2. Convertidor DC/AC.

2.1. Introducción.

En el diseño del convertidor se ha tenido en cuenta que existe una fuente de tensión continua a partir de la cual se obtiene la energía y se transforma a AC. Por la topología escogida, se pueden obtener 3 niveles de tensión en cada polo del convertidor, lo que permite obtener una tensión compuesta de salida modulada con hasta 5 niveles. Habitualmente la tensión a modular será sinusoidal, siendo la frecuencia de la sinusoide proporcional a la velocidad con la que se pretenda hacer girar el motor eléctrico.

Para poder conseguir tener tres niveles de tensión en cada polo, el DC-Link debe estar compuesto por, al menos, tres nudos de diferente potencial eléctrico para que mediante la correcta conexión a través de los dispositivos semiconductores podamos trasladar cada uno de esos potenciales al polo de salida. Por combinación de estos potenciales en cada uno de los dos polos de salida se pueden obtener 5 niveles distintos de tensión en la tensión de salida de modo que para modular la tensión de salida disponemos de esos 5 niveles. Dada la topología escogida (DCC – Diode Clamp Converter), para lograr el objetivo mencionado ha de realizarse un montaje como el mostrado en la Figura 1, en el que observamos que se necesitan ocho IGBT's, cuatro en cada una de las ramas que componen el inversor, y cuatro diodos de Clamp, dos en cada rama del mismo.

2.2. Tecnología Inverter.

El funcionamiento de los sistemas frigoríficos convencionales para acondicionamiento de aire se basan en que el compresor tiene dos posibles estados, funcionando a pleno rendimiento y parado. Cuando la temperatura del recinto es distinta de la deseada por el termostato, el compresor se pone en marcha, permaneciendo en dicho estado hasta que se alcanza la temperatura deseada, momento en el cual el compresor se para hasta que la temperatura vuelva a alcanzar el nivel que indique una nueva puesta en marcha del sistema.

Las instalaciones frigoríficas que usan la tecnología Inverter hacen que el compresor, en lugar de parar, baje el régimen de funcionamiento del mismo, evitando de esta forma los continuos arranques y paradas, a la vez que reduce el nivel sonoro del sistema y el consumo energético del mismo. También se consigue que la temperatura del recinto se controle con unos márgenes más estrechos que los sistemas convencionales.

La velocidad de giro de los motores que mueven el compresor de un sistema de aire acondicionado es directamente proporcional a la frecuencia de la tensión con la que se alimenta el motor, con lo que variando dicha frecuencia estaremos variando la velocidad. La frecuencia de funcionamiento de estos motores tiene como límite inferior unos 30Hz y como límite superior 90Hz. De esta forma se consigue que dependiendo de la diferencia de temperatura entre la deseada y la real, se haga bombear una cantidad de refrigerante para dar una potencia frigorífica acorde a las necesidades puntuales. Como consecuencia directa del límite superior de frecuencia tendremos que se puede alcanzar la temperatura deseada de forma mucho más rápida que en los sistemas convencionales.

Otra ventaja destacable es el ahorro en el consumo energético, ya que al ser la potencia del equipo una variable flexible, se podrá adaptar a las condiciones más óptimas para obtener el mayor rendimiento en cada momento, siendo el ahorro mayor cuando suben las horas de funcionamiento del sistema.

Esta tecnología lleva ya un tiempo en el mercado, pero con un convertidor electrónico de tres niveles. Al disponer nuestro montaje de cinco niveles de tensión, conseguimos reducir la cantidad de armónicos en el motor, los cuales no producen trabajo y sí provocan un mayor calentamiento del bobinado provocando más pérdidas por efecto Joule. También se reduce las vibraciones y ruidos, que son otros de los efectos que provocan los armónicos.

2.3. Funcionamiento del convertidor DC/AC.

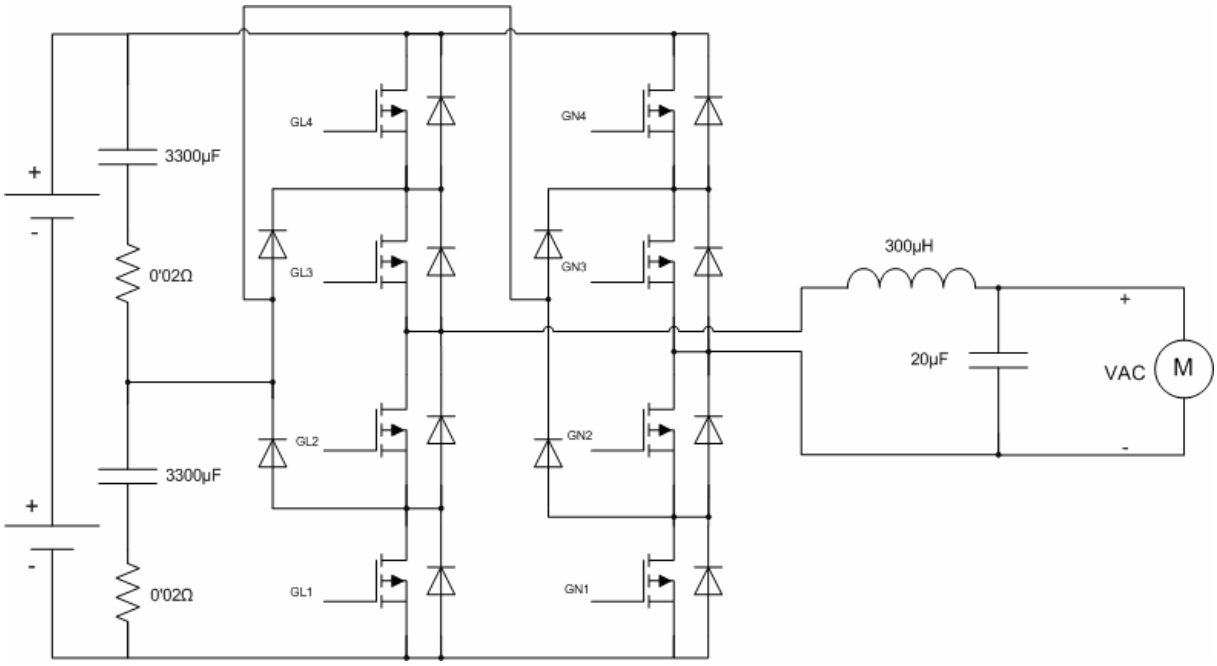

Figura 1. Esquema del convertidor DC/AC de cinco niveles.

Las simulaciones del funcionamiento del convertidor se han realizado mediante el programa PSCAD en su versión 3.0.8. El esquema de control se ha normalizado de modo que dicho control es independiente de la tensión máxima del DC-Link. Así se han definido los cinco niveles desde el nivel -2 hasta el nivel 2.

Para colocar cada uno de los cinco niveles en la salida hay que disparar unos determinados transistores y cortar otros. Pero como para algunos niveles existe más de una posibilidad de conexión, vamos a explicar el criterio de disparos que se ha seguido en el sistema mediante la Tabla 1, la cual indica los IGBT's que se cierran (1) o se abren (0) para cada uno de los niveles, los nombres de las señales de disparo siguen la nomenclatura indicada en la Figura 2, la cual muestra únicamente el puente de IGBT's que componen el inversor.

Niveles	gl1	gl2	gl3	gl4	gn1	gn2	gn3	gn4
-2	1	1	0	0	0	0	1	1
-1	0	1	1	0	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0
1	0	0	1	1	0	1	1	0
2	0	0	1	1	1	1	0	0

Tabla 1. Disparos de los IGBT's según el nivel.

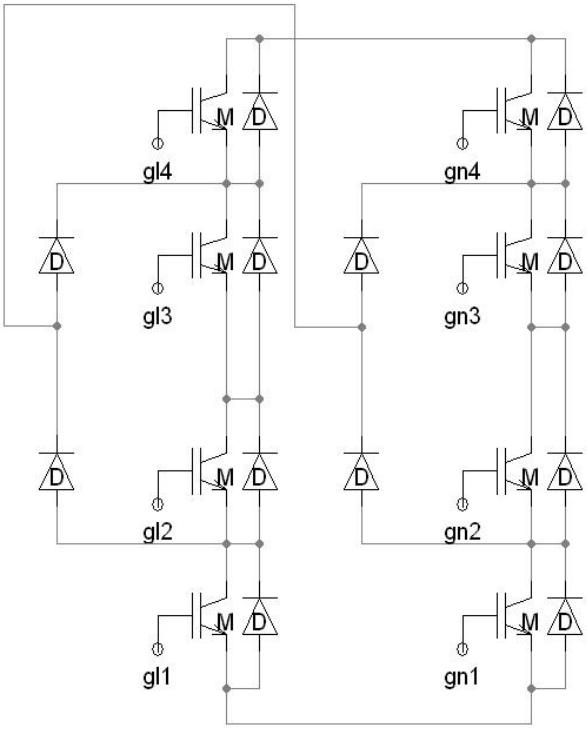

Figura 2. Puente de IGBT's del convertidor DC/AC.

A partir de la Tabla 1 podemos sacar las funciones lógicas que gobiernan las señales de disparo de cada uno de los IGBT's, siendo cada una de las siguientes:

$$gl4 = nivel(2) + nivel(1)$$
$$gl3 = nivel(2) + nivel(1) + nivel(-1)$$
$$gl2 = nivel(0) + nivel(-1) + nivel(-2)$$
$$gl1 = nivel(0) + nivel(-2)$$

$$gn4 = nivel(-2) + nivel(-1)$$
$$gn3 = nivel(-2) + nivel(-1) + nivel(1)$$
$$gn2 = nivel(0) + nivel(1) + nivel(2)$$
$$gn1 = nivel(0) + nivel(2)$$

Las cuatro señales triangulares que vamos a usar son idénticas, con la única variación del offset de cada una de ellas, de forma que entre las cuatro abarquen desde el nivel -2 hasta el nivel 2.

El nivel 2 es el que tenemos cuando la señal modulada es mayor que todas las triangulares, el nivel 1 es el que tendremos cuando sea menor que la triangular de mayor offset y mayor que el resto. Así siguen los niveles hasta el -2 que será cuando la señal modulada sea menor que todas las triangulares.

Estos niveles los podemos ver en las siguientes figuras, en las que se muestra la conexión eléctrica para cada uno de ellos. Para el nivel 2 se conecta el máximo de la tensión continua a la salida del inversor.

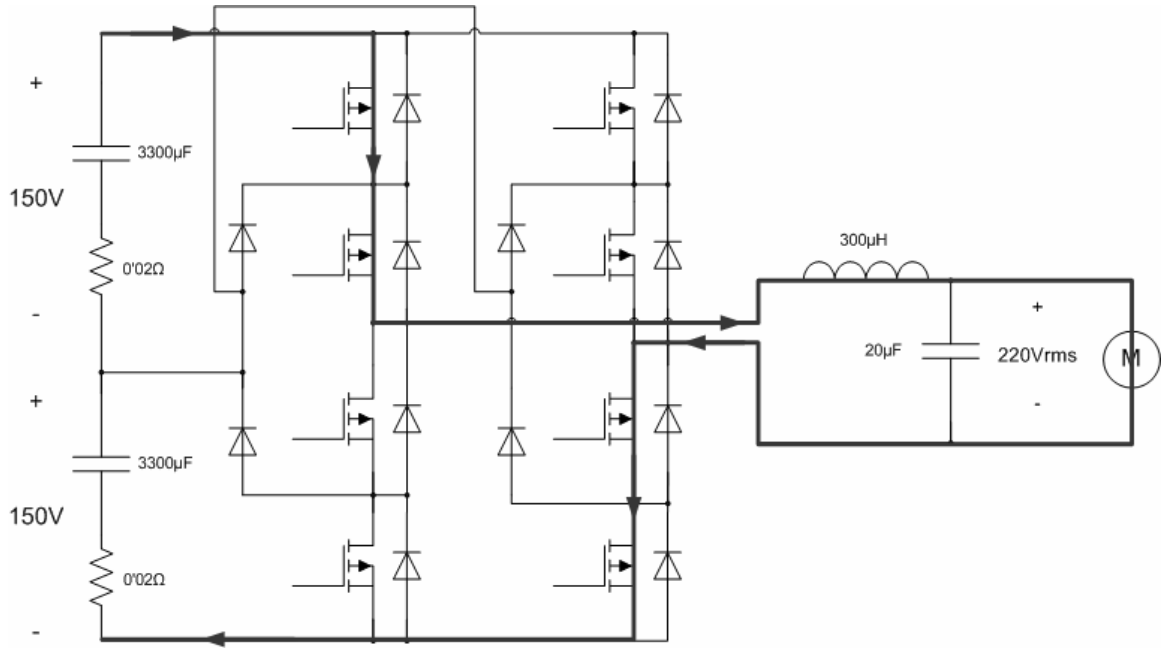

Figura 3. Conexión durante el nivel 2.

Durante el nivel 1 conectamos el valor de tensión del punto medio del DC-Link, de forma que el nivel de tensión aplicado en una de las ramas es la mitad del valor total de tensión continua que tenemos.

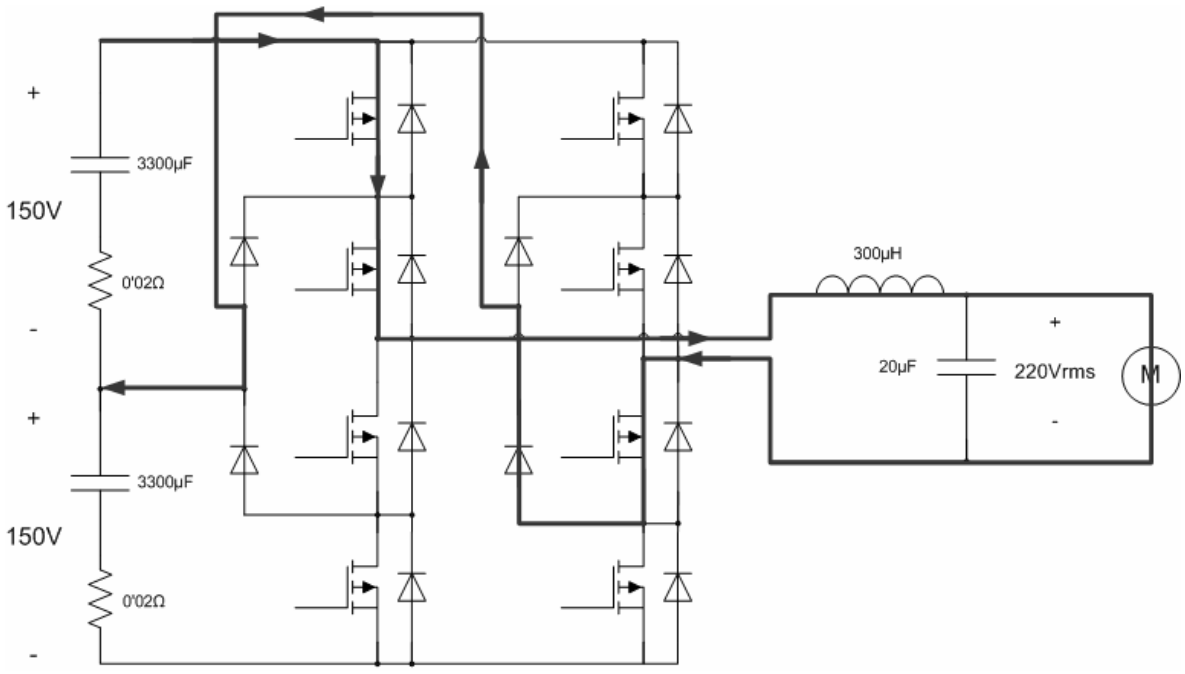

Figura 4. Conexión durante el nivel 1.

Para el nivel 0 se conecta la salida del sistema al mismo punto del bus de continua, de forma que la diferencia de tensión que ve dicha salida es nula.

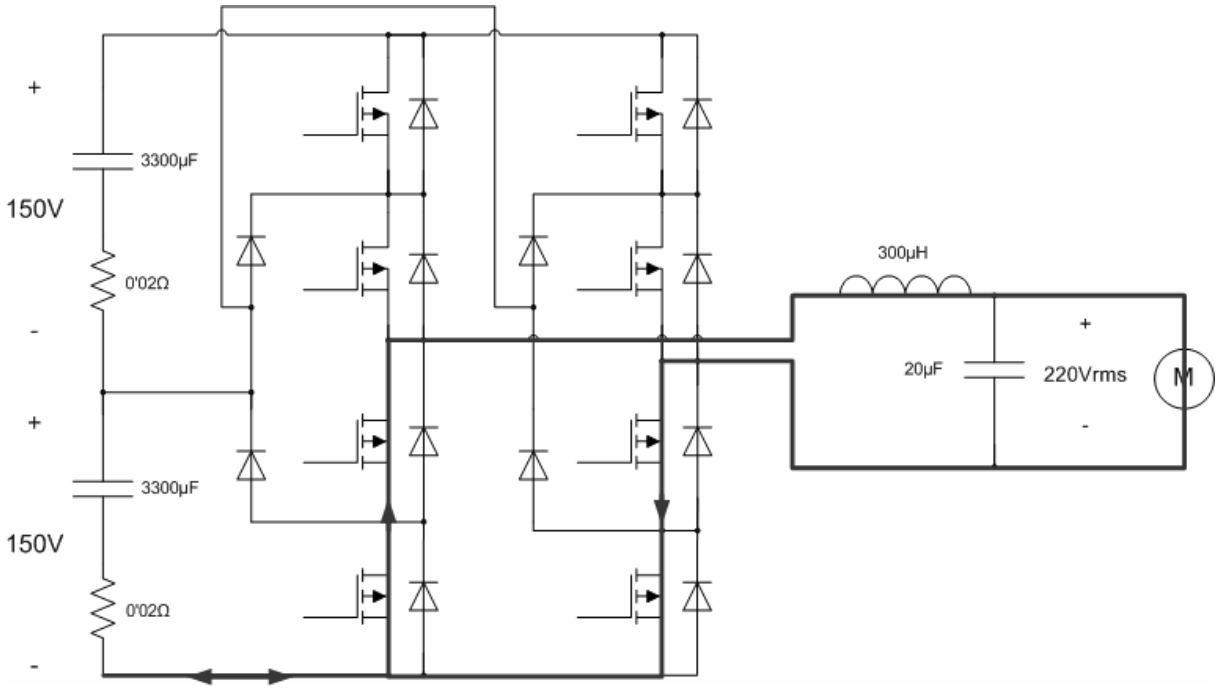

Figura 5. Conexión durante el nivel 0.

Los niveles -1 y -2 son equivalentes a los niveles 1 y 2 pero cambiando el orden de la conexión positiva y negativa a la salida del inversor.

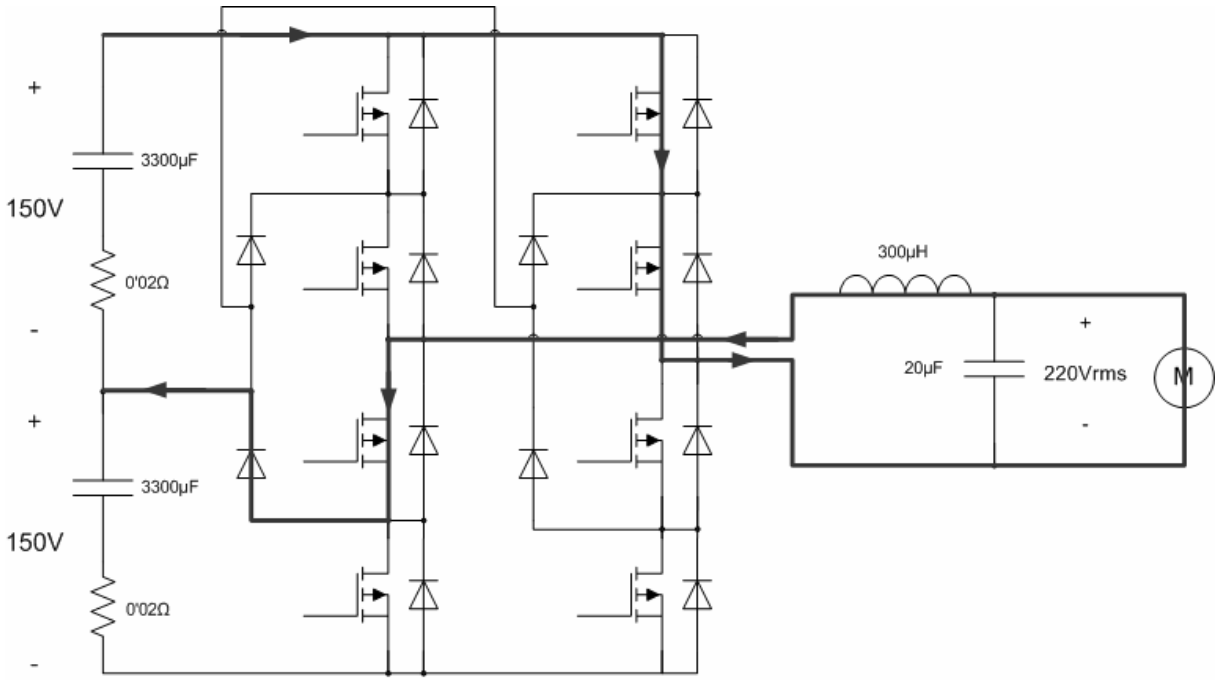

Figura 6. Conexión durante el nivel -1.

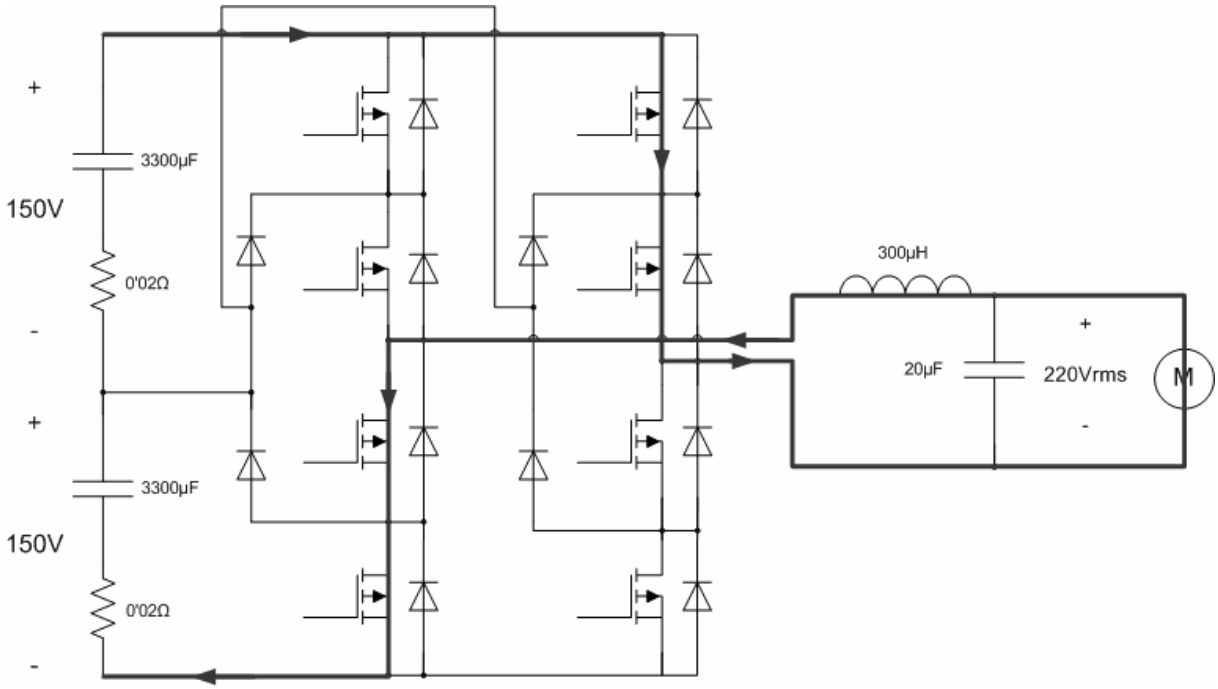

Figura 7. Conexión durante el nivel -2.

En la Figura 8 vemos un período completo de la señal que queremos modular en comparación con las cuatro triangulares usadas como portadoras, en dicha figura las portadoras llevan una frecuencia de 10kHz, mientras que la señal sinusoidal es de 50Hz. En la Figura 9 vemos una ampliación respecto al eje de abscisas para poder apreciar mejor la forma de onda de las triangulares, puesto que la alta frecuencia respecto a la señal que queremos modular hace que no veamos bien en la gráfica las dos simultáneamente.

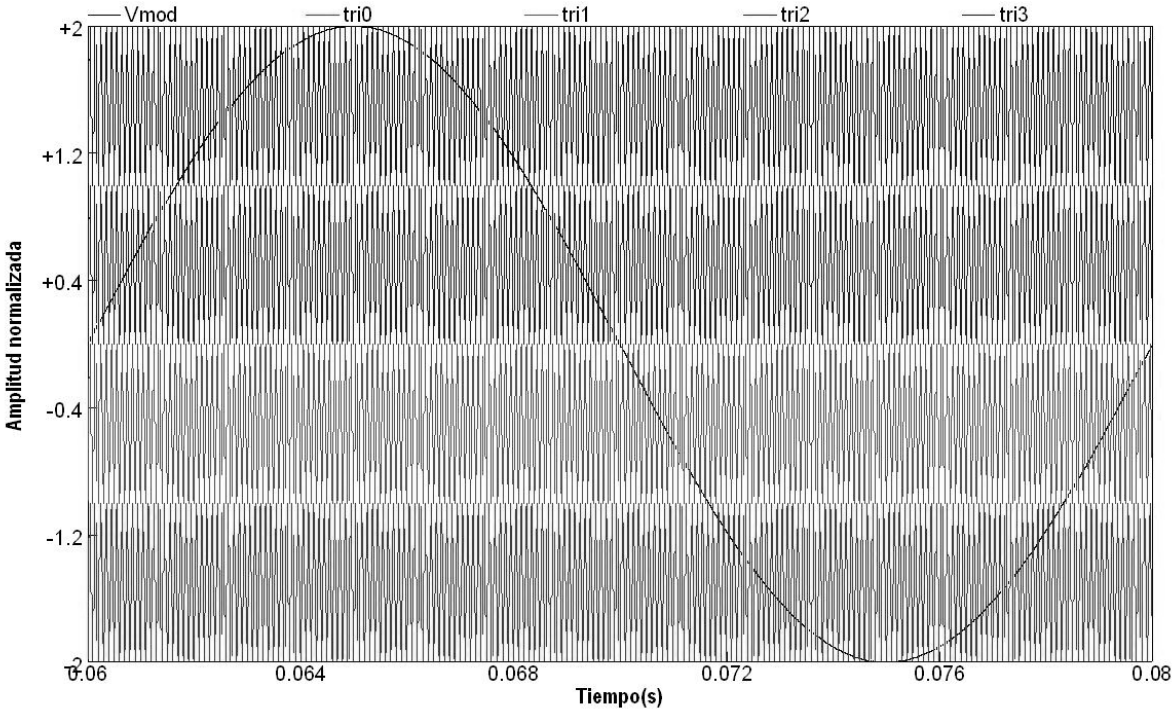

Figura 8. Período completo de la señal modulada con las portadoras.

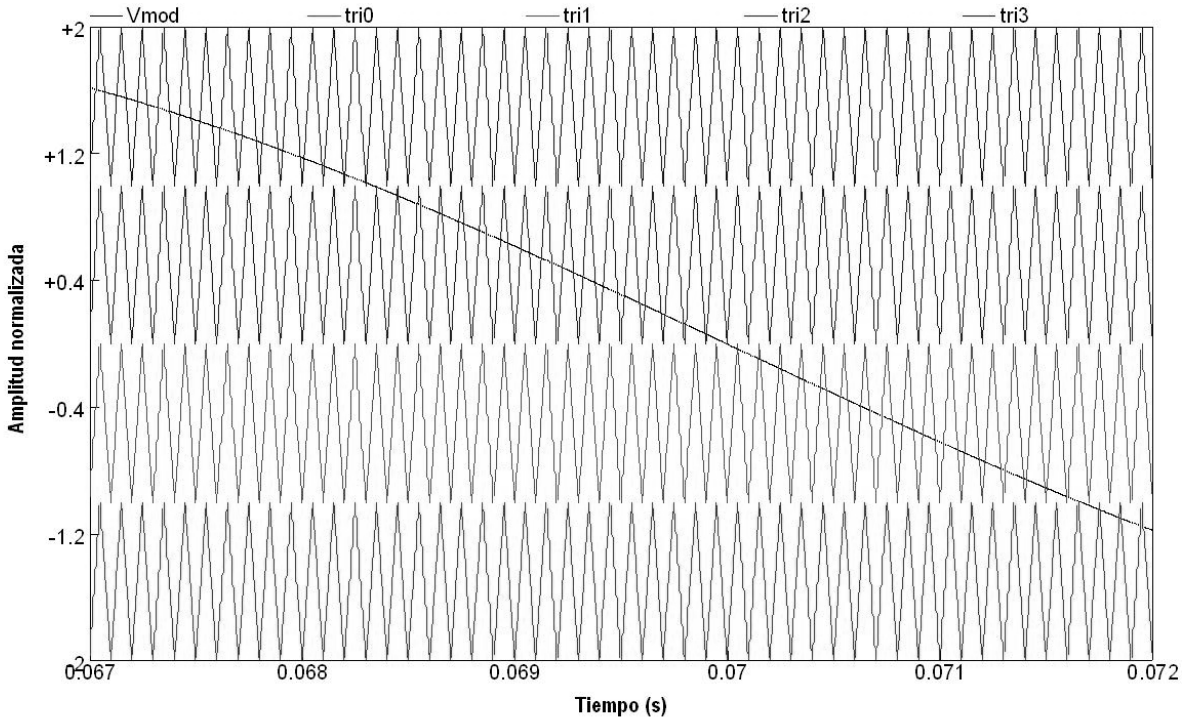

Figura 9. Comparación de las portadoras con la señal modulada.

La modulación PWM hace que el ciclo de trabajo (duty cycle) vaya variando conforme al valor que se quiera poner a la salida, de forma que según se vaya produciendo el corte de la señal que queremos obtener con una señal triangular (o una señal de diente de sierra), se pondrá a la salida el nivel alto o el nivel bajo de la tensión correspondiente a cada nivel. Al tener cuatro señales triangulares en nuestro caso, tendremos que tener cuatro comparadores para generar los pulsos. Cuando el valor de la señal que queremos modular está por encima de cualquiera de las triangulares, la señal del comparador se pone a uno, si está por debajo el comparador se pone a cero.

En la Figura 10 se muestra la tensión de salida del convertidor y la tensión que hay tras el filtro de salida como se podía ver en la Figura 1, en la cual se muestra un filtro compuesto por una inductancia de 300μH y un condensador de 20μF, que nos da una frecuencia de corte de 2kHz.

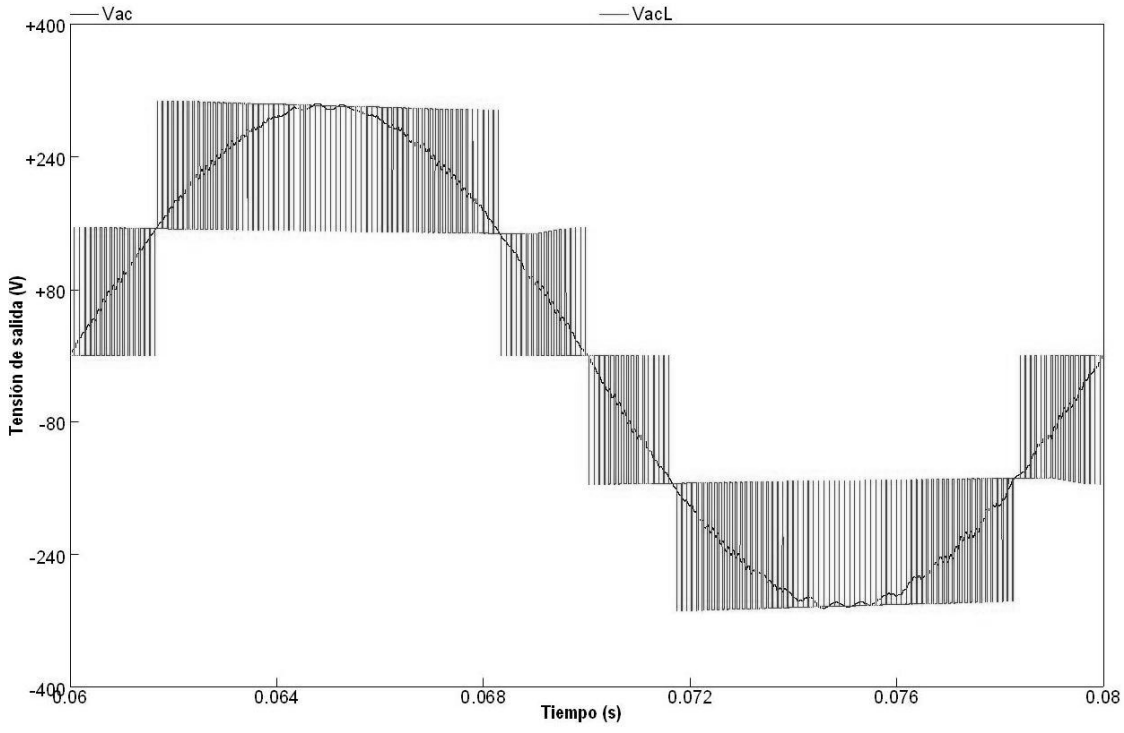

Figura 10. Salida del convertidor DC/AC y del filtro de salida.

En la Figura 11 podemos observar la variación del ciclo de trabajo a lo largo del tiempo para dar como salida la tensión que necesitamos.

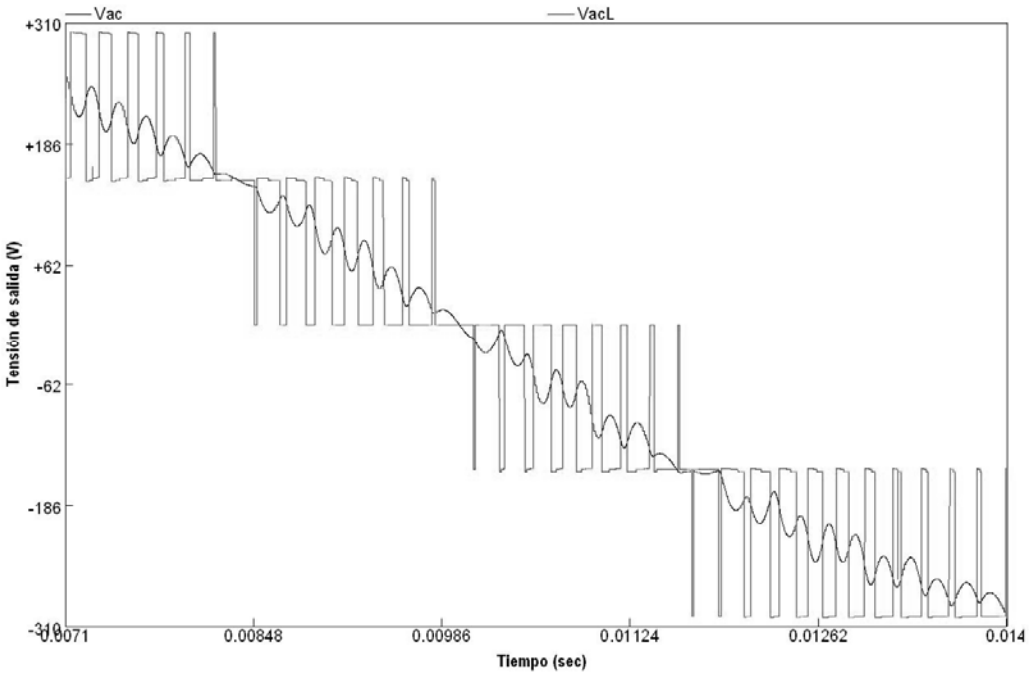

Figura 11. Ampliación de la salida del convertidor DC/AC antes y después del filtro LC.

2.4. Pérdidas en el sistema.

En nuestro sistema tendremos unas pérdidas debido fundamentalmente a las conmutaciones que se producen continuamente en los IGBT's, aunque también se producirán pérdidas considerables en el período de conducción de los mismos. Las pérdidas que se producen cuando el IGBT está cortado no las tendremos en cuenta para los cálculos de las pérdidas totales por ser dichas pérdidas despreciables frente a las de conducción y conmutación.

Para conocer todos los datos de los dispositivos se ha consultado la documentación que suministra el fabricante de los mismos. En nuestro caso, el IGBT elegido ha sido el IRG4PH40KD, y como diodo Clamp el 10ETF10, ambos de *International Rectifier*.

2.4.1. Pérdidas en conducción.

Para determinar las pérdidas de los IGBT's en conducción necesitaremos saber el tiempo que está cada uno de ellos conduciendo, para ello se usan las simulaciones realizadas mediante PSCAD y se trasladan los datos al programa de cálculo matemático MATLAB, mediante el cual podemos fácilmente operar con

dichos datos. Los datos que hemos usado son las señales de disparo de las puertas de los IGBT's, mediante las cuales podemos saber cuanto tiempo ha estado conduciendo cada uno. La simulación de la que se mostrarán las gráficas se realizó para una frecuencia de salida de 50Hz, por lo que para mostrar un período completo de la señal necesitaremos 20ms. En las figuras siguientes se observan las señales de disparo de cada IGBT de una rama. La numeración de los IGBT's sigue la marcada en la Figura 1, desde la parte de menor tensión a la mayor.

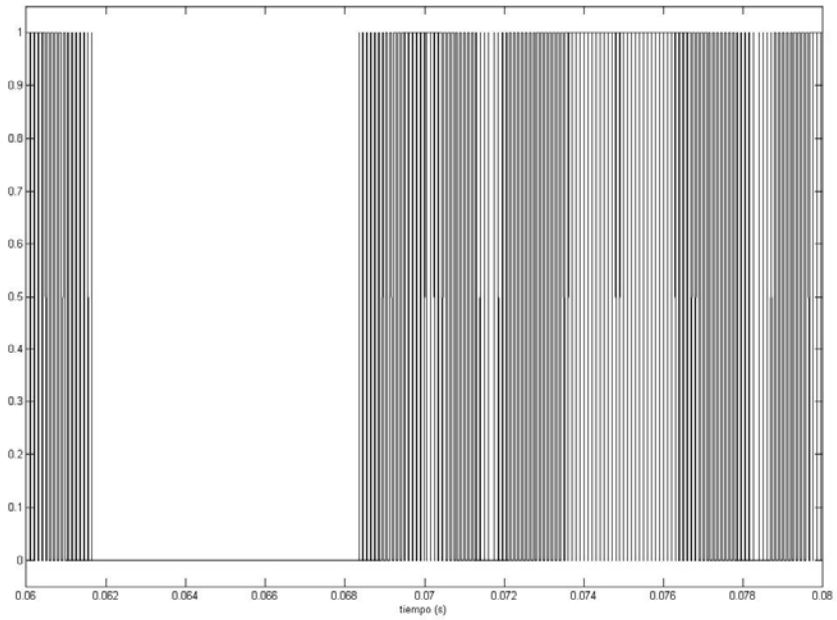

Figura 12. Período completo de disparos del IGBT 1 a 50Hz.

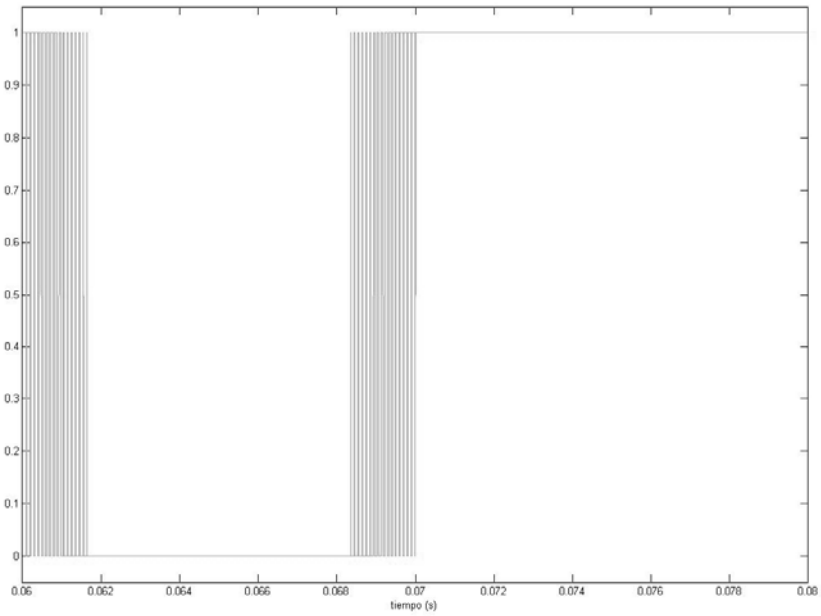

Figura 13. Período completo de disparos del IGBT 2 a 50Hz.

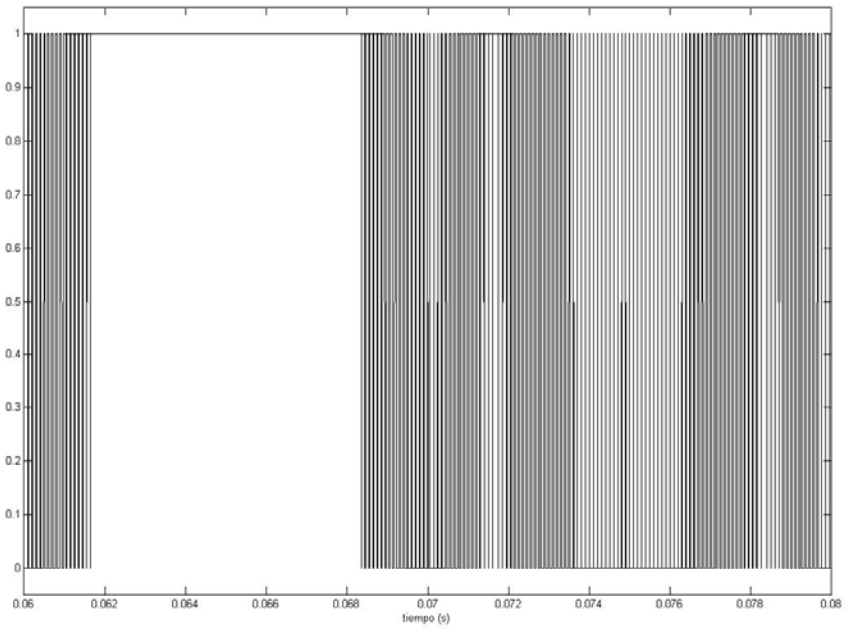

Figura 14. Período completo de disparos del IGBT 3 a 50Hz.

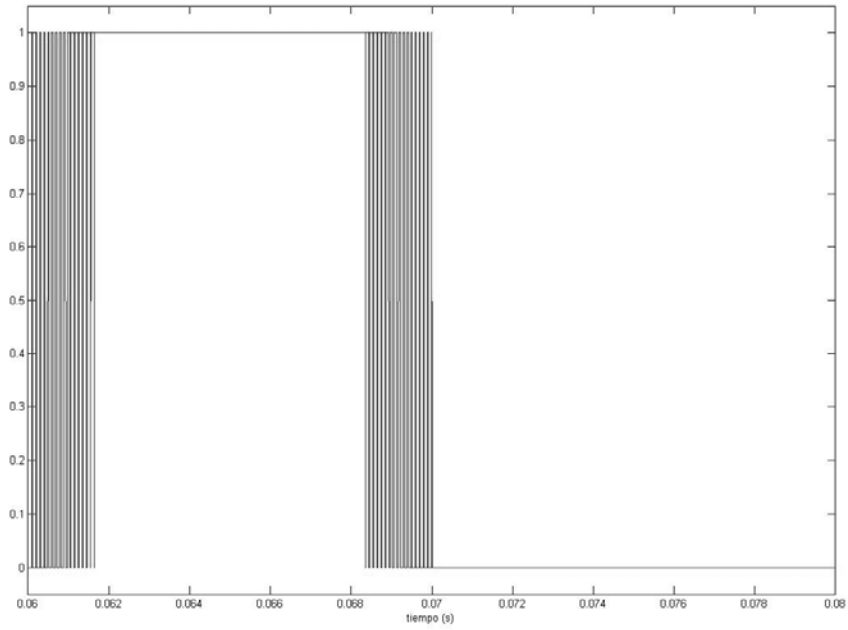

Figura 15. Período completo de disparos del IGBT 4 a 50Hz.

Las pérdidas en conducción se han determinado mediante la potencia que disipa cada IGBT, para ello se necesitan los datos de corriente y tensión. El valor de corriente lo tenemos, puesto que viene determinado por la potencia que queramos dar a la salida. El de la tensión que cae en el IGBT en conducción lo obtenemos de la documentación del propio IGBT, que en este caso hemos tomado para condiciones más adversas que las que tendremos realmente, pero que nos serán útiles para estar más seguros de disipar correctamente la potencia del IGBT. Las condiciones son de 15A y una temperatura de la unión T_J=150ºC, para lo cual tenemos una caída de tensión de 2’53V. La corriente para la que calcularemos nuestro sistema será de 7’5A, para lo que tendremos aproximadamente unos 1500W de salida del sistema.

El ciclo de trabajo de cada uno de los IGBT’s se ha obtenido realizando la media sobre cinco períodos completos de funcionamiento, en los cuales se ha visto que las dos ramas del convertidor son perfectamente simétricas como cabía esperar, obteniendo los ciclos de trabajo para cada uno de los IGBT’s que se muestran en la Tabla 2.

Rama 1	Rama 2	DC
IGBT 4	IGBT 4	0’41865
IGBT 3	IGBT 3	0’61934
IGBT 2	IGBT 2	0’58135
IGBT 1	IGBT 1	0’38066

Tabla 2. Ciclos de trabajo por ramas en cada IGBT.

Con estos datos tenemos que las pérdidas en conducción serán el producto de la corriente por la caída de tensión en conducción y por el ciclo de trabajo de cada uno de los IGBT’s.

$$IGBT\ 4 \rightarrow P_{cond4} = 7'5A \cdot 2'53V \cdot 0'41865 = 7'9438W$$
$$IGBT\ 3 \rightarrow P_{cond3} = 7'5A \cdot 2'53V \cdot 0'61934 = 11'752W$$
$$IGBT\ 2 \rightarrow P_{cond2} = 7'5A \cdot 2'53V \cdot 0'58135 = 11'031W$$
$$IGBT\ 1 \rightarrow P_{cond1} = 7'5A \cdot 2'53V \cdot 0'38066 = 7'223W$$
$$P_{tcond} = 2ramas \cdot (P_{cond1} + P_{cond2} + P_{cond3} + P_{cond4}) = 75'8996W$$

2.4.2. Pérdidas en conmutación.

Debido a la conmutación de cada IGBT se dan unas pérdidas en el dispositivo a causa de que el tiempo de apagado no es nulo, sino que mientras se está apagando el IGBT sigue circulando corriente, produciendo las pérdidas debidas a las conmutaciones. La documentación del fabricante del IGBT nos da la pérdida que se produce en una conmutación, por lo que sabiendo el número de conmutaciones que se producen en cada ciclo, podremos conocer las pérdidas por este motivo.

La perdida en cada conmutación se ha tomado para 7’5A, T_J=120ºC y R_G=10Ω, para lo cual tendremos una pérdida de 2mJ.

A través de MATLAB se han determinado el número de conmutaciones de cada uno de los IGBT’s de cada rama, mostrándose los mismos en la Tabla 3. Dicho número de conmutaciones se ha calculado sobre los datos de los disparos que dan lugar a las gráficas que se mostraron en el apartado anterior.

Rama 1	Rama 2	Conmutaciones
IGBT 4	IGBT 4	68
IGBT 3	IGBT 3	266
IGBT 2	IGBT 2	68
IGBT 1	IGBT 1	266

Tabla 3. Conmutaciones por ramas en cada IGBT.

Las pérdidas en cada IGBT serán el resultado de multiplicar el número de conmutaciones por la pérdida en cada una de ellas. Como el valor de las pérdidas por conmutación tiene unidades de energía, habrá que dividir por el período para pasar a unidades de potencia.

$$P_{cnm4} = \frac{2mJ \cdot 68}{20ms} = 6'8W$$

$$P_{cnm3} = \frac{2mJ \cdot 266}{20ms} = 26'6W$$

$$P_{cnm2} = \frac{2mJ \cdot 68}{20ms} = 6'8W$$

$$P_{cnm1} = \frac{2mJ \cdot 266}{20ms} = 26'6W$$

$$P_{tconm} = 2ramas \cdot (P_{cnm1} + P_{cnm2} + P_{cnm3} + P_{cnm4}) = 133'6W$$

2.4.3. Pérdidas en los diodos.

En cada uno de los cuatro diodos de Clamp que forman parte del convertidor se producen unas pérdidas en el período de conducción de los mismos. Obteniendo los datos de las corrientes por los diodos con la simulación mediante PSCAD y tratándolos mediante MATLAB y conociendo la caída de tensión durante la conducción, puesto que es un dato dado por el fabricante, podemos calcular la potencia disipada por cada uno de los diodos. A través de la simulación en PSCAD se puede ver que los dos diodos superiores del convertidor se comportan de igual forma entre ellos, pero de forma distinta a los dos inferiores. Los dos diodos inferiores también se comportan de igual forma entre ellos. En la Figura 16 y en la

Figura 17 se pueden observar la corriente por los diodos inferiores y superiores respectivamente.

La potencia disipada será simplemente el producto de la caída de tensión en conducción por la corriente que pasa por unidad de tiempo.

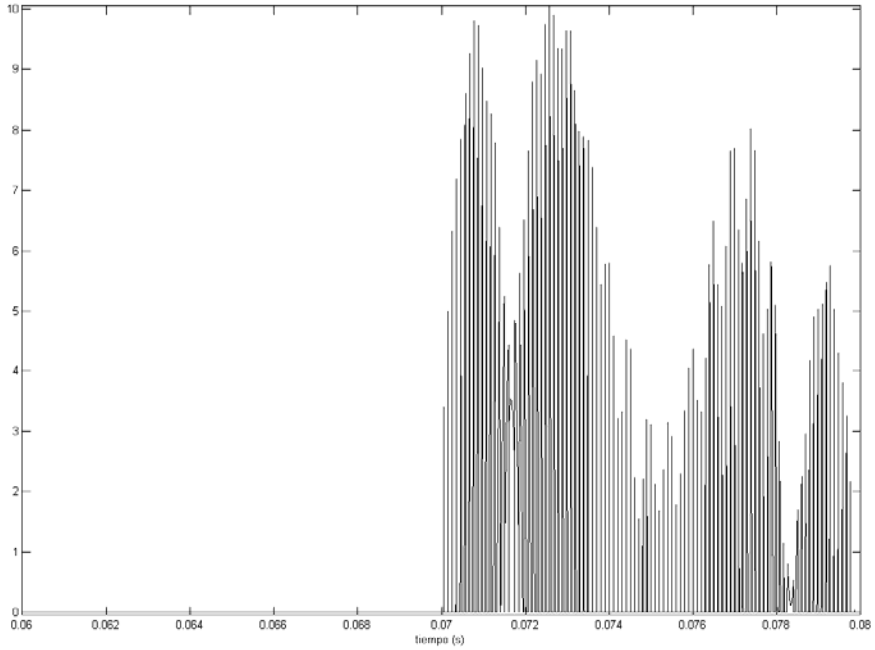

Figura 16. Corriente por los diodos inferiores del convertidor DC/AC.

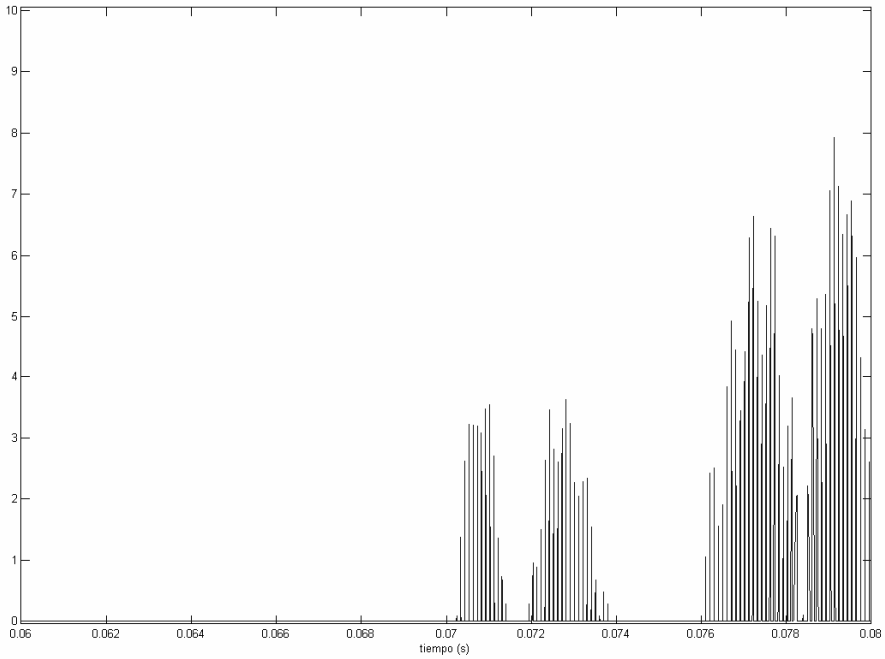

Figura 17. Corriente por los diodos superiores del convertidor DC/AC.

2.4.4. Pérdidas totales.

A continuación calcularemos las pérdidas totales en cada uno de los dispositivos para conocer si pueden disipar por separado la potencia obtenida y, además, calcularemos las pérdidas totales que tendrá el sistema en funcionamiento. Aunque este convertidor no se ha diseñado para ser eficiente, se quiere que no sean excesivas las pérdidas en el mismo. Así todo tendremos:

$$IGBT\ 4 \rightarrow P_{IGBT4} = P_{cond4} + P_{cnm4} = 14'744W$$
$$IGBT\ 3 \rightarrow P_{IGBT3} = P_{cond3} + P_{cnm3} = 38'352W$$
$$IGBT\ 2 \rightarrow P_{IGBT2} = P_{cond2} + P_{cnm2} = 17'831W$$
$$IGBT\ 1 \rightarrow P_{IGBT1} = P_{cond1} + P_{cnm1} = 33'823W$$
$$D_{\sup} \rightarrow P_{dscond} = 0'601W$$
$$D_{\inf} \rightarrow P_{dicond} = 0'177W$$

$$P_t = 2\cdot(P_{IGBT1} + P_{IGBT2} + P_{IGBT3} + P_{IGBT4} + P_{dicond} + P_{dscond}) = 211'056W$$

Estas pérdidas suponen un 14% de la potencia que estamos suministrando con el convertidor.

Según estas pérdidas, los dispositivos más críticos son los IGBT's, puesto que son los que tendrán mayores pérdidas. En la documentación del fabricante podemos encontrar el valor máximo de potencia que puede disipar cada uno, siendo ese valor de 65W, puesto que estamos por debajo de dicho valor en todos los IGBT's, podremos usar dichos dispositivos.

2.5. Cálculo térmico.

El problema térmico lo resolveremos por la analogía eléctrica, en la que las tensiones serán sustituidas por las temperaturas y las corrientes por los flujos de calor.

El disipador que debemos colocar deberá tener una resistencia térmica que permita evacuar el flujo de calor del IGBT con más pérdidas, es decir, tiene que permitir evacuar los 38'35W de los terceros IGBT's de cada rama. Entre el disipador y cada IGBT habrá que situar un aislante que tendrá también una resistencia térmica, ya que el encapsulado del IGBT está conectado al colector del mismo. El esquema de la analogía eléctrica lo podemos ver en la Figura 18, en la que se observa que partimos de 120ºC para llegar a un ambiente de 40ºC, después de pasar por las distintas resistencias térmicas, las cuales son:

- $R_{\theta JC}$ ≡ Resistencia térmica de la unión entre el Silicio y el encapsulado.
- $R_{\theta CA}$ ≡ Resistencia térmica entre el encapsulado y el aislante que situaremos antes del disipador.
- $R_{\theta AS}$ ≡ Resistencia térmica del aislante.
- $R_{\theta SE}$ ≡ Resistencia térmica del disipador hacia el ambiente.

Figura 18. Esquema eléctrico para el análisis térmico.

Los valores de las dos primeras resistencias vienen dadas por el fabricante del IGBT, el valor de la tercera lo da el fabricante del aislante, mientras que el valor de la resistencia térmica del disipador es la que tenemos que determinar mediante el análisis del circuito para cumplir las condiciones que hemos establecido de temperaturas. A continuación vemos los valores de las resistencias de las que se disponen datos:

$$R_{\theta_{JC}} = 0'77\,{}^{o}C/W$$
$$R_{\theta_{CA}} = 0'24\,{}^{o}C/W$$
$$R_{\theta_{AS}} = 0'4\,{}^{o}C/W$$

La caída de temperatura en las tres primeras resistencias viene por tanto determinada por los fabricantes de los dispositivos, con lo que tendremos $\Delta T = Q \cdot (R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CA}} + R_{\theta_{AS}}) = 54'1^{o}C$, por lo que nos quedará una temperatura en el disipador de T_S=120ºC – 54’1ºC = 65’9ºC. Como el ambiente lo hemos supuesto a 40ºC tendremos una diferencia de temperatura de 25’9ºC, de forma que la resistencia térmica del disipador deberá ser $R_{\theta_{SE}} = \frac{25'9^{o}C}{38'352W} = 0'7\,{}^{o}C/W$.

Además de la especificación de la resistencia térmica del disipador, tenemos que tener en cuenta la potencia máxima que es capaz de disipar, ya que situaremos un disipador para todos los dispositivos. De manera que tendremos que buscar un disipador que pueda evacuar más calor que el que hemos calculado como máximo en el apartado anterior, es decir, que pueda disipar más de 211W.

Para encontrar el disipador conveniente hemos recurrido al catálogo de la empresa GUASCH, la cual dispone de una amplia variedad de disipadores, entre los cuales encontramos el RG14092, del cual se puede disponer con varias longitudes, entre las cuales elegimos la menor, 100mm, para la cual el valor práctico de la resistencia térmica es de $0'5\,^{o}C/W$, y dispone de un ancho de 300mm, pudiendo de esta forma abarcar todos los dispositivos de potencia tal y como se han dispuesto en la placa del convertidor. Además, puede disipar hasta un máximo de 300W, siendo este valor más del calor que pensamos disipar. En el Anexo II se pueden encontrar todas las características de este disipador.