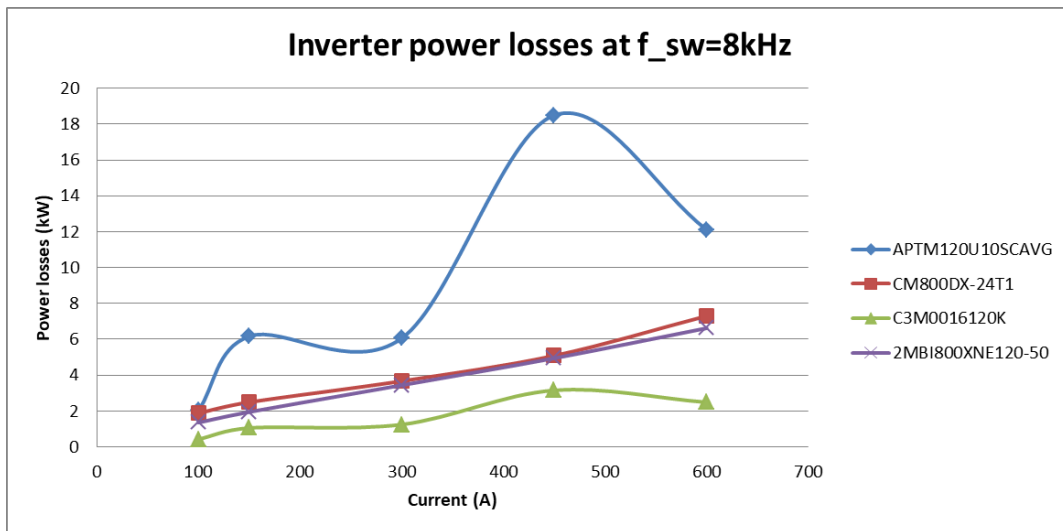


Figura 6.23 Potencia pérdida en el inversor completo en función de la corriente a una frecuencia de conmutación de 8 kHz.

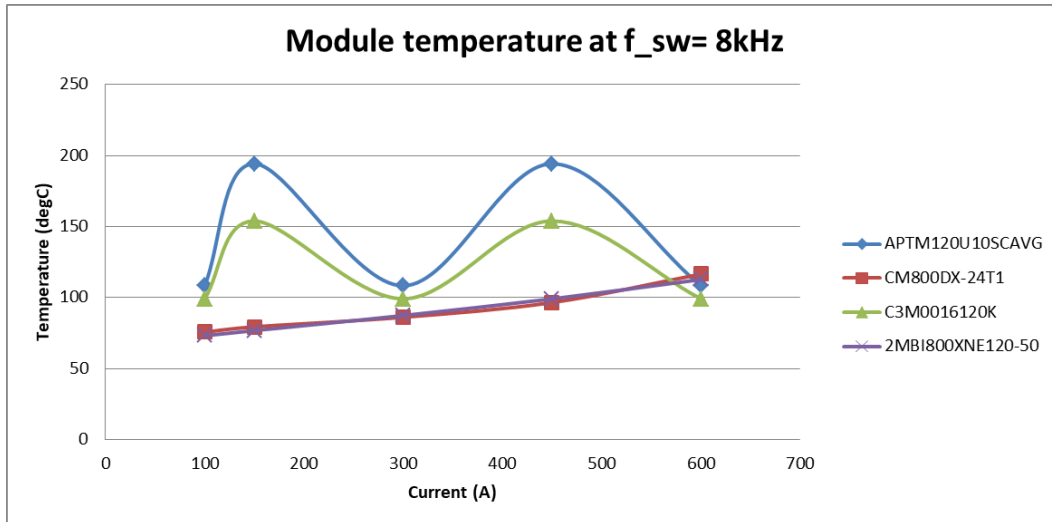


Figura 6.24 Temperatura en el transistor Q1_1 en función de la corriente a una frecuencia de conmutación de 8 kHz.

Se puede ver que los módulos de IGBT tienen una respuesta lineal ante la subida de corriente. Para los MOSFET en cambio se paralelizan a medida que se necesita una mayor corriente de salida, por lo que de 100 a 150 A se puede ver una subida, mientras que al llegar a 300 A la temperatura baja y las pérdidas de potencia son menores, esto se debe a que en vez de 2 transistores por rama, ahora se contaría con 4 transistores por rama, la corriente se distribuye, así como las pérdidas y la temperatura.

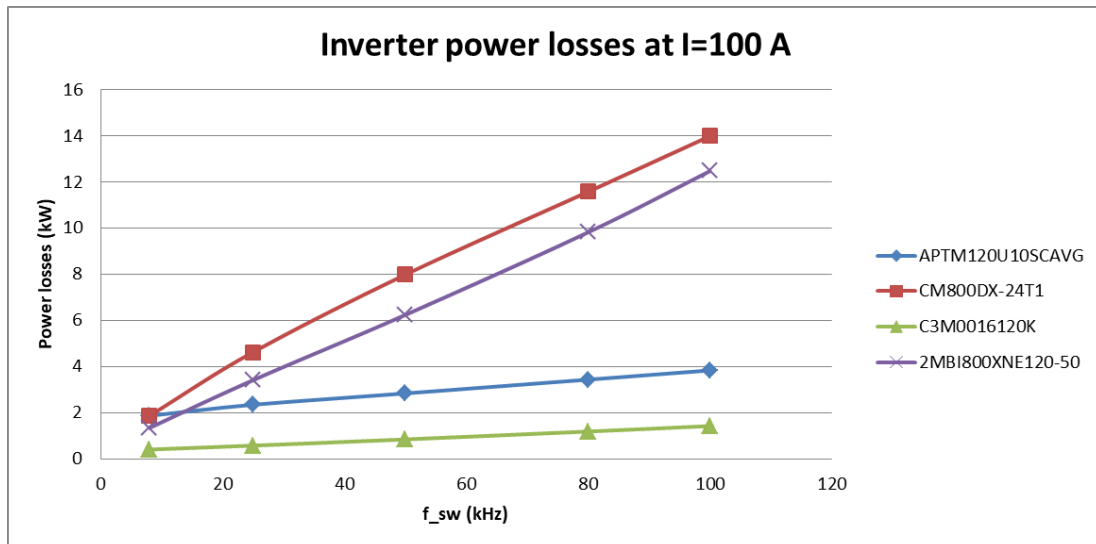


Figura 6.25 Potencia pérdida en el inversor completo en función de la frecuencia de conmutación a una corriente de 100 A.

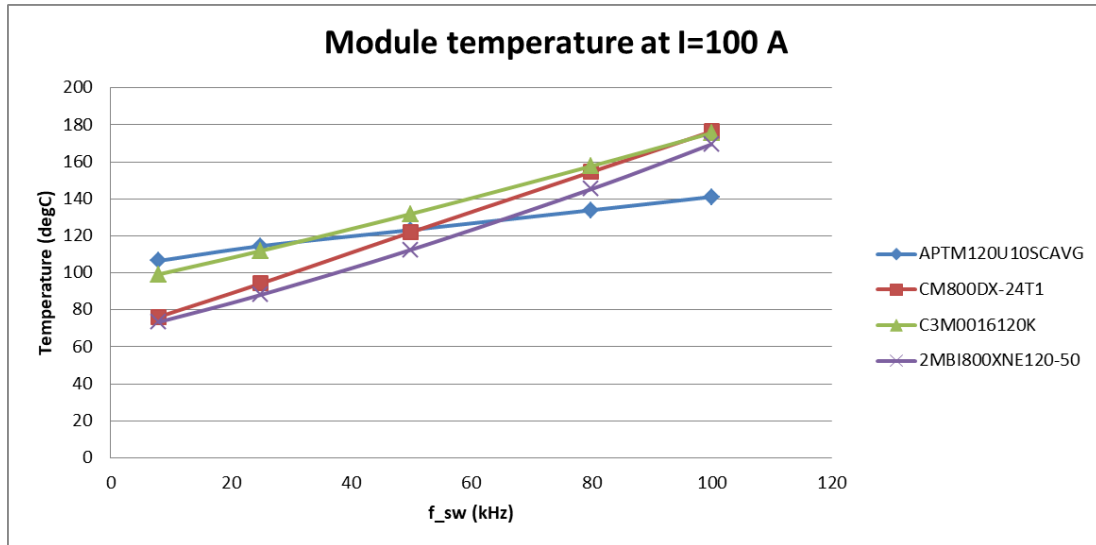


Figura 6.26 Temperatura en el transistor Q1_1 en función de la frecuencia de conmutación a una corriente de 100 A.

En este caso se mantiene una corriente constante mientras que se varía la frecuencia de conmutación, se puede ver en las pérdidas de potencia que los módulos de IGBT presentan una subida mucho más pronunciada, al igual que la temperatura sube de manera mucho más rápida aunque tienen mayores prestaciones a menores frecuencias de conmutación.

Capítulo 7. Conclusiones y trabajo futuro

7.1 Conclusiones

En este trabajo, primeramente se ha hecho un resumen de los diferentes transistores existentes en el mercado, sus tecnologías y materiales. Después se ha hecho un estudio de las pérdidas de potencia presentes en los transistores y los modelos térmicos existentes para la simulación. Luego se ha hecho una breve explicación de las técnicas de modulación más habituales para la aplicación a la que se van a destinar los transistores, es decir, para un inversor de tracción.

Se ha implementado exitosamente la medición de la temperatura de la unión con el método TSTEP en un MOSFET SiC. Del test realizado para obtener esta temperatura, se han calculado los valores de la resistencia térmica de este componente en función de parámetros como el caudal, la temperatura del refrigerante o la potencia. Se ha visto, que al menos, en este transistor con estas condiciones es parámetro que más influencia tiene en la variación de resistencia térmica es la potencia, como se puede ver en el *Capítulo 5.1.1*. A su vez, se ha hecho una primera aproximación al valor de las capacidades térmicas para el valor del estado estacionario de la temperatura.

Luego se ha creado un modelo para el cálculo de pérdidas de los transistores en función de la temperatura. Se ha añadido el modelo de temperatura con los valores medidos y se ha hecho un estudio del impacto de diferentes parámetros eléctricos en el funcionamiento del transistor. La modulación tiene un impacto sobre la potencia y la temperatura finales del transistor, por ejemplo, frente a la sinusoidal PWM, la inyección del tercer armónico o SVPWM tienen mejor rendimiento, mientras que la DPWM1 reduce considerablemente las pérdidas por conmutación. Por otro lado, las pérdidas aumentan de manera lineal con la variación de la frecuencia de conmutación y de la tensión en el DC-link. Y se demuestra que el valor de la resistencia de puerta del transistor tiene efecto sobre el resultado final de las pérdidas y la temperatura del componente, por lo cual debe ser cuidadosamente seleccionada para operar en el rango de interés.

Por otro lado se realiza un estudio comparativo de ciertos módulos de potencia presentes en el mercado con prestaciones similares como posibles elementos para el inversor de tracción. La conclusión de este estudio es que depende del sistema, la temperatura refrigerante máxima, la corriente máxima que demanda del motor, la frecuencia de conmutación más elevada, la tensión del DC-link o la composición del líquido refrigerante son solamente algunos de los parámetros a tener en cuenta. Se puede decir que los módulos IGBT son la opción más segura en el mercado de inversores de tracción, debido a su alta densidad de potencia. Los MOSFET SiC pueden competir para otras aplicaciones, e incluso la opción de paralelizarlos podría llegar a igualar prestaciones con los IGBT, pero aumentaría tanto en precio como en tamaño el modulo final, por lo cual de momento no son una opción viable.

7.2 Trabajo futuro

Una de las principales desventajas de este modelo es el tiempo de procesamiento que se tardaría en obtener un valor estacionario de la temperatura, por lo cual el siguiente paso sería implementar el mismo modelo pero en un simulador que no sea de tiempo real, para así poder obtener el valor en estacionario sin cambiar los valores del modelo térmico. Si además de esto, también se pueden cargar diversos puntos de operación, se podría hacer el estudio de fiabilidad del inversor de tracción ante un ciclo de conducción determinado. Una vez obtenidos los distintos incrementos de temperatura en todo el perfil, se puede observar si en algún momento el inversor superaría la temperatura máxima del transistor en algún momento de su vida y comprobar cuantos ciclos aguantaría.

Adicionalmente al modelo descrito anteriormente, para un estudio de fiabilidad completo se debería hacer un test experimental de ciclado térmico en el módulo seleccionado, y crear una curva de la vida útil del transistor, así como un estudio de los posibles fallos del sistema y el modo de solucionarlos de una manera segura.

Capítulo 8. Referencias

- [1] J. A. E. G. Álvarez. [En línea]. Available: http://www.asifunciona.com/fisica/ke_semiconductor/ke_semiconductor_3.htm.
- [2] S. M. Sze y M. Kwei Lee, "Semiconductor Devices Physics and Technology", New York: JOHN WILEY & SONS, 2012.
- [3] VISHAY SILICONIX, «Power MOSFET Basics Device Application Note,» AN849, 2015.
- [4] R. Semiconductor, «SiC power devices and modules application note,» ROHM Semiconductor, 2014.
- [5] ON Semiconductor, *IGBT Technologies and Applications Overview*.
- [6] C. B. a. C. Bull, *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*, International Rectifier.
- [7] APT, *IGBT Technical Overview Application Note APT0408*, 2004.
- [8] Z. Luo, "A thermal model for IGBT modules and its implementation in a real time simulator". (Tesis Doctoral), Pittsburgh: Pittsburgh University, 2002.
- [9] Infineon, «[infineon.com](http://www.infineon.com),» [En línea]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2010_09_Automotive_IGBT_Modules_Explanations-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a30432c59a87e012c5ee8648e355e. [Último acceso: 8 Mayo 2019].
- [10] K. Yang, "TRANSIENT ELECTRO-THERMAL ANALYSIS OF TRACTION INVERTERS". (Tesis doctoral), Hamilton, Ontario: McMaster University, 2014.
- [11] Infineon, *Transient Thermal Measurements and thermal*, 2015.
- [12] K. Hee Nam, "AC Motor Control and Electric Vehicle Applications", Boca Ratón, Florida: CRC Press, 2010.
- [13] J. M. a. K. A. Ogudo, «Analysis on Modulation Techniques of an AC drive with Respect to Harmonic Content and Efficiency».
- [14] S. M. I. R. J. K. F. I. a. T. A. L. F. I. Ahmet M. Hava, *Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives*, IEEE, 1999.
- [15] Y. Solbakken, «Switchcraft, Space vector PWM intro,» 2017. [En línea]. Available:

<https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>.

- [16] S. M. I. R. J. K. F. I. a. T. A. L. F. I. Ahmet M. Hava, «A High-Performance Generalized,» 1998.
- [17] Y. S. a. T. K. Pekik A. Dahono, *An Analysis of the Ripple Components of the input current and voltage of PWM inverters*.
- [18] L. D. Z. K. Yvan Avenas, «Temperature Measurement of Power Semiconductor,» HAL, 2014.
- [19] J. Dragan y A. Khaled, "High-Voltage Direct-Current Transmission Converters, systems and DC grids", Chichester: John Wiley & Sons, 2015.
- [20] K. Giannouloudis, "Power Losses and Thermal Impedance Characterisation of power modules". (Tesis Doctoral), Gothenburg: Chalmers university of technology, 2015.
- [21] F. Gimeno Sales, S. Seguí Chilet y S. Orts Grau, "Convertidores electrónicos: Energía solar Fotovoltaica, aplicaciones y diseño", Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, 2002.
- [22] M. Ikonen, "Power cycling lifetime estimation of IGBT power modules based on chip temperature modeling". (Tesis Doctoral), Lappeenranta: Lappeenranta University of Technology, 2012.
- [23] E. F. Amorós, *Fundamentos del control de máquinas eléctricas mediante convertidores electrónicos*, 2019.
- [24] F. I. S. M.-N. L. D. Y. Nick Baker, «Experimental Evaluation of IGBT Junction Temperature Measurement via Modified- Vce Method with Series Resistance Removal,» HAL, 2017.
- [25] U. Scheuermann, «Investigations on the VCE(T)-Method to Determine the Junction Temperature,» Research Gate, 2009.
- [26] Mercedes-Benz, «Qualification of Power Electronics Modules for Use in Motor Vehicle Components - General Requirements, Test Conditions and Tests,» 2017.

Anexo 1



C3M0065090J

Silicon Carbide Power MOSFET
 C3M™ MOSFET Technology
 N-Channel Enhancement Mode

V_{DS}	900 V
I_D @ 25°C	35 A
$R_{DS(on)}$	65 mΩ

Features

- New C3M SiC MOSFET technology
- New low impedance package with driver source pin
- High blocking voltage with low On-resistance
- Fast intrinsic diode with low reverse recovery (Qrr)
- Low output capacitance (60pF)
- Halogen free, RoHS compliant
- Wide creepage (~7mm) between drain and source

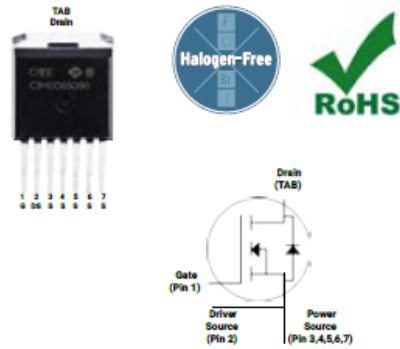
Benefits

- Reduce switching losses and minimize gate ringing
- Higher system efficiency
- Increase power density
- Increase system switching frequency

Applications

- Renewable energy
- EV battery chargers
- High voltage DC/DC converters
- Switch Mode Power Supplies

Package



Part Number	Package
C3M0065090J	TO-263-7

Maximum Ratings ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{DSmax}	Drain - Source Voltage	900	V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$	
V_{GSmax}	Gate - Source Voltage (dynamic)	-8/+19	V	AC (f > 1 Hz)	Note. 1
V_{GSop}	Gate - Source Voltage (static)	-4/+15	V	Static	Note. 2
I_D	Continuous Drain Current	35	A	$V_{GS} = 15\text{ V}, T_c = 25^\circ\text{C}$	Fig. 19
		22		$V_{GS} = 15\text{ V}, T_c = 100^\circ\text{C}$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	90	A	Pulse width t_p limited by T_{jmax}	Fig. 22
E_{AS}	Avalanche energy, Single pulse	110	mJ	$I_D = 22\text{ A}, V_{DS} = 50\text{ V}$	
P_D	Power Dissipation	113	W	$T_c = 25^\circ\text{C}, T_J = 150^\circ\text{C}$	Fig. 20
T_J, T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +150	°C		
T_L	Solder Temperature	260	°C	1.6mm (0.063") from case for 10s	

Note (1): When using MOSFET Body Diode $V_{GSmax} = -4\text{V}/+19\text{V}$

Note (2): MOSFET can also safely operate at 0/+15 V



Electrical Characteristics ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{(BR)DS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	900			V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.8	2.1	3.5	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 5\ \text{mA}$	Fig. 11
			1.6		V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 5\ \text{mA}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		1	100	μA	$V_{DS} = 900\ \text{V}, V_{GS} = 0\ \text{V}$	
I_{SS}	Gate-Source Leakage Current		10	250	nA	$V_{GS} = 15\ \text{V}, V_{DS} = 0\ \text{V}$	
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance		65	78	m Ω	$V_{GS} = 15\ \text{V}, I_D = 20\ \text{A}$	Fig. 4, 5, 6
			90			$V_{GS} = 15\ \text{V}, I_D = 20\ \text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
g_m	Transconductance		13.6		S	$V_{DS} = 15\ \text{V}, I_{DS} = 20\ \text{A}$	Fig. 7
			11.6			$V_{DS} = 15\ \text{V}, I_{DS} = 20\ \text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
C_{iss}	Input Capacitance		660		pF	$V_{GS} = 0\ \text{V}, V_{DS} = 600\ \text{V}$ $f = 1\ \text{MHz}$ $V_{AC} = 25\ \text{mV}$	Fig. 17, 18
C_{oss}	Output Capacitance		60				
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		4.0				
E_{oss}	C_{oss} Stored Energy		16		μJ		Fig. 16
E_{on}	Turn-On Switching Energy (Body Diode FWD)		39		μJ	$V_{DS} = 400\ \text{V}, V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}, I_D = 20\ \text{A}, R_{\theta(jc)} = 2.5\ \Omega, L = 77\ \mu\text{H}, T_J = 150^\circ\text{C}$	Fig. 26, 30 Note. 3
E_{off}	Turn Off Switching Energy (Body Diode FWD)		17				
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time		9		ns	$V_{DS} = 400\ \text{V}, V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}$ $I_D = 20\ \text{A}, R_{\theta(jc)} = 2.5\ \Omega,$ Timing relative to V_{GS} Inductive load	Fig. 27
t_r	Rise Time		10				
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		16				
t_f	Fall Time		6				
$R_{\theta(jc)}$	Internal Gate Resistance		4.7		Ω	$f = 1\ \text{MHz}, V_{AC} = 25\ \text{mV}$	
Q_{gs}	Gate to Source Charge		7.5		nC	$V_{DS} = 400\ \text{V}, V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}$ $I_D = 20\ \text{A}$ Per IEC60747-8-4 pg 21	Fig. 12
Q_{gd}	Gate to Drain Charge		12				
Q_g	Total Gate Charge		30.4				

Reverse Diode Characteristics ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_{SD}	Diode Forward Voltage	4.8		V	$V_{GS} = -4\ \text{V}, I_{SD} = 10\ \text{A}$	Fig. 8, 9, 10
		4.4		V	$V_{GS} = -4\ \text{V}, I_{SD} = 10\ \text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
I_S	Continuous Diode Forward Current		22	A	$V_{GS} = -4\ \text{V}$	Note 1
$I_{S,pulse}$	Diode pulse Current		90	A	$V_{GS} = -4\ \text{V}$, pulse width t_p limited by T_{Jmax}	Note 1
t_r	Reverse Recovery time	12		ns	$V_{GS} = -4\ \text{V}, I_{SD} = 20\ \text{A}, V_{GS} = 500\ \text{V}$ $di/dt = 4100\ \text{A}/\mu\text{s}, T_J = 150^\circ\text{C}$	Note 1
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	245		nC		
I_{rrm}	Peak Reverse Recovery Current	29		A		

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$R_{\theta(jc)}$	Thermal Resistance from Junction to Case	1.1	$^\circ\text{C}/\text{W}$		Fig. 21
$R_{\theta(ja)}$	Thermal Resistance From Junction to Ambient	40			

Note (3): Turn-off and Turn-on switching energy and timing values measured using SiC MOSFET Body Diode

Typical Performance

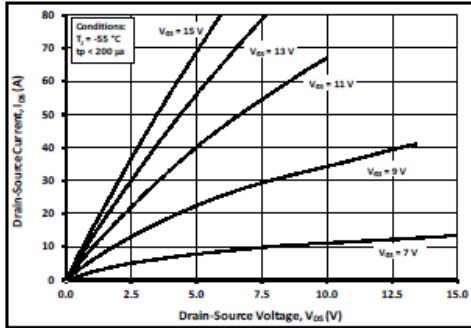


Figure 1. Output Characteristics $T_J = -55\text{ }^\circ\text{C}$

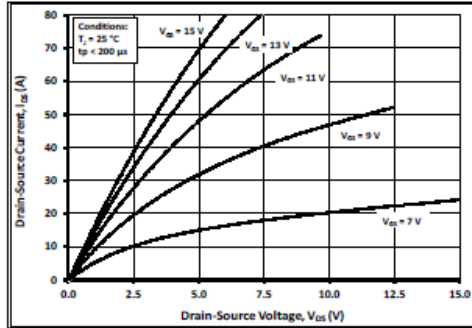


Figure 2. Output Characteristics $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

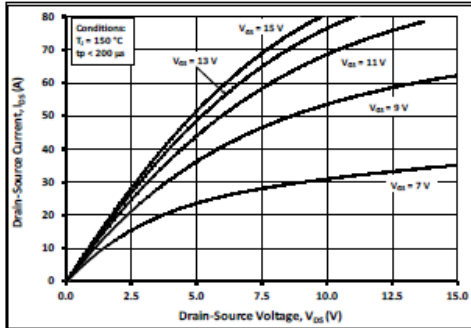


Figure 3. Output Characteristics $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$

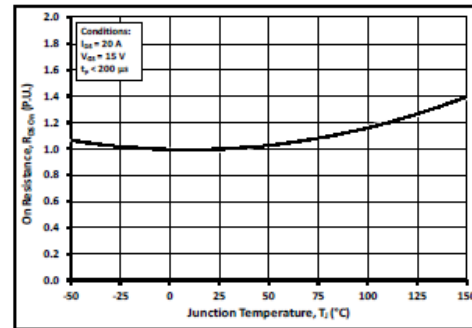


Figure 4. Normalized On-Resistance vs. Temperature

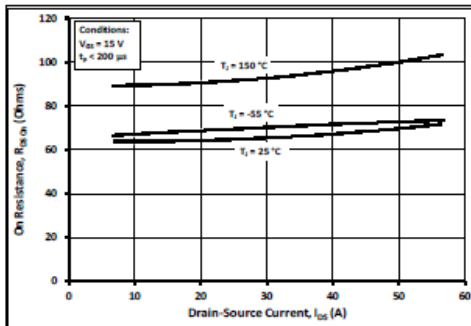


Figure 5. On-Resistance vs. Drain Current For Various Temperatures

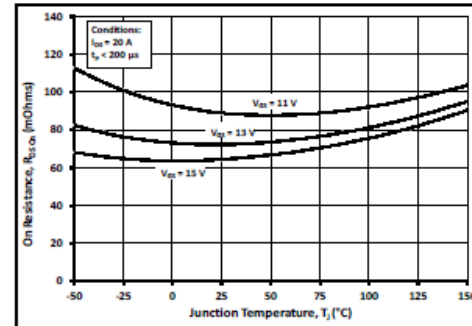


Figure 6. On-Resistance vs. Temperature For Various Gate Voltage

Typical Performance

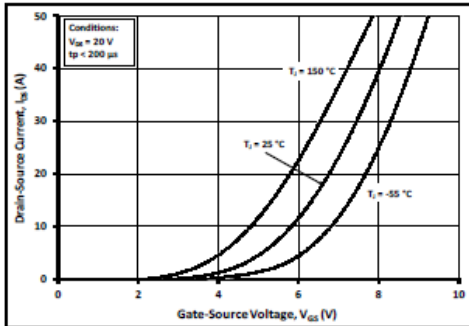


Figure 7. Transfer Characteristic for Various Junction Temperatures

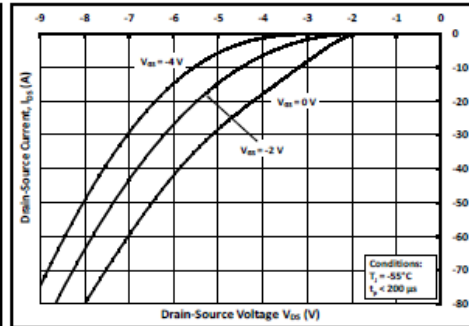


Figure 8. Body Diode Characteristic at -55 °C

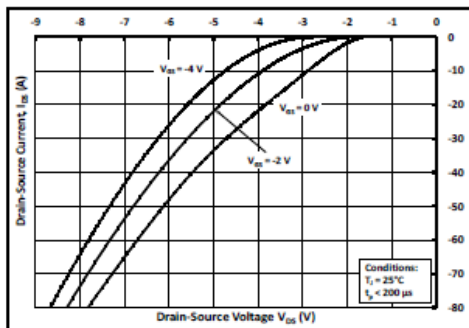


Figure 9. Body Diode Characteristic at 25 °C

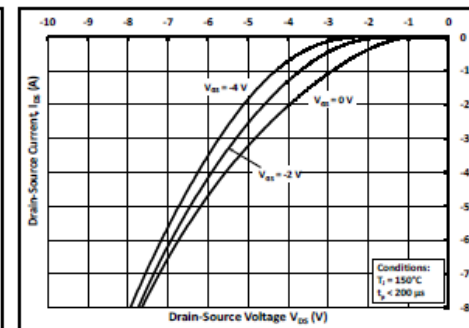


Figure 10. Body Diode Characteristic at 150 °C

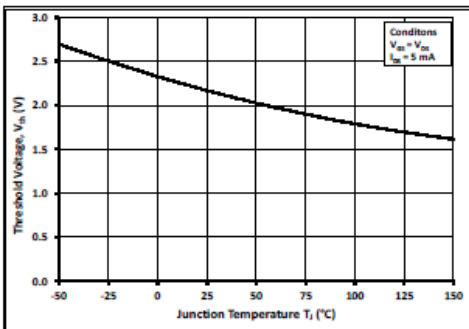


Figure 11. Threshold Voltage vs. Temperature

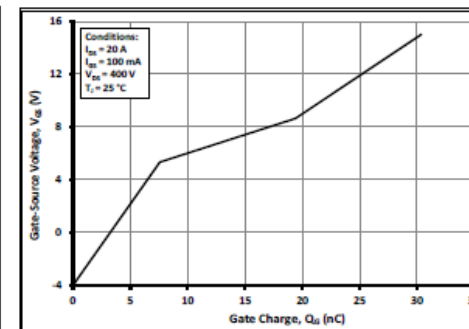


Figure 12. Gate Charge Characteristics

Typical Performance

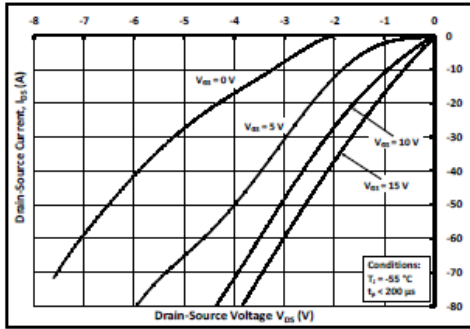


Figure 13. 3rd Quadrant Characteristic at -55 °C

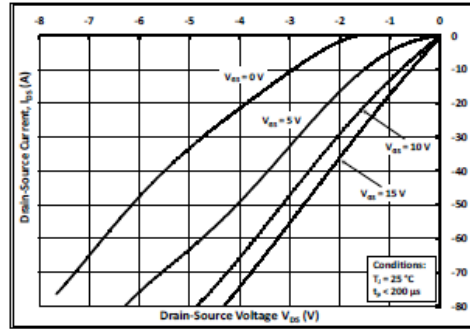


Figure 14. 3rd Quadrant Characteristic at 25 °C

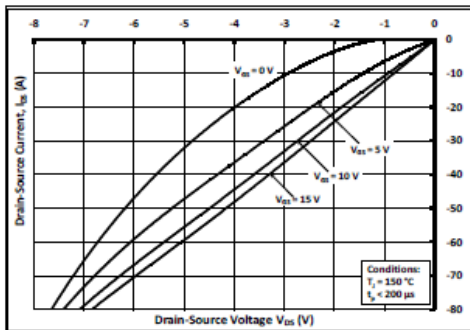


Figure 15. 3rd Quadrant Characteristic at 150 °C

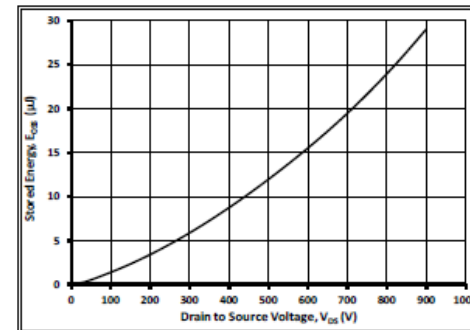


Figure 16. Output Capacitor Stored Energy

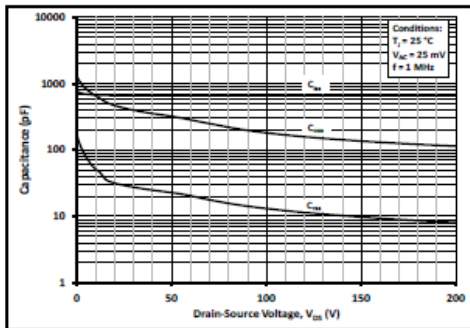


Figure 17. Capacitances vs. Drain-Source Voltage (0 - 200V)

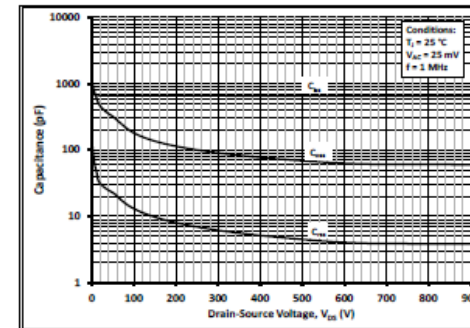


Figure 18. Capacitances vs. Drain-Source Voltage (0 - 900V)

Typical Performance

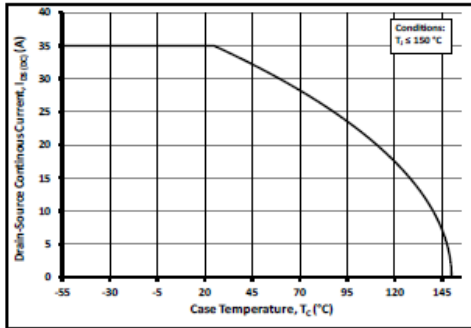


Figure 19. Continuous Drain Current Derating vs. Case Temperature

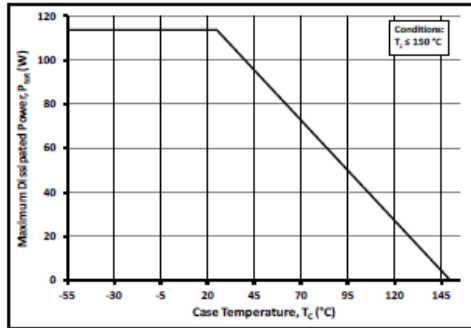


Figure 20. Maximum Power Dissipation Derating vs. Case Temperature

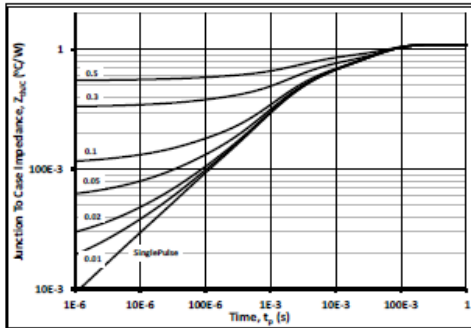


Figure 21. Transient Thermal Impedance (Junction - Case)

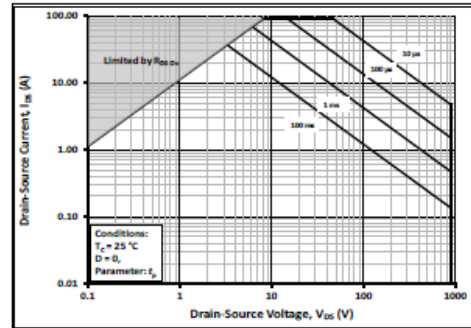


Figure 22. Safe Operating Area

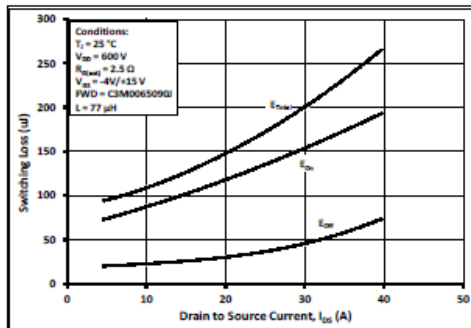


Figure 23. Clamped Inductive Switching Energy vs. Drain Current ($V_{ds} = 600V$)

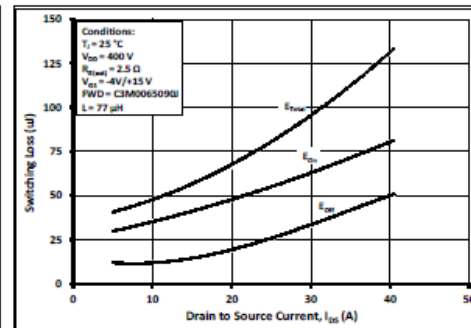


Figure 24. Clamped Inductive Switching Energy vs. Drain Current ($V_{ds} = 400V$)

Typical Performance

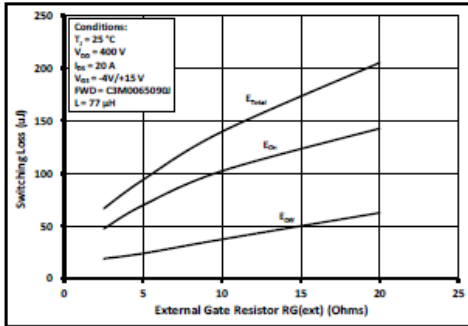


Figure 25. Clamped Inductive Switching Energy vs. $R_{G(\text{ext})}$

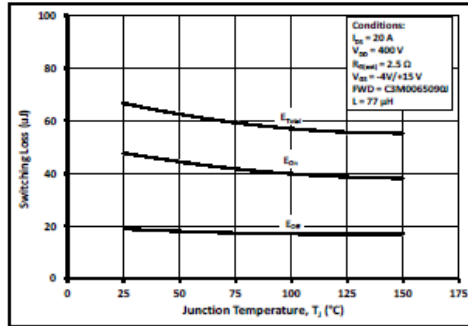


Figure 26. Clamped Inductive Switching Energy vs. Temperature

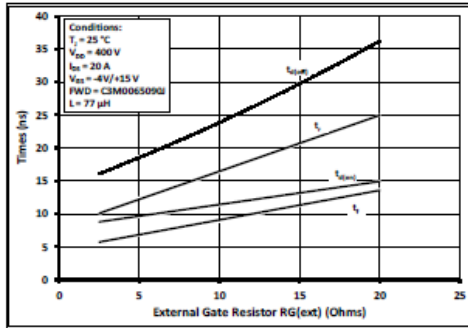


Figure 27. Switching Times vs. $R_{G(\text{ext})}$

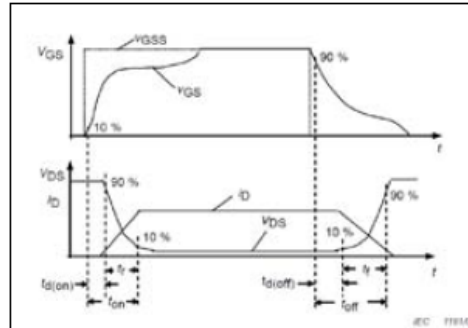


Figure 28. Switching Times Definition

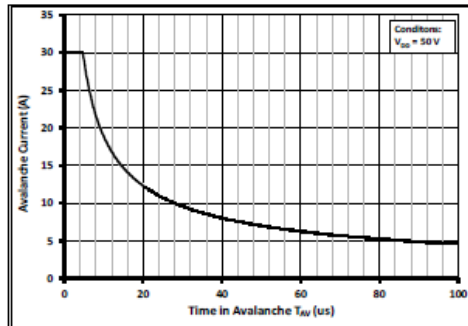


Figure 29. Single Avalanche SOA curve