

Proyecto Fin de Máster
Máster en Ingeniería Electrónica, Robótica y
Automática

Estudio de la Operación del Convertidor Active-NPC
para la Gestión de Pérdidas en los Dispositivos de
Potencia

Autor: Alejandro Romero Lozano

Tutor: José Ignacio León Galván

Co-Tutor: Abraham Márquez Alcaide

Dpto. de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020



Proyecto Fin de Máster
Máster en Ingeniería Electrónica, Robótica y Automática

Estudio de la Operación del Convertidor Active-NPC para la Gestión de Pérdidas en los Dispositivos de Potencia

Autor:

Alejandro Romero Lozano

Tutor:

José Ignacio León Galván

Profesor titular

Co-tutor:

Abraham Márquez Alcaide

Dpto. de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2020

Proyecto Fin de Carrera: Estudio de la Operación del Convertidor Active-NPC para la Gestión de Pérdidas en los Dispositivos de Potencia

Autor: Alejandro Romero Lozano

Tutor: José Ignacio León Galván

Co-tutor: Abraham Márquez Alcaide

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2020

El Secretario del Tribunal

Resumen

En los últimos años, la calidad de vida de las personas está mejorando y esto supone un aumento de la demanda eléctrica, por lo que el número de dispositivos y sistemas accionados, al menos en una de sus etapas, por energía eléctrica, está aumentando también. Estos dispositivos, denominados Sistemas de Potencia, tienen como componente base, al menos, un convertidor.

En la industria, surge la necesidad de obtener mayor potencia y tensión en los convertidores, lo que dio lugar a repartir la potencia y tensión entre dispositivos, ya que, el límite de operación de estos limita la aplicación en la que se utilizarán. Aparecen lo que se denominan convertidores multinivel, que tienen una tensión a su salida, de valor elevado, fruto de sumar varios niveles de tensión de la entrada de valor más pequeño. Todo ello, gracias a la aplicación de una secuencia concreta que hace conmutar los transistores de forma adecuada, llamada modulación.

Hay multitud de topologías de convertidores multinivel, la más conocida es la NPC (Figura 2), aunque tiene la desventaja de que los transistores no envejecen todos a la misma vez. Además, la tensión de los condensadores se desbalancea por el neutro del convertidor. Así, para prolongar la vida de los transistores, se sustituyen los diodos clamping por transistores, naciendo el convertidor ANPC (Figura 4). Con ellos se consigue repartir de manera eficiente el trabajo entre los demás transistores y que tengan un envejecimiento lo más similar posible.

En este trabajo se pretende hacer un estudio del estado del arte del convertidor ANPC, analizar el comportamiento de los dispositivos que lo constituyen y las pérdidas que se producen al aplicar diferentes algoritmos de modulación.

Abstract

In the last few years, people's quality of life has improved producing an increase of the electric demand, so the number of devices and systems that are powered by electricity, in at least one of his phases, is increasing too. These devices, called Power Systems, have a converter as a basis component.

In the industry, there is a need to obtain more power and voltage at the converters, resulting in a distribution of voltage and power among other devices because their operation limit will restrict the application in which they will be used. That is how the multilevel converters appeared. Those have a high value voltage on their out, which is the result of the different levels of low value voltage of their input. All of this is due to the application of a specific sequency called modulation which makes transistors switch properly.

There are many multilevel converters topologies. The most popular is NPC (Figure 2), even though it has some disadvantages: the transistors do not get older at the same time and the capacitors are unbalanced by converter neutral. In consequence, clamping diodes are replaced by other transistors to extend the life of those transistors, resulting in the ANPC converter (Figure 4). With them it is possible to distribute the work efficiently among the rest of transistors and make them age almost at the same time.

This paper seeks to do a research about the state of art of ANPC converters, to analyze the behaviour of the devices which are part of them and their power losses when they are applied diferent modulation algorithms.

Índice

Resumen	7
Abstract	9
Índice	11
Índice de Tablas	14
Índice de Figuras	16
Notación	20
1 Introducción	22
1.1 <i>Convertidores Multinivel</i>	22
2 Objetivos	26
3 Convertidor ANPC	28
3.1 <i>Esquema del Convertidor ANPC</i>	29
3.1.1 Descripción de Bloques	29
4 Control de Potencia y Balanceo de Tensión del DC-Link	34
4.1 <i>Control</i>	34
4.1.1 Transformada Directa de Clarke	34
4.1.2 Transformada Directa de Park	35
4.1.3 Transformada Inversa de Clark y de Park	38
4.1.4 Lazo de Corriente	38
4.1.5 Lazo de Tensión	39
5 Pérdidas de Potencia por Conmutación y Conducción	42
5.1 <i>Modulación 1</i>	42
5.1.1 Módulo 1 (S1/S1c, D1/D1c)	42
5.1.2 Módulo 2 (S2/S2c, D2/D2c)	45
5.1.3 Módulo 3 (S3/S3c, D3/D3c)	47
5.2 <i>Modulación 2</i>	49
5.2.1 Módulo 1 (S1/S1c, D1/D1c)	49
5.2.2 Módulo 2 (S2/S2c, D2/D2c)	51
5.2.3 Módulo 3 (S3/S3c, D3/D3c)	53
5.3 <i>Modulación 3</i>	55
5.3.1 Módulo 1 (S1/S1c, D1/D1c)	55
5.3.2 Módulo 2 (S2/S2c, D2/D2c)	57
5.3.3 Módulo 3 (S3/S3c, D3/D3c)	59
6 FFT	62
6.1 <i>Modulación 1</i>	62
6.2 <i>Modulación 2</i>	65
6.3 <i>Modulación 3</i>	67
7 Comparativa	70
7.1 <i>Modulación 1/Modulación 2</i>	72

7.2	<i>Modulación 1/Modulación 3</i>	73
7.3	<i>Modulación 2/Modulación 3</i>	74
7.4	<i>Conclusiones</i>	74
8	Variación del Factor de Potencia	76
8.1	<i>Pérdidas de Potencia por Módulo</i>	76
8.2	<i>Pérdidas de Potencia Debidas a la Modulación</i>	79
9	Implementación del Convertidor ANPC	84
9.1	<i>Diseño y Construcción del Convertidor ANPC</i>	84
9.2	<i>Funcionamiento de la Placas de Driver</i>	91
9.3	<i>Programación del DSP</i>	93
10	Conclusiones	96
	Anexos	98
	Referencias	106

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Pérdidas de Energía (Modulación 1).	70
Tabla 2. Pérdidas de Energía (Modulación 2).	70
Tabla 3. Pérdidas de Energía (Modulación 3).	71
Tabla 4. Ratio Modulación 1/Modulación 2.	72
Tabla 5. Ratio Modulación 1/Modulación 3.	73
Tabla 6. Ratio Modulación 2/Modulación 3.	74

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Inversor de 2 Niveles.	23
Figura 2. Convertidor NPC.	23
Figura 3. Niveles de Tensión del Convertidor NPC.	23
Figura 4. Convertidor ANPC.	24
Figura 5. Estructura de Cálculo de Pérdidas.	28
Figura 6. Esquema Circuito a Simular.	29
Figura 7. Bloque DC-Link del Circuito.	29
Figura 8. Bloque ANPC Trifásico del Circuito.	30
Figura 9. Esquema "Fase a" ANPC.	30
Figura 10. Esquema "Fase b" ANPC.	30
Figura 11. Bloque de Control del ANPC.	31
Figura 12. Bloque de Tratamiento de Datos del ANPC.	31
Figura 13. Modulaciones.	31
Figura 14. Esquema del Sistema de Control.	34
Figura 15. Transformada Directa de Clarke.	35
Figura 16. Transformada Directa de Park.	36
Figura 17. Diagrama de Bloques del Algoritmo PLL.	36
Figura 18. Diagrama de Bloques de la Dinámica de Corriente.	39
Figura 19. Diagrama de Bloques de la Dinámica de Tensión.	40
Figura 20. Modulación 1 – Módulo 1 – Upper IGBT.	43
Figura 21. Modulación 1 – Módulo 1 – Lower IGBT.	44
Figura 22. Modulación 1 – Módulo 2 – Upper IGBT.	45
Figura 23. Modulación 1 – Módulo 2 – Lower IGBT.	46
Figura 24. Modulación 1 – Módulo 3 – Upper IGBT.	47
Figura 25. Modulación 1 – Módulo 3 – Lower IGBT.	48
Figura 26. Modulación 2 – Módulo 1 – Upper IGBT.	49
Figura 27. Modulación 2 – Módulo 1 – Lower IGBT.	50
Figura 28. Modulación 2 – Módulo 2 – Upper IGBT.	51
Figura 29. Modulación 2 – Módulo 2 – Lower IGBT.	52
Figura 30. Modulación 2 – Módulo 3 – Upper IGBT.	53
Figura 31. Modulación 2 – Módulo 3 – Lower IGBT.	54
Figura 32. Modulación 3 – Módulo 1 – Upper IGBT.	55
Figura 33. Modulación 3 – Módulo 1 – Lower IGBT.	56
Figura 34. Modulación 3 – Módulo 2 – Upper IGBT.	57
Figura 35. Modulación 3 – Módulo 2 – Lower IGBT.	58

Figura 36. Modulaci3n 3 – M3dulo 3 – Upper IGBT.	59
Figura 37. Modulaci3n 3 – M3dulo 3 – Lower IGBT.	60
Figura 38. FFT – Tensi3n de Salida del Convertidor (Modulaci3n 1).	63
Figura 39. FFT – Intensidad de Salida del Convertidor (Modulaci3n 1).	64
Figura 40. FFT – Tensi3n de Salida del Convertidor (Modulaci3n 2).	65
Figura 41. FFT – Intensidad de Salida del Convertidor (Modulaci3n 2).	66
Figura 42. FFT – Tensi3n de Salida del Convertidor (Modulaci3n 3).	67
Figura 43. FFT – Intensidad de Salida del Convertidor (Modulaci3n 3).	68
Figura 44. P3rdidas de Energ3a – M3dulo 1.	76
Figura 45. P3rdidas de Energ3a – M3dulo 3.	77
Figura 46. P3rdidas de Energ3a – M3dulo 2.	78
Figura 47. P3rdidas de Energ3a – Modulaci3n 1.	79
Figura 48. P3rdidas de Energ3a – Modulaci3n 3.	80
Figura 49. P3rdidas de Energ3a – Modulaci3n 2.	81
Figura 50. PCB de Potencia (Top).	84
Figura 51. PCB de Potencia (Bottom).	85
Figura 52. PCB Driver (Top).	85
Figura 53. PCB Driver (Bottom).	86
Figura 54. PCB de Medida (Top).	86
Figura 55. PCB de Medida (Bottom).	87
Figura 56. Montaje Convertidor (1).	87
Figura 57. Montaje Convertidor (2).	88
Figura 58. Montaje Convertidor (3).	88
Figura 59. Montaje Convertidor (4).	89
Figura 60. Parte Frontal del Rack.	89
Figura 61. Parte Superior del Rack.	90
Figura 62. Parte Trasera del Rack.	91
Figura 63. Modulaci3n 1.	91
Figura 64. Se3ales de la Modulaci3n 1.	91
Figura 65. Se3ales del Alpha 1.	91
Figura 66. Se3ales del Alpha 2.	91
Figura 67. Se3ales del Alpha 3.	91
Figura 68. Modulaci3n 2.	92
Figura 69. Se3ales de la Modulaci3n 2.	92
Figura 70. Se3ales del Alpha 1.	92
Figura 71. Se3ales del Alpha 2.	92
Figura 72. Se3ales del Alpha 3.	92
Figura 73. Modulaci3n 3.	93
Figura 74. Se3ales de la Modulaci3n 3.	93

Figura 75. Señales del Alpha 1.	93
Figura 76. Señales del Alpha 2.	93
Figura 77. Señales del Alpha 3.	93
Figura 78. DSP F28377S.	93
Figura 79. Placa de Adaptación.	94
Figura 80. Placa de Medida.	94
Figura 81. Diagrama de Flujo de la Máquina de Estados.	95
Figura 82. Esquema del Circuito (Simplificado).	98
Figura 83. Esquema del Convertidor (Simplificado).	100
Figura 84. Representación del Error en Corriente.	102

Notación

NPC	Neutral Point Clamped
ANPC	Active Neutral Point Clamped
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolar de puerta aislada)
IGBT1	Upper IGBT (S1/S2/S3)
IGBT2	Lower IGBT (S1c/S2c/S3c)
Diodo1	Upper Diode (D1/D2/D3)
Diodo2	Lower Diode (D1c/D2c/D3c)
V_{dc}	Tensión del DC-Link
I_{rms}	Valor eficaz de la corriente
$I_{m\acute{a}x}$	Valor máximo de la corriente
I_{peak}	Valor de pico de la corriente
f_{sw}	Frecuencia de conmutación
f_{red}	Frecuencia de la red eléctrica
S	Potencia aparente
PF	Power Factor (factor de potencia)
P_{act}	Potencia activa
Q_{react}	Potencia reactiva
U_{abc}	Tensión a la salida del convertidor (trifásica)
I_{abc}	Corriente de la red trifásica
V_{abc}	Tensión de la red trifásica
pu	Por unidad
FFT	Fast Fourier Transform (transformada rápida de fourier)
THD	Total Harmonic Distortion (distorsión armónica total)
WTHD	Weighted Total Harmonic Distortion (distorsión armónica total ponderada)
E_{sw}	Pérdida de energía por conmutación
E_{cond}	Pérdida de energía por conducción
Duty Cycle	Tiempo que el IGBT está conduciendo

1 INTRODUCCIÓN

Cada vez son más los dispositivos y sistemas que, en una o varias de sus etapas, son accionados por energía eléctrica. Éstos, en líneas generales, son procesos que transforman la energía eléctrica en otro tipo de energía, o en el mismo tipo, pero con diferentes características. Los equipos que realizan dicha tarea son los denominados Sistemas de Potencia. Los cuáles consisten en uno o más convertidores de potencia. Éste es el elemento básico en un sistema de potencia y, normalmente, controla y moldea la(s) magnitud(es) de entrada en una magnitud eléctrica de salida. La potencia, por su parte, puede ser reversible, intercambiando los sentidos entre entrada y salida.

De manera general, una posible clasificación de los convertidores sería en función de los tipos de conversión que realicen, la cuál sería:

- 1) Conversión alterna-continua (AC/DC).
- 2) Conversión alterna-alterna (AC/AC).
- 3) Conversión continua-alterna (DC/AC).
- 4) Conversión continua-continua (DC/DC).

La electrónica industrial hizo avances importantes gracias al descubrimiento de dispositivos semiconductores, diodos y transistores, permitiendo la realización de procesos cada vez más complejos que exigía la industria.

Dentro de la Electrónica Industrial existe una disciplina emergente, la Electrónica de Potencia, tiene un amplio abanico de aplicaciones entre sectores como el residencia, industrial, aeroespacial o militar. En el caso particular de la industria, algunas de las aplicaciones son: fuentes de alimentación, cargadores de baterías, control de temperatura, variadores de velocidad, etc. Pero, sobre todo, ha ido ganando importancia con la conservación de la energía y el control del medio ambiente. A medida que la calidad de vida mejora, la demanda de la energía eléctrica crece.

Surgió la necesidad de obtener mayor potencia y tensión de los convertidores. Como primera solución, la potencia se puede aumentar si se eleva la tensión o la intensidad. Aumentar la intensidad, conlleva un grosor mayor en los cables de cobre, este material es caro por lo que, se decide elevar la tensión.

El problema de una tensión alta implica que los límites de operación de los dispositivos implicados en la conversión de potencia, los IGBT's y el(los) condensador(es), tengan un límite de operación tan elevado como la tensión a la que trabajarán. Se da el caso de que ésta es superior a los límites de operación, por tanto, se opta por repartir esta tensión entre varios dispositivos, de forma que la suma de los límites de operación de cada dispositivo sea la tensión/potencia necesaria en la aplicación determinada donde se vayan a implementar. La repartición de esta tensión da lugar a los convertidores multinivel.

1.1 Convertidores Multinivel

Como definición general de convertidores multinivel, en este caso, DC/AC, se podrían entender como seccionadores de tensión. La tensión alterna de salida, de valor elevado, es el resultado de sumar los diferentes niveles de tensión de continua de entrada, de valor más pequeño, accionando convenientemente los transistores que constituyen el convertidor. A este accionamiento de los transistores se le denomina algoritmo de modulación.

Existen numerosas topologías de convertidores multinivel, la más popular es la NPC, la cuál surge de colocar en serie 2 celdas de inversor (convertidor DC/AC) de 2 niveles. Este es el convertidor más simple, constituido por 2 transistores y 2 condensadores, capaz de suministrar 2 niveles de tensión $-V_{dc}/2$ y $+V_{dc}/2$.

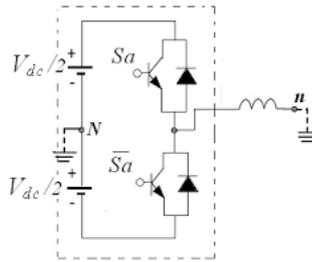


Figura 1. Inversor de 2 Niveles.

Como se ha comentado anteriormente, la necesidad de aumentar la tensión de salida provocó el surgimiento de nuevos convertidores y topologías, por lo que el convertidor NPC surgió a partir de añadir más IGBT's en serie, así la tensión máxima admitida será la suma de los límites de operación de los IGBT's. Así mismo, para proteger a estos dispositivos, se añaden 2 diodos clamping de forma que, si en algún momento se supera el límite de operación de los IGBT's, los diodos actúan a modo de protección derivando esa tensión. El convertidor está representado en la Figura 2.

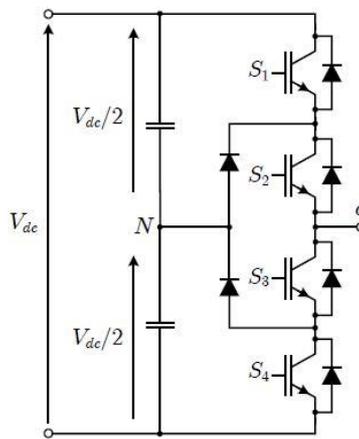


Figura 2. Convertidor NPC.

Este convertidor permite que se aumente el número de niveles de tensión a la salida, la cual puede tomar los siguientes valores: $-V_{dc}/2$, 0 y $+V_{dc}/2$.

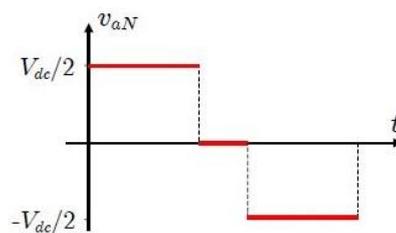


Figura 3. Niveles de Tensión del Convertidor NPC.

Sin embargo, este convertidor tiene el inconveniente de que los IGBT's no envejecen todos por igual, los interruptores interiores conmutan a una frecuencia más elevada que los interruptores exteriores, provocando que se deterioren mucho más rápido. Así mismo, la tensión de los condensadores no es igual y constante siempre en ambos condensadores, sino que se desbalancea debido al neutro del convertidor. Luego, hay que controlar este desbalanceo para que sea el menor posible y así no provocar problemas de límites de operación.

Para prolongar la vida de los IGBTs interiores se opta por sustituir los diodos clamping por otros IGBT's, naciendo así el convertidor ANPC. De forma que, se activen o desactiven en los momentos exactos para repartir de manera eficiente el trabajo entre los 4 IGBT's y que tengan un envejecimiento lo más parecido posible. El esquema sería el siguiente:

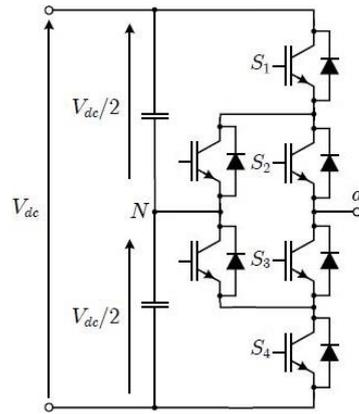


Figura 4. Convertidor ANPC.

2 OBJETIVOS

Los objetivos de este proyecto son: primero, programar un convertidor trifásico ANPC conectado a red con un control de potencia de entrada y salida y, balanceo de tensión de los condensadores. Todo ello se realizará con la herramienta Matlab, en concreto, con el bloque Power System.

Segundo, realizar el cálculo de la potencia que se disipa en una de las fases del convertidor en forma de pérdidas. Estos bloques de cálculo los proporciona Matlab, pero hay que realizar modificaciones en la estructura que posee originalmente para hacer que se asemeje a lo que se pretende conseguir con el proyecto.

Tercero, analizar dichas pérdidas haciendo numerosas simulaciones con cambios característicos entre ellas, así como, organizar los datos para representarlos en gráficas que nos permitan ver el comportamiento del convertidor y las magnitudes implicadas.

Y, por último, implementar dicho convertidor en físico para realizar las mismas pruebas que en simulación y examinar que los resultados experimentales se aproximan a los de las simulaciones. Por tanto, se diseñarán las placas necesarias para tal fin, también se programará un DSP con los controles mencionados anteriormente, con una serie de limitaciones y secuencias concretas que hacen al convertidor trifásico seguro a la hora de operar con él.

3 CONVERTIDOR ANPC

Puesto que, se parte de una estructura base proporcionada por Matlab en la que hay bloques que calculan las pérdidas que se producen en los componentes del convertidor, lo primero será, entender esa estructura y modificarla hasta conseguir que la distribución de componentes sea la del convertidor ANPC.

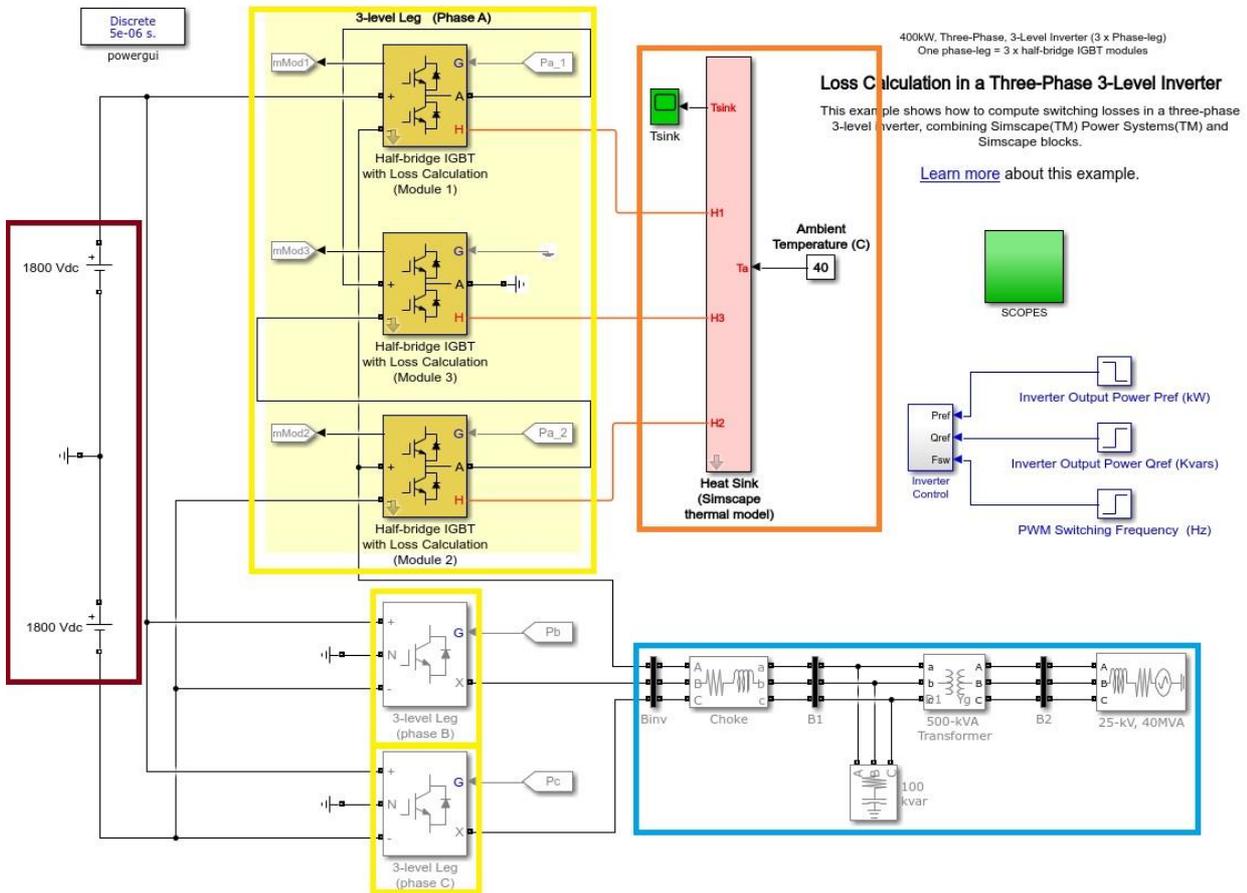


Figura 5. Estructura de Cálculo de Pérdidas.

Observando la figura 5, hay una breve descripción de lo que realizan todo este conjunto de bloques, el cálculo de las pérdidas de un inversor de 3 niveles trifásico.

Se han enmarcado los bloques en recuadros de colores diferentes por realizar, o representar, funciones distintas. Es decir, el recuadro de color marrón son 2 fuentes de 1800V, representan un DC-Link (banco de condensadores) y mantienen la tensión, de 3600V, fija. Anteriormente, se ha comentado que, los convertidores multinivel se usan para aumentar la tensión/potencia de salida, utilizando componentes con límites de operación inferiores a esta tensión/potencia. Estas fuentes de 1800V establecen que el límite de operación de los IGBT's que constituyen el inversor es esa tensión.

Los 3 recuadros amarillos representan cada uno las 3 frases del inversor, en las que, sólo en una de ellas, la primera, se realizan las mediciones de las pérdidas de potencia. Esto es así por tener el inversor a su salida una carga trifásica equilibrada.

El recuadro de color naranja es el bloque encargado de simular el disipador de calor que se usaría en la realidad para extraer y transmitir al ambiente todo el calor generado en los IGBT's.

Para acabar, el recuadro azul es un conjunto de bloques que simulan un filtro RL, una carga RC, transformador y la red eléctrica.

3.1 Esquema del Convertidor ANPC

Efectuando las modificaciones pertinentes en el esquema del circuito, quedaría de la siguiente forma:

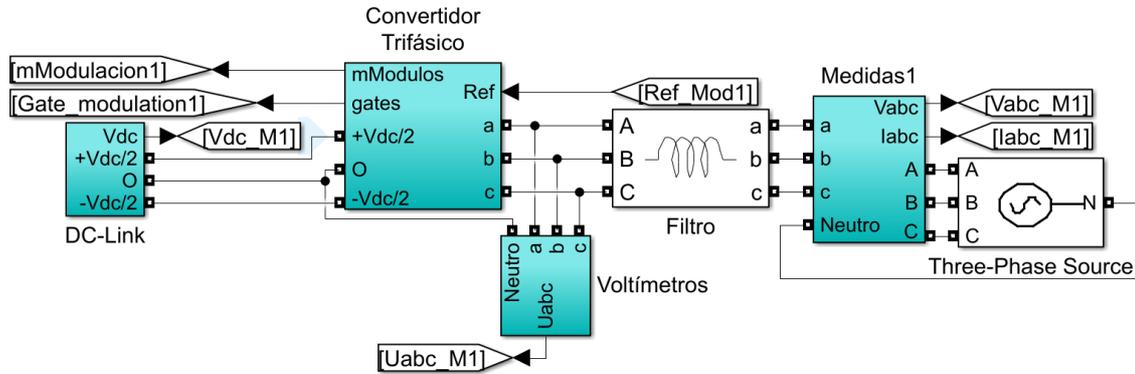


Figura 6. Esquema Circuito a Simular.

Como se ve en la figura 6, el circuito es un convertidor trifásico conectado a red. Consta de un bus DC-Link, 3 convertidores ANPC monofásicos, un filtro L trifásico y una red trifásica. Con ello, se pretende ver el comportamiento de los dispositivos del convertidor para diferentes factores de potencia (valores entre 1 y 0 con decrementos de 0.1) y frecuencias de conmutación (en intervalos de 1kHz).

3.1.1 Descripción de Bloques

Dentro del bloque DC-Link se encuentran los siguientes elementos:

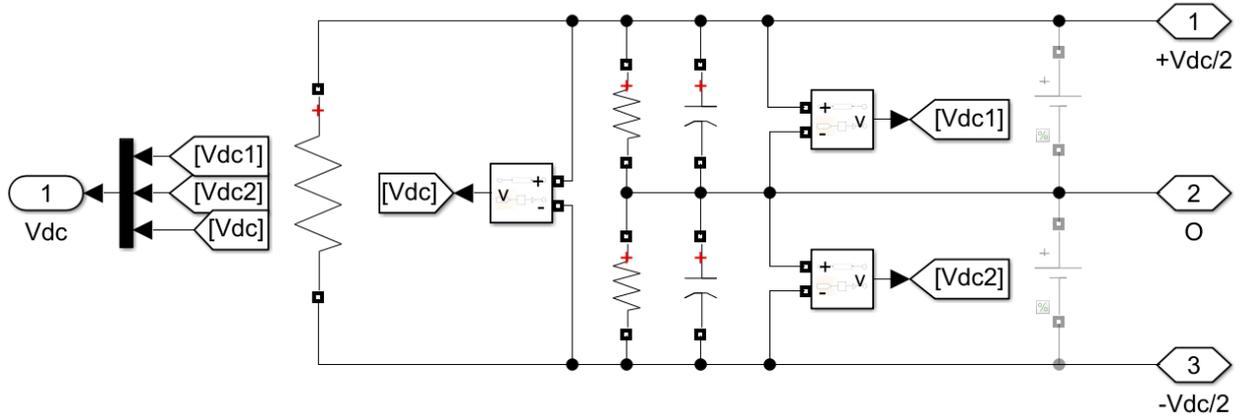


Figura 7. Bloque DC-Link del Circuito.

En él, están los condensadores que mantendrán la tensión lo más estable posible, en paralelo a cada uno de ellos, hay una resistencia que permitirá la descarga del condensador y, la resistencia que está en paralelo a los 2 es una resistencia de carga. Todo esto hace que las simulaciones sean lo más realista posible.

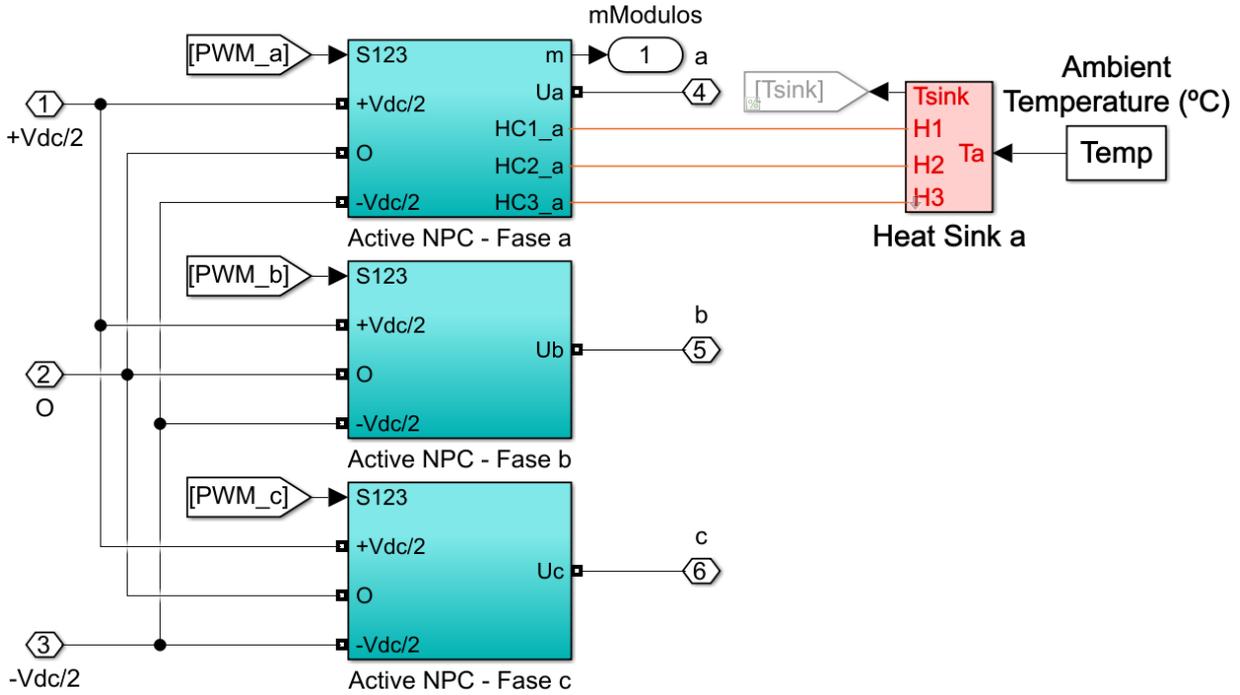


Figura 8. Bloque ANPC Trifásico del Circuito.

En la figura 8 se representa el contenido del bloque titulado “Convertidor Trifásico” de la figura 6. Se puede apreciar que, al igual que la estructura de la figura 5, se encuentran el bloque que representa el disipador de calor y las 3 fases del convertidor ANPC y, únicamente en una de ellas es dónde se realiza el cálculo de las pérdidas de potencia. A continuación, se mostrarán los elementos que contiene la “Fase a” y la “Fase b” de la figura 8:

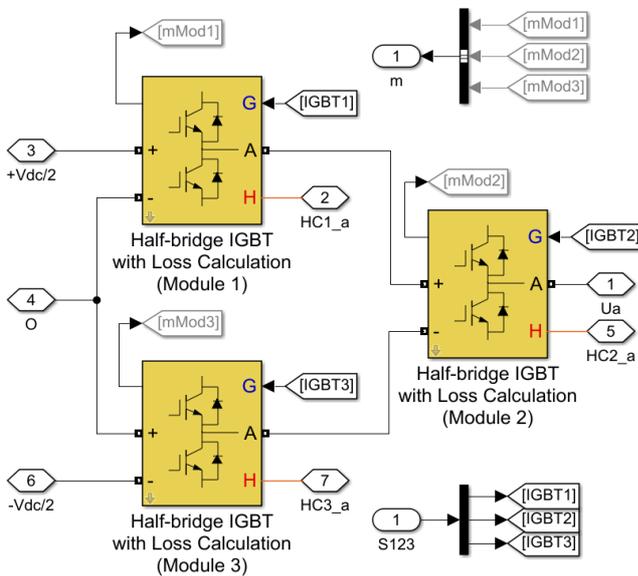


Figura 9. Esquema "Fase a" ANPC.

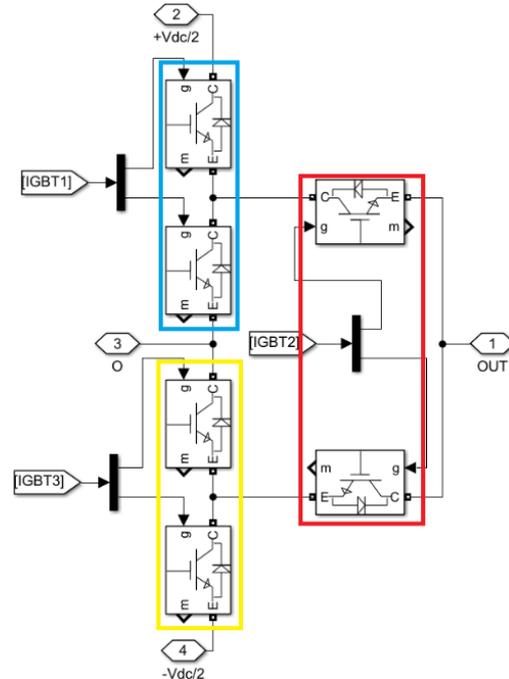


Figura 10. Esquema "Fase b" ANPC.

En la figura 9, están todos los elementos necesarios para simular el convertidor ANPC y calcular las pérdidas de potencia que se producen en cada uno de los IGBT's. Sin embargo, en la figura 10, sólo aparecen los IGBT's que representan al convertidor (en la Fase c hay los mismos elementos que en esta última figura).

El resto de las cajas que se muestran en la figura 6 corresponden a bloques de medida de tensión y corriente trifásicos, así como la red eléctrica.

Cabe destacar que en la simulación de Matlab hay 2 esquemas más como en el de la figura 6, ya que las modulaciones a simular son 3. Aunque, para abreviar, ya que son todos iguales y únicamente cambia el algoritmo de modulación, se ha representado uno de ellos.

Adicionalmente, existen otros bloques dentro de la simulación donde se realiza el control de los convertidores y se tratan los datos calculados para ser representados en gráficas. Solamente se van a representar los elementos más relevantes de estos bloques. Entre ellos está el bloque de control, donde se generan las alphas, es decir, el tanto por ciento del tiempo que los IGBT's deben estar abiertos con respecto al periodo de conmutación. Así como las variables necesarias a representar para el posterior análisis de pérdidas.

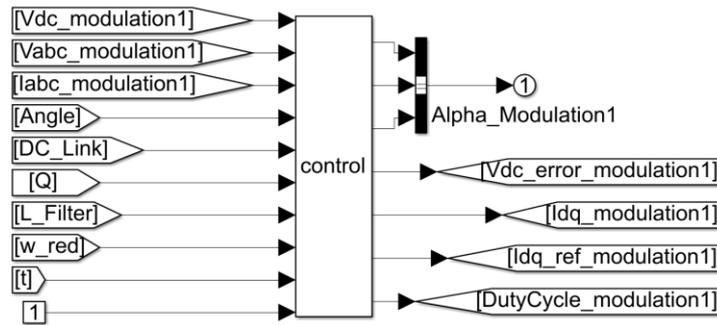


Figura 11. Bloque de Control del ANPC.

Asimismo, están los bloques de tratamiento de datos, son los siguientes:

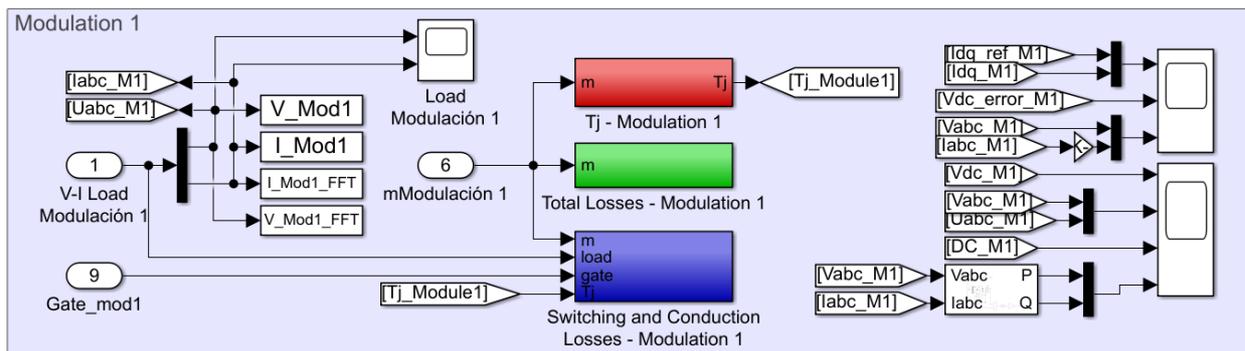


Figura 12. Bloque de Tratamiento de Datos del ANPC.

Entrando en más detalle del convertidor (Figura 10), este consta de 6 IGBT's con sus correspondientes diodos en antiparalelo. Éstos están emparejados en módulos: módulo 1 (recuadro azul) S1 y S1c; módulo 2 (recuadro rojo) S2 y S2c; módulo 3 (recuadro amarillo) S3 y S3c.

Las modulaciones que se aplican a cada estructura son:

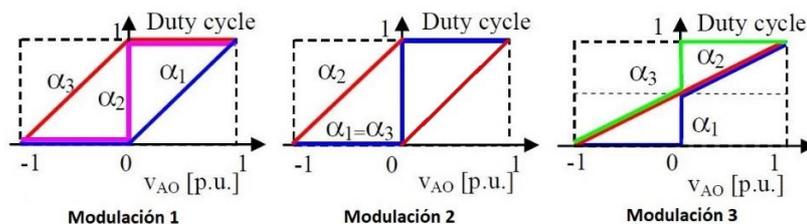


Figura 13. Modulaciones.

Siendo V_{AO} [pu] la tensión de referencia por unidad y α_i el Duty Cycle que se le aplicará a los IGBT's correspondientes (α_1 será aplicado al módulo 1, α_2 al módulo 2 y α_3 al módulo 3).

Se van a analizar las pérdidas por conmutación y conducción en todos los elementos del convertidor, así como el efecto que provocan en la evolución de la temperatura, en 2 escenarios diferentes, el primero de ellos será con un filtro inductivo mayor (5mH), menor rizado en la corriente; y, un filtro inductivo menor (2mH), mayor

rizado en la corriente. El resto de los parámetros implicados en la simulación no varían:

- 1) $V_{dc}=800V$.
- 2) $I_{rms}=148A$.
- 3) $f_{sw}=1kHz$.
- 4) $f_{red}=50Hz$.
- 5) $S=70kVA$.
- 6) $PF=0.45$.
- 7) $P_{act}=31.5kW$.
- 8) $Q_{react}=62512VAR$.

4 CONTROL DE POTENCIA Y BALANCEO DE TENSIÓN DEL DC-LINK

En este capítulo se describirá el algoritmo de control de un convertidor de potencia conectado a la red eléctrica mediante ejes síncronos. Este está constituido, por un lado, el bloque supervisor de la corriente inyectada en la red eléctrica y, por otro, el bloque regulador de la tensión del DC-Link. Representados en la Figura 14.

El lazo externo, bloque regulador de tensión, será el encargado de mantener la tensión del condensador (DC-Link) estable. Mientras que, el lazo interno, controlará la corriente que debe entregar el convertidor al DC-Link, o a la red eléctrica.

Las señales de salida de estos bucles son utilizadas como referencia para el bloque modulador, encargado de generar la secuencia de estados que conectan o desconectan los IGBT's del convertidor. El esquema del sistema es el siguiente:

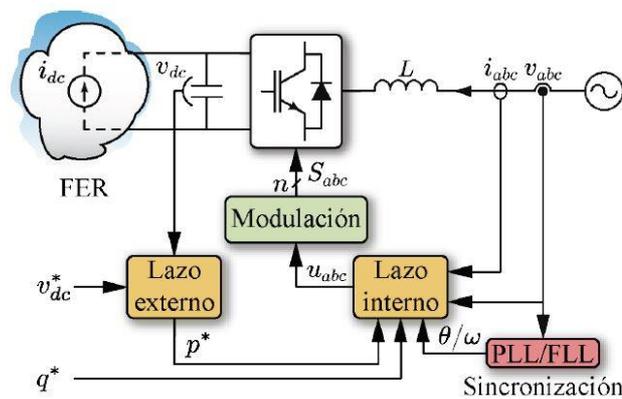


Figura 14. Esquema del Sistema de Control.

4.1 Control

Para aplicar el control de potencia del convertidor y de balanceo de tensión del DC-Link hay que, comprender y aplicar las herramientas básicas para el estudio de las magnitudes eléctricas en ejes estacionarios y síncronos, como pueden ser los vectores de tensión involucrados en el movimiento de un motor de corriente alterna e incluso, poner en conocimiento los métodos de sincronización básicos empleados en redes eléctricas. Dichas herramientas corresponden con la Transformada de Clark y la Transformada de Park, tanto directa como inversa en ambos casos.

Primeramente, la Transformada de Clarke realiza una serie de operaciones para obtener la equivalencia entre un sistema trifásico y otro bifásico. Y, por otra parte, la Transformada de Park se encarga de relacionar 2 ejes de referencia d-q ortogonales y que giran en sincronismo con los fasores espaciales de tensión $\alpha\beta$.

4.1.1 Transformada Directa de Clarke

Para realizar la reducción en el orden de magnitud de un sistema trifásico de 3 hilos existen 2 variantes en la transformada:

- 1) Power Invariant: el módulo del vector resultante se relaciona con el módulo del vector de entrada con un factor de $\sqrt{3}$.
- 2) Non-Power Invariant: el módulo del vector de salida se relaciona con el valor de pico de cualquier magnitud con un factor de $\sqrt{2}$.

La matriz de coeficientes no cambia, pero sí lo hace la constante que la multiplica, es decir:

$$V_{\alpha\beta} = T_{abc}^{\alpha\beta} * V_{abc}$$

$$T_{abc}^{\alpha\beta} = K_{pi} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

$$T_{abc}^{\alpha\beta} = K_{npi} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

Power Invariant: $K_{pi} = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Non-Power Invariant: $K_{npi} = \frac{2}{3}$

El resultado de aplicar la Transformada de Clarke es el siguiente:

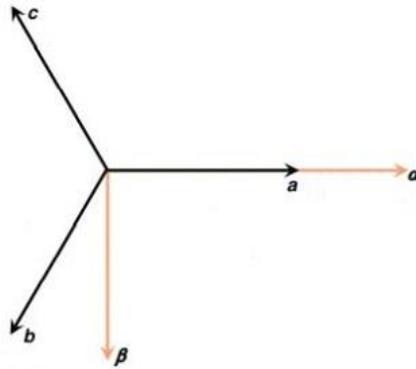


Figura 15. Transformada Directa de Clarke.

4.1.2 Transformada Directa de Park

La Transformada Directa de Park hace que los ejes ortogonales d-q giren en sincronismo con los ejes $\alpha\beta$, la cual corresponde con la siguiente matriz:

$$V_{dq} = T_{\alpha\beta}^{dq} * V_{\alpha\beta}$$

$$T_{\alpha\beta}^{dq} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

A diferencia de la Transformada de Clarke, ésta última necesita de un parámetro externo para que la transformación sea efectiva, es necesario conocer el valor del ángulo θ . Éste se calcula mediante el algoritmo PLL, consiste en estimar la velocidad a la que gira el vector de tensión V_q e integrar dicha velocidad, w , para obtener el ángulo θ . La transformación que se obtiene al aplicar la matriz anterior es el mostrado en la Figura 16.

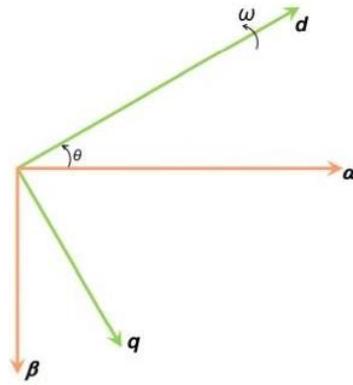


Figura 16. Transformada Directa de Park.

4.1.2.1 Algoritmo PLL

El funcionamiento del algoritmo PLL toma como entrada la tensión V_q , mide su velocidad angular con un componente de control PID y, después, utiliza un integrador para obtener el ángulo de giro. El diagrama de bloques es el que se muestra en la Figura 17.

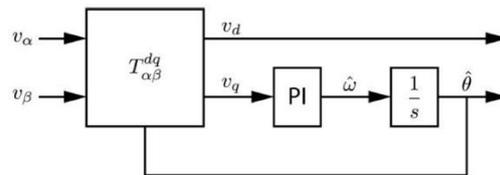


Figura 17. Diagrama de Bloques del Algoritmo PLL.

El diagrama de bloques corresponde al dominio frecuencial o dominio de Laplace (s). Por ello, hay que discretizar las ecuaciones que rigen este control, es decir, hay pasarlas al dominio de “z” para poder programarlas en el DSP o código C de matlab.

ECUACIÓN DEL PID:

Asumiendo que:

V_o : corresponde con la salida de una señal cualquiera.

V_i : corresponde con la entrada de una señal cualquiera.

K_p : constante de proporcionalidad del PID.

T_i : constante de integración del PID.

$$V_o = V_i * K_p * \left(1 + \frac{1}{T_i * s}\right) = V_i * K_p * \left(\frac{T_i * s + 1}{T_i * s}\right) = V_i * \frac{K_p}{T_i} * \left(\frac{1 + T_i * s}{s}\right)$$

DISCRETIZACIÓN DEL PID:

Se asume que:

$$s = \frac{z - 1}{T_s}$$

T_s : periodo de muestreo.

La ecuación que se discretizará es la siguiente:

$$\left. \begin{matrix} s = \frac{z - 1}{T_s} \\ \frac{1 + T_i * s}{s} \end{matrix} \right\} \Rightarrow \frac{1 + T_i * \frac{z - 1}{T_s}}{\frac{z - 1}{T_s}} = \frac{T_s + T_i * (z - 1)}{\frac{z - 1}{T_s}} = \frac{T_s + T_i * z - T_i}{z - 1}$$

Dividiendo entre “z” todos los términos de la ecuación, queda:

$$\frac{\frac{Ts}{z} + Ti - \frac{Ti}{z}}{1 - \frac{1}{z}} = \frac{Ts * z^{-1} + Ti - Ti * z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{(Ts - Ti) * z^{-1} + Ti}{1 - z^{-1}}$$

Una vez discretizada la ecuación, se procede a sustituir V_o por w , y V_i por V_q , quedando:

$$\left. \begin{array}{l} V_o = w \\ V_i = V_q \\ V_o = V_i * \frac{Kp}{Ti} * \left(\frac{(Ts - Ti) * z^{-1} + Ti}{1 - z^{-1}} \right) \end{array} \right\} \Rightarrow w = V_q * \frac{Kp}{Ti} * \left(\frac{(Ts - Ti) * z^{-1} + Ti}{1 - z^{-1}} \right)$$

$$w * (1 - z^{-1}) = V_q * \frac{Kp}{Ti} * ((Ts - Ti) * z^{-1} + Ti)$$

$$w - w * z^{-1} = Kp * \left(\frac{Ts - Ti}{Ti} * V_q * z^{-1} + \frac{Ti}{Ti} * V_q \right)$$

$$w - w * z^{-1} = Kp * \left(\left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * V_q * z^{-1} + V_q \right)$$

$$w_k - w_{k-1} = Kp * \left(\left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * V_{q_{k-1}} + V_{q_k} \right)$$

$$w_k = Kp * \left(\left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * V_{q_{k-1}} + V_{q_k} \right) + w_{k-1}$$

ECUACIÓN DEL INTEGRADOR:

Siendo:

θ : ángulo entre el eje α y el eje q .

W : velocidad angular del vector de tensión q (V_q).

$$\theta = \frac{w}{s}$$

DISCRETIZACIÓN DEL INTEGRADOR:

Sabiendo la equivalencia entre “s” y “z”, la discretización corresponde a:

$$\left. \begin{array}{l} s = \frac{z - 1}{Ts} \\ \theta = \frac{w}{s} \end{array} \right\} \Rightarrow \theta = \frac{w}{\frac{z - 1}{Ts}} = \frac{w * Ts}{z - 1}$$

Dividiendo todos los términos entre “z”:

$$\theta = \frac{\frac{w * Ts}{z}}{1 - \frac{1}{z}} = \frac{w * Ts * z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

$$\theta * (1 - z^{-1}) = w * Ts * z^{-1}$$

$$\theta - \theta * z^{-1} = Ts * w * z^{-1}$$

$$\theta_k - \theta_{k-1} = Ts * w_{k-1}$$

$$\theta_k = Ts * w_{k-1} + \theta_{k-1}$$

4.1.3 Transformada Inversa de Clark y de Park

Una vez obtenidos los vectores de tensión (V_{dq}) e intensidad (I_{dq}), se realiza el control del lazo interno de corriente y, adquiridos los valores de tensión de referencia necesarios para el modulador en valores continuos, se vuelve a transformar a ejes abc para proporcionárselos como señal moduladora.

Para ello, hay que realizar la operación inversa, convertir los vectores dq a vectores abc. Dicha operación se lleva a cabo mediante la matriz inversa de las transformadas correspondientes. Como son matrices unitarias, su inversa es su traspuesta. Luego,

$$\left. \begin{array}{l} V_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta}^{dqT} * V_{dq} \\ V_{abc} = T_{abc}^{\alpha\beta T} * V_{\alpha\beta} \end{array} \right\} \text{siendo} \left\{ \begin{array}{l} T_{\alpha\beta}^{dqT} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \\ T_{abc}^{\alpha\beta T} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \end{array} \right. \\ \theta: \text{ángulo formado entre el eje } d \text{ y } \alpha.$$

4.1.4 Lazo de Corriente

Este bucle se encarga de regular la intensidad que el convertidor proporciona al DC-Link o a la red eléctrica. Para realizar dicha función, se debe analizar el circuito para ver la dinámica de corriente. La ecuación es la siguiente:

$$V_{abc} = R * i_{abc} + L * \frac{d(i_{abc})}{dt} + U_{abc}$$

Para reducir el trabajo de computación, se realizan las transformaciones a ejes síncronos aplicando las Transformadas de Clarke y Park quedando la siguiente expresión:

$$V_{dq} = R * i_{dq} + L * J * w * i_{dq} + L * \frac{d(i_{dq})}{dt} + U_{dq}$$

Siendo J la siguiente matriz:

$$J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

NOTA 1: los cálculos de las transformaciones se detallan en el Anexo 1 y 3.

NOTA 2: para la realización de los cálculos se considerarán los componentes ideales y por ello, el término $R * i_{dq}$ se ignorará. Esta resistencia representa todas las pérdidas de los componentes del circuito, y se coloca en serie con la bobina existente entre el convertidor y la red eléctrica.

A continuación, se van a detallar los cálculos para discretizar la ecuación de la dinámica de corriente en ejes síncronos e implementar el control mediante un PID:

NOTA 3: se realizará el cálculo para una de las variables, en este caso id, la otra es similar, pero con las variables correspondientes cambiadas.

Primero, se define el error en la intensidad id como:

$$\tilde{id} = id - id^* \text{ siendo } id^* \text{ la intensidad de referencia.}$$

Segundo, se realiza la discretización de la ecuación que rige el bucle de corriente.

$$Ud = \tilde{id} * Kp * \left[\left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * z^{-1} + 1 \right] * \frac{1}{1 - z^{-1}} + L * w * iq + Vd$$

$$Ud * (1 - z^{-1}) = \tilde{id} * Kp * \left[\left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * z^{-1} + 1 \right] + L * w * iq * (1 - z^{-1}) + Vd * (1 - z^{-1})$$

$$Ud - Ud * z^{-1} = Kp * \left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * \tilde{id} * z^{-1} + \tilde{id} * Kp + L * w * iq - L * w * iq * z^{-1} + Vd -$$

$$\begin{aligned}
& -Vd * z^{-1} \\
Ud &= Ud * z^{-1} + Kp * \left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * \tilde{id} * z^{-1} + \tilde{id} * Kp + L * w * iq - L * w * iq * z^{-1} + Vd - \\
& -Vd * z^{-1} \\
Ud_k &= Ud_{k-1} + Kp * \left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * \tilde{id}_{k-1} + \tilde{id}_k * Kp + L * w * iq_k - L * w * iq_{k-1} + Vd_k - \\
& -Vd_{k-1}
\end{aligned}$$

Reordenando los términos de la ecuación de Ud_k , queda:

$$\begin{aligned}
Ud_k &= Ud_{k-1} + Vd_k - Vd_{k-1} + Kp * \left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * \tilde{id}_{k-1} + \tilde{id}_k * Kp + L * w * iq_k - \\
& -L * w * iq_{k-1}
\end{aligned}$$

Para Uq_k la expresión sería:

$$\begin{aligned}
Uq_k &= Uq_{k-1} + Vq_k - Vq_{k-1} + Kp * \left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * \tilde{iq}_{k-1} + \tilde{iq}_k * Kp + L * w * id_{k-1} - \\
& -L * w * id_k
\end{aligned}$$

En la definición del error en la corriente id , aparece la intensidad en ejes dq de referencia. La cuál ha sido obtenida mediante la siguiente expresión matricial:

$$\begin{pmatrix} id^* \\ iq^* \end{pmatrix} = \frac{1}{Vd^2 + Vq^2} * \begin{pmatrix} Vd & Vq \\ Vq & -Vd \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} p^* \\ q^* \end{pmatrix} \text{ siendo } \begin{cases} id^*: \text{intensidad del eje d de referencia.} \\ iq^*: \text{intensidad del eje q de referencia.} \\ p^*: \text{potencia activa de referencia.} \\ q^*: \text{potencia reactiva de referencia.} \end{cases}$$

Si se representan las ecuaciones de la dinámica de corriente en diagrama de bloques, sería el siguiente:

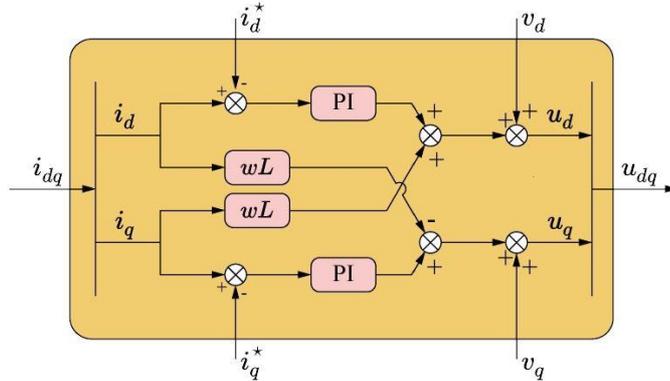


Figura 18. Diagrama de Bloques de la Dinámica de Corriente.

4.1.5 Lazo de Tensión

Como bucle encargado de supervisar el control de la tensión del DC-Link, la ecuación que representa la dinámica de la tensión es:

$$C * \frac{d}{dt} \left(\frac{Vdc^2}{2} \right) = Uabc^T * iabc - Vdc * iload$$

Al igual que ocurría con el lazo de corriente, se procederá a transformar la ecuación a ejes síncronos. Ésta queda:

$$C * \frac{d}{dt} \left(\frac{Vdc^2}{2} \right) = Udq * idq - Vdc * iload$$

NOTA 4: los cálculos de las transformaciones se detallan en el Anexo 2 y 4.

Para empezar, se define el error en la tensión DC-Link como Z:

$$\tilde{Z} = Z^* - Z$$

Después, se discretiza la ecuación de la dinámica de la tensión:

$$p^* = \tilde{Z} * Kp * \left[\left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * z^{-1} + 1 \right] * \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

$$p^* * (1 - z^{-1}) = \tilde{Z} * Kp * \left[\left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * z^{-1} + 1 \right]$$

$$p^* - p^* * z^{-1} = Kp * \left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * \tilde{Z} * z^{-1} + \tilde{Z} * Kp$$

$$p^*_k = p^*_{k-1} + Kp * \left(\frac{Ts}{Ti} - 1 \right) * \tilde{Z}_{k-1} + \tilde{Z}_k * Kp$$

La representación en bloques sería el siguiente:

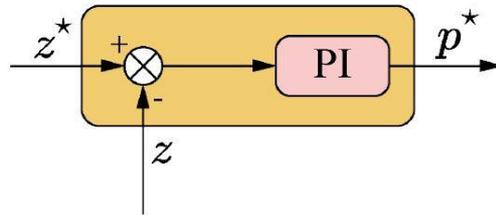


Figura 19. Diagrama de Bloques de la Dinámica de Tensión.

5 PÉRDIDAS DE POTENCIA POR CONMUTACIÓN Y CONDUCCIÓN

Para empezar el estudio, se analizarán las pérdidas de cada componente de forma detallada y por cada modulación para un valor de la bobina de filtro de 2mH.

Las gráficas están normalizadas con respecto al tiempo, se han representado 2 ciclos de red de 20ms ($f_{red}=50\text{Hz}$) cada uno. Y, tanto la corriente como la tensión, también se encuentran normalizadas con respecto a su valor máximo.

$$V [\text{pu}] = V / V_{dc/2} = V / 400.$$

$$I [\text{pu}] = I / I_{m\acute{a}x} = I / 148.$$

5.1 Modulación 1

En este primer subapartado, se aplicará la modulación 1 al convertidor y los resultados obtenidos son clasificados según el módulo correspondiente.

5.1.1 Módulo 1 (S1/S1c, D1/D1c)

Como se ha comentado anteriormente, al módulo 1 se le aplicará el duty cycle correspondiente a la curva que describe α_1 :

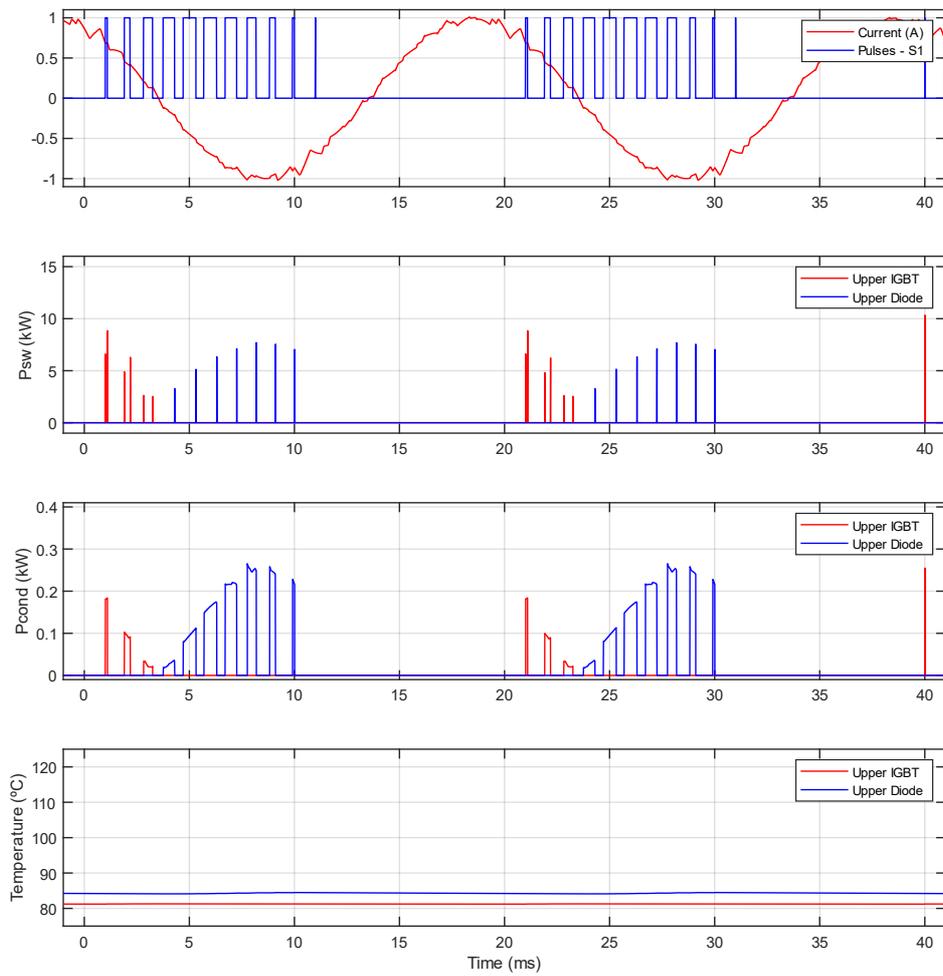


Figura 20. Modulación 1 – Módulo 1 – Upper IGBT.

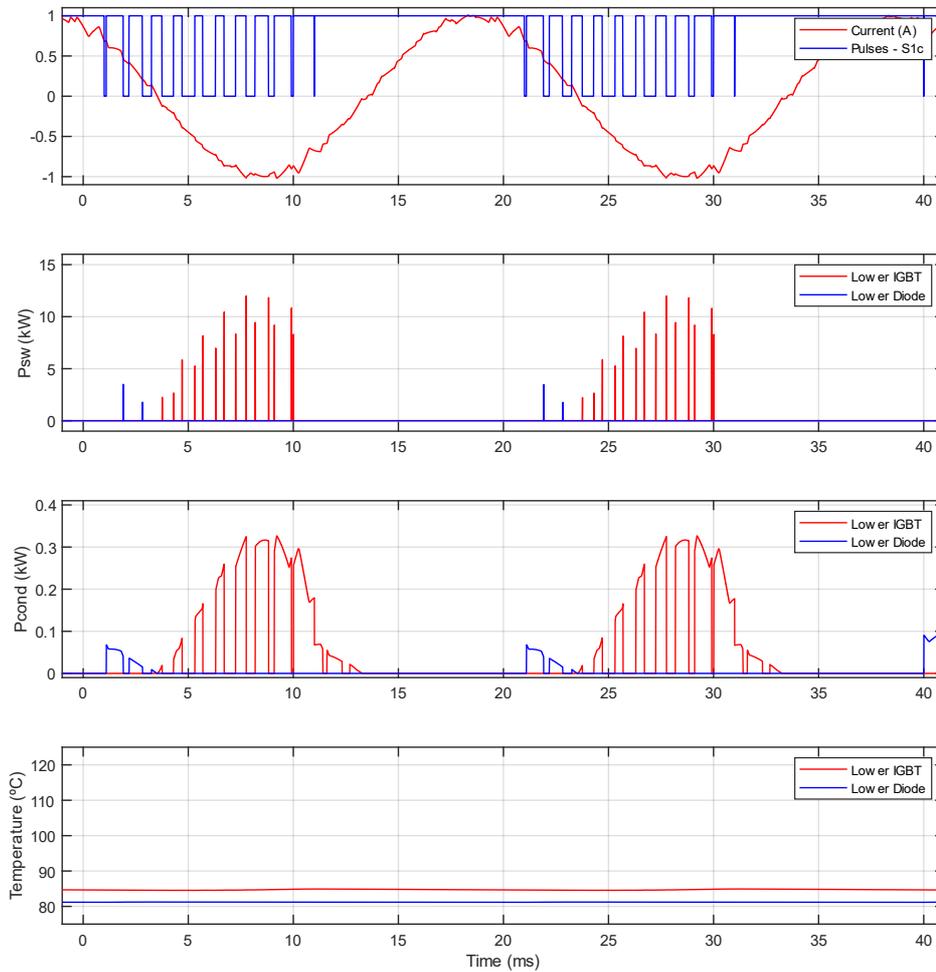


Figura 21. Modulación 1 – Módulo 1 – Lower IGBT.

Para entender el comportamiento de las modulaciones y ver dónde se producen las pérdidas de potencia en los componentes, se diferenciarán los tipos de pérdidas que se producen en cada semiciclo de la tensión de red.

Semiciclo Positivo

Atendiendo a las pérdidas por conmutación, al comienzo del semiciclo aparecen tanto en el diodo 2 como en el IGBT1. Transcurrido cierto tiempo, aproximadamente $1/3$ del semiperiodo de red, pasan a ser nulas o muy pequeñas y empiezan a producirse en el IGBT2 y diodo 1.

De igual forma ocurre con las pérdidas por conducción, al comienzo del semiciclo se producen en el diodo 2 e IGBT1 y, a medida que transcurre la simulación, pasan a ser nulas en estos y a tomar importancia en diodo 1 e IGBT2. En el segundo semiciclo de referencia, vuelve a producirse este fenómeno.

Semiciclo Negativo

En el semiciclo negativo de la red, no se producen pérdidas de ningún tipo en ninguno de los dispositivos IGBT1/Diodo1. Lo cual, es lógico por encontrarse el IGBT en corte, pero, como se puede ver en la señal de disparo “Pulses S1c” de la figura 21, esta es ‘1’ para el IGBT2, lo que haría que en este componente se produzcan pérdidas por conducción cuando la señal de referencia es negativa.

Además, observando la temperatura de los componentes, la más alta corresponde con las del IGBT2 y diodo 1, la cual está en torno a los 85°C . Esto se esperaba teniendo en cuenta que es donde se producen pérdidas por conmutación. En el resto, las pérdidas son menores, luego, la temperatura es más baja, 81°C .

5.1.2 Módulo 2 (S2/S2c, D2/D2c)

Ahora, el duty cycle aplicado será el descrito por α_2 (Modulación 1, figura 13) y observando dicha curva se podría deducir a priori el comportamiento de estos componentes. Para el caso de los IGBTs, las pérdidas por conmutación serán pequeñas y las de conducción elevadas.

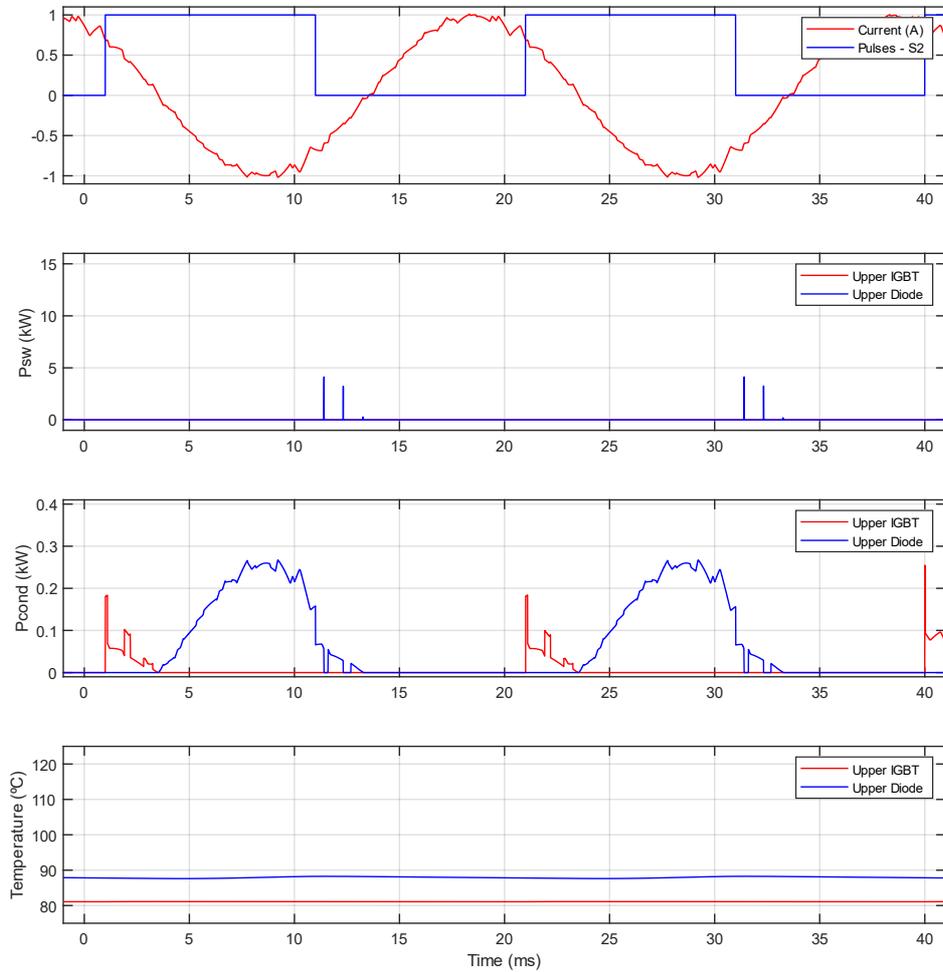


Figura 22. Modulación 1 – Módulo 2 – Upper IGBT.

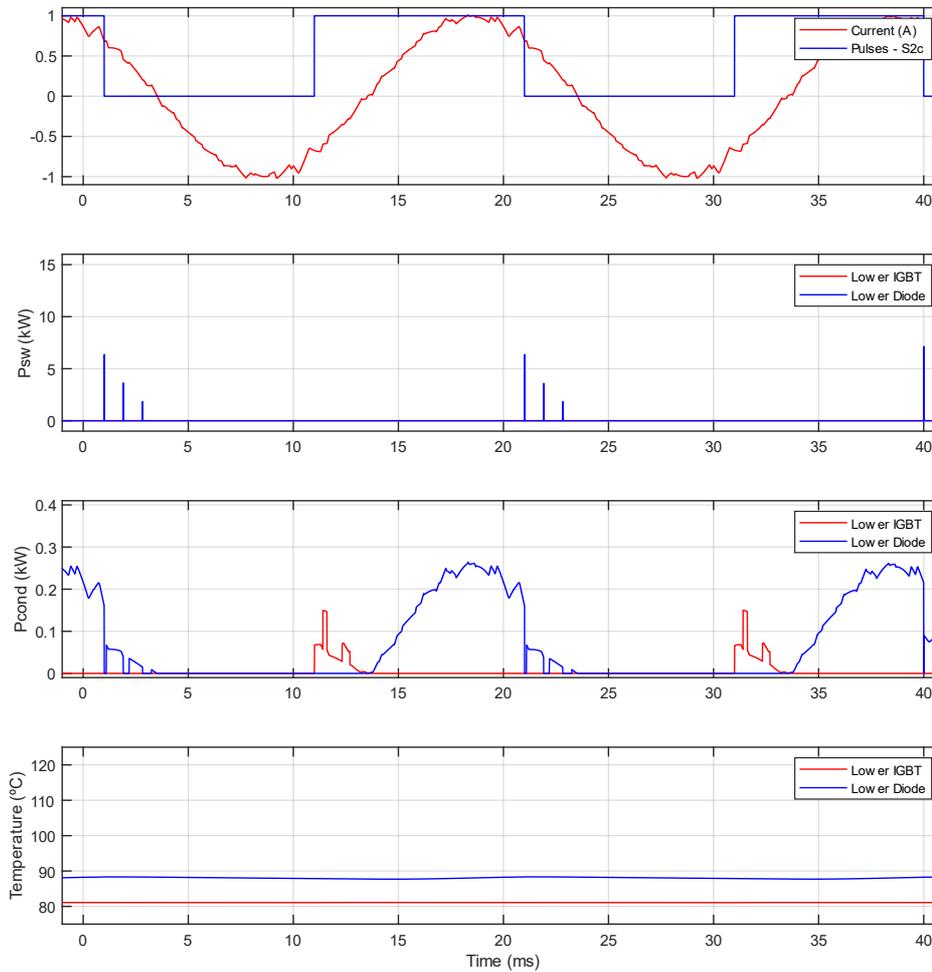


Figura 23. Modulación 1 – Módulo 2 – Lower IGBT.

Observando las gráficas de los IGBT's y diodos de las figuras 22 y 23, se concluye que las pérdidas más significativas son las de conducción. No obstante, en los diodos sí hay presentes pérdidas por conmutación.

Semiciclo Positivo

En los semiciclos positivos de la red dichas pérdidas de conducción se concentran en el diodo 1. Cabe destacar que, al comienzo de cada semiperiodo, estas pérdidas aparecen en los IGBT1 y, luego, pasan al diodo. Por su parte, en el IGBT2 no se producen pérdidas de ningún tipo, aunque sí en el diodo 2, conmutación y conducción en el primer tercio del semiperiodo.

Semiciclo Negativo

Ahora, el comportamiento de la pareja IGBT2/diodo2 es similar al descrito anteriormente, es decir, el diodo 1 presenta pérdidas de ambos tipos en el primer tercio del semiperiodo negativo de la red, mientras que, en el IGBT1 no se originan ninguna.

Igualmente, en el primer tercio de este semiciclo, las pérdidas que aparecen son las de conducción en el IGBT2 y, después, pasan a ser significativas en el diodo 2.

En este módulo, como se ha comentado, las pérdidas principales son las de conducción y, la temperatura es aproximadamente de 87°C para los diodos, y, de 81°C para los IGBT's.

5.1.3 Módulo 3 (S3/S3c, D3/D3c)

De nuevo, se puede presuponer el comportamiento atendiendo a la gráfica de α_3 de la modulación 1 en la figura 13. Este sería complementario al del módulo 1, es decir, en el IGBT1 (S3) se producen mayores pérdidas por conmutación que en el IGBT2 (S3c).

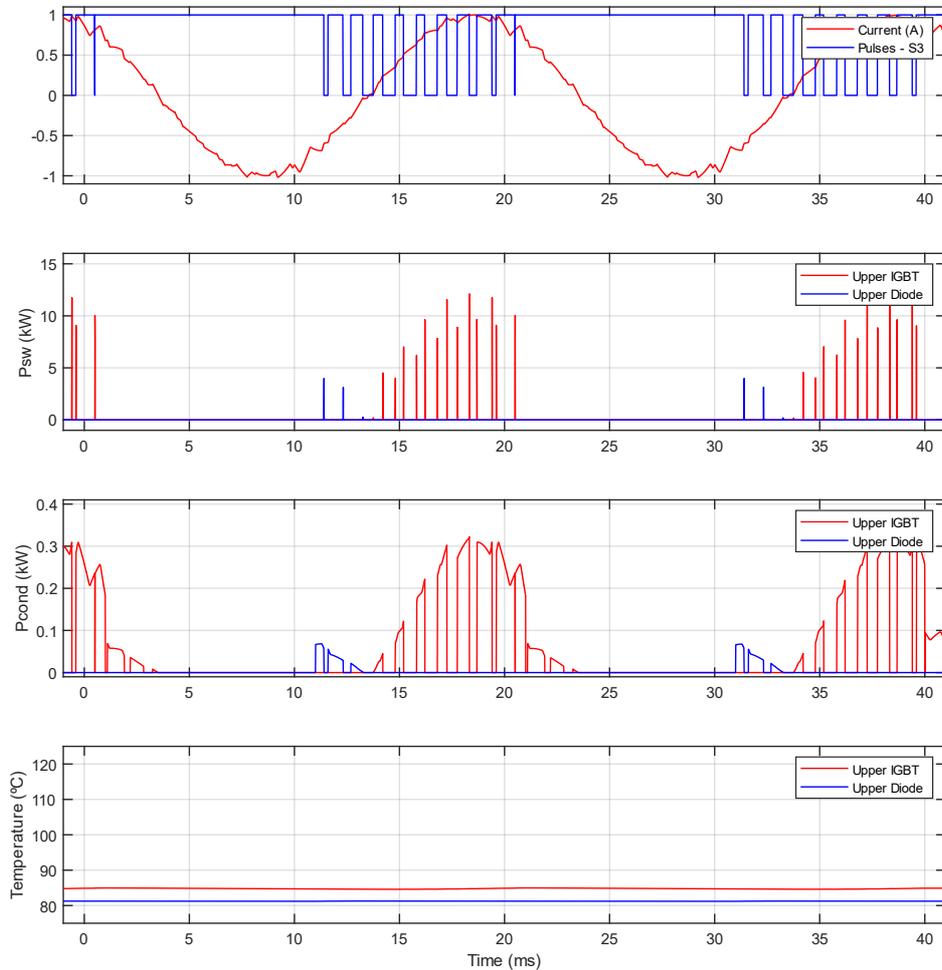


Figura 24. Modulación 1 – Módulo 3 – Upper IGBT.

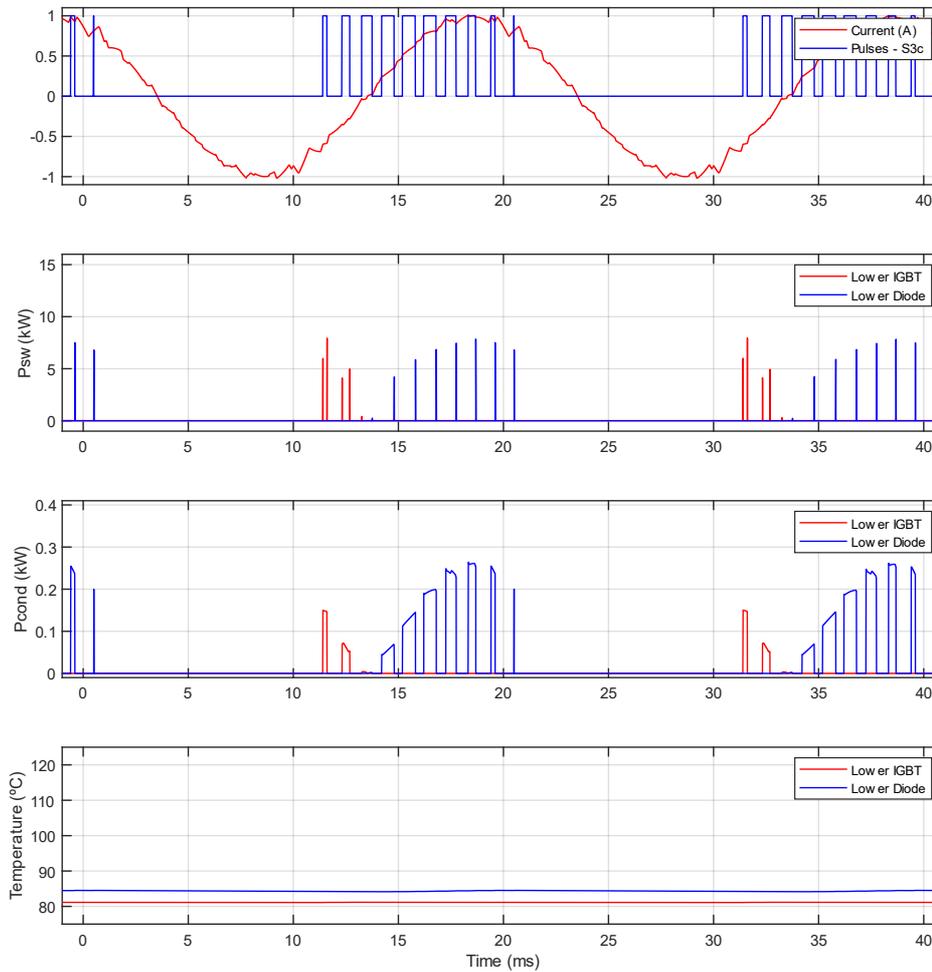


Figura 25. Modulación 1 – Módulo 3 – Lower IGBT.

Semiciclo Positivo

De forma análoga a lo que ocurre en el módulo 1, pero en el semiciclo complementario, en ningún dispositivo se producen pérdidas de ningún tipo mientras el signo de la tensión de red es positivo, excepto, en el IGBT1, que son de conducción.

Semiciclo Negativo

En cambio, cuando la señal de red es negativa, el comportamiento del diodo 2, de este mismo módulo, es similar al del diodo 1 del módulo 1, se producen ambos tipos de pérdidas. De igual forma, el IGBT1 del módulo 3 presenta unas pérdidas similares al del IGBT2 del módulo 1 y, las del IGBT2 (módulo 3) son análogas al del IGBT1 (módulo 1).

Se puede concluir por tanto que, el comportamiento es semejante entre los dispositivos más interiores de estos módulos, es decir, IGBT2/diodo 2 (módulo 1) e IGBT1/diodo 1 (módulo 3) y, los dispositivos más exteriores, IGBT1/diodo 1 (módulo 1) e IGBT2/diodo 2 (módulo 3).

5.2 Modulación 2

Ahora, aplicando una modulación distinta a la anterior, los resultados que se obtienen son los que se analizan a continuación:

5.2.1 Módulo 1 (S1/S1c, D1/D1c)

Este algoritmo de modulación (α_1 de la modulación 2), asigna los mismos valores de duty cycle que el aplicado en el módulo 2 de la modulación 1. Por tanto, se espera un comportamiento similar al de este último.

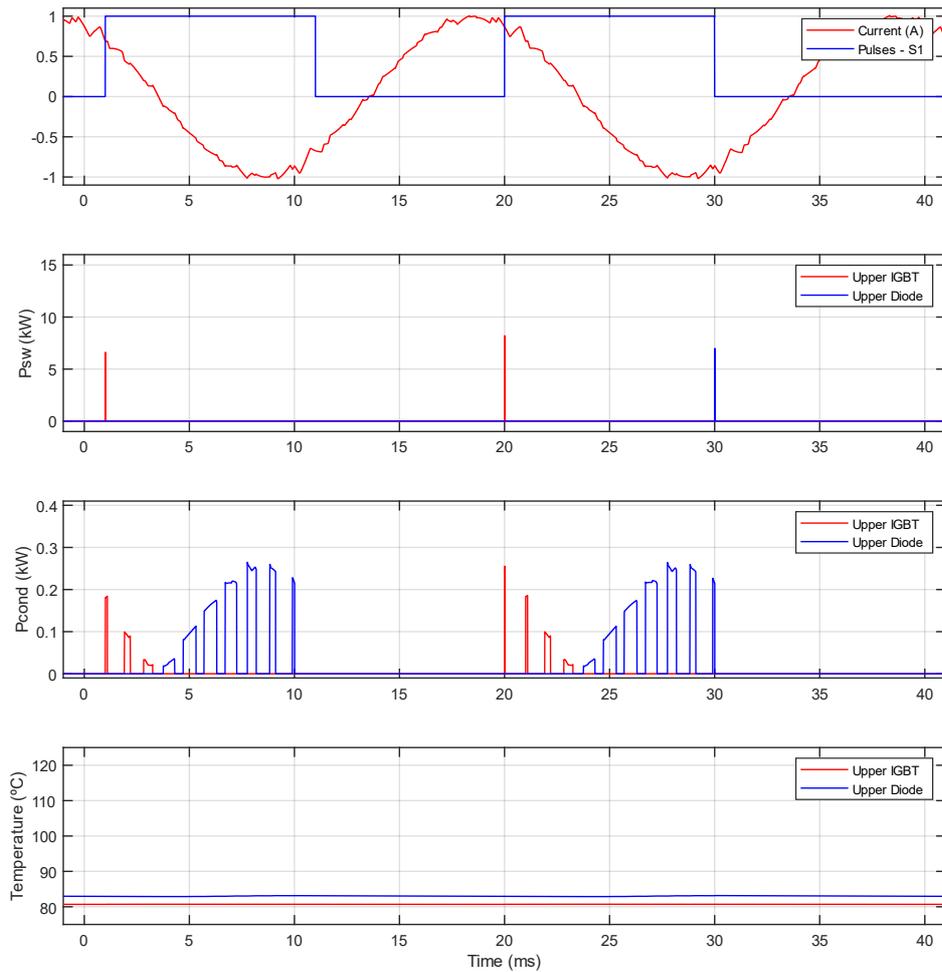


Figura 26. Modulación 2 – Módulo 1 – Upper IGBT.

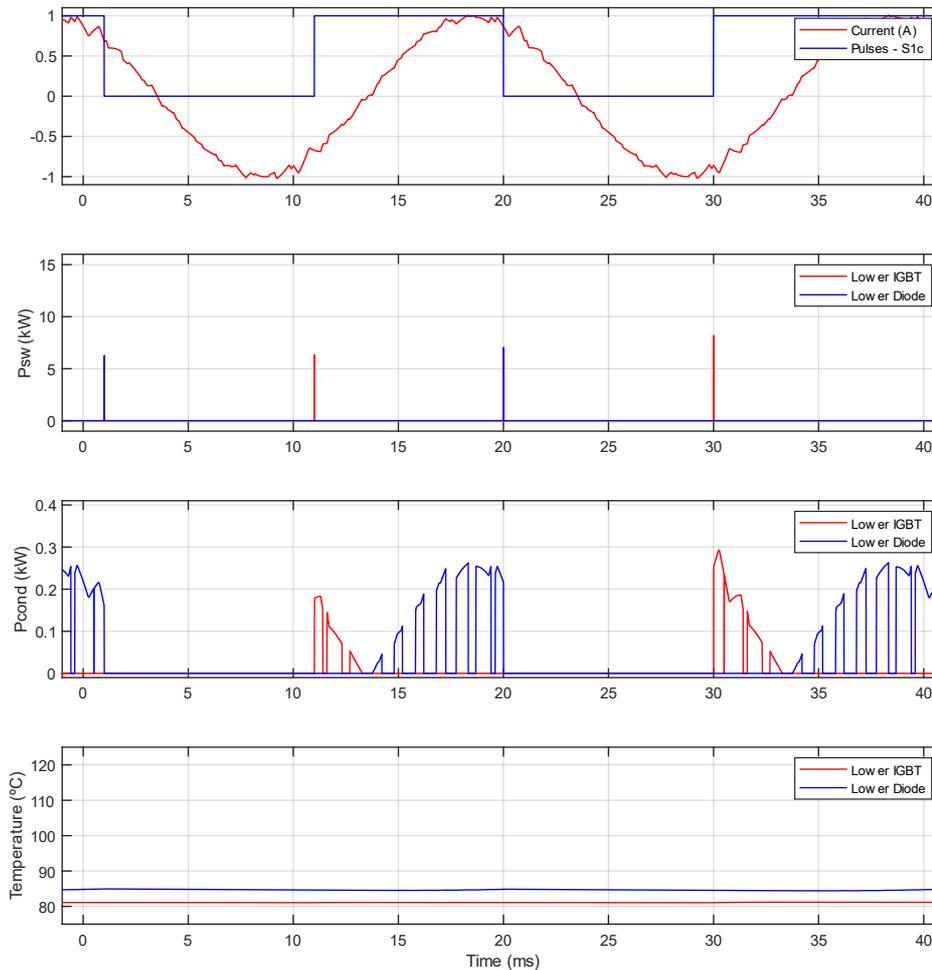


Figura 27. Modulación 2 – Módulo 1 – Lower IGBT.

Como cabía esperar, las pérdidas dominantes son las de conducción, siendo prácticamente nulas las de conmutación en todos los componentes que constituyen este módulo. Dado que, en los instantes de cambio de estado de los IGBT's, alguna de las magnitudes que constituyen la definición de potencia, tensión o corriente, son nulas.

Semiciclo Positivo

El comportamiento es similar al del módulo 2 de la modulación 1, las pérdidas por conducción aparecen en el primer tercio del semiperiodo del ciclo de red en el IGBT1, aunque, éstas son cada vez menores. Y después, comienzan a producirse en el diodo 1. En este semiciclo de red las pérdidas son nulas en el conjunto IGBT2/diodo2.

Semiciclo Negativo

En este semiciclo, el comportamiento es análogo al del conjunto IGBT1/diodo1.

Nuevamente, la temperatura está comprendida entre los 80...85°C, la más alta corresponde a la de los diodos por presentar éstos las únicas pérdidas por conmutación que se producen. Mientras que, la más baja sería la de los IGBT's.

5.2.2 Módulo 2 (S2/S2c, D2/D2c)

Los valores correspondientes al duty cycle aplicado a este módulo es el mostrado por α_2 en la modulación 2 de la figura 13. En el caso particular de esta modulación, el módulo donde se producirán significativamente las pérdidas por conmutación será en el que se estudie a continuación:

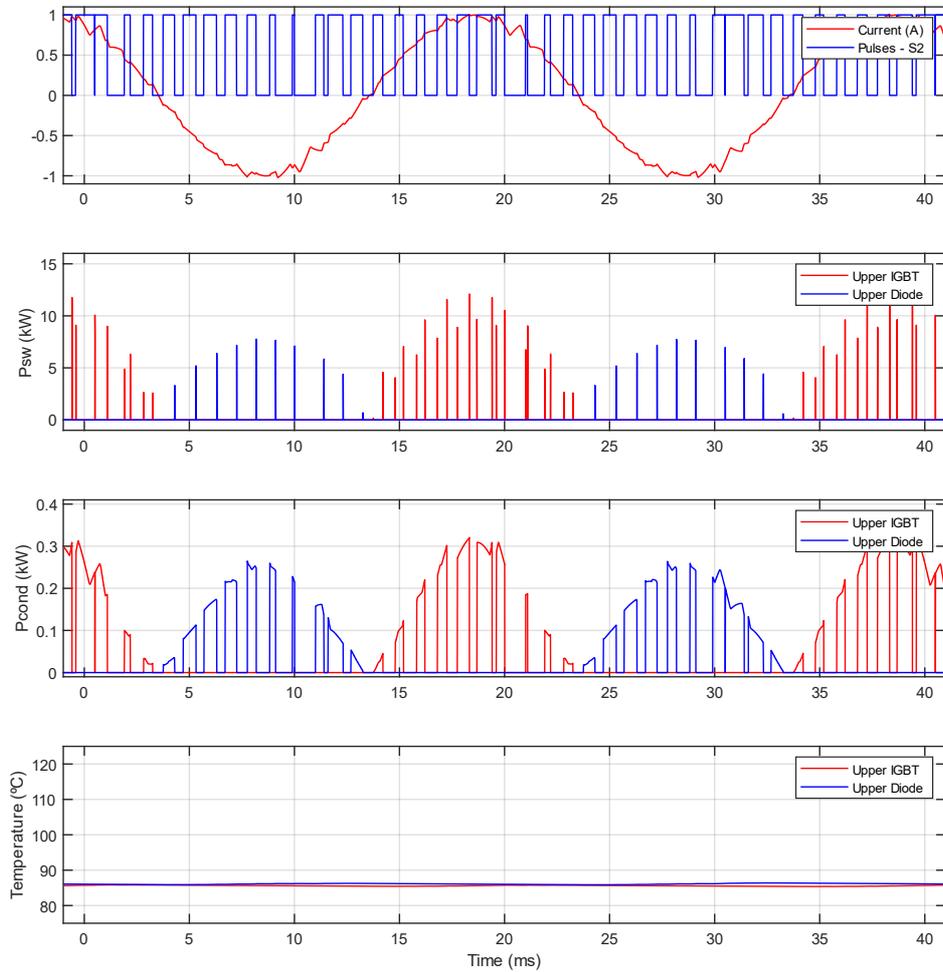


Figura 28. Modulación 2 – Módulo 2 – Upper IGBT.

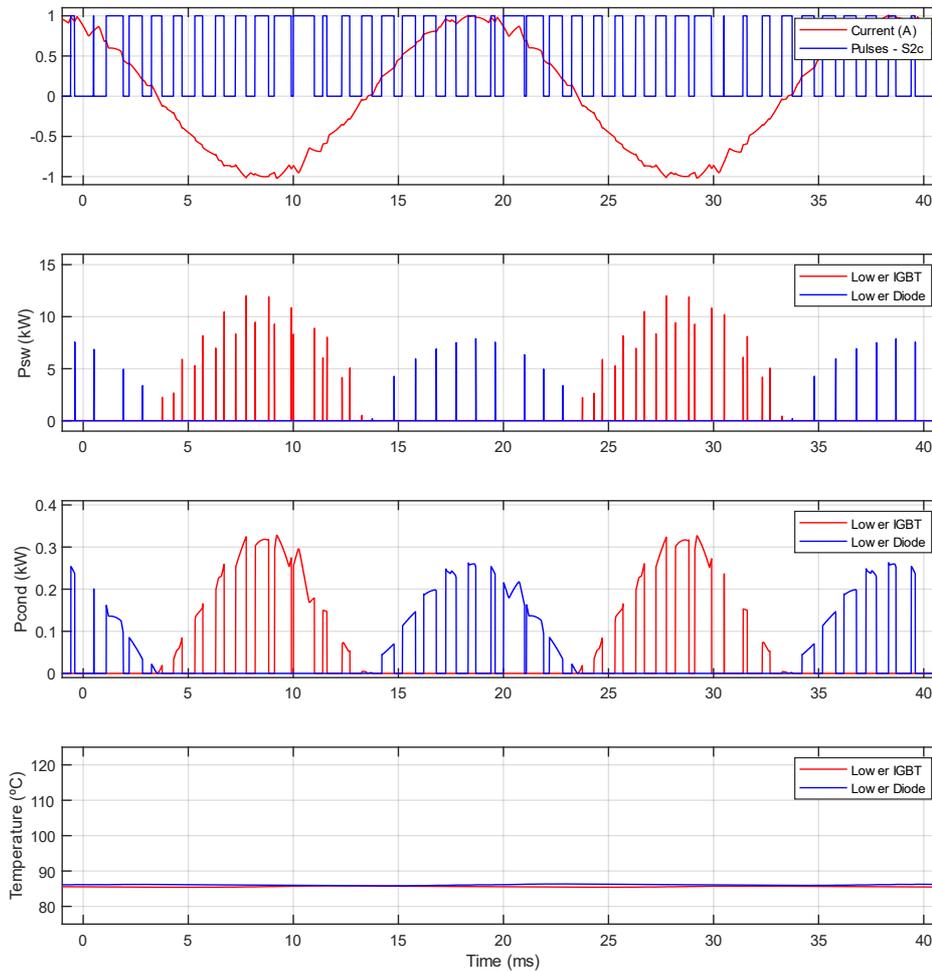


Figura 29. Modulación 2 – Módulo 2 – Lower IGBT.

En este caso, se producen pérdidas de ambos tipos en todo el periodo. Cuando el signo de la tensión de red es positivo, las pérdidas por conmutación y conducción son significativas en el diodo 2 e IGBT1. Al avanzar el tiempo, son en el IGBT2 y diodo 1. Mientras que, si el signo es negativo, se produce justamente, al contrario.

Como es de esperar, la temperatura de este módulo es ligeramente más alta con respecto a la temperatura de los 2 módulos en los que se aplica esta modulación, debido a la conmutación de los IGBT's. Además, la diferencia de temperatura entre dispositivos no es muy significativa.

La temperatura oscila en torno a los 85°C, en los IGBT's, mientras que en los diodos es ligeramente mayor, 87°C.

5.2.3 Módulo 3 (S3/S3c, D3/D3c)

El comportamiento que se espera encontrar en este módulo debe ser muy parecido al del módulo 1 descrito en el apartado 2.2.1. Lo cual es lógico si se observa la gráfica de α_1 y α_3 de la modulación 2 en la figura 13, el duty cycle asignado a cada valor de tensión a modular es el mismo.

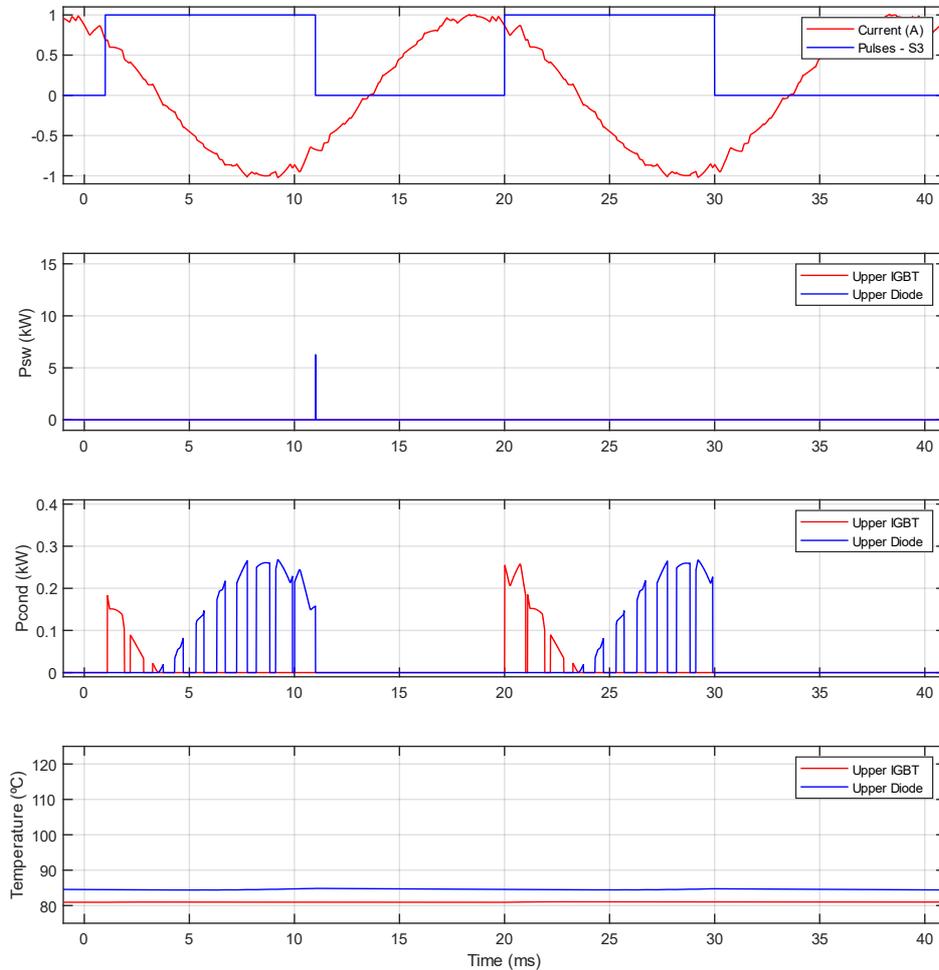


Figura 30. Modulación 2 – Módulo 3 – Upper IGBT.

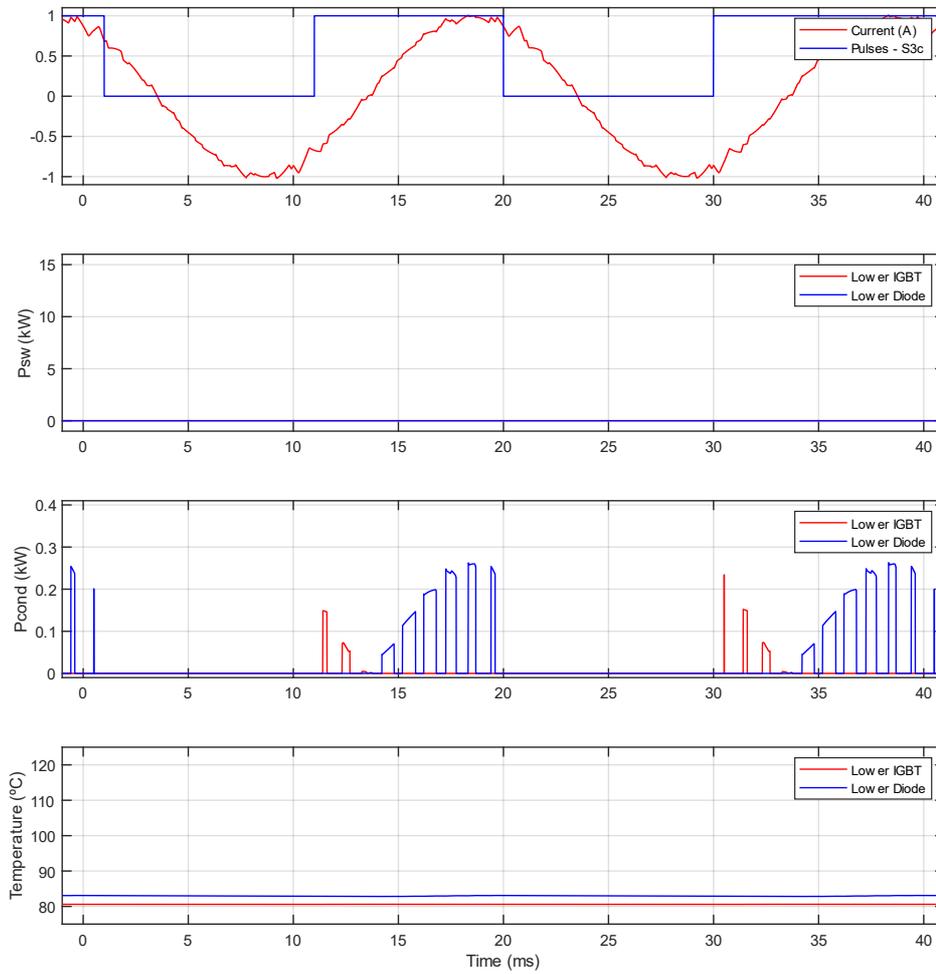


Figura 31. Modulación 2 – Módulo 3 – Lower IGBT.

5.3 Modulación 3

Para acabar, se aplicará la modulación 3 al convertidor para obtener los datos representados en las gráficas siguientes:

5.3.1 Módulo 1 (S1/S1c, D1/D1c)

El duty cycle que se le aplicará a este conjunto de dispositivos es el descrito por α_1 de la modulación 3.

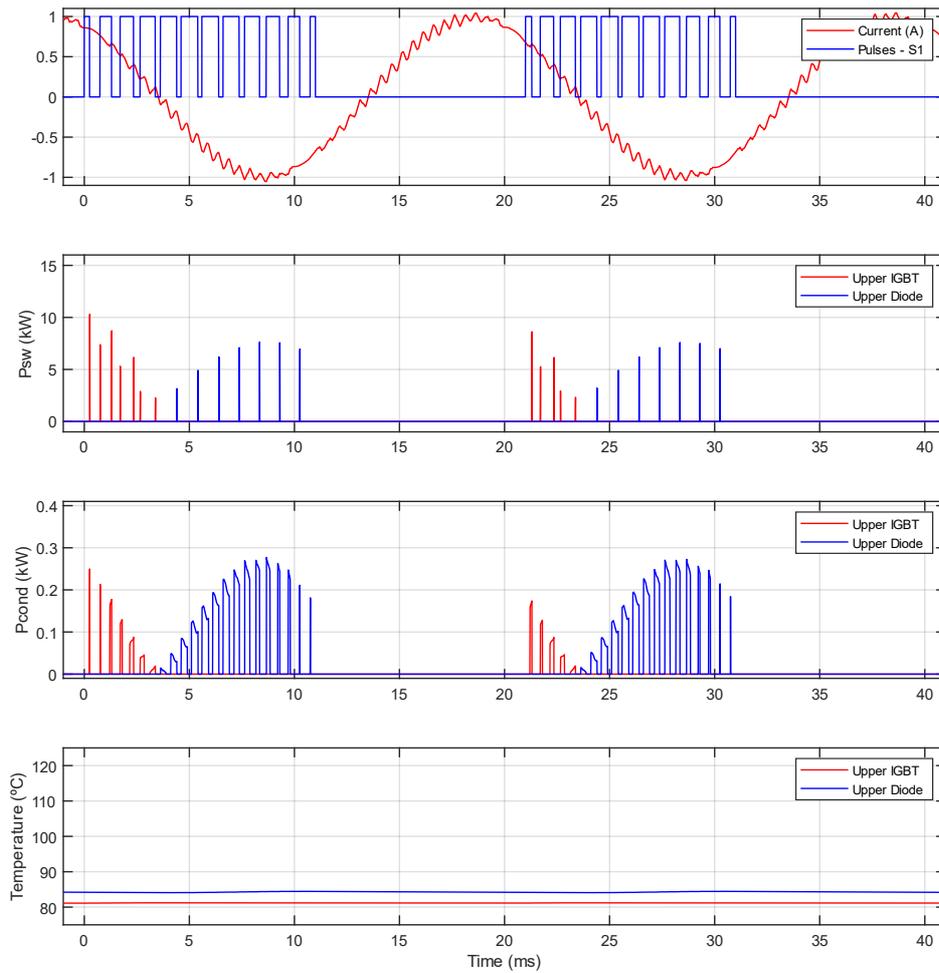


Figura 32. Modulación 3 – Módulo 1 – Upper IGBT.

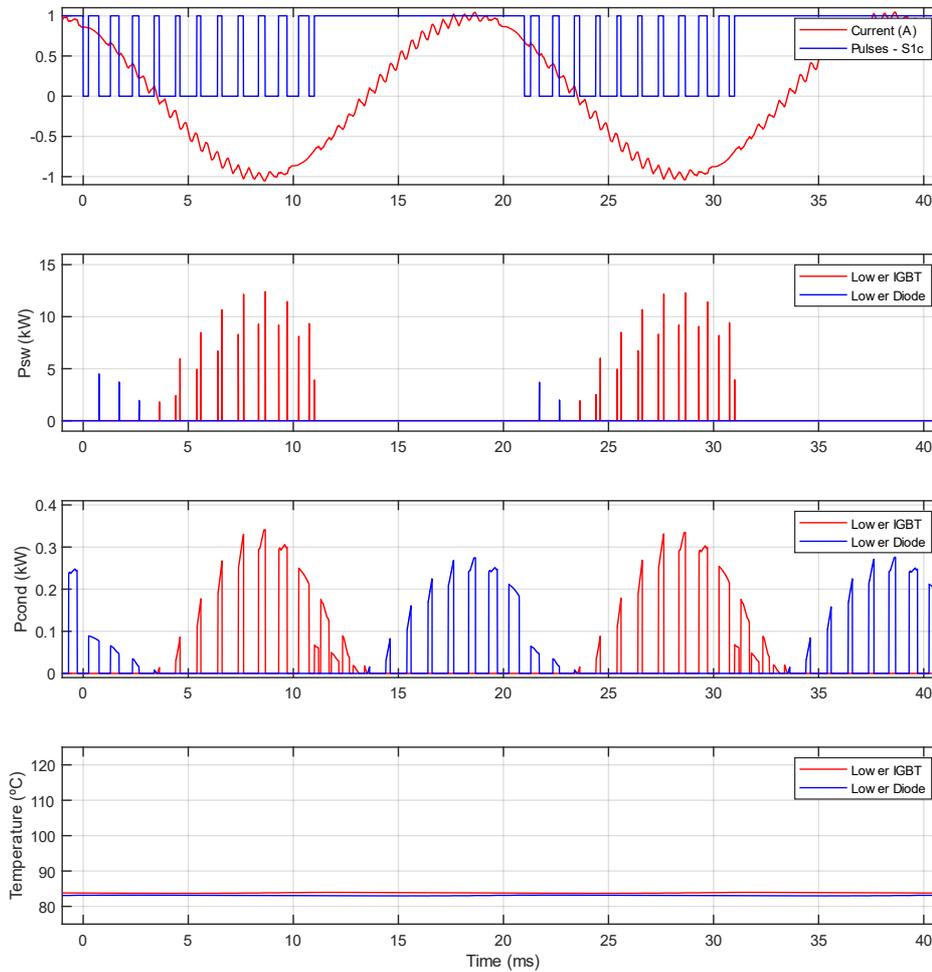


Figura 33. Modulación 3 – Módulo 1 – Lower IGBT.

En este caso, el comportamiento de este módulo es similar al del módulo 1 de la modulación 1 (figura 10), la diferencia a simple vista es la frecuencia a la que se producen los pulsos, en el módulo que se está estudiando se producen al doble de frecuencia, se encuentran conmutando 2 IGBT's.

Sin embargo, en los semiciclos negativos, al contrario que en la modulación 1, existen pérdidas por conducción en el diodo 2.

Examinando las gráficas correspondientes a las temperaturas de las figuras 32 y 33 se puede ver que, el dispositivo con mayor temperatura es el diodo 1 por ser en el que más pérdidas se producen. Por otra parte, el IGBT1 es el componente con menor temperatura, debido a que en él las pérdidas son de corta duración. Entre ambos se encuentra el conjunto IGBT2/diodo 2, la temperatura de éstos es aproximadamente la misma.

5.3.2 Módulo 2 (S2/S2c, D2/D2c)

El duty cycle aplicado al segundo módulo del convertidor es el descrito por α_2 de la modulación 3 en la figura 13. Supone el módulo que más conmutaciones realiza de los 3 implicados.

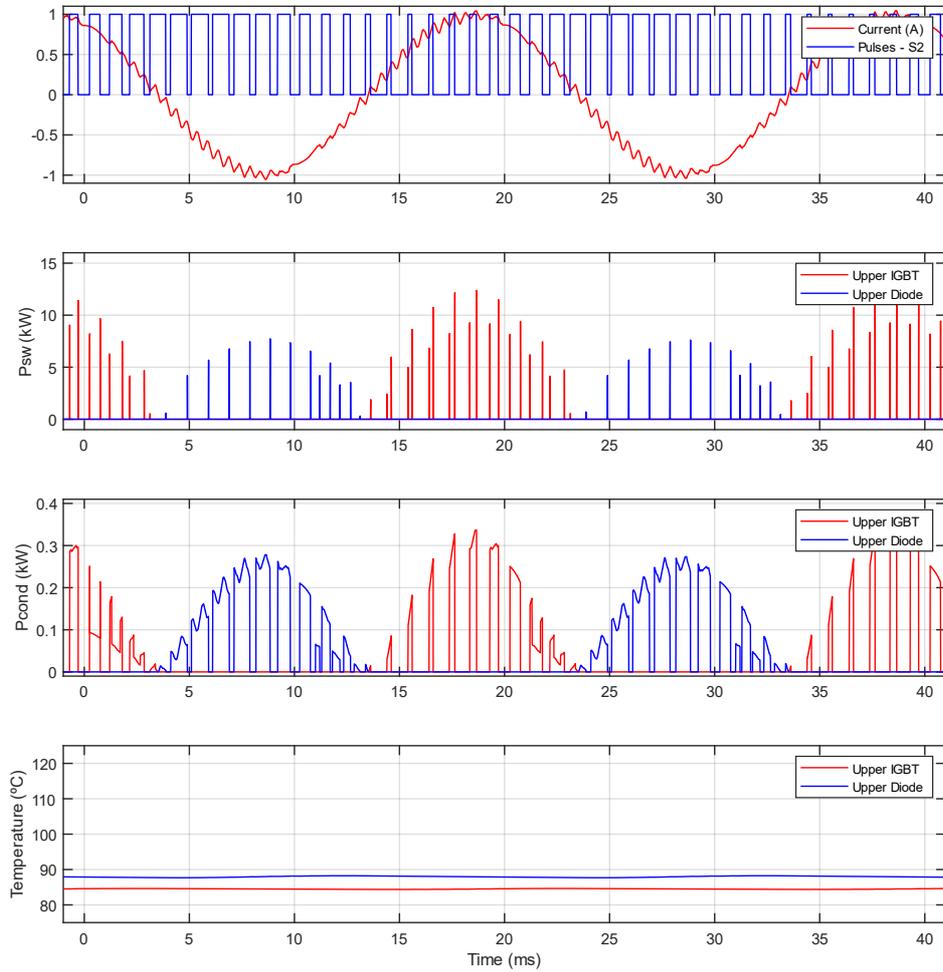


Figura 34. Modulación 3 – Módulo 2 – Upper IGBT.

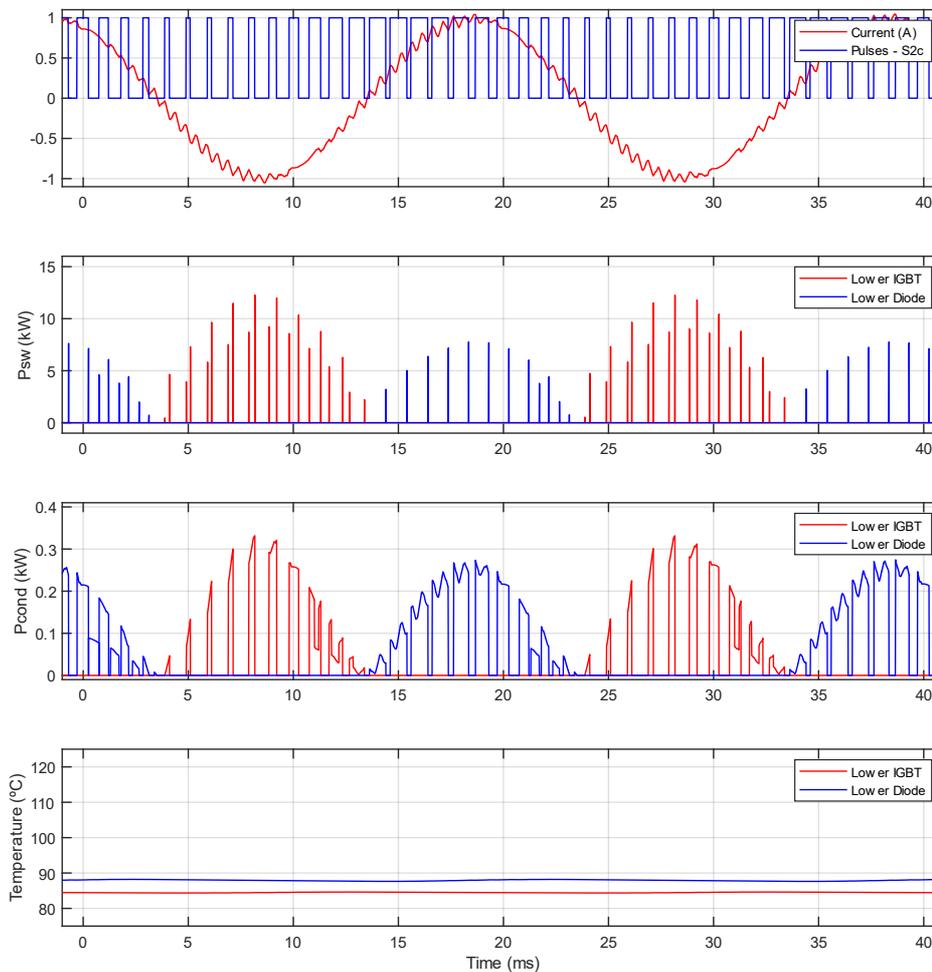


Figura 35. Modulación 3 – Módulo 2 – Lower IGBT.

Si se comparan las figuras 18 y 19 con la figura 34 y 35, se puede concluir que son similares, aunque, en estas últimas, la frecuencia a la que se producen los pulsos de potencias es la mitad. Lo cual es normal teniendo en cuenta que sólo conmuta un IGBT, mientras que en esta modulación (3), conmutan 2 simultáneamente, lo que provoca que la tensión a la salida del convertidor presente una frecuencia aparente de $2 \cdot f_{sw}$. Más adelante, se verá que el primer armónico de alta frecuencia correspondiente a esta modulación aparece en 2kHz, en lugar de en 1kHz, como ocurre en modulaciones anteriores.

En este caso, la temperatura de los diodos es superior dado que, el tiempo de los pulsos asociados a las pérdidas por conducción, es mayor que en los pulsos de las pérdidas por conducción de los IGBT's. En estos últimos dispositivos, la temperatura oscila en torno a los 85°C, mientras que, en los diodos es próxima a los 88°C.

5.3.3 Módulo 3 (S3/S3c, D3/D3c)

Las pérdidas de este módulo se producen en los componentes opuestos al del módulo 1 descrito en el apartado 2.3.1. Las curvas la gráfica de α_1 y α_3 de la modulación 3 en la figura 13, son complementarias. Luego, el diodo 2 estará a mayor temperatura que el resto de los dispositivos.

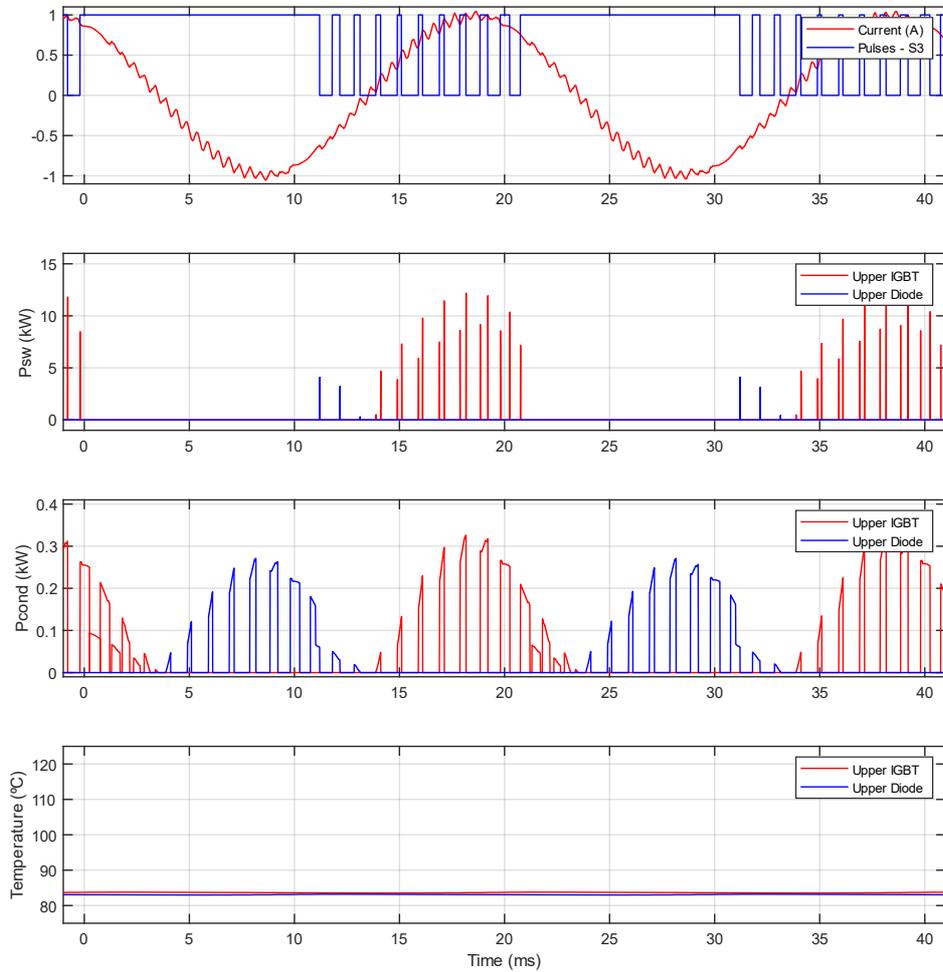


Figura 36. Modulación 3 – Módulo 3 – Upper IGBT.

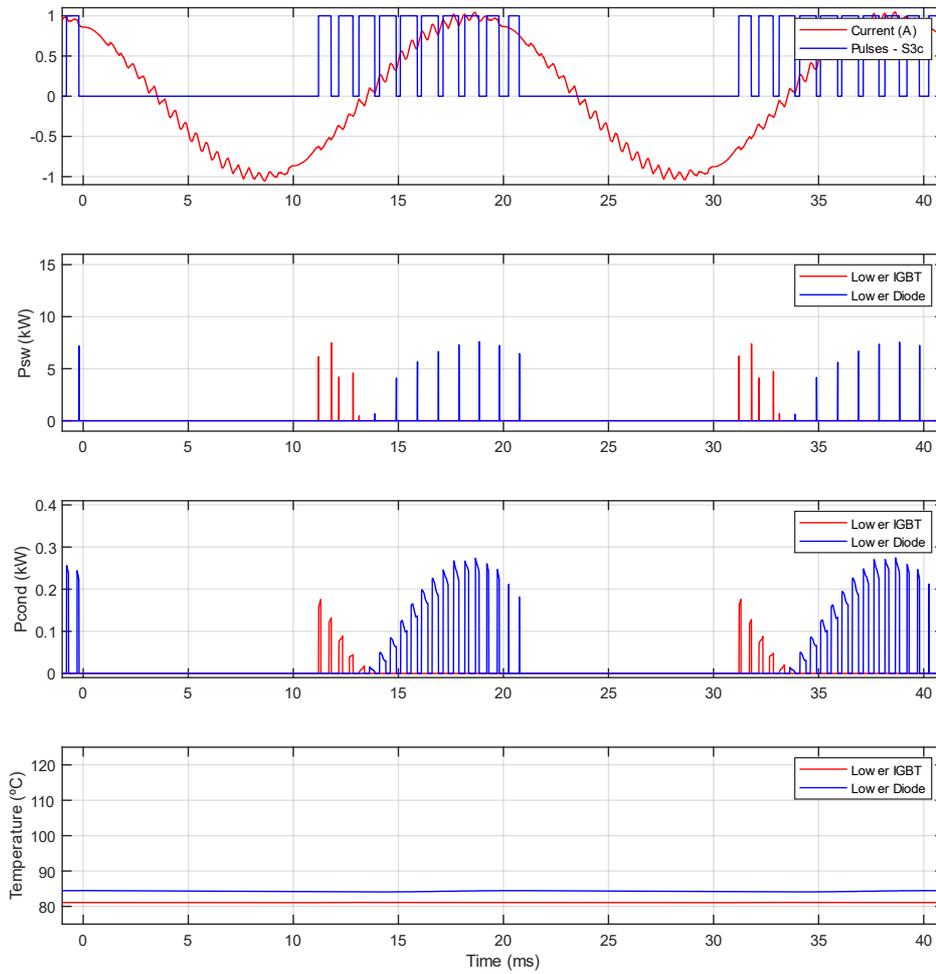


Figura 37. Modulación 3 – Módulo 3 – Lower IGBT.

El comportamiento de este módulo es complementario al del 1.

6 FFT

Para determinar la distorsión armónica a la salida del convertidor se usará la FFT. Esta será aplicada a todas las modulaciones y se comprobará que el armónico fundamental se encuentra a 50Hz, frecuencia de la señal de red. Y, además, dependiendo de la modulación, se verificará a qué frecuencia se encuentra el primer armónico de alta frecuencia y si es coherente con la modulación aplicada.

Todos los valores del espectro, tensiones y corrientes representadas están normalizados. El espectro con respecto al armónico fundamental, las tensiones con respecto a la $V_{dc/2}$ y las corrientes con respecto a la corriente que circula por la carga cuando ésta corresponde con un factor de potencia unidad.

$$V_{dc/2} = 400V.$$

$$I_{peak,PF=1} = 148A.$$

6.1 Modulación 1

Para empezar, el espectro de la tensión a la salida del convertidor corresponde con la siguiente figura:

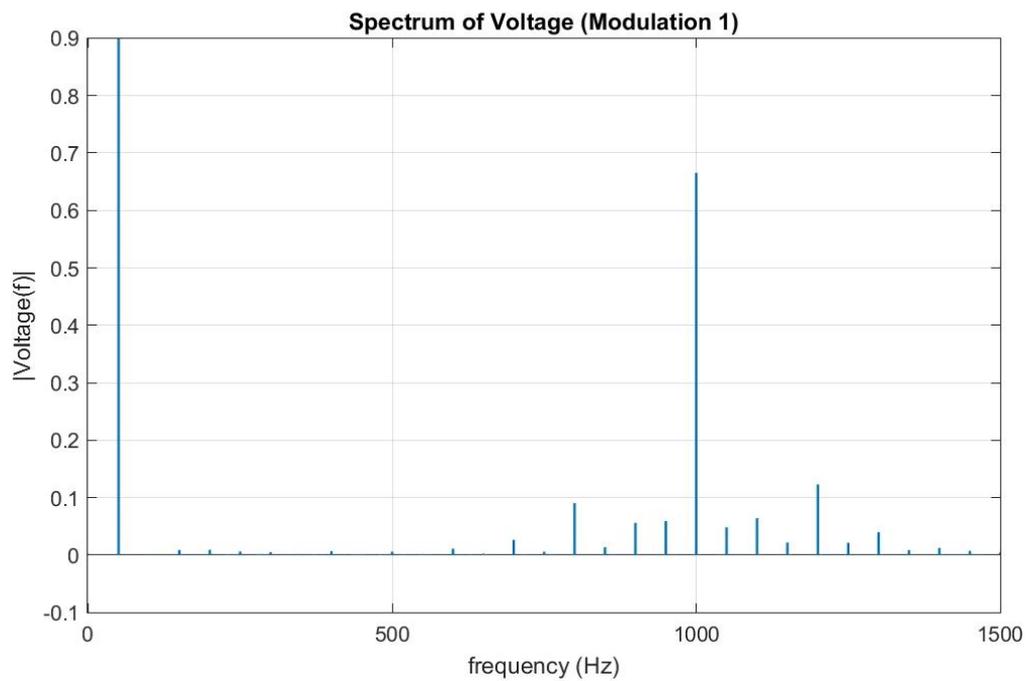
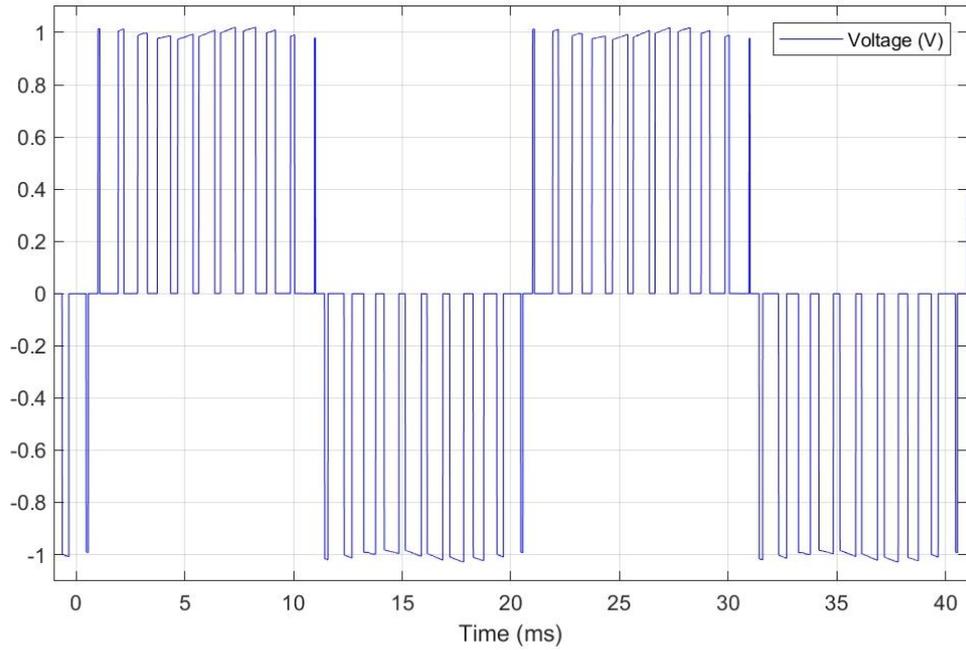


Figura 38. FFT – Tensión de Salida del Convertidor (Modulación 1).

Si se observa la gráfica de la modulación 1 en la figura 13, siempre hay un IGBT conmutando por lo que la energía del primer armónico de alta frecuencia está en $f_{sw}=1\text{kHz}$, que es la frecuencia de la portadora. El THD y WTHD de la señal de tensión de la carga son:

- 1) THD = 86.15%.
- 2) WTHD = 3.62%.

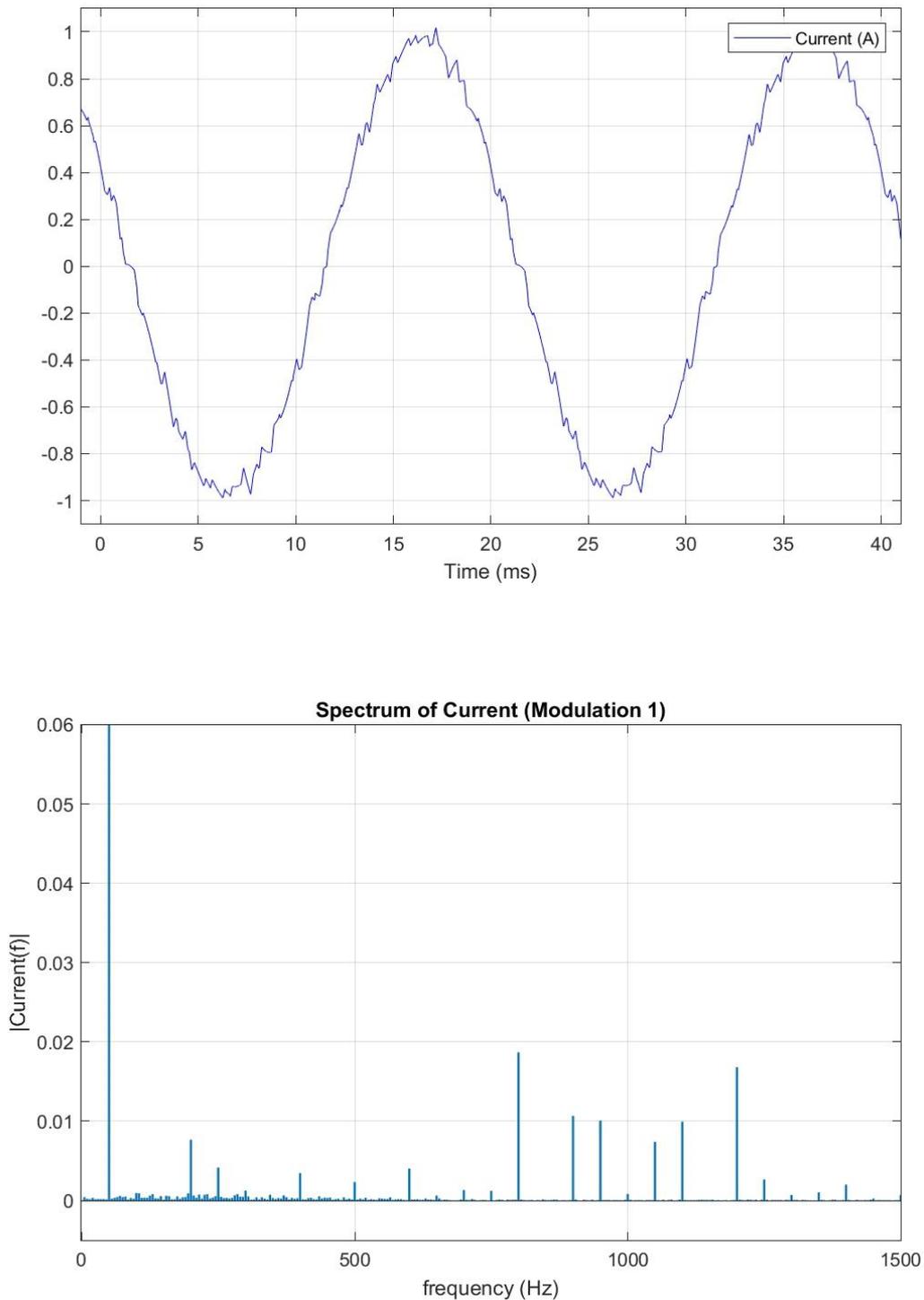


Figura 39. FFT – Intensidad de Salida del Convertidor (Modulación 1).

Como ocurre en el caso anterior, la frecuencia del armónico fundamental es 50Hz y, la del primer armónico de alta frecuencia es 1kHz. Sin embargo, la diferencia entre el espectro de la tensión y el de la intensidad, es su distorsión armónica.

- 1) THD = 4.00%.
- 2) WTHD = 0.31%

En los convertidores, no es tan importante la tensión instantánea que haya a la salida de este sino como la intensidad media que se quiere conseguir, por ello, a un THD más bajo, más eficiente es el convertidor.

6.2 Modulación 2

De nuevo, se realizará la FFT a la tensión e intensidad para obtener el espectro de ambas magnitudes.

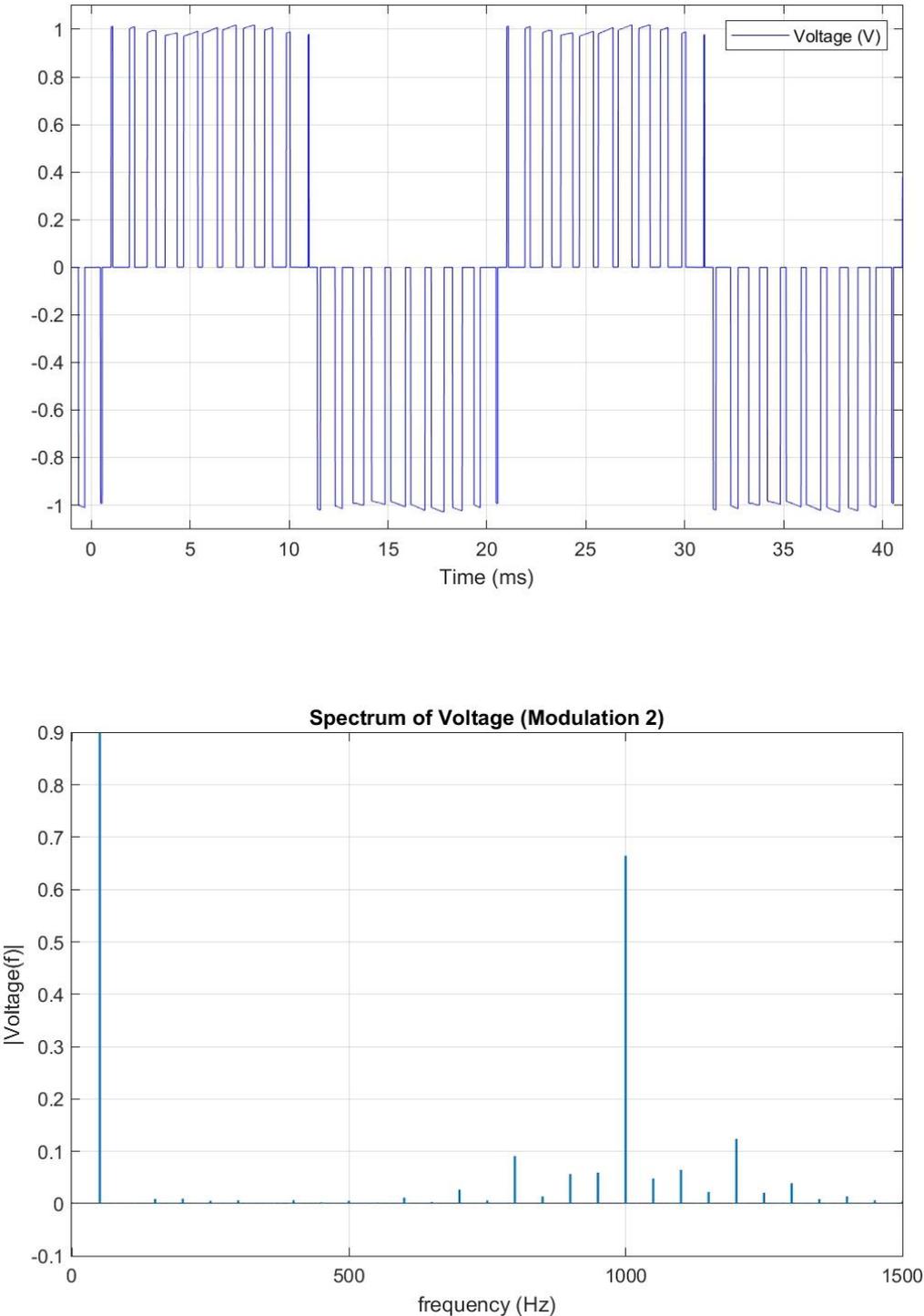


Figura 40. FFT – Tensión de Salida del Convertidor (Modulación 2).

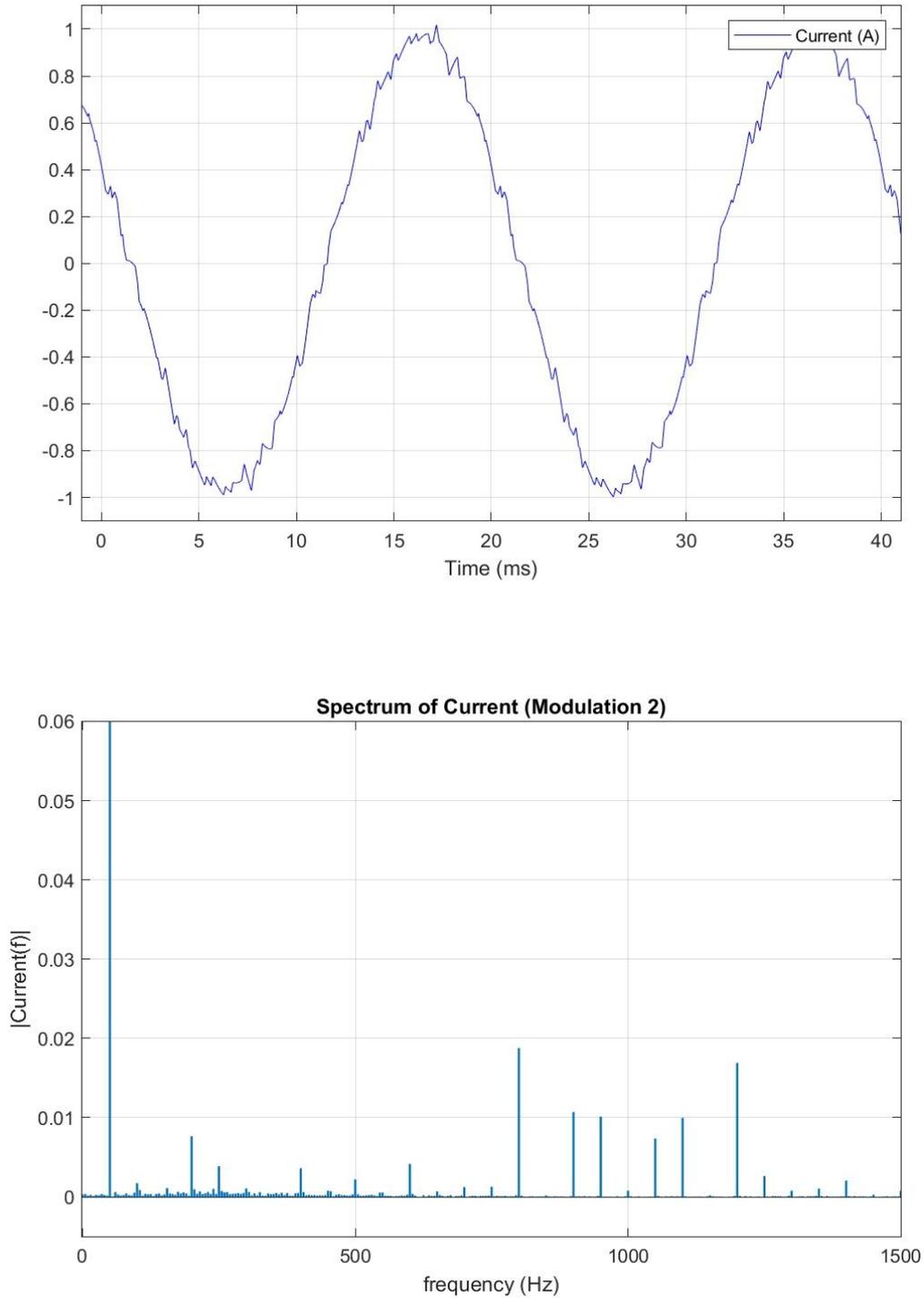


Figura 41. FFT – Intensidad de Salida del Convertidor (Modulación 2).

Como en esta modulación también hay un IGBT conmutando, el primer armónico de alta frecuencia se encuentra a 1kHz aproximadamente.

Tensión

1) THD = 86.10%.

2) WTHD = 3.62%.

Corriente

1) THD = 4.02%.

2) WTHD = 0.31%.

6.3 Modulación 3

Para este caso, la modulación 3 presenta una ventaja clara con respecto a las 2 anteriores, la tensión a la salida del convertidor tiene una frecuencia aparente el doble de la frecuencia de la portadora, es decir, $2 \cdot f_{sw}$. Esto implica que el primer armónico de alta frecuencia se encuentra más alejado del armónico fundamental que en el caso de las modulaciones anteriores, en consecuencia, el THD de la tensión y corriente se reduce.

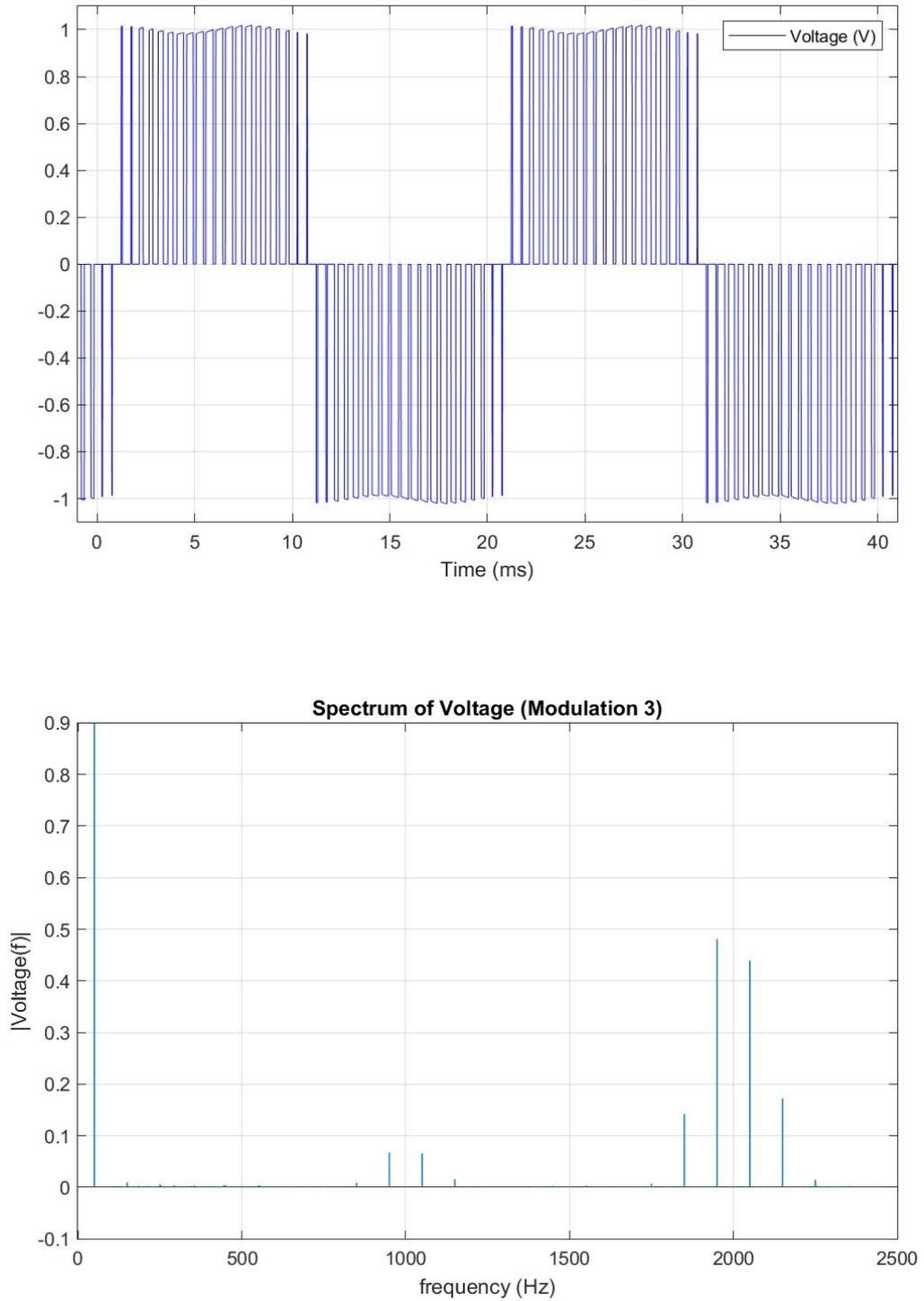


Figura 42. FFT – Tensión de Salida del Convertidor (Modulación 3).

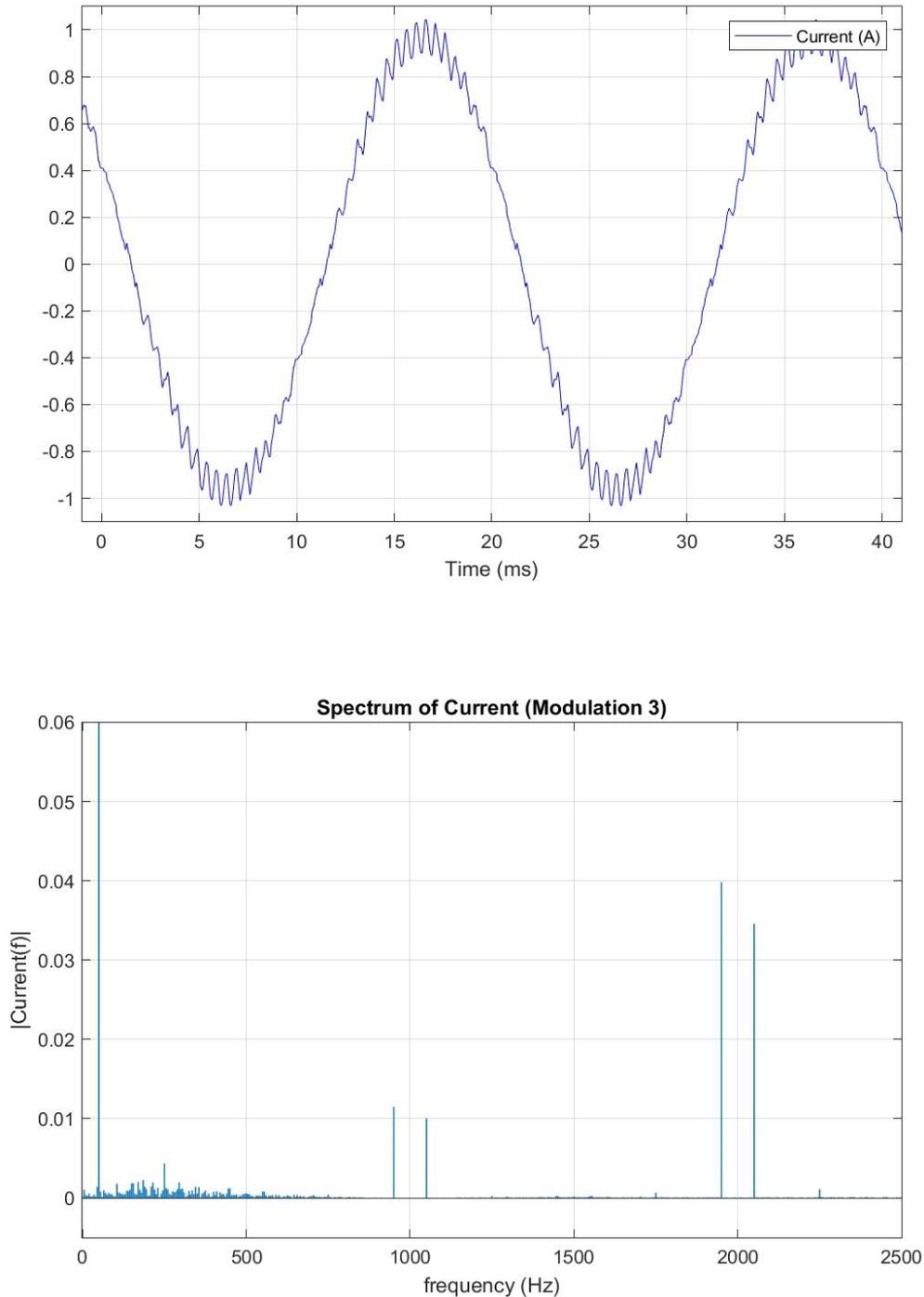


Figura 43. FFT – Intensidad de Salida del Convertidor (Modulación 3).

Como se puede observar en las figuras 42 y 43, el primer armónico de alta frecuencia se encuentra en aproximadamente 2kHz como cabía esperar, tanto en tensión como en intensidad.

El THD de la tensión no varía demasiado con respecto al de las modulaciones anteriores, pero, sí el de la intensidad, aumenta casi un 2%.

Tensión

- 1) THD = 85.91%.
- 2) WTHD = 1.90%.

Corriente

- 1) THD = 5.70%.
- 2) WTHD = 0.30%.

7 COMPARATIVA

En este apartado, se van a realizar comparativas entre las diferentes modulaciones para ver las pérdidas que se producen con cada una de ellas y así decidir cuál es la más adecuada en una situación concreta.

Para ello, se ha calculado la energía que se pierde en un ciclo de red en todos los componentes que constituyen el convertidor y para todas las modulaciones. En las tablas siguientes se encuentran los datos recogidos y clasificados según la modulación, el módulo, posición del dispositivo (Upper Devices (S1, S2, S3) o Lower Devices (S1c, S2c, S3c)) y causa de la pérdida de energía (Conmutación o Conducción).

Tabla 1. Pérdidas de Energía (Modulación 1).

		Modulation 1					
		Module 1		Module 2		Module 3	
		Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device
IGBT	Switching Losses	0.12	0.64	0.00	0.02	0.63	0.09
	Conduction Losses	0.03	1.00	0.08	0.06	0.99	0.03
Diode	Switching Losses	0.26	0.02	0.03	0.05	0.03	0.25
	Conduction Losses	0.56	0.05	1.41	1.41	0.05	0.57

Tabla 2. Pérdidas de Energía (Modulación 2).

		Modulation 2					
		Module 1		Module 2		Module 3	
		Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device
IGBT	Switching Losses	0.03	0.03	0.73	0.72	0.00	0.00
	Conduction Losses	0.03	0.11	0.98	0.99	0.12	0.03
Diode	Switching Losses	0.03	0.03	0.27	0.28	0.00	0.00
	Conduction Losses	0.56	0.80	0.67	0.68	0.81	0.57

Tabla 3. Pérdidas de Energía (Modulación 3).

		Modulation 3					
		Module 1		Module 2		Module 3	
		Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device
IGBT	Switching Losses	0.10	0.65	0.72	0.72	0.62	0.09
	Conduction Losses	0.03	0.56	0.53	0.52	0.54	0.03
Diode	Switching Losses	0.22	0.02	0.31	0.30	0.03	0.24
	Conduction Losses	0.57	0.43	1.05	1.04	0.42	0.57

NOTA: medidas de las energías en J.

Ahora, para que las modulaciones sean comparables, se van a dividir los valores de la energía correspondiente a cada componente entre una modulación y otra. Es decir,

EJEMPLO:

$$R_{\frac{swM_i}{M_j}} = \frac{E_{swM_i}}{E_{swM_j}} \quad (4-1)$$

Siendo:

- 1) M_i : modulación i , $i \in [1,3]$.
- 2) M_j : modulación j , $j \in [1,3]$ y $j \neq i$.
- 3) E_{swM_i} : energía perdida por conmutación de un componente en un ciclo de red de la modulación i .
- 4) E_{swM_j} : energía perdida por conmutación en un ciclo de red de la modulación j , pero siendo este el mismo componente que en el caso de E_{swM_i} .

7.1 Modulación 1/Modulación 2

Tabla 4. Ratio Modulación 1/Modulación 2.

		$\frac{R_{M1}}{M2}$					
		Module 1		Module 2		Module 3	
		Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device
IGBT	Switching Losses	4.00	21.33	No Aplica ^{*1}	0.03	No Aplica ^{*2}	No Aplica ^{*2}
	Conduction Losses	1.00	9.09	0.08	0.08	8.25	1.00
Diode	Switching Losses	8.67	0.67	0.11	0.18	No Aplica ^{*2}	No Aplica ^{*2}
	Conduction Losses	1.00	0.06	2.10	2.07	0.06	1.00

NOTA:

*1=> 0/A.

*2=> A/0.

Siendo A un número distinto de 0.

Módulos 1 y 3

Observando la tabla 4, hay pérdidas no evaluables entre estas 2 modulaciones por las razones detalladas en la nota anterior. También, se puede ver que la mayoría de las ratios son similares entre dispositivos exteriores, interiores y, entre los del módulo 2.

En los dispositivos más exteriores de estos dos módulos, upper device (module 1) y lower device (module 3), se producen las mismas pérdidas por conducción, tanto en los IGBT's como en los diodos aplicando ambas modulaciones.

En cambio, las pérdidas por conmutación son mucho mayores en la modulación 1 que en la 2, primero, viendo que la ratio del módulo 1 tiene un valor de 4 en el IGBT y 9, aproximadamente, en el diodo. Y, el módulo 3 no aplica por ser nulas las pérdidas de este tipo aplicando la modulación 2.

Los dispositivos más interiores, lower device (module 1) y upper device (module 3), tienen unas ratios de pérdidas por conducción similares, para los IGBT's son, como mínimo, 8 veces mayor aplicando la modulación 1. En cambio, los diodos tienen unas pérdidas aproximadamente nulas si se aplica la modulación 1, su ratio tiene un valor muy próximo a 0.

En el caso de las pérdidas por conmutación, éstas son más elevadas en los IGBT's si se aplica la modulación 1, 21 veces mayor según indica la ratio. Los diodos se encuentran en situaciones opuestas entre ellos, ya que, en el diodo del módulo 1 se producen menores pérdidas aplicando la modulación 1. Mientras que, en el diodo del módulo 3, sería con la modulación 2.

Este comportamiento es normal teniendo en cuenta que en la modulación 2, los IGBT's sólo conmutan cuando la tensión de la red cambia de signo, es decir, una vez cada 10ms.

Módulo 2

Como cabía esperar, las ratios son próximos a 0 o incluso no aplicables. los IGBT's de este módulo tienen pérdidas por conmutación mucho mayores cuando la modulación aplicada es la 2. Esto se puede deducir comparando las gráficas de la modulación 1 y 2 de la figura 13, los IGBT's correspondientes a este módulo no

presentan conmutaciones en la modulación 1, sólo cuando tensión de red cambia de signo. La frecuencia de conmutación es de 100Hz, frente a los 1kHz de la frecuencia de conmutación del resto de IGBT's. Los diodos presentan el mismo comportamiento.

Lo mismo ocurre con las de conducción, son menores aplicando la primera de las modulaciones en los IGBT's. Mientras que, los diodos poseen, aproximadamente, el doble de pérdidas por conducción con la modulación 1.

7.2 Modulación 1/Modulación 3

Tabla 5. Ratio Modulación 1/Modulación 3.

		$\frac{R_{M1}}{M3}$					
		Module 1		Module 2		Module 3	
		Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device
IGBT	Switching Losses	1.20	0.98	No Aplica* ¹	0.03	1.02	1.00
	Conduction Losses	1.00	1.79	0.15	0.15	1.83	1.00
Diode	Switching Losses	1.18	1.00	0.10	0.17	1.00	1.04
	Conduction Losses	0.98	0.12	1.34	1.36	0.12	1.00

Módulo 1 y 3

Observando la tabla anterior y comparando los valores de las columnas correspondientes a los dispositivos más exteriores de los módulos 1 y 3, se puede decir que son prácticamente la unidad, lo que lleva a decir que éstos tienen aproximadamente las mismas pérdidas, tanto por conmutación como por conducción, por ello, la modulación que se puede aplicar es indiferente.

Por otra parte, en los componentes más interiores, lower device (module 1) y upper device (module 3) se producen mayores pérdidas por conducción en los IGBT's y menores en los diodos aplicando la modulación 1.

Por conmutación, presentan la misma situación que los dispositivos exteriores, no es relevante la modulación que se aplique por ser las pérdidas casi idénticas.

Módulo 2

En el caso particular de este módulo, viendo los valores de los ratios de las pérdidas por conmutación de ambos dispositivos en la tabla 5, éstos son menores que 0.2 lo que conlleva que las pérdidas son mucho mayores cuando la modulación 3 es aplicada en el convertidor. De hecho, cabe destacar que en los IGBT's del módulo 2 apenas se producen pérdidas de este tipo ya que la mayoría del tiempo se encuentran conduciendo, sólo conmutan cuando la señal de referencia cambia de signo.

Por otra parte, los ratios de las pérdidas por conducción en los IGBT's indican el mismo resultado que en el párrafo anterior. En cambio, para los diodos ocurre lo contrario, son mayores con la modulación 1.

7.3 Modulación 2/Modulación 3

Tabla 6. Ratio Modulación 2/Modulación 3.

		$\frac{R_{M2}}{M3}$					
		Module 1		Module 2		Module 3	
		Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device	Upper Device	Lower Device
IGBT	Switching Losses	0.30	0.05	1.00	1.01	No Aplica* ¹	No Aplica* ¹
	Conduction Losses	1.00	0.20	1.90	1.61	0.22	1.00
Diode	Switching Losses	0.14	1.50	0.93	0.88	No Aplica* ¹	No Aplica* ¹
	Conduction Losses	0.98	1.86	0.65	0.73	1.93	1.00

Módulo 1 y 3

En la tabla anterior se puede ver que las pérdidas por conducción de los dispositivos exteriores, upper device (module 1) y lower device (module 3), son prácticamente las mismas, las ratios son cercanas a la unidad. También, cabe destacar que las pérdidas por conmutación en estos dispositivos son mayores si la modulación utilizada es la 1.

En el caso de los dispositivos interiores, lower device (module 1) y upper device (module 3), los IGBT's presentan pérdidas mayores cuando la modulación que se aplica es la 3, mientras que en los diodos son menores cuando se aplica la modulación 3.

Módulo 2

En este caso, en los IGBT's se producen aproximadamente las mismas pérdidas por conmutación, aplicando cualquiera de estas modulaciones. Lo cual es acertado, teniendo en cuenta que, en ambas, éstos se encuentran conmutando a la misma frecuencia. A pesar de que en los diodos sean ligeramente menores con la modulación 2.

Por último, comparando las ratios correspondientes a las pérdidas por conducción, son mayores a la unidad en el caso de los IGBT's, lo cual quiere decir que se pierde mayor potencia por conducción aplicando la modulación 3, que con la 2. Mientras que, en los diodos ocurre lo contrario.

7.4 Conclusiones

Para resumir, si se quiere que las pérdidas sean bajas por conmutación en los módulos 1 y 3 del convertidor, la modulación más adecuada es la 2. Para el módulo 2, la modulación sería la 1. Esto es fácil de deducir con ver las gráficas de las modulaciones de la figura 1.

Las pérdidas por conducción se mantienen prácticamente iguales aplicando cualquiera de las modulaciones en los dispositivos exteriores (S1 y S3c). En el caso de los dispositivos pertenecientes al módulo 2, IGBT's y diodos, se producen mayores pérdidas de este tipo cuando la modulación que se aplica es la 2.

En los IGBT's interiores (S1c y S3), para conseguir las pérdidas por conducción más bajas se aplicaría la modulación 1. Mientras que, para los diodos correspondientes a estos IGBT's, habría que aplicar la modulación 2.

8 VARIACIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

Hasta ahora, las conclusiones a las que se ha llegado con este estudio han sido para un único punto de operación, tal como está establecido en el apartado 5. A continuación, se van a representar los datos obtenidos del cálculo de pérdidas que se producen cuando varía el factor de potencia.

8.1 Pérdidas de Potencia por Módulo

Las 3 figuras siguientes mostrarán las pérdidas en cada módulo, están constituidas por 4 gráficas, las de la columna izquierda corresponden a los IGBT's y, las de la derecha, a los diodos. En ellas se recogen las pérdidas por conmutación, gráficas de la fila superior, y, las pérdidas por conducción, gráficas de la fila inferior.

Módulo 1

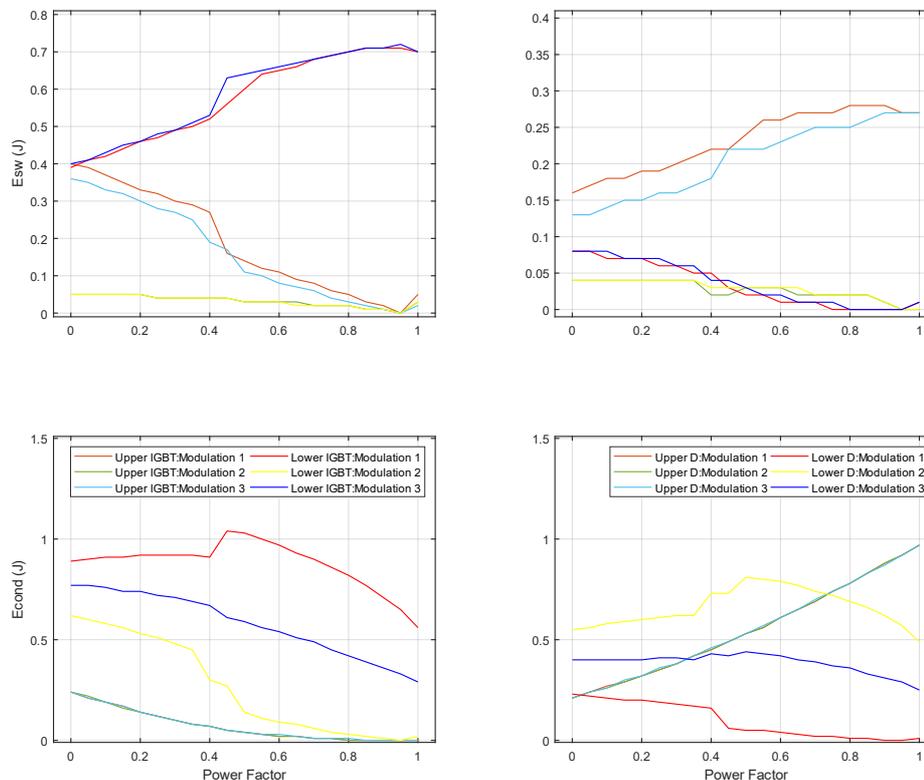


Figura 44. Pérdidas de Energía – Módulo 1.

Conmutación

Observando la gráfica superior izquierda de la figura 44, se aprecia que se producen las mayores pérdidas en el IGBT inferior cuando se aplican las modulaciones 1 y 3. Aunque, cabe destacar que son ligeramente superiores las pérdidas con la modulación 3.

Por el contrario, en el IGBT superior se produce una disminución progresiva de las pérdidas a medida que aumenta el factor de potencia, no superando nunca éstas el valor de 0.4J. Para el caso de la modulación 2, era de esperar que se produzcan las menores pérdidas por conmutación en este módulo, teniendo en cuenta que sólo conmutan cuando la señal de red cambia de signo.

Ahora, analizando la gráfica superior derecha, figura 44, se puede concluir que, para un factor de potencia igual a 0.45, las pérdidas en el diodo superior son iguales aplicando las modulaciones 1 y 3. En el resto de los valores, las pérdidas son mayores cuando la modula la 1 y, cabe destacar que éstas aumentan al aumentar el factor de potencia. De nuevo, para la modulación 2 las pérdidas en ambos diodos son prácticamente nulas.

Por último, hay que señalar que en el diodo inferior disminuyen las pérdidas a medida que el factor de potencia crece. De hecho, el máximo valor que éstas alcanzan es 0.08J.

Conducción

Tal y como se puede observar en el gráfico inferior izquierdo de la figura 44, el IGBT que más pérdidas sufre de este tipo es el inferior, y el orden de mayores pérdidas a menores, según la modulación, es la siguiente: 1, 3, 2. Además, cabe destacar que las pérdidas disminuyen a medida que aumenta el factor de potencia, a excepción de la modulación 1 que, presenta un aumento de las mismas cuando el factor de potencia es superior a 0.4, aunque, sigue disminuyendo conforme el factor de potencia se hace la unidad.

Haciendo una comparativa entre IGBT's, las pérdidas son mayores y muy diferenciadas cuando la modulación aplicada en el IGBT inferior es una u otra. Sin embargo, éstas son muy homogéneas en el IGBT superior, tanto que, las asociadas a la modulación 1 y 3 son idénticas. En la gráfica inferior izquierda de la figura 44, no aparece el color correspondiente a las pérdidas por la modulación 1 porque está super puesta con la de la modulación 3. Incluso, las pérdidas relativas a la modulación 2 no difieren apenas las otras.

A continuación, analizando el comportamiento de los diodos, se puede concluir que es el contrario al de los IGBT's, es decir, el diodo superior tiene unas pérdidas crecientes a medida que el factor de potencia se incrementa, justo al contrario que el IGBT en antiparalelo asociado a él. También, se puede ver un comportamiento opuesto al del IGBT inferior en el diodo inferior, la forma de las gráficas es la enfrentada. Además, el orden de las modulaciones que producen mayores pérdidas está invertido, es decir, modulación 2, 3,1.

Módulo 3

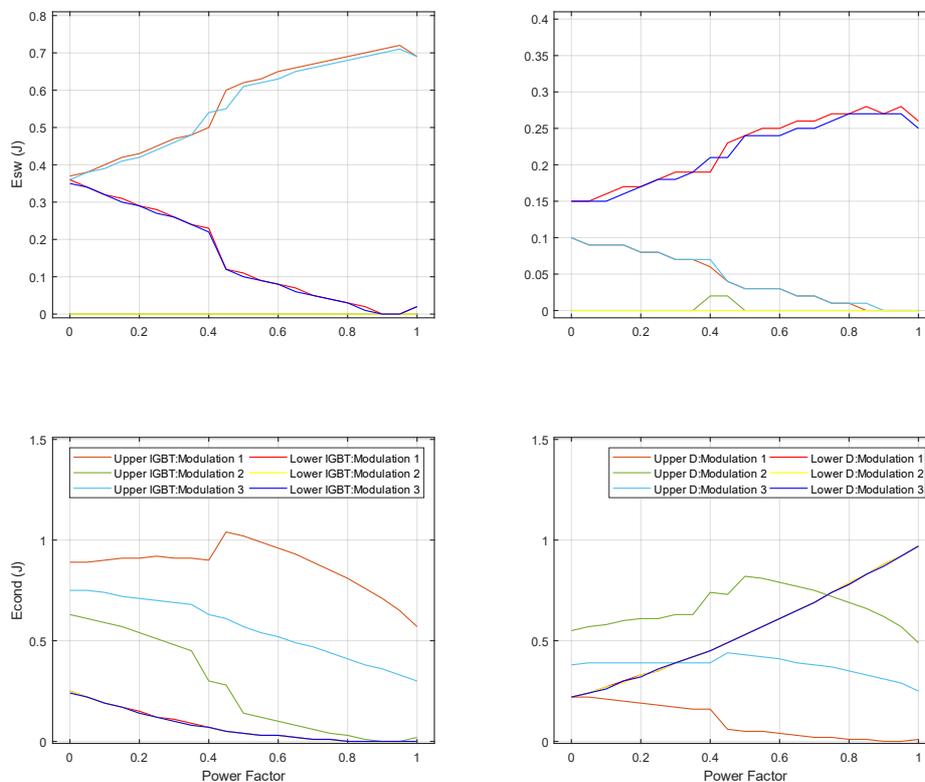


Figura 45. Pérdidas de Energía – Módulo 3.

El comportamiento de este módulo es complementario al del anterior, las pérdidas tienen valores muy

similares, pero, se producen en dispositivos opuestos.

Módulo 2

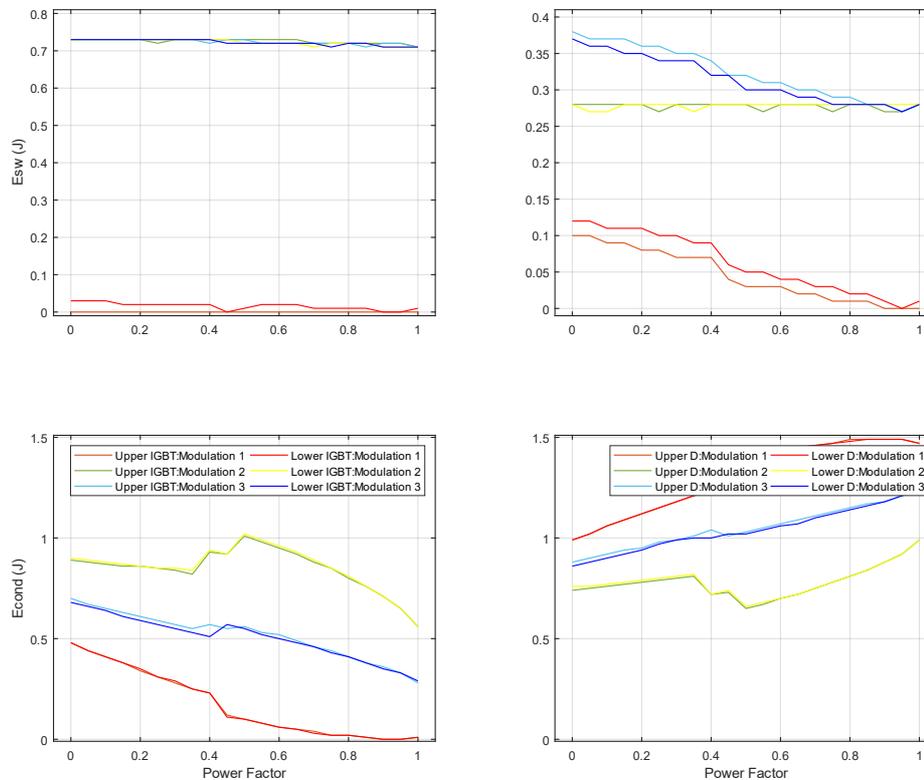


Figura 46. Pérdidas de Energía – Módulo 2.

Conmutación

Como cabía esperar, las pérdidas más bajas se producen cuando la modulación que se aplica es la 1, dado que, en ésta los IGBT's sólo conmutan cuando la señal de red cambia de signo. En la gráfica superior izquierda de la figura 46 está recogido este comportamiento.

Sin embargo, cuando las modulaciones aplicadas son la 2 y la 3, las pérdidas en estos dispositivos son muy próximas entre ellas, tanto, que parece haber sólo una única curva representada en la gráfica. Lo cual es lógico si se comparan los valores que toma el duty cycle de las modulaciones 2 y 3 de la figura 13.

Los diodos (gráfica superior derecha de la figura 46), presentan una distribución de pérdidas muy similares entre ellos para una misma modulación. En el caso de la modulación 2, las pérdidas son prácticamente constantes y en torno a 0.28J. La modulación 3 provoca las mayores pérdidas en estos dispositivos, aunque a medida que el factor de potencia se acerca a la unidad, éstas se hacen aproximadamente iguales que las que causa la modulación 2. Para acabar, la modulación 1 es la que menos pérdidas ejerce en los diodos a diferencia de las anteriores descritas, llegan a anularse cuando el factor de potencia se acerca a 1.

Conducción

Examinando la gráfica inferior izquierda de la figura 46, se puede concluir que las pérdidas describen curvas que son muy similares a las que presentan los IGBT's del módulo 1 y 3. Las pérdidas del conjunto de dispositivos que se está analizando tiene valores ligeramente menores con respecto a las de los módulos anteriormente estudiados. Sin embargo, ambos dispositivos, IGBT superior e inferior del módulo 2, pierden prácticamente la misma potencia eléctrica con cada modulación mientras que, en los previos, en uno de los IGBT's se concentraban mayores pérdidas que en el otro, en el módulo 1 es el inferior y en el módulo 3 es el superior.

Examinando la gráfica inferior derecha de la figura 46, se puede concluir que los diodos presentan mayores pérdidas que los IGBT's. Las curvas, de nuevo, presentan formas similares al resto de dispositivos analizados. También, se puede observar que una modulación afecta prácticamente por igual a ambos diodos, las curvas difieren poco entre dispositivos. Aunque, si hay más diferencia de pérdidas de potencia entre las modulaciones, es decir, la modulación que más pérdidas produce es la 1, seguida de la 3 y para acabar, la 2.

8.2 Pérdidas de Potencia Debidas a la Modulación

En este subapartado, se representarán las pérdidas de cada dispositivo por módulo y cada figura será una modulación distinta, con el objetivo de establecer más claramente qué dispositivo está más fatigado cuando se aplica una modulación u otra.

Modulación 1

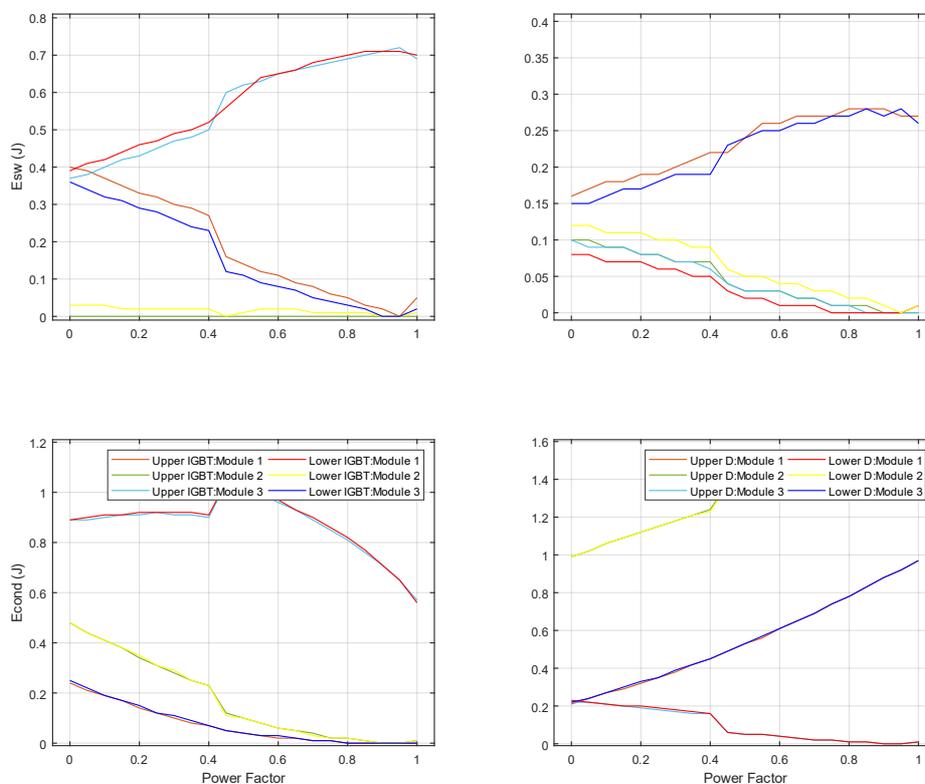


Figura 47. Pérdidas de Energía – Modulación 1.

IGBT

Para determinar qué IGBT(s) está(n) más estresado(s) basta con ver la curva que describen las pérdidas por conmutación en la gráfica superior izquierda de la figura anterior.

En ella se percibe que los más estresados son los dispositivos interiores, es decir, el inferior del módulo 1 (S1c) y el superior del módulo 3 (S3) de la figura 1. Después a éstos, los IGBT's exteriores, superior del módulo 1 (S1) e inferior del módulo 3 (S3c), y, por último, ambos del módulo 2 (S2 y S2c). Lo cual tiene lógica teniendo en cuenta los valores de los duty cycle's de la modulación 1 (figura 2).

En cuanto a pérdidas por conducción, de nuevo, los dispositivos interiores son en los que más pérdidas se producen, seguido a ellos, se encuentran los del módulo 2 y los exteriores. Estos últimos, junto con los del módulo 2, a medida que el factor de potencia aumenta, disminuyen las pérdidas llegando a hacerse nulas cuando el factor de potencia es mayor a 0.8.

En los dispositivos interiores las pérdidas crecen lentamente hasta un factor de potencia igual a 0.4, en 0.5 se produce una subida y, a partir de este valor, comienzan a disminuir conforme se incrementa el factor de potencia.

Diodos

En este caso, los diodos más fatigados son los diodos interiores y, presentan una curva de pérdidas por conmutación similar a las de sus IGBT's complementarios, nótese comparando las gráficas superiores izquierda (pérdidas por conmutación de los IGBT's) y derecha (pérdidas por conmutación de los diodos) de la figura 47. Luego, el resto de los diodos presentan unas curvas de pérdidas semejantes entre ellos, aunque, en unos se producen más pérdidas y en otros menos. Si se ordenan de mayor a menor pérdidas quedarían, inferior y superior del módulo 2, superior del módulo 3 e inferior del módulo 1.

Para completar el análisis de esta modulación, el módulo que más sufre pérdidas por conducción es de nuevo el 2, lo cual es lógico teniendo en cuenta que los IGBT's de este módulo en concreto se encuentran todo el semiciclo de red en corte o en conducción, por tanto, la mayoría de las pérdidas de este tipo se van a concentrar en ellos.

Después, los siguientes componentes en los que se producen pérdidas por conducción son los dispositivos exteriores (S1 y S3c), éstos presentan una curva de pérdidas creciente en todo el rango de valores del factor de potencia, a medida que aumenta también lo hacen las pérdidas.

Sin embargo, el conjunto de dispositivos interiores es en el que menos pérdidas se producen. De hecho, la curva presenta un decremento constante cuando el factor de potencia aumenta. Excepto, entre 0.4 y 0.45 de factor de potencia en el que, las pérdidas muestran una pendiente decreciente más pronunciada.

Modulación 3

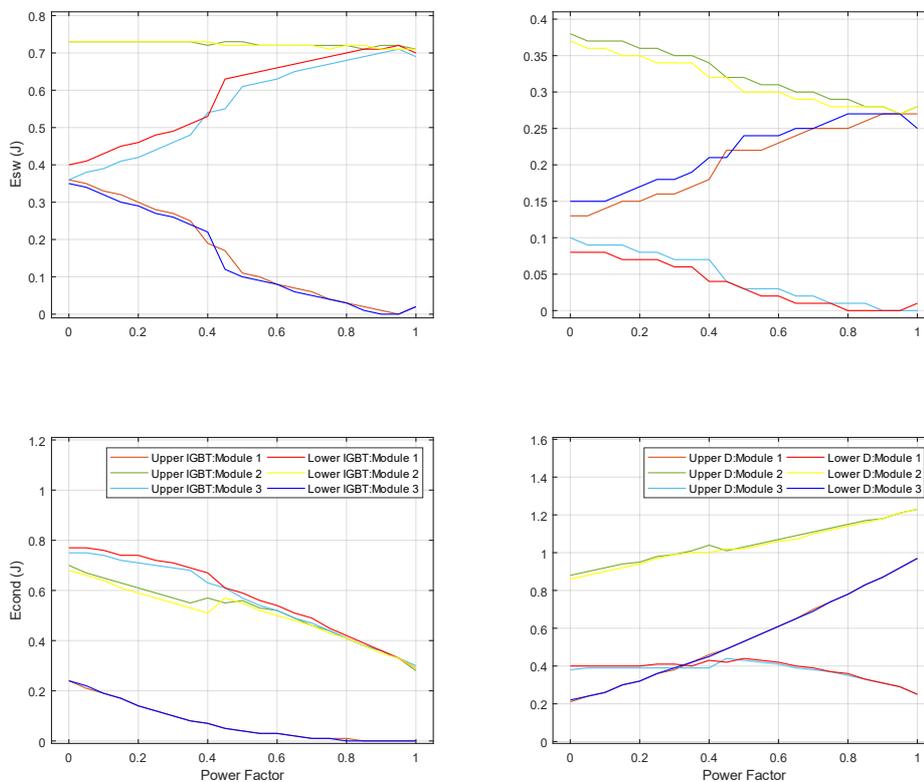


Figura 48. Pérdidas de Energía – Modulación 3.

Una vez más, las gráficas de las pérdidas en los componentes del convertidor cuando se aplican las modulaciones 1 y 3 son muy similares. Por tanto, sólo se van a comentar las diferencias.

En primer lugar, en esta modulación se producen pérdidas por conmutación en los IGBT's del módulo 2 mucho mayores que en la modulación 1, pasando a ser el más fatigado de todos. Esto es así por ser el módulo que está continuamente conmutando, mientras que los módulos 1 y 3, se encuentran conduciendo únicamente en un semiperiodo de la señal de red, cada uno el que corresponda. Esto se puede ver comparando la gráfica superior izquierda de las figuras 47 y 48. Lo mismo ocurre con los diodos.

En segundo lugar, las de conducción de los IGBT's interiores son menores que en la modulación 1 y, tampoco tienen ese cambio de pendiente en el factor de potencia igual a 0.4. Seguidamente, las del módulo 2 se incrementan hasta igualarse a las pérdidas de los dispositivos interiores a medida que el factor de potencia aumenta.

En tercer lugar, en los diodos del módulo 2 se produce un ligero descenso de pérdidas con esta modulación respecto a la 1 y, las pérdidas de los dispositivos interiores se elevan de tal forma que, cuando el factor de potencia varía entre 0 y 0.3, aproximadamente, las pérdidas son mayores en los dispositivos interiores que en los exteriores. Una vez sobrepasado este valor, los dispositivos exteriores son los que pasan a tener mayores pérdidas. Esto se puede comprobar observando la gráfica inferior derecha de la figura 48.

Modulación 2

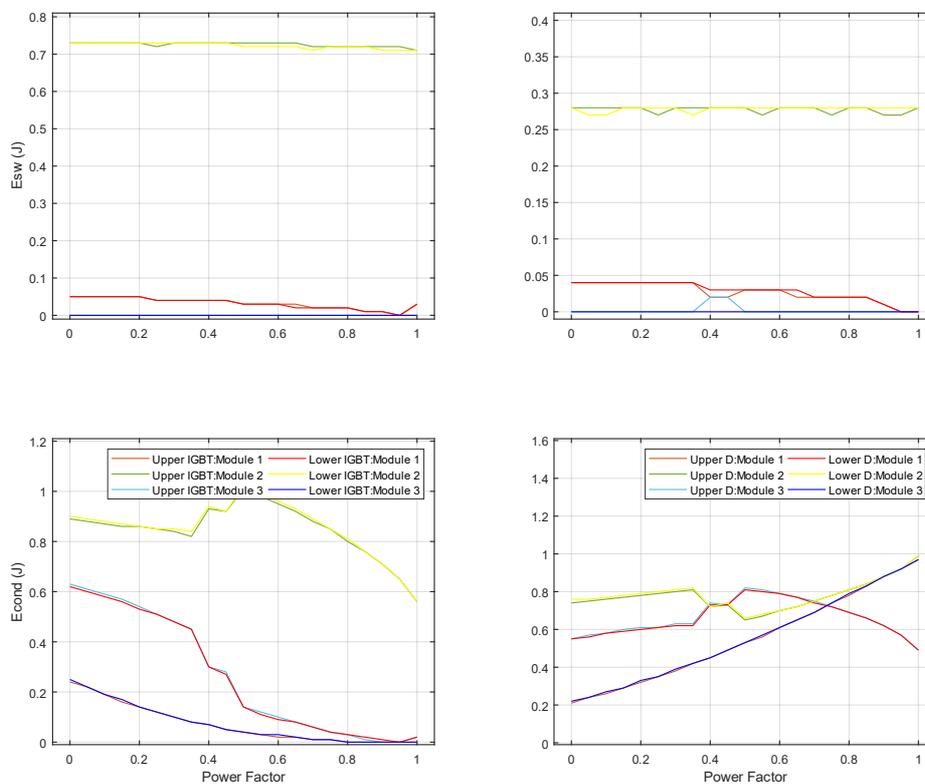


Figura 49. Pérdidas de Energía – Modulación 2.

IGBT

En este caso, cabe esperar que el módulo con las mayores pérdidas por conmutación sea el 2, es el único que conmuta durante todo el periodo de la señal de red. El resto, sólo lo hace cuando la señal de red cambia de signo. El módulo 3 no tiene pérdidas de este tipo, mientras que, el módulo 1 sí, aunque son muy bajas, el valor más alto tomado es 0.05J.

De igual modo, las pérdidas por conducción más altas se producen en el módulo 2. Seguido a este, en los IGBT's interiores y, las más bajas en los IGBT's exteriores. Las curvas de estos dispositivos muestran una forma parecida a las de la modulación 1, tanto es el parecido que las curvas de los dispositivos exteriores es prácticamente la misma, incluso, a partir de un factor de potencia mayor e igual a 0.8, éstas llegan a ser nulas.

Por último, las curvas de los otros dispositivos se intercambian, es decir, con la modulación 1 los que más pérdidas sufren son los IGBT's interiores y con la 2, es el módulo 2. Éste último, con la modulación 1 está en la situación intermedia, al igual que se encuentran los dispositivos interiores con la modulación 2.

Diodos

Primeramente, estudiando las pérdidas por conmutación, de nuevo, se reitera que el módulo con los dispositivos más fatigados es el 2. Seguido, del módulo 1 y, por último, el módulo 3 que, casi en la totalidad del rango de valores del factor de potencia, tiene pérdidas nulas, únicamente presenta pérdidas entre 0.35 y 0.5 de factor de potencia.

Para acabar, se analizarán las pérdidas por conducción que sufren los diodos cuando se le aplican las diferentes modulaciones. Nuevamente, la forma de la curva de los dispositivos exteriores se repite, coincide con la de la modulación 1, véase en la gráfica inferior derecha de la figura 47.

Los otros dispositivos describen situaciones diferentes para valores del factor de potencia distintos, es decir:

- 1) Para un rango de valores comprendidos entre 0 y 0.35, el módulo más fatigado es el módulo 2.
- 2) Entre 0.35 y 0.4, las pérdidas pasan de valer 0.8 a 0.7J aproximadamente.
- 3) Entre 0.4 y 0.45, las pérdidas prácticamente permanecen constantes en todo el rango de valores en ambos dispositivos (0.7J, aproximadamente).
- 4) Entre 0.45 y 0.7, las pérdidas con mayores en los dispositivos interiores.
- 5) Por último, de 0.7 de factor de potencia en adelante, las pérdidas se hacen más significativas en el módulo 2. Incluso, a partir de un factor de potencia igual a 0.85, éstas se igualan a las de los dispositivos exteriores.

9 IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR ANPC

Hasta ahora, todas las pruebas y resultados han sido simulados y, como objetivo final del proyecto, el siguiente paso es la implementación del convertidor, realizar las pruebas correspondientes y contrastar si los resultados simulados se aproximan al comportamiento real del mismo.

Cabe destacar que, para obtener unos resultados experimentales que puedan ser comparados directamente con los simulados, hay que realizar las simulaciones con IGBT's que fueran similares a los que se utilizarán a la hora de implementar el convertidor. Para ello, se ha intentado utilizar un modelo que caracteriza los IGBT's a partir del datasheet de los mismos. Sin embargo, la dificultad de dichos cálculos ha imposibilitado esta caracterización de los IGBT's. Por tanto, la comparación no podrá hacerse directamente pero sí proporcionalmente.

A fin de implementar el convertidor, lo primero que se haría sería el diseño de las placas de circuito impreso (PCB), se ha usado el programa Eagle de Autodesk. Son necesarias las 3 placas siguientes: la placa de potencia, donde se alojarán el DC-Link, los IGBT's y las conexiones de entrada y salida de corriente y tensión; la placa de driver, será la encargada de transmitir los pulsos de luz de la fibra provenientes del DSP, el cuál controlará el convertidor, en pulsos eléctricos adecuados para abrir y cerrar los IGBT's; y por último, la placa de medida de tensión del DC-Link, la medida que proporcione esta placa servirá como entrada para el control de balanceo del convertidor.

9.1 Diseño y Construcción del Convertidor ANPC

Se ha optado por un diseño modular para ahorrar, en un futuro, material. Es decir, en caso de un posible fallo en alguna de ellas, lo único que habría que sustituir es la placa deteriorada. Se hallarán conectadas mediante conectores y sujetas mediante tornillos para que no se produzca movimiento entre ellas y la conexión sea lo más segura posible. El diseño de las PCB's corresponde con las figuras siguientes:

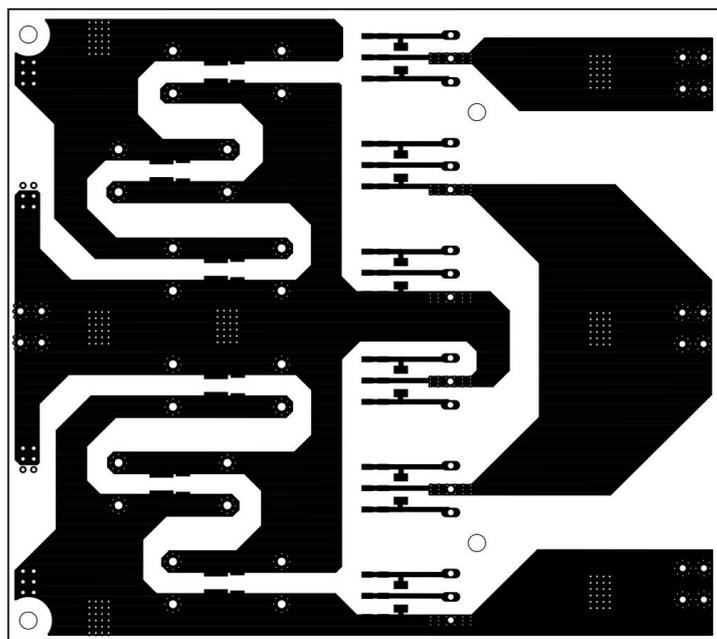


Figura 50. PCB de Potencia (Top).

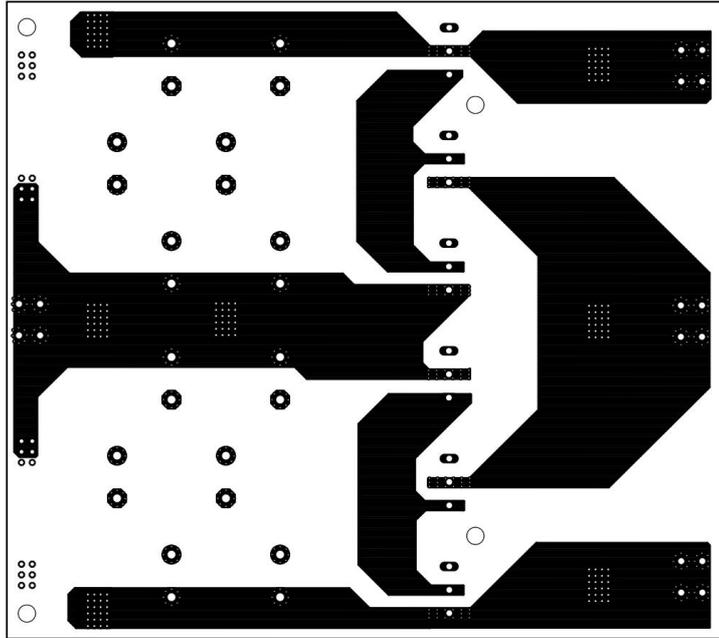


Figura 51. PCB de Potencia (Bottom).

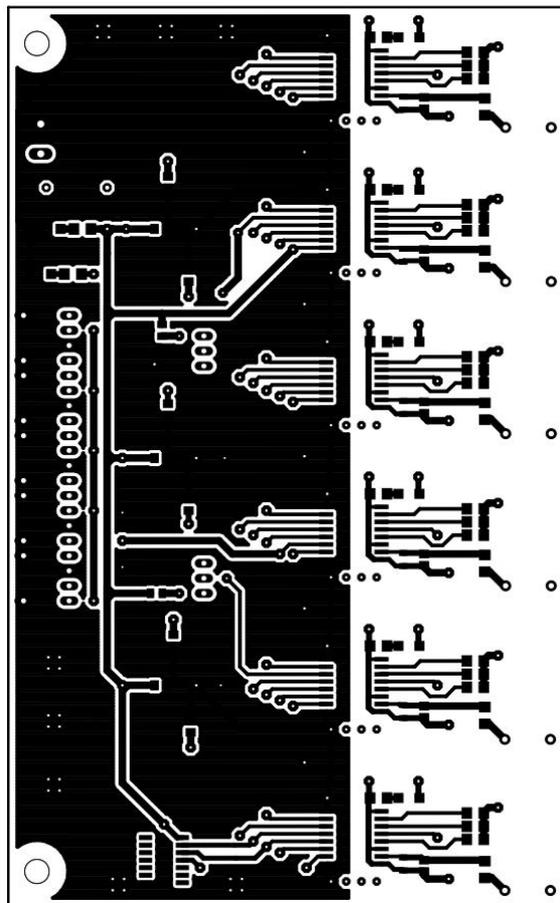


Figura 52. PCB Driver (Top).

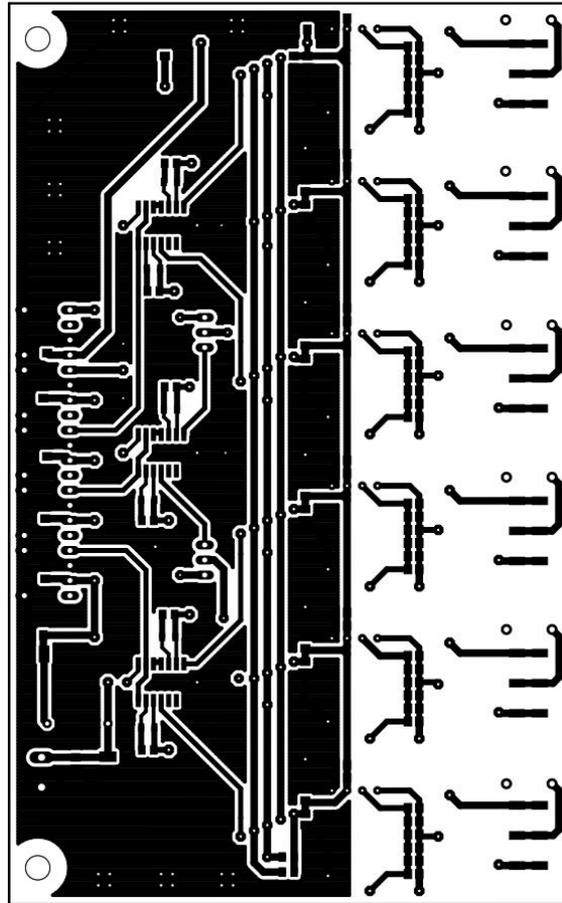


Figura 53. PCB Driver (Bottom).

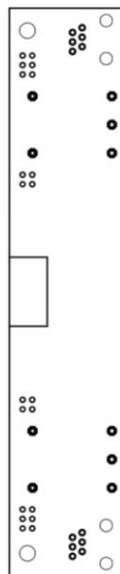


Figura 54. PCB de Medida (Top).

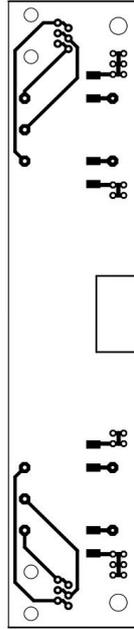


Figura 55. PCB de Medida (Bottom).

Una vez finalizado los diseños, fueron impresos para su posterior revelado y soldado de componentes. El resultado final, se muestra en las figuras posteriores:



Figura 56. Montaje Convertidor (1).



Figura 57. Montaje Convertidor (2).

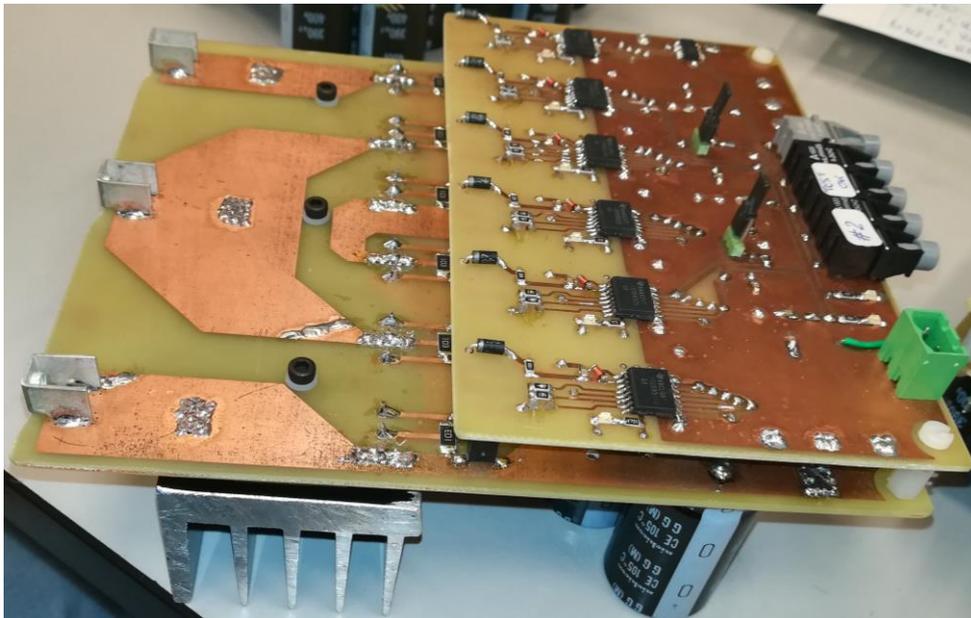


Figura 58. Montaje Convertidor (3).

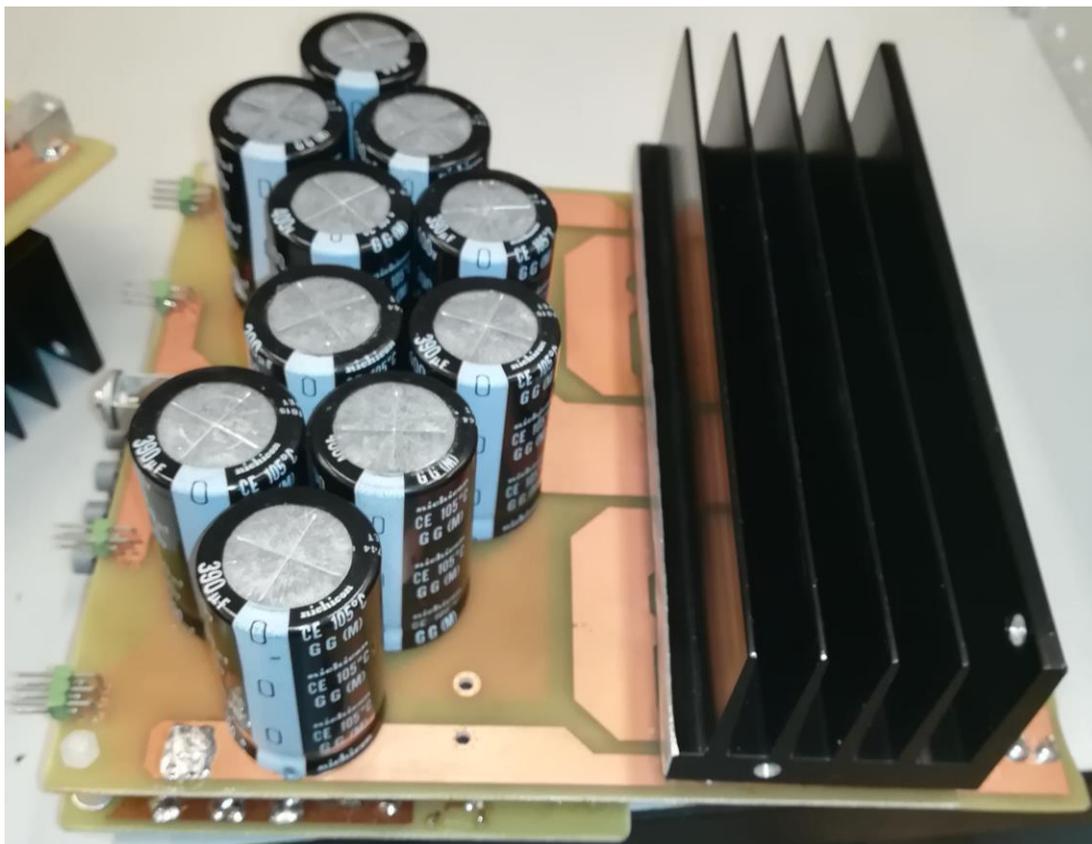


Figura 59. Montaje Convertidor (4).

En los objetivos del proyecto se ha establecido que se llevarán a cabo una serie de limitaciones y se aplicarán unas herramientas que hagan segura la funcionalidad del convertidor trifásico. Luego, las placas serán montadas en un rack que alojará las conexiones con la bobina de filtrado, el circuito de precarga de condensadores, los elementos de protección y los interruptores de conexión y desconexión del convertidor a la red eléctrica. Sería tal como se muestra a continuación:

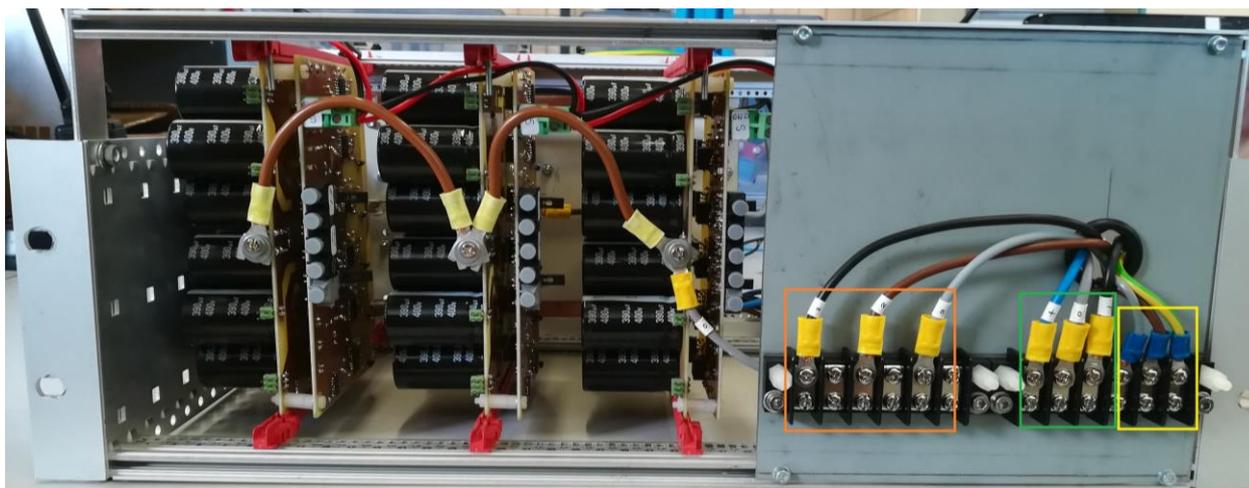


Figura 60. Parte Frontal del Rack.

En la figura anterior, se encuentran las conexiones del convertidor, enmarcadas en naranja estarían las conexiones a cada una de las fases del convertidor, comenzando por la izquierda, fase 1, 2 y 3. Seguidamente, encuadradas en color verde, las conexiones de medida del DC-Link. Y, por último, en amarillo, las conexiones de alimentación de la fuente de tensión que alimentará a las placas de driver de cada fase del convertidor y a unos relés para la precarga del DC-Link.

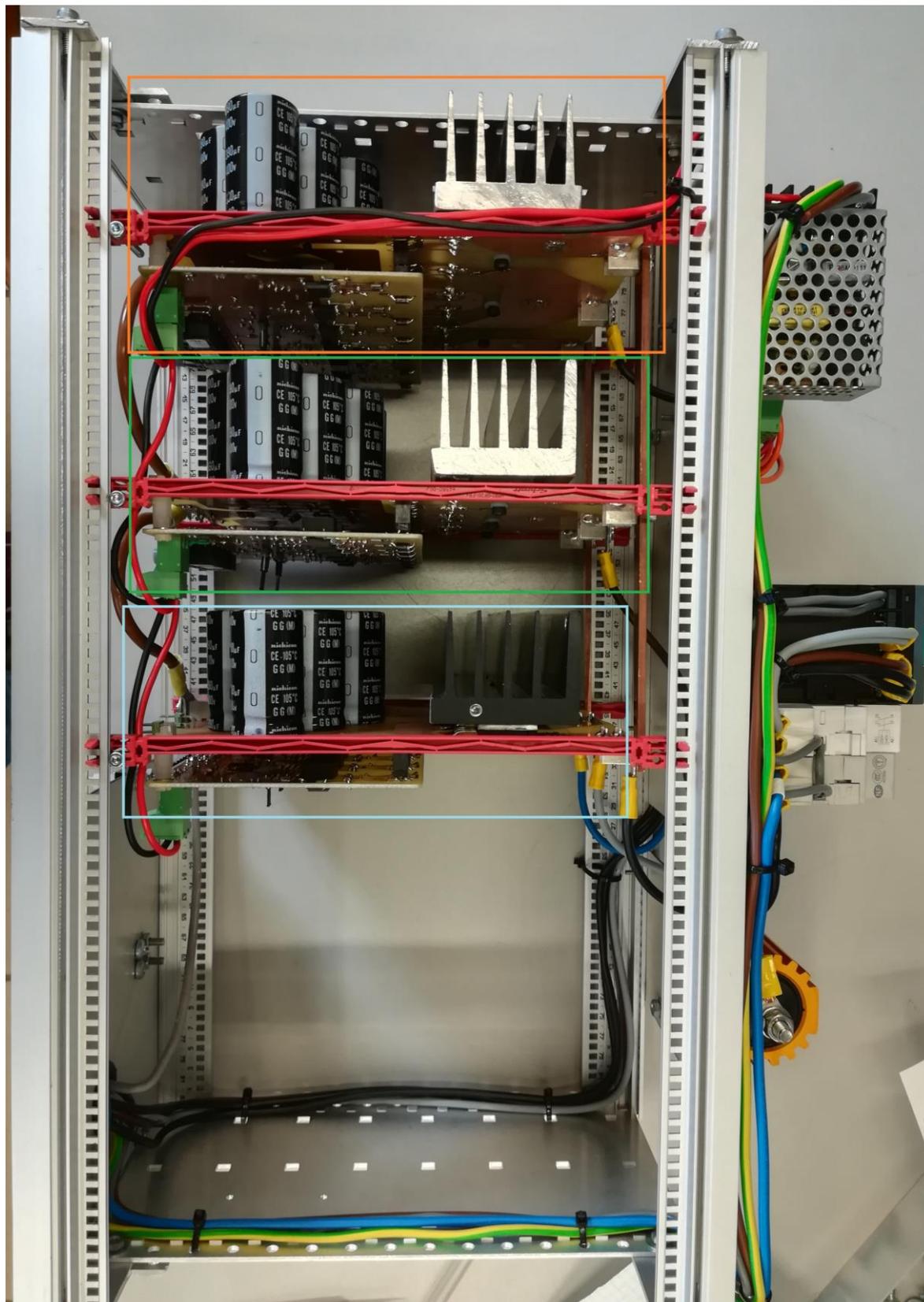


Figura 61. Parte Superior del Rack.

Desde esta vista superior del rack se pueden apreciar las 3 fases del convertidor, la fase a corresponde con el cuadro de color naranja, la fase b, de color verde y, la fase c, de azul claro.

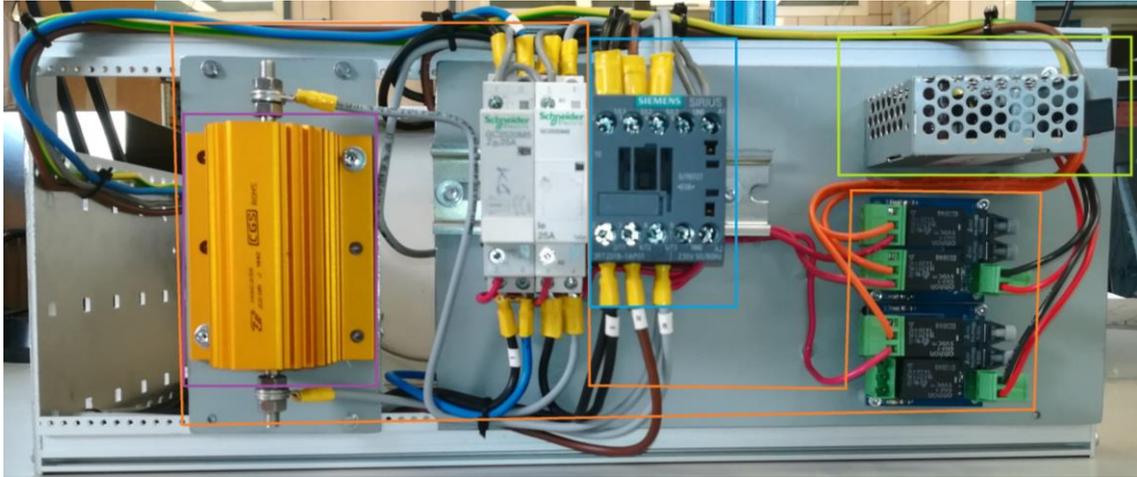


Figura 62. Parte Trasera del Rack.

Para acabar con la descripción física del rack del convertidor, en la parte trasera se ubican los circuitos de precarga del DC-Link encuadrados en color naranja (el elemento enmarcado en color morado corresponde con la resistencia que limita la corriente que entra en los condensadores proveniente de la red eléctrica), el interruptor trifásico que realiza la conexión (desconexión) del convertidor a la red eléctrica y, en color verde, la fuente de tensión que alimenta a los relés de precarga y las placas de driver.

9.2 Funcionamiento de la Placas de Driver

Antes de realizar cualquier operación con el convertidor, hay que realizar una serie de pruebas en las placas de driver para ver que éstas conllevan su tarea correctamente. Esta es la de transformar en señales eléctricas adecuadas las señales de fibra óptica provenientes del DSP correspondientes a las alphas de las modulaciones de la figura 13.

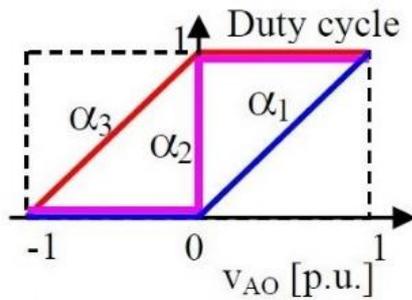


Figura 63. Modulación 1.

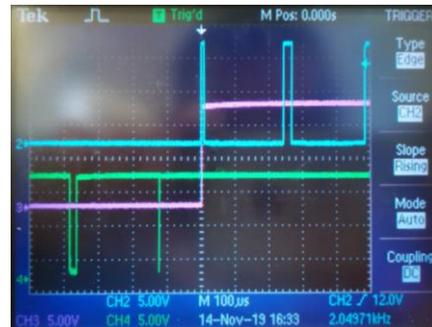


Figura 64. Señales de la Modulación 1.

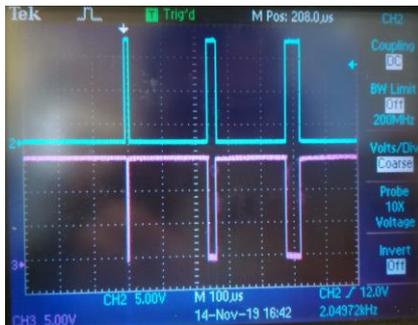


Figura 65. Señales del Alpha 1.

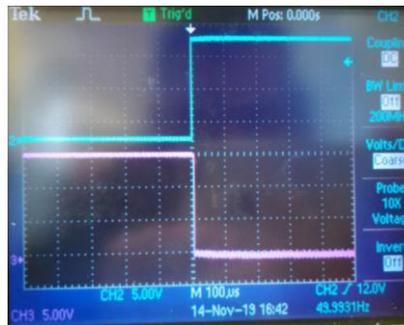


Figura 66. Señales del Alpha 2.

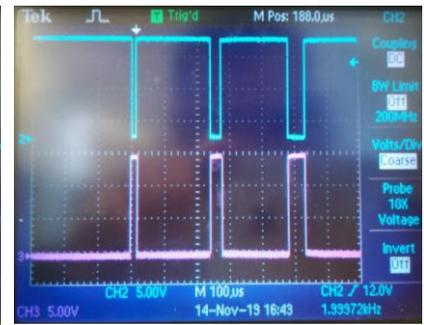


Figura 67. Señales del Alpha 3.

En las figuras 65, 66 y 67 se pueden ver las señales de disparo de los IGBT's correspondientes a cada Alpha de la modulación 1, en este caso. En color azul estaría la señal correspondiente al duty cycle de la figura 63 y, en

color rosa, la señal complementaria.

En la figura 64, se aprecian las señales de las alphas de la modulación 1, azul, Alpha 1; rosa, Alpha 2; verde, Alpha 3.

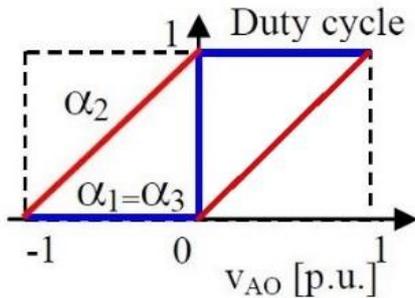


Figura 68. Modulación 2.

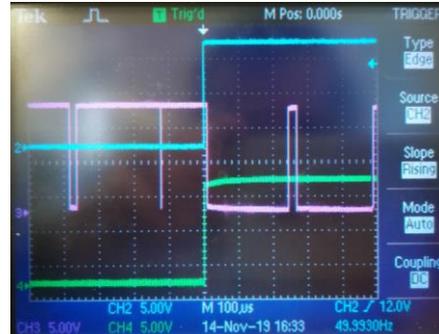


Figura 69. Señales de la Modulación 2.

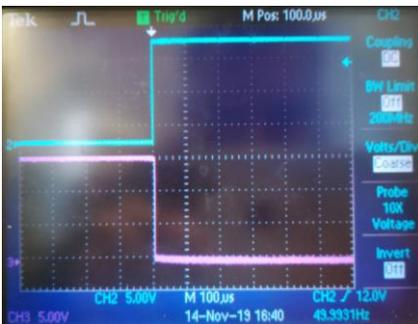


Figura 70. Señales del Alpha 1.

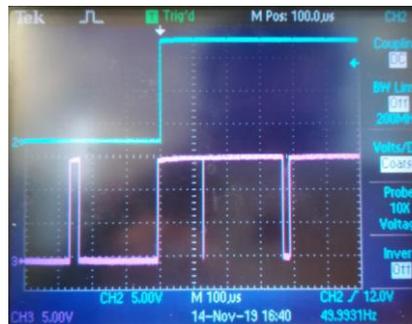


Figura 71. Señales del Alpha 2.

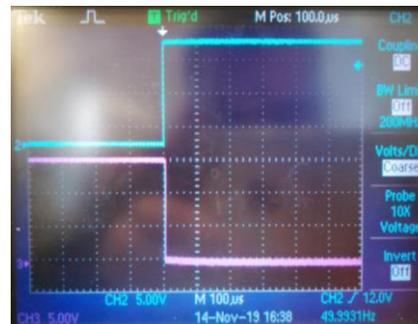


Figura 72. Señales del Alpha 3.

Ahora, la representación es la misma, las figuras 70, 71 y 72 se pueden ver las señales de disparo de los IGBT's correspondientes a cada Alpha de la modulación 2. En color azul estaría la señal correspondiente al duty cycle de la figura 68 y, en color rosa, la señal complementaria.

En la figura 69, se aprecian las señales de las alphas de la modulación 2, azul, Alpha 1; rosa, Alpha 2; verde, Alpha 3.

NOTA: en la figura 71 no aparecen las señales complementarias ya que el osciloscopio no era capaz de representar correctamente dichas señales. Sin embargo, si observamos las señales de color rosa de las figuras 69 y 71 si se aprecia que son opuestas.

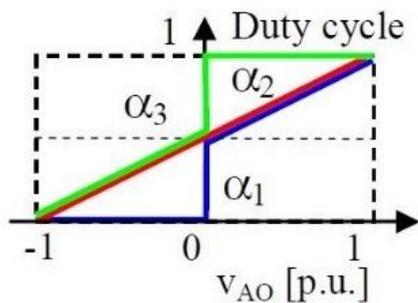


Figura 73. Modulación 3.



Figura 74. Señales de la Modulación 3.

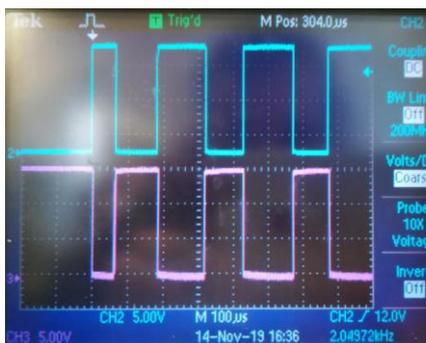


Figura 75. Señales del Alpha 1.

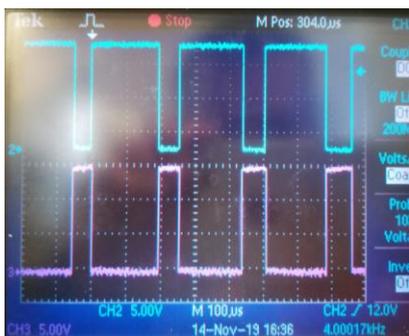


Figura 76. Señales del Alpha 2.

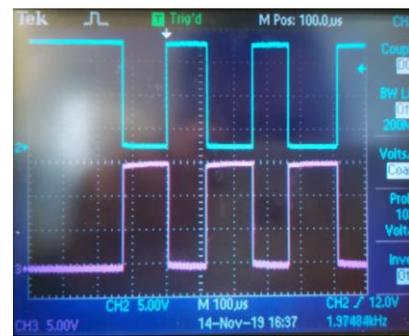


Figura 77. Señales del Alpha 3.

Para acabar, las figuras 75, 76 y 77 se pueden ver las señales de disparo de los IGBT's correspondientes a cada Alpha de la modulación 3. En color azul estaría la señal correspondiente al duty cycle de la figura 73 y, en color rosa, la señal complementaria.

En la figura 74, se aprecian las señales de las alphas de la modulación 3, azul, Alpha 1; rosa, Alpha 2; verde, Alpha 3.

Llegados a este punto de este subapartado, se puede concluir que el funcionamiento de las placas de driver es correcto.

9.3 Programación del DSP

De acuerdo con lo establecido en los objetivos del proyecto, se procederá a la programación del DSP que gobernará el convertidor. El DSP que se ha elegido es el F28377S de Texas Instruments.

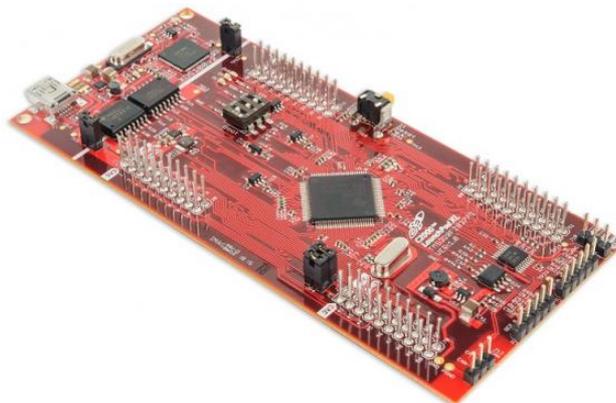


Figura 78. DSP F28377S.

Posee multitud de módulos PWM que serán necesarios para generar las 9 señales de disparo de los IGBT's, recibir las señales de error que se generen desde las placas de driver y, gobernar los relés del circuito de precarga del DC-Link. Asimismo, un conjunto amplio de ADC's que recibirán las tensiones de los sensores

del convertidor.

Para hacer uso de los periféricos precisos, hay que usar una placa de adaptación para poder conectar la fibra y los sensores a sus correspondientes pines. Las placas a usar son las siguientes:

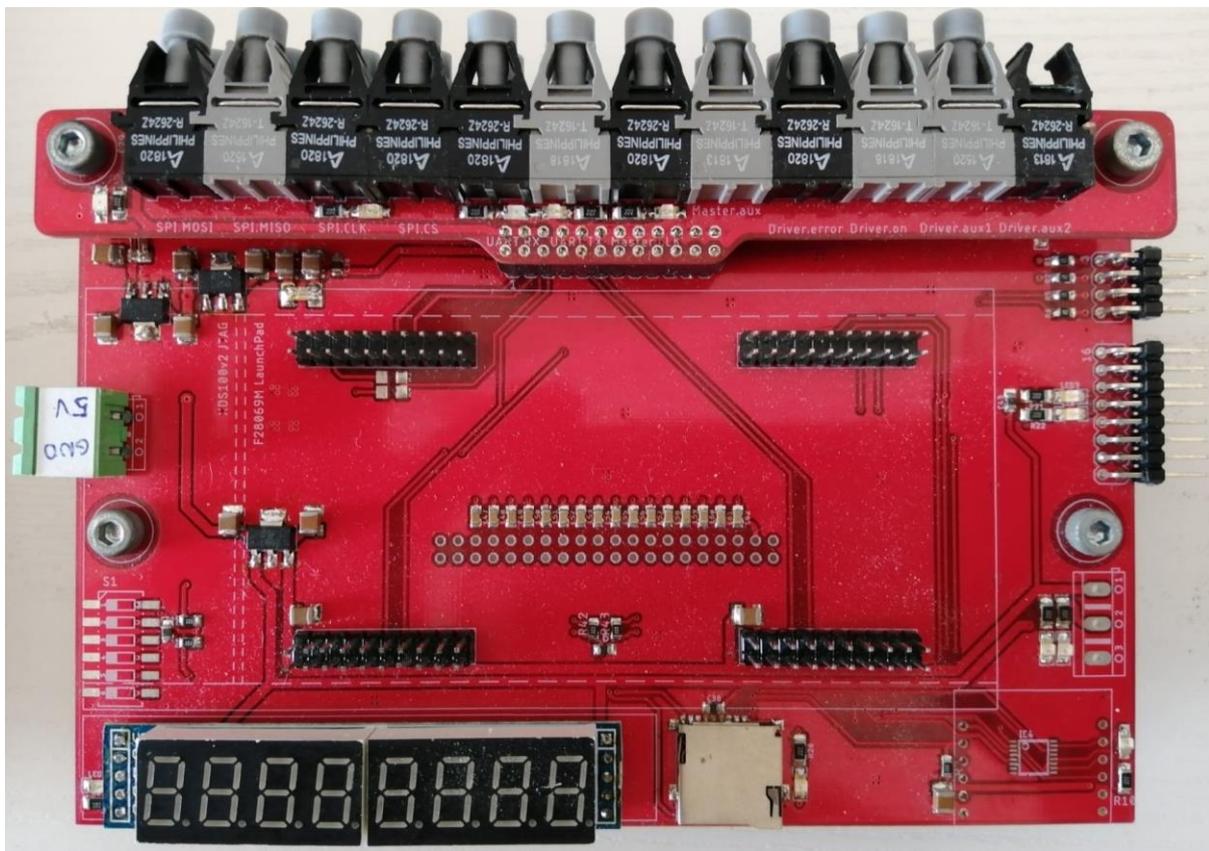


Figura 79. Placa de Adaptación.

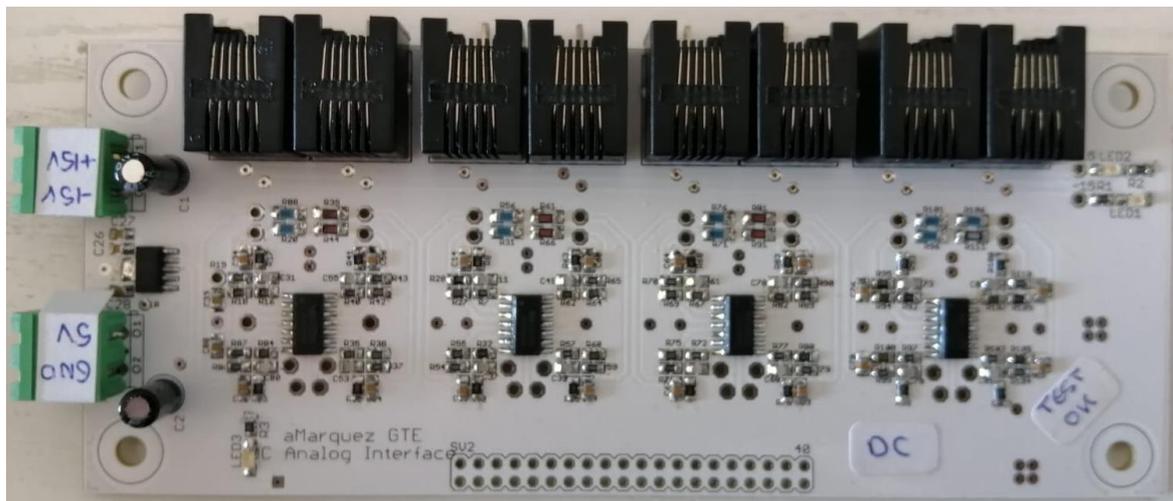


Figura 80. Placa de Medida.

El código ha sido escrito en lenguaje C++ y, para una mayor optimización y compresión del mismo, se ha escrito en diferentes archivos dependiendo de las instrucciones y funciones a realizar. Es decir, en un archivo se han programado todas las configuraciones hardware de los periféricos, en otro, el control de balanceo del DC-Link y de corriente, otro ejemplo más, la máquina de estado en otro archivo, etc.

Existe un archivo llamado “main.c” donde se inicializa el microprocesador y el resto de los archivos son llamados a través de funciones específicas.

La máquina de estados que se ha comentado dos párrafos antes está regida por el siguiente diagrama de flujo:

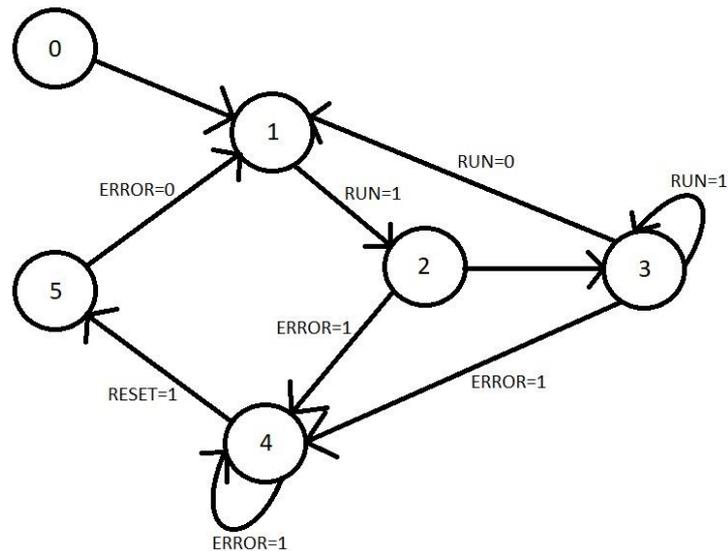


Figura 81. Diagrama de Flujo de la Máquina de Estados.

Siendo:

“0” => Estado de inicialización.

“1” => Estado de reposo.

“2” => Estado de precarga del DC-Link.

“3” => Estado de funcionamiento normal.

“4” => Estado de error.

“5” => Estado de reinicio.

Dentro de cada estado se realizan las operaciones determinadas. El estado 0, inicializa el microprocesador, los periféricos, las variables y las interrupciones. Seguidamente, se cambia al estado 1 donde todo está preparado para el funcionamiento del convertidor. En el momento que se arranque la máquina, variable RUN=1, se realiza la precarga del DC-Link en el estado 2 y una vez completada, se pasa automáticamente al estado 3. En él, se asocian los duty cycles correspondientes a los módulos PWM del microprocesador.

Estos duty cycles se calculan gracias al algoritmo de control de balanceo del DC-Link y potencia de entrada y salida. Este control se ejecuta con cada interrupción generada por el módulo ADC. Dicho módulo, realiza las mediciones de los sensores, convierte dicha medición en valores digitales y genera una interrupción. Una vez generada, se ejecuta una función que llama al control, éste realiza los cálculos pertinentes y, carga los valores de los alphas de cada fase del convertidor a los módulos PWM.

En el párrafo anterior se describe el funcionamiento normal del microprocesador, pero si ocurre algún error, la máquina pasaría al estado 4, en el que inhabilita el control y los módulos PWM hasta que sea reparado y se le indique con la variable RESET=1. Ahora, la máquina estaría en el estado 5 donde se realizaría el reinicio de variables y se dejaría todo en orden para el nuevo arranque de la máquina. Donde esperaría en el estado 1.

Además, se ha intentado programar una comunicación SPI e I2C con unos periféricos de la placa de adaptación de la figura 79 pero no ha sido posible lograr una comunicación entre ellos ya que la crisis del COVID-19 ha imposibilitado el acceso a los laboratorios para el uso de las herramientas necesarias para su programación, así como ha impedido también la adquisición de material nuevo para poder completar de soldar los componentes que constituyen la placa.

10

CONCLUSIONES

Para concluir, se han logrado conseguir la mayoría de los objetivos del proyecto, excepto obtener resultados experimentales. Esto ha sido debido a la crisis del COVID-19 ya que se impide el acceso al laboratorio y por tanto, al material necesario para la realización de las pruebas necesarias en este proyecto.

No obstante, se ha avanzado mucho en la investigación del convertidor ANPC, mediante las simulaciones se han determinado cómo afectan las modulaciones a las pérdidas y cuáles son los dispositivos que más se deterioran dependiendo de la modulación que se aplique. En el apartado 7.4 se explican con más claridad estas afirmaciones.

Asimismo, desde mi punto de vista, he aprendido todo el proceso que se lleva a cabo en el desarrollo de placas de circuito impreso, desde su diseño, y todas las condiciones a tener en cuenta para evitar ruido eléctrico, distribución de componentes... hasta el testeo del correcto funcionamiento de la misma. También, del montaje posterior al desarrollo de las PCB's en el rack correspondiente, junto con las medidas de protección llevadas a cabo para aumentar la seguridad del convertidor.

Como primera propuesta para una futura línea de trabajo, habría que finalizar los experimentos que no han podido ser llevados a cabo: primeramente, realizar pruebas con el convertidor en bucle abierto, con y sin carga. Además de su respectiva prueba en bucle cerrado para sintonizar los bucles PI's programados en el control. Después, su correspondiente conexión a red. También, aplicar las 3 modulaciones, medir la temperatura de los IGBT's y diodos para luego, ser contrastadas con las simulaciones.

La segunda propuesta a futura línea de trabajo sería, para empezar, estudiar el modelo de pérdidas de un MOSFET y un IGBT usando parámetros del datashett publicado por Infineon (MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters). A continuación, lograr obtener las gráficas de pérdidas que posee Matlab en su base de datos, para así tener un modelo fiable del MOSFET o IGBT a simular. Con esto se consigue primero, tener un script de Matlab, en el que sólo habría que introducir los parámetros necesarios, para obtener la nube de puntos que el propio programa usará en las simulaciones; y segundo, poder simular cualquier MOSFET e IGBT para saber su comportamiento bajo cualquier circuito o escenario que se simule.

ANEXOS

ANEXO 1. TRANSFORMACIONES DE LA DINÁMICA DE CORRIENTE

Para obtener las ecuaciones correspondientes a la dinámica de corriente, analizamos el circuito siguiente:

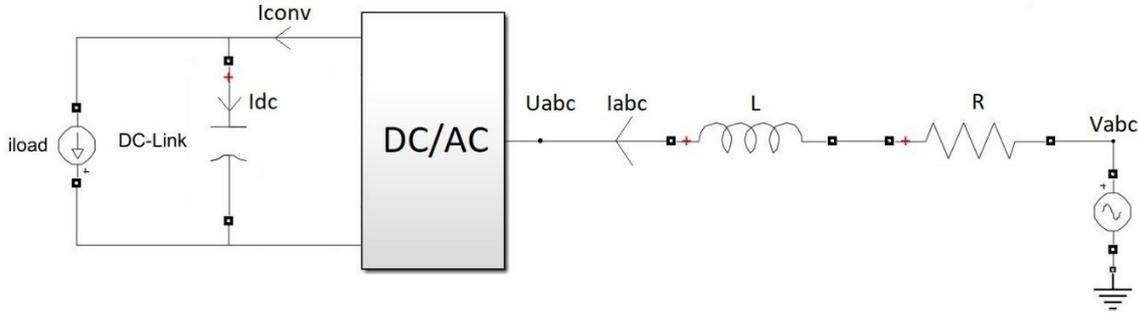


Figura 82. Esquema del Circuito (Simplificado).

$$V_{abc} = R * i_{abc} + L * \frac{d(i_{abc})}{dt} + U_{abc}$$

Ahora, se multiplican todos los términos de la ecuación por la matriz de la Transformada de Clarke.

$$T_{abc}^{\alpha\beta} * V_{abc} = R * T_{abc}^{\alpha\beta} * i_{abc} + L * T_{abc}^{\alpha\beta} * \frac{d(i_{abc})}{dt} + T_{abc}^{\alpha\beta} * U_{abc}$$

Como la matriz de la Transformada de Clarke es de coeficientes constantes, se puede incluir dentro de la derivada.

$$T_{abc}^{\alpha\beta} * V_{abc} = R * T_{abc}^{\alpha\beta} * i_{abc} + L * \frac{d(T_{abc}^{\alpha\beta} * i_{abc})}{dt} + T_{abc}^{\alpha\beta} * U_{abc}$$

En ejes $\alpha\beta$ la ecuación queda:

$$V_{\alpha\beta} = R * i_{\alpha\beta} + L * \frac{d(i_{\alpha\beta})}{dt} + U_{\alpha\beta}$$

A continuación, se realiza el cambio a ejes continuos multiplicando todos los términos por la matriz de la Transformada de Park.

NOTA: como la matriz de la Transformada de Park es de coeficientes variables con el tiempo, se realiza la siguiente definición:

$$i_{\alpha\beta} \triangleq \left(T_{\alpha\beta}^{dq} \right)^T * i_{dq}$$

Luego, la expresión queda:

$$T_{\alpha\beta}^{dq} * V_{\alpha\beta} = R * T_{\alpha\beta}^{dq} * i_{\alpha\beta} + L * T_{\alpha\beta}^{dq} * \frac{d\left(\left(T_{\alpha\beta}^{dq} \right)^T * i_{dq} \right)}{dt} + T_{\alpha\beta}^{dq} * U_{\alpha\beta}$$

En ejes dq la ecuación es:

$$V_{dq} = R * i_{dq} + L * T_{\alpha\beta}^{dq} * \frac{d\left(\left(T_{\alpha\beta}^{dq} \right)^T * i_{dq} \right)}{dt} + U_{dq}$$

Para comprender mejor cómo es la expresión final, se desarrollará la derivada:

$$T_{\alpha\beta}^{dq} * \frac{d\left(\left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T * idq\right)}{dt} = T_{\alpha\beta}^{dq} * \left[\frac{d\left(\left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T\right)}{dt} * idq + \left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T * \frac{d(idq)}{dt} \right] =$$

$$= T_{\alpha\beta}^{dq} * \frac{d\left(\left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T\right)}{dt} * idq + T_{\alpha\beta}^{dq} * \left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T * \frac{d(idq)}{dt}$$

Se realizan las operaciones correspondientes a cada término:

1)

$$T_{\alpha\beta}^{dq} * \frac{d\left(\left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T\right)}{dt} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} -\text{sen}(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \end{pmatrix} * \frac{d\theta}{dt} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} * w == J * w$$

2)

$$T_{\alpha\beta}^{dq} * \left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T = I \left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)$$

Para finalizar,

$$T_{\alpha\beta}^{dq} * \frac{d\left(\left(T_{\alpha\beta}^{dq}\right)^T * idq\right)}{dt} = J * w * idq + \frac{d(idq)}{dt}$$

La ecuación de la dinámica de corriente en ejes dq es:

$$Vdq = R * idq + L * J * w * idq + L * \frac{d(idq)}{dt} + Udq$$

ANEXO 2. TRANSFORMACIONES DE LA DINÁMICA DE TENSIÓN

Para obtener las ecuaciones de la dinámica de tensión se analizará el circuito de la Figura 16.

$$i_{dc} = i_{conv} - i_{load}$$

$$C * \frac{d(V_{dc})}{dt} = i_{conv} - i_{load}$$

Se multiplican todos los términos por Vdc:

$$\left. \begin{aligned} C * V_{dc} * \frac{d(V_{dc})}{dt} &= V_{dc} * i_{conv} - V_{dc} * i_{load} \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) &= 2 * \frac{V_{dc}}{2} * \frac{d(V_{dc})}{dt} \end{aligned} \right\} \Rightarrow C * \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = V_{dc} * i_{conv} - V_{dc} * i_{load}$$

Se analizará el convertidor para obtener la intensidad de este:

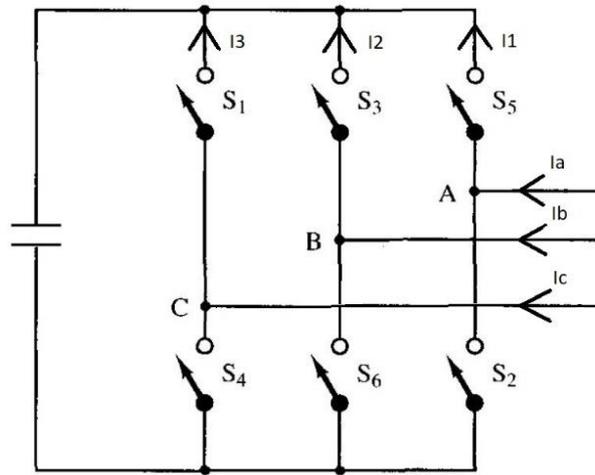


Figura 83. Esquema del Convertidor (Simplificado).

NOTA: el esquema del convertidor representado en la figura 57 no corresponde con el ANPC, pero esto no influye a la hora de estudiar las ecuaciones que rigen el control.

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= S_a * i_a \\ i_2 &= S_b * i_b \\ i_3 &= S_c * i_c \end{aligned} \right\}$$

$$i_{conv} = i_1 + i_2 + i_3 = S_a * i_a + S_b * i_b + S_c * i_c = \begin{pmatrix} S_a & S_b & S_c \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = S_{abc}^T * I_{abc}$$

Para finalizar,

$$C * V \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = V_{dc} * i_{conv} - V_{dc} * i_{load}$$

$$C * V \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = V_{dc} * S_{abc}^T * I_{abc} - V_{dc} * i_{load}$$

$$C * V \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = U_{abc}^T * I_{abc} - V_{dc} * i_{load}$$

Ahora se pasará a ejes $\alpha\beta$ con la Transformada de Clarke. Teniendo en cuenta que todos los términos son constantes excepto U_{abc} e I_{abc} . La expresión queda:

$$C * V \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = U_{\alpha\beta}^T * I_{\alpha\beta} - V_{dc} * i_{load}$$

En ejes dq,

$$C * V \frac{d}{dt} \left(\frac{Vdc^2}{2} \right) = U_{dq}^T * I_{dq} - Vdc * iload$$

ANEXO 3. ANÁLISIS DEL LAZO INTERNO

Para realizar el análisis del lazo interno de corriente y poder implementar un algoritmo de control PID hay que partir de que el error es una magnitud que corresponde con la siguiente expresión matemática:

$$\tilde{id}(t) = \tilde{I}_o * e^{-\frac{t}{\tau}} \Leftrightarrow \tau * \frac{d(\tilde{id}(t))}{dt} + \tilde{id} = 0$$

Representados gráficamente:

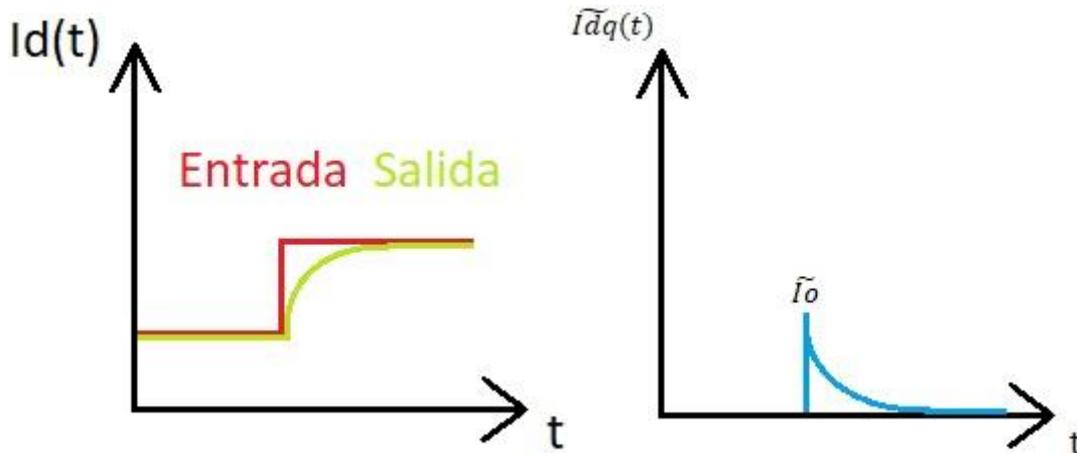


Figura 84. Representación del Error en Corriente.

Luego, para asemejar la ecuación de la dinámica de corriente con la ecuación del error, se realiza la siguiente definición:

$$\tilde{idq} \triangleq idq - idq^*$$

Además, se añadirán los siguientes términos:

$$\pm L * \frac{d(idq^*)}{dt} \pm Kp * \tilde{idq}$$

Luego,

$$\left. \begin{aligned} Vdq &= R * idq + L * J * w * idq + L * \frac{d(idq)}{dt} + Udq \\ &\pm L * \frac{d(idq^*)}{dt} \pm Kp * \tilde{idq} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Vdq = R * idq + L * J * w * idq + L * \frac{d(idq)}{dt} + Udq \pm L * \frac{d(idq^*)}{dt} \pm Kp * \tilde{idq}$$

Reordenando términos,

$$Vdq = R * idq + L * \frac{d(idq)}{dt} - L * \frac{d(idq^*)}{dt} + Kp * \tilde{idq} + L * J * w * idq + Udq + L * \frac{d(idq^*)}{dt} - Kp * \tilde{idq}$$

$$Vdq = L * \frac{d(\tilde{idq})}{dt} + Kp * \tilde{idq} + R * idq + L * J * w * idq + Udq + L * \frac{d(idq^*)}{dt} - Kp * \tilde{idq}$$

Por último, si definimos Udq como:

$$Udq \triangleq Vdq - R * idq - L * J * w * idq - L * \frac{d(idq^*)}{dt} + Kp * \tilde{idq}$$

La ecuación de la dinámica del error en corriente queda:

$$L * \frac{d(\widetilde{idq})}{dt} + Kp * \widetilde{idq} = 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \widetilde{idq} = 0$$

DEFINICIÓN:

*) Vdq : término feedforward. Usado para un control más exhaustivo.

*) $-L * J * w * idq$: término de desacoplo.

*) $Kp * \widetilde{idq}$: término de amortiguamiento. Asegura la estabilidad del sistema siempre y cuando $Kp > 0$.

*) $-L * \frac{d(idq^*)}{dt}$: en régimen permanente es cero.

*) $-R * idq$: corresponde con las pérdidas en los componentes del sistema. El valor de R se desconoce y varía con la temperatura, potencia... Por ello, se sustituye por un término integral que acumula el error en corriente.

$$Udq \triangleq Vdq - L * J * w * idq + Kp * \widetilde{idq} + Ki * \int \widetilde{idq} dt$$

ANEXO 4. ANÁLISIS DEL LAZO EXTERNO

Para llegar a una expresión que sea lineal y pueda realizarse su control mediante un algoritmo PID hay que definir algunas variables:

$$\left. \begin{aligned} Z &\triangleq \frac{Vdc^2}{2} \\ p &\triangleq Udq^T * idq \\ pload &\triangleq Vdc * iload \end{aligned} \right\}$$

Si se sustituye en la ecuación de la dinámica de tensión,

$$\left. \begin{aligned} C * V \frac{d}{dt} \left(\frac{Vdc^2}{2} \right) &= Udq^T * Idq - Vdc * iload \\ Z &\triangleq \frac{Vdc^2}{2} \\ p &\triangleq Udq^T * idq \\ pload &\triangleq Vdc * iload \end{aligned} \right\} \Rightarrow C * \frac{d(Z)}{dt} = p - pload$$

Reordenando términos,

$$p = C * \frac{d(Z)}{dt} + pload$$

Lo que se intenta con el control PID es que $p \approx pload$ para que Z sea lo más constante posible y, por tanto, su derivada sea nula. Al ser un sistema LTI de primer orden, el control se resuelve mediante un PID:

$$p^* = Kp * \tilde{Z} + Ki * \int \tilde{Z} dt \Rightarrow \tilde{Z} = \frac{(Vdc^*)^2}{2} - \frac{Vdc^2}{2}$$

La referencia de q^* depende del operador del sistema. Si no hay reactiva, $q^*=0VAR$.

Las referencias de corriente se obtienen de la potencia instantánea teórica:

$$\begin{pmatrix} id^* \\ iq^* \end{pmatrix} = \frac{1}{Vd^2 + Vq^2} * \begin{pmatrix} Vd & Vq \\ Vq & -Vd \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} p^* \\ q^* \end{pmatrix}$$

Sin embargo, si consideramos que Vq en régimen permanente es cero, queda:

$$\begin{pmatrix} id^* \\ iq^* \end{pmatrix} = \frac{1}{Vd} * \begin{pmatrix} p^* \\ q^* \end{pmatrix}$$

REFERENCIAS

D. Floricau, E. Floricau, G. Gateau. «Three-Level Active NPC Converter: PWM Strategies and Loss Distribution» IEEE Trans. Ind. Electron. DOI: 10.1109/IECON.2008.4758494.

L. Ma, T. Kerekes, P. Rodriguez, X. Jin, R. Teodorescu, and M. Liserre. «A New PWM Strategy for Grid-Connected Half-Bridge Active NPC Converters With Losses Distribution Balancing Mechanism», IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 30, NO. 9, September 2015.

M. Andresen, J. Kuprat, V. Raveendran, J. Falck and M. Liserre. «Active Thermal Control for Delaying Maintenance of Power Electronics Converters», Chinese Journal of Electrical Engineering, Vol.4, No.3, September 2018.

R. Schnell, M. Application, ABB Switzerland, «High-Voltage Phase-Leg Modules for Medium Voltage Drives and Inverters».