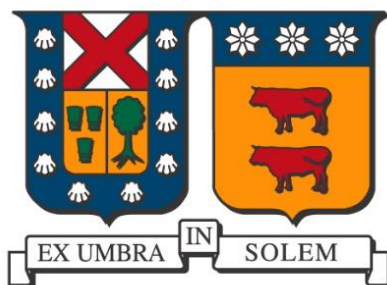


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA  
VALPARAÍSO - CHILE



“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE  
CONVERTIDOR DE POTENCIA PARA  
SUPERCAPACITORES DE AUTOS Y  
BUSES ELÉCTRICOS”

DIEGO FELIPE CABEZAS VÁSQUEZ

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE  
INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO MENCIÓN ELECTRÓNICA  
INDUSTRIAL

PROFESOR GUIA:  
PROFESOR CORREFERENTE:

MARCELO PEREZ LEIVA.  
FREDDY FLORES.

Diciembre – 2017

*A mis padres*

## **AGRADECIMIENTOS**

Este proyecto va dedicado a todas las personas que me ayudaron y apoyaron a seguir desarrollando esta memoria. Especialmente a mis padres por brindarme su cariño y paciencia para que pudiese terminar esta etapa en mi vida.

Este logro es en gran parte gracias a todos ustedes.

## RESUMEN

En este trabajo se analiza un prototipo de convertidor de potencia DC-DC reductor, el cual alimenta un supercapacitor de alta potencia para aplicaciones de transporte

Se diseña y simula el convertidor a utilizar con el fin de tener una estimación de los valores de corriente y tiempos de carga con los que se debe trabajar en condiciones nominales. Se gestiona la adquisición de los componentes requeridos para el convertidor y se construye. Se diseña y fabrica una placa de adaptación de señales de disparo mediante el software *ALTIUM DESIGNER*.

El convertidor se controla a través de un programa en C. Se implementa una interfaz para que el usuario pueda manejar y ver la información de los sensores a través del software *Control Desk*.

Para finalizar, se obtienen resultados a pequeña escala para corroborar los resultados obtenidos en la simulación.

## **ABSTRACT**

In this work, a prototype of a DC-DC reducer power converter is analyzed, which feeds a high power supercapacitor for transport applications.

The converter to be used is designed and simulated in order to have an estimate of the current values and load times with which it must work under nominal conditions. It manages the acquisition of the components required for the converter and is built. A trigger signal adaptation board is designed and manufactured using the ALTIUM DESIGNER software.

The converter is controlled through a program in C language. An interface is implemented so that the user can manage and view the information of the sensors through the Control Desk software.

Conclusively, small-scale results are obtained to corroborate the results obtained in the simulation.

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>9</b>
<b>ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR INTERLEAVED .....</b>	<b>12</b>
2.1.1 <i>Convertidor DC-DC Buck Bidireccional .....</i>	12
2.1.2 <i>Análisis Teórico Convertidor .....</i>	13
2.1.2 <i>Convertidor DC-DC Interleaved.....</i>	17
2.2 <i>Simulación.....</i>	18
2.2.1 <i>Configuración Interleaved .....</i>	18
2.2.3 <i>Simulación con Valores de Prueba en Laboratorio .....</i>	22
<b>DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN .....</b>	<b>24</b>
3.1 <i>Diseño .....</i>	24
3.1.1 <i>Diseño Componentes.....</i>	24
3.1.2 <i>Diseño Término.....</i>	26
3.1.3 <i>Diseño Mecánico.....</i>	27
3.2 <i>Diseño Circuito de Disparo. ....</i>	28
3.2.1 <i>Modulo .....</i>	28
3.2.2 <i>Esquemático y PCB.....</i>	28
3.2.3 <i>Diseño Placa Impresa .....</i>	31
3.3. <i>Armado.....</i>	32
<b>SETUP Y RESULTADO EXPERIMENTAL .....</b>	<b>34</b>
4.1 <i>Fuente de Voltaje .....</i>	34
4.2 <i>Convertidor .....</i>	35
4.3 <i>Carga RC .....</i>	35
4.4 <i>Circuito Disparo .....</i>	36
4.5 <i>Configuración dSPACE.....</i>	36
4.5.1 <i>Descripción .....</i>	37
4.5.2 <i>Modulación Señal dSPACE.....</i>	38
4.5.3 <i>Interfaz Usuario .....</i>	39
4.6 <i>Resultados Experimentales .....</i>	40
4.6.1 <i>Pruebas .....</i>	40
4.6.2. <i>Prueba sin desplazamiento entre Modulaciones.....</i>	41
4.6.3. <i>Prueba con desplazamiento entre Modulaciones.....</i>	41

<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>44</b>
5.1 Problemas Encontrados .....	44
5.2 Trabajos Futuros.....	44

## **ÍNDICE DE TABLAS**

<i>Tabla 1 Valores Simulación Nominales.....</i>	<i>18</i>
<i>Tabla 2 Valores Simulación Reales.....</i>	<i>22</i>
<i>Tabla 3 Correspondencia entre Pulsos y Puertos Salida dSPACE.....</i>	<i>37</i>

<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>46</b>
--------------------------	-----------

## **ANEXO**

A. ALTIUM DESIGNER.....	46
B. CODIGO MODULACIÓN dSPACE.....	50

# ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Convertidor Buck Bidireccional .....	12
Figura 2 Convertidor Buck Bidireccional Ampliado .....	13
Figura 3 Voltaje Salida, Corriente Inductor y Estado de Conducción, respectivamente .....	13
Figura 4 Voltaje Salida, Corriente Inductor y Estado de Conducción, respectivamente .....	15
Figura 5 Zonas de Funcionamiento en Modos de Conducción .....	17
Figura 6 Configuración Interleaved de 6 polos .....	18
Figura 7 Simulación Corriente Configuración Interleaved .....	19
Figura 8 Zoom Simulación Corriente Configuración Interleaved.....	19
Figura 9 Simulación Corriente Salida Configuración Interleaved .....	20
Figura 10 Zoom 1 Transiente Corriente Salida Configuración Interleaved.....	20
Figura 11 Zoom 2 Estado Estacionario Salida Configuración Interleaved .....	21
Figura 12 Simulación Voltaje del Supercapacitor.....	21
Figura 13 Simulación Pequeña Escala con un Ciclo de Trabajo 0,10.....	22
Figura 14 Simulación Pequeña Escala con un Ciclo de Trabajo 0,16.....	23
Figura 15 Inductor Modelo PQ3218-3R3-70-G .....	24
Figura 16 Semiconductor Modelo BSM 202F 4402 .....	25
Figura 17 Supercapacitor Modelo NMOD0094 P075 B02 .....	25
Figura 18 Diseño Térmico.....	26
Figura 19 Estimación del Diseño Mecánico.....	27
Figura 20 Modulo Señal de Disparo .....	29
Figura 21 PCB de un Modulo .....	30
Figura 22 Circuito Disparo Armado.....	31
Figura 23 Parte Trasera Circuito Disparo.....	31
Figura 24 Convertidor Armado .....	32
Figura 25 Conjunto Circuito Disparo, Convertidor y Ventilación .....	33
Figura 26 Setup Sistema.....	34
Figura 27 Fuente de Voltaje Keysight N8762A.....	34
Figura 28 Prototipo Final Armado .....	35
Figura 29 Conexión Carga RC .....	35
Figura 30 Conexión de Señales del Convertidor.....	36
Figura 31 Panel de Conexiones dSPACE .....	37
Figura 32 Ejemplo Modulación dSPACE .....	38
Figura 33 Interfaz referencia 0 .....	39
Figura 34 Interfaz referencia 0,22 .....	39
Figura 35 Circuito Completo en Funcionamiento.....	40
Figura 36 Prueba Sin Desplazamiento .....	41
Figura 37 Prueba D=0,10 .....	42
Figura 38 Prueba D=0,16 .....	43
Figura 39 Esquemático Modulo .....	47
Figura 40 Demultiplexor de Modulo.....	48
Figura 41 Gerber Circuito Disparo.....	49

En la actualidad el uso del vehículo como medio de transporte diario es algo que está totalmente integrado a la sociedad. Casi la totalidad de la energía consumida por el transporte proviene de derivados del petróleo, lo que supone una dependencia extrema de este combustible y, por lo tanto, considerando el actual escenario resulta evidente pensar que se debe buscar una forma alternativa de energía para alimentar los vehículos.

Una de alternativas es la utilización de accionamientos electrónicos en vehículos. Aunque el sistema de propulsión de vehículos comenzó a tomar fuerza a principios de los años 70's ha tenido un importante desarrollo desde entonces. En años recientes los avances en la tecnología de sistemas de propulsión han renovado el interés en los vehículos eléctricos, sobretodo en el tema de propulsión eléctrica, con el fin de reducir las emisiones contaminantes que emanan de los vehículos.

Una de las tecnologías de almacenamiento de energía utilizada por estos vehículos es la de los supercapacitores. Los supercondensadores, también conocidos como condensadores electroquímicos de doble capa, pseudo-capacitores o ultracapacitores, son dispositivos electroquímicos con características eléctricas que proporcionan un rendimiento que se sitúa entre las capacidades de almacenamiento de condensadores tradicionales y baterías recargables. La forma más común de un supercapacitor es el capacitor eléctrico de doble capa (EDLC), que almacena energía electrostática a través de la separación de carga en un interface de doble capa entre un electrodo conductor y un electrólito. Los supercondensadores tienen una baja resistencia serie equivalente ofreciendo rapidez de carga/descarga y así diferenciarse de las baterías recargables.

Los dispositivos EDLC proporcionan larga duración y mínimo deterioro tras cientos de miles de ciclos de carga para mejorar las prestaciones de las baterías recargables, que se degradan en unos pocos años o tras unos cuantos miles ciclos de carga. Estos dispositivos se benefician de la rapidez de carga de condensadores estándares, pero con el incremento de capacidad de almacenamiento asociado a las baterías.

En comparación con otras tecnologías, los supercondensadores tienen la máxima densidad de energía alcanzando valores hasta 10000 veces superiores a los de los condensadores electrolíticos. Sin embargo, esta densidad sólo es el 10% de una batería convencional y hay otras baterías que pueden dotar de capacidades totales mucho más mayores.

Donde los supercondensadores vencen a las baterías es en la densidad de potencia, que se identifica con la velocidad a la que puede llegar la energía en la carga. La baja resistencia serie equivalente de los supercondensadores (medida en miliohmios) hace posible una carga rápida sin necesidad de circuitería de protección, mientras que su capacidad de descarga igualmente rápida permite responder a la demanda de aplicaciones de potencia de

pulso y asistencia de batería. Además, los supercondensadores carecen de limitación de ciclo de carga/descarga, con el consecuente ahorro de coste de una “larga vida” sin tareas de mantenimiento. Además de tener una mayor vida útil.

Los supercondensadores también tienen mayor atractivo que las baterías en cuanto a su impacto medioambiental, ya que no contienen plomo ni otras sustancias potencialmente nocivas y, por lo tanto, cumplen las directivas de la Unión Europea, como RoHS.

Como se mencionó, los supercapacitores poseen un tiempo de carga y descarga muy menor con comparación con las baterías y tienen una vida prácticamente ilimitada, además de no poseer ningún control complejo. Por todas estas características esta tecnología es utilizada en muchos sectores como, por ejemplo: como apoyo eléctrico cubriendo interrupciones del suministro de poca duración, estabilizador de tensiones, dispositivos de carga momentánea, suavizado de energía.

Por último, esta tecnología se ha adaptado con el uso de vehículos híbridos (HEV). En este caso, se utilizarán ambas tecnologías en conjunto a fin de poder cargar y descargar mediante un convertidor dc-dc un supercapacitor destinado a un vehículo híbrido. El mejoramiento de un sistema de propulsión eléctrica debe lograrse optimizando dos aspectos: el topológico [1] [2] y el de control.

En el aspecto topológico se utiliza un convertidor DC-DC. Se llama convertidor DC-DC a un dispositivo que transforma corriente continua de una tensión a otra también continua. Suelen ser reguladores de conmutación, dando a su salida una tensión regulada y, la mayoría de las veces con limitación de corriente. Se tiende a utilizar frecuencias de conmutación cada vez más elevadas porque permiten reducir la capacidad de los condensadores, con el consiguiente beneficio de volumen, peso y costo.

Estos convertidores simplifican la alimentación de un sistema, porque permiten generar las tensiones donde se necesitan, reduciendo la cantidad de líneas de potencia necesarias. Además, permiten un mejor manejo de la potencia, control de tensiones de entrada, aumento de armónicas y un aumento en la seguridad. Tienen gran eficiencia.

Son varios los tipos de convertidores DC-DC existentes. Normalmente se clasifican en tres grupos: los que disminuyen la tensión a su salida (convertidor reductor), los que aumentan la tensión a su salida (convertidor elevador) y los que son capaces de realizar ambas funciones.

En este proyecto se dispone de la fuente de energía para un HEV la cual es un supercapacitor, por lo que se estudia que convertidor utilizar para dicho supercapacitor que tiene una capacidad de 94 [F] y 75 [V]. Se utiliza esta tecnología para el diseño e implementación de un prototipo de convertidor de potencia para el uso de vehículos eléctricos.

Para seleccionar que topología de convertidor y los elementos del mismo analiza las potencias [3], corrientes y voltajes a los que estos estarán sometidos, además de otros tipos de condiciones, como, por ejemplo: que sea un convertidor bidireccional [4], tiempos de carga/descarga, masa y volumen adecuado, costo razonable, confiabilidad y robustez, etc.

Se analiza el tipo de control que se necesitara a fin de mantener los rangos de las variables deseados, los cuales son 75 [V] nominales. Se busca un control que sea fácil de implementar y que tenga un buen desempeño en el manejo de convertidor.

Posteriormente, se analiza la parte física del convertidor, es decir, ver que el cumpla con las dimensiones espaciales deseadas a fin de que pueda acoplarse de forma adecuada al supercapacitor y que sea lo suficientemente robusto y confiable para aguantar el estrés al que será sometido durante su uso, como diversas vibraciones y movimientos propios de estar acoplado en un vehículo en movimiento.

Luego de todos los pasos ya mencionados realizados se pasa a la etapa de armado del convertidor. En esta etapa se realizan todas las comprobaciones empíricas para corroborar que las simulaciones y supuestos se cumplen con fin de ajustar algunos parámetros de ser necesario.

El principal objetivo de este trabajo es construir un convertidor de potencia que permita la carga y descarga del supercapacitor. Se debe identificar una topología de convertidor, realizar una simulación y la construcción del mismo, esto conlleva a su vez un diseño y construcción de un circuito de disparo que permita el control del convertidor.

Debido a que los 2 factores dados y sin posibilidad de ser modificados son: la alimentación (400 [V] CC) y el supercapacitor de 94 [F] ya mencionado, se llega a los siguientes requerimientos para el trabajo:

- El diseño debe considerar una potencia nominal de 25[KW]
- Utilización de semiconductores que permitan trabajar con altos niveles de corriente y tensión.
- Poseer una eficiencia de al menos un 80%.
- Contar con una modulación de control sencilla.
- Ser de tamaño y peso reducido.

## Capítulo 2

### ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR INTERLEAVED

La topología de convertidor a utilizar es un *Buck* bidireccional, ya que se requerirá la reducción de un voltaje DC para cargar el supercapacitor. Este tipo de convertidor como su nombre lo indica es capaz de disminuir la tensión (*Buck*) y, además es capaz de manejar corrientes en ambos sentidos. Estos 2 modos de funcionamiento se utilizarán de para la carga y descarga del supercapacitor respectivamente. En este capítulo se realiza un análisis y se provee una explicación de cómo funciona este convertidor, tanto es su modo de conducción continua como discontinua, además de cuando se producen cada tipo de conducción.

#### 2.1.1 Convertidor DC-DC Buck Bidireccional

A modo de explicación, la reducción de la tensión se logra abriendo y cerrando el circuito de forma que el voltaje medio disminuye conforme disminuye el tiempo en cual el circuito se mantiene cerrado. Más adelante se ahondará en el tema y se explicará matemáticamente cómo se comporta el convertidor.

Se analizó la posibilidad de otras topologías, pero se optó por esta configuración debido a su sencillo funcionamiento, buena eficiencia y sencillo control mediante una PWM.

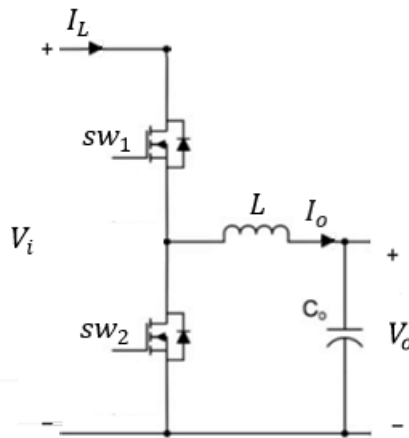


Figura 1 Convertidor Buck Bidireccional

En la figura 2 se ve la versión ampliada de la figura 1, se puede ver como el recuadro derecho corresponde al convertidor *buck* directo, mientras que el recuadro izquierdo es el convertidor *buck* inverso.

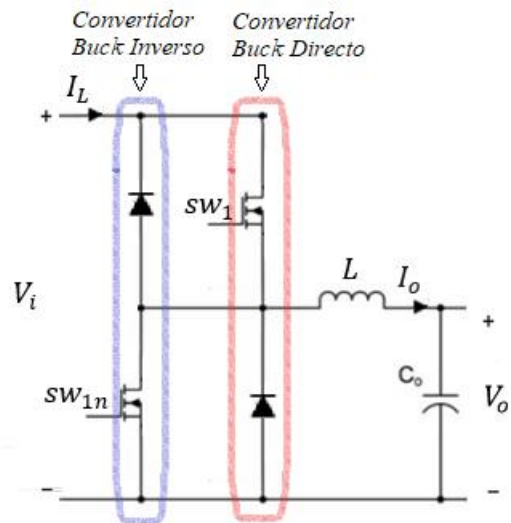


Figura 2 Convertidor Buck Bidireccional Ampliado

### 2.1.2 Análisis Teórico Convertidor

En esta sección se analiza de forma matemática el comportamiento del convertidor en su función de reducción de voltaje, tanto en su modo continuo como en su modo discontinuo.

#### a) Modo Continuo

Este modo se refiere a cuando la corriente que pasa por inductor nunca llega a cero como se muestra en la figura 3

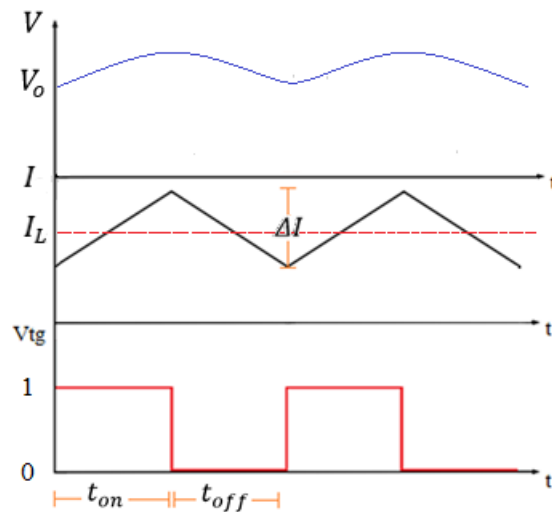


Figura 3 Voltaje Salida, Corriente Inductor y Estado de Conducción, respectivamente

El voltaje en el inductor es:

$$V = L \frac{di}{dt}$$

Y suponiendo que la corriente del inductor aumenta de forma lineal en un tiempo  $t_1$

$$V_i - V_o = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = \frac{\Delta I}{t_{on}}$$

Es decir:

$$t_{on} = L \frac{\Delta I}{V_i - V_o}$$

De forma equivalente, la corriente baja entre  $t_{on}$  y  $t_{off}$

$$-V_o = -L \frac{\Delta I}{t_{off}}$$

Debido a que se desea que las variaciones de corrientes sean iguales se llega a:

$$\Delta I = t_o \frac{V_i - V_o}{L} = V_o \frac{t_{off}}{L}$$

Y sabiendo:

$$t_{on} = DT \wedge t_{off} = (1 - D)T$$

Se llega a:

$$V_o = DV_i$$

$$\Delta I = V_o \frac{(1 - D)T}{L}$$

## b) Modo Discontinuo

Al contrario, el modo discontinuo como su nombre lo indica, es cuando la corriente en el inductor si cae a cero durante algún momento del periodo, como se ve en la figura 4. Se analizará el caso discontinuo con un  $V_i$  constante.

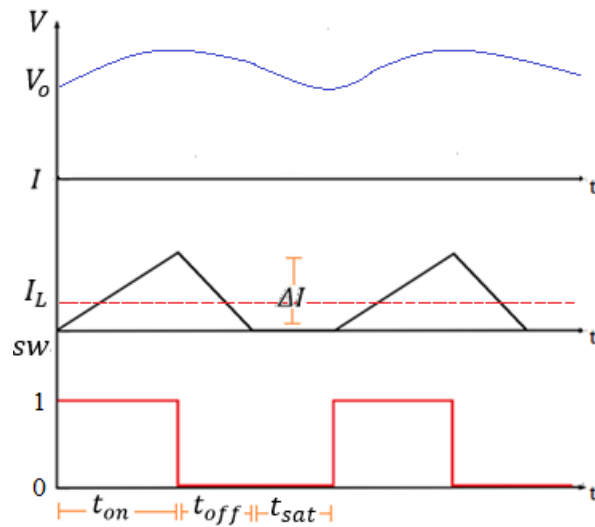


Figura 4 Voltaje Salida, Corriente Inductor y Estado de Conducción, respectivamente

Como se estableció en el punto anterior la ecuación para la corriente media en el límite de conducción es:

$$I_{Lmean} = \frac{(V_i - V_o)DT}{2L} = \frac{(1 - D)V_iDT}{2L}$$

Con esta ecuación nos damos cuenta de que la figura 5 muestra el trazado de la corriente en relación con el trabajo D, cuando  $V_i$  y los demás parámetros son constantes. Se muestra que la corriente de salida requerida para mantener un modo continuo de conducción, es máxima en  $D = 0.5$ , por lo tanto:

$$I_{lo} = \frac{V_i T}{8L}$$

Y la corriente máxima es igual a:

$$I_{Lmax} = \frac{(V_i - V_o)DT}{L}$$

$$L \frac{I_{Lmax}}{t_{off}} = -V_o \rightarrow t_{off} = \frac{L I_{Lmax}}{V_o} = \left( \frac{V_s}{V_o} - 1 \right) DT$$

$$I_o = \frac{1}{T} \left( \frac{I_{Lmax} t_{on}}{2} - \frac{I_{Lmax} t_{off}}{2} \right)$$

$$I_o = \frac{I_{Lmax}}{2T} \left( DT + \frac{V_i}{V_o} DT - DT \right)$$

$$\therefore I_o = \frac{I_{Lmax}}{2} \left( \frac{V_i}{V_o} D \right) = \frac{(V_i - V_o)}{2L} D^2 T \left( \frac{V_i}{V_o} \right)$$

Y sabiendo que  $T = \frac{1}{f}$  con Ley de Ohm se llega a:

$$V_o = (V_i - V_o) \frac{RD^2}{2Lf} \left( \frac{V_i}{V_o} \right)$$

$$V_o^2 + \frac{RD^2}{2Lf} V_i V_o - \frac{RD^2}{2Lf} V_i^2 = 0$$

$$V_o = -\frac{RD^2}{4Lf} V_i \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R^2 D^4}{4L^2 f^2} V_i^2 + \frac{2RD^2}{Lf} V_i^2}$$

$$V_o = -\frac{RD^2}{4Lf} V_i \pm \frac{RD^2}{4Lf} V_i \sqrt{1 + \frac{8Lf}{RD^2}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{RD^2}{4Lf} \left( \sqrt{1 + \frac{8Lf}{RD^2}} - 1 \right)$$

Definiendo  $K_p = \frac{R}{2Lf}$

Por lo cual los casos extremos son:

$$\frac{V_o}{V_i} = 0 \quad D = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K_p}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{4}{K_p}} - 1 \right) \quad D = 1$$

c) Límite entre Conducción Continua y Discontinua

Ahora bien, la corriente media por el inductor es:

$$I_{Lmean} = \frac{\Delta I}{2}$$

Por lo tanto, para que se mantenga en límites de conducción continua se debe cumplir:

$$I_{Lmean} = \frac{(V_i - V_o)DT}{2L}$$

Por lo tanto, para una conducción continua, con un conjunto de valores dados ( $V_i, V_o, D, T, L$ ) si la corriente de salida media se vuelve menor que  $I_{lo}$  se pasará a un modo de conducción discontinuo.

En la figura 5 se puede apreciar cómo se comporta el convertidor en relación con el ciclo de trabajo.

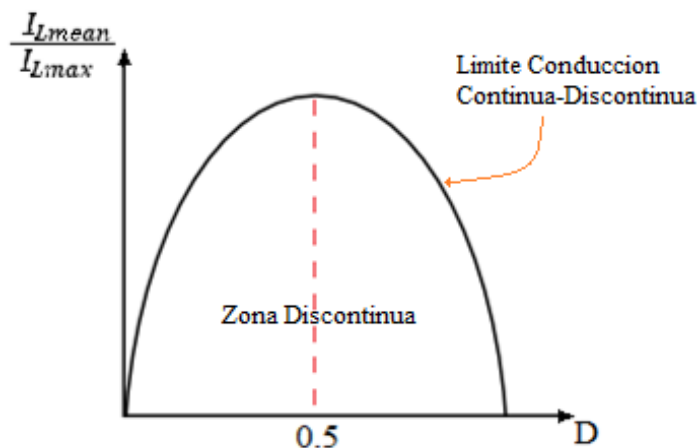


Figura 5 Zonas de Funcionamiento en Modos de Conducción

### 2.1.2 Convertidor DC-DC Interleaved

La configuración normal del convertidor *Buck* Bidireccional funciona bien para aplicaciones de baja tensión y corrientes de hasta 25 [A], ya que a mayores niveles de corriente la potencia disipada y eficiencia comienzan a ser un problema. Debido a que esta aplicación trabajara con valores de potencia muy por encima de estos valores se utilizara una configuración de múltiples fases, esta configuración recibe el nombre de *interleaved*. Esta configuración consiste en una serie de convertidores *Buck* bidireccionales conectados en paralelo con un condensador único de salida como se puede ver en la figura 6. Esta configuración reduce de forma significativa el *ripple* de corriente de salida, además de reducir la temperatura que alcanzan los componentes [5]. La figura 6 muestra este tipo de configuración.

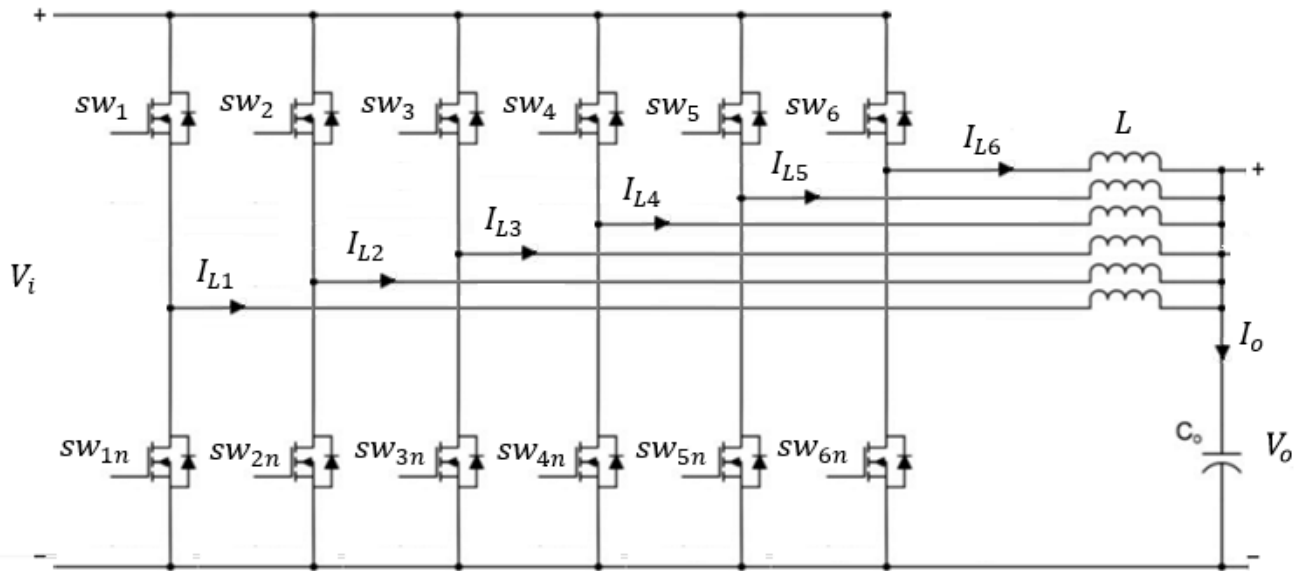


Figura 6 Configuración Interleaved de 6 polos

## 2.2 Simulación

Se realiza una simulación usando el software *MATLAB/Simulink* versión R2016a. Mediante la simulación se puede apreciar que se producen 2 fenómenos poco deseables. Primero, la magnitud de la corriente es muy grande lo cual limita considerablemente los componentes que se tendrán que utilizar. Segundo, se produce un efecto *ripple* de corriente muy grande, idealmente se quiere una corriente mucho más continua.

En esta primera simulación se prueba con la configuración de un polo, es decir, un solo convertidor *Buck* bidireccional. Con esta configuración se llegan a corrientes de alrededor de 200 [A], lo cual será un problema a la hora de comprar componentes que resistan estas corrientes, debido a esto, se procede a simular una configuración interleaved de 6 polos, de esta forma la corriente de salida  $I_o$  se divide en 6, y así cada polo tiene que ser capaz de resistir un sexto de esa corriente, con lo cual se amplía el espectro de componentes a comprar.

### 2.2.1 Configuración Interleaved

Se procede a simular esta nueva configuración. Los valores a utilizar se adjuntan en la tabla siguiente:

Frecuencia Conmutación	13000 Hz
Voltaje de Alimentación	400 V
Condensador	94 F
Inductores	94 mH
Ciclo de Trabajo	50%
Paso de Simulación	1 $\mu$ S

Tabla 1 Valores Simulación Nominales

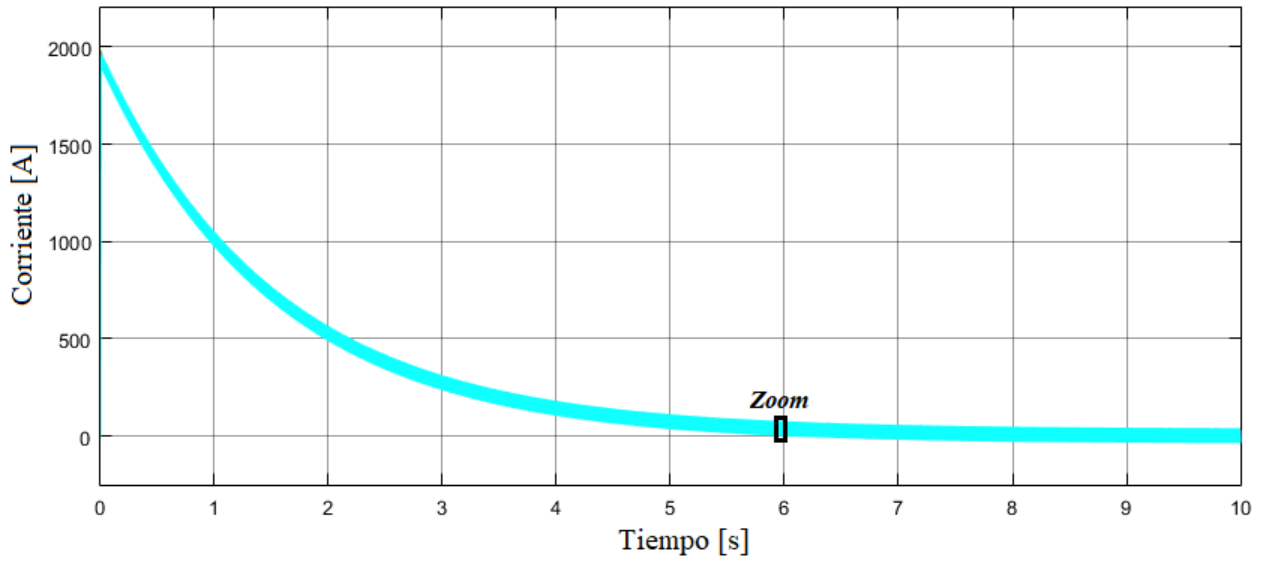


Figura 7 Simulación Corriente Configuración Interleaved

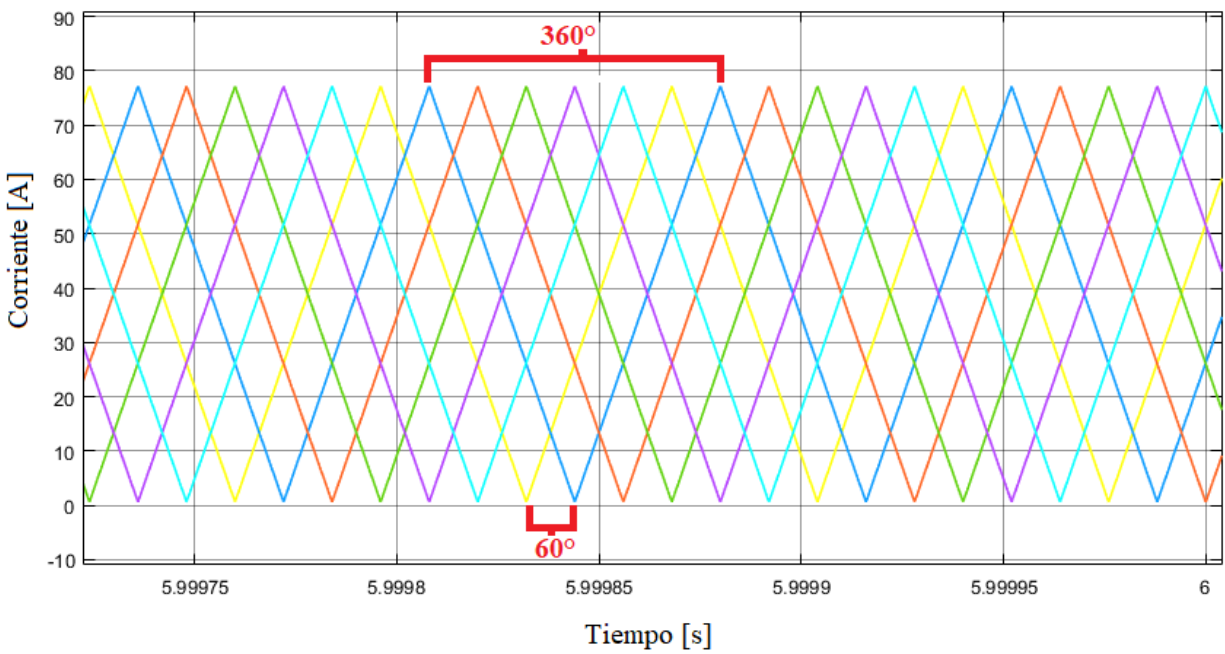


Figura 8 Zoom Simulación Corriente Configuración Interleaved

La figura 7 muestra el comportamiento de las corrientes de salida, mientras el zoom de estas corrientes es mostrado en la figura 8 se puede apreciar como las distintas corrientes están desfasadas en  $60^\circ$ , lo cual permitirá que al ser sumadas se consiga eliminar mutuamente los *peaks*, y así, tener una corriente final más continua.

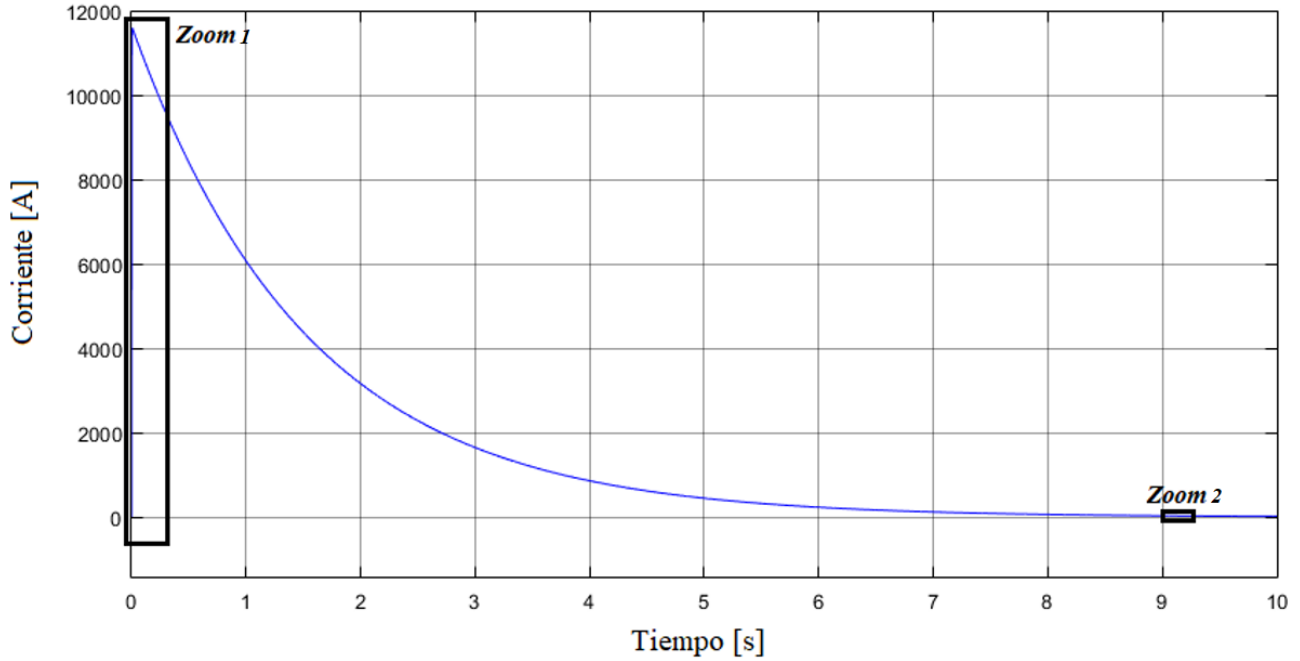


Figura 9 Simulación Corriente Salida Configuración Interleaved

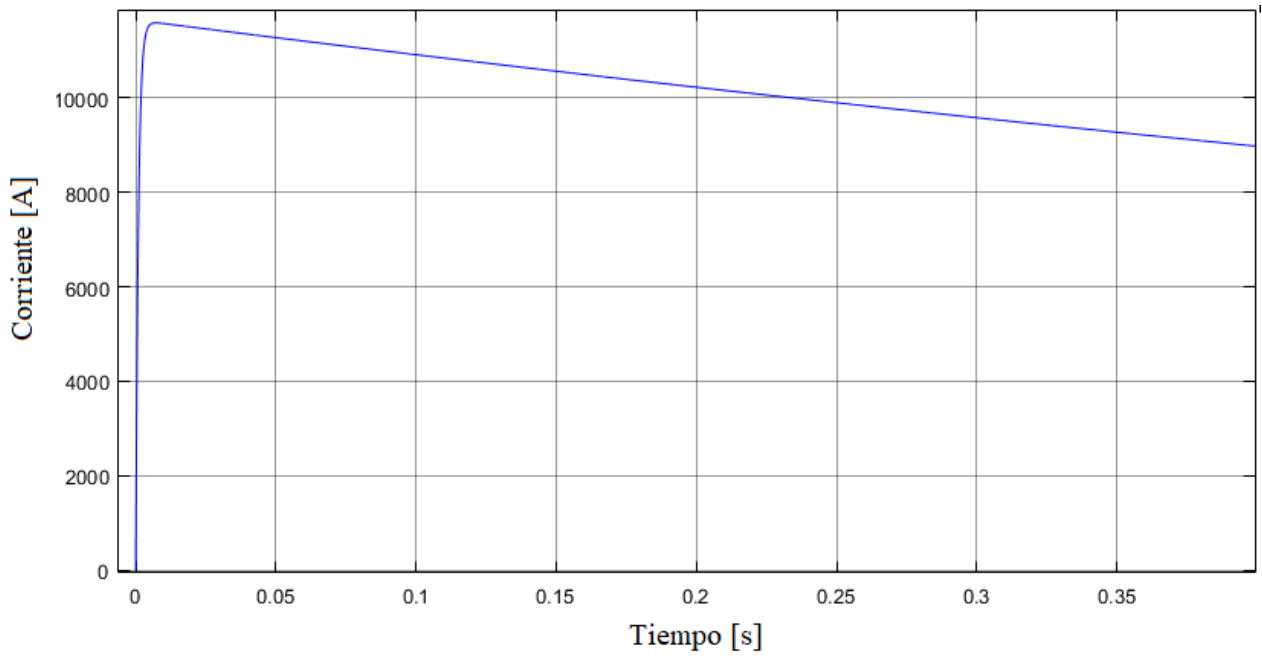
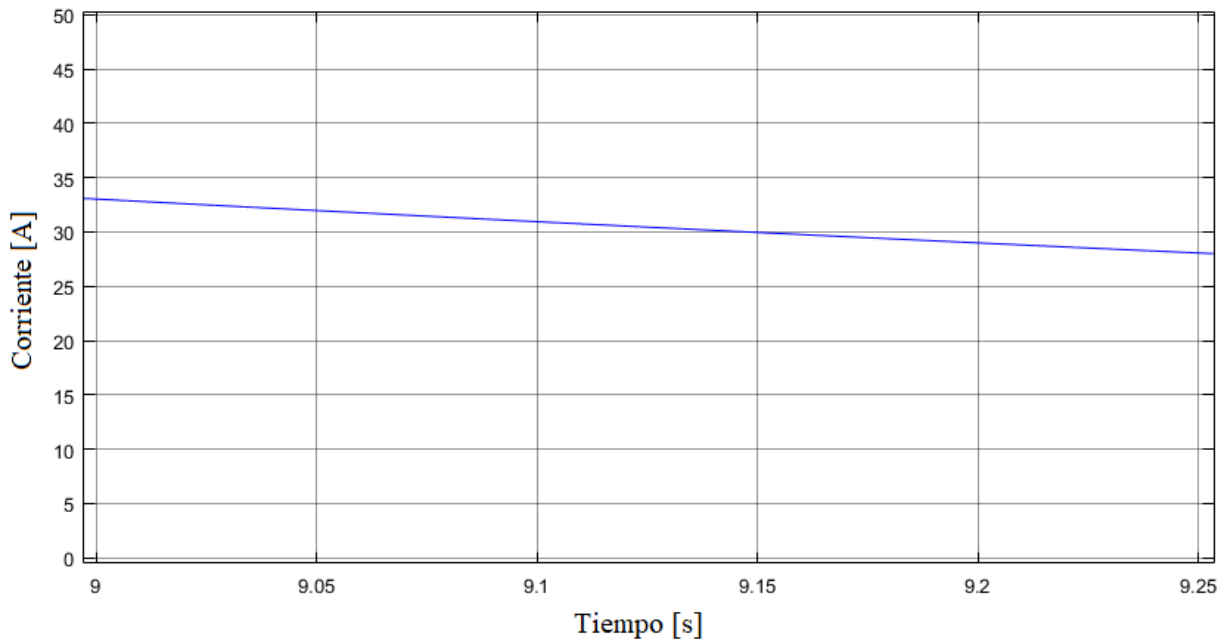
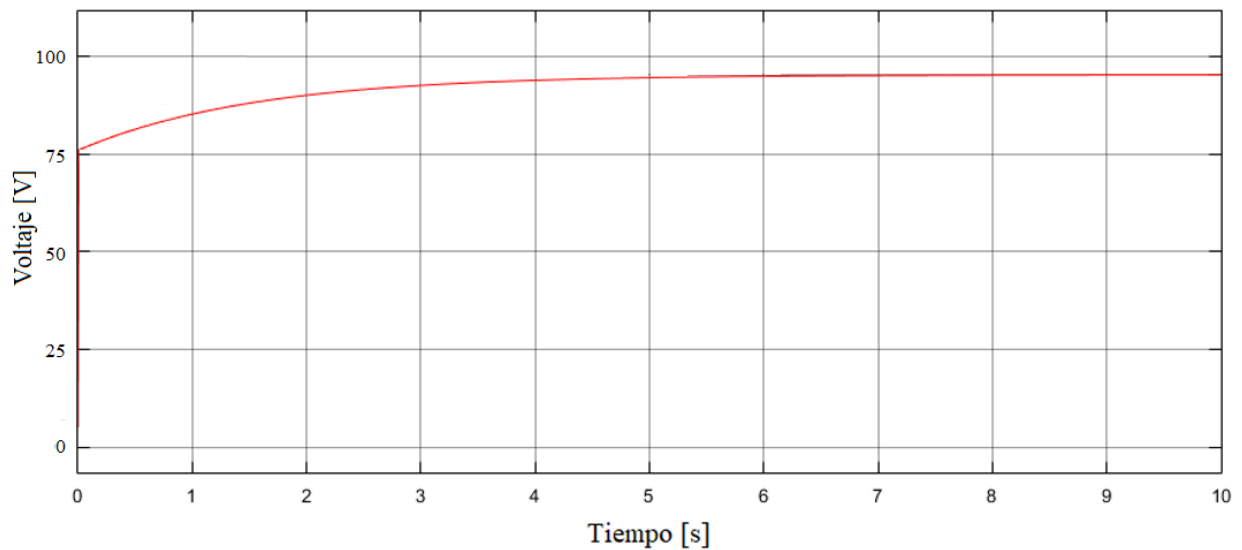


Figura 10 Zoom 1 Transiente Corriente Salida Configuración Interleaved

En las figuras 9, 10, 11 y 12 se puede ver como se cumple lo que se mencionó anteriormente, que efectivamente la corriente total se mucho más limpia.



*Figura 11 Zoom 2 Estado Estacionario Salida Configuración Interleaved*



*Figura 12 Simulación Voltaje del Supercapacitor*

Con esta configuración se alcanzan valores más alcanzables en laboratorio, tanto en el sentido técnico, como por motivos de seguridad. Pero se ve muy restringida las alternativas de semiconductores a comprar para realizar el proyecto. Por lo cual se realiza otra simulación. Y ya en esta tercera prueba se procede a ver la cantidad máxima de polos realizables con la condición que el convertidor sea más pequeño que el supercapacitor. Con esto se llega a que para minimizar las corrientes por pierna y así tener más alternativas a la hora de comprar los semiconductores y bobinas hay que utilizar 6 polos en la configuración interleaved.

Como era de esperar la corriente se divide entre las 6 piernas, con lo cual aumentan las opciones de encontrar componentes adecuados. Y además, como la corriente que llega al supercapacitor es la suma de las 6 corrientes desfasadas, al sumarlas como se aprecia en la figura 9 resulta una corriente muchísimo más constante que en el otro caso.

### 2.2.3 Simulación con Valores de Prueba en Laboratorio

Se realiza una simulación con los valores de prueba reales que se utilizan en el laboratorio, los cuales serán magnitudes más pequeñas por motivos de seguridad y ajustando los parámetros a valores disponibles comercialmente. Esta simulación tendrá una carga RC en paralelo.

Frecuencia Conmutación	6944 Hz
Voltaje de Alimentación	48 V
Condensador	5100 $\mu$ F
Resistencia	10 $\Omega$
Inductores	6,6 mH

Tabla 2 Valores Simulación Reales

Se realizan simulaciones variando el ciclo de trabajo para ver cómo se comporta la corriente de salida. En las siguientes imágenes se ven los resultados, mostrando el ciclo de trabajo, corriente en un polo y corriente total de salida respectivamente.

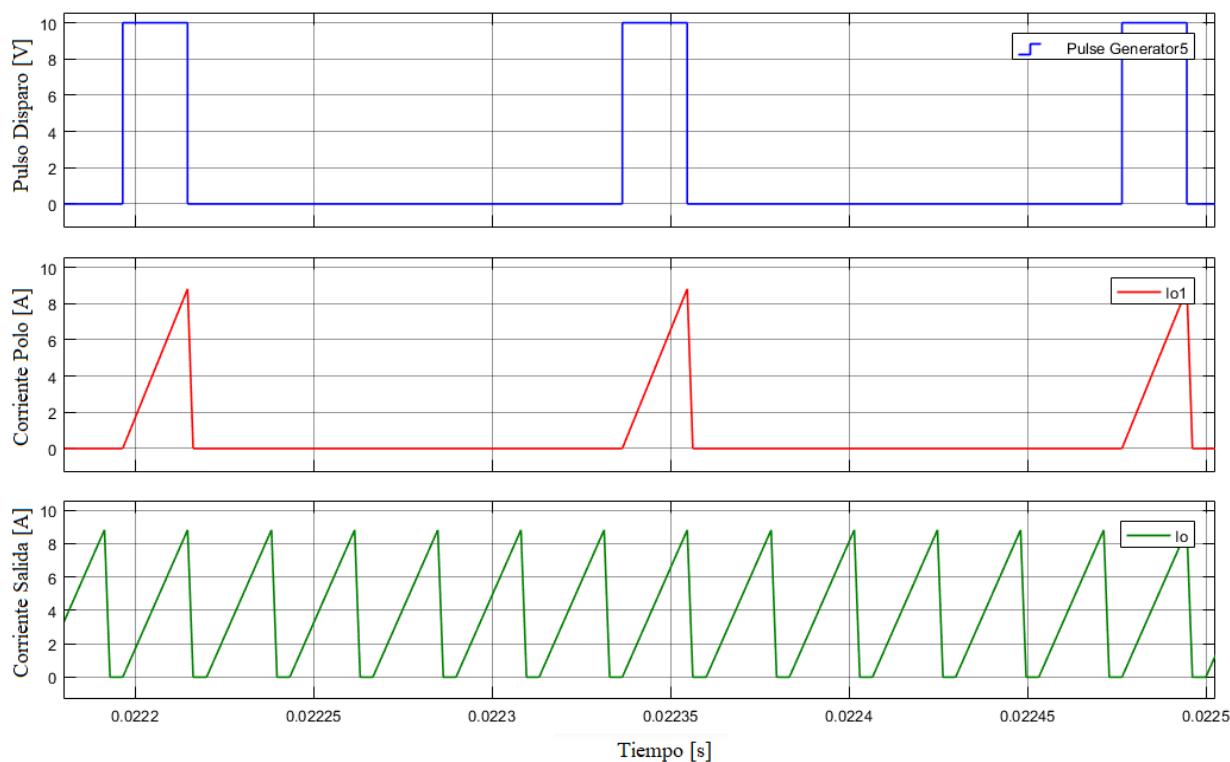
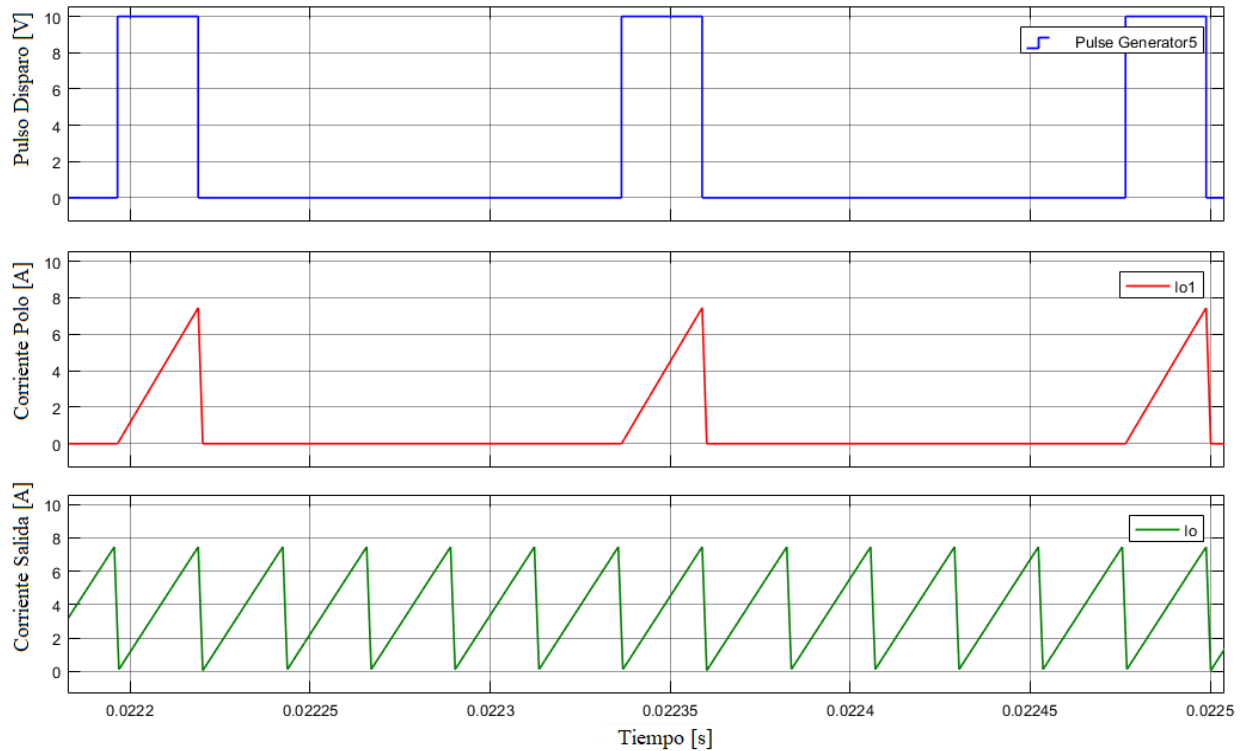


Figura 13 Simulación Pequeña Escala con un Ciclo de Trabajo 0,10

En la figura 13 se puede ver como en este valor el convertidor no está trabajando en zona de conducción continua. Se puede apreciar esto ya que hay momentos en que la corriente de salida es cero.



*Figura 14 Simulación Pequeña Escala con un Ciclo de Trabajo 0,16*

Mientras que en la figura 14 se observa como el convertidor está en el punto límite entre conducción continua y discontinua, esto en un ciclo de trabajo de 0,16, esto debido a que se está trabajando a una frecuencia y tensión más pequeña, mucho más distante a la cual se diseñó el convertidor para operar en modo continuo.

## Capítulo 3

### DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

En esta sección se especifica el diseño de los componentes para la realización del convertidor, además de mostrar un bosquejo del diseño final. También se indica cómo se controla el convertidor.

#### 3.1 Diseño

Se calculan los valores de los componentes y se ven las alternativas de dichos componentes que existen en el mercado.

##### 3.1.1 Diseño Componentes

###### a) Inductores

Para calcular el valor de los inductores hay que tener en consideración que la corriente por cada uno de ellos será de aproximadamente 60 [A] y se usará una fuente de 400 [V], la cual cargará el supercapacitor al 80% de su capacidad, es decir, 60 [V]. Además, teniendo en cuenta que se usará como mínimo una frecuencia de conmutación de 30 [KHz] y se desea un delta de corriente no muy grande, de 5%. Ya con todos estos datos se procede a calcular el inductor, sabiendo:

$$V = L \frac{di}{dt}$$

La cual luego de manipularla matemáticamente resulta:

$$L = \frac{V_o(V_i - V_o)}{fV_i\Delta I}$$

Reemplazando con los valores ya mencionados, se obtiene que los inductores deben ser de al menos 0,56 [mH]. En mercado hay disponibles de un valor 0,33[mH] por lo cual se adquieren 2 para conectar en serie. La figura 15 muestra en detalle las medidas.

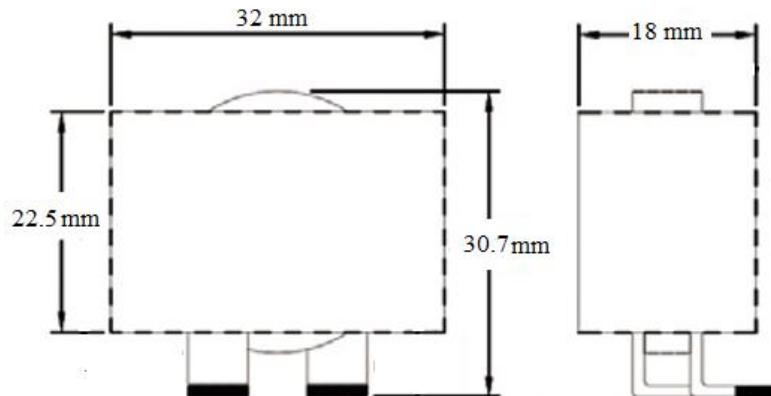


Figura 15 Inductor Modelo PQ3218-3R3-70-G

b) *Semiconductores*

Los semiconductores utilizados son SIEMENS modelo BSM 202F 4402, mostrado en la figura 16. Los requerimientos son que sean IGBT de potencia y que al menos puedan resistir un voltaje inverso de 400 [V], que será el voltaje de alimentación. Mediante el *datasheet* se verifica que esos semiconductores resisten 600 [V] voltaje inverso, una corriente de 114 [A] y permite trabajar a alta frecuencia, por lo tanto, cumple los requerimientos.

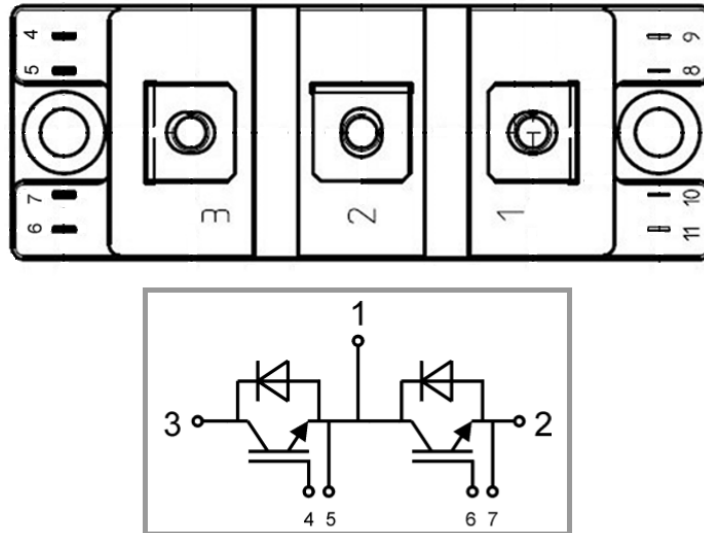


Figura 16 Semiconductor Modelo BSM 202F 4402

c) *Supercapacitor*

El supercapacitor a utilizar es un módulo Maxwell NMOD0094 P075 B02 [6], el cual tiene una capacitancia de 84 [F] y una capacidad de voltaje nominal de 75 [V].

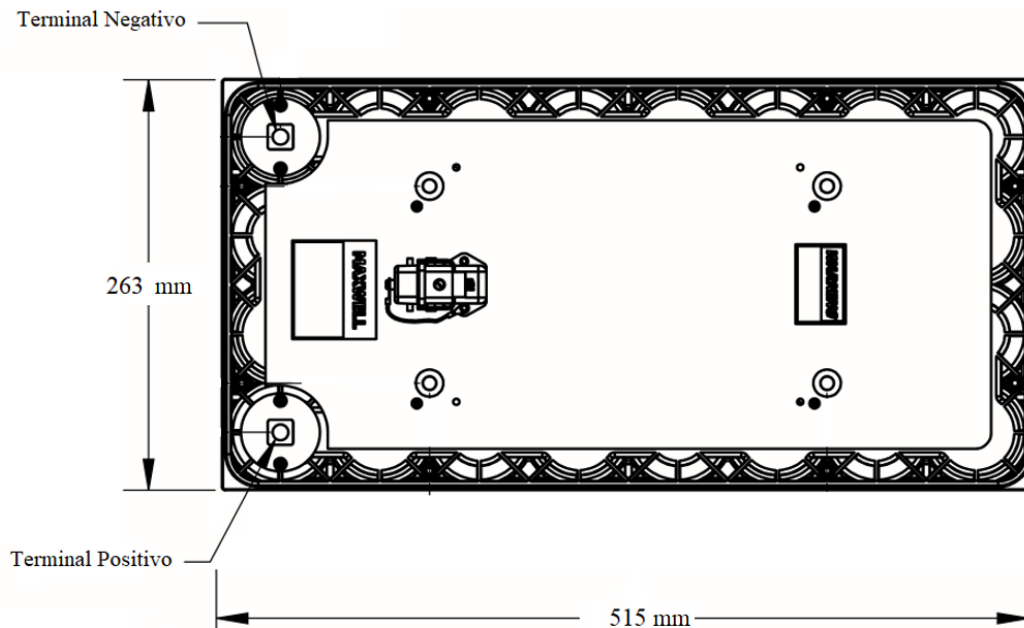


Figura 17 Supercapacitor Modelo NMOD0094 P075 B02

### 3.1.2 Diseño Término

Es necesario el diseño de un disipador para manejar el calor generador por el convertidor. Para esto, se realiza el equivalente eléctrico mostrado en la figura 18.

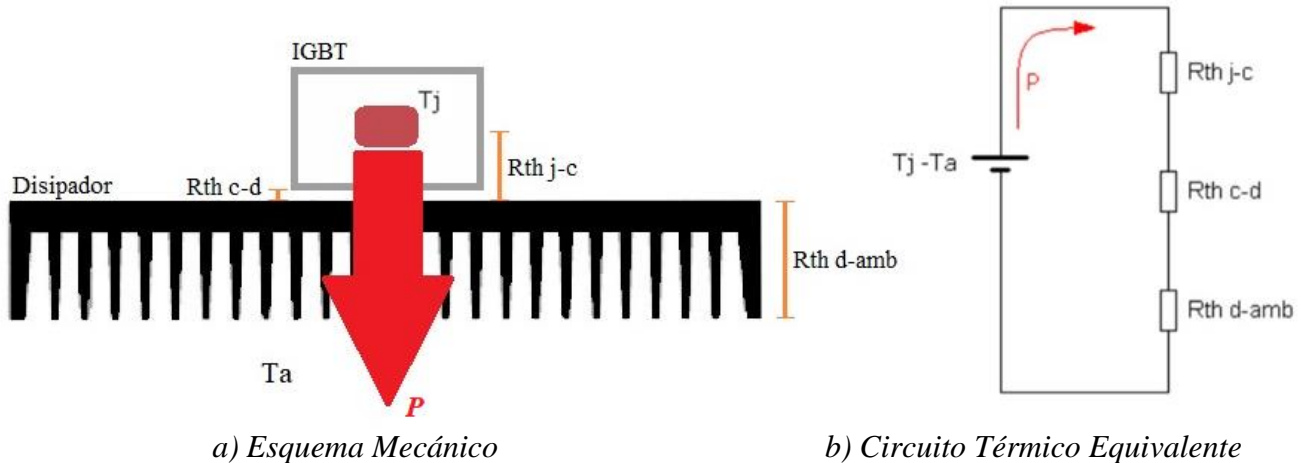


Figura 18 Diseño Térmico

Donde cada valor es:

- $R_{th\ j-c}$ : Resistencia térmica entre la juntura y el semiconductor
- $R_{th\ c-d}$ : Resistencia térmica entre el semiconductor y el disipador
- $R_{th\ d-amb}$ : Resistencia térmica entre el disipador y el aire.
- $T_a$ : Temperatura aire circulante.
- $T_j$ : Temperatura de la unión semiconductora.
- $P$ : Potencia en forma de calor.

Los datos se obtienen del *datasheet* del semiconductor, siendo la incógnita el valor  $R_{th\ d-amb}$  el cuál es el valor máximo de resistencia térmica del disipador a utilizar.

- $R_{th\ j-c}$ : 0,38 [°C /W]
- $R_{th\ c-d}$ : 1 [°C /W]
- $T_a$ : 30 °C
- $T_j$ : 150 °C
- $P$ : 40 [J]

Reemplazando estos datos en el sistema circuital equivalente expuesto en la figura 18.b, se llega a la siguiente ecuación:

$$(R_{th\ j-c} + R_{th\ c-d} + R_{th\ d-amb})P = T_j - T_a$$

$$R_{th\ d-amb} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th\ j-c} + R_{th\ c-d})$$

$$R_{th\ d-amb} = \frac{120}{40} - (0.38 + 1) = 1,62$$

Con lo cual se obtiene una resistencia térmica de 1,62 [°C/W]

Para el disipador se tiene como limitante principal el tamaño, ya que este debe ser de máximo 25cm. de alto. Pensando en esta limitante, se ve un disipador cuyas medidas son 20x25x4 cm. Y con su *datasheet* [7] se ve que su resistencia térmica es de 0.28 [°C/W] lo cual efectivamente es menor a los 1,62 [°C/W] que se requerían.

Finalmente se compraron 6 ventiladores de 4x4 cm con lo cual calzan perfectamente con la altura del disipador y además necesitan 5 [V] de alimentación al igual que el circuito de disparo. Cabe destacar que con esta ventilación forzada el valor de resistencia térmica del disipador seleccionado bajara a un valor de 0.1 [°C/W] lo cual garantiza una mejor ventilación.

### 3.1.3 Diseño Mecánico

Ahora bien, para la distribución de los componentes se debe tener en cuenta que el convertidor debe ser de igual o menor medida que el disipador, y este a su vez debe ser más pequeño que el supercapacitor que se desea cargar el cual tiene una superficie utilizable de 38x21cm.

Por lo cual finalmente, se utiliza el siguiente diagrama mecánico.

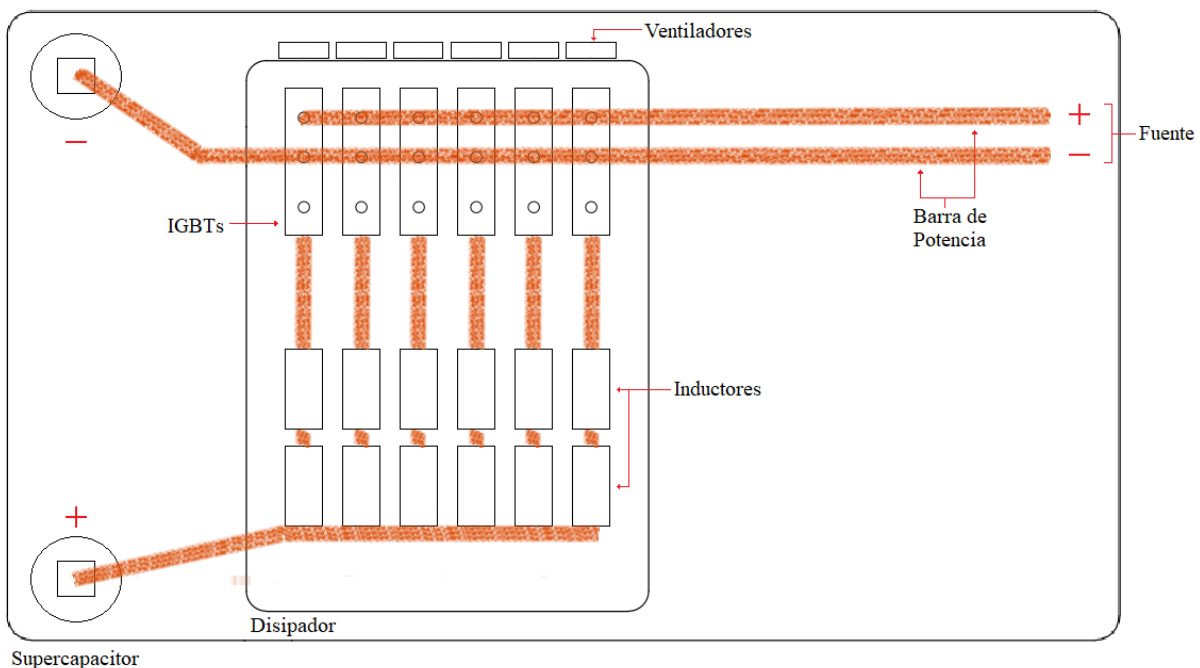


Figura 19 Estimación del Diseño Mecánico

En la figura 19 se puede ver una estimación a grueso modo de la distribución. Se ve el supercapacitor, el cual tiene montado sobre él el disipador y encima de este el convertidor. Se aprecia como cumple los requerimientos de tamaño necesarios para el armado de este prototipo.

### 3.2 Diseño Circuito de Disparo.

El convertidor debe ser controlado. Por lo cual en esta sección se ahonda en la manera en la cual se realiza este control.

#### 3.2.1 Modulo

Para el diseño de este circuito de disparo se comienza de la base que debe ser modular, debido a que se debe replicar 12 veces para los correspondientes 2 semiconductores de las 6 piernas. Además, de forma similar que el caso anterior, este circuito debe ser lo suficientemente pequeño para poder instalarse sobre el convertidor ya diseñado.

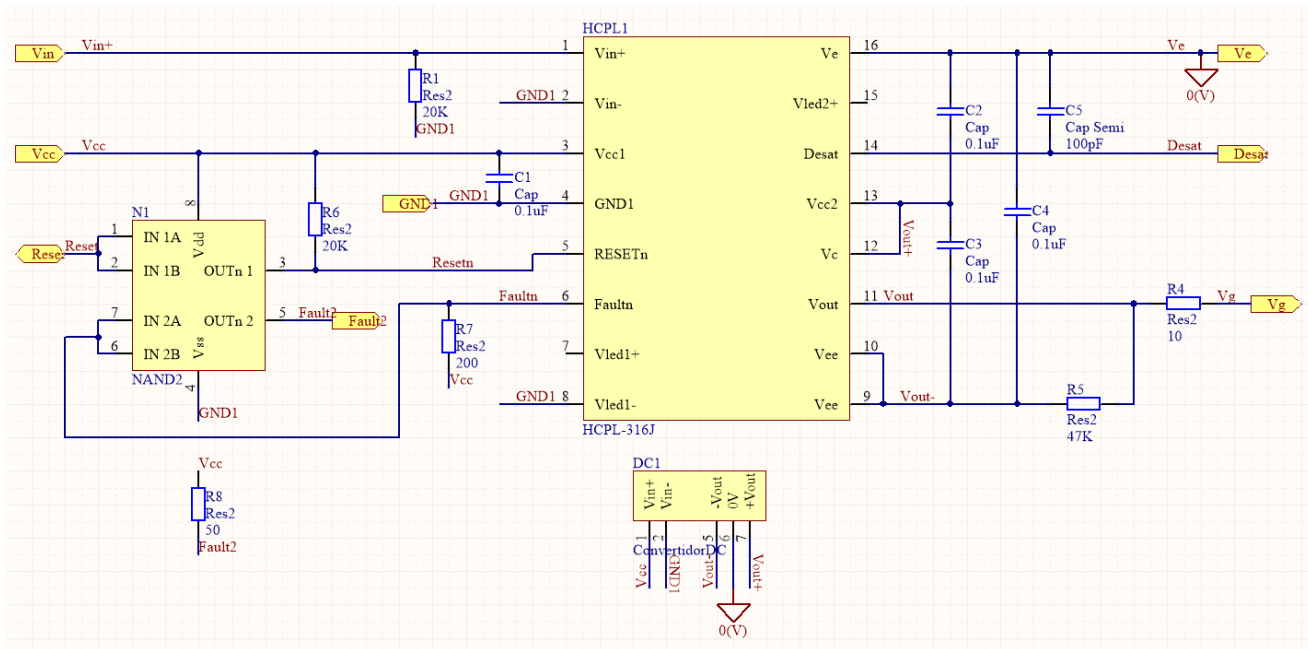
Lo que se necesita lograr como señales de disparo es básicamente elevar la tensión de 5 [V] que será la salida del control y poder elevarla a un voltaje que los semiconductores puedan reconocer como una señal “alta” y de esta forma conducir.

Para lograr este cometido se utiliza un optocoplador HCPL-216J [8]. Este componente es ampliamente utilizado para señales de disparo debido a su fácil implementación, además su relativamente bajo tamaño y precio. El circuito de disparo es proporcionado por el mismo fabricante para este tipo de trabajos, por lo cual bastara con elegir la disposición de los componentes para minimizar el espacio utilizado.

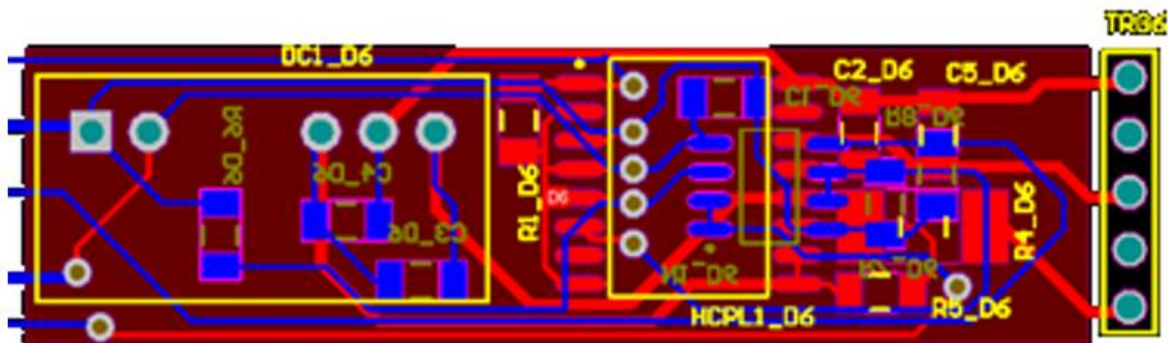
Además del octocoplador, se utiliza una compuerta lógica NAND CD40107B de *Texas Instrument* [9], también se usan distintos tipos de condensadores y resistencias. Cabe destacar que los componentes mencionados son dispositivos de montaje superficial. Dicho esto, el único componente el cual usa la tecnología *through hole* es el convertidor DC-DC aislado *Murata Power Solutions* NMG0515SC [10] el cual se utiliza para aumentar el voltaje de salida del circuito de disparo.

#### 3.2.2 Esquemático y PCB

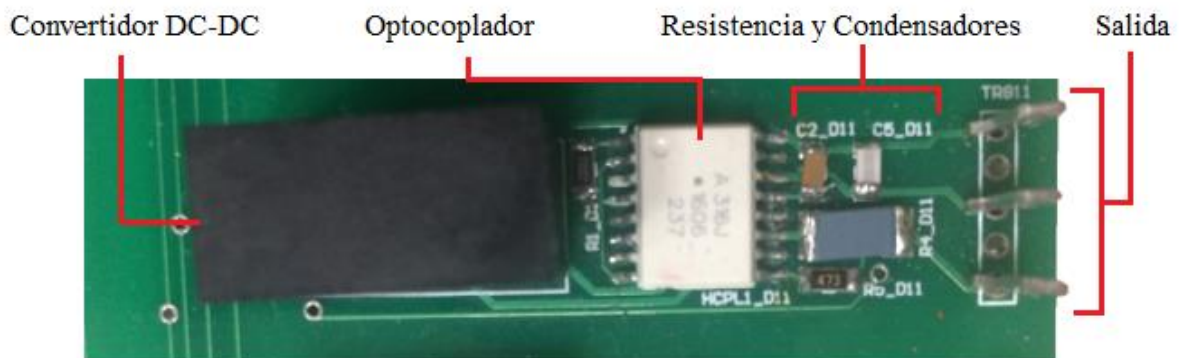
Para realizar el diseño de la placa PCB se utiliza el software *Altium Designer Version 15.0.7* en el cual se modela el esquemático. El cuál es el siguiente:



a) Esquemático Altium



b) Gerber Altium



c) Modulo Armado

Figura 20 Modulo Señal de Disparo

La figura 20.c muestra el resultado de un módulo, es decir, el equivalente físico de lo mostrado en las figuras 20.a y 20.b

Este es uno de los módulos de los 12 que se requieren. Por lo cual para tener los 12 se procede a replicarlo. Cabe destacar que en esta replicación se unieron la alimentación, las tierras y las fallas del área de control de todos los módulos dejando independiente solo las 12 señales de disparo.

Ya con esto implementado, se procede a generar el PCB. El la figura 21 se pueden ver 3 de los módulos y las entradas de las señales a modo de ejemplo.

En el apéndice al final de este documento se presenta de forma íntegra los archivos *gerbers* del diseño PCB utilizado.

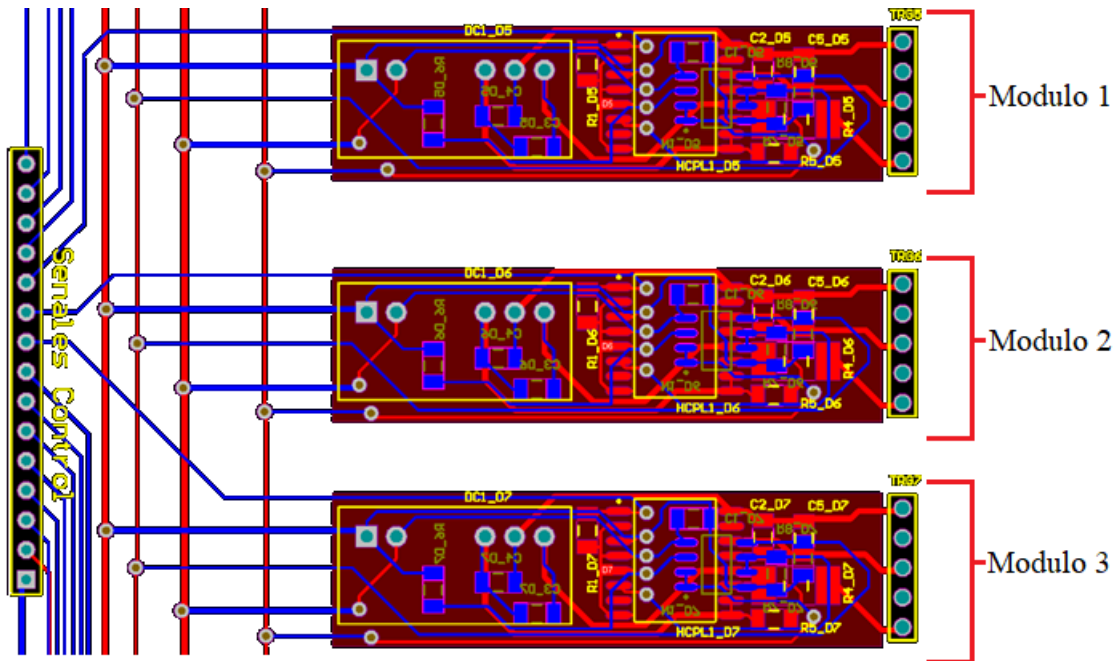


Figura 21 PCB de un Modulo

### 3.2.3 Diseño Placa Impresa

Se suelda los componentes de cada uno de los módulos el resultado se puede ver en las figuras 22 y 23 donde se puede apreciar a simple vista cada uno de los 12 módulos asociado a los 12 IGBT que se utilizan. Se aprecia el compacto diseño por el cual se optó utilizar para así reducir el tamaño y costo del conjunto final.



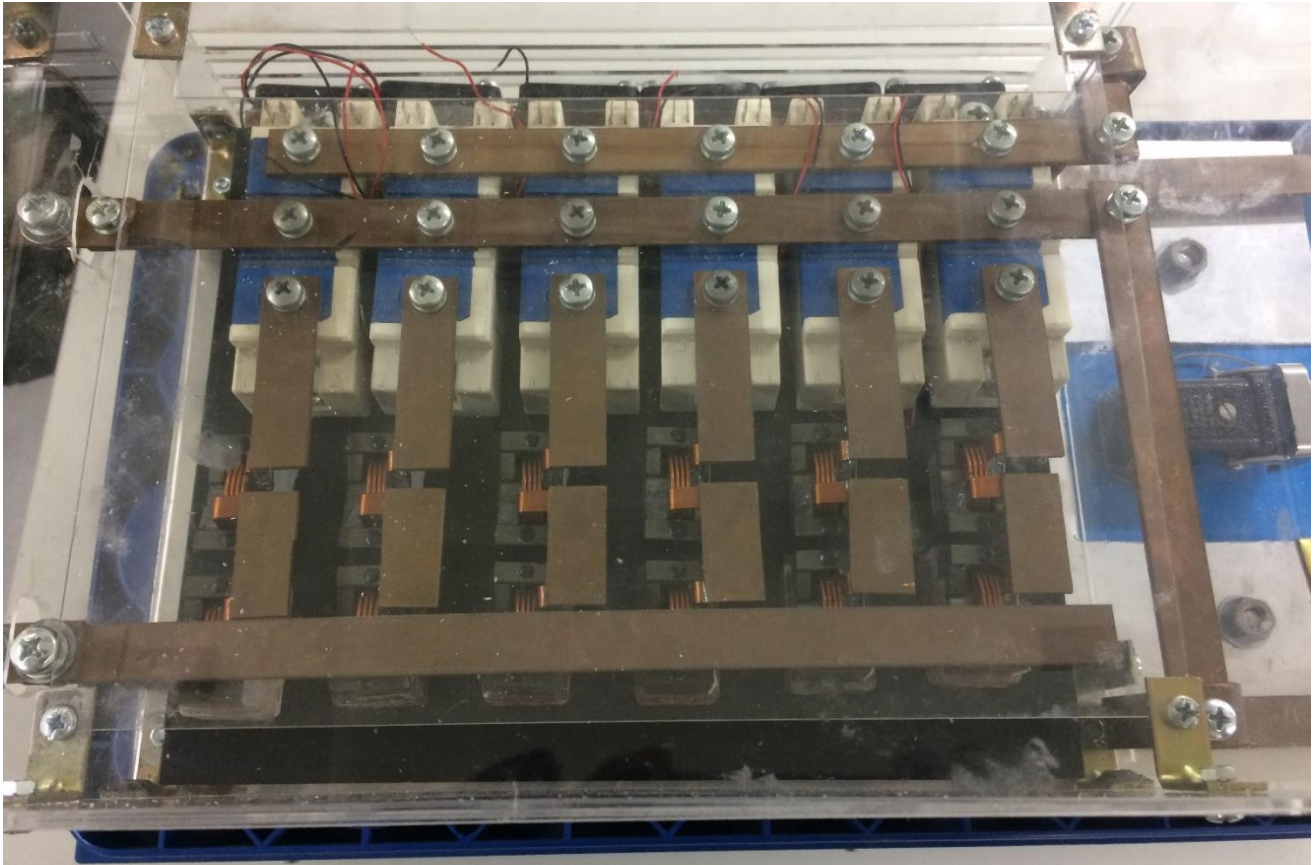
*Figura 22 Circuito Disparo Armado*



*Figura 23 Parte Trasera Circuito Disparo*

### 3.3. Armado

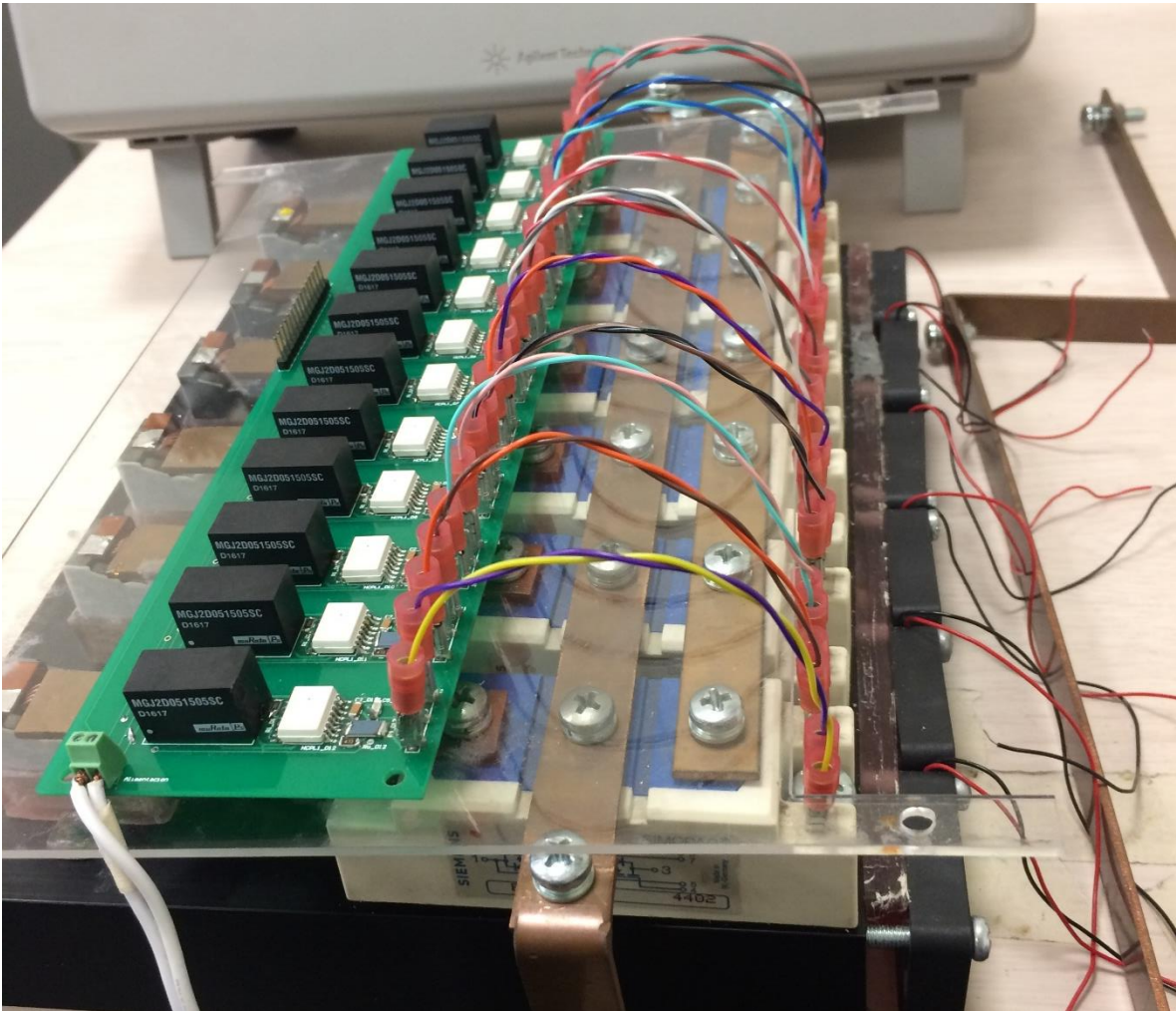
Ya con todos los componentes adquiridos se llega al resultado final



*Figura 24 Convertidor Armado*

Como se puede apreciar en la figura 24 todo el convertidor se mantiene dentro de una caja de acrílico para protección del polvo y posibles accidentes.

Para unir la placa de control con el convertidor se fabricaron cables trenzados a fin de que los mismos no sean demasiado largos y no sean una molestia a la hora de trabajar como ve en la figura 25.

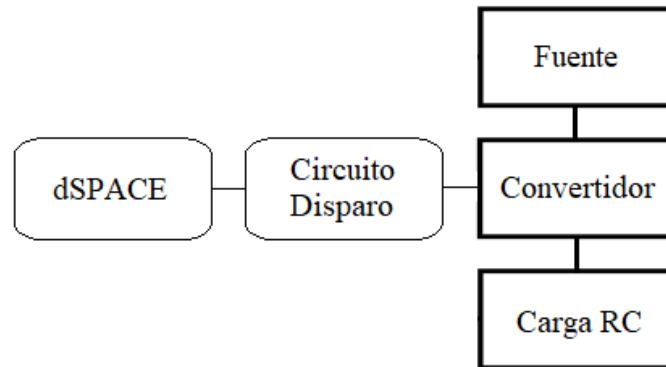


*Figura 25 Conjunto Circuito Disparo, Convertidor y Ventilación*

## Capítulo 4

### SETUP Y RESULTADO EXPERIMENTAL

En este capítulo se señala como se realizó la compra y ensamblado final del convertidor, su circuito y su carcasa. El *setup* de todo el sistema esta condensado en la figura 26.



*Figura 26 Setup Sistema*

Cabe destacar que los rectángulos con bordes romos son el sistema de control, mientras que los de ángulos rectos son el de potencia.

#### 4.1 Fuente de Voltaje

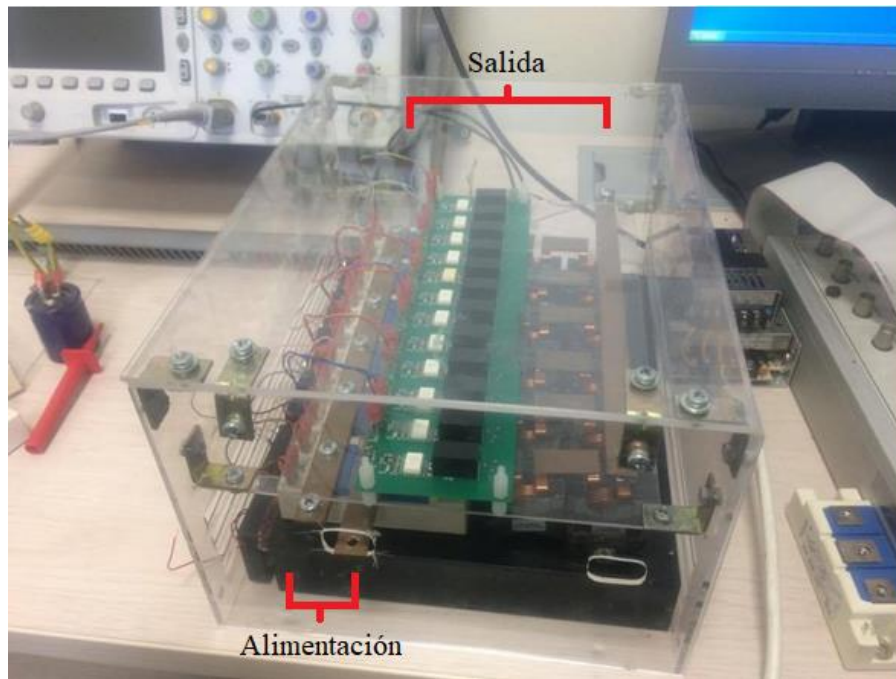
Para las pruebas se utiliza por motivos de seguridad una fuente *Keysight*, modelo N8762A, la cual tiene un amperaje de salida máximo de 8.5 [A] y una potencia de 5100 [W]. Se utiliza esta fuente debido a que al ser un prototipo solo se necesita ver el comportamiento del mismo, no es necesario llegar a los altos niveles de voltaje. Para todas las pruebas experimentales se usa un voltaje de 48[V]



*Figura 27 Fuente de Voltaje Keysight N8762A*

#### 4.2 Convertidor

Ya se ha mostrado el convertidor armado por lo que aquí se muestra la conexión final de todos los componentes.



*Figura 28 Prototipo Final Armado*

Para fines prácticos de tomar mediciones para comprobar los resultados de simulación, se desarma este prototipo para instalar los sensores correspondientes. Terminado este proceso de validación de resultados se vuelve a armar.

#### 4.3 Carga RC

Se utiliza una carga de prueba, la cual será un condensador de 5100 [uF] en paralelo con una resistencia de 10 [ $\Omega$ ]. Se utiliza una carga RC para que se cargue a una dinámica adecuada, ya que de utilizar una carga C los tiempos serían muy pequeños. Con estos valores resulta una constante de tiempo de 0,051[s]



*Figura 29 Carga RC*

#### 4.4 Circuito Disparo

En secciones anteriores ya se explicó cómo se diseñó y construyó, este circuito por lo cual solo se mostrará cómo queda el conjunto de todas las partes unidas.

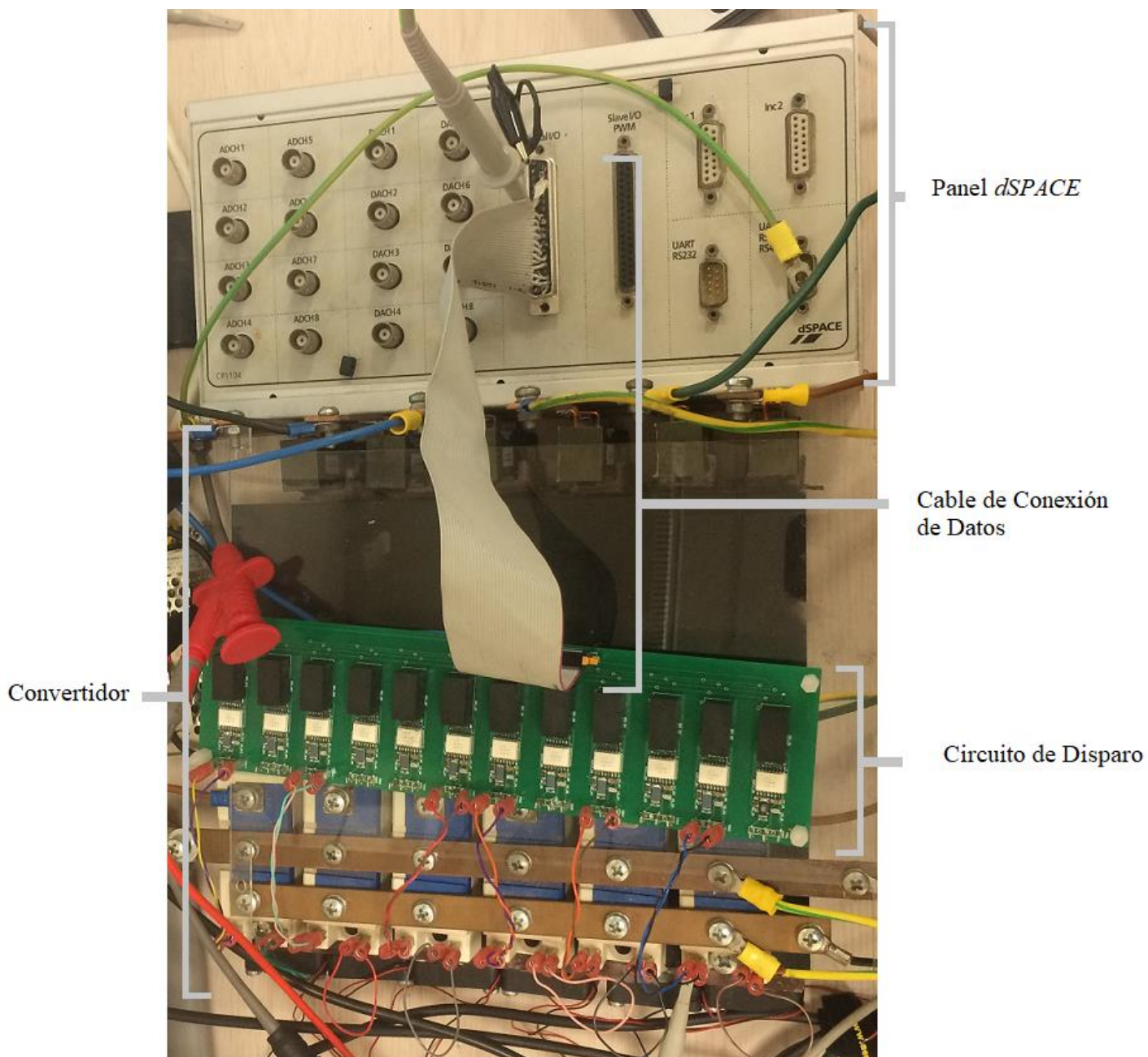


Figura 30 Conexión de Señales del Convertidor

#### 4.5 Configuración dSPACE

En esta sección se explica cómo se realiza el código para controlar el circuito de disparo además del desarrollo de la interfaz de usuario de la misma.

### 4.5.1 Descripción

Aquí se explica la forma en que se envían los datos. Indicando la forma de conexión física utilizada y también, a través de que pines del panel *dSPACE* se envía cada dato hacia el circuito de disparo



Figura 31 Panel de Conexiones dSPACE

Como se puede ver en la figura 31 se cuentan con distintos puertos de salida y entrada para información, en este trabajo se utilizará el puerto “*Digital I/O*” como pines de salida de los datos, debido a su velocidad mayor de envío de datos.

Se adjunta una tabla con los puertos de salida y sus correspondientes entradas en el circuito de disparo.

Pulso	Pin dSPACE	PCB	IGBT
0x00000001	20	<i>Trigger 1</i>	Polo 1 Negativo
0x00000002	2	<i>Trigger 2</i>	Polo 1 Positivo
0x00000004	21	<i>Trigger 3</i>	Polo 2 Negativo
0x00000008	3	<i>Trigger 4</i>	Polo 2 Positivo
0x00000010	23	<i>Trigger 5</i>	Polo 3 Negativo
0x00000020	5	<i>Trigger 6</i>	Polo 3 Positivo
0x00000040	24	<i>Trigger 7</i>	Polo 4 Negativo
0x00000080	6	<i>Trigger 8</i>	Polo 4 Positivo
0x00000100	26	<i>Trigger 9</i>	Polo 5 Negativo
0x00000200	8	<i>Trigger 10</i>	Polo 5 Positivo
0x00000400	27	<i>Trigger 11</i>	Polo 6 Negativo
0x00000800	9	<i>Trigger 12</i>	Polo 6 Positivo
-	29	<i>Fault</i>	-

Tabla 3 Correspondencia entre Pulsos y Puertos Salida dSPACE

#### 4.5.2 Modulación Señal dSPACE

Se usó el controlador digital *dSPACE*, específicamente el modelo 1104. Se genera un código en lenguaje C para poder controlar las señales que irán a cada módulo del circuito de disparo.

En la figura 32 se muestra un ejemplo de una de las 6 señales de control, es decir, la que controla un polo de los 6 presentes en el convertidor. Se muestra solo una señal por motivos de conveniencia, pero hay que recordar que en la práctica son 6 señales iguales desfasadas  $60^\circ$

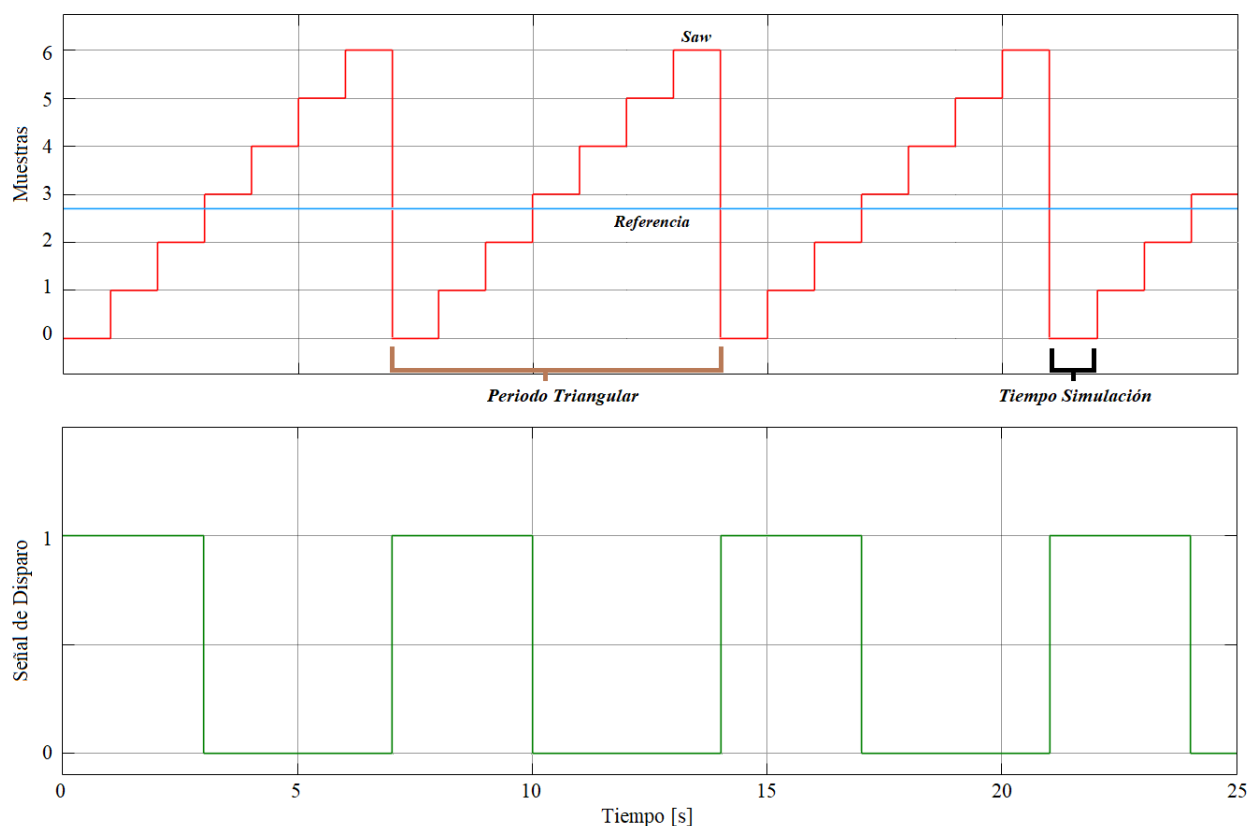


Figura 32 Ejemplo Modulación dSPACE

Se utiliza un control PWM, para el cual se genera una señal triangular consistente de puntos, la cantidad de estos puntos (Los cuales deben ser múltiplo de 6 debido a que el convertidor tiene 6 polos) determinara la frecuencia de conmutación. En el ejemplo de la figura 32 se ve que la señal posee la cantidad de puntos mínima para generar la señal, lo cual implica una frecuencia máxima de conmutación. Esta señal triangular se compara con una referencia, cuando la referencia supera el valor de la triangular, esto activa la señal de disparo.

En el anexo B, al final de este documento, se adjunta la totalidad del código utilizado.

### 4.5.3 Interfaz Usuario

Para realizar esta interfaz el software *ControlDesk*. En esta interfaz se puede ajustar la referencia de la PWM, la cual modifica el voltaje de salida. Se puede modificar el número de muestras que conforman la señal triangular, lo que a su vez varía la frecuencia de conmutación. Además, se puede ver las 6 señales de disparo que van hacia la placa de control.

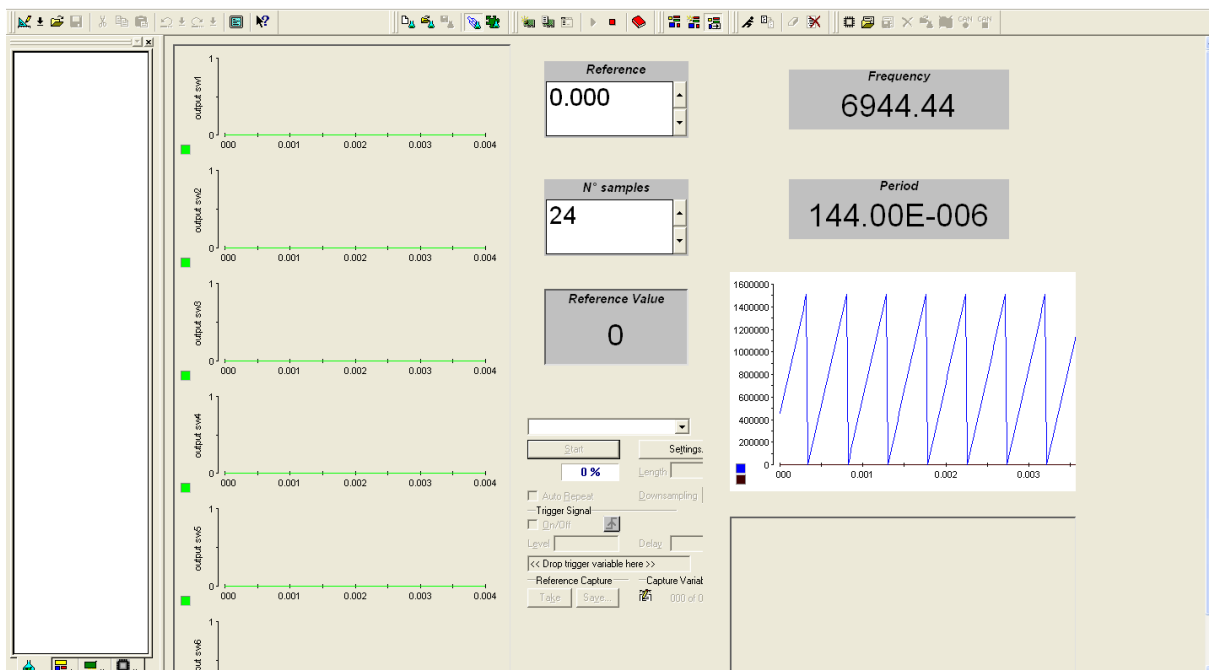


Figura 33 Interfaz referencia 0

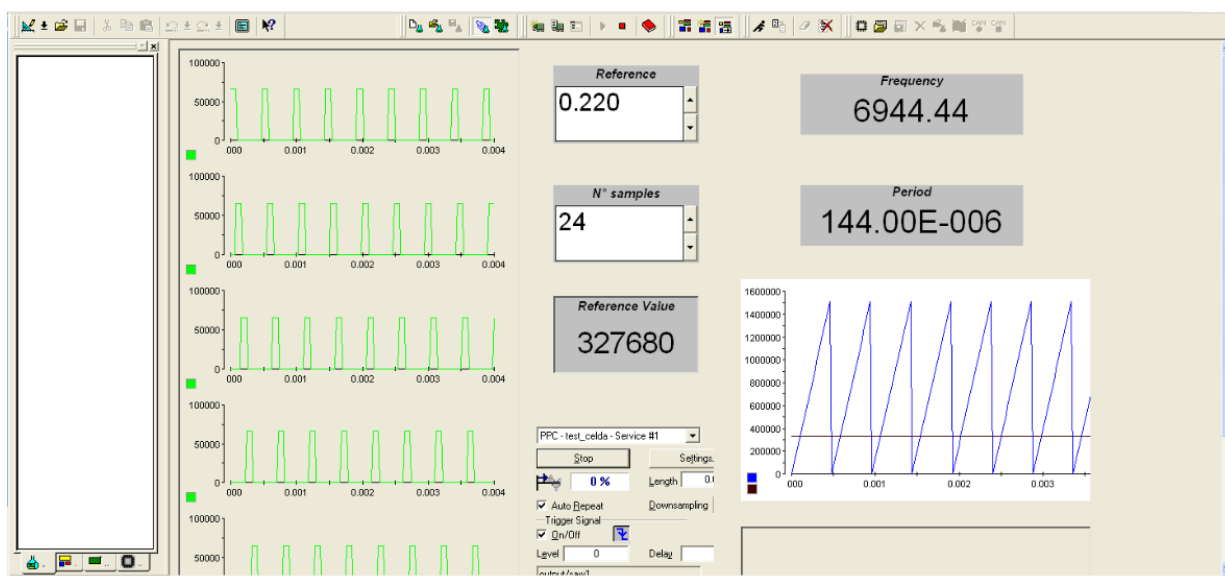
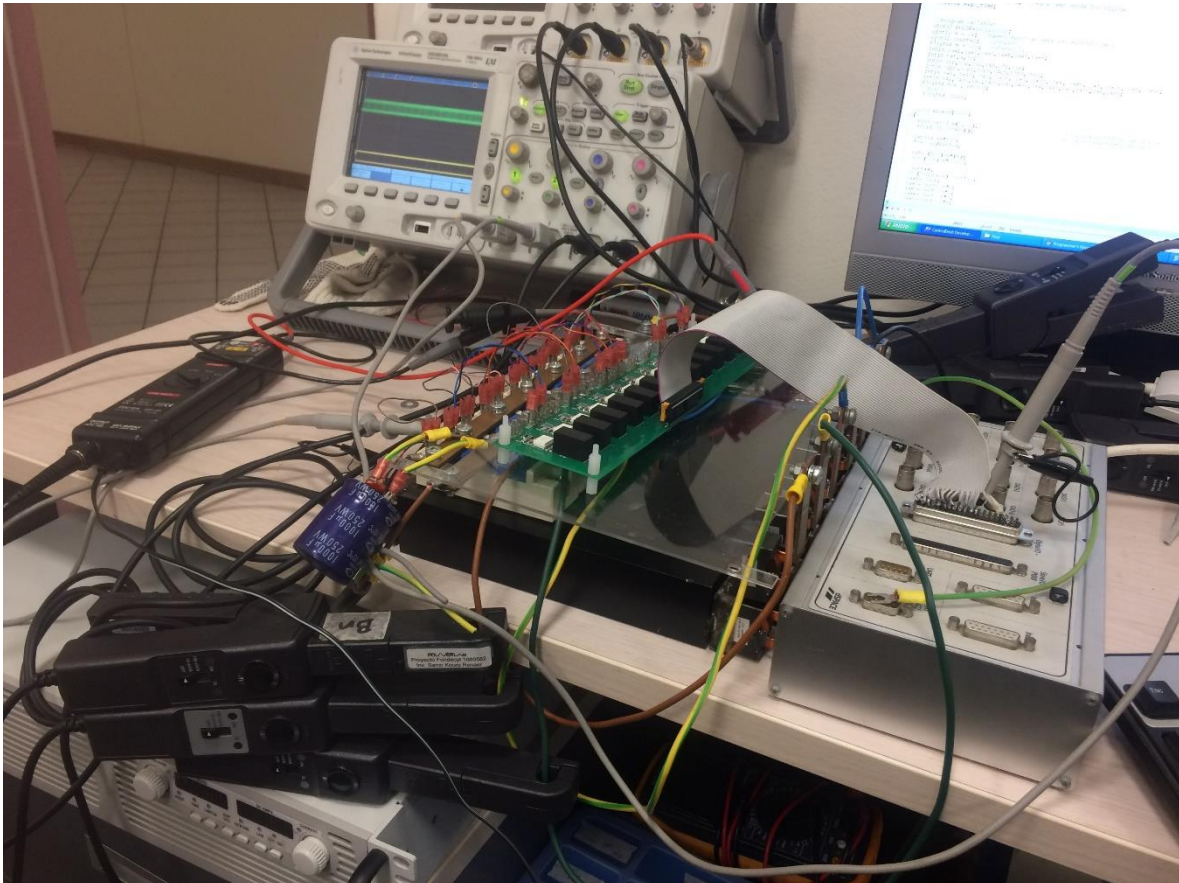


Figura 34 Interfaz referencia 0,22

Hay que destacar que este diseño cuenta con un sistema de falla, este sistema se activa cuando la tensión entre emisor y colector supera los 5 [V]. De producirse esta falla el sistema deja de funcionar hasta que se le entregue una de *high* al pin de *reset*. Dicho esto, en este prototipo se cortocircuito estos 2 canales para que de este modo su tensión nunca sea distinta. De esta forma nunca se entrará en modo de falla.

#### 4.6 Resultados Experimentales

Se realiza las pruebas a menor escala. Se utilizan puntas de voltaje diferencial y corriente modelo SL261 como se ve en la imagen para poder medir y comprobar resultados.



*Figura 35 Circuito Completo en Funcionamiento*

##### 4.6.1 Pruebas

Con la carga ya mencionada. Se advierte que con el mínimo ciclo de trabajo de la PWM el circuito requiere muchísima corriente, lo cual es claramente errado. Se llega a la conclusión que se está produciendo un corto circuito entre las piernas adyacentes del convertidor.

Debido a este error se decide que como solución se inhabilitaran los semiconductores de la parte negativa de forma permanente a la hora de cargar el supercapacitor. Y de manera

complementaria, se dejara la parte positiva inhabilitada al momento de descargar y la parte negativa habilitada.

#### 4.6.2. Prueba sin desplazamiento entre Modulaciones

Luego de realizados los cambios ya mencionados se realiza esta prueba en la cual todas las piernas son controladas por la misma señal de disparo, es decir, no tienen el desplazamiento ya explicado. Se elige un D arbitrario de 0,05.

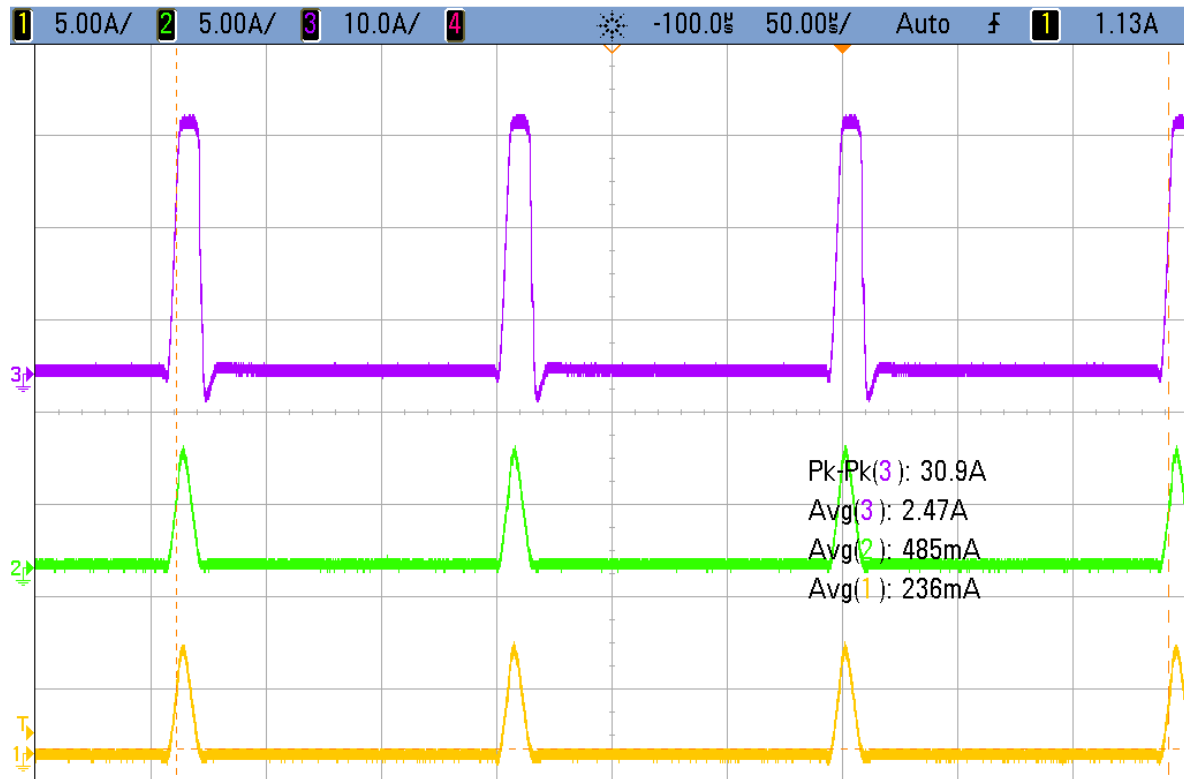


Figura 36 Prueba Sin Desplazamiento

Ya que la señal de disparo es la misma para todos los semiconductores estos conducen simultáneamente. Se puede apreciar en la imagen la señal en morado, la cual es la suma de las 6 corrientes. Las otras señales, son 2 de las 6 corrientes. Se puede ver como no tienen algún desfase entre ellas. Se puede ver como la corriente total es de aproximadamente 30[A] lo cual se condice con los resultados de la simulación realizada con estos valores de prueba.

#### 4.6.3. Prueba con desplazamiento entre Modulaciones

Se utilizara el control desplazado en  $60^\circ$  por fase como ya se explicó anteriormente. Se mostraran distinto resultados para distinto valores de ciclos de trabajo.

- $D=0,10$

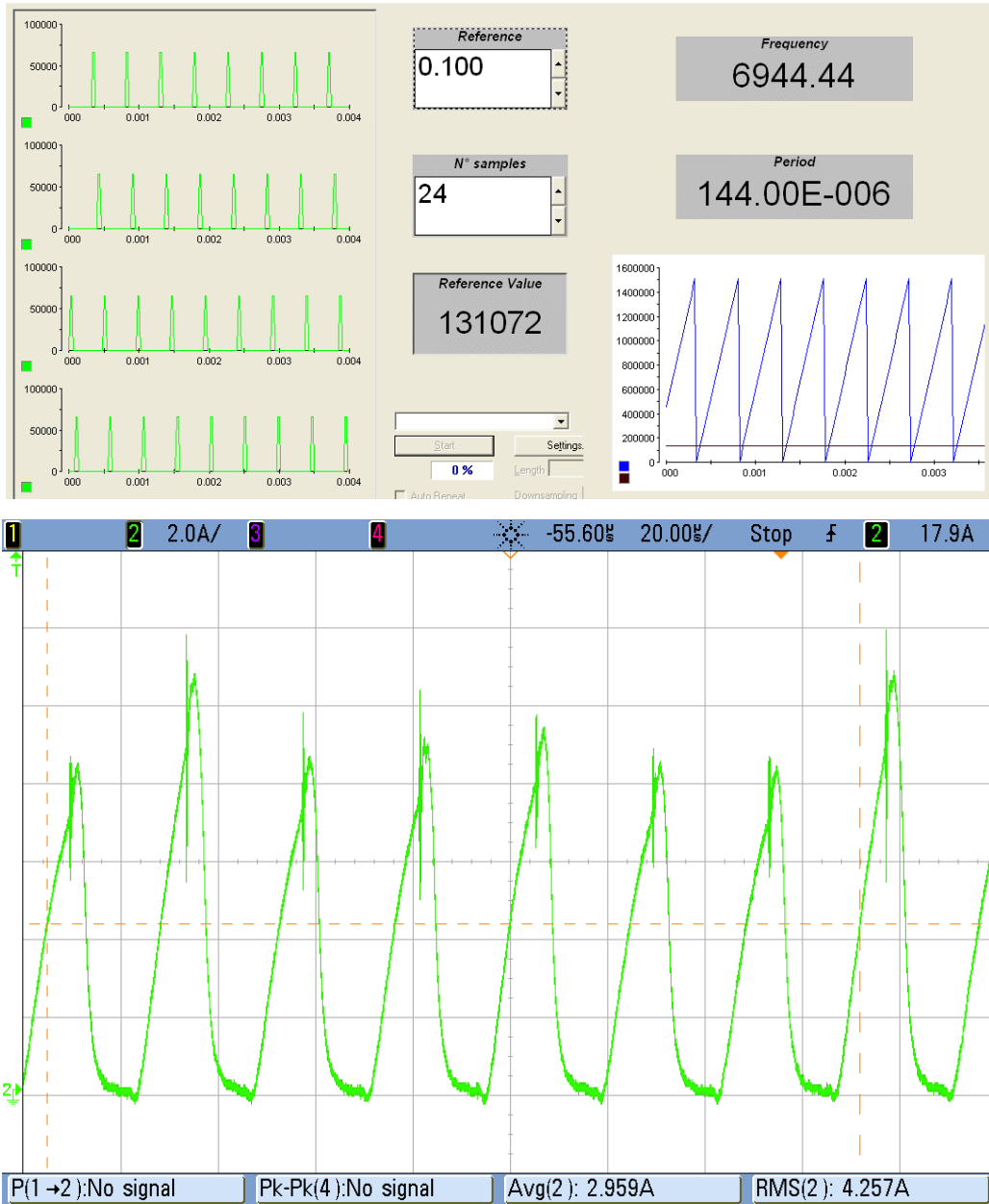


Figura 37 Prueba  $D=0,10$

- $D=0,16$

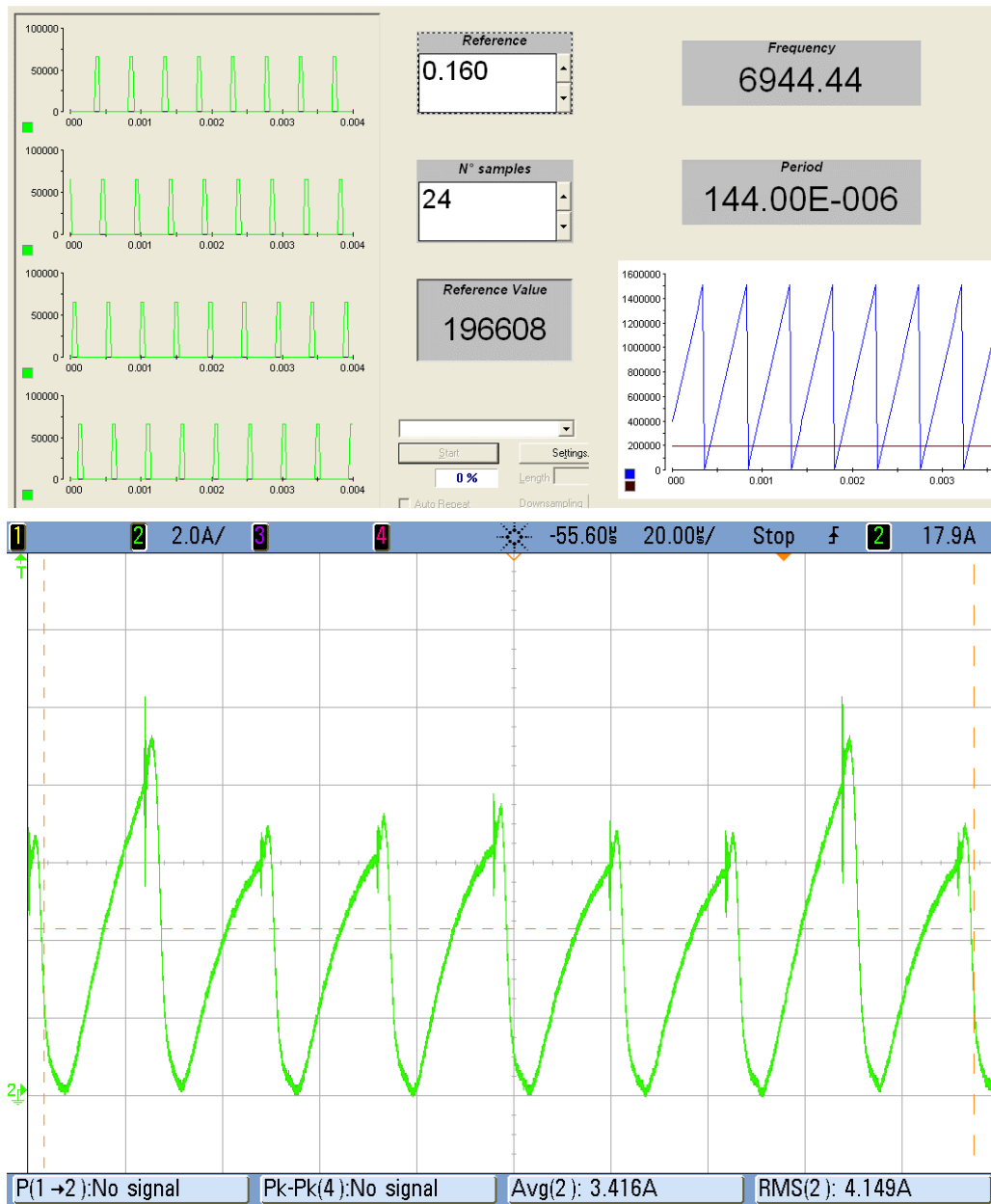


Figura 38 Prueba  $D=0,16$

Se puede apreciar que efectivamente cada polo conduce corriente cuando la señal de disparo correspondiente se dispara.

En cuanto al valor de tensión de salida, este se comporta de manera coherente con la simulación. Se tomó como valor extremo un ciclo de trabajo de 0,3 ya como se vio anteriormente, este es el valor extremo que se puede tomar.

### CONCLUSIONES

En el presente trabajo se desarrolló el diseño e implementación de un prototipo de convertidor de potencia para uso en autos eléctricos, además de la placa de control para el mismo.

Las limitaciones de tamaño para el diseño final del circuito de disparo hicieron necesario la utilización de componentes de pequeño tamaño. Además, como se necesitó que fuese robusto se utilizó una construcción sólida para que resista vibraciones.

Luego se realizó la construcción del prototipo. Finalmente, se realizaron pruebas para comprobar los resultados de simulación, los resultados de estas pruebas se condijeron los resultados de simulación realizados al comienzo de este trabajo.

#### *5.1 Problemas Encontrados*

Se encontraron algunos errores en el diseño de circuito de disparo. Aquí se provee una pequeña explicación de cada uno de ellos.

- d) Las pistas de alimentación eran demasiado angostas para la cantidad de corriente requerida por los 12 módulos.
- e) Los optocopladores tienen una protección cuando el voltaje entre emisor y colector supera cierto valor, apagando su funcionamiento, dicho valor siempre se superaba por lo cual se tuvo que cortocircuitar ambos nodos. Esto conlleva a que no se puede detectar fallas.
- f) Tanto los conectores de alimentación como de salidas son funcionales, pero no prácticos a la hora de su manipulación.

Cabe destacar que los errores mencionados ya fueron solucionados. Al estar trabajando en modo discontinuo no hay linealidad en la salida, Por lo cual hay que trabajar en valores pequeños de D.

Se tuvo que agregar un condensador de entrada para filtrar las altas frecuencias introducidas por la conmutación.

#### *5.2 Trabajos Futuros*

Una limitante importante al momento de generar las señales de disparo mediante la dSPACE fue que esta misma tiene una frecuencia límite de operación. Esta frecuencia depende de la cantidad de puntos utilizados para generar la señal diente de sierra, es decir, si se quiere alcanzar una mayor frecuencia se debe disminuir la cantidad de puntos que conforman la señal, pero bajar la cantidad de puntos genera otro problema, un problema de finura al momento de comparar las señales. Ya con estas 2 problemáticas en mente, se llegó a un punto intermedio, el cual llevo a tener 24 puntos en la señal diente de sierra y 6944 Hz.

Dicho lo anterior, una mejora a futuro sería cambiar la forma de generar la señal, a fin de poder alcanzar frecuencias de conmutación mucho más altas, y además de poseer una mayor granularidad en la señal diente de sierra para de este modo ser mucho más preciso al momento de comparar la señal de referencia.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Alberto Cavallo, Beniamino Guida, “Supervised Bidirectional DC/DC Converter for Intelligent Hybrid Electric Vehicles Energy Management”, Seconda Università degli studi di Napoli.
- [2] L. Albiol-Tendillo, E Vidal-Idiarte, J. Maixé-Altés “Design and Control of a Bidirectional DC/DC Converter for an Electric Vehicle” University Ravira i Virgili
- [3] Mauro Carpita, Michael De Vivo, Serge Gavin “A Bidirectional DC/DC Interleaved Converter for Supercapacitor Applications”, University of Applied Sciences of Western Switzerland.
- [4] Xiangjun Zhang, Dejun Tong, Hao Ding, Dianguo Xu, “Research of Digital Control Bidirectional DC/DC Converter Based on Ultra-capacitor”, Harbin Institute of Technology
- [5] Diseño y Construcción de un Conversor DC-DC para Control de Ultracapacitores en Vehículo Eléctrico <http://hrudnick.sitios.ing.uc.cl/paperspdf/dixon/tesis/Ortuzar.pdf>
- [6] Maxwell Technologies Supercapacitor Datasheet BMOD0094 P075 B02 [http://www.mouser.com/ds/2/257/datasheet\\_75v\\_module-531515.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/257/datasheet_75v_module-531515.pdf)
- [7] Heatsink, 0.11°C/W, 200 x 250 x 40mm, PCB Mount <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/1473/0900766b81473570.pdf>
- [8] Avago Technologies. Datasheet optocoupler HCPL-316J <http://www.farnell.com/datasheets/1266113.pdf>
- [9] Texas Instrument. Datasheet NAND CD40107BM <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/26844/TI/CD40107BM.html>
- [10] Murata Power Solutions Isolated 2W Single Output DC/DC Converters <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/1572/0900766b8157298b.pdf>

# ANEXO

## A. ALTIUM DESIGNER

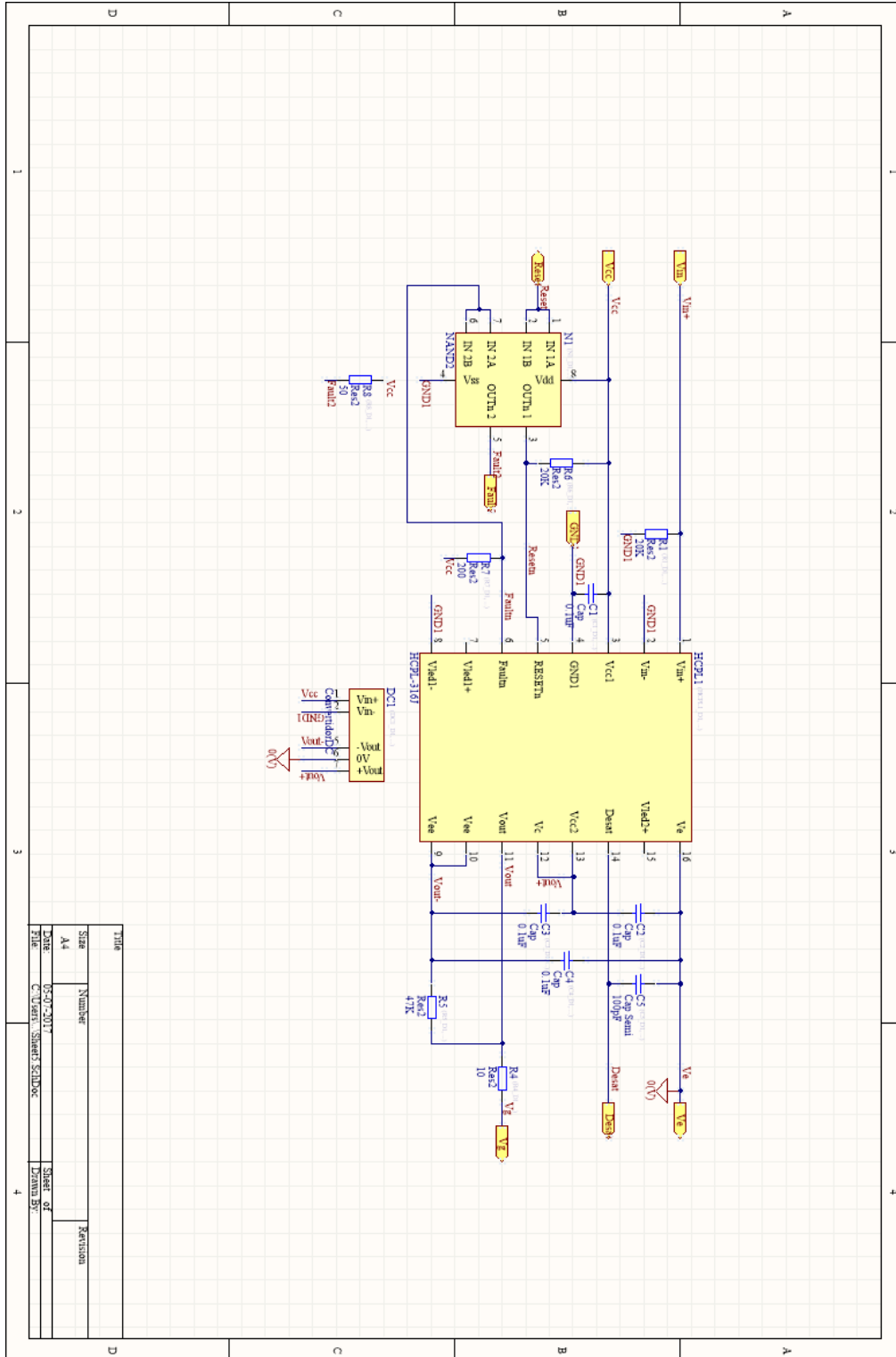


Figura 39 Esquemático Modulo

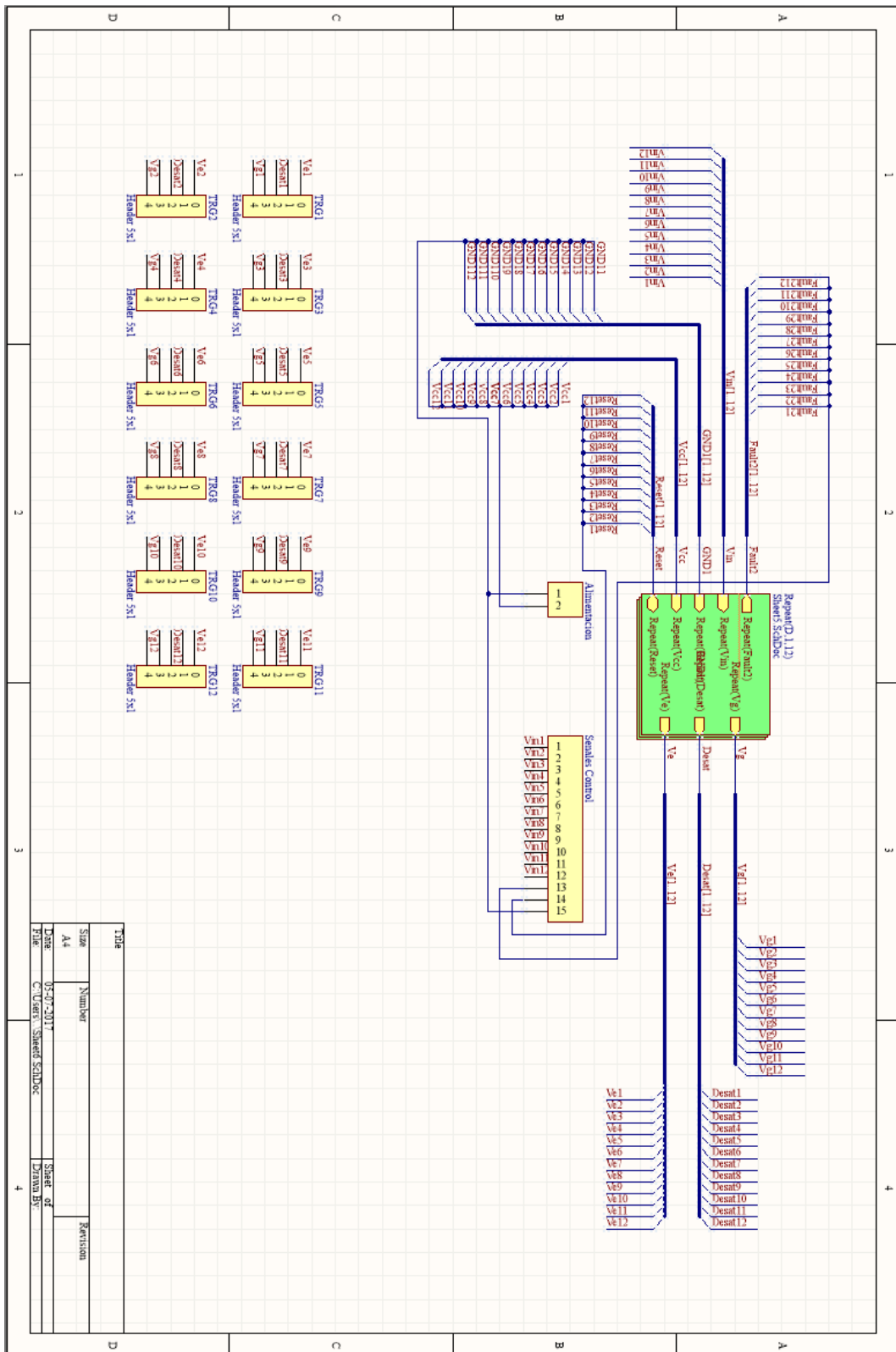


Figura 40 Demultiplexor de Módulo

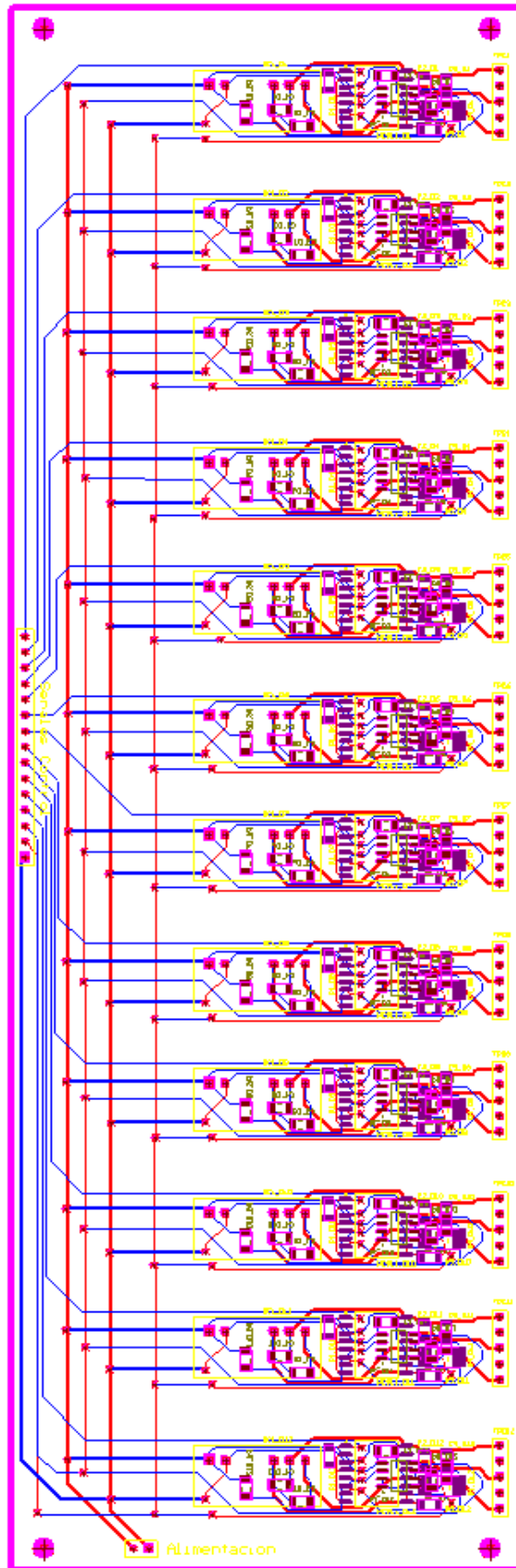


Figura 41 Gerber Circuito Disparo

## B. CODIGO MODULACIÓN dSPACE

```
#include <brtENV.h> /* Basic real-time environment */
#include <io1104.h> /* io1103 macros*/
#include <int1104.h> /* Interrupt handling */
#include <math.h> /* Math macros */
#include <dsstd.h> /* Standard macros */

//System variables

Float64 Ts2 = 0.000006; // Interrupt period 12 [us] for the rest.

Int16 index1 = -1;
Int16 task_id = 0; // Communication channel
Float64 tsA; //Necessary!
volatile UInt32 bitmap=0; //To read from I/O DIGITAL
Float64 exec_time;

//Program variables
UInt32 PULSE=0x00000000;
UInt32 N = 24; //Sample number multiple 6
UInt32 count=0; //Counter
Float64 m = 0.0; //Reference
Int16 saw1,saw2,saw3,saw4,saw5,saw6;
Int16 ref,a,cn;
Int16 s1p,s2p,s3p,s4p,s5p,s6p;
Int16 s1pn,s2pn,s3pn,s4pn,s5pn,s6pn;
Int16 sw1, sw1n, sw2, sw2n, sw3, sw3n, sw4, sw4n, sw5, sw5n, sw6, sw6n;
Int16 sA1,sA1n,sA2,sA2n,sA3,sA3n,sA4,sA4n,sA5,sA5n,sA6,sA6n;
Float64 frec, period;
// Board
Float64 ch001;

void ADCmod(void)
{
    host_service(1, 0); /* Data Acquisition service */
    RTLIB_TIC_START(); /* Check interrupt overrun */

    /*Modulation*/
    period =N*Ts2;
    frec =1/period;

    ref= (int) N*(m);
    cn= (int) N*0.167;
```

```

count++;
if (count>=N) count=0;
saw1=count;
saw2=count-cn*1;
saw3=count-cn*2;
saw4=count-cn*3;
saw5=count-cn*4;
saw6=count-cn*5;

```

```

if(saw1<0) saw1=N+saw1;
if(saw2<0) saw2=N+saw2;
if(saw3<0) saw3=N+saw3;
if(saw4<0) saw4=N+saw4;
if(saw5<0) saw5=N+saw5;
if(saw6<0) saw6=N+saw6;

```

```

if (ref>saw1) {          sw1=1;          }
else { sw1=0;}

```

```

if (ref>saw2) {          sw2=1;          }
else { sw2=0;}

```

```

if (ref>saw3) {          sw3=1;          }
else { sw3=0;}

```

```

if (ref>saw4) {          sw4=1;          }
else { sw4=0;}

```

```

if (ref>saw5) {          sw5=1;          }
else { sw5=0;}

```

```

if (ref>saw6) {          sw6=1;          }
else { sw6=0;}

```

```

PULSE=0x00000002*sw1+0x00000008*sw2+0x00000020*sw3+0x00000080*sw4+0x0000
00200*sw5+0x00000800*sw6+0x00002000*a;

```

```

if (a==1) a=0;
else a=1;

```

```

ds1104_bit_io_write(PULSE);

```

```

tsA=RTLIB_TIC_READ();          /* Check interrupt overrun */
}

```

```
////////////////////////////////////MAIN////////////////////////////////////
```

```
void main(void)
{
    init();                               /* DS1104 and RTLib1104 initialization */

    /*Initialize I/O unit and clearing*/

    ds1104_bit_io_init( DS1104_DIO0_OUT | DS1104_DIO1_OUT | DS1104_DIO2_OUT |
    DS1104_DIO3_OUT |
    DS1104_DIO4_OUT | DS1104_DIO5_OUT | DS1104_DIO6_OUT |
    DS1104_DIO7_OUT |
    DS1104_DIO8_OUT | DS1104_DIO9_OUT | DS1104_DIO10_OUT |
    DS1104_DIO11_OUT|
    DS1104_DIO12_IN | DS1104_DIO13_OUT | DS1104_DIO14_OUT |
    DS1104_DIO15_OUT|
    DS1104_DIO16_OUT | DS1104_DIO17_OUT | DS1104_DIO18_OUT |
    DS1104_DIO19_OUT );

    /*Initialize I/O outputs*/
    ds1104_bit_io_write(0x00000000);

    RTLIB_SRT_START(Ts2, ADCmod);
    /* Periodic event TIMER A */

    while(1)
    /* Background task */
    {
        RTLIB_BACKGROUND_SERVICE();
    }
}
```