

Sumario

A.	Sistemas de alimentación	5
A.1.	Diseño de la fuente de alimentación	8
A.2.	Sistema de alimentación del convertidor Push-Pull	10
A.3.	Sistema de alimentación del inversor	10
B.	Selección de componentes de acondicionamiento	11
B.1.	Disipador	11
B.2.	Ventilador	13
B.3.	Conectores	15
C.	Estudio térmico de los semiconductores	17
C.1.	Modelo térmico	17
C.2.	MOSFETs del Push-Pull	19
C.3.	IGBTs y diodos del inversor	21
C.4.	Puente de diodos del Push-Pull	23
D.	Experimentación con los módulos de prueba	25
D.1.	Utilización de una tensión negativa para conmutar los transistores	25
D.1.1.	Utilización de MOSFET IRFB4227PbF	25
D.1.2.	Utilización de IGBT IRGB4059PbF	30
D.2.	Variación de la respuesta en función del valor de la R_{gate}	33
E.	Estudio económico	39
E.1.	Coste de los materiales utilizados	39
E.1.1.	Coste módulo 2TP	39
E.1.2.	Coste resto elementos convertidor push-pull	39
E.1.3.	Coste módulo 2T2D	40
E.1.4.	Coste resto elementos inversor	41
E.1.5.	Coste módulos de prueba	41
E.1.6.	Total coste materiales utilizados	42
E.2.	Coste de recursos humanos	42
E.3.	Coste de amortización del material	42
E.4.	Coste total del PFC	43
F.	Modulación de los convertidores	45
F.1.	Convertidor Push-Pull	45
F.2.	Inversor trifásico de tres niveles NPC	47



F.2.1.	Archivos del MAXPLUS Baseline	48
F.2.2.	Archivos del Matlab Simulink	48
G.	Simulaciones	55
G.1.	Determinación de la C de la fuente de alimentación	55
G.2.	Determinación de la C y la L a la salida del Push-Pull	56
H.	Esquemas electrónicos	59
H.1.	Esquema electrónico del convertidor Push-Pull	59
H.2.	Esquema electrónico del inversor trifásico de 3 niveles.....	59
H.3.	Esquema electrónico del circuito del driver	60
H.4.	Esquema electrónico del sistema de alimentación del Push-Pull	60
H.5.	Esquema electrónico del sistema de alimentación del inversor.....	61
H.6.	Schematic capture del Módulo 2TP	62
H.7.	Schematic capture del Módulo 2T2D	63
H.8.	Schematic capture de la placa base del Push-Pull	64
H.9.	Schematic capture de la placa base del inversor	65
I.	Circuitos impresos (placas PCB)	67
I.1.	Layout del módulo 2T2D	67
I.2.	Layout del módulo 2TP	68
I.3.	Layout de la placa base del Push-Pull.....	69
I.4.	Layout de la placa base del inversor	70
I.5.	Layout del módulo de pruebas 1	71
I.6.	Layout del módulo de pruebas 2	72
I.7.	Layout de la placa para el transformacor del Push-Pull.....	73
J.	Impacto medioambiental	75
K.	Datasheets de los componentes electrónicos	77
K.1.	MOSFET IRFB4227PbF	77
K.2.	IGBT IRGB4059DPbF	77
K.3.	Diodo 8eTH03	77
K.4.	Puente de diodos GBU8D	77
K.5.	Driver HCPL-316J.....	77
K.6.	Diodo MUR8100E	77
K.7.	Convertidor cc-cc TEL 2-4823	77
K.8.	Convertidor cc-cc TEN 20-4812WI	77
K.9.	Diodo UG1D.....	77



K.10.	Ventilador DC 6010.....	77
K.11.	Transformador FL 52_18.....	77
K.12.	Disipador 921AB.....	77
L.	Soporte informático.....	91





A. Sistemas de alimentación

Lo primero que hay que hacer para determinar las fuentes de alimentación necesarias, es buscar los niveles de tensión que requieren los componentes que les haga falta. Así pues, realizando un pequeño análisis, se concluye que se necesita:

- Una tensión de 5V para alimentar los dos drivers de cada módulo por la banda de señal. Esta tensión puede ser la misma para todos los módulos. Además, ha de presentar la misma tierra que las señales de entradas al driver.
- Una tensión de +15V,-5V para alimentar cada uno de los drivers de los dos convertidores por la banda de potencia. Estas tensiones de 15V tienen que estar aisladas todas entre sí, no solo las dos de un mismo módulo, sino también con respecto a todas las de los dos convertidores. Esto es debido a que la tierra está ligada a los colectores, y con el montaje del convertidor se podría hacer fácilmente un cortocircuito. También ha de estar aislada de los 5V de la banda de señal.
- Una tensión de 12V para alimentar los ventiladores.

Es importante remarcar que la tensión de -5V finalmente no se acaba utilizando en el diseño definitivo de los PEBBs por lo explicado en el anexo A, pero en un principio sí que se pensaba utilizar. Por esta razón aparece en el listado anterior, ya que se tuvo en cuenta inicialmente para planificar el diseño del sistema de alimentación.

También es importante tener en cuenta que estas tensiones son necesarias en los 7 módulos: los 6 módulos 2T2D del inversor trifásico de 3 niveles y el módulo 2TP del convertidor Push-Pull.

Una vez sabidas las tensiones necesarias, el siguiente paso es determinar cuales de estas tensiones se obtienen fuera del módulo y entran a él como tales, y cuales de estas tensiones se obtienen dentro del modulo.

a) 5V

La tensión de 5V, al presentar la misma tierra que las entradas de los drivers y teniendo en cuenta que se puede utilizar la misma para todos los módulos, se decide que entre directamente al módulo y también a las dos placas base. Se pensó que se podía conseguir a través del mismo sistema que se utiliza para generar las señales de modulación, ya que presenta la misma tierra. Pero finalmente, en las pruebas realizadas, esta tensión de 5V se tomó de una fuente de alimentación del laboratorio.



b) +15V, -5V

La tensión de 15V, -5V tiene que conseguirse dentro del módulo por obligatoriedad. Incluso se han de conseguir dos tensiones de 15V,-5V en cada módulo, una para cada driver. La manera más lógica de conseguir las es mediante dos fuentes de alimentación aisladas que tengan una salida de +15V,-5V.

Primeramente se pensó en construir una fuente de alimentación basadas en el Top Switch, como la que había utilizado Elena Argüelles en sus módulos. Pero diseñar fuentes de alimentación conlleva un trabajo de cálculos y la realización de un pequeño transformador, que ocuparía mucho espacio en el módulo y que además representa un tiempo de montaje.

Así pues, se buscó en el mercado para ver si existían fuentes de alimentación suficientemente pequeñas, aisladas, compactas, y que tuvieran a la salida +15V,-5V. No se encontraron exactamente así, pero se encontraron varias con salida de +15V,-15V. Esta solución es bastante factible ya que la tensión de -5V se puede conseguir a partir de la tensión de -15V con un integrado 7905, así que finalmente se decidió optar por esta alternativa. A continuación se presentan las fuentes de alimentación candidatas:

Modelo	Potencia (W)	Vin (v)	η	Superficie (cm)	Precio (€)
TEL 2-4823	2	36-75	0,77	2,38 x 1,37	15,56
TEL 3-4823	3	36-75	0,81	3,2 x 2	17,75
THB 3-4823	3	36-75	-	3,4 x 2,2	38,75
TES 2N-4823	2	36-75	0,77	2,38 x 1,93	20,04

Tabla A.1 Tabla resumen de diferentes fuentes de alimentación candidatas

A la vista de las distintas posibilidades, se opta por la TEL-4823, debido a que es la más pequeña y la más barata. Se observa que la potencia de la fuente de alimentación es de 2W. Se hicieron unas simulaciones con el pspice para determinar la potencia necesaria y era menor de medio Watt.

Ahora se ha de generar una tensión continua que esté entre 36V y 75V para alimentar todas las fuentes de alimentación. Para ello se decide crear una fuente de alimentación clásica que se pueda alimentar con la red eléctrica utilizando un transformador,



un puente de diodos y un condensador. A continuación se muestra un esquema de la fuente de alimentación.

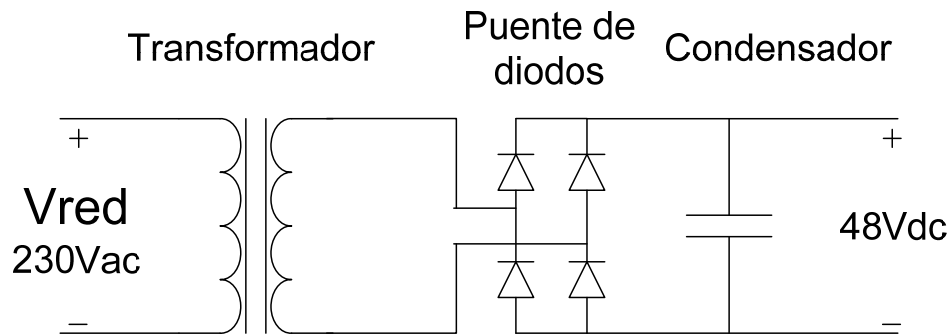


Fig. A.1 Esquema general de la fuente de alimentación a realizar

Esta fuente de alimentación se le llamará fuente de alimentación TPC para distinguirla de las otras. En la salida se necesita una tensión continua que esté entre 36V y 75V. Sin embargo en la imagen salen 48V porque es la tensión recomendada por el datasheet. Serán necesarias dos fuentes de alimentación TPC, una para cada convertidor. El diseño de dicha fuente de alimentación se explica en el apartado B.1.

c) 12V

Para la obtención de los 12V necesarios para alimentar los ventiladores se aprovechan los 48V a la salida de la fuente de alimentación TPC que se ha de diseñar. Así pues, solo es necesaria una fuente de alimentación compacta, pequeña, que acepte 48V a la entrada y que a la salida dé una tensión de 12V. En realidad serán necesarios dos, uno para cada convertidor.

En principio se podían utilizar dos fuentes de alimentación diferentes para cada convertidor, ya que la potencia requerida para convertidor es diferente. En el convertidor Push-Pull solo se necesita alimentar un ventilador, mientras que en el convertidor cc-ca de 3 niveles se necesitan alimentar 6 ventiladores. Sin embargo, se dimensionó para el inversor de 3 niveles, y luego se utilizó la misma para el convertidor Push-Pull.

La potencia necesaria para alimentar los ventiladores es igual a:

$$P_{Fuente(vent)} = n^{\circ} ventiladores * P_{vent} * \gamma = 6 * 1,92W * 1,5 = 17,28W \quad Eq. A.1$$

Así pues, buscando en el mercado se seleccionó la fuente de alimentación TEN-4812WI, la cual presenta las siguientes características:

- P=20W



- $V_{in}=36-75V$
- $\eta=81\%$
- Superficie= $4,06cm*5,08cm$
- Precio= $48,8€$

A.1. Diseño de la fuente de alimentación

- **Transformador**

Lo primero a encontrar es el transformador. En el mercado existen muchos transformadores ya prefabricados para conectar el primario a la red eléctrica. A continuación se calculan los requerimientos para este transformador.

Primeramente se ha de calcular la potencia necesaria. En principio se podían utilizar dos transformadores diferentes para cada convertidor, ya en el convertidor Push-Pull solo se necesita alimentar un módulo, mientras que en el convertidor cc-ca de tres niveles se necesitan alimentar 6 módulos. Pero igual que en el caso de la fuente de alimentación para los ventiladores, se dimensionó para el inversor de 3 niveles, y luego se utilizó el mismo para el convertidor Push-Pull.

La potencia necesaria es igual a:

$$P_{fuente(TPC)} = [(n^{\circ} fuente(vent) * P_{Fuente(vent)}) + (n^{\circ} fuente(driver) * P_{Fuente(driver)})] * \gamma = \quad Eq. A.2$$

$$= [1 * 20W + 6 * 2W] * 1,5 = 32W$$

Ahora hay que calcular la tensión que tiene que tener a la salida. Hay que tener en cuenta que la tensión de 48V de referencia tiene que ser igual al valor máximo de la tensión en el secundario del trafo, ya que a la salida del trafo hay un puente de diodos y un condensador.

$$V_{sec} = \frac{48V}{\sqrt{2}} = 33,94V \quad Eq. A.3$$

Sabiendo estos dos valores se procedió a buscar en el mercado diferentes transformadores que cumpliesen con los requerimientos. Finalmente se encontró el modelo FL52/18, que además es un transformador pensado para utilizarse en placas PCB, y que presenta las siguientes características:



- P=52VA
- Vo=2x18V
- Io=2,88A
- Dimensiones=86,5mm*70mm*49mm
- Precio=24,5€

Se observa como la potencia del transformador viene en potencia reactiva (VA) y no en W. Aún así, los 52VA son suficientes comparados con los 32W requeridos. Por otra parte se observa como en la tensión de salida hay dos devanados de 18V cada uno, por lo que se pueden conseguir 36V. Este valor es un poco mas grande que los 33,94V, y por lo tanto en la salida se tendrá un valor máximo un poco mas alto de 48V, pero esto no es crítico ya que las fuentes de alimentación que se van alimentar, admiten una tensión de entrada de 36V a 75V.

- **Puente de diodos**

Para determinar el puente de diodos a utilizar, se miró la tensión de bloqueo y la intensidad media:

$$V_{bloq_{RRMD}} = V_{ac} * \sqrt{2} * \gamma = 36V * \sqrt{2} * 1,5 = 76,36V \quad \text{Eq. A.4}$$

$$I_{F(av)} = \frac{P_{max}}{V_{min}} * \gamma = \frac{32W}{36V} * 1,5 = 1,33A \quad \text{Eq. A.5}$$

Sabiendo estos dos valores se procedió a buscar en el mercado diferentes puentes de diodos, de esos que vienen ya integrados, que cumpliesen con los requerimientos calculados. Finalmente se encontró el modelo GBU8B, el cual presenta una $V_{RRM}=100V$ y una $I_{F(av)}=6A$

- **Condensador**

Para determinar el condensador a utilizar, se realizó una simulación (anexo G) en la cual se fue variando la C hasta conseguir un arrisado menor de un 10%. Finalmente se utiliza un condensador electrolítico de una $C=470\mu F$.



A.2. Sistema de alimentación del convertidor Push-Pull

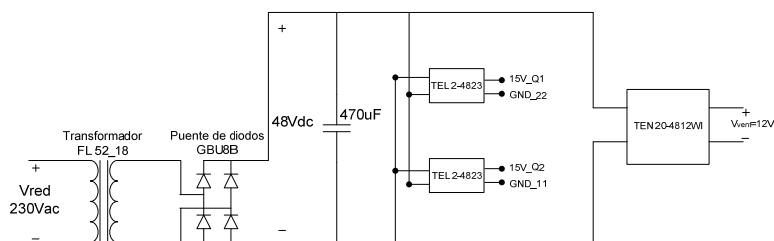


Fig. A.2 Sistema de alimentación para el convertidor Push-Pull

A.3. Sistema de alimentación del inversor

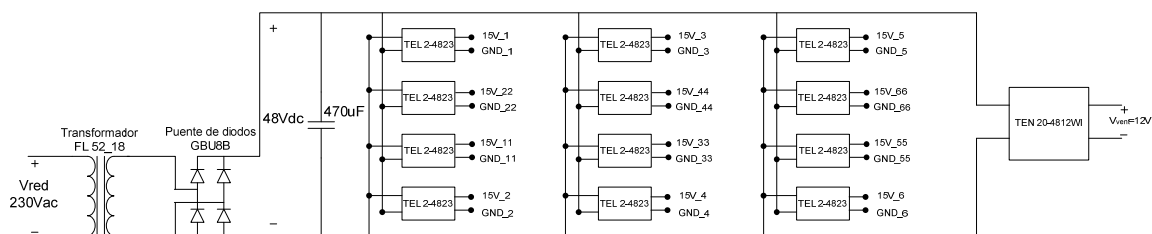


Fig. A.3 Sistema de alimentación para el inversor



B. Selección de componentes de acondicionamiento

En este anexo se pretende justificar la selección de los componentes de acondicionamiento no eléctricos utilizados en ambos convertidores, como por ejemplo el disipador, el ventilador y los conectores.

B.1. Disipador

Únicamente hace falta seleccionar dos disipadores: El que utilizan los módulos y el que utiliza el puente de diodos del Push-Pull. Sin embargo, en ambos casos la potencia de pérdidas era muy parecida y también en los dos casos, el disipador tenía que disipar las pérdidas de 4 dispositivos TO-220 por lo que finalmente, el disipador escogido para ser utilizado en los módulos, también se utilizó para el puente de diodos. Así pues, a la hora de seleccionar el disipador que utilizarían los módulos se tuvieron en cuenta varios aspectos:

- Primeramente se intentó buscar un disipador que tuviera una resistencia térmica lo más pequeña posible (que fuese como mínimo más pequeña que la de los disipadores utilizados en los módulos de Elena Argüelles ($4,9^{\circ}\text{C/W}$), aún sin la utilización de un ventilador), pero a la vez se miró que el tamaño no fuese tan grande (un tamaño que permitiese coger el módulo con una sola mano, para que su utilización sea práctica). Como es sabido, cuanto más grande es el disipador, menor es la resistencia térmica. Así pues, la elección del disipador se convirtió en un compromiso entre tamaño y resistencia térmica.
- Se miró de que, a ser posible, seleccionar un disipador que utilizase clips en lugar de tornillos para sujetar los semiconductores, debido a que la utilización de clips permite una transmisión de la potencia mucho más eficaz y uniforme que no los tornillos. Además, resulta más práctico a la hora de colocar y quitar los dispositivos de potencia.
- En un principio se miró la posibilidad de utilizar algún disipador en el que cupiesen más de 4 semiconductores, para que de ese modo en el módulo se pudiese escoger una configuración que incluyera más de 4 semiconductores, y así dotarlo de una mayor flexibilidad. Pero siempre se encontraban modelos un poco más grandes del tamaño requerido. Además, como la configuración escogida en el módulo 2T2D (2 transistores y 2 diodos) ya permitía la realización de muchísimas topologías de convertidores, finalmente se decidió que fuese un disipador apto para 4



semiconductores, de los cuales el tamaño si que entraba dentro de los límites requeridos.

- Una cosa que también se tuvo en cuenta fue el empaquetado de los semiconductores. Un disipador determinado es compatible con una serie de empaquetados concretos. Teniendo en cuenta que la mayoría de los semiconductores se encuentran en el empaquetado TO-220, finalmente se decidió buscar dispositivos TO-220, y disipadores que fuesen compatibles con dicho empaquetado.
- También se miró que fuese un disipador en el que la convección forzada (lograda con la utilización de un ventilador) supusiera una reducción significativa de la resistencia térmica.

Así pues, teniendo en cuenta todos estos aspectos, y después de una búsqueda en el mercado muy exhaustiva, se decidió utilizar el disipador 921AB de ABL, el cual se puede observar en la *Fig B.1*, y cuyas características más importantes se pueden ver en la *Tabla B.1*.

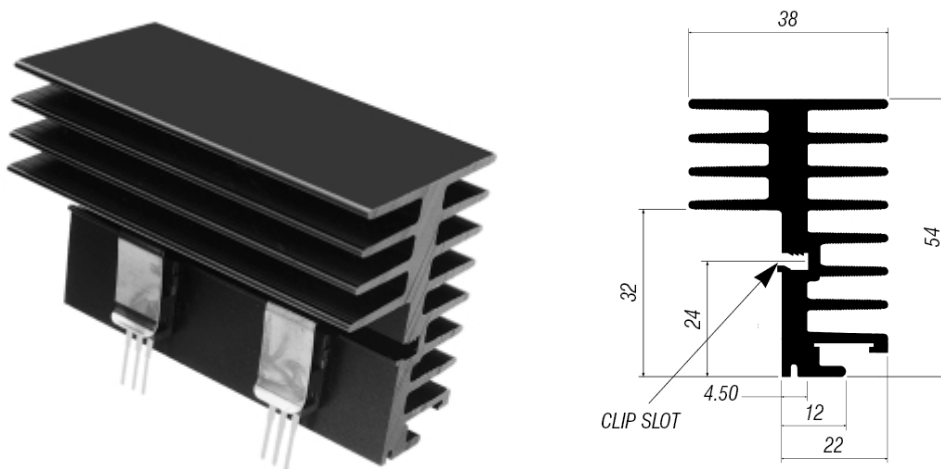


Fig. B.1 Imagen en 3D y transversal del disipador 921AB



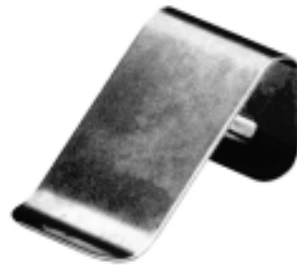


Fig. B.2 Clip nº5 de ABL, el seleccionado

Característica	Disipador 921AB
Longitud	50mm
Resistencia térmica	3,2°C/W
Empaquetado	TO-220, TO3P, etc
Capacidad	4 semiconductores
Clip o tornillo	clip nº5

Tabla B.1 Características más importantes del disipador 921AB

B.2. Ventilador

Para escoger el ventilador que va dentro del módulo se miraron diferentes aspectos:

- Se miró que tuviese un diámetro igual o algo mayor a los 54mm que mide el disipador de altura.
- Se procuró que tuviese un grosor no muy elevado para que no ocupase mucho espacio dentro del módulo.
- Por último y lo más importante, se miró que fuese capaz de suministrar una velocidad del aire superior a 3 m/s. Este valor viene determinado por la gráfica que se puede ver en la Fig. B.3. Esta gráfica, suministrada por el fabricante del disipador, presenta un factor de multiplicación de la resistencia térmica del disipador en función de la velocidad del aire que le llega al disipador. Se observa que a partir de una velocidad de 3m/s, el factor de multiplicación es de 0,35, y que si se sigue subiendo la velocidad, como mucho se llega a un factor de multiplicación de 0,3.



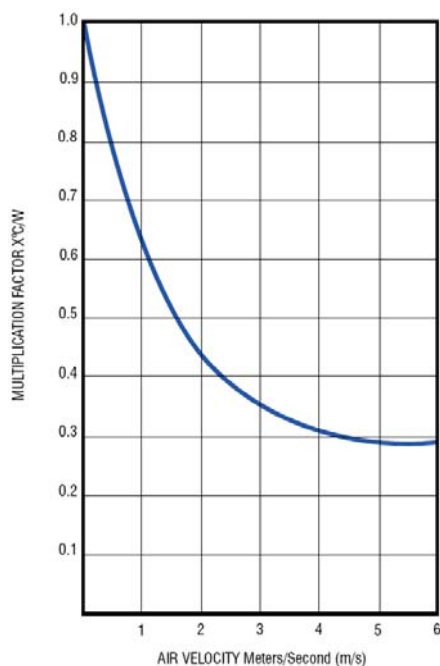


Fig. B.3 Factor de multiplicación de la resistencia térmica en función de la velocidad del aire

Así pues, teniendo en cuenta todos estos aspectos, y después de una búsqueda detallada en el mercado, se preseleccionaron los tres ventiladores que aparecen en la *Tabla B.2*.

Ventiladores	SUNON KDE1206PHV1.MS. AF.GN	BISONIC BP601012M-W	BISONIC SP601512M-W
precio (1)	10,4	14,34	9,57
precio (+5)	9,5	12,75	8,76
medidas (mm)	60x60x15	60x60x10,5	60x60x15
Vin (V)	12	12	12
Potencia (W)	1,6	1,92	1,92
Velocidad (m/s)	3,68	3,46	3,38

Tabla B.2 Ventiladores candidatos para ser seleccionados

A la vista de la tabla, finalmente se seleccionó el ventilador BP601012M-W de Bionic. Para la selección se dio prioridad a que tiene un grosor de 10,5mm, mientras que los otros dos lo tienen de 15mm. Por contrapartida, es un poco más caro, y tiene una velocidad un poco más pequeña que el fabricado por Sunon.



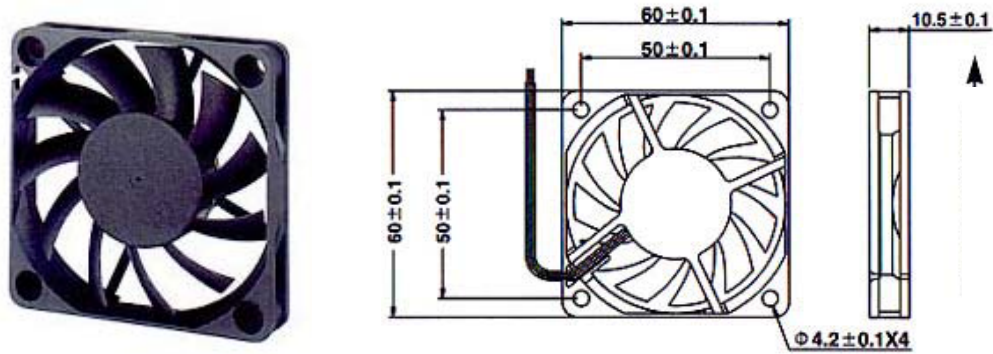


Fig. B.4. Imagen y medidas del ventilador seleccionado

Con la elección de este ventilador se puede ahora calcular la resistencia térmica del disipador con convección forzada, teniendo en cuenta que según la Fig. B.3, para una velocidad de 3,46m/s, se obtiene un factor de multiplicación de aproximadamente 0,33.

$$res.term._{(vent)} = fact. mult. \Big|_{v=3,46m/s} * res.term. = 0,33 * 3,2^{\circ} C / W = 1,056^{\circ} C / W \quad Eq. B.1$$

B.3. Conectores

En la realización de los dos convertidores y de los dos diseños de PEBBs, se han de realizar muchas conexiones diferentes, para lo que se han de utilizar varios conectores. Sin embargo, se han utilizado únicamente dos tipos de conectores en todo el diseño, los conectores Power Pole de Anderson Power Products (APP) para las conexiones de potencia y los conectores de pines para PCB unido a la utilización de cables planos para las conexiones de señal:

- **Conectores Power Pole de APP (potencia)**

Estos conectores se han venido utilizando por el PERC en estos últimos dos años para realizar diferentes conexiones de potencia en varios convertidores realizados, y se ha notado que son bastante prácticos y fiables, por lo que se decidió utilizarlos.

La gran ventaja que presentan estos conectores es que se pueden utilizar tanto para cables, como para PCBs. Además, son bastante prácticos a la hora de unirlos y desunirlos y permiten conducir elevadas corrientes.

Existen de varios tamaños, pensados para diferentes niveles de corriente. Finalmente en el presente diseño, se han utilizado siempre los de 30A. Estos conectores se han utilizado para:



- Conectar los módulos con las placas base: Por una parte, los terminales de los semiconductores (ánodos, cátodos, drenadores, surtidores, colectores, emisores), y por otra parte, las alimentaciones del ventilador y de las fuentes de alimentación TEL-4823. Éstas últimas no necesitan conectores de potencia, porque la corriente que ha de pasar es pequeña, pero se utilizan para dotar al módulo de equilibrio, es decir, para que esté mecánicamente bien equilibrado.
- Realizar las conexiones de potencia entre los cables y las placas base.
- Conectar el transformador del Push-Pull con la placa base. Para ello fue necesaria la realización de una placa PCB donde se colocó el transformador. Y esta placa fue la que finalmente se conectó con la placa base mediante los conectores Anderson.



Fig. B.5 Conectores Power Pole de APP

- **Conectores de pines para PCB + cable plano (señal)**

Estos conectores se utilizaron para realizar todas las conexiones de señales. Por un lado las que vienen de la modulación mediante cables planos hasta la placa base, y luego para conectar estas señales de la placa base a los módulos (mediante un cable plano se unen los dos conectores de 10 pines que se encuentran en la placa base). Las señales transmitidas mediante estos conectores son por ejemplo las señales de puerta, la señales de error de los drivers, las señales de reset, etc.



C. Estudio térmico de los semiconductores

En el presente proyecto se han realizado 3 estudios térmicos para dimensionar los disipadores a utilizar. Uno para los MOSFETs del convertidor Push-Pull, otro para los IGBTs y los diodos del inversor trifásico de 3 niveles y el último para el puente de diodos del convertidor Push-Pull. Primeramente se explica el modelo térmico utilizado y posteriormente se muestran los tres estudios térmicos realizados.

C.1. Modelo térmico

Para determinar las pérdidas de los dispositivos se realiza un estudio térmico basado en el modelo que consiste en convertir cada contacto entre superficies en una resistencia eléctrica equivalente de valor $R_{(th)}$ y suponer que la energía que se disipa se comporta como una corriente que pasa a través de las corrientes $R_{(th)}$. A continuación se muestra la figura y seguidamente la ecuación que determinan el modelo térmico:

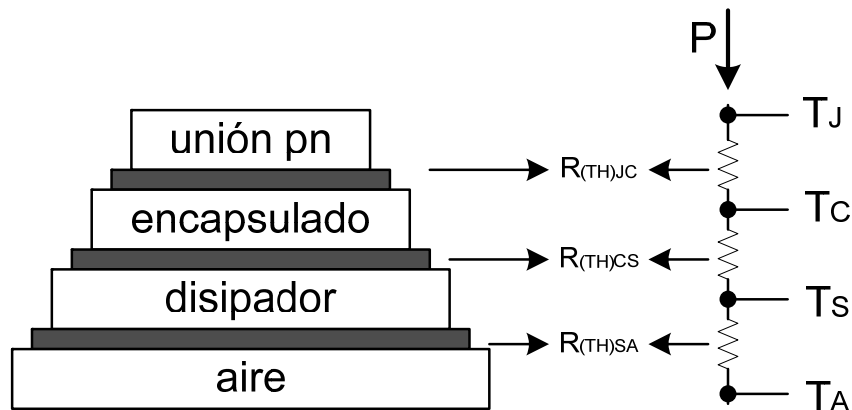


Fig. C.1 Modelo térmico para dispositivos semiconductores

$$P_{\text{pérdidas}} = \frac{T_J - T_C}{R_{(TH)JC}} = \frac{T_C - T_S}{R_{(TH)CS}} = \frac{T_S - T_A}{R_{(TH)SA}} = \frac{T_J - T_A}{R_{(TH)SA} + R_{(TH)CS} + R_{(TH)JC}} \quad \text{Eq. C.1}$$

Como se observa, hay tres resistencias:

- $R_{(th)JC}$: es la resistencia equivalente entre la unión pn del dispositivo (junction) y el encapsulado (case). Ésta resistencia viene dada por el fabricante en el datasheet del componente.



- $R_{(th)CS}$: es la resistencia equivalente entre el encapsulado (case) y el disipador (heat sink). Este valor depende de varios aspectos, como por ejemplo la resistencia del aislante de mica, o la presión y la uniformidad del contacto entre el encapsulado y el disipador. Si por ejemplo el contacto se realiza mediante clips, el contacto es más uniforme que si por ejemplo se realiza mediante tornillos y por lo tanto la resistencia es más pequeña. No obstante, este valor es un poco subjetivo. Para la realización de los cálculos, se ha supuesto una $R_{(th)CS}=1^{\circ}C/W$
- $R_{(th)SA}$: Esta es la resistencia térmica equivalente entre el disipador y el ambiente. Cada disipador tiene una $R_{(th)SA}$ asociada. Este valor es el que se calcula para determinar el disipador a utilizar.

Por otra parte, en la ecuación se observa que hay dos temperaturas:

- T_A : Es la temperatura ambiente. Para el diseño se ha supuesto una temperatura ambiente de $30^{\circ}C$.
- T_C : Es la temperatura de la unión pn. Esta temperatura es la que no puede alcanzar un cierto valor determinado por el fabricante en el datasheet del dispositivo. Normalmente este valor suele ser de $150^{\circ}C$ o $175^{\circ}C$. De todas maneras, en los cálculos se ha aplicado un factor de seguridad de un 20%, por lo que esta temperatura se multiplica por 0,8.

La Eq. C.1 es la ecuación general del modelo para un dispositivo. No obstante, si hay más de un dispositivo, como son los casos que se encontrarán en los subapartados siguientes, la ecuación general se ve ligeramente modificada.

Por ejemplo en el caso de que hayan n dispositivos iguales en paralelo, a continuación se muestra el gráfico correspondiente y posteriormente como queda la ecuación:

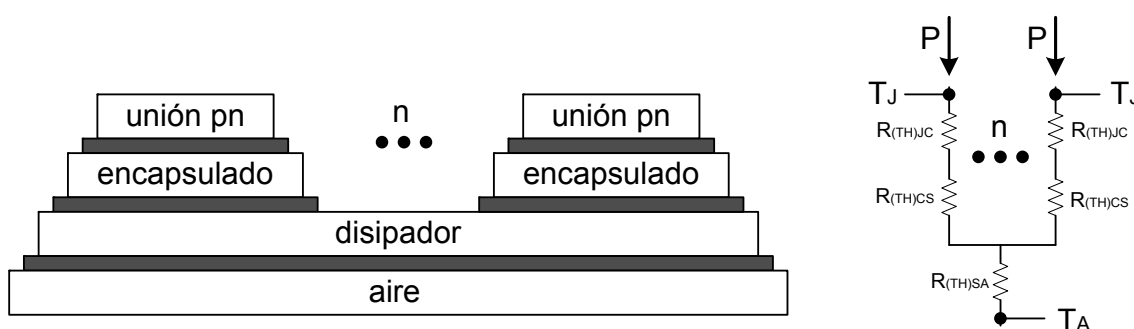


Fig. C.2 Modelo térmico para n dispositivos semiconductores iguales



$$n * P_{perd} = \frac{T_A - T_J}{R_{(TH)SA} + \frac{R_{(TH)CS}}{n} + \frac{R_{(TH)JC}}{n}} \quad \text{Eq. C.2}$$

C.2. MOSFETs del Push-Pull

Lo primero que hay que hacer es calcular las pérdidas del MOSFET, con las peores condiciones a las que se puede ver sometido en el convertidor Push-Pull.

Los MOSFET presentan pérdidas por conducción y pérdidas por conmutación:

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{comm} \quad \text{Eq. C.3}$$

$$P_{cond} = I_{RMS}^2 * R_{DS(on)} \quad \text{Eq. C.4}$$

$$P_{comm} = freq * (E_{ON} + E_{OFF}) = freq * \left[\left(\frac{I_{avg} * V_{cc} * t_{rtot}}{2} \right) + \left(\frac{I_{avg} * V_{cc} * t_{ftot}}{2} \right) \right] \quad \text{Eq. C.6}$$

$$\text{donde } t_{rtot} = t_r + t_{d(on)} \quad \text{Eq. C.5}$$

$$t_{ftot} = t_f + t_{d(off)} \quad \text{Eq. C.7}$$

$$V_{cc} = V_{bat} = 48V \quad \text{Eq. C.8}$$

$$I_{avg} = \frac{P_{instalacion}}{V_{cc} * n^{\circ} MOSFETs} = \frac{2600W}{48V * 2} = 27,083A \quad \text{Eq. C.9}$$

$$I_{RMS}|_{D=0,5} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int (I_{avg}^2 * T_{on}) dt} = I_{avg} * \sqrt{\frac{T_{on}}{T_S}} = I_{avg} * \sqrt{D} = 38,302A \quad \text{Eq. C.10}$$

Una vez determinado como calcular las pérdidas, se obtienen las siguientes ecuaciones a partir de la Eq. C.1 y Eq. C.2

$$T_S = T_J * 0,8 - P_{tot} * (R_{JC} + R_{CS}) \quad \text{Eq. C.11}$$

$$R_{SA} = \frac{T_S - T_A}{n * P_{tot}} \quad \text{Eq. C.12}$$



Ahora que se tienen todas las ecuaciones listas se procede a realizar los cálculos para varios MOSFETs, con el objetivo de encontrar el que ofrezca una $R_{TH(SA)}$ más grande. Así pues, en la tabla siguiente se tienen todos los resultados para los diferentes MOSFETs preseleccionados. Para los cálculos se ha considerado:

$n=2$, ya que el disipador estaría en contacto con los dos MOSFETs del Push-Pull

$T_A=30^{\circ}C$

$R_{TH(CS)}=1^{\circ}C/W$

$R_{TH(JC)}$ =parámetro del dispositivo

T_J =parámetro del dispositivo, aunque se multiplica por 0,8 para tener un margen de seguridad de un 20%

	MOSFET's	FAIRCHILD FDP79N15	IR IRFB260N	IR IRF-B52N15D	IR IRF-B61N15D	IXYS IXFR140N20P	IR FB4227PbF	IXYS IXFK90N20
Precios	Precio farnell (1)	2,2	8,62	6,3	8,26	13,08	5,12	29,48
	Precio farnell (+25)	1,77	4,59	3,35	4,38	8,72	3,58	23,32
	Precio RS (1)							
	Precio RS (+25)							
Parametros propios del dispositivo (datasheet)	Vds (bloq) (V) (>96V*1,5)	150	200	150	150	200	200	200
	Id (cont) (A) (>27A*1,5)	79(25°C)	40 (100°C)	60(25°C)	60(25°C)	75	65(25°C)	76
	Rds (on) (ohm)	0,03	0,04	0,032	0,032	0,022	0,024	0,023
	Id on (ns)	112	17	16	18	30	33	30
	tr (ns)	410	64	47	110	35	20	80
	td off (ns)	120	52	18	28	150	21	75
	tr (ns)	85	50	25	51	90	31	30
	tr tot (ns)	522	81	63	128	65	53	110
	tr tot (ns)	205	102	43	79	240	52	105
	Rjc (°C/W)	0,3	0,4	0,47	0,45	0,5	0,45	0,25
	Tjmax (°C)	150	175	175	175	175	175	150
Cálculos de pérdidas	Id (avg) (A)	27,08333333	27,08333333	27,08333333	27,08333333	27,08333333	27,08333333	27,08333333
	Id (rms) (A)	38,30161731	38,30161731	38,30161731	38,30161731	38,30161731	38,30161731	38,30161731
	Frecuencia (khz)	20	20	20	20	20	20	20
	Eon (µJ)	339,3	52,65	40,95	83,2	42,25	34,45	71,5
	Eoff (µJ)	133,25	66,3	27,95	51,35	156	33,8	68,25
	Etotal (µJ)	472,55	118,95	68,9	134,55	198,25	68,25	139,75
	Pcond (W)	44,01041667	58,68055556	46,94444444	46,94444444	32,27430556	35,20833333	33,74131944
	Pcomm (W)	9,451	2,379	1,378	2,691	3,965	1,365	2,795
	Ptot MOSFET (W)	53,46141667	61,05955556	48,32244444	49,63544444	36,23930556	36,57333333	36,53631944
	Rjc (°C/W)	0,3	0,4	0,47	0,45	0,5	0,45	0,25
Cálculo de resistencias y temperaturas	Rcs (°C/W)	1	1	1	1	1	1	1
	Ts (°C)	50,50015833	54,51662222	68,96600667	68,02860556	85,64104167	86,96866667	74,32960069
	Tamb (°C)	30	30	30	30	30	30	30
	Resistencia Térmica	Rsa (°C/W)	0,191728536	0,200759914	0,403187454	0,383079128	0,767689127	0,778827926

Tabla C.1 Tabla resumen de selección del MOSFET a utilizar en el Convertidor Push-Pull

Como se observa, el que ofrece mejores resultados es el IRFB4227PbF, pero la resistencia térmica necesaria para el disipador es muy pequeña. Así pues, se decide paralelizar los MOSFETs, de tal modo que las pérdidas se vean reducidas. En la tabla siguiente se observan los resultados.

El hecho de que hayan dos columnas se debe simplemente a que se ha realizado el cálculo en dos posibles casos: 1) suponiendo que la corriente se distribuye un 60% por un MOSFET y un 40% por el otro MOSFET (primera columna), y 2) suponiendo que se



distribuyen equitativamente por los dos MOSFETs, es decir, un 50% por un MOSFET y el otro 50% por el otro MOSFET (segunda columna).

	MOSFET's		
	PARALELIZADOS	IR FB4227PbF	IR FB4227PbF
Precios	Precio farnell (1)	5,12	5,12
	Precio farnell (+25)	3,58	3,58
	Precio RS (1)		
	Precio RS (+25)		
Parametros propios del dispositivo (datasheet)	Vds (bloq) (V) (>96V*1,5)	200	200
	Id (cont) (A) (>27A*1,5)	65(25°C)	65(25°C)
	Rds (on) (ohm)	0,024	0,024
	Id on (ns)	33	33
	tr (ns)	20	20
	Id off (ns)	21	21
	tr (ns)	31	31
	tr tot (ns)	53	53
	tr tot (ns)	52	52
	Rjc (°C/W)	0,45	0,45
	Tjmax (°C)	175	175
	Cálculos de pérdidas	Id (avg) (A)	27,08333333
Id (rms) (A)		38,30161731	38,30161731
Frecuencia (khz)		20	20
Eon (µJ)		34,45	34,45
Eoff (µJ)		33,8	33,8
Etotal (µJ)		68,25	68,25
Pcond 1 (60% de Id(rms)) (W)		12,675	8,802083333
Pcond 1 (40% de Id(rms)) (W)		5,633333333	8,802083333
Pcomm 1 (W)		1,365	1,365
Pcomm 2 (W)		1,365	1,365
Ptot MOSFET 1 (W)		14,04	10,16708333
Ptot MOSFET 2 (W)		6,998333333	10,16708333
Cálculo de resistencias y temperaturas	Rjc (°C/W)	0,45	0,45
	Rcs (°C/W)	1	1
	Ts (°C)	119,642	125,2577292
	Tamb (°C)	30	30
Resistencia Térmica	Rsa (°C/W)	2,130444427	2,34230718

Tabla C.2 Cálculo de los MOSFETs paralelizados

Se observa como ahora el valor de la resistencia térmica del disipador es bastante más elevado. Ahora el valor de la resistencia térmica que exigen los MOSFETs (2,13°C/W) es suficientemente grande comparado con lo que puede disipar el conjunto disipador-ventilador (1°C/W).

C.3. IGBTs y diodos del inversor

Para calcular la resistencia térmica del disipador que exigen el par de diodos y el par de MOSFETs, primero se ha realizado el cálculo de las potencias de pérdida de los diferentes diodos preseleccionados. Una vez realizado el cálculo, se elige el diodo que mejores resultados proporciona. Posteriormente se realiza el cálculo de la resistencia térmica para diferentes IGBTs y se tiene en cuenta la potencia de pérdidas del diodo escogido. Con estos resultados, se elige el IGBT que exija una resistencia térmica lo más grande posible.

Así pues para calcular las pérdidas del diodo se tiene que.

$$P_{\text{diodo}} = P_{\text{cond}} = V_{AK(\text{cond})} * I_{\text{diodo}(\text{avg})}$$

Eq. C.13

donde:



$$I_{diodo (avg)} = \frac{Potencia_{(max)} * \eta_{Push-Pull}}{4 * n^{\circ} fases * Vi} * \gamma = \frac{2640W * 0,8}{4 * 3 * 400V} * 1,5 = 0,65A \quad Eq. C.14$$

$V_{AK(cond)}$ =parámetro del dispositivo

Así pues, en la tabla siguiente se tienen los resultados obtenidos para todos los diodos preseleccionados:

	DIODOS (INVERSOR)	VISHAY 8ETH03PbF	ST BYT08P- 400	ST STTH2003	ON MUR860G	MOTOROLA MUR1560G
Precios	Precio farnell (1)	1,8	1,41	5,01	1,43	
	Precio farnell (+25)	0,96	1,2	3,81	0,79	
	Precio RS (1)		1,24	3,74	0,96	1,06
	Precio RS (+25)		0,97	2,59	0,65	0,84
Parametros propios del dispositivo (datasheet)	Vr (bloq) (>200V*1,5)	300	400	300	600	600
	If (avg) (>0,65A*1,5)	8	8	10	8	15
	t _{rr} (ns)	35	35	35	60	60
	V _{AK (cond)} (V)	1,25	1,5	1,25	1,5	1,5
Cálculo de pérdidas	Idiodo (avg) (A)	0,65	0,65	0,65	0,65	0,65
	P _{diodo} (W)	0,8125	0,975	0,8125	0,975	0,975

Tabla C.3 Tabla resumen de selección del MOSFET a utilizar en el Convertidor Push-Pull

A la vista de los resultados, se elige el Vishay 8ETH03PbF debido a que es más barato que el STTH2003.

Seguidamente se procede a calcular la resistencia térmica necesaria para el disipador para diferentes IGBTs preseleccionados, y teniendo en cuenta los dos diodos Vishay 8ETH03PbF.

Para ello se tiene que:

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{comm} \quad Eq. C.15$$

$$P_{cond} = V_{CE(Sat)} * I_{c(FaseA,B,C)} \quad Eq. C.16$$

$$P_{comm} = frec * (E_{ON} + E_{OFF}) \quad Eq. C.17$$

donde:

$V_{CE(Sat)}$ =parámetro del dispositivo

$$I_{c(faseA,B,C)} = \frac{Potencia_{(max)} * \eta_{Push-Pull}}{n^{\circ} fases * Vi} * \gamma = \frac{2640W * 0,8}{3 * 400V} * 1,5 = 2,64A \quad Eq. C.18$$

Una vez determinado como calcular las pérdidas, se obtienen las siguientes ecuaciones a partir de la Eq. C.1 y Eq. C.2



$$T_S = T_J * 0,8 - P_{totIGBT} * (R_{JC} + R_{CS})$$

Eq. C.19

$$R_{SA} = \frac{T_S - T_A}{(2 * P_{totIGBT}) + (2 * P_{diodo})}$$

Eq. C.20

En la tabla siguiente se tienen todos los resultados para los diferentes IGBTs preseleccionados.

	IGBT's	HARRIS HGTP12N60C	IR IRG4BC10SD	IR IRG4BC15UD	IR IRG4IBC20UD	IR IRG4IBC30UD	IR IRGB4059D	IR IRGB4060D	IR IRGB660KD
Precios	Precio farnell (1)		3,46	4,59	11,24	7,34	3,47	4,65	4,53
	Precio farnell (+25)		2,12	2,43	8,23	4,68	2,43	3,25	2,4
	Precio RS (1)		3,42			5,76			
	Precio RS (+25)		2,51			4,22			
Parametros propios del dispositivo (datasheet)	Vce (bloq) (V) (>200V*1,5)	600	600	600	600	600	600	600	600
	Ic (cont) (A) (>1,76A*1,5)	12	8	7,8	6	8,9	4	8	13
	Vce (sat) (V)	2,2	1,8	2,4	2,1	2,1	2,2	2	2,5
	Vas (V)		1,8	1,8	1,7	1,7	2,3	2,8	1,45
	Rjc (IGBT) (°C/W)	1,2	3,3	2,7	3,7	2,8	2,7	1,51	1,4
	Rjc (diodo) (°C/W)		7	7	5,1	4,1	6,3	3,66	4,4
	Tjmax (°C)	150	150	150	150	150	175	175	150
	Eon (µJ)	380	310	240	160	380	77	165	260
	Eoff (µJ)	900	3280	260	130	160	118	240	300
	Etot (µJ)	1280	3590	500	290	540	195	405	560
Cálculo de pérdidas	Ic (fase A,B,C) (A)	2,64	2,64	2,64	2,64	2,64	2,64	2,64	2,64
	Frecuencia (khz)	20	20	20	20	20	20	20	20
	Pcond (W)	5,808	4,752	6,336	5,544	5,544	5,808	5,28	6,6
	Pconm (W)	25,6	71,8	10	5,8	10,8	3,9	8,1	11,2
	Ptot IGBT (W)	31,408	76,552	16,336	11,344	16,344	9,708	13,38	17,8
Cálculo de resistencias y temperaturas	Párido (W)	0,8125	0,8125	0,8125	0,8125	0,8125	0,8125	0,8125	0,8125
	Rjc (°C/W)	1,2	3,3	2,7	3,7	2,8	2,7	1,51	1,4
	Rcs (°C/W)	1	1	1	1	1	1	1	1
	Ts (°C)	50,9024	-209,1736	59,5568	66,6832	57,8928	104,0804	106,4162	77,28
	Tamb (°C)	30	30	30	30	30	30	30	30
Resistencia Térmica	Rsa (°C/W)	0,324364923	-1,545758067	0,861789661	1,508789536	0,812893073	3,520764222	2,692133169	1,270114171

Tabla C.4 Tabla resumen de selección del MOSFET a utilizar en el Convertidor Push-Pull

Observando los resultados, finalmente se escoge el IRGB4059D.

C.4. Puente de diodos del Push-Pull

Para la realización de cálculo de la resistencia térmica necesaria para el puente de diodos se han utilizado las mismas ecuaciones utilizadas en los apartados anteriores. Para calcular la P_{diodo} se utilizó la Eq. C.13, donde:

$$I_D = \frac{P_{max}}{V_A} * \alpha * \gamma = \frac{2600W}{470,4V} * 0,5 * 1,5 = 4,15A$$

Eq. C.21

, donde γ es el coeficiente de seguridad, y α es el coeficiente de conducción (es igual a 0,5 porque conducen la mitad del tiempo).

Para el cálculo de la T_S y de la R_{SA} , se utilizaron las Eq. C.11 y Eq. C.12



	DIODOS (PUENTE DE DIODOS)	MUR 8100EG
Parametros propios del dispositivo (datasheet)	Vr (bloq) (>200V*1,5)	1000
	If (avg) (>0,65A*1,5)	8
	Ifsm (pulse) (A)	100
	Tj max	175
	trr (ns)	100
	VAK (cond) (V)	1,85
Cálculo de pérdidas	Idiodo (avg) (A)	4,145408163
	P _{diodo} (W)	7,669005102
Cálculo de resistencias y temperaturas	P _{diodo} (W)	7,669005102
	R _{JC} (°C/W)	2
	R _{CS} (°C/W)	1
	T _S (°C)	116,9929847
	Tamb (°C)	25
Resistencia Térmica	R _{SA} (°C/W)	2,998856549

Tabla C.5 Tabla de resultados del estudio térmico del puente de diodos del Push-Pull

Se observa como es necesaria la utilización de un disipador con una resistencia térmica de unos 3°C/W. Finalmente se acaba utilizando el mismo disipador utilizado en los módulos (el modelo 921AB).



D. Experimentación con los módulos de prueba

La realización de los módulos de prueba permite comprobar su correcto funcionamiento, además de verificar que el diseño del Layout de la placa sea correcto una vez puestos todos los componentes. De esta manera, siempre se está a tiempo de realizar cualquier modificación de cara al módulo definitivo.

Además, con estos módulos se han realizado numerosos ensayos con el objetivo de conseguir todo tipo de mejoras en el funcionamiento del módulo. Entre estas pruebas están:

- Estudio del efecto que presenta conmutar utilizando una tensión negativa en la puerta de los MOSFETs e IGBTs.
- Estudio de la respuesta en función de la variación de la resistencia de puerta.

Se han utilizado dos módulos de prueba. En el anexo I se puede observar el layout de ambos módulos.

D.1. Utilización de una tensión negativa para conmutar los transistores

Teniendo en cuenta que esta tensión negativa puede afectar de manera distinta a IGBTs y MOSFETs, este estudio se ha particularizado para ambos semiconductores.

D.1.1. Utilización de MOSFET IRFB4227PbF

Vale la pena recordar que el circuito del driver utilizado es el que se recomienda en el datasheet del driver (*Fig 4.5*). En dicho circuito se incluye una tensión negativa que se elige de -5V en el pin V_{ee} para mejorar la conmutación. De este modo, la tensión puerta-surtidor (V_{GS}) conmuta entre +15V y -5V, en lugar de hacerlo entre +15V y 0V. En este caso, ésta tensión negativa se consigue mediante la utilización de un regulador de tensión MC7905 que convierte a -5V una tensión de -15V proveniente de la fuente de alimentación TRACO POWER TEL 2-4823.

A la hora de realizar las primeras pruebas al módulo, además de comprobar el funcionamiento general del propio módulo, se ha aprovechado para estudiar la mejora que representa la utilización de esta tensión negativa de -5V. Para ello, en uno de los dos circuitos del driver, se extrae el MC7905, por lo que la pareja de transistores conducida por este driver conmuta entre +15V y 0V, mientras que la otra pareja de MOSFETs lo hace entre



+15V y -5V. Así pues, se podrá realizar un estudio comparativo de la conmutación de ambos circuitos y comprobar si la utilización de una tensión negativa representa una mejora significativa, o si más bien, lo que se mejora no compensa el hecho de tener que utilizar más componentes electrónicos (MC7905 y condensadores) y ocupar más espacio en la placa.

A continuación se puede observar el esquema electrónico correspondiente del circuito puesto a prueba y posteriormente las gráficas obtenidas con el osciloscopio:

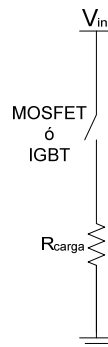


Fig. D.1 Circuito puesto a prueba

Antes que todo vale la pena destacar que en las cuatro primeras figuras que se muestran seguidamente, cada una de ellas se corresponde con un par de imágenes obtenidas del osciloscopio. Las de la izquierda pertenecen al circuito del driver que presenta el MC7905 y las de la derecha pertenecen al circuito que no presenta el MC7905.

También es importante remarcar que la escala vertical real de las señales de estas figuras no siempre se corresponde con el número que aparece en la figura. Por ejemplo, en la Fig. D.2 se observa como en el canal 1 (ch1) la escala vertical que aparece es de 200 mV/div, cuando realmente la escala es de 10 V/div. Esto es debido a que se utilizan algunas sondas aisladas que atenúan la señal, en este caso la divide por 50. Así pues, $200 \text{ mV/div} * 50 = 10 \text{ V/div}$. A continuación se presenta una tabla resumen en donde se indica qué representa cada señal y su escala vertical real, así como la escala horizontal de cada figura:

	Escala Horizontal	Ch1		Ch2		Ch3		Ch4	
		Señal	Escala Real	Señal	Escala Real	Señal	Escala Real	Señal	Escala Real
Fig. D.2	50 us/div	V _{in}	10 V/div	V _{GS}	25 V/div	V _{DS}	50 V/div	I _s	2 A/div
Fig. D.3	200 ns/div	V _{in}	10 V/div	V _{GS}	25 V/div	V _{DS}	50 V/div	I _s	2 A/div
Fig. D.4	200 ns/div	V _{in}	10 V/div	V _{GS}	25 V/div	V _{DS}	50 V/div	I _s	2 A/div
Fig. D.5	2 us/div	V _{in}	10 V/div	-	-	V _{DS}	10 V/div	-	-

Tabla D.1 Tabla de escalas reales de las señales de las sondas para cada figura



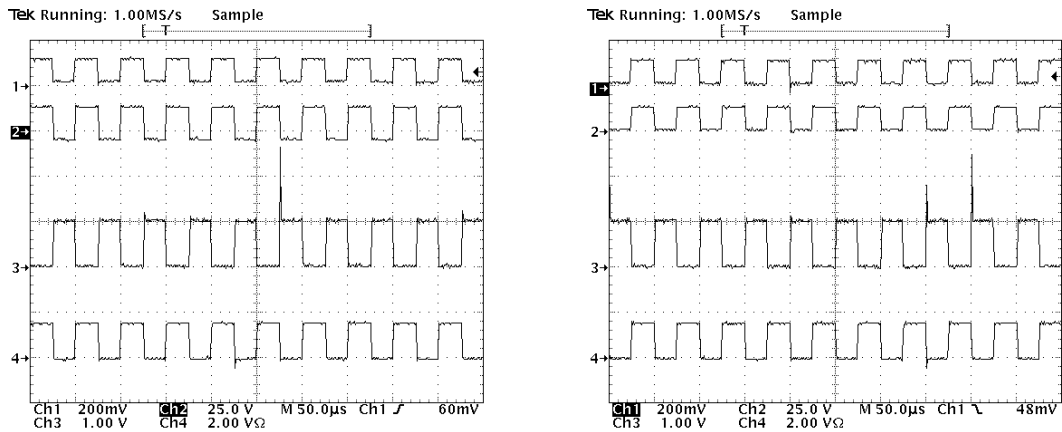


Fig. D.2 Ch1: V_{in} (10V/div) Ch2: V_{GS} (25V/div) Ch3: V_{DS} (50V/div) Ch4: I_S (2A/div)
Comutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

Al observar estas primeras imágenes, lo más relevante son los sobrepicos que se observan en la tensión V_{DS} (ch3). Según las 2 imágenes pareciera que el sobrepico no ocurre en todos los ciclos, pero sí que ocurre en todos los períodos. Lo que pasa es que el tiempo de sobrepico es tan pequeño que el osciloscopio no tiene la capacidad de generarlos para cada ciclo a una escala de 50 μ s/div en un instante de tiempo determinado (como lo es el instante que se capta la imagen). Sin embargo en las Fig. D.4 y Fig. D.5, que presentan una escala horizontal más pequeña, si se puede observar con detalle el sobrepico.

Estos sobrepicos son causados porque la carga presenta asociada una inductancia parásita. En el momento que el MOSFET se encuentra en estado de conducción está pasando la corriente por la carga. Cuando ocurre el turn off, el interruptor se abre y deja de pasar intensidad, pero entonces la inductancia parásita se intenta descargar, y esta corriente no tiene un camino por donde circular. Así pues se generan estos sobrepicos. Existen distintas posibilidades para suprimir estos sobrepicos colocando algún tipo de snubber, que no es más que un camino para que esta corriente de descarga de la inductancia parásita pueda circular, tal y como se explica en la memoria del proyecto.

Dejando el tema de los sobrepicos aparte, las señales presentan una forma de onda bastante correcta. Comparando ambas imágenes, se observa como la tensión V_{GS} oscila entre -5V y 15V cuando se utiliza el MC7905, mientras que si no se utiliza, oscila entre 0V y 15V.



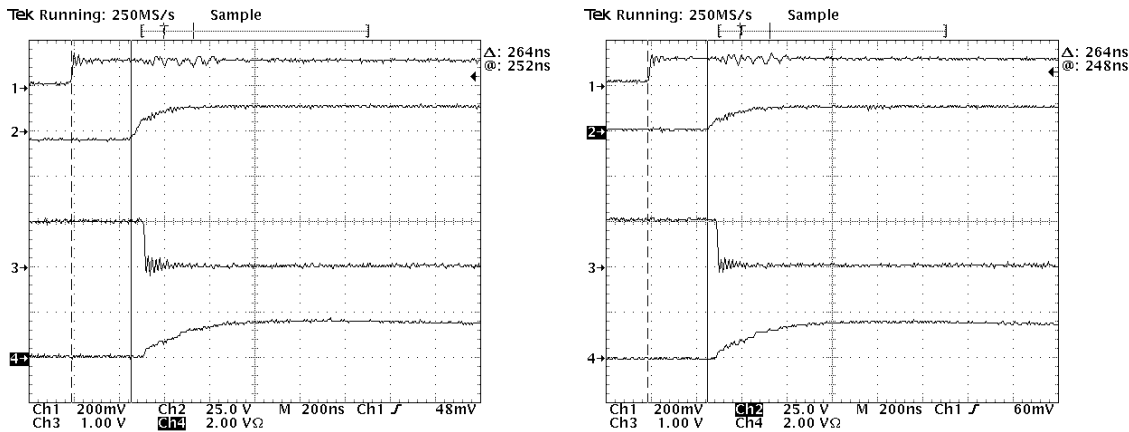


Fig. D.3 Ch1:Vin(10V/div) Ch2:VGS(25V/div) Ch3:VDS(50V/div) Ch4:IS(2A/div)
 Instante del Turn on. Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

En el instante del turn on se observan unas transiciones bastante correctas. Los tiempos de t_{don} y t_{rise} son bastante pequeños en ambas imágenes. Aunque se observa como el t_{don} es un poco más pequeño en el caso que no se utiliza el MC7905. Los valores de estos tiempos y otros están reflejados posteriormente en la *Tabla D.2*.

También se puede observar el tiempo que tarda el driver en responder con respecto a la señal que le entra proveniente del generador de señales. En la esquina superior derecha de cada imagen se observa como este tiempo en ambos casos es de 264ns. Como era de esperar, la utilización del MC7905 no influye en el tiempo de respuesta del driver.

Este tiempo se relativamente bajo si lo comparamos, por ejemplo, con el que presentan los módulos diseñados por Elena Argüelles, en los que este valor es de unos 500ns. Vale la pena recordar que este driver presenta incorporado en su interior optoaislamiento, por lo que no es necesaria la utilización extra de optoaisladores, tal y como se utilizan en los módulos diseñados por Elena Argüelles. Aquí radica la mejora en lo que respecta a este tiempo.

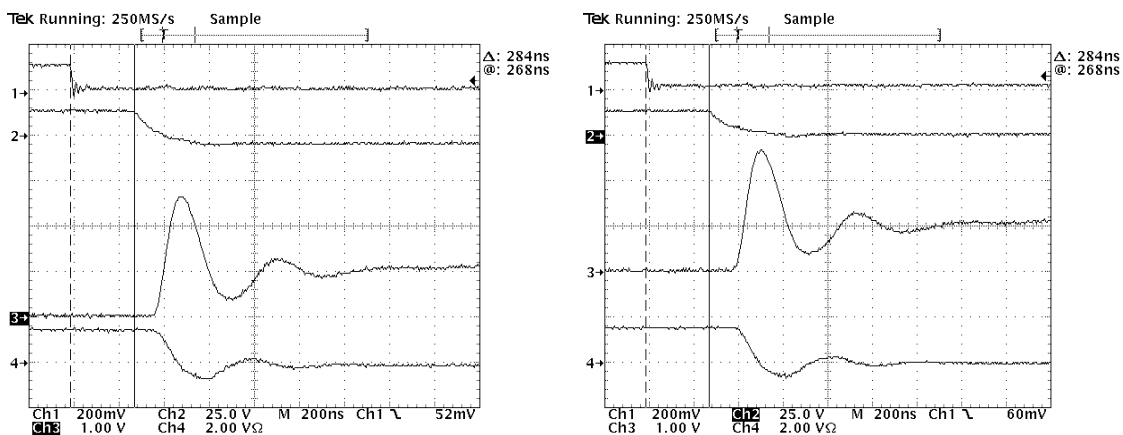


Fig. D.4 Ch1:Vin(10V/div) Ch2:VGS(25V/div) Ch3:VDS(50V/div) Ch4:IS(2A/div)
 Instante del Turn off. Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)



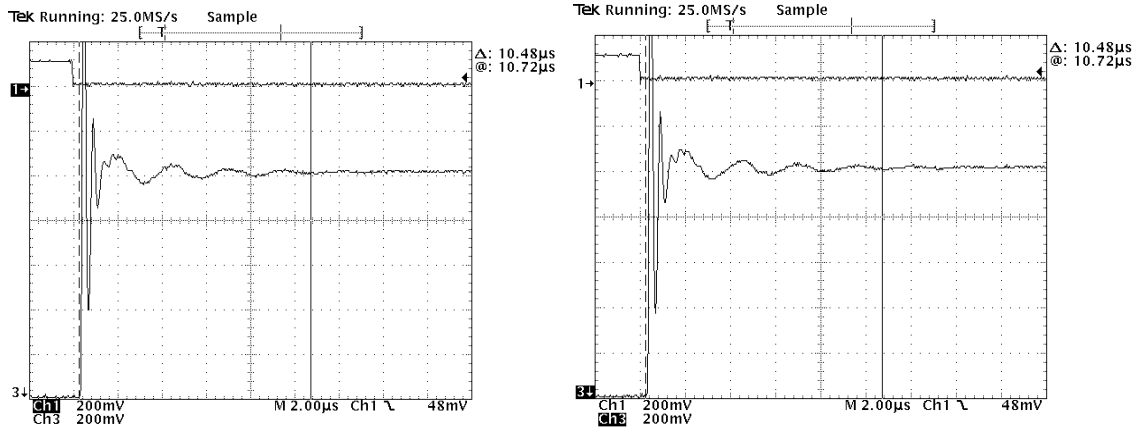


Fig. D.5 Ch1: V_{in} (10V/div) Ch3: V_{DS} (10V/div)

Turn off ampliado. Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

En estas imágenes se pueden observar con más detalle los sobrepicos que se producen en el turn off. Se observa como en ambos casos el sobrepico relativo es de algo más de un 150%. Realmente es un sobrepico muy elevado, por lo que es completamente necesario rebajarlo, bien sea mediante la utilización de un snubber o de alguna otra manera, como por ejemplo aumentando la R_{on} . Posteriormente se explica algunas de las soluciones propuestas para rebajar el sobrepico, y se muestran los resultados obtenidos.

En la Fig. D.5 se puede observar como el tiempo que dura la oscilación no es nada despreciable. El tiempo, si se considera que ha dejado de oscilar cuando el sobrepico relativo es menor que un 2%, es de más de 10us. Se recuerda que el período de conmutación es de 50us.

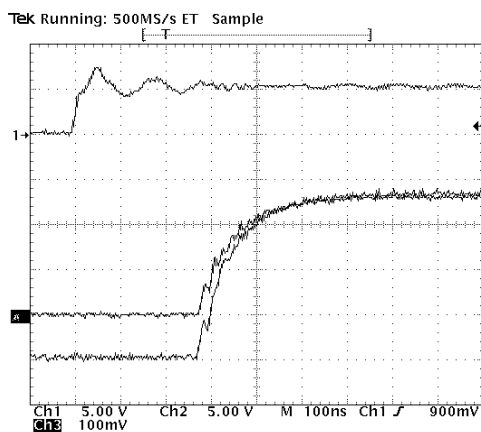


Fig. D.7 Comparativa Turn on

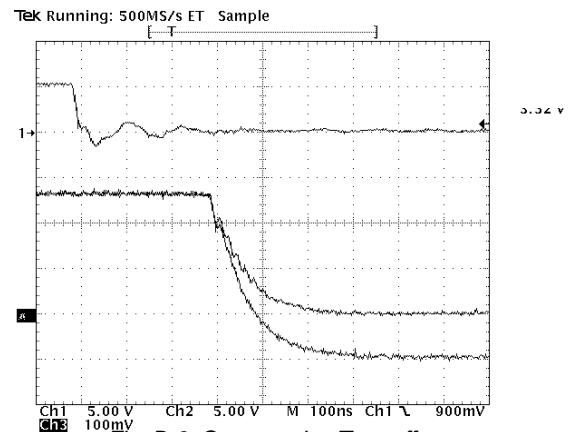


Fig. D.6 Comparativa Turn off



En estas 2 últimas figuras se observan las señales superpuestas de la tensión V_{GS} con y sin MC7905. tanto en el Turn off como en el Turn on.

A continuación se muestra una tabla comparativa de diferentes tiempos cuando se utiliza o no el MC7905. Cabe destacar que estos tiempos son bastante exactos ya que han sido medidos ampliando la imagen al máximo posible y utilizando la herramienta que incluye el osciloscopio para medir la distancia horizontal entre dos puntos determinados. En las Fig. D.3, Fig. D.4 y Fig. D.5 se puede observar esta herramienta.

Tiempo	Conmutación entre 15V y -5V	Conmutación entre 15V y -0V
t_d on	~57ns	~37ns
t_{rise}	~12ns	~12ns
t_d off	~86ns	~107ns
t_{fall}	~40ns	~38ns
t_p	~116ns	~120ns
t_{on} driver	~264ns	~264ns
t_{off} driver	~284ns	~284ns

Tabla D.2 Tabla comparativa entre conmutar entre 15V y -5V y 15V y 0V

Los valores son bastante parecidos e iguales, exceptuando el t_d on y el t_d off. Se observa como el t_d on es unos 20ns más pequeño si no se utiliza la tensión negativa de -5V, y sin embargo el t_d off es unos 20ns más pequeño si se utiliza la tensión negativa de -5V. Esto quiere decir que la utilización del MC7905 tampoco representa una mejora muy importante, aunque sí representa una cierta mejora, ya que se reduce la diferencia entre t_d on y t_d off, logrando que los tiempos de conducción y de no conducción sean un poco más próximos.

D.1.2. Utilización de IGBT IRGB4059PbF

Para el IGBT se utilizó el mismo circuito de prueba que para el MOSFET. En las Fig. D.8, Fig. D.9 y Fig. D.10 se pueden ver las formas de onda de las señales más representativas. Al igual que en el caso del IGBT, no se observan muchas diferencias entre si se conmuta entre 15V y -5V y entre 15V y 0V.



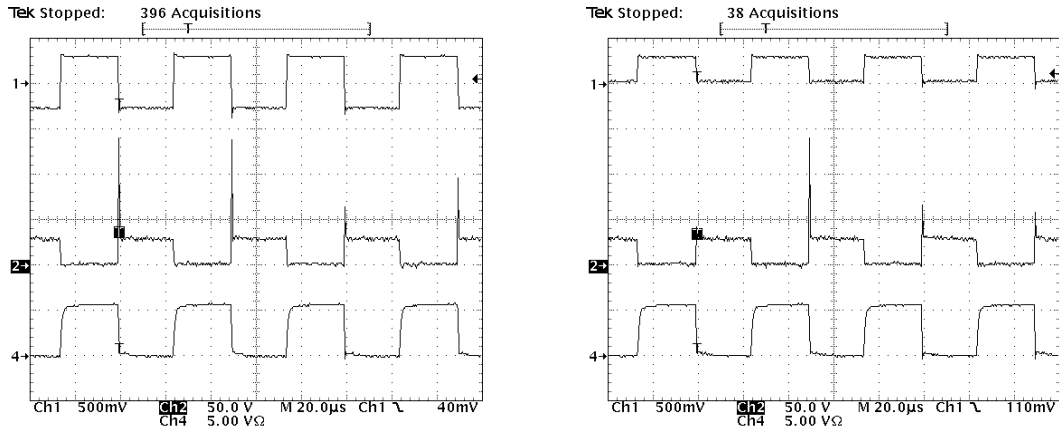


Fig. D.8 Ch1: $V_{GS}(25V/div)$ Ch2: $V_{DS}(50V/div)$ Ch4: $I_S(5A/div)$
 Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

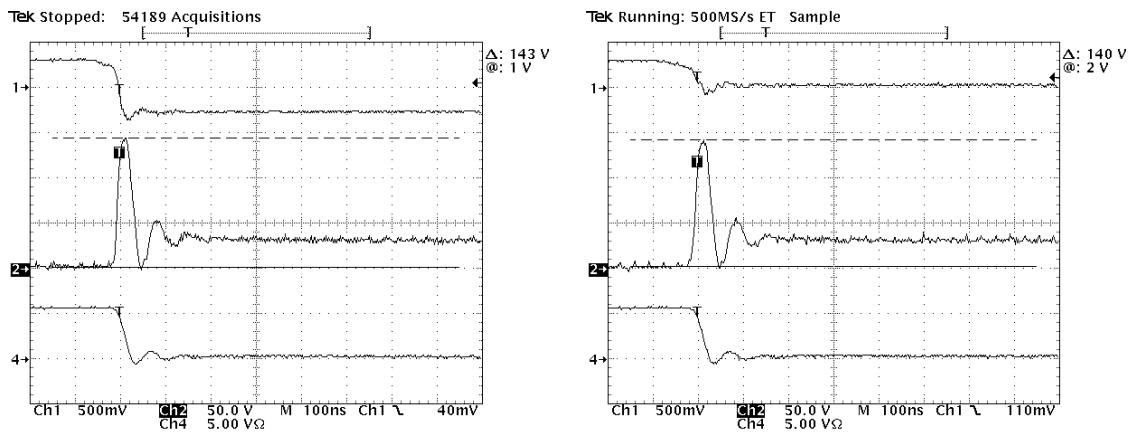


Fig. D.9 Ch1: $V_{GS}(25V/div)$ Ch2: $V_{DS}(50V/div)$ Ch4: $I_S(5A/div)$
 Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

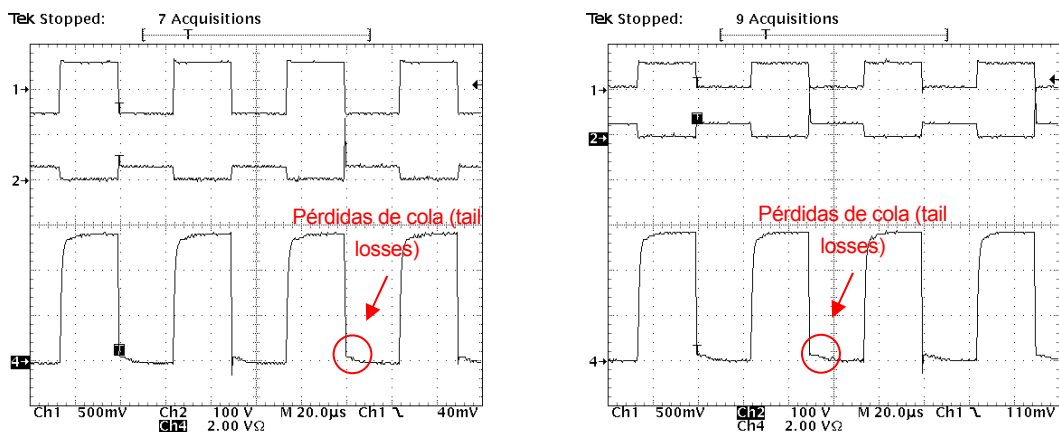


Fig. D.10 Ch1: $V_{GS}(25V/div)$ Ch2: $V_{DS}(100V/div)$ Ch4: $I_S(2A/div)$
 Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)



El IGBT presenta una particularidad que no presentan los MOSFETs y es que en el momento del turn off hay unas pérdidas llamadas pérdidas de cola (tail losses), las cuales se producen porque cuando ocurre el turn off, la corriente no se bloquea del todo instantáneamente, sino que llega hasta un punto determinado (cercano al nulo) y luego va disminuyendo hasta llegar a cero en un tiempo no despreciable. Se pueden ver representadas en la Fig. D.10. La principal razón por la cual se utiliza una tensión negativa en la conmutación es para disminuir las estas pérdidas. Así pues, se ha procedido a analizar con detalle las pérdidas de cola en los dos casos posibles de conmutación.

Para ello se ha procedido a aumentar la escala vertical y horizontal del osciloscopio de tal manera que se pueda apreciar en la pantalla del osciloscopio únicamente las pérdidas de cola. De igual modo se ha procedido a medir el área de las pérdidas en ambos casos para así poder compararlos. La prueba se ha hecho para diferentes valores de V_{in} . A continuación se observan los resultados:

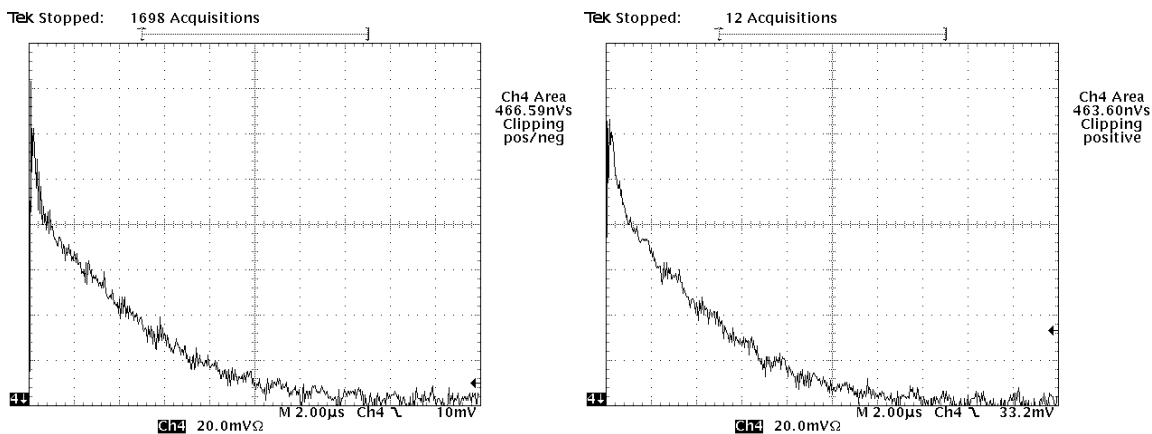


Fig. D.11 Ch4:IS(20mA/div) $V_{in}=10V$

Pérdidas de cola (Tail losses) (1). Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

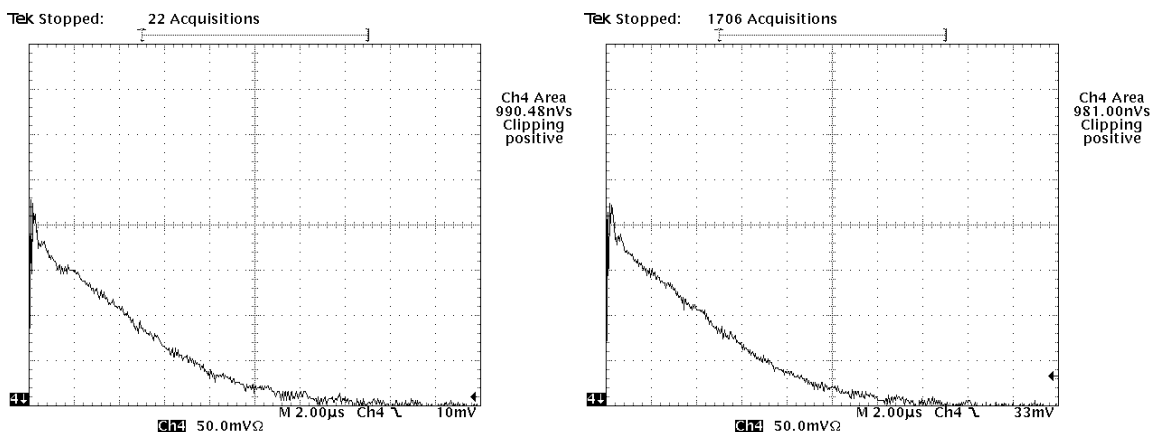
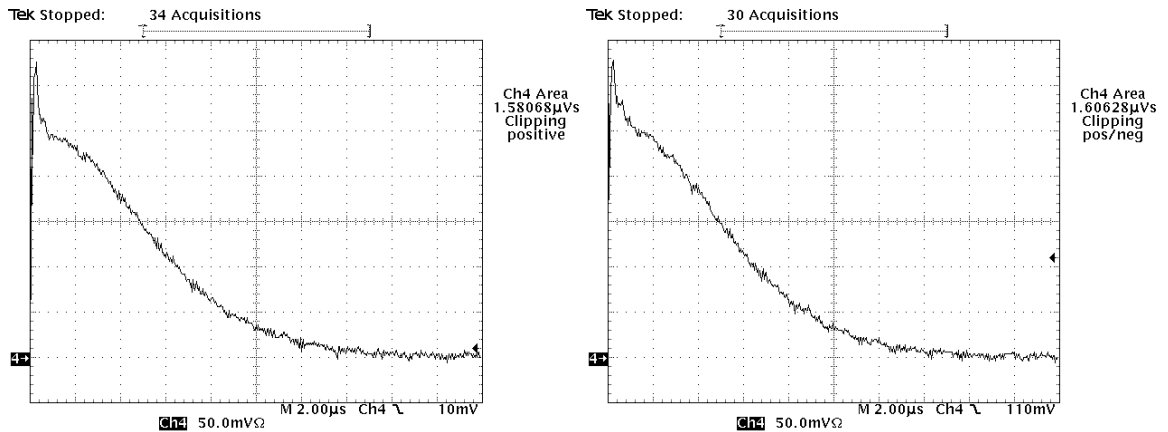


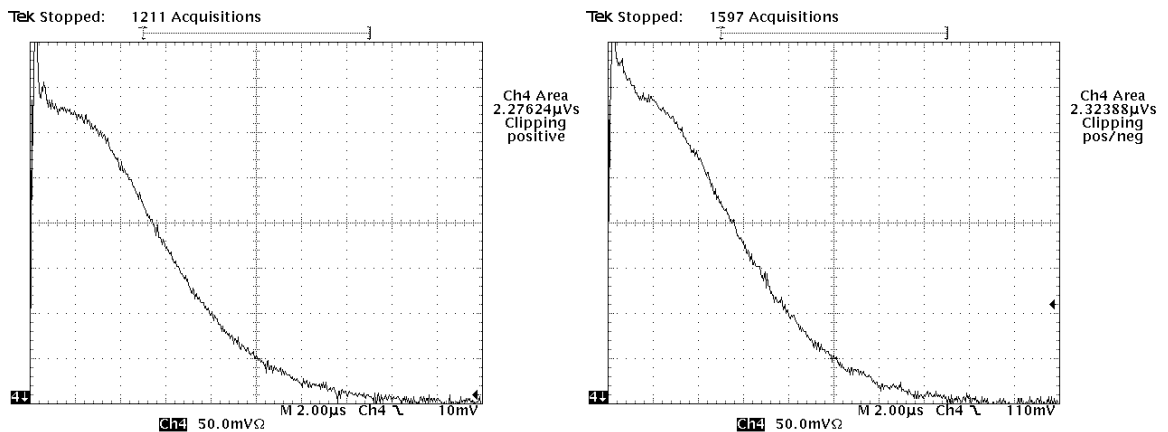
Fig. D.12 Ch4:IS(20mA/div) $V_{in}=20V$

Pérdidas de cola (Tail losses) (2). Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)



Fig. D.13 Ch4: $I_s(20mA/div)$ $V_{in}=30V$

Pérdidas de cola (Tail losses) (3). Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

Fig. D.14 Ch4: $I_s(20mA/div)$ $R_{carga}=V_{in}=40V$

Pérdidas de cola (Tail losses) (4). Conmutación entre: 15V y -5V(izquierda), 15V y 0V(derecha)

Se observa que las gráficas son prácticamente iguales en los dos casos, por lo que la utilización de la tensión negativa en la conmutación no representa cambios significativos. Si bien es cierto que para el caso de 40V se observa una ligera mejoría, pero es despreciable.

Finalmente, atendiendo a los resultados obtenidos, se decide conmutar entre 15V y 0V que para el diseño definitivo de PEBB. Esto permite ahorrar la utilización de varios componentes como por ejemplo el MC7905 y cuatro condensadores, lo que permite reducir el tamaño del módulo y tener un mejor acceso a realizar medidas en los semiconductores.

D.2. Variación de la respuesta en función del valor de la R_{gate}

Uno de los objetivos fundamentales de la utilización de la R_{gate} es limitar la corriente que sale del driver. Así pues, el valor mínimo de la R_{gate} viene prefijado por la máxima



corriente que pueda proporcionar el driver, y por la tensión a la que se esté conmutando. De este modo, tenemos que:

$$R_{gate}(\min) = \frac{V_{gs}(\max)}{I_{driver}(\max)} \tag{Eq D.1}$$

En este caso, el valor de la intensidad máxima que puede proporcionar el driver HCPL-316J es de 2,5A, mientras que la tensión V_{gs} , si por ejemplo se conmuta entre 15V y 0V, sería de 15V. Así pues:

$$R_{gate}(\min) = \frac{V_{gs}(\max)}{I_{driver}(\max)} = \frac{15V}{2,5A} = 6\Omega \tag{Eq D.2}$$

Pero la resistencia de puerta no solo sirve para limitar la corriente del driver. El valor de dicha resistencia sirve para modificar el pendiente de la tensión V_{gs} en el turn off y el turn on. Cuanto más grande sea la resistencia R_{gate} , la transición de la tensión V_{gs} se hace más lenta tanto en el turn on como en el turn off. En las siguientes gráficas simuladas en el pspice se puede observar con claridad este efecto. Primero se muestra el circuito simulado y posteriormente los resultados de la simulación:

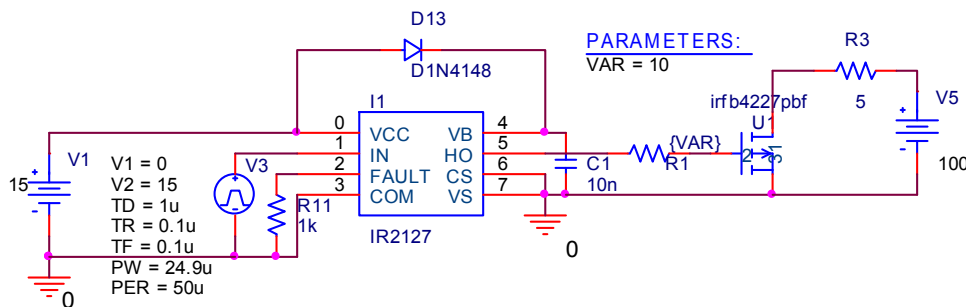


Fig. D.15 Circuito simulado con el pspice



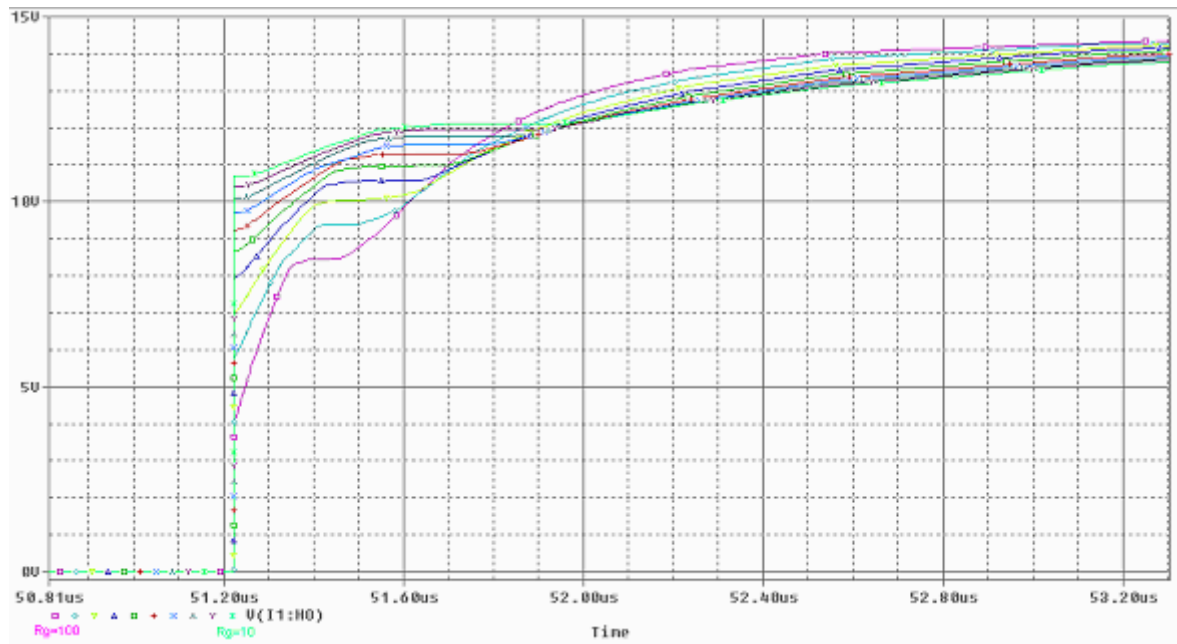


Fig. D.16 Comparativa de la tensión V_{gs} en el instante del Turn on para diferentes R_g

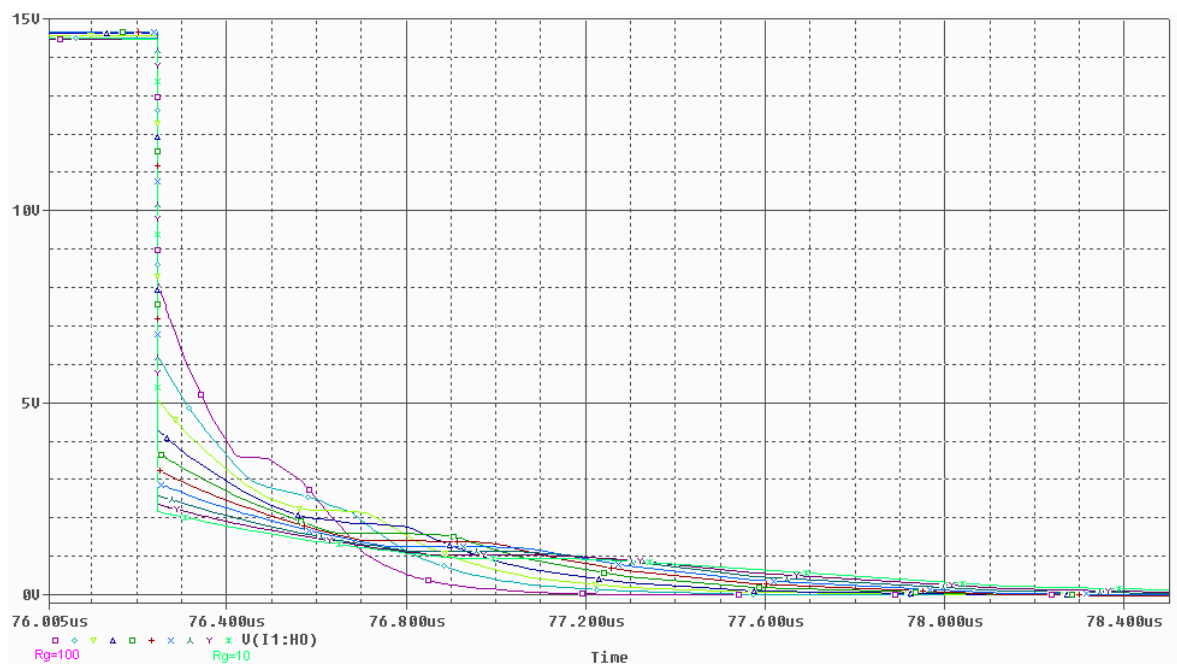


Fig. D.17 Comparativa de la tensión V_{gs} en el instante del Turn off para diferentes R_g

A la vista de las gráficas, también se puede observar que tanto en el turn on como en el turn off, aparecen tres tramos bien diferenciados. En el caso del turn on por ejemplo, se observa primeramente una subida de la tensión V_{gs} , seguidamente viene un instante en el



que la tensión V_{gs} se mantiene constante, y por último, el tramo en el que la tensión V_{gs} vuelve a subir hasta llegar a los 14,5V, aproximadamente.

Uno de los problemas que se han encontrado en las primeras pruebas de los módulos son los sobrepicos que se producen en la tensión V_{ds} a causa de las inductancias parásitas de la carga. El efecto que tiene el valor de la R_g sobre la pendiente de la V_{gs} tiene suma importancia de cara a disminuir estos sobrepicos.

Así pues, se ha procedido a realizar diferentes pruebas con los módulos de prueba para que de este modo se pueda determinar un valor apropiado de R_g que permita que los sobrepicos no sean tan elevados.

Lo que se ha hecho es poner un potenciómetro como R_g de tal manera que se pudiese ir variando fácilmente, y se medía para distintos valores de R_g el sobrepico existente.

El circuito puesto a prueba es el mismo de la Fig. D.1, con la única diferencia de que la carga utilizada eran dos resistencias de 10ohms en paralelo que hacen una resistencia equivalente de 5ohms. Se utilizó el MOSFET IRFB4227PbF, se hizo conmutar entre 15V y 0V y la tensión de entrada se varió de 10V a 60V.

A continuación se muestran los resultados obtenidos:

Tensión\Rg	10ohm		20ohm		30ohm		40ohm		50ohm	
	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)
10V	65,2	552	63,6	536	58	480	52,4	424	48,2	382
20V	137	585	118	490	101	405	90	350	82	310
30V	156,5	421,667	145,5	385	134	346,667	120,5	301,667	110,5	268,333
40V	157,5	293,75	156	290	149,5	273,75	144	260	135	237,5
50V	159	218	159	218	157	214	153,5	207	150	200
60V	160,5	167,5	160,5	167,5	160	166,667	158	163,333	156,5	160,833

Tabla D.3 Variación del sobrepico en función de la resistencia R_g (1)

Tensión\Rg	60ohm		80ohm		100ohm		150ohm		500ohm	
	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)	Sob. (V)	Sob. (%)
10V	44,4	344	39,4	294	36	260	28,8	188	20,5	105
20V	76	280	68,2	241	62,8	214	51,6	158	37,2	86
30V	104	246,667	93	210	87	190	72	140	53	76,6667
40V	127	217,5	115,5	188,75	107,5	168,75	90	125	67,2	68
50V	146	192	133,5	167	125	150	108	116	79	58
60V	153,5	155,833	149,5	149,167	142	136,667	122	103,333	89	48,3333

Tabla D.4 Variación del sobrepico en función de la resistencia R_g (2)

Se observa como efectivamente el sobrepico disminuye significativamente a medida que se aumenta la R_g . Resulta interesante ver como para las resistencias de puerta más pequeñas, los sobrepicos alcanzan rápidamente la tensión de 155V. Se observa como a partir de los 155V, los sobrepicos ya no aumentan mucho más (esto es debido al MOSFET).



A la vista de los resultados, lo lógico sería escoger una R_g lo más grande posible, pero esto tampoco es muy recomendable debido a que con una resistencia muy grande, puede que el pico de corriente que llega a la puerta del semiconductor no sea lo suficientemente grande para hacer que cambie de estado.

Así pues, hay que buscar una solución de compromiso. Finalmente se decide utilizar un valor de R_g de 56ohms. Para el IGBT se hicieron las mismas pruebas y los resultados fueron parecidos, por lo que finalmente se utilizó el mismo valor de R_g .





E. Estudio económico

E.1. Coste de los materiales utilizados

En las siguientes tablas presentadas a continuación se mostrarán todos los costes correspondientes a los materiales comprados para la realización de los convertidores.

E.1.1. Coste módulo 2TP

Material	Unidades	Precio unitario (€)	Precio global (€)
MOSFET IR FB4227PbF	4	5,29	21,16
Ventilador BP601012M-W	1	11,16	11,16
DRIVER (opto) HCPL-316J	2	5,07	10,14
CC/CC TEL 2-4823	2	15,56	31,12
Diodo Ddesat Vishay UG1D	2	0,42	0,84
Disipador 921AB	1	4,23	4,23
Clip 05	4	0,11	0,44
Condensador poliester 0,1uF	4	0,32	1,28
Condensador poliester 100pF	2	0,7	1,4
Condesador 330pF	2	0,52	1,04
Resistencia puerta 22ohm	4	0,05	0,2
Resistencia 3,3kohm	2	0,05	0,1
Resistencia 47kohm	2	0,05	0,1
Conector Power Pole 30A	7	0,47	3,29
Contacto PCB (conector Power Pole)	7	0,67	4,69
Mounting wings (conector Power Pole)	6	0,25	1,5
Conector para PCB 10 pines	1	0,1	0,1
Tornillos	6	0,01	0,06
Tuercas	6	0,01	0,06
Arandelas	6	0,01	0,06
Placa PCB	1	71	71
Total =			163,97 €

Tabla E.1 Costes de los materiales utilizados del módulo 2TP

E.1.2. Coste resto elementos convertidor push-pull

Material	Unidades	Precio unitario (€)	Precio global (€)
CC/CC TEN 20-4812WI	1	48,8	48,8
Transformador FL 52/18	1	27,56	27,56
Puente de diodos GBU8B	1	1,89	1,89
Condensador electrolítico 470uF	1	6,4	6,4



Condensador MKP 2,2uF	1	2,15	2,15
Condensador electrolítico 330uF	1	11,78	11,78
Diodo MUR8100EG	4	2,33	9,32
Disipador 921AB	1	4,23	4,23
Conector Power Pole 30A	23	0,47	10,81
Contacto PCB (conector Power Pole)	23	0,67	15,41
Mounting wings (conector Power Pole)	24	0,25	6
Conector para PCB 14 pines	2	0,1	0,2
Tornillos	24	0,01	0,24
Tuercas	24	0,01	0,24
Arandelas	24	0,01	0,24
Placa PCB	1	108,7	108,7
Total =			253,97 €

Tabla E.2 Costes del resto de materiales utilizados en el convertidor Push-Pull

E.1.3. Coste módulo 2T2D

Material	Unidades	Precio unitario (€)	Precio global (€)
IGBT IR GB4059DPbF	2	2,43	4,86
Diodo Vishay8ETH03PbF	2	1,8	3,6
Ventilador BP601012M-W	1	11,16	11,16
DRIVER (opto) HCPL-316J	2	5,07	10,14
CC/CC TEL 2-4823	2	15,56	31,12
Diodo Ddesat Vishay UG1D	2	0,42	0,84
Disipador 921AB	1	4,23	4,23
Clip 05	4	0,11	0,44
Condensador poliester 0,1uF	4	0,32	1,28
Condensador poliester 100pF	2	0,7	1,4
Condesador 330pF	2	0,52	1,04
Resistencia puerta 22ohm	2	0,05	0,1
Resistencia 3,3kohm	2	0,05	0,1
Resistencia 47kohm	2	0,05	0,1
Conector Power Pole 30A	11	0,47	5,17
Contacto PCB (conector Power Pole)	11	0,67	7,37
Mounting wings (conector Power Pole)	10	0,25	2,5
Conector para PCB 10 pines	1	0,1	0,1
Tornillos	10	0,01	0,1
Tuercas	10	0,01	0,1
Arandelas	10	0,01	0,1
Placa PCB	1	39,5	39,5
Total =			120,49 €

Tabla E.3 Costes de los materiales utilizados del módulo 2T2D

Este es el coste de un módulo 2T2D, pero como en el proyecto se realizaron 6 módulos, sería este coste multiplicado por 6, lo que hace un total de 722,94€.



E.1.4. Coste resto elementos inversor

Material	Unidades	Precio unitario (€)	Precio global (€)
CC/CC TEN 20-4812WI	1	48,8	48,8
Transformador FL 52/18	1	27,56	27,56
Puente de diodos GBU8B	1	1,89	1,89
Condensador electrolítico 470uF	6	6,4	38,4
Condensador MKP 2,2uF	6	2,15	12,9
Condensador electrolítico 330uF	1	11,78	11,78
Conector Power Pole 30A	75	0,47	35,25
Contacto PCB (conector Power Pole)	75	0,67	50,25
Mounting wings (conector Power Pole)	34	0,25	8,5
Conector para PCB 14 pines	2	0,1	0,2
Tornillos	34	0,01	0,34
Tuercas	34	0,01	0,34
Arandelas	34	0,01	0,34
Placa PCB	1	121,8	121,8
Total =			358,35 €

Tabla E.4 Costes del resto de materiales utilizados en el inversor

E.1.5. Coste módulos de prueba

Material	Unidades	Precio unitario (€)	Precio global (€)
IGBT IR GB4059DPbF	2	2,43	4,86
IRFB4227PbF	2	5,29	10,58
Ventilador BP601012M-W	1	11,16	11,16
DRIVER (opto) HCPL-316J	2	5,07	10,14
CC/CC TEL 2-4823	2	15,56	31,12
Diodo Ddesat Vishay UG1D	2	0,42	0,84
Disipador 921AB	1	4,23	4,23
Clip 05	4	0,11	0,44
Condensador poliester 0,1uF	4	0,32	1,28
Condensador poliester 100pF	2	0,7	1,4
Condesador 330pF	2	0,52	1,04
Resistencia puerta 22ohm	4	0,05	0,2
Resistencia 3,3kohm	2	0,05	0,1
Resistencia 47kohm	2	0,05	0,1
MC7905CTG	2	0,23	0,46
Conector Power Pole 30A	11	0,47	5,17
Contacto PCB (conector Power Pole)	11	0,67	7,37
Conector para PCB 10 pines	1	0,1	0,1
Placa PCB	1	30	30
Coste total =			120,59

Tabla E.5 Costes de los materiales utilizados del módulo de pruebas



Este es el coste de un módulo de prueba, pero como en el proyecto se realizaron 2 módulos, el coste total es de 241,18€.

E.1.6. Total coste materiales utilizados

PFC	Coste (€)
Coste módulo 2TP	163,97
Coste resto elementos push-pull	253,97
Coste módulos 2T2D	722,94
Coste resto elementos inversor	358,35
Coste módulos de prueba	241,18
Total = 1740,41€	

Tabla E.6 Costes de materiales utilizados

E.2. Coste de recursos humanos

En la tabla siguiente se observan los costes correspondientes a los recursos humanos:

Recurso humano	Horas	€/h	Coste total (€)
Director proyecto	100	60	12000
Ponente proyecto	100	60	12000
Ingeniero junior	2000	24	48000
Total =			72000 €

Tabla E.7 Costes de recursos humanos

E.3. Coste de amortización del material

En las dos tablas siguientes se pueden ver los costes de amortización del material, que no son más que los costes correspondientes al software y a los instrumentos de laboratorio utilizados:



Instrumentos de laboratorio	Precio de venta (€)	Vida útil (h)	Coste de mantenimiento (% sobre precio)	Amortización (€/h)	Horas de uso (h)	Coste total (€)
Placa UP1 de Altera	180	5000	10	0,04	50	1,98
dSpace 1103	180	5000	10	0,04	50	1,98
Osciloscopio TDS714L	18675	10000	10	2,05	400	821,7
Fuente de alimentación EX354T de TTI	10000	10000	10	1,1	400	440
Fuente de alimentación 6030A de HP	18000	10000	10	1,98	400	792
Carga resistiva	150	5000	10	0,03	400	13,2
PC Pentium II	400	15000	10	0,03	400	11,73
Soldador	400	5000	10	0,088	300	26,4

Total = 2108,99 €

Software	Precio de venta (€)	Vida útil (h)	Actualizaciones (% sobre precio)	Amortización (€/h)	Horas de uso (h)	Coste total (€)
Windows XP+ Microsoft Office	300	15000	10	0,02	400	8,8
Matlab Simulink	450	15000	10	0,03	300	9,9
Max+plusII 10.2 Baseline Educational	0	15000	10	0,00	50	0,00
Orcad	400	15000	10	0,03	800	23,46

Total = 42,16 €

Tabla E.8 Costes de amortización del material

Así pues, el coste total de amortización del material del proyecto es

Coste total de amortización = 2108,99€ + 42,16€ = 2151,15€.

E.4. Coste total del PFC

PFC	Coste (€)
Coste materiales utilizados	1740,41
Coste recursos humanos	72000
Coste amortización del material	2151,15

Total = 75891,56 €

Tabla E.9 Coste total del PFC





F. Modulación de los convertidores

F.1. Convertidor Push-Pull

Para la modulación del convertidor Push-Pull, se ha diseñado y realizado un circuito en una placa perforada para el desarrollo de prototipos. A la placa le entra una señal rectangular de un generador de señales, y el circuito permite generar las dos señales de puerta de cada uno de los 2 MOSFETs.

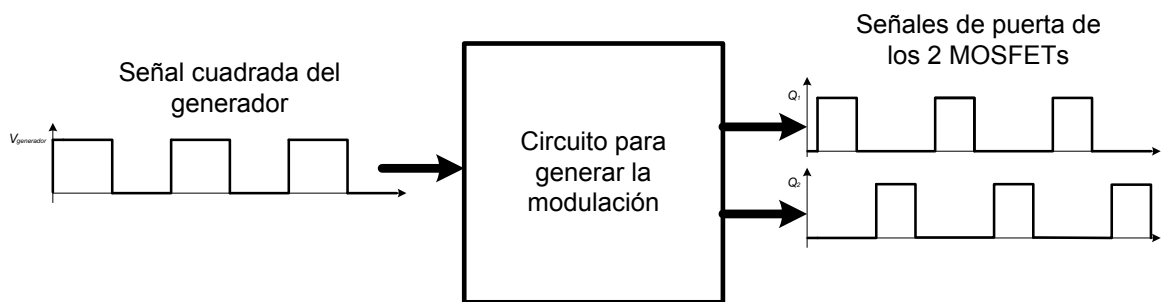


Fig. F.1 Señales del circuito para generar la modulación del Push-Pull

A continuación se observa el circuito propuesto:

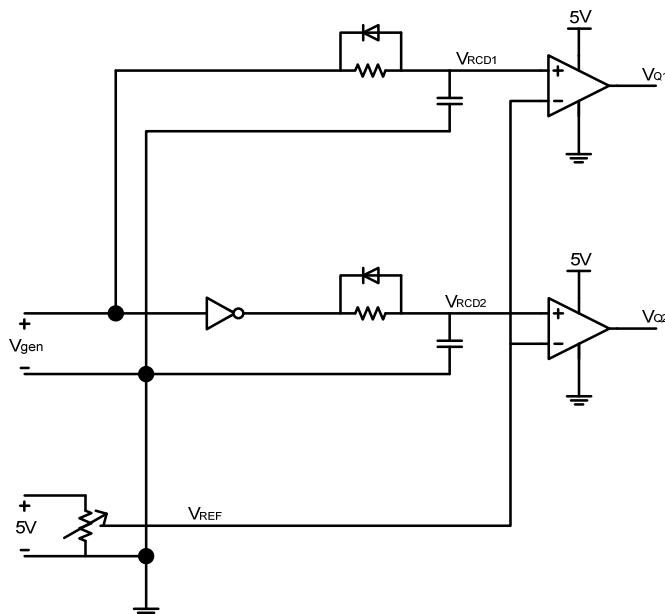


Fig. F.2 Circuito propuesto para generar la modulación del Push-Pull



Como se observa, la señal del generador se divide en 2, y una de ellas se invierte, por lo que se tienen dos señales cuadradas invertidas. Estas señales tal cual no se le pueden aplicar a las puertas de los MOSFETs ya que se necesita un blanking timen el cual no conduzca ninguno de los dos MOSFETs. Así pues, hace falta generar los blanking times. Para ello, se coloca un circuito RC con un diodo en antiparalelo con la R para que las pendientes en la subida no sea vertical (en la bajada si es vertical gracias al diodo). Finalmente se comparan estas señales con un nivel de tensión que está entre 0V y 5V, controlado por un potenciómetro. Así pues después del comparador se obtienen las dos señales, como las mostradas en la Fig. F.1. Con el potenciómetro se puede controlar el blanking time, o lo que es lo mismo, se puede controlar el duty ratio.

A continuación se muestran algunas gráficas extraídas del osciloscopio con las señales de modulación y posteriormente una foto del circuito realizado.

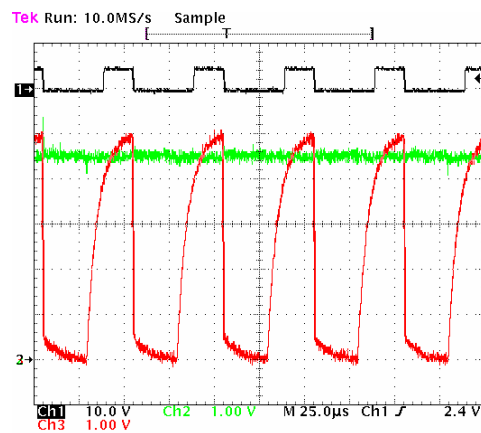


Fig. F.3 Ch1:V_{Q1}, Ch2:V_{REF}, Ch3:V_{RCD1}

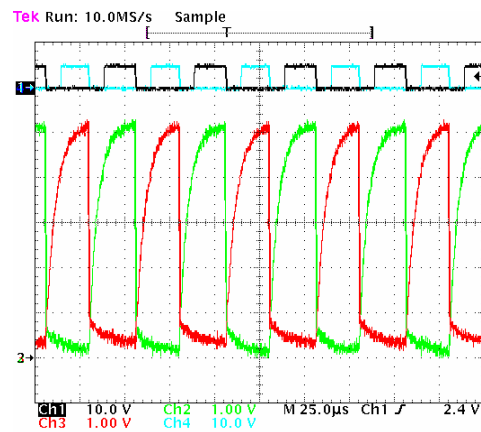


Fig. F.4 Ch1:V_{Q1}, Ch2:V_{RCD1}, Ch3:V_{RCD2}, Ch4: V_{Q2}



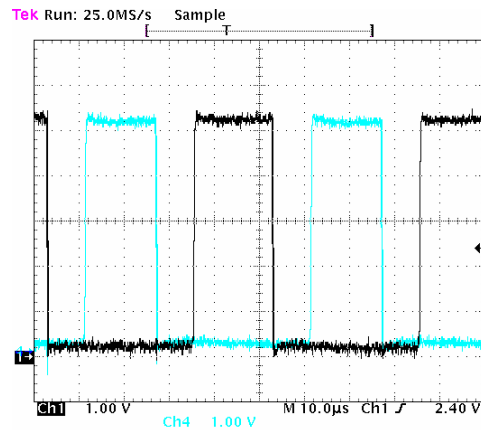


Fig. F.5 Ch1: V_{Q1} , Ch4: V_{Q2}

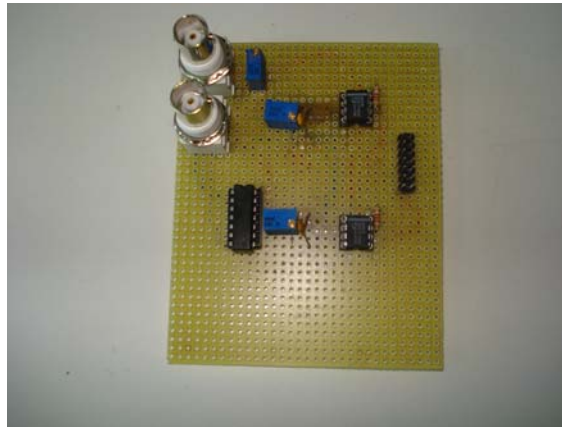


Fig. F.6 Foto del circuito de modulación realizado

F.2. Inversor trifásico de tres niveles NPC

Para la modulación del inversor trifásico de tres niveles se ha utilizado la dSPACE 1103. También se utiliza una FPGA de Altera, la cual envía al inversor las señales que le vienen de la dSPACE en el tiempo exacto. El paquete informático donde se realiza la programación de la dSPACE es el Matlab Simulink, y el que se utiliza para programar la FPGA es el MAXPLUS Baseline (versión 10.2).

Se han aprovechado unos archivos de modulación derivados de la teoría Space Vector Modulation (SPV) [10] realizados por Sergi Busquets. No obstante, se han realizado varias modificaciones con los archivos originales, ya que se ha simplificado el control eliminando todas las realimentaciones, de tal modo que las señales de puerta que genera la dSPACE sean puramente producto de la programación y que no dependan en ningún caso



de las señales del convertidor. En conclusión, se podría decir que se ha eliminado el control, para convertirlo en pura modulación.

A continuación se pueden ver imágenes de los archivos de programación utilizados en los diferentes programas (MAXPLUS Baseline y Matlab Simulink) con las modificaciones realizadas. También se puede ver el programa de modulación escrito en lenguaje C.

F.2.1. Archivos del MAXPLUS Baseline

En la Fig. F.7 se observa el diagrama de bloques general del archivo de programación de la FPGA. En este programa se han tenido que modificar las asignaciones de los pines de la FPGA. Son las señales que se observan a la derecha del todo. Cada una de ellas es la señal de puerta de cada transistor del inversor trifásico de tres niveles.

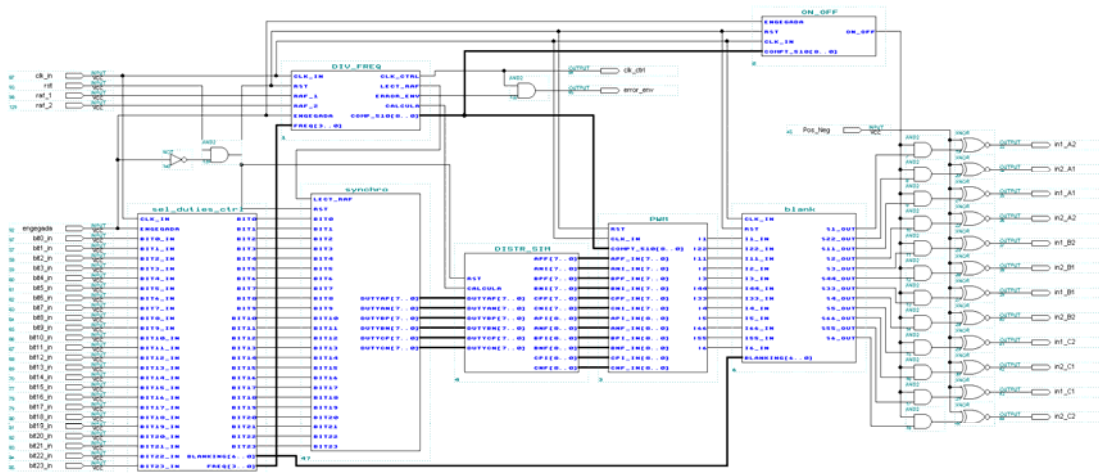


Fig. F.7 Diagrama de bloques general de la programación de la FPGA

F.2.2. Archivos del Matlab Simulink

En la Fig. F.8 se puede observar el diagrama de bloques general de la programación de la dSPACE original, es decir, el del archivo encontrado pero sin haberlo modificado. En la Fig. F.9 se pueden observar las modificaciones realizadas.



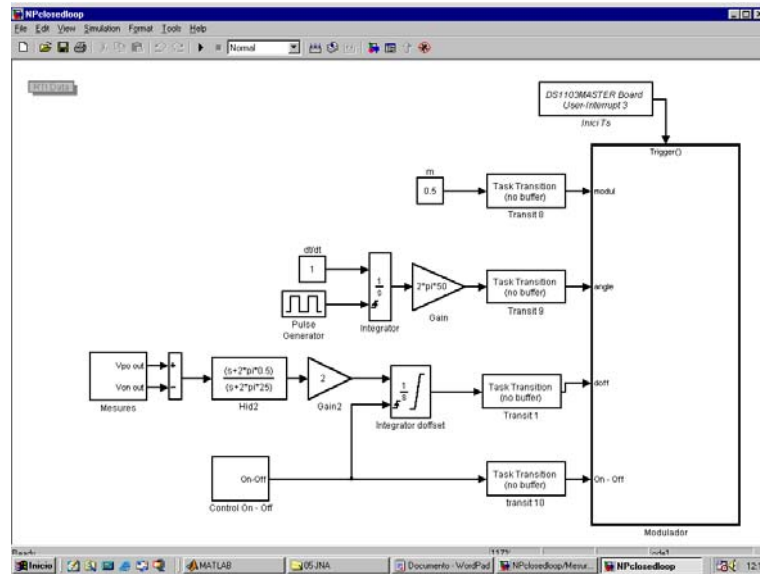


Fig. F.8 Diagrama de bloques general de la programación de la dSPACE (original)

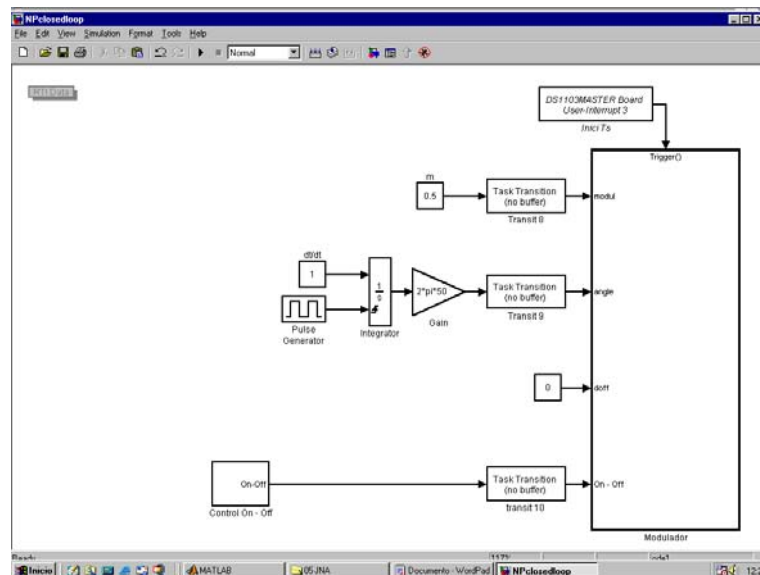


Fig. F.9 Diagrama de bloques general de la programación de la dSPACE (modificado)

En las Fig. F.10 y Fig. F.11 se pueden observar los diagramas de bloques del bloque control on-off que se observa en las Fig. F.8 y la Fig. F.9. De igual modo se pueden observar las modificaciones realizadas.



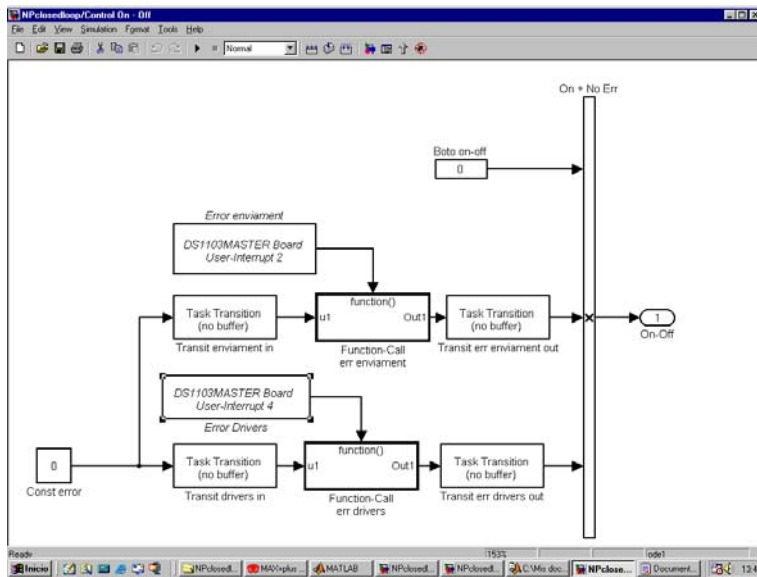


Fig. F.10 Diagrama de bloques del bloque control on-off (original)

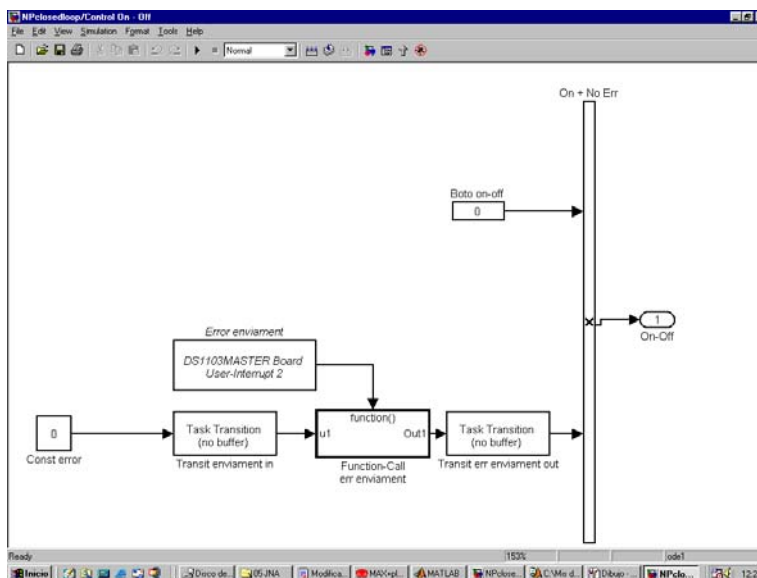


Fig. F.11 Diagrama de bloques del bloque control on-off (modificado)

Por último se muestra el programa en lenguaje C del bloque Modulador, que se puede observar en las Fig. F.8 y la Fig. F.9

```
#define S_FUNCTION_NAME moduladorcldsp
#define S_FUNCTION_LEVEL 2

#include "simstruc.h"
#include <math.h>

#ifdef MATLAB_MEX_FILE
#include <ds1103.h>
#include <io1103.h>
#endif

#define pi 3.1415
```



```

#define freq_in 25175.0

typedef struct {
    char_T byte1, byte2, byte3, byte4; /* Definicio de l'estructura que s'emprara per a enviar */
} ByteStruct; /* la informacio des de la DSP fins a la FPGA. */

typedef union {
    UINT32_T word_out;
    ByteStruct quatre_bytes;
} sortida_master;

/* DEFINICIO ENTRADES - SORTIDES */

static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    ssSetNumSFcnParams(S, 0);
    if (ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount (S)) {
        return;
    }
    if (!ssSetNumInputPorts(S, 8)) return;
    { int_T i;
        for (i=0; i<8; i++) {
            ssSetInputPortWidth(S, i, 1);
            ssSetInputPortDirectFeedThrough (S, i, 1);
        }
    }
    if (!ssSetNumOutputPorts(S, 6)) return;
    { int_T j;
        for (j=0; j<6; j++) {
            ssSetOutputPortWidth(S,j,1);
        }
    }
    ssSetNumSampleTimes(S, 1);
    ssSetOptions(S, SS_OPTION_EXCEPTION_FREE_CODE | SS_OPTION_USE_TLC_WITH_ACCELERATOR | SS_OPTION_PLACE_ASAP);
}

/* INICIALITZACIO DEL TEMPS DE MOSTREIG */

static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
    ssSetSampleTime (S, 0, INHERITED_SAMPLE_TIME);
    ssSetOffsetTime (S, 0, 0.0);
}

/* INICIALITZACIO DELS RECURSOS ENTRADA/SORTIDA DIGITALS DEL DSP MASTER DE LA PLACA DS1103 */

#define MDL_START
#ifdef MDL_START
static void mdlStart (SimStruct *S)
{
    #ifndef MATLAB_MEX_FILE
        ds1103_bit_io_init (DS1103_DIO1_OUT | DS1103_DIO2_OUT | DS1103_DIO3_OUT | DS1103_DIO4_OUT);
    #endif
}
#endif

/* FUNCIO PRINCIPAL DEL BLOC */

static void mdlOutputs (SimStruct *S, int_T tid)
{
    const real_T sq2=sqrt(2.0);
    const real_T sq23=sqrt(2.0/3.0);
    const real_T c2pi3=2.0*pi/3.0;

    sortida_master bits_32;
    int_T i, j, control_int, freq_int, blank_int, dap_int, dbp_int, dcp_int, dan_int, dbn_int, dcn_int;
    real_T m, angle, doff, onoff, reset, posneg, freq, blank, dpd, dpq, dpo, dnd, dnq, dno, dap, dbp, dcp, dan, dbn, dcn, correctio;

    InputRealPtrsType uPtrs0 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 0); /* Adquisicio de les dades mitjançant */
    InputRealPtrsType uPtrs1 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 1); /* punters */
    InputRealPtrsType uPtrs2 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 2);
    InputRealPtrsType uPtrs3 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 3);
    InputRealPtrsType uPtrs4 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 4);
    InputRealPtrsType uPtrs5 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 5);
    InputRealPtrsType uPtrs6 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 6);
    InputRealPtrsType uPtrs7 = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 7);
    real_T *y0 = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    real_T *y1 = ssGetOutputPortRealSignal(S,1);
    real_T *y2 = ssGetOutputPortRealSignal(S,2);
    real_T *y3 = ssGetOutputPortRealSignal(S,3);
    real_T *y4 = ssGetOutputPortRealSignal(S,4);
}

```



```

real_T *y5 = ssGetOutputPortRealSignal(S,5);

m = *uPtrs0[0];
angle = *uPtrs1[0];
doff = *uPtrs2[0];
onoff = *uPtrs3[0];
reset = *uPtrs4[0];
posneg = *uPtrs5[0];
freq = *uPtrs6[0];
blank = *uPtrs7[0];

dpd = m/sq2;
    dpq = 0.0;
    dpo = (m/2.0)+fabs((m/2.0)*sin(1.5*angle));
    dnd = -m/sq2;
    dnq = 0.0;
    dno = (m/2.0)+fabs((m/2.0)*cos(1.5*angle));

    dap = sq23*(dpd*cos(angle)-dpq*sin(angle)+(1.0/sq2)*dpo);
    dbp = sq23*(dpd*cos(angle-c2pi3)-dpq*sin(angle-c2pi3)+(1.0/sq2)*dpo);
    dcp = sq23*(dpd*cos(angle+c2pi3)-dpq*sin(angle+c2pi3)+(1.0/sq2)*dpo);
    dan = sq23*(dnd*cos(angle)-dnq*sin(angle)+(1.0/sq2)*dno);
    dbn = sq23*(dnd*cos(angle-c2pi3)-dnq*sin(angle-c2pi3)+(1.0/sq2)*dno);
    dcn = sq23*(dnd*cos(angle+c2pi3)-dnq*sin(angle+c2pi3)+(1.0/sq2)*dno);

if (dap < 0.0) {
    dap = 0.0;
} else if (dap > 1.0) {
    dap = 1.0;
}
if (dan < 0.0) {
    dan = 0.0;
} else if (dan > 1.0) {
    dan = 1.0;
}
}
if ((dap > 0.0)&(dan > 0.0)&((dap+dan)>254.0/255.0)) {
    if (dap < 1.0/255.0) {
        dan = 254.0/255.0 - dap;
    } else if (dan < 1.0/255.0) {
        dap = 254.0/255.0 - dan;
    } else {
        correccio = (dap + dan - 254.0/255.0)/2.0;
        dap = dap - correccio;
        dan = dan - correccio;
    }
}

if (dbp < 0.0) {
    dbp = 0.0;
} else if (dbp > 1.0) {
    dbp = 1.0;
}
if (dbn < 0.0) {
    dbn = 0.0;
} else if (dbn > 1.0) {
    dbn = 1.0;
}
}
if ((dbp > 0.0)&(dbn > 0.0)&((dbp+dbn)>254.0/255.0)) {
    if (dbp < 1.0/255.0) {
        dbn = 254.0/255.0 - dbp;
    } else if (dbn < 1.0/255.0) {
        dbp = 254.0/255.0 - dbn;
    } else {
        correccio = (dbp + dbn - 254.0/255.0)/2.0;
        dbp = dbp - correccio;
        dbn = dbn - correccio;
    }
}

if (dcp < 0.0) {
    dcp = 0.0;
} else if (dcp > 1.0) {
    dcp = 1.0;
}
if (dcn < 0.0) {
    dcn = 0.0;
} else if (dcn > 1.0) {
    dcn = 1.0;
}
}
if ((dcp > 0.0)&(dcn > 0.0)&((dcp+dcn)>254.0/255.0)) {
    if (dcp < 1.0/255.0) {

```



```

    dcn = 254.0/255.0 - dcp;
  } else if (dcn < 1.0/255.0) {
    dcp = 254.0/255.0 - dcn;
  } else {
    correccio = (dcp + dcn - 254.0/255.0)/2.0;
    dcp = dcp - correccio;
    dcn = dcn - correccio;
  }
}

if (doff >= 0){
  if (dan >= fabs(doff)){
    dan=dan-fabs(doff);
  }else{
    dap=dap+(fabs(doff)-dan);
    dan=0.0;
  }
  if (dbn >= fabs(doff)){
    dbn=dbn-fabs(doff);
  }else{
    dbp=dbp+(fabs(doff)-dbn);
    dbn=0.0;
  }
  if (dcn >= fabs(doff)){
    dcn=dcn-fabs(doff);
  }else{
    dcp=dcp+(fabs(doff)-dcn);
    dcn=0.0;
  }
}else{
  if (dap >= fabs(doff)){
    dap=dap-fabs(doff);
  }else{
    dan=dan+(fabs(doff)-dap);
    dap=0.0;
  }
  if (dbp >= fabs(doff)){
    dbp=dbp-fabs(doff);
  }else{
    dbn=dbn+(fabs(doff)-dbp);
    dbp=0.0;
  }
  if (dcp >= fabs(doff)){
    dcp=dcp-fabs(doff);
  }else{
    dcn=dcn+(fabs(doff)-dcp);
    dcp=0.0;
  }
}
}
if (dap > 1.0) {
  dap = 1.0;
}
if (dbp > 1.0) {
  dbp = 1.0;
}
if (dcp > 1.0) {
  dcp = 1.0;
}

y0[0] = dap;
y1[0] = dbp;
y2[0] = dcp;
y3[0] = dan;
y4[0] = dbn;
y5[0] = dcn;

if (onoff == 1.0) {

  dap_int = (int_T) (dap*255);
  dbp_int = (int_T) (dbp*255);
  dcp_int = (int_T) (dcp*255);
  dan_int = (int_T) (dan*255);
  dbn_int = (int_T) (dbn*255);
  dcn_int = (int_T) (dcn*255);

  control_int = (int_T) (128*reset+64+32*posneg+16);
  bits_32.quatre_bytes.byte1 = (char_T) control_int;
  bits_32.quatre_bytes.byte2 = (char_T) dap_int;
  bits_32.quatre_bytes.byte3 = (char_T) dbp_int;
  bits_32.quatre_bytes.byte4 = (char_T) dcp_int;
  #ifndef MATLAB_MEX_FILE

```



```

    ds1103_bit_io_write(bits_32.word_out); /* Transmissio de la informacio de manera sincrona */
#endif /* entre els 32 bits. */

    for (j=0;j<8000;j++){ /* Espera 10 us */
    }

    control_int = (int_T) (128*reset+64+32*posneg+8);
    bits_32.quatre_bytes.byte1 = (char_T) control_int;
    bits_32.quatre_bytes.byte2 = (char_T) dan_int;
    bits_32.quatre_bytes.byte3 = (char_T) dbn_int;
    bits_32.quatre_bytes.byte4 = (char_T) dcn_int;
#ifdef MATLAB_MEX_FILE
    ds1103_bit_io_write(bits_32.word_out);
#endif

    for (j=0;j<8000;j++){ /* Espera 10 us */
    }

    control_int = (int_T) (128*reset+64+32*posneg);
    bits_32.quatre_bytes.byte1 = (char_T) control_int;
#ifdef MATLAB_MEX_FILE
    ds1103_bit_io_write(bits_32.word_out);
#endif

} else {
    control_int = (int_T) (128*reset+32*posneg);
    freq_int = (int_T)((freq_in/(1020.0*freq))-1.0);
    blank_int = (int_T)((blank/40.0));
    bits_32.quatre_bytes.byte1 = (char_T) control_int;
    bits_32.quatre_bytes.byte2 = (char_T) freq_int;
    bits_32.quatre_bytes.byte3 = (char_T) blank_int;
    bits_32.quatre_bytes.byte4 = (char_T) 0;
#ifdef MATLAB_MEX_FILE
    ds1103_bit_io_write(bits_32.word_out);
#endif
}
}

static void mdlTerminate (SimStruct *S) /* Finalitzacio */
{
}

#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* Adequacio de les llibreries a emprar segons el */
#include "simulink.c" /* tipus de compilacio que s'emprara */
#else
#include "cg_sfun.h"
#endif

```



G. Simulaciones

G.1. Determinación de la C de la fuente de alimentación

Para determinar el condensador a utilizar, se realizó una simulación en Pspice de un circuito equivalente a la fuente de alimentación. Se fue variando la C hasta conseguir un arrisado menor de un 10%. A continuación se observa el circuito simulado y seguidamente la gráfica obtenida.

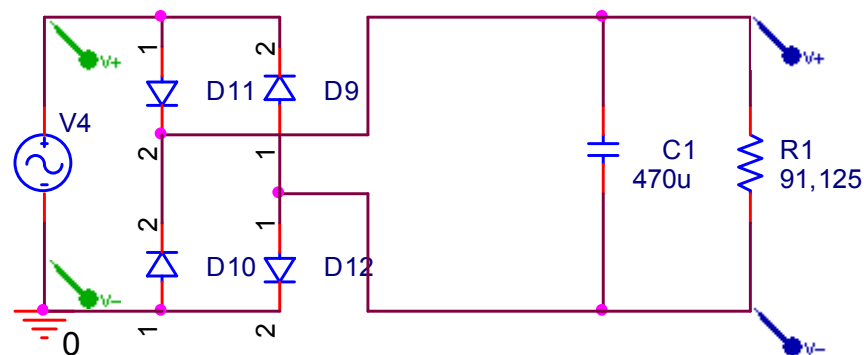


Fig. G.1 Circuito simulado para determinar la C de la fuente de alimentación

La tensión V4 es una señal de amplitud 54V y de frecuencia 50Hz. Para el cálculo de la resistencia se ha calculado la potencia y luego esta se ha dividido por la tensión al cuadrado :

$$R1 = \frac{V^2}{P_{\max}} = \frac{54V^2}{1 * 20W + 6 * 2W} = 91,125 \quad \text{Eq G.1}$$



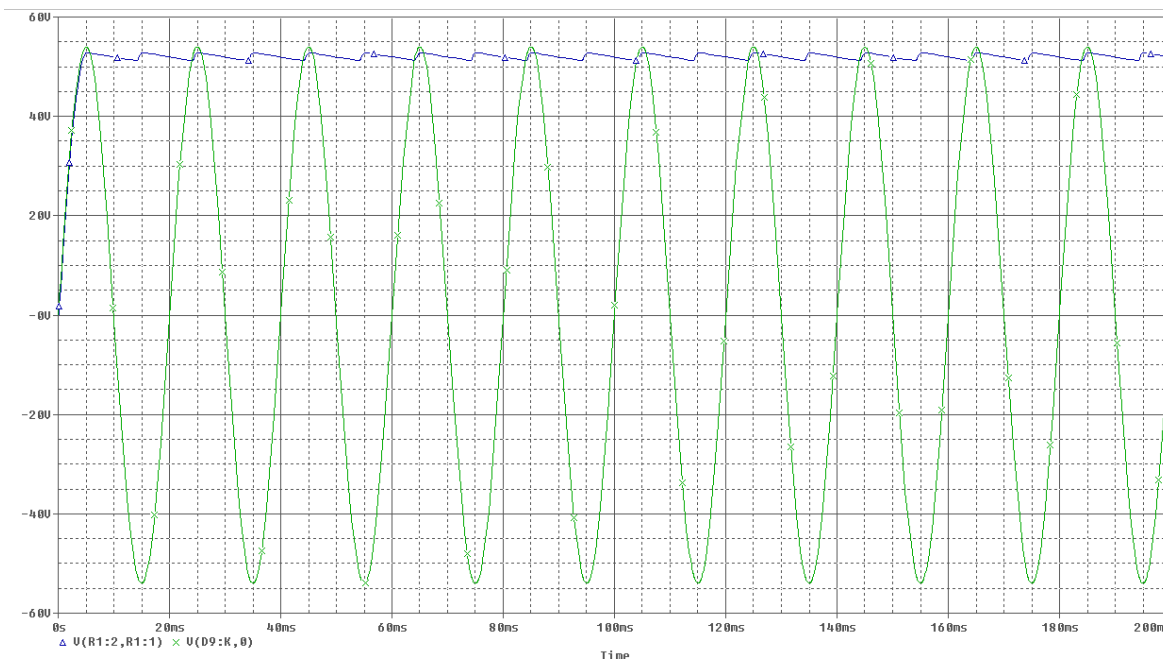


Fig. G.2 Resultado de la simulación para determinar la C de la fuente de alimentación

Se observa como el arrisado es menor a un 10%, por lo que finalmente se utiliza un condensador electrolítico de una $C=470\mu F$.

G.2. Determinación de la C y la L a la salida del Push-Pull

Para determinar el condensador y la bobina a utilizar, se realizó al igual que en el caso anterior, una simulación en Pspice de un circuito equivalente a la salida del Push-Pull. Aquí, a diferencia de antes, se intentó que la tensión del bus de continua fuese prácticamente constante, sin arrisado. La L sirve para que no se produzcan sobrepicos en la corriente. Como valores de L se fueron probando los que presentan algunas bobinas que estaban en el laboratorio, con la finalidad de utilizar alguna de esas. Así pues, se fue variando la C para los distintos valores de L hasta conseguir una tensión de salida prácticamente constante. A continuación se observa el circuito simulado y seguidamente la gráfica obtenida.



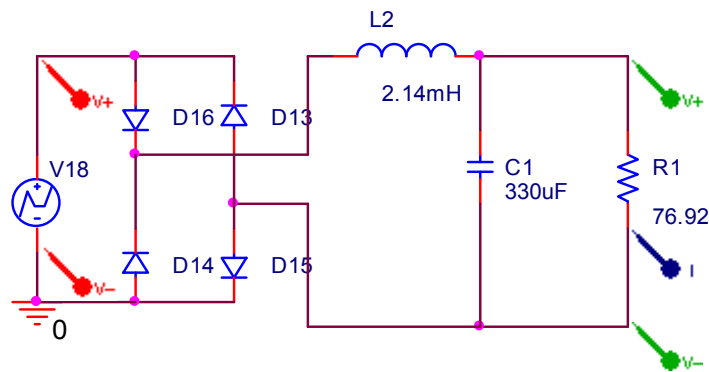


Fig. G.3 Circuito simulado para determinar la C y la L a la salida del Push-Pull

La tensión V18 tiene la misma forma de lo que sale del secundario del transformador. Para el cálculo de la resistencia se ha hecho lo mismo que se hizo en el caso anterior:

$$R1 = \frac{V^2}{P_{\max}} = \frac{400V^2}{2600 * 0,8} = 76,92$$

Eq G.2

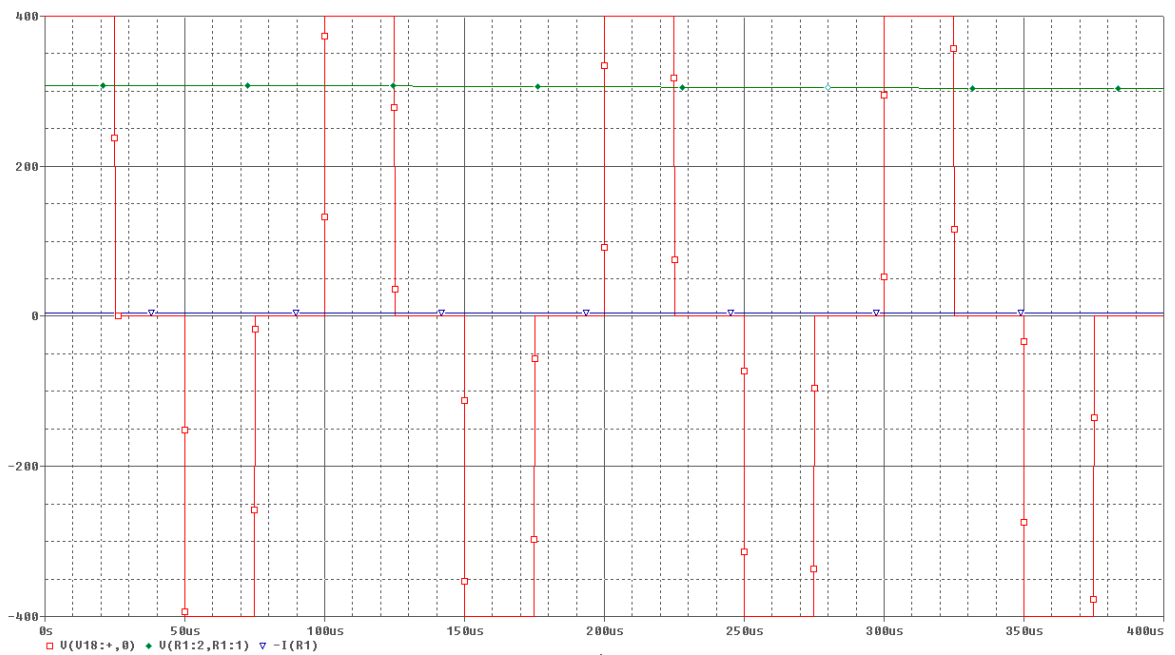


Fig. G.4 Resultado de la simulación para determinar la C y la L a la salida del Push-Pull

Se observa como la tensión de salida es bastante continua y que no hay sobrepicos en la corriente, así que finalmente se escoge una C=330uF y una L=2,14mH.





H. Esquemas electrónicos

H.1. Esquema electrónico del convertidor Push-Pull

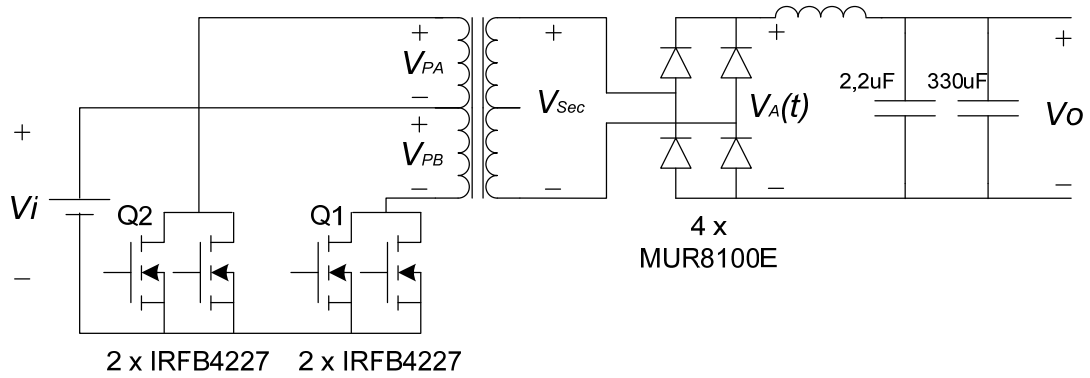


Fig. H.1 Esquema electrónico del convertidor Push-Pull

H.2. Esquema electrónico del inversor trifásico de 3 niveles

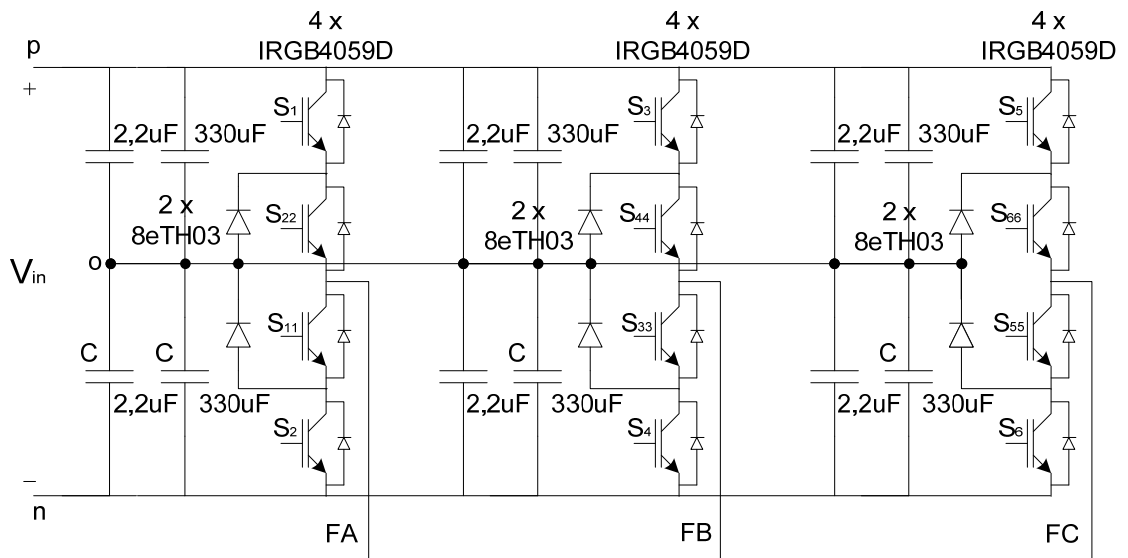


Fig. H.2 Esquema electrónico del inversor trifásico de tres niveles



H.3. Esquema electrónico del circuito del driver

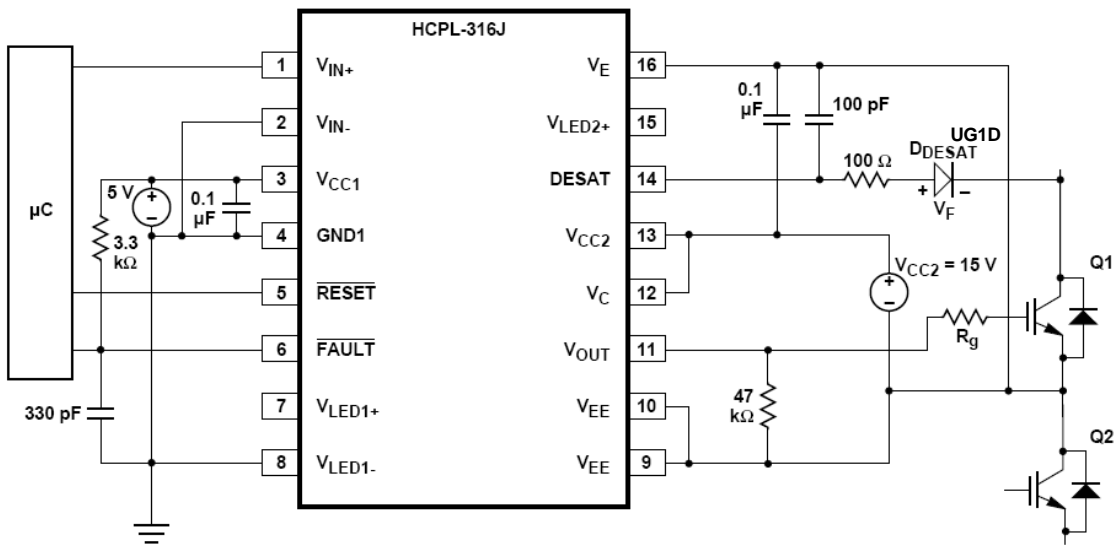


Fig. H.3 Esquema electrónico del circuito del driver

H.4. Esquema electrónico del sistema de alimentación del Push-Pull

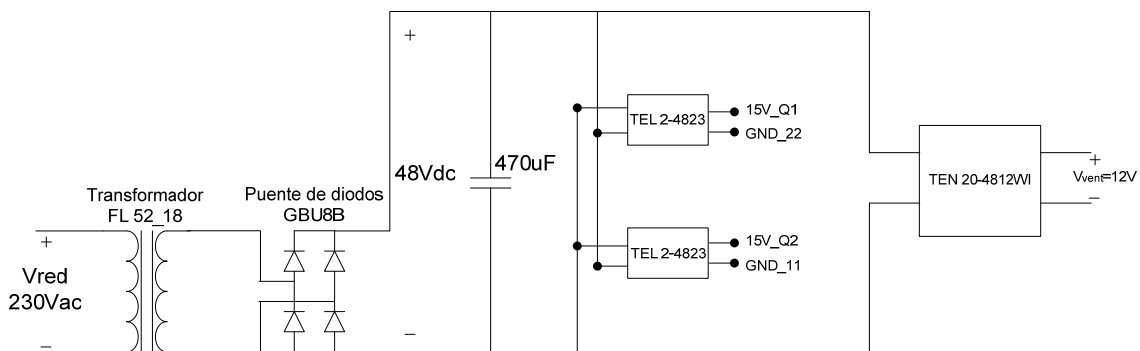


Fig. H.4 Sistema de alimentación del Push-Pull



H.5. Esquema electrónico del sistema de alimentación del inversor

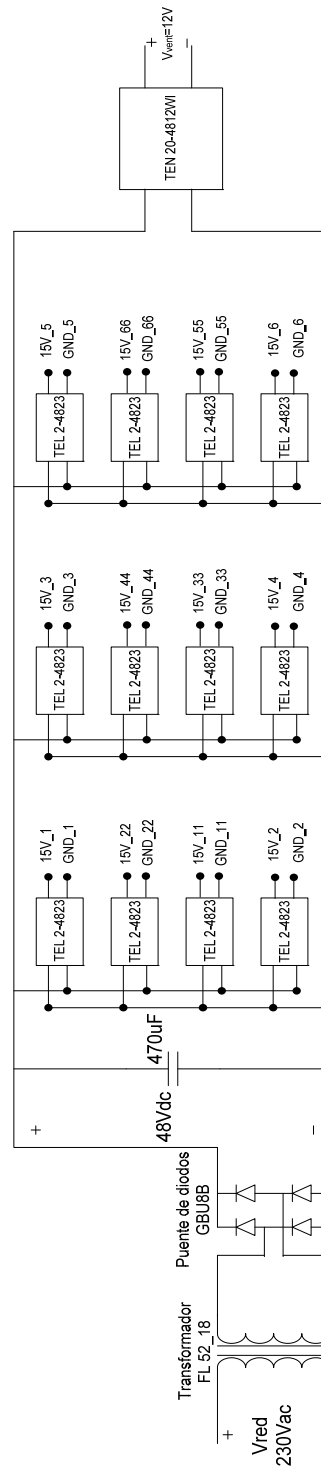


Fig. H.5 Sistema de alimentación del inversor



H.6. Schematic capture del Módulo 2TP

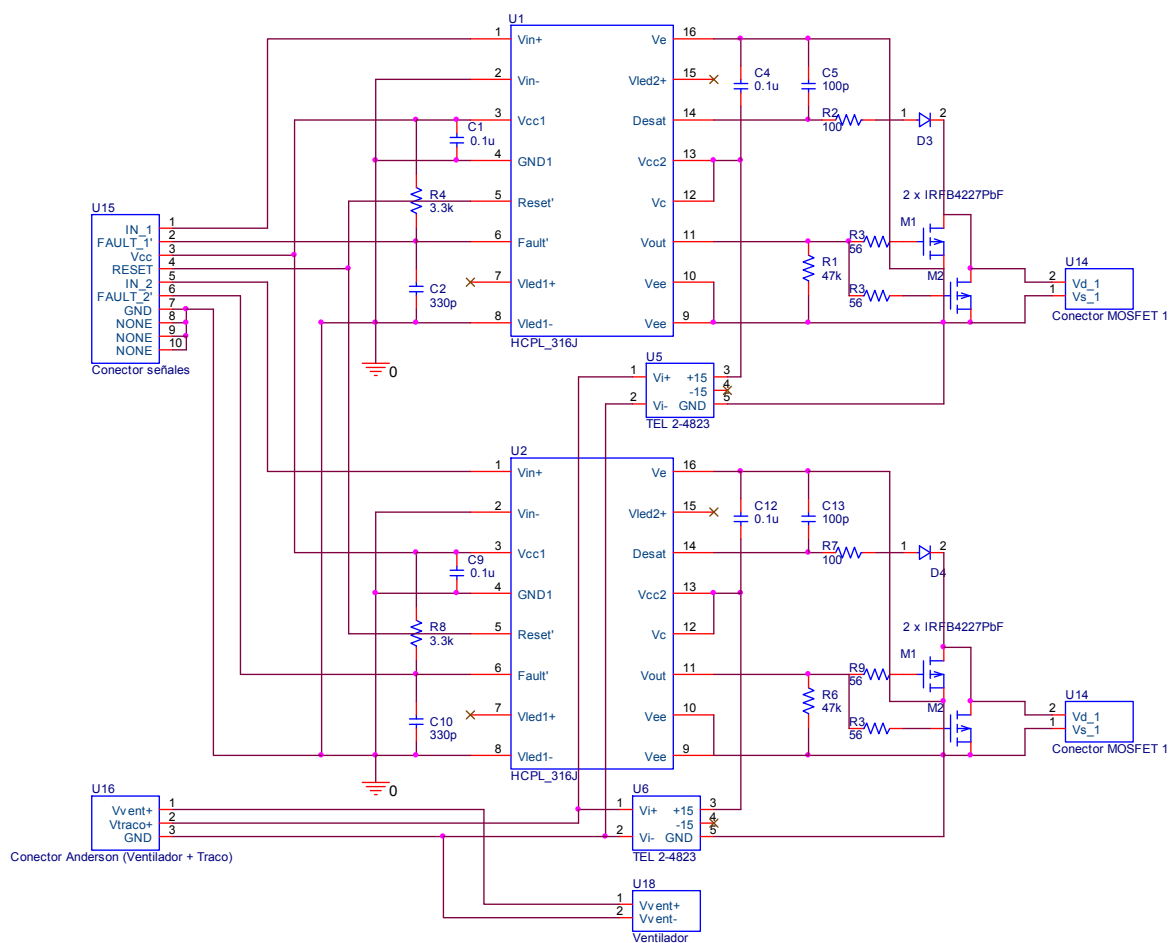


Fig. H.6 Esquema electrónico del módulo 2TP



H.7. Schematic capture del Módulo 2T2D

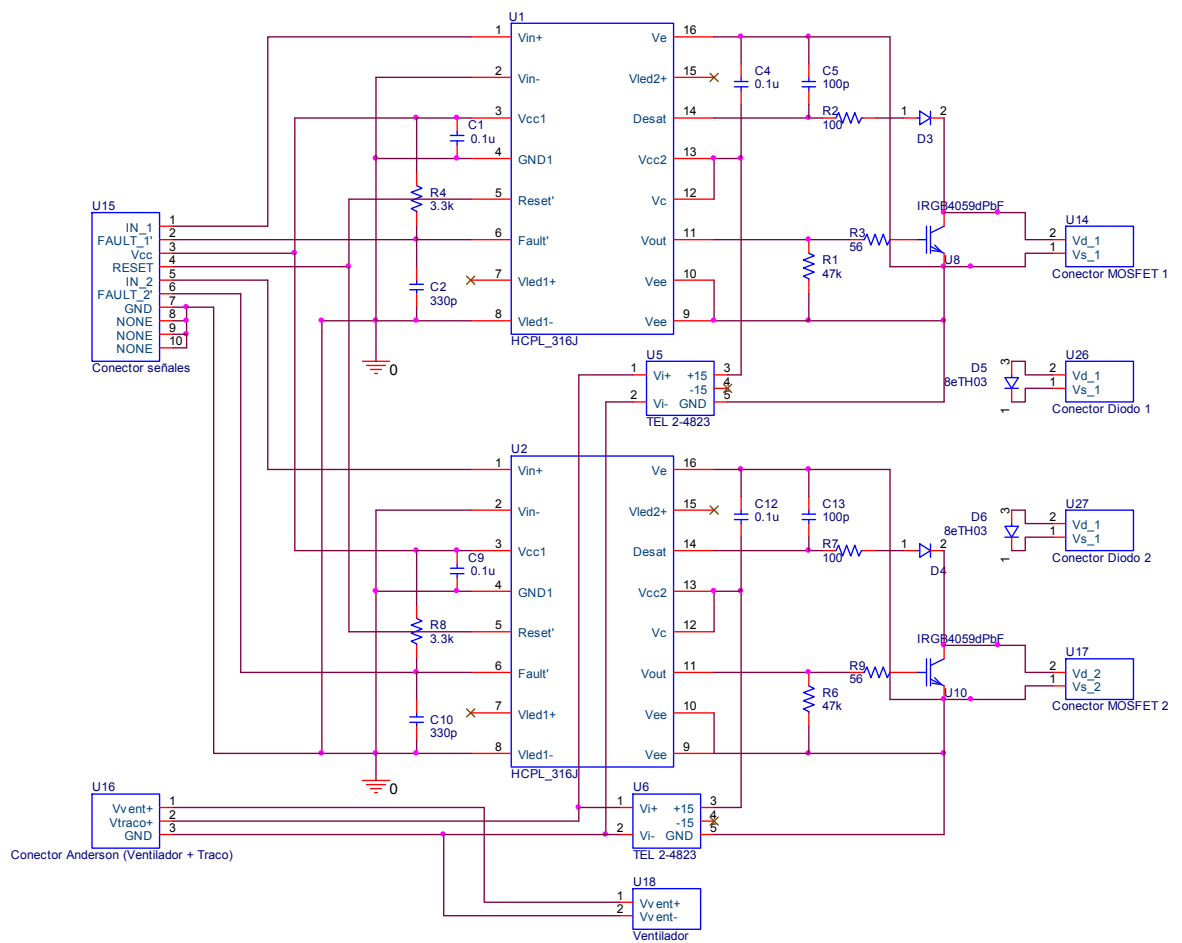


Fig. H.7 Esquema electrónico del módulo 2T2D



H.8. Schematic capture de la placa base del Push-Pull

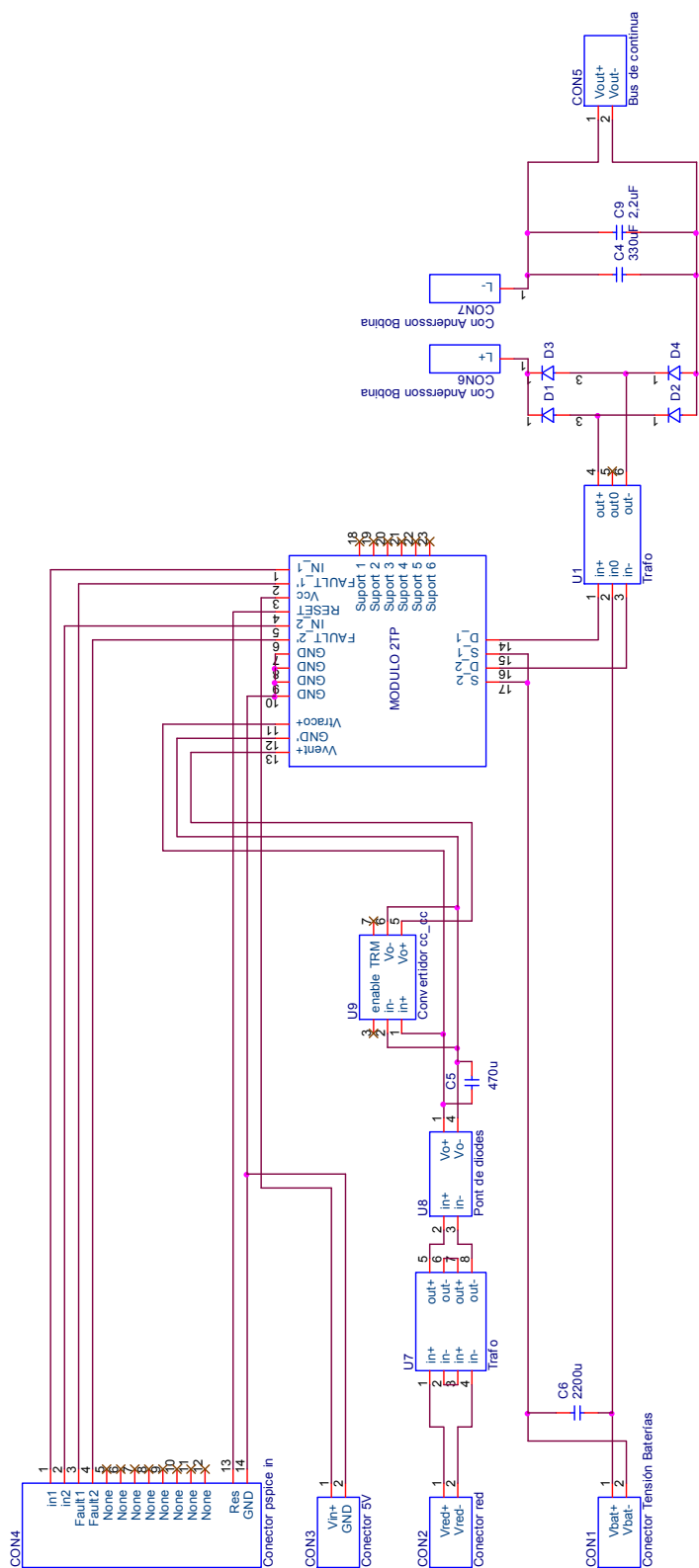


Fig. H.8 Esquema electrónico de la placa base de la placa base



H.9. Schematic capture de la placa base del inversor

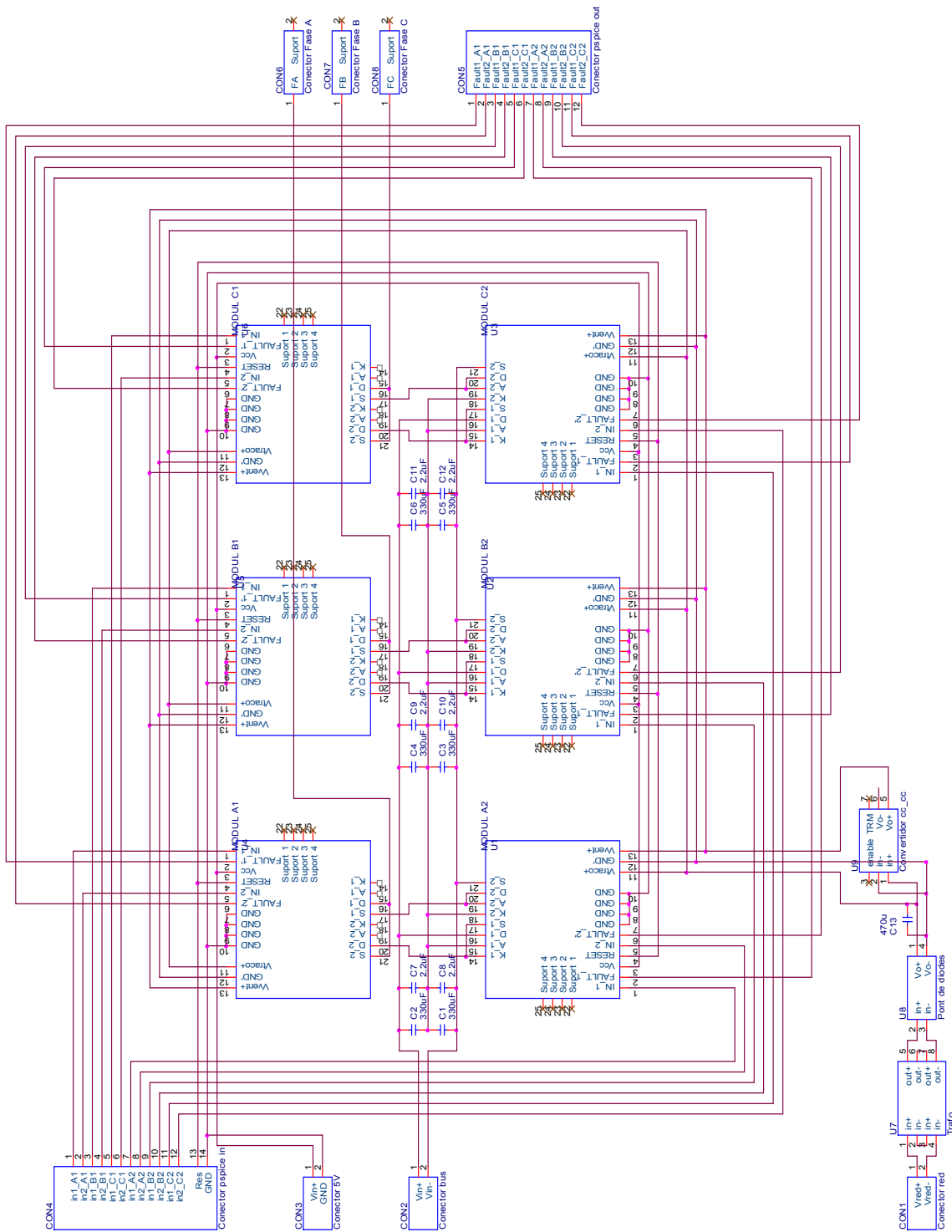


Fig. H.9 Esquema electrónico de la placa base del inversor





I. Circuitos impresos (placas PCB)

I.1. Layout del módulo 2T2D

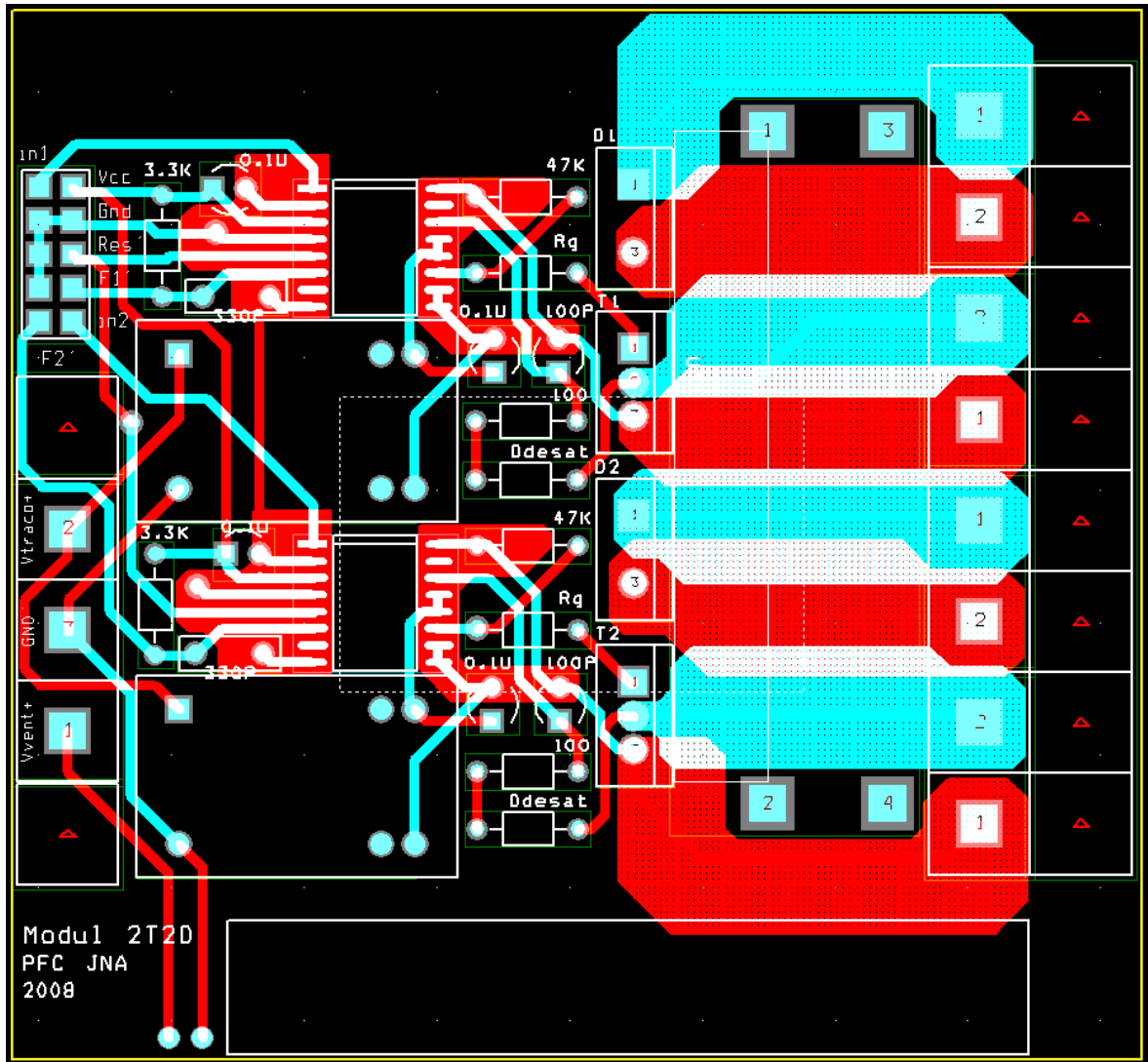


Fig. I.1 Layout del módulo 2T2D (8,5cm x 8cm)



I.2. Layout del módulo 2TP

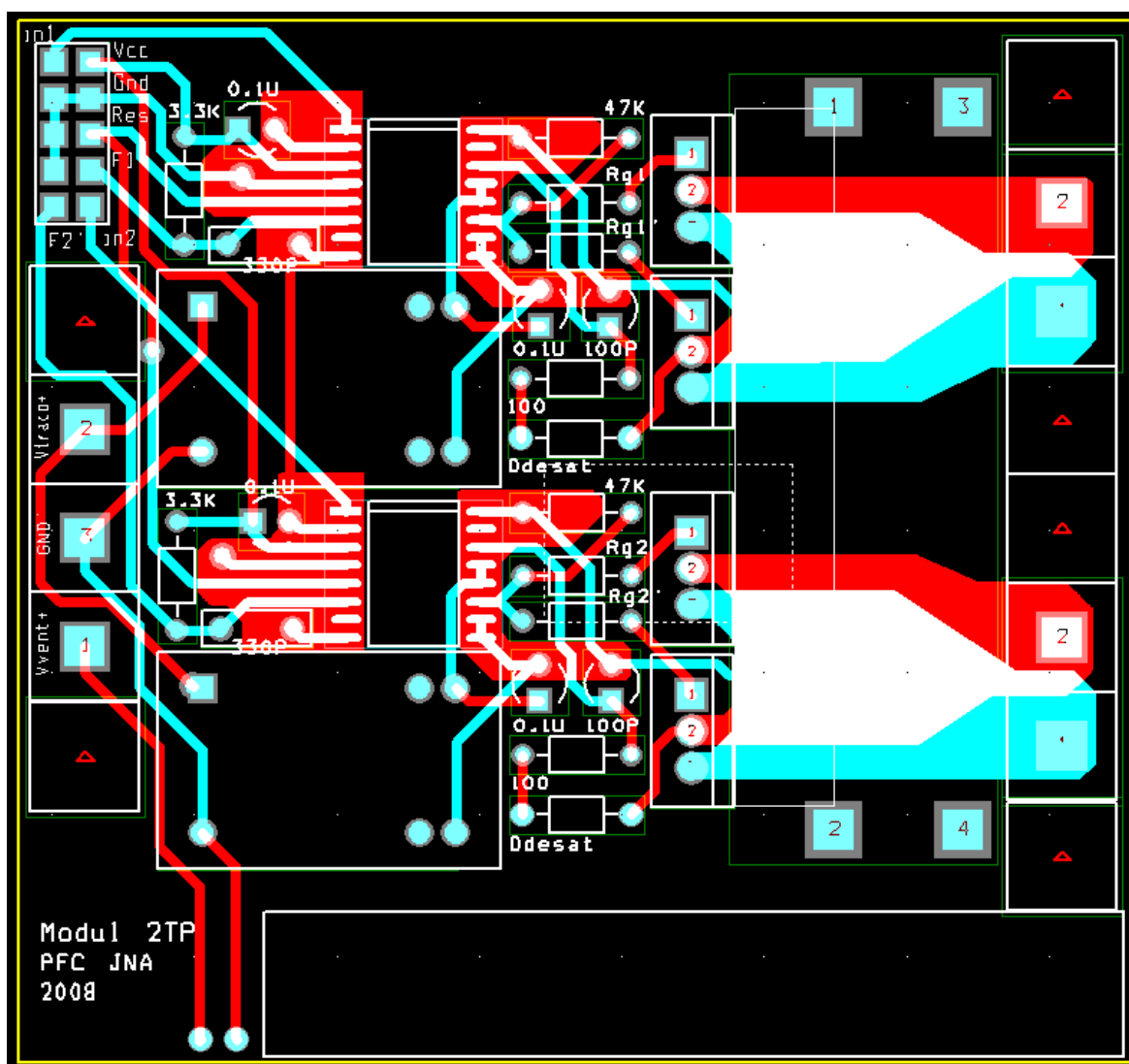


Fig. I.2 Layout del módulo 2TP (7,8cm x 7,8cm)



I.3. Layout de la placa base del Push-Pull

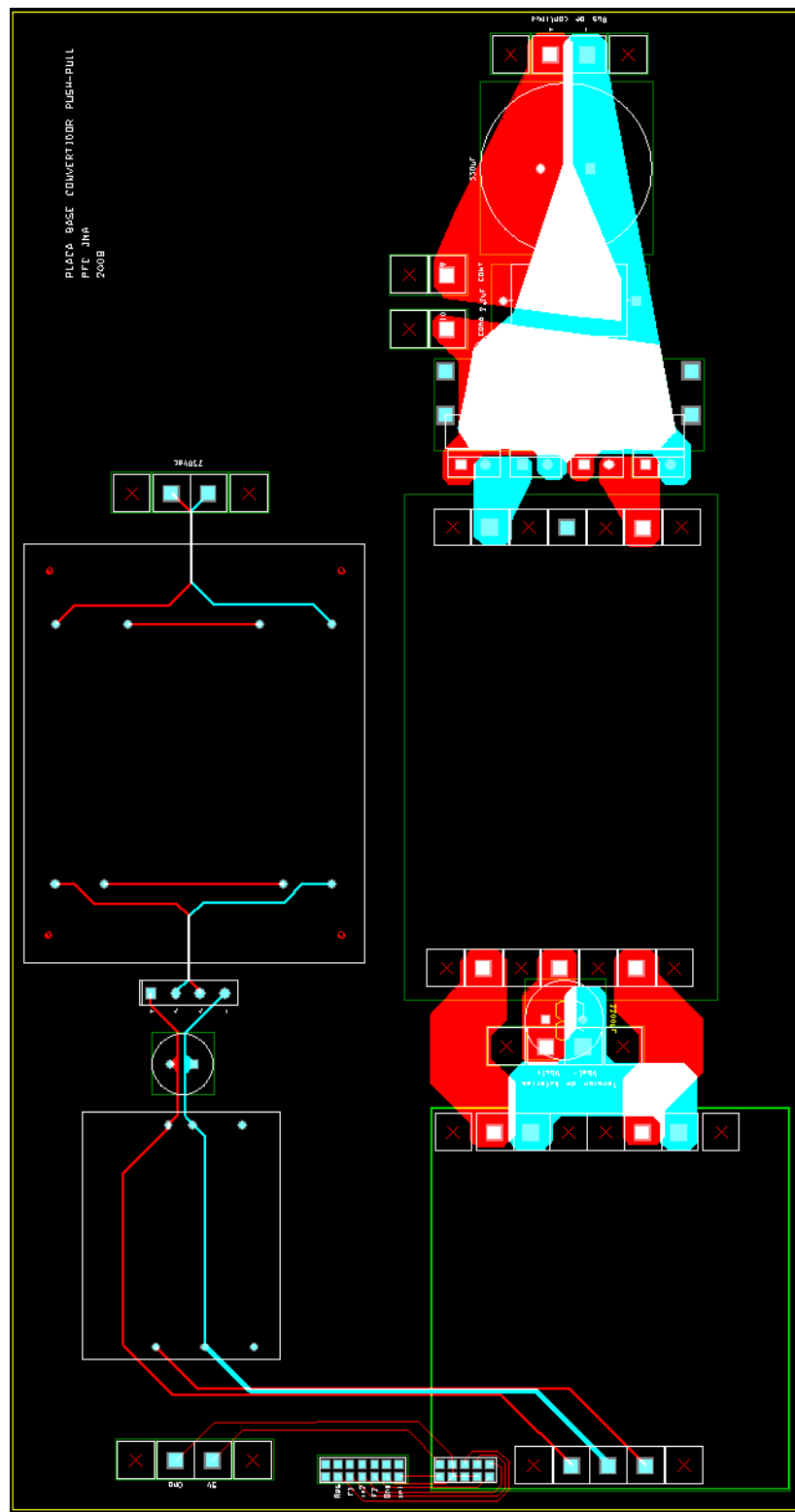


Fig. I.3 Layout de la placa base Push-Pull (31cm x 16,1cm)



I.4. Layout de la placa base del inversor

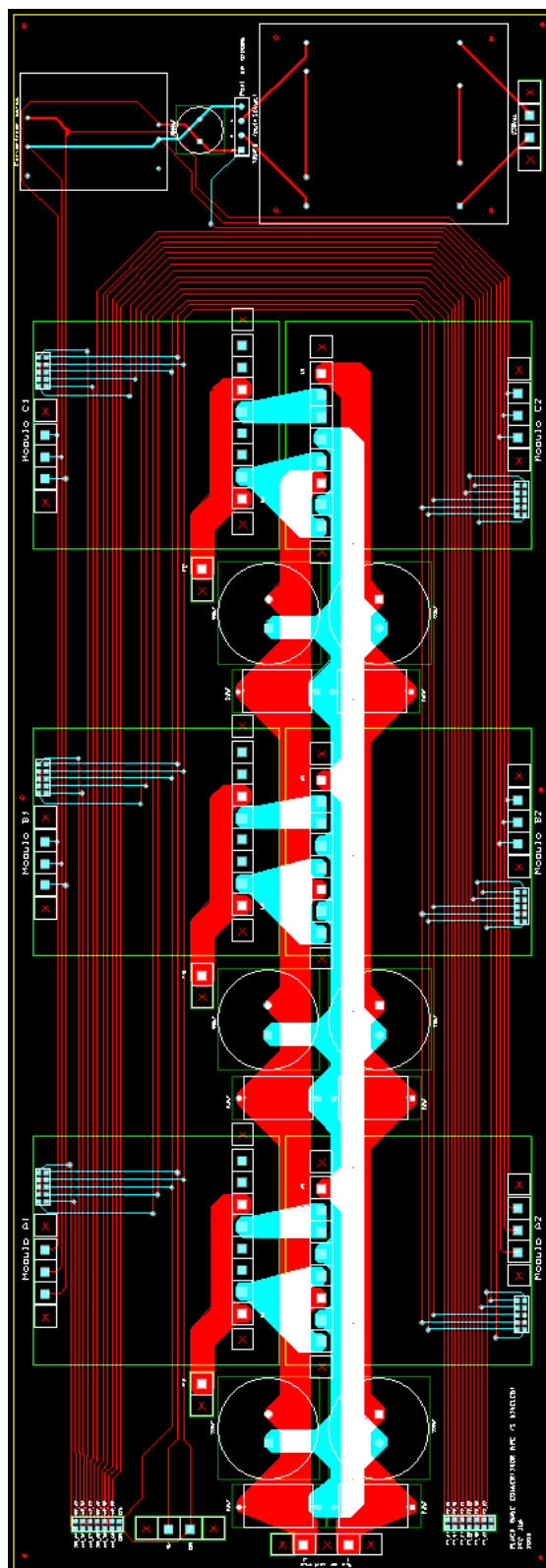


Fig. I.4 Layout de la placa base del inversor (44,2cm x 18,7cm)



I.5. Layout del módulo de pruebas 1

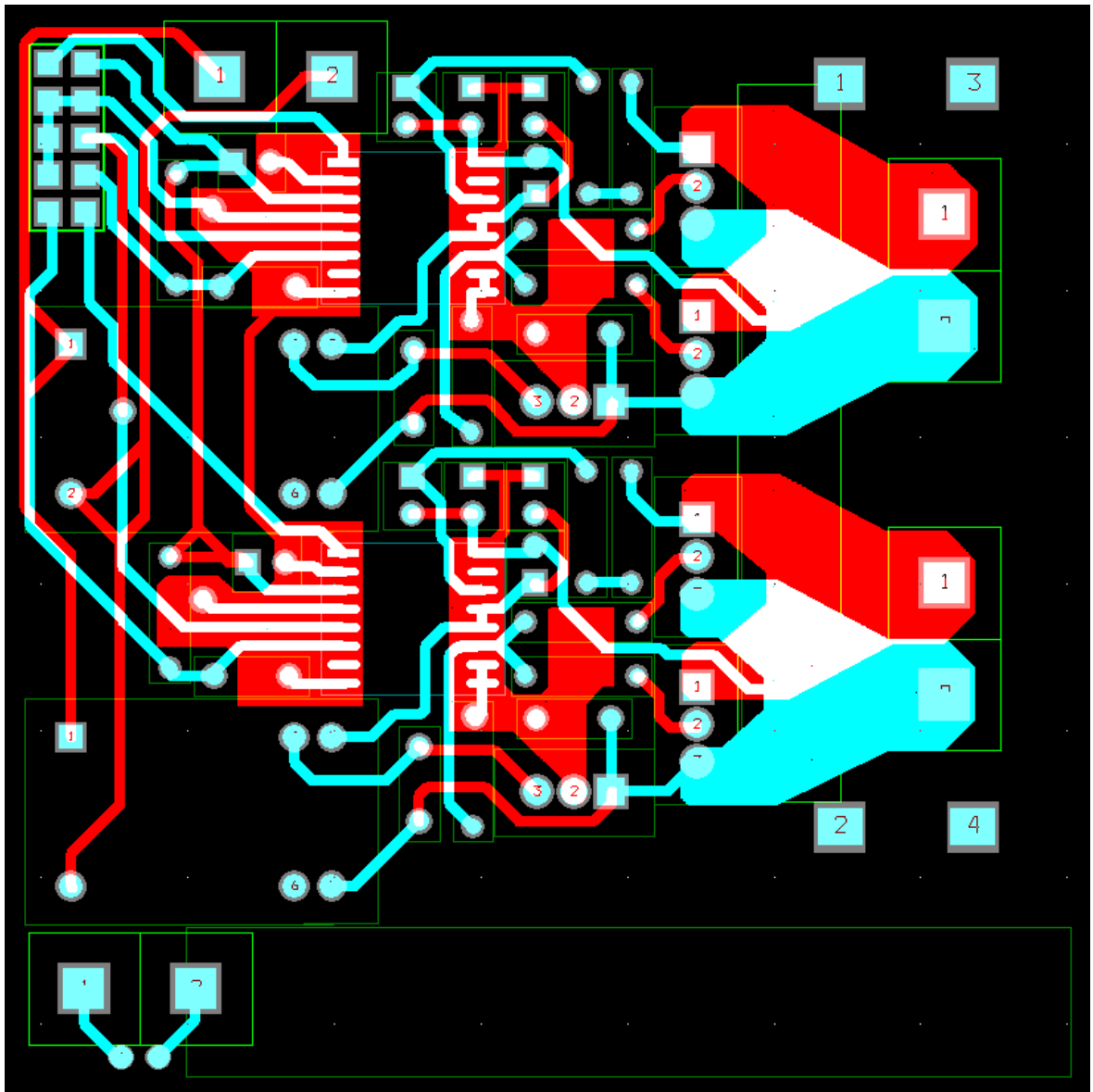


Fig. I.5 Layout del módulo de pruebas 1



I.6. Layout del módulo de pruebas 2

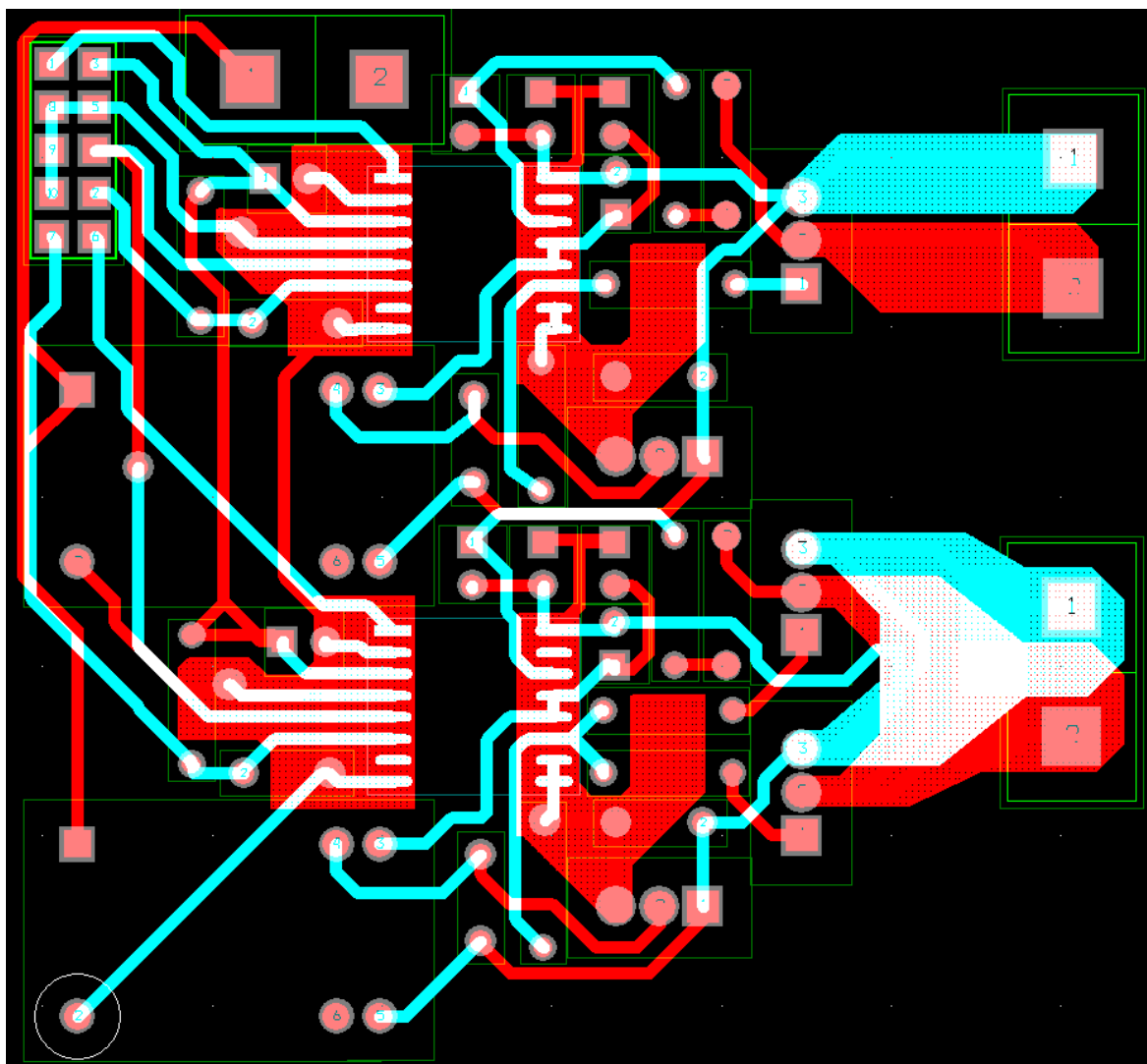


Fig. I.6 Layout del módulo de pruebas 2



I.7. Layout de la placa para el transformacor del Push-Pull

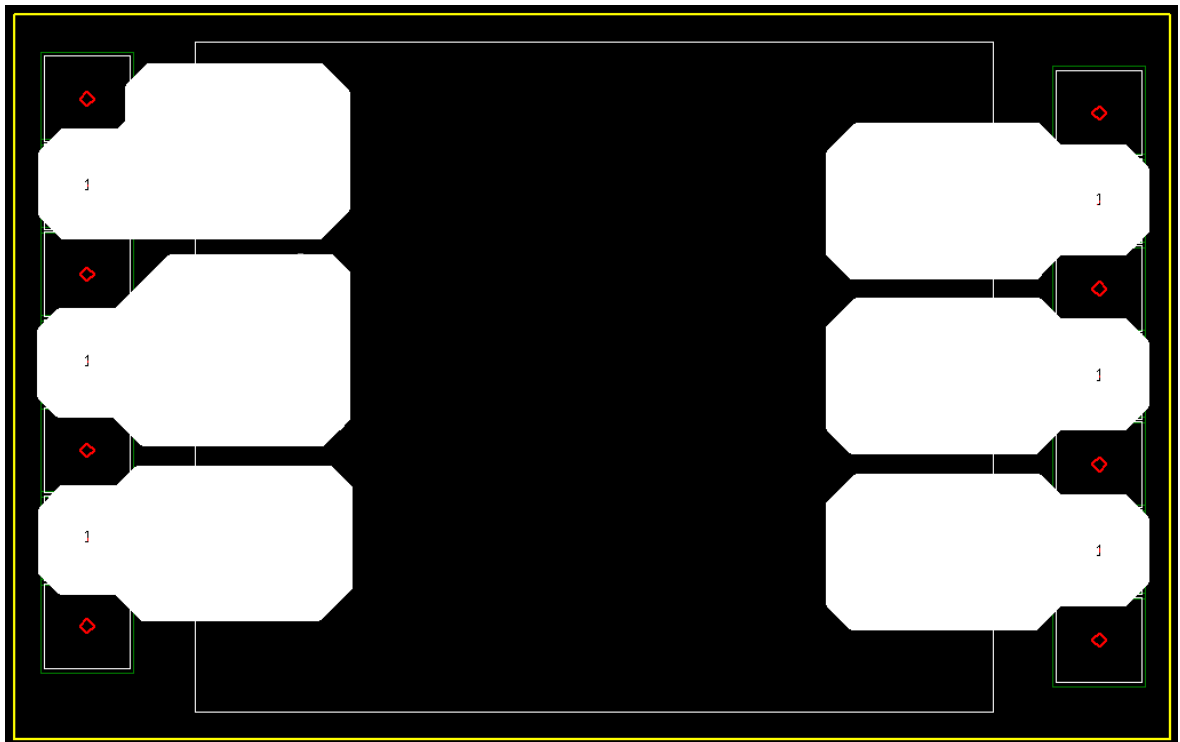


Fig. I.7 Layout de la placa para el transformador del Push-Pull (10,2cm x 6,4cm)





J. Impacto medioambiental

Para la realización de este proyecto se han utilizado muchos componentes electrónicos. En todo momento se han utilizado componentes que cumplieren la normativa RoHS, que restringe las sustancias nocivas para el medio ambiente, y la cual es de reciente introducción. Esto obliga a que en la composición de todos los nuevos productos electrónicos no haya plomo, algo que anteriormente pasaba en casi todos los componentes electrónicos.

Hay que tener claro que la normativa obliga a que los nuevos productos que se fabriquen no presenten plomo, pero no se han retirado del mercado los componentes fabricados anteriormente a la normativa que tienen plomo, por lo que todavía es posible adquirir muchos componentes con plomo. Una manera por la que se distingue si un componente cumple la normativa RoHS es que al final de su código incorpore las letras PbF (Pb Free).

Por otra parte, merece la pena destacar que en este proyecto se realiza una investigación relacionada con los sistemas fotovoltaicos, lo cual está muy relacionado con el impacto medioambiental. La energía fotovoltaica representa una energía limpia, al contrario que los combustibles fósiles, que es hoy en día con mucha diferencia la principal vía para generar energía eléctrica, y que gracias al efecto invernadero causado por las emisiones de CO₂, se cree que seguramente sea la causa principal del cambio climático que estamos viviendo.

La sociedad, a medida que han ido pasando estos últimos años, se ha concienciado cada vez más de que la energía solar es una de las energías renovables más importantes que nos ayudarán a conseguir un mundo energético más sostenible. La cantidad de instalaciones fotovoltaicas está aumentando considerablemente en los últimos años. Sin embargo, todavía es una muy pequeña parte de toda la energía eléctrica generada no solo en nuestro país, sino en todo el mundo. Así que lo que se tiene que hacer es seguir investigando en esta tecnología para conseguir mejores rendimientos, no solo en los paneles sino también en los sistemas de conversión de energía.





K. Datasheets de los componentes electrónicos

En este anexo se adjunta la primera página de los datasheets de los componentes más importantes en el diseño de los dos convertidores.

K.1. MOSFET IRFB4227PbF

K.2. IGBT IRGB4059DPbF

K.3. Diodo 8eTH03

K.4. Puente de diodos GBU8D

K.5. Driver HCPL-316J

K.6. Diodo MUR8100E

K.7. Convertidor cc-cc TEL 2-4823

K.8. Convertidor cc-cc TEN 20-4812WI

K.9. Diodo UG1D

K.10. Ventilador DC 6010

K.11. Transformador FL 52_18

K.12. Disipador 921AB



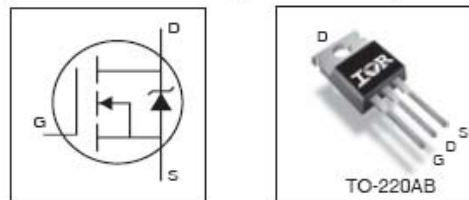
PDP SWITCH

IRFB4227PbF

Features

- Advanced Process Technology
- Key Parameters Optimized for PDP Sustain, Energy Recovery and Pass Switch Applications
- Low E_{PULSE} Rating to Reduce Power Dissipation in PDP Sustain, Energy Recovery and Pass Switch Applications
- Low Q_G for Fast Response
- High Repetitive Peak Current Capability for Reliable Operation
- Short Fall & Rise Times for Fast Switching
- 175°C Operating Junction Temperature for Improved Ruggedness
- Repetitive Avalanche Capability for Robustness and Reliability

Key Parameters		
$V_{DS\ max}$	200	V
$V_{DS\ (Avalanche)\ typ.}$	240	V
$R_{DS(ON)\ typ.\ @\ 10V}$	19.7	mΩ
$I_{RP\ max\ @\ T_C=100^\circ C}$	130	A
$T_J\ max$	175	°C



G	D	S
Gate	Drain	Source

Description

This HEXFET® Power MOSFET is specifically designed for Sustain, Energy Recovery & Pass switch applications in Plasma Display Panels. This MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve low on-resistance per silicon area and low E_{PULSE} rating. Additional features of this MOSFET are 175°C operating junction temperature and high repetitive peak current capability. These features combine to make this MOSFET a highly efficient, robust and reliable device for PDP driving applications.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Parameter	Max.	Units
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±30	V
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	65	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	46	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	260	
$I_{RP} @ T_C = 100^\circ C$	Repetitive Peak Current ②	130	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	330	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Power Dissipation	190	
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
T_J	Operating Junction and	-40 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature for 10 seconds	300	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10lb·in (1.1N·m)	N

Thermal Resistance

Parameter	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ③	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ④	—	62	

Notes ① through ④ are on page 8

www.irf.com

1

8/18/08





PD - 97072A

IRGB4059DPbF

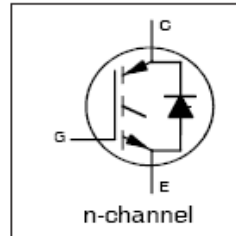
INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Features

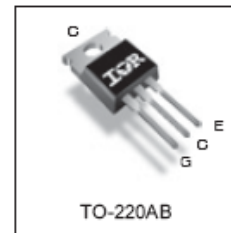
- Low $V_{CE(on)}$ Trench IGBT Technology
- Low Switching Losses
- Maximum Junction temperature 175 °C
- 5µs SCSOA
- Square RBSOA
- 100% of The Parts Tested for 4X Rated Current (I_{LM})
- Positive $V_{CE(on)}$ Temperature Coefficient.
- Ultra Fast Soft Recovery Co-pak Diode
- Tighter Distribution of Parameters
- Lead-Free Package

Benefits

- High Efficiency in a Wide Range of Applications
- Suitable for a Wide Range of Switching Frequencies due to Low $V_{CE(on)}$ and Low Switching Losses
- Rugged Transient Performance for Increased Reliability
- Excellent Current Sharing in Parallel Operation
- Low EMI



$V_{CES} = 600V$
$I_C = 4.0A, T_C = 100^\circ C$
$t_{sc} > 5\mu s, T_{jmax} = 175^\circ C$
$V_{CE(on) typ.} = 1.75V$



G	C	E
Gate	Collector	Emitter

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	8	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	4	
I_{CM}	Pulsed Collector Current	16	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ①	16	
$I_F @ T_C = 25^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	8	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	4	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current ②	16	V
V_{GE}	Continuous Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
	Transient Gate-to-Emitter Voltage	± 30	
$P_D @ T_C = 25^\circ$	Maximum Power Dissipation	56	W
	$P_D @ T_C = 100^\circ$	Maximum Power Dissipation	
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT ③			2.70	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode ③			6.30	
$R_{\theta CS}$	Case-toSink, flat, greased surface		0.5		
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount ③		80		
Wt	Weight		1.44		g



Bulletin PD-20023 rev.D 09/06

International
IR Rectifier

8ETH03
 8ETH03S
 8ETH03-1

Ultrafast Rectifier

Features

- Ultrafast Recovery Time
- Low Forward Voltage Drop
- Low Leakage Current
- 175°C Operating Junction Temperature

$t_{rr} = 35ns$
 $I_{F(AV)} = 8Amp$
 $V_R = 300V$

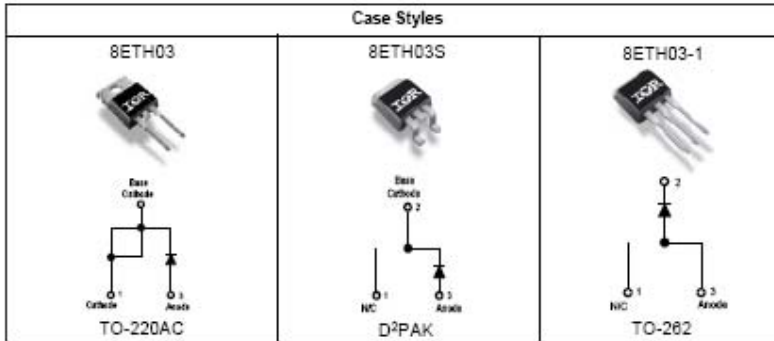
Description/ Applications

International Rectifier's 300V series are the state of the art Ultrafast recovery rectifiers designed with optimized performance of forward voltage drop and Ultrafast recovery time. The planar structure and the platinum doped life time control guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics. These devices are intended for use in the output rectification stage of SMPS, UPS, DC-DC converters as well as freewheeling diodes in low voltage inverters and chopper motor drives. Their extremely optimized stored charge and low recovery current minimize the switching losses and reduce over dissipation in the switching element and snubbers.

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Max	Units
V_{RRM} Repetitive Peak Reverse Voltage	300	V
$I_{F(AV)}$ Average Rectified Forward Current @ $T_C = 155^\circ C$	8	A
I_{FSM} Non Repetitive Peak Surge Current @ $T_J = 25^\circ C$	100	
T_J, T_{STG} Operating Junction and Storage Temperatures	- 65 to 175	$^\circ C$

Case Styles

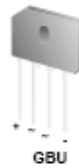




GBU8A - GBU8M Bridge Rectifiers

Features

- Glass passivated junction
- Surge overload rating: 200 amperes peak
- Reliable low cost construction utilizing molded plastic technique.
- Ideal for printed circuit board.



Absolute Maximum Ratings * $T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		8A	8B	8D	8G	8J	8K	8M	
V_{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
V_{RMS}	Maximum RMS Bridge Input Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
V_R	DC Reverse Voltage (Rated V_R)	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current, @ $T_A = 100^\circ\text{C}$ @ $T_A = 45^\circ\text{C}$	8.0							A
		6.0							A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half-Sine-Wave	200							A
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 to +150							$^\circ\text{C}$
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +150							$^\circ\text{C}$

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

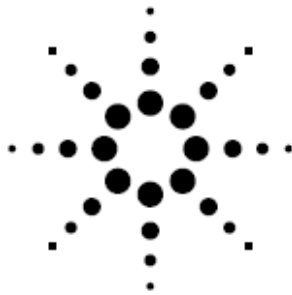
Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	16	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient, * per leg	18	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case, * per leg	3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

* Device mounted on PCB with 0.5×0.5 (12 x 12mm).

Electrical Characteristics $T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_F	Forward Voltage, per element @ 8.0A	1.0	V
I_R	Reverse Current, per element @ Rated V_R $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	50	μA
		500	μA
	I^2t Rating for Fusing $t < 8.35\text{ms}$	166	A^2s





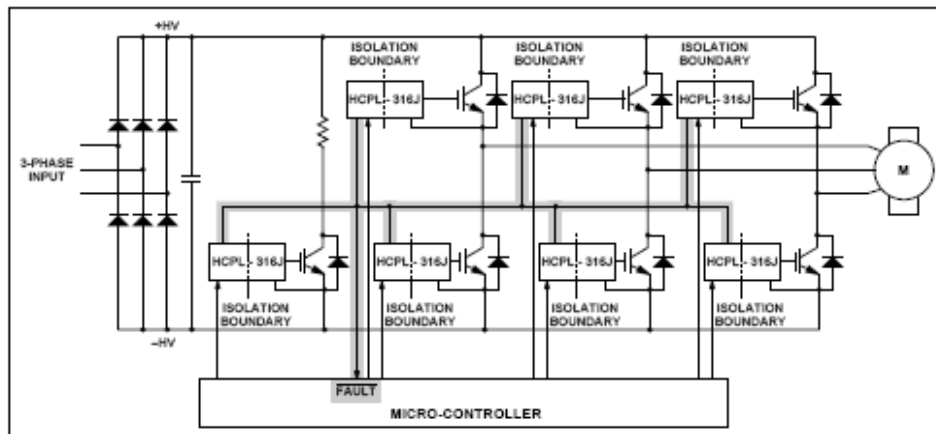
Agilent HCPL-316J 2.5 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated (V_{CE}) Desaturation Detection and Fault Status Feedback

Data Sheet

Features

- 2.5 A maximum peak output current
- Drive IGBTs up to $I_C = 150\text{ A}$, $V_{CE} = 1200\text{ V}$
- Optically isolated, **FAULT** status feedback
- SO-16 package
- CMOS/TTL compatible
- 500 ns max. switching speeds
- "Soft" IGBT turn-off
- Integrated fail-safe IGBT protection
 - Desat (V_{CE}) detection
 - Under Voltage Lock-Out protection (UVLO) with hysteresis
- User configurable: inverting, noninverting, auto-reset, auto-shutdown
- Wide operating V_{CC} range: 15 to 30 Volts
- -40°C to $+100^\circ\text{C}$ operating temperature range
- 15 kV/ μs min. Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500\text{ V}$
- Regulatory approvals: UL, CSA, IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 (891 V_{peak} Working Voltage)

Fault Protected IGBT Gate Drive



Agilent's 2.5 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated Desaturation (V_{CE}) Detection and Fault Status Feedback makes IGBT V_{CE} fault protection compact, affordable, and easy-to-implement while satisfying worldwide safety and regulatory requirements.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.



MUR8100E, MUR880E

MUR8100E is a Preferred Device

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

Ultrafast “E” Series with High Reverse Energy Capability

The MUR8100 and MUR880E diodes are designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

Features

- 20 mJ Avalanche Energy Guaranteed
- Excellent Protection Against Voltage Transients in Switching Inductive Load Circuits
- Ultrafast 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in.
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 1000 V
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics:

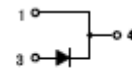
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds



ON Semiconductor®

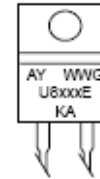
<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS
8.0 A, 800 V – 1000 V



TO-220AC
CASE 221B

MARKING DIAGRAM



- A - Assembly Location
- Y - Year
- WW - Work Week
- G - Pb-Free Package
- U8xxxE - Device Code
xxx = 100 or 80
- KA - Diode Polarity

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR8100E	TO-220	50 Units / Rail
MUR8100EG	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MUR880E	TO-220	50 Units / Rail
MUR880EG	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.





DC/DC Converters

TEL 2 Series, 2 Watt

Features

- ◆ Ultracompact DIL-16 Plastic Package
- ◆ Wide 2:1 Input Range
- ◆ Regulated Output
- ◆ I/O-Isolation 1500V
- ◆ Input Filter meets EN55022A without ext. Components
- ◆ Low Ripple and Noise
- ◆ Indefinite Shortcircuit Protection
- ◆ Operating Temperature Range -25°C to +75°C
- ◆ Lead free Design, RoHS compliant
- ◆ 3 Year Product Warranty



The TEL-2 series, comprising 28 models, is a range of isolated 2 Watt converters in a low profile DIL-16 package. Requiring only 3.25 cm² of space on the PCB they provide a complete DC/DC converter without need of any external components. Wide input range and tightly regulated output voltage qualifies these converters for many cost critical applications in industrial and consumer electronics.

Models				
Ordercode	Input voltage range	Output voltage	Output current max.	Efficiency typ.
TEL 2-0510	4.5 – 9 VDC	3.3 VDC	500 mA	70 %
TEL 2-0511		5 VDC	400 mA	73 %
TEL 2-0512		12 VDC	165 mA	75 %
TEL 2-0513		15 VDC	135 mA	73 %
TEL 2-0521		± 5 VDC	± 200 mA	64 %
TEL 2-0522		± 12 VDC	± 85 mA	69 %
TEL 2-0523		± 15 VDC	± 65 mA	71 %
TEL 2-1210	9 – 18 VDC	3.3 VDC	500 mA	73 %
TEL 2-1211		5 VDC	400 mA	77 %
TEL 2-1212		12 VDC	165 mA	80 %
TEL 2-1213		15 VDC	135 mA	80 %
TEL 2-1221		± 5 VDC	± 200 mA	73 %
TEL 2-1222		± 12 VDC	± 85 mA	78 %
TEL 2-1223		± 15 VDC	± 65 mA	78 %
TEL 2-2410	18 – 36 VDC	3.3 VDC	500 mA	72 %
TEL 2-2411		5 VDC	400 mA	77 %
TEL 2-2412		12 VDC	165 mA	80 %
TEL 2-2413		15 VDC	135 mA	81 %
TEL 2-2421		± 5 VDC	± 200 mA	74 %
TEL 2-2422		± 12 VDC	± 85 mA	78 %
TEL 2-2423		± 15 VDC	± 65 mA	80 %
TEL 2-4810	36 – 75 VDC	3.3 VDC	500 mA	71 %
TEL 2-4811		5 VDC	400 mA	73 %
TEL 2-4812		12 VDC	165 mA	79 %
TEL 2-4813		15 VDC	135 mA	79 %
TEL 2-4821		± 5 VDC	± 200 mA	71 %
TEL 2-4822		± 12 VDC	± 85 mA	77 %
TEL 2-4823		± 15 VDC	± 65 mA	77 %





DC/DC Converters

TEN 20WI Series, 20 Watt



Features

- ◆ Ultra wide 4 : 1 Input Range
- ◆ Extended Operating Temperature Range
-40°C to +85°C
- ◆ I/O-Isolation 1500 VDC
- ◆ Input Filter meets EN 55022, Class A and FCC, Level A without external Components
- ◆ Remote On/Off
- ◆ Adjustable Output
- ◆ Industry Standard Footprint
- ◆ Shielded Metal Case with insulated Baseplate
- ◆ Optional Heatsink
- ◆ Lead free Design - RoHS compliant
- ◆ 3 Year Product Warranty



The TEN 20WI series is a family of high performance 20W DC/DC converter modules featuring ultra wide 4:1 input voltage ranges in a compact 2" x 1.6" low profile package with industry-standard footprint. A very high efficiency allows an operating temperature range of -40°C to 85°C. A built-in EMI input filter complies with EN 55022, class A without external components. Further standard features include remote On/Off, output voltage trimming, over voltage protection and short-circuit protection.

Typical applications for these converters are battery operated equipment and distributed power architectures in communication and industrial electronics, everywhere where isolated, tightly regulated voltages are required.

Models				
Order code	Input voltage range	Output voltage	Output current max.	Efficiency typ.
TEN 20-2411WI	9 – 36 VDC	5 VDC	4'000 mA	79 %
TEN 20-2412WI		12 VDC	1'670 mA	81 %
TEN 20-2413WI		15 VDC	1'330 mA	81 %
TEN 20-2421WI		± 5 VDC	± 2'000 mA	79 %
TEN 20-2422WI		± 12 VDC	± 835 mA	81 %
TEN 20-2423WI		± 15 VDC	± 665 mA	82 %
TEN 20-4811WI	18 – 75 VDC	5 VDC	4'000 mA	80 %
TEN 20-4812WI		12 VDC	1'670 mA	81 %
TEN 20-4813WI		15 VDC	1'330 mA	81 %
TEN 20-4821WI		± 5 VDC	± 2'000 mA	79 %
TEN 20-4822WI		± 12 VDC	± 835 mA	83 %
TEN 20-4823WI		± 15 VDC	± 665 mA	84 %





UG1A thru UG1D
Vishay General Semiconductor

Miniature Ultrafast Plastic Rectifier



DO-204AL (DO-41)

FEATURES

- Glass passivated chip junction
- Ultrafast reverse recovery time
- Soft recovery characteristics
- Low forward voltage drop
- Low switching losses, high efficiency
- High forward surge capability
- Solder Dip 260 °C, 40 seconds
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC



MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	1.0 A
V_{RRM}	50 V to 200 V
I_{FSM}	40 A
t_{rr}	15 ns
V_F	0.95 V
T_J max.	150 °C

TYPICAL APPLICATIONS

For use in high frequency rectification and free-wheeling application in switching mode converters and inverters for consumer, computer and telecommunication.

MECHANICAL DATA

Case: DO-204AL (DO-41)

Epoxy meets UL 94V-0 flammability rating

Terminals: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002B and JESD22-B102D

E3 suffix for commercial grade

Polarity: Color band denotes cathode end

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted)						
PARAMETER	SYMBOL	UG1A	UG1B	UG1C	UG1D	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	150	200	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	105	140	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	150	200	V
Maximum average forward rectified current (Fig. 1)	$I_{F(AV)}$	1.0				A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	40				A
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	- 55 to +150				°C



DC 6010



SIZE :

60x60x10mm (2.36"x2.36"x0.39")

CONSTRUCTION :

Glass fiber reinforced plastic;
Impeller and housing PBT are UL 94V-0 rating

OPERATING TEMPERATURE :

Ball bearing -30°C to +75°C
Sleeve bearing -10°C to +70°C

INSULATION RESISTANCE :

10meg Ohm min. at 500 VDC
(between frame and terminal)

DIELECTRIC STRENGTH :

5mA max. at 500 VAC 60Hz one minute
(between frame and terminal)

FUNCTION :

frequency generator signal option

WEIGHT :

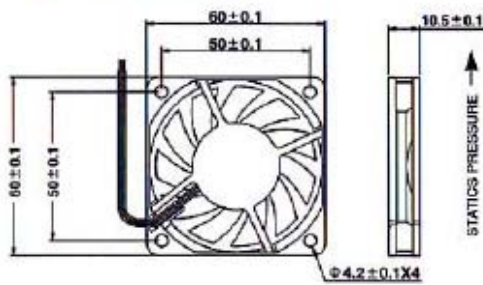
30 grams

Specifications

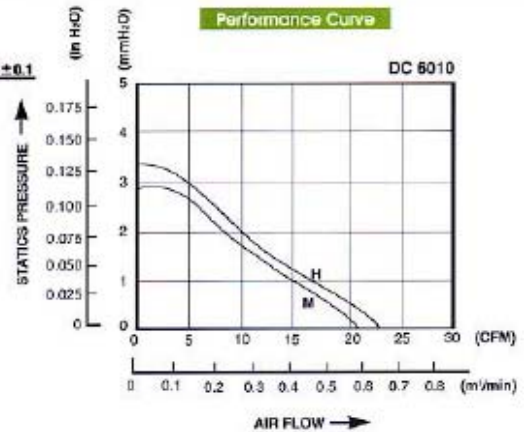
Specifications are subject to change without notice

MODEL NO.	BEARING	RAIED	OPERATING	RAIED	RAIED	MAX. AIR		MAX. AIR		NOISE	
		VOLTAGE	VOLTAGE	CURRENT	INPUT	SPEED	FLOW	PRESSURE	PRESSURE		
		VDC	RANGE	A	POWER	R.P.M.	m ³ /min	CFM	mmH ₂ O	IN H ₂ O	dB-A
BP601012M	Ball	12	10.2-13.8	0.16	1.02	4200	0.59	20.70	2.84	0.112	35
SP601012M	Sleeve										
BS601012M	Ball & Sleeve										
BP601012H	Ball	12	10.2-13.8	0.21	2.52	4700	0.66	23.30	3.30	0.130	36.8
SP601012H	Sleeve										
BS601012H	Ball & Sleeve										

Dimensions (mm)



Performance Curve

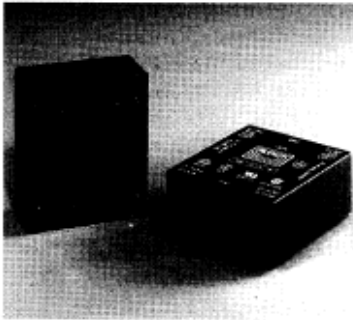


Flachtransformatoren

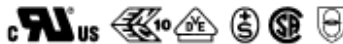
Low profile transformers

Flachtransformator FL
1,4 VA bis 52 VA, PRI: 2 x 115 V

Low profile transformer FL
1,4 VA to 52 VA, PRI: 2 x 115 V



FL 18/8



Prinzipschaltbild / Circuit diagram

Ausführung	: Sicherheitstransformator nach VDE 0551, EN 60 742, IEC 742, IEC 61 558
Prüfzeichen	: nach Tabelle
Prüfspannung	: zwischen Ein- und Ausgangstromkreisen 5000 V, 50 Hz
Kurzschlußfestigkeit	: nicht kurzschlußfest
Bauart	: vergossen
Schutzklasse	: vorbereitet für Geräte der Schutzklasse II
Schutzart	: IP 00
Umgebungstemperatur	: +40 °C
Isolierstoffklasse des Isoliersystems	: VDE, SEV = E, UL = class 105
Eingangsspannung	: 2 x 115 V für Reihen- oder Parallelschaltung
Frequenz	: 50 Hz bis 60 Hz
Ausgangsspannung	: nach Tabelle Doppelspannung für Reihen- oder Parallelschaltung geeignet
Anschlüsse	: Lötstifte für Leiterplatten
Befestigung	: zusätzliche Befestigungsmöglichkeit durch selbstschneidende Schrauben 2,9 x 9,5 mm nach DIN 7981 (FL 42 und FL 52 mit Schrauben M3)
Verpackung	: Einzelverpackung im Karton oder Sammelverpackung (bei Bestellung bitte angeben)
Zubehör	: Befestigungs-Kreuzschlitzschraube Typ LS (siehe Seite 73) oder Zylinderkopfschraube M3 auf Wunsch lieferbar

Beschreibung	
- geringe Bauhöhe	
- Spulenkörper in 2-Kammer-Technik	
- höchste elektrische Zuverlässigkeit	
- Vakuum-Epoxidharz-verguß (selbstverlöschend, UL 94 V-0 gelistet)	
- geringer Unterschied zwischen Leerlauf- und Lastausgangsspannung	
- stückgeprüfte Qualität	
- andere Primär- und Sekundärspannungen auf Anfrage	
- andere Leistungen auf Anfrage	

Design	: safety isolating transformer to VDE 0551, EN 60 742, IEC 742, IEC 61 558
Approvals	: acc. to table
Test voltage	: between input and output circuits 5000 V, 50 Hz
Short circuit strength	: non-short-circuit-proof
Type	: encapsulated
Protection class	: prepared for class II equipment
Protection index	: IP 00
Ambient temperature	: +40 °C
Class of Insulation system	: VDE, SEV = E, UL = class 105
Input voltage	: 2 x 115 V for series or parallel connection
Frequency	: 50 Hz to 60 Hz
Output voltage	: acc. to table twin secondary windings for series or parallel connection
Terminals	: pins for printed circuit boards
Fixing	: additional fixing by self-tapping screws 2,9 x 9,5 mm to DIN 7981 possibility (FL 42 and FL 52 with screws M3)
Packaging	: individual cardboard box or bulk packaging (confirm with order)
Accessory	: fixing screw type LS (Side 73) or screw M3 also available as accessories

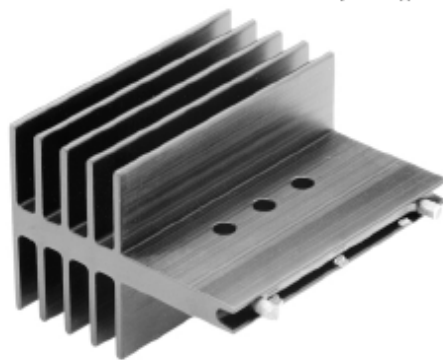
Description	
- low profile	
- two chamber bobbin	
- highest electrical reliability	
- vacuum epoxy resin moulded (self extinguishing to UL 94 V-0)	
- minimal difference between load and no-load voltage	
- 100 % tested	
- other primary and secondary voltage on request	
- other power factors on request	



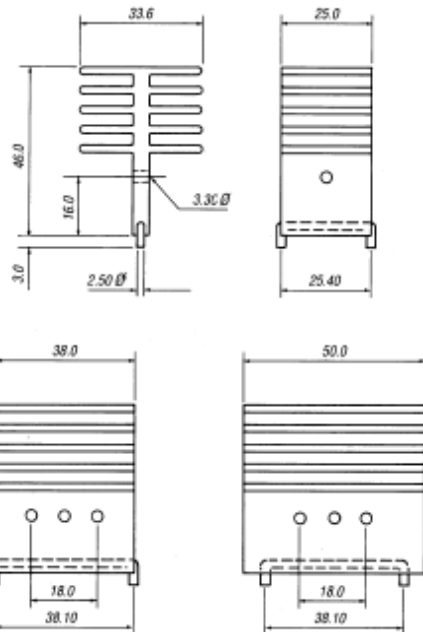
BOARD MOUNTING SERIES 24

915AB (T03, T0220, T03P etc)

AVAILABLE IN ANY LENGTH REQUIRED, WITH ONE OR MORE HOLES, POSITIONED TO SUIT ANY REQUIREMENT



Sketches show typical dimensions for hole and pin positions these can be any dimension to suit your own application.



Length mm L	Part Number Without Pins	Part Number With Pins	Pin Centres 'C'	Thermal Rating °C/W
25	915AB0250HB	915AB0250HBP	25.4	8.00
38	915AB0380HB	915AB0380HBP	38.1	6.90
50	915AB0500HB	915AB0500HBP	38.1	5.80

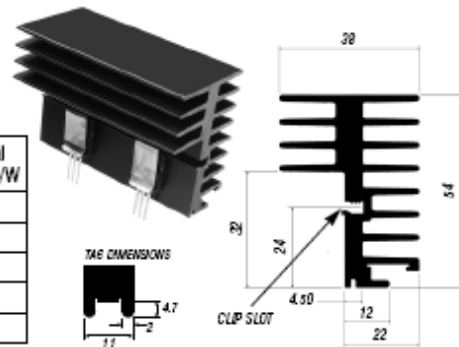
SEE 000 SERIES FOR heatsink DIMENSIONS

921AB (T0220, T03P, etc)

(DEVICE CLIPS AVAILABLE WITH THIS HEATSINK - CLIP 02)

Length mm L	Part Number without Solder Tags	Part Number with Solder Tags	Thermal Rating °C/W
25	921AB0250B	921AB0250B-TAG 05	5.40
38	921AB0380B	921AB0380B-TAG 05	4.20
50	921AB0500B	921AB0500B-TAG 02	3.20
75	921AB0750B	921AB0750B-TAG 02	2.70
100	921AB1000B	921AB1000B-TAG 02	2.35

AVAILABLE WITH OR WITHOUT SOLDER TAGS OR WITH WIRE FORMS



SEE 000 SERIES FOR heatsink DIMENSIONS

Performance figures are shown as an indication of a heatsinks actual performance. It is recommended that the effectiveness of any heatsink is tested in the specific operating environment in which it will be subjected





L. Soporte informático

Toda la información referente al proyecto se adjunta en formato CD siguiendo la estructuración definida a continuación

- Carpeta: Memoria y Anexos

Incluye la memoria y los anexos en formato PDF

- Carpeta: Datasheets

Incluye las hojas de características de todos los componentes en formato PDF

- Carpeta: Schematics y Layouts

Incluye los schematics del Orcad capture y los layouts del orcad layout de todas las placas PCB realizadas

