



Escola Universitària
Politécnica de Mataró

Ingeniería Técnica Industrial: Especialidad Electrónica Industrial

PUESTA EN MARCHA DE UN INTERRUPTOR BIDIRECCIONAL DE
POTENCIA CON MOSFET

AUTOR: Albert Ruiz Vives
PONENTE: Salvador Alepuz Menéndez

PRIMAVERA 2010

RESUMEN:

El proyecto desarrollado consiste en poner en marcha un interruptor bidireccional de potencia que permita conmutar entre dos entradas de potencia sobre una salida, de manera que la corriente no sufra ningún tipo de discontinuidad. Este interruptor bidireccional debe considerar el sentido de la corriente.

Más específicamente, en el proyecto se ha realizado todo el cableado relacionado con el circuito de potencia (hardware) y el circuito de control del sistema (software), que se realiza mediante la tarjeta DS1102 de dSPACE.

La conmutación entre las dos entradas de potencia se realizará mediante la conmutación de cuatro MOSFETs. Toda la programación para el correcto funcionamiento del proceso de conmutación de los MOSFETs y del control del proyecto se realiza desde el PC con el programa MATLAB-Simulink.

Resum

El projecte desenvolupat consisteix a posar en marxa un interruptor bidireccional de potència que permeti conmutar entre dues entrades de potència sobre una sortida, de manera que el corrent no pateixi cap tipus de discontinuïtat. Aquest interruptor bidireccional ha de considerar el sentit del corrent.

Més específicament, en el projecte s'ha realitzat tot el cablejat relacionat amb el circuit de potència (hardware) i el circuit de control del sistema (software), que es realitza mitjançant la tarjeta DS1102 de Dspace.

La comunicació entre les dues entrades de potència es realitzarà mitjançant la conmutació de quatre MOSFETs. Tota la programació per al correcte funcionament del procés de commutació dels MOSFETs i del control del projecte es realitza des del PC amb el programa MATLAB-Simulink.

Abstract

The project is developed to implement a bidirectional power switch that allows switching between two power inputs on one output, so that the current does not suffer any kind of discontinuity. This way switch must consider the direction of current.

More specifically, in this project I has done all the wiring associated with the power circuit (hardware) and the control circuit of the system (software), which is implemented by dSPACE DS1102 card.

The switching between the two power inputs are provided through the switching of four MOSFETs. All programming for the proper functioning of the process of switching MOSFETs and control the project is done from your PC using MATLAB-Simulink program.

ÍNDICE

1	Objetivo del proyecto.....	1
2	Fundamentos del interruptor de CA monofásico.....	3
2.1	Introducción.....	3
2.2	Interruptor bi-direccional.....	6
2.2.1	MOSFET con puente de diodos (PD).....	7
2.2.2	MOSFET en emisor común (EC).....	7
2.2.3	MOSFET en colector común (CC).....	7
2.3	Conmutación.....	8
3	Descripción del proyecto.....	11
3.1	Objetivo Detallado.....	11
3.2	Topología empleada.....	12
3.3	Estrategia de conmutación.....	12
3.4	Descripción del sistema físico.....	14
3.4.1	Driver.....	14
3.4.2	Fuentes de los drivers.....	14
3.4.3	Buffer.....	15
3.4.4	Tarjeta DS1102.....	15
3.4.5	Panel de conexiones DS1102.....	16
3.4.6	Panel de conexiones de los bits.....	17
3.4.7	Sensor de corriente.....	18
3.4.8	Alimentación.....	21
3.4.9	Reóstatos y bobinas.....	22
3.5	Descripción del control.....	23
3.5.1	Diagrama de bloques.....	23
4	Resultados experimentales.....	29
4.1	Pruebas conmutaciones.....	29
4.2	Carga R.....	36
4.3	Carga RL.....	38
4.4	Señal habilitación.....	41
5	Presupuesto.....	43

5.1 Costes de recursos humanos.....	43
5.2 Amortización de la instrumentación y material de laboratorio.....	44
5.3 Amortización del software.....	46
5.4 Costes Indirectos.....	46
5.5 Presupuesto total.....	46
6 Conclusiones.....	49
7 Bibliografía.....	51

1 Objetivos del proyecto:

· Propósito: se trata de poner en marcha un interruptor bi-direccional a partir de unas placas ya diseñadas y construidas anteriormente.

· Finalidad: la finalidad del proyecto es conmutar entre dos entradas de potencia sobre una salida, sin que el corriente padezca ninguna discontinuidad.

· Alcance: partimos de unas placas ya hechas anteriormente por otros proyectistas. Nuestro alcance, es realizar la estrategia de conmutación para poner en marcha el interruptor bi-direccional mediante cuatro MOSFETs.

· Objeto: al acabar el proyecto se tendrá una estrategia de conmutación adecuada para que el interruptor bidireccional conmute entre dos entradas de potencia sobre una salida.

2 Fundamentos del interruptor de CA monofásico:

2.1 Introducción

Existen distintas maneras de controlar la transferencia de la energía eléctrica. El procesamiento y control de esta energía se lleva a cabo por medio de diferentes tipos de sistemas de potencia, que pueden estar formados por una o varias etapas.

La parte esencial de un sistema de potencia son los convertidores de potencia, los cuales difieren del tipo de alimentación que requieren y el tipo de carga al que se conectan. Por lo general, la alimentación de un sistema de potencia es la línea de alimentación de CA ya sea monofásica o trifásica.

En la figura 2.1 se presenta el diagrama eléctrico de un interruptor monofásico de onda completa, en el que se conectan los dos tiristores en paralelo inverso. El tiristor T_1 se dispara cuando $\omega t = 0$ y el tiristor T_2 se dispara cuando $\omega t = \pi$. El voltaje de salida es igual que el voltaje de entrada. Los tiristores funcionan como interruptores, y están conmutados por la línea. Las formas de onda de los voltajes de entrada y salida, y de la corriente de salida, se ven en la figura 2.2.

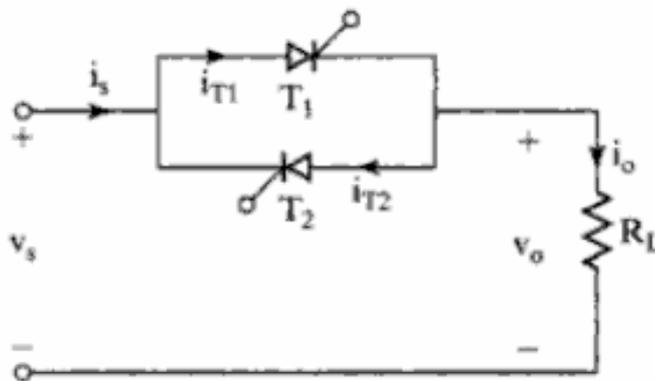


Figura 2.1 Topología del circuito

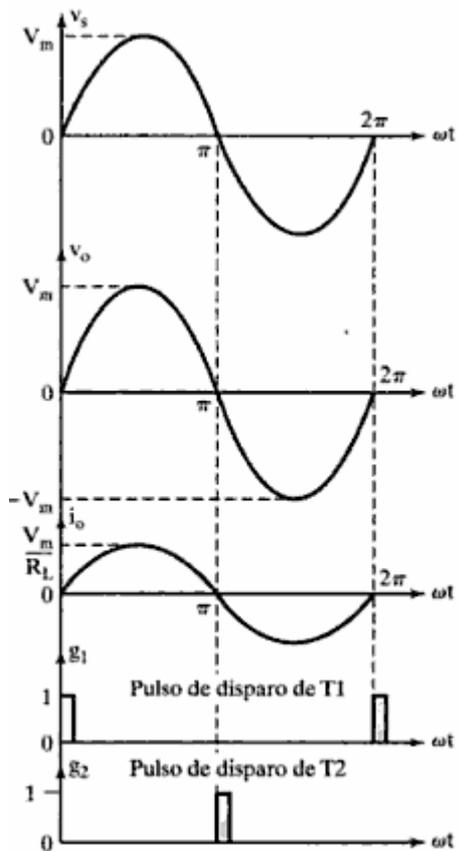


Figura 2.2 Formas de onda para carga resistiva

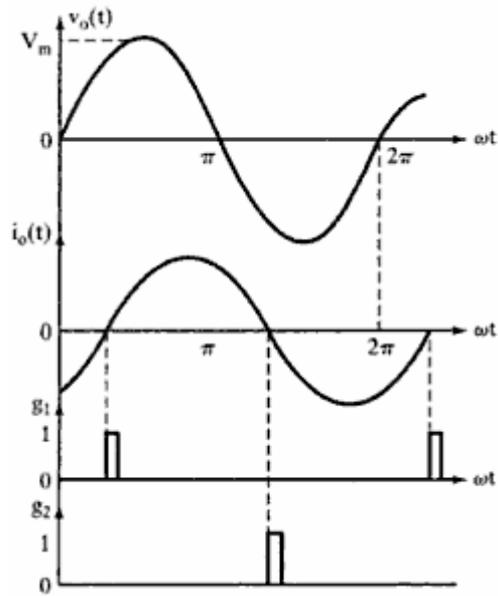


Figura 2.3 Formas de onda para carga inductiva

Con una carga inductiva, el tiristor T_1 debería disparar después del medio ciclo positivo de voltaje de entrada, cuando la corriente pase por cero, y el tiristor T_2 debería disparar después del medio ciclo negativo del voltaje de entrada, cuando la corriente pase por cero. Los pulsos de disparo para T_1 y T_2 se ven en la figura 2.3. En lugar de dos tiristores, se puede usar un TRIAC, como se ve en la figura 2.4.

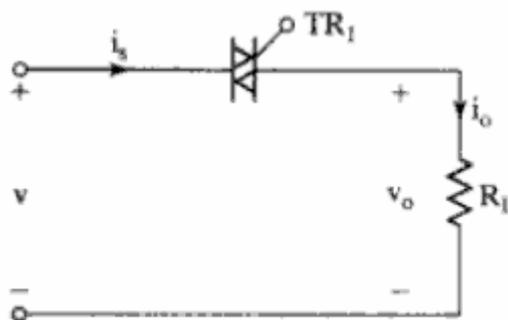


Figura 2.4 Interruptor de CA monofásica con TRIAC

Si la corriente instantánea de línea es $i_s(t) = I_m \cdot \text{sen } \omega t$, la corriente rms de línea es:

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \text{sen}^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

Ya que cada tiristor conduce corriente sólo durante medio ciclo, la corriente promedio en cada tiristor y la corriente raíz cuadrática media (rms) de cada tiristor son:

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \text{sen } \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi}$$

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \text{sen}^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_m}{2}$$

El circuito de la figura 2.1 se puede modificar, como se ve en la figura 2.5, donde los dos tiristores tienen un cátodo en común, y las señales de disparo tienen una terminal común. El tiristor T_1 y el diodo D_1 conducen durante el medio ciclo positivo, y el tiristor T_2 y el diodo D_2 conducen durante el medio ciclo negativo.

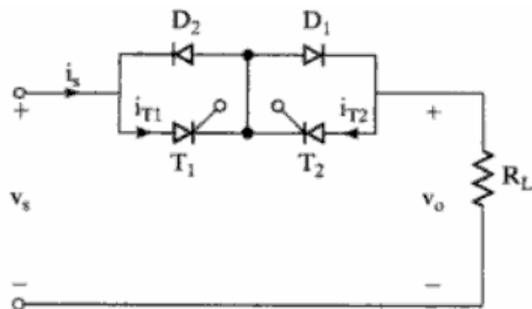


Figura 2.5 Interruptor de CA monofásica con puente de diodos y tiristores

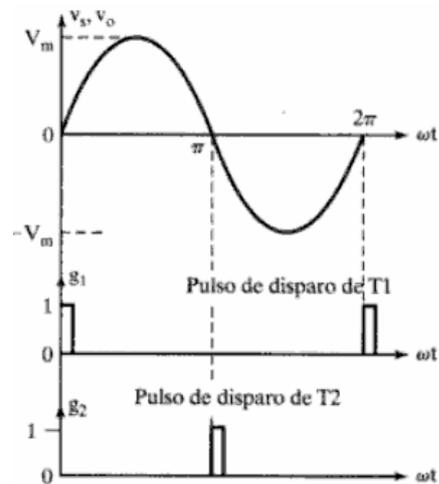


Figura 2.6 Formas de onda

Un puente rectificador de diodos y un tiristor T_1 , tal como se ven en la figura 2.7, pueden hacer la misma función que los de la figura 2.1. La corriente por la carga es CA, y por el tiristor T_1 es CD. Un transistor puede sustituir al tiristor T_1 . A la unidad formada por el transistor y el puente rectificador se le llama *interruptor bi-direccional*.

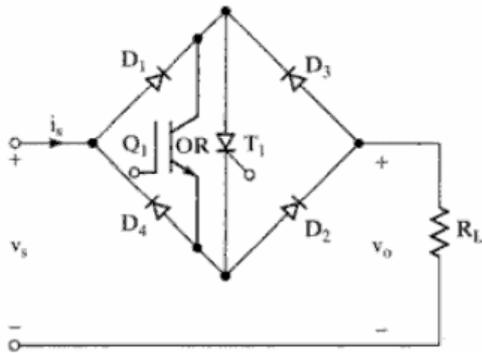


Figura 2.7 Interruptor de CA monofásica con puente rectificador y tiristor.

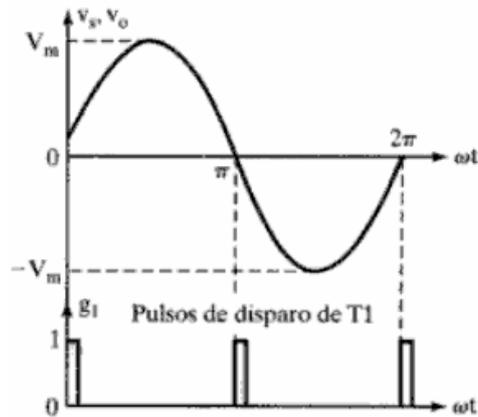


Figura 2.8 Formas de onda

2.2 Interruptor bidireccional

Los interruptores utilizados en el proyecto son interruptores de cuatro cuadrantes, es decir, tienen la capacidad de bloquear voltajes positivos o negativos y conducir corrientes en cualquier dirección. Dado que estos interruptores son fabricados para aplicaciones muy específicas, su coste es aún muy elevado, y tienen que ser implementados mediante arreglos de dispositivos semiconductores de dos cuadrantes como el MOSFET o el IGBT.

En general, el interruptor bidireccional puede implementarse de tres maneras, colocando un interruptor unidireccional al centro de un puente de diodos (PD) Fig. 2.3a, o colocando el interruptor en anti-paralelo, ya sea con el emisor en común (EC), Fig. 2.3b, ó con el colector en común (CC), Fig. 2.3c.

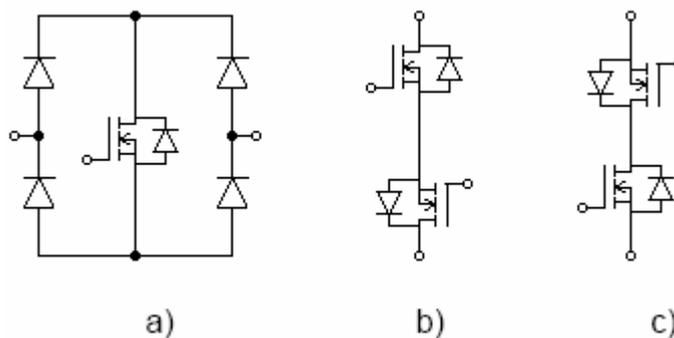


Figura 2.3 Configuraciones para el interruptor bidireccional

a) Interruptor PD, b) interruptor EC, c) interruptor CC.

2.2.1 MOSFET con puente de diodos (PD):

Este se construye colocando un MOSFET al centro de un puente de diodos sencillo. La principal ventaja de este arreglo es que la corriente puede fluir en ambas direcciones por el mismo semiconductor, por lo que solo se requiere un solo driver para disparar el interruptor o celda de conmutación. Las pérdidas por conducción son relativamente más altas debido a que la trayectoria de conducción se establece por tres dispositivos. La dirección de la corriente en el interruptor no puede ser controlada, esto representa la mayor desventaja al tratar de implementar métodos de conmutación más eficientes.

2.2.2 MOSFET en emisor común (EC):

El arreglo del interruptor bidireccional en emisor común consiste en dos MOSFET conectados en anti-paralelo como se muestra en la Fig. 2.4. Las pérdidas por conducción son menores debido a que la corriente es ahora conducida por sólo dos dispositivos. Este arreglo permite controlar independientemente la dirección de la corriente en el interruptor bi-direccional. Una desventaja es que para cada celda de conmutación se requiere una fuente aislada para los drivers de disparo.

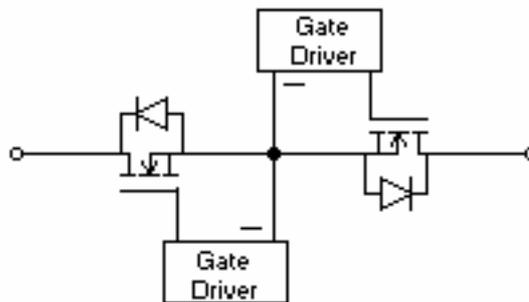


Figura 2.4 MOSFET en emisor común (EC).

2.2.3 MOSFET en colector común (CC):

En el interruptor bidireccional colector común, Figura 2.5, las pérdidas de conducción son las mismas que para el emisor común, sin embargo, este arreglo no es apropiado en

sistemas de alta potencia debido a las inductancias entre cada celda de conmutación que puede causar problemas.

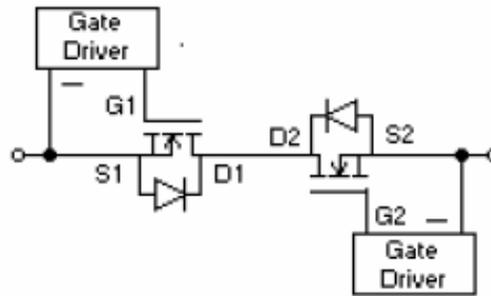


Figura 2.5 MOSFET en colector común (CC).

La configuración EC es, generalmente, la más utilizada para la implementación del convertidor matricial monofásico (CM).

2.3 Conmutación:

Al considerar la estrategia de conmutación en las celdas de conmutación es necesario considerar dos reglas básicas:

- a) No deben encenderse dos interruptores bidireccionales al mismo tiempo, como se ve en la Figura 2.6a esto produciría un corto circuito en las fases de entrada dañando el CM debido a la excesiva corriente que conduciría.
- b) Los interruptores no deben apagarse simultáneamente en ningún momento, Figura 2.6b, ya que esto ocasionaría que la trayectoria de la corriente que conduce a través de la carga generalmente inductiva se perdiera, causando sobre-voltajes que de igual manera destruirían el convertidor.

Estas dos consideraciones se deben tomar en cuenta debido a que los dispositivos semiconductores no pueden conmutar instantáneamente por el tiempo de apagado y encendido inherente a la construcción de los mismos.

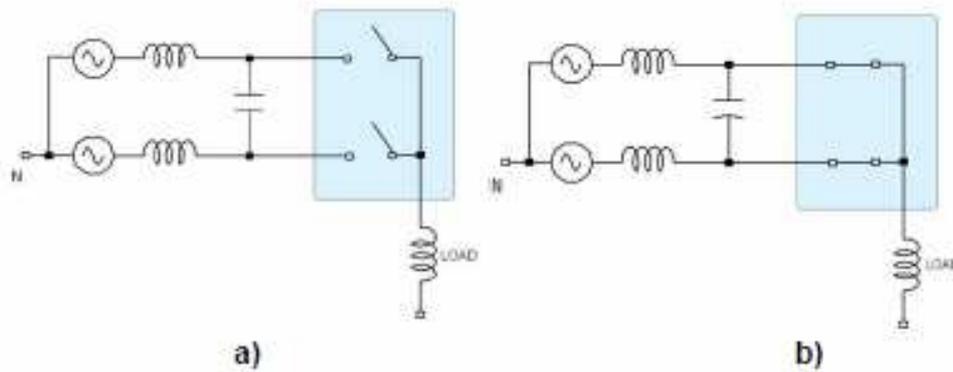


Figura 2.6 Conmutaciones no permitidas en un convertidor matricial, a) dos interruptores abiertos al mismo tiempo en anafase de salida, b) dos interruptores cerrados al mismo tiempo en una fase de salida.

A continuación se expone una estrategia de conmutación la cual consiste en cuatro pasos, y depende de la dirección de la corriente de salida, por lo que se requiere la obtención de esta información, ya sea por sensores de corriente o monitoreando el voltaje en los dispositivos de la celda de conmutación. La Figura 2.8 muestra el esquema de conmutación donde la dirección de la corriente de salida determina el patrón de conmutación.

Para facilitar la explicación, en la Figura 2.7 se muestran sólo dos fases de entrada conectadas a una fase de salida. Se asume que la corriente fluye en la dirección indicada y que el interruptor S1 (S1a y S1b) se encuentra inicialmente cerrado. Cuando una conmutación hacia S2 es requerida, la dirección de la corriente nos dice cual de los interruptores, S1a o S1b, no está conduciendo. Este dispositivo es entonces apagado. En este caso S1b se apaga. El dispositivo de S2 que conducirá la corriente se enciende, S2a en este caso. En este momento, sólo basta apagar S1a para transferir la corriente de la carga S1 a S2. El interruptor restante S2b es encendido para permitir la conducción bidireccional de la corriente que ahora fluye por S2. Este proceso se muestra en la Figura 2.8, donde el tiempo de retardo t_d se determina de acuerdo con las características de los dispositivos semiconductores utilizados (tiempos de apagado y encendido).

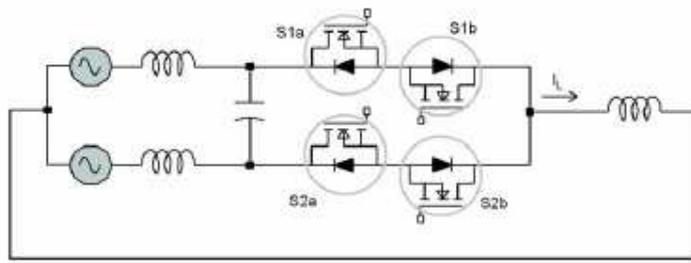


Fig. 2.7 Dos celdas de conmutación conectada a una fase de salida.

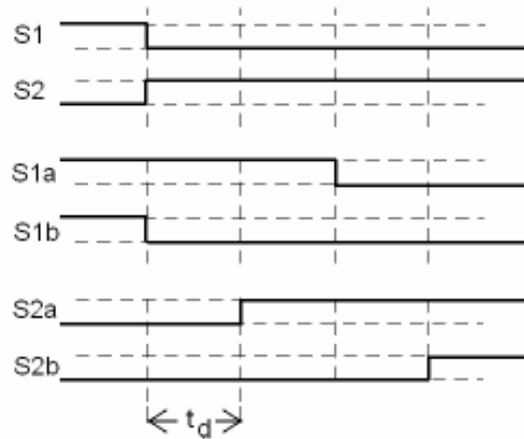


Fig. 2.8 Diagrama de tiempo para el proceso de conmutación de una fase de entrada a otra.

3 Descripción del proyecto

3.1 Objetivo detallado

El objetivo principal del proyecto es diseñar y construir un interruptor bi-direccional con MOSFET.

A partir de unos módulos y unas placas construidas por Mónica Batlle Rovira en su proyecto final de carrera [Convertidor AC/AC APWM controlado con un DSP, Otoño 2003; EUPMT], se trata de poner en marcha un interruptor bi-direccional de potencia que permita conmutar entre dos entradas de potencia sobre una salida, como se observa en la Figura 3.1, de tal manera que la corriente no sufra ninguna discontinuidad.

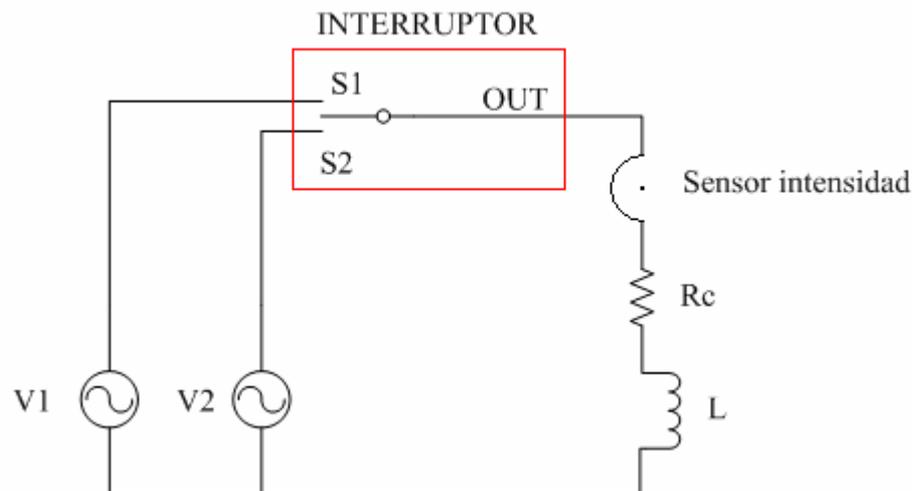


Figura 3.1 Topología general del circuito

Una de las finalidades de este proyecto es realizar la conmutación entre las dos entradas lo más rápida posible a partir de cuatro MOSFETs IRF840, respetando la secuencia de conmutación correcta, tal como se ha explicado en el apartado 2.3. Esto comportará estudiar el proceso de conmutación conveniente de los MOSFETs y realizar toda la programación de estos mediante el programa MATLAB-Simulink, para luego ser implementado mediante la tarjeta DSP1102 con el hardware.

Para saber el sentido de la corriente por la carga, se utiliza un sensor de corriente (LEM) del tipo LA25-NP, el cual irá conectado entre el interruptor y la carga.

3.2 Topología empleada

En la Figura 3.2 se ve la tipología empleada durante el desarrollo del proyecto. Aquí se puede apreciar las tensiones de entrada, las resistencias utilizadas y todo lo relacionado con el circuito de potencia.

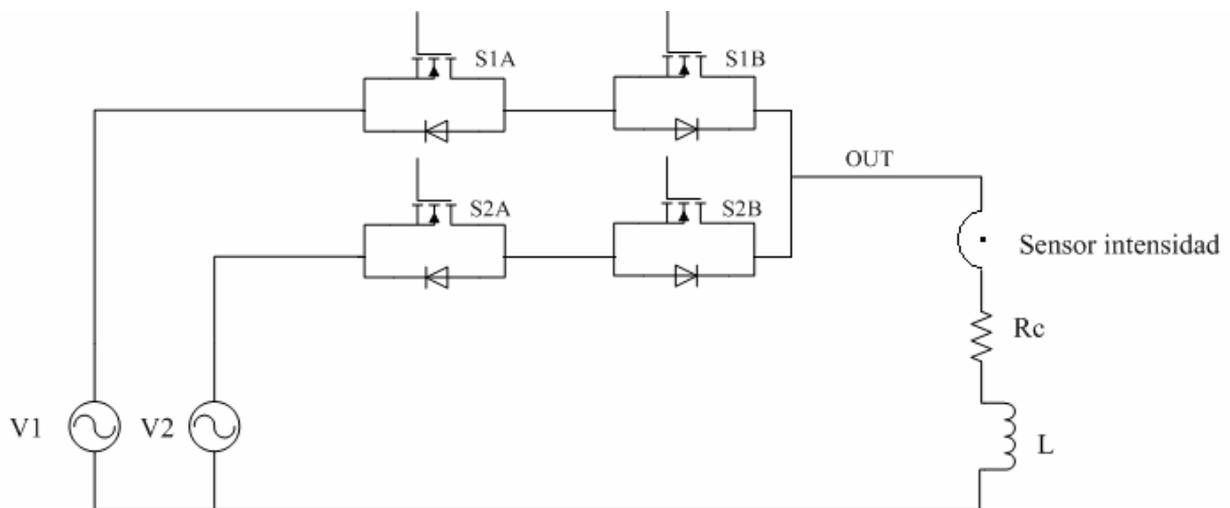


Figura 3.2 Topología empleada en el proyecto

Como se puede observar, se tiene un interruptor bidireccional el cual se tiene que poner en marcha para que conmute entre las dos tensiones de entrada (V1 y V2) sobre una de salida (Vout).

3.3 Estrategia de conmutación

En este apartado se ve la estrategia de conmutación utilizada para poder conmutar entre las dos entradas mediante los cuatro MOSFETs. Como se ha podido apreciar en el apartado anterior nombramos a los MOSFETs S1A, S1B, S2A Y S2B. Partiendo del esquema que podemos ver en la Figura 3.3, nos encontraremos con cuatro posibilidades de conmutación

distintas, según la dirección del corriente ($S1 \rightarrow S2$ o $S2 \rightarrow S1$) o según el signo de la corriente (positivo o negativo).

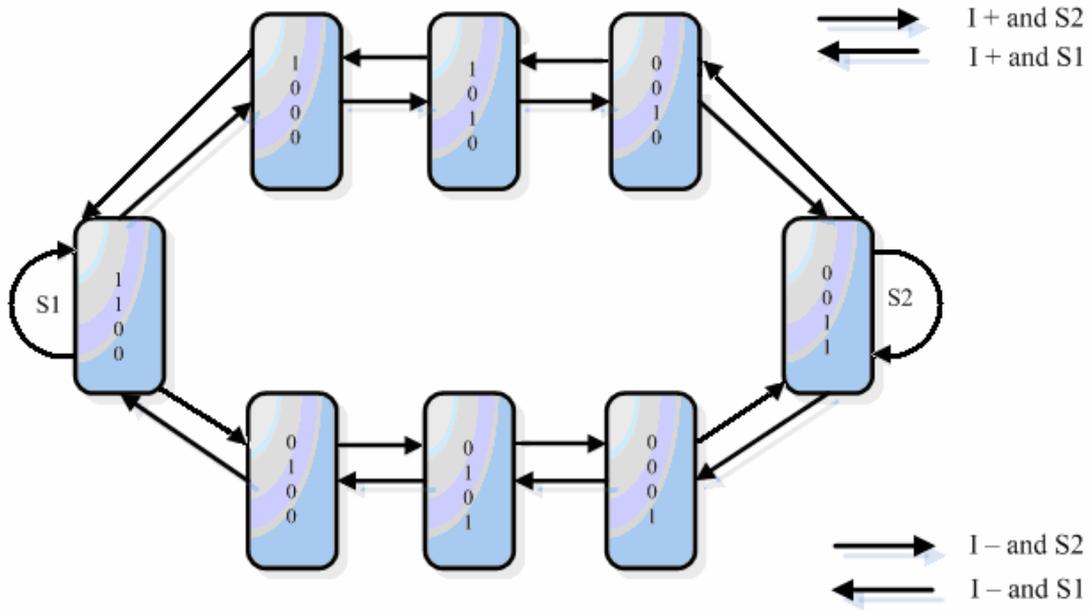


Figura 3.3 Estrategia de conmutación de los MOSFETs

· Intensidad positiva y $S1 \rightarrow S2$:

S1A	1	1	1	0	0
S1B	1	0	0	0	0
S2A	0	0	1	1	1
S2B	0	0	0	0	1

· Intensidad positiva y $S2 \rightarrow S1$:

S1A	0	0	1	1	1
S1B	0	0	0	0	1
S2A	1	1	1	0	0
S2B	1	0	0	0	0

· Intensidad negativa y $S1 \rightarrow S2$:

S1A	1	0	0	0	0
S1B	1	1	1	0	0
S2A	0	0	0	0	1
S2B	0	0	1	1	1

· Intensidad negativa y $S2 \rightarrow S1$:

S1A	0	0	0	0	1
S1B	0	0	1	1	1
S2A	1	0	0	0	0
S2B	1	1	1	0	0

3.4 Descripción del sistema físico

En este apartado se detallan las partes que una vez ensambladas todas ellas, conforman un interruptor bidireccional con MOSFET. Se definen todos aquellos circuitos que influyen o permiten que la señal generada por el DSP llegue a los transistores de potencia.

3.4.1 Driver

Para gobernar los transistores del convertidor con las señales de control proporcionadas por el DSP se necesita un circuito de disparo o driver. El consumo de este circuito ha de ser mínimo y ha de presentar una buena respuesta a las frecuencias de conmutación en las que opera el convertidor.

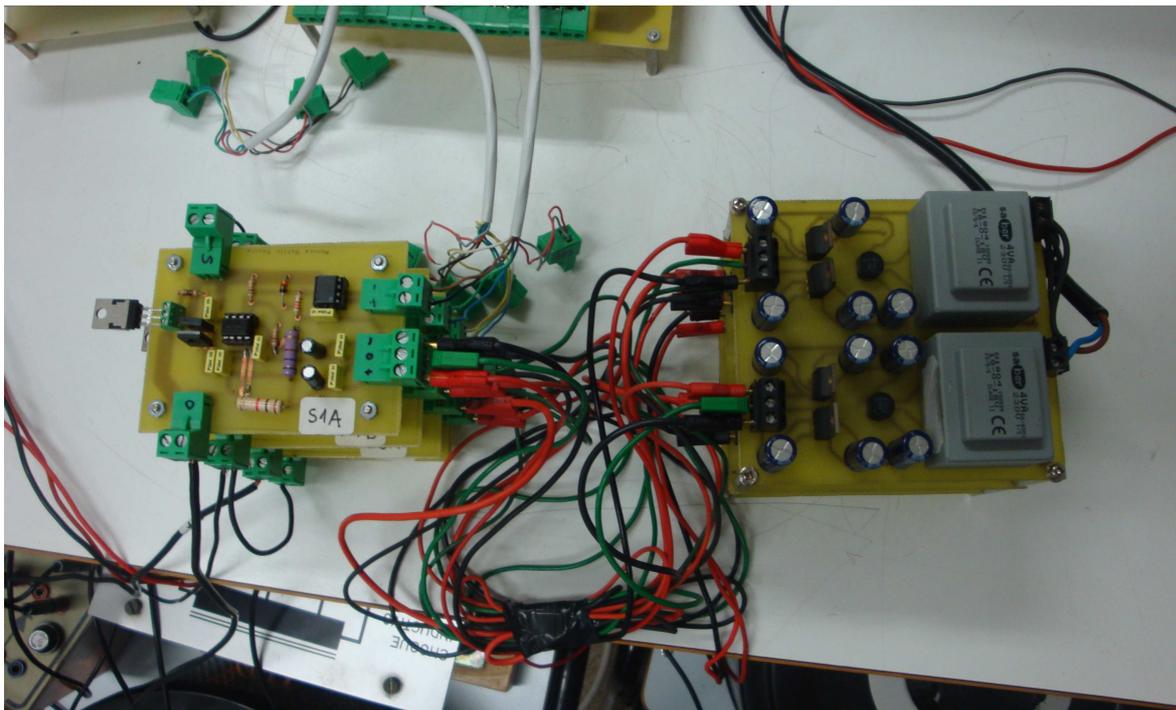


Figura 3.4 Drivers y fuentes de los drivers

3.4.2 Fuentes de los drivers

Como se puede observar en la Figura 3.4 del apartado anterior, cada driver está alimentado mediante una fuente que le proporciona ± 15 V. Esta fuente va conectada directamente a la red eléctrica y ya se encarga de proporcionar ± 15 V a cada driver. En total usaremos cinco

salidas, cuatro que nos servirán para alimentar los drivers que permitirán los disparos de los MOSFETs y una salida que alimentará el sensor de corriente utilizado.

3.4.3 Buffer

La placa que podemos ver en la Figura 3.5 es el buffer, la principal misión del cual es proporcionar una mínima intensidad a las señales de control, que no es capaz de suministrar el DSP por si solo. Esta placa ya diseñada anteriormente esta conectada a una fuente de voltaje que tenemos en el laboratorio la cual le entrega 5 V.

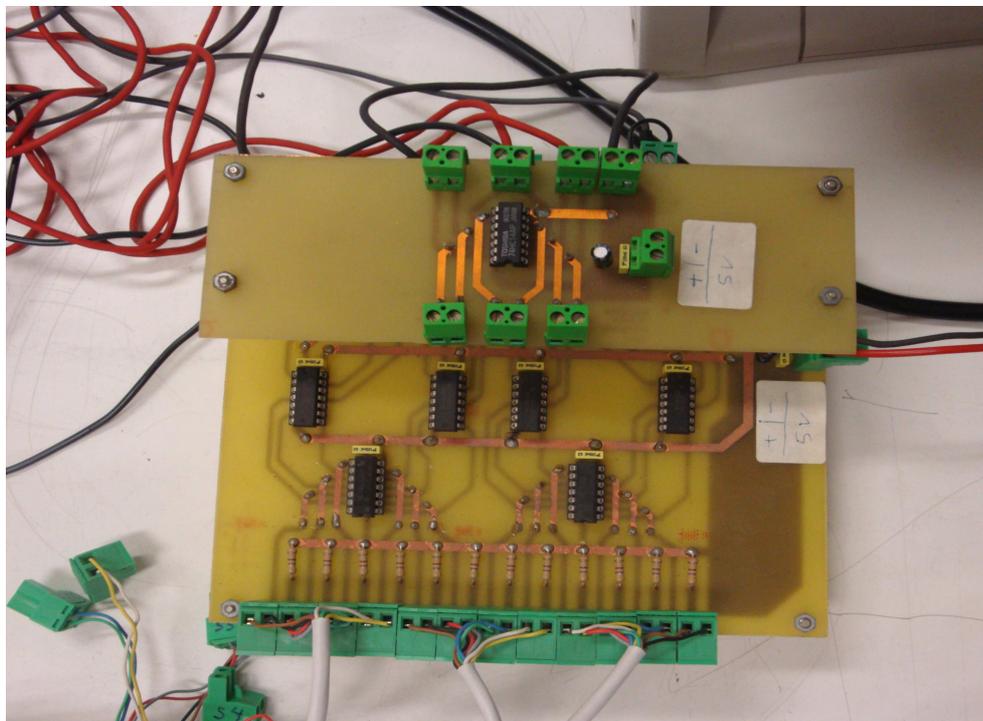


Figura 3.5 Buffer utilizado

3.4.4 Tarjeta DS1102

La tarjeta DS1102 utilizada está basada en el procesador TMS320C31 de Texas Instruments, perteneciente a la tercera generación de Procesadores de Señal Digital (DSP) con coma flotante. El DSP constituye la unidad de proceso principal, permitiendo rápidos ciclos de instrucciones para algoritmos numéricos complejos.

Una de las características principales que tiene la tarjeta consiste en la gran flexibilidad que los periféricos dan a la tarjeta, de manera que funciones típicamente implementadas en el software, se implementan en el hardware, descargando considerablemente la ejecución de los programas.

3.4.5 Panel de conexiones CP1102

El panel CP1102 tiene como objetivo proporcionar una conexión rápida y directa que permita la comunicación entre control y planta, entre la tarjeta dSPACE y el sistema en cuestión.

Físicamente, se trata de una carcasa de aluminio que separa en diferentes conectores, los diferentes periféricos de consta la DS1102.

Estos conectores son:

- 4 entradas BNC analógicas hacia los ADC (de Vin1 a Vin4),
- 4 salidas BNC analógicas desde los DAC (de Vout1 a Vout4),
- 1 conector de entradas/salidas digitales (Digital I/O),
- 1 comunicación serie (RS232),
- 2 entradas de encoders incrementales (Inc 1 y Inc 2),
- y un conector para el subsistema *capture/compare* (CAP/CMP).

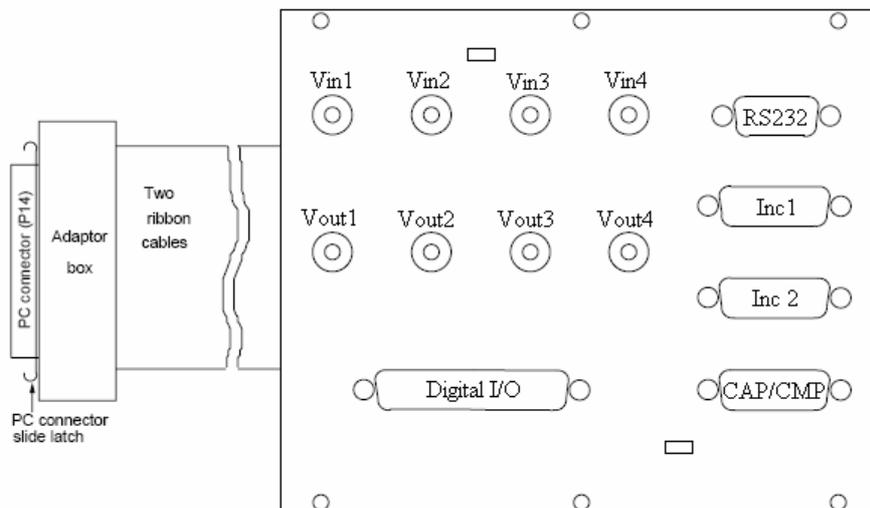


Figura 3.6 Panel CP1102

En nuestro caso solo utilizaremos una de las entradas analógicas hacia los ADC (V_{in1}) y el conector de entradas/salida digitales (Digital I/O), como se puede ver en la Figura 3.7.

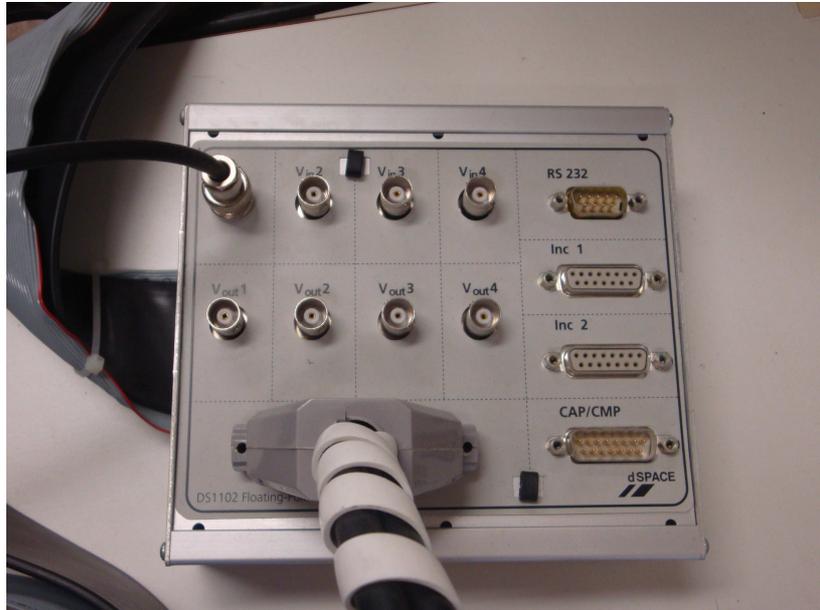


Figura 3.7 Panel de conexiones CP1102

3.4.6 Panel de conexiones de los bits

Para que las conexiones fueran más sencillas, en su momento, se diseñó esta placa para así poder acceder de forma más fácil y cómoda a las entradas/salidas digitales (Digital I/O) del panel de conexiones CP1102 anteriormente visto.

A continuación, mostramos una tabla en la cual se indica a que hace referencia cada una de los pins utilizados:

SEÑAL	CANAL DIG. I/O	PIN CP1102
S1A	1	PIN 20
S1B	2	PIN 2
S2A	3	PIN 21
S2B	4	PIN 3
GND	/	PIN 7

Cada uno de los pins hace referencia a uno de los cuatro MOSFETs utilizados para realizar la conmutación, excepto el PIN 7 que se usa para el GND.

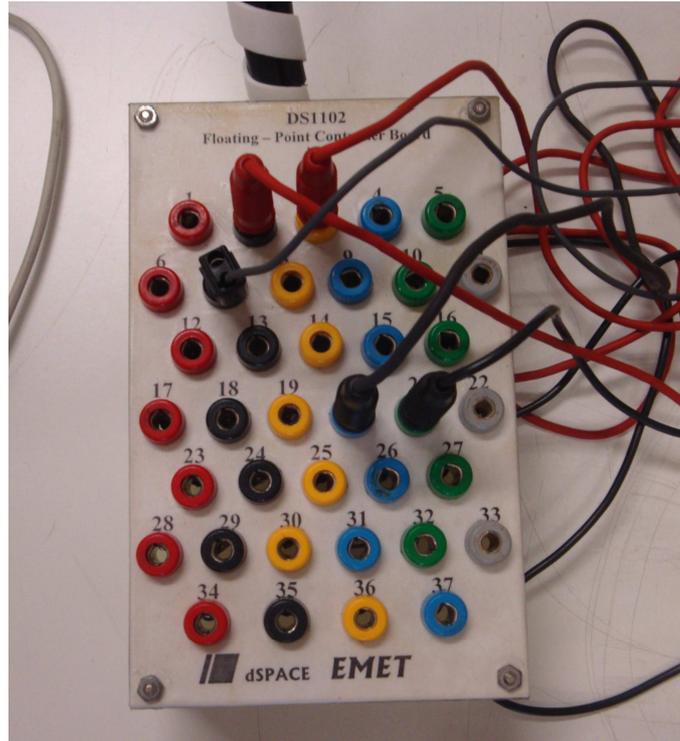


Figura 3.8 Panel

3.4.7 Sensor de corriente

En las pruebas realizadas durante el transcurso del proyecto se ha medido en todo momento el corriente aplicado a la carga. En una de las placas diseñadas por Mónica Batlle Rovira, se usa un sensor de corriente LA 25-NP. Para la buena elección del sensor se tuvo en cuenta los siguientes aspectos:

- El tipo de variable a medir (corriente).
- El rango de valores a los que se puede ajustar esta variable.
- Acondicionamiento del señal (las entradas analógicas del DSP solo admite tensiones comprendidas entre ± 10 V).
- Necesidad de aislamiento.

El LA 25-NP es un sensor de efecto Hall, que proporciona aislamiento entre el circuito de potencia y la medida obtenida. El sensor de corriente elegido fue el LA 25-NP, el esquema del cual es el siguiente:



Figura 3.9 Esquema sensor de corriente

Este sensor se adapta perfectamente a las necesidades del sistema empleado, pudiendo ser configurado para medir distintos rangos de corriente y ofreciendo aislamiento. El sensor necesita una alimentación bipolar de ± 15 V y su salida está configurada adecuadamente para entregar tensiones dentro del rango de ± 10 V para el DSP.

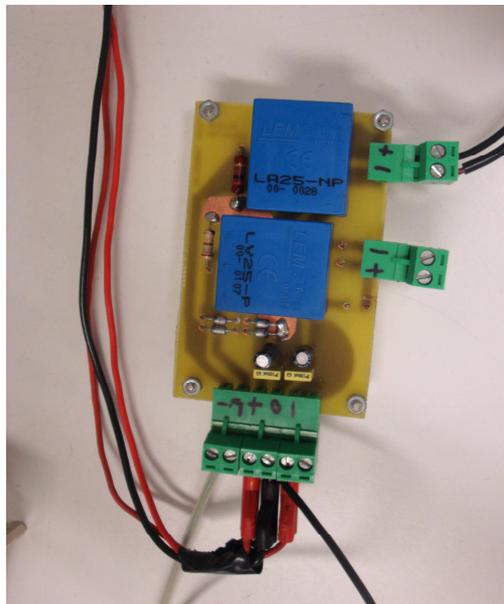


Figura 3.10 Sensor de corriente LA 25-NP

· Ajuste del sensor:

En este apartado se indica el proceso de ajuste de lectura del sensor de corriente escogido mediante los bloques de Matlab – Simulink. Estos ajustes son necesarios para que la lectura obtenida sea precisa.

En primer lugar, se corrige el offset que presenta el sensor por defecto. Para llevar a cabo esta corrección se utiliza un fichero de Simulink y añadiremos el bloque correspondiente al

sensor, en este caso el DS1102ADC, del cual solo se selecciona el canal 1. Una vez realizado esto, es necesario abrir el programa ControlDesk y es entonces cuando se podrá compilar el fichero, el cual se cargará automáticamente al DSP. Ahora ya se tiene el programa cargado al DSP y en la pantalla del ControlDesk se abrirá una nueva pestaña para el nuevo programa. A continuación, se tendrá que crear una nueva pantalla en el ControlDesk (NewLayout). Dentro de esta pantalla se pone un plotter donde se verá la señal de la corriente.

Una vez hecho esto, sin necesidad de dar corriente al sensor se mira que valor toma y en el caso de que no marque 0 (recordamos que no hay corriente) ya se sabe cual es el offset a corregir (en el anexo I se puede ver como crear un archivo con el ControlDesk).

Todo seguido, una vez se tiene ajustado el offset, habrá que implementar una ganancia para obtener el valor real de la corriente que circula. Esta ganancia se obtiene a partir de los siguientes cálculos:

$$\cdot I_{pn} = 5 \text{ A}$$

$$\cdot I_{sn} = 25 \text{ mA}$$

$$\cdot R_{AS} = 200\Omega$$

$$V_M = R_{AS} * i_s = 200 * \frac{25 * 10^{-3}}{5} i_p = 1 * i_p$$

Todos los datos necesarios para realizar los cálculos se obtienen del datasheet del sensor, adjuntado en el anexo.

A partir de estos cálculos se obtiene la ganancia teórica que se tendría que introducir, pero como ya se sabe, en la práctica siempre existen errores y tolerancias. Este valor obtenido teóricamente nos servirá como punto de referencia, a partir del cual se ajustará la ganancia hasta que el corriente del sensor y el corriente que nos está entregando la fuente sean el mismo valor. A continuación, en la figura 3.12 se puede apreciar como queda el esquema de bloques de Simulink.

RTI Data

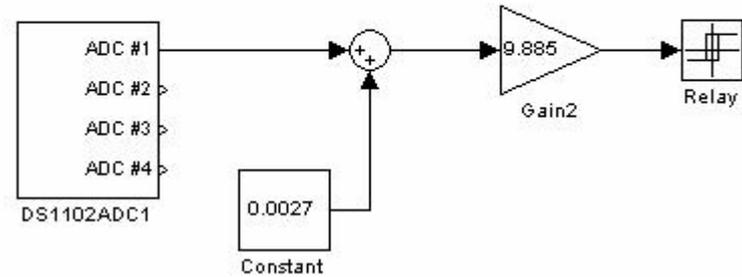


Figura 3.12 Calibrado de un sensor de corriente.

3.4.8 Alimentación:

Como ya se sabe el proyecto se basa en diseñar y construir un interruptor bidireccional de potencia que permita conmutar entre dos entradas de potencia sobre una salida, por lo cual necesitaremos dos alimentadores. Durante el desarrollo del proyecto se ha trabajado con una entrada de 60 V y una entrada de 30V, las cuales se sacan de un autotransformador del laboratorio y de un autotransformador con ruedas, respectivamente.

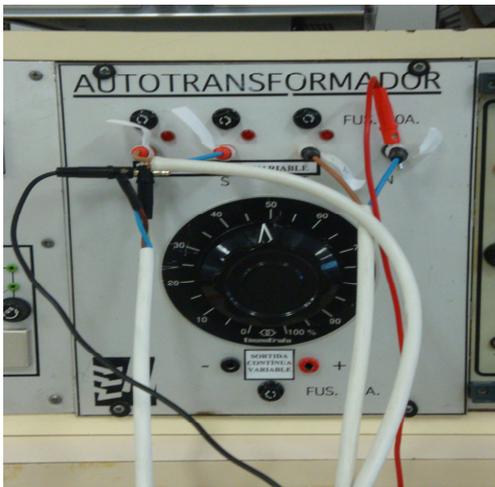


Figura 3.13 Autotransformador



Figura 3.14 Autotransformador con ruedas

Se conectan las tres fases y el neutro (R, S, T y N) del autotransformador de ruedas al autotransformador del laboratorio. Solo se usa una de ellas para sacar los 60 V mediante

22 Descripción del proyecto

una manguera, en este caso la fase R. A continuación, de la salida del autotransformador de ruedas se sacan los 30 V, ajustándolo al 50%.

3.4.9 Reostatos y bobina:

Finalmente para la implementación del sistema físico se ha usado tres reostatos y una bobina.

Para obtener una carga RL, así poder hacer una simulación con una carga más real, se ha utilizado un reóstato de 100 Ω y una bobina o choque inductivo de el laboratorio capaz de soportar 10 A.

Los otros dos reóstatos usados no tienen una función específica dentro del proyecto, pero se han puesto para curarnos en salud y así evitar que en el caso de algún tipo de fallo, como ahora un cortocircuito, se dañara todo lo demás. Estos reóstatos tienen un valor de 33 Ω y evitan que al producirse un fallo circule toda la corriente por las placas.



Figura 3.15 Reóstato de 33 Ω



Figura 3.16 Reóstato de 100 Ω

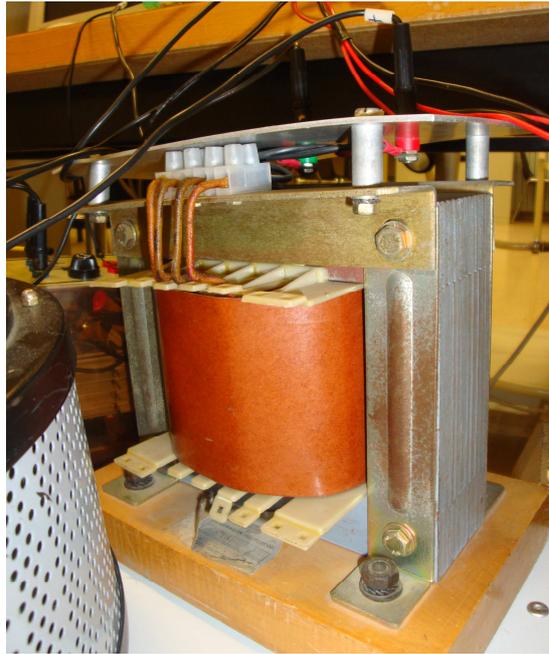


Figura 3.17 Choque Inductivo

3.5 Descripción del control

Una parte muy importante del proyecto es toda la relacionada con el control. El programa utilizado para realizar el control de nuestro interruptor bi-direccional es el bien conocido programa de simulación matemática y de sistemas MATLAB. Más concretamente, la herramienta utilizada en los controles desarrollados en el proyecto es Simulink, que proporciona un entorno gráfico, más visual y cómodo a la hora del diseño.

Simulink permite modelar, simular y analizar sistemas dinámicos, tanto lineales como no lineales, en tiempo continuo, muestreados o un híbrido entre los dos, y también sistemas multifrecuencia.

3.5.1 Diagrama de bloques:

Para desarrollar el interruptor bi-direccional se ha diseñado el diagrama de bloques que se puede ver en la Figura 3.18 con el programa mencionado anteriormente, MATLAB-Simulink.

24 Descripción del proyecto

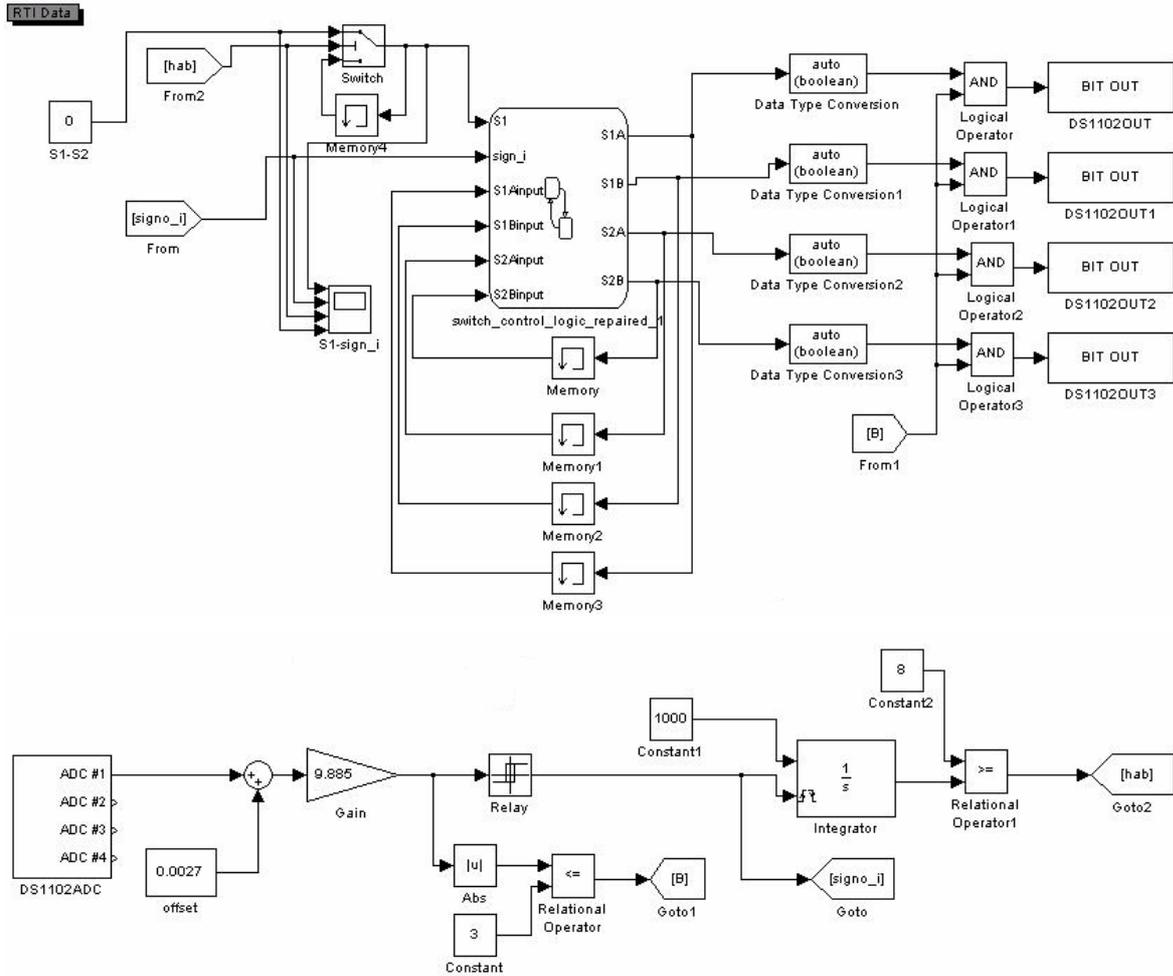


Figura 3.18 Diagrama de bloques

El diagrama de bloques diseñado para abarcar el proyecto consta básicamente de dos partes:

- Como tratar la corriente de entrada.
- Como establecer la conmutación de los MOSFETs.

Después de realizar la corrección del offset y la ganancia del sensor de corriente, visto anteriormente, se puso un limitador de corriente para no tener problemas de sobreintensidad en el circuito. Este sistema lo que hace es comparar el valor de la intensidad de entrada con una intensidad de 3 A. En el caso que la intensidad que pase sea más pequeña que 3 A no habría ningún problema y todo funcionaría igual, pero, en caso contrario, si la corriente que pasara fuera superior a 3 A se bloquearía el circuito y la corriente no seguiría su camino.

Finalmente, se decidió habilitar la señal de la corriente de entrada. La finalidad es evitar que la conmutación del interruptor se produzca justo en el momento en que la corriente cambia de signo, ya que podría generar ciertos problemas cuando se produjera la conmutación. Los resultados los veremos en el capítulo siguiente.

En el apartado de conmutaciones, desde el ControlDesk se decide que camino tiene que seguir la corriente ($S1 \rightarrow S2$ o $S2 \rightarrow S1$). Se entra la señal habilitada de la corriente y, a partir de aquí, se produce la estrategia de conmutación que se ha diseñado para que los interruptores funcionen adecuadamente. Como ya se ha mencionado anteriormente, la conmutación de los interruptores depende de dos factores:

- Camino de la corriente ($S1 \rightarrow S2$ o $S2 \rightarrow S1$).
- Signo de la corriente (positivo/negativo).

La estrategia de conmutación se puede ver la Figura 3.19, que tenemos a continuación:

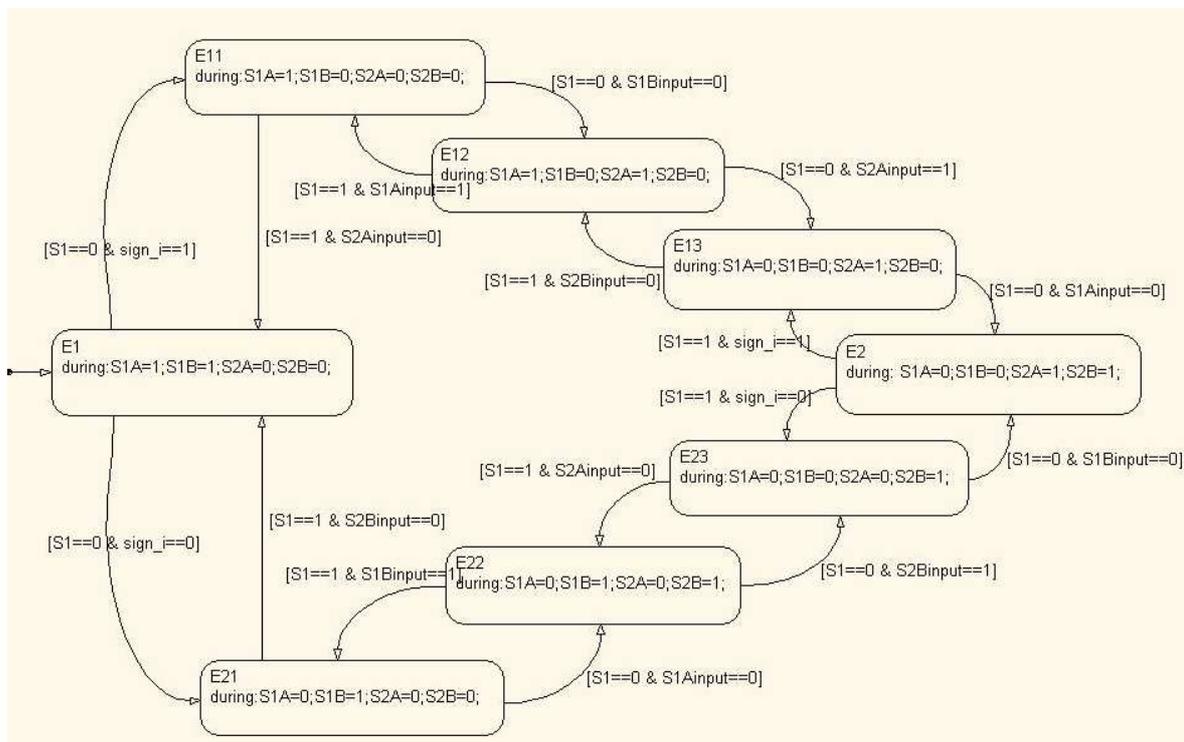


Figura 3.19 Estrategia de conmutación

Una manera fácil y eficaz de ver si el diagrama de bloques es correcto, es decir, que hace la función que deseamos es mediante el programa ControlDesk. Una vez terminado el diagrama de bloques, con el MATLAB-Simulink, se compila el archivo (Ctrl + B). Previamente el archivo debe estar guardado. Para que este proceso sea satisfactorio es necesario tener abierto, previamente, el programa ControlDesk. Si no surge ningún problema el archivo se compilará correctamente y se verá en la parte inferior de la pantalla del ControlDesk, como podemos ver en la figura 3.20. En el caso contrario, el mismo MATLAB-Simulink nos informará del error que se ha producido.

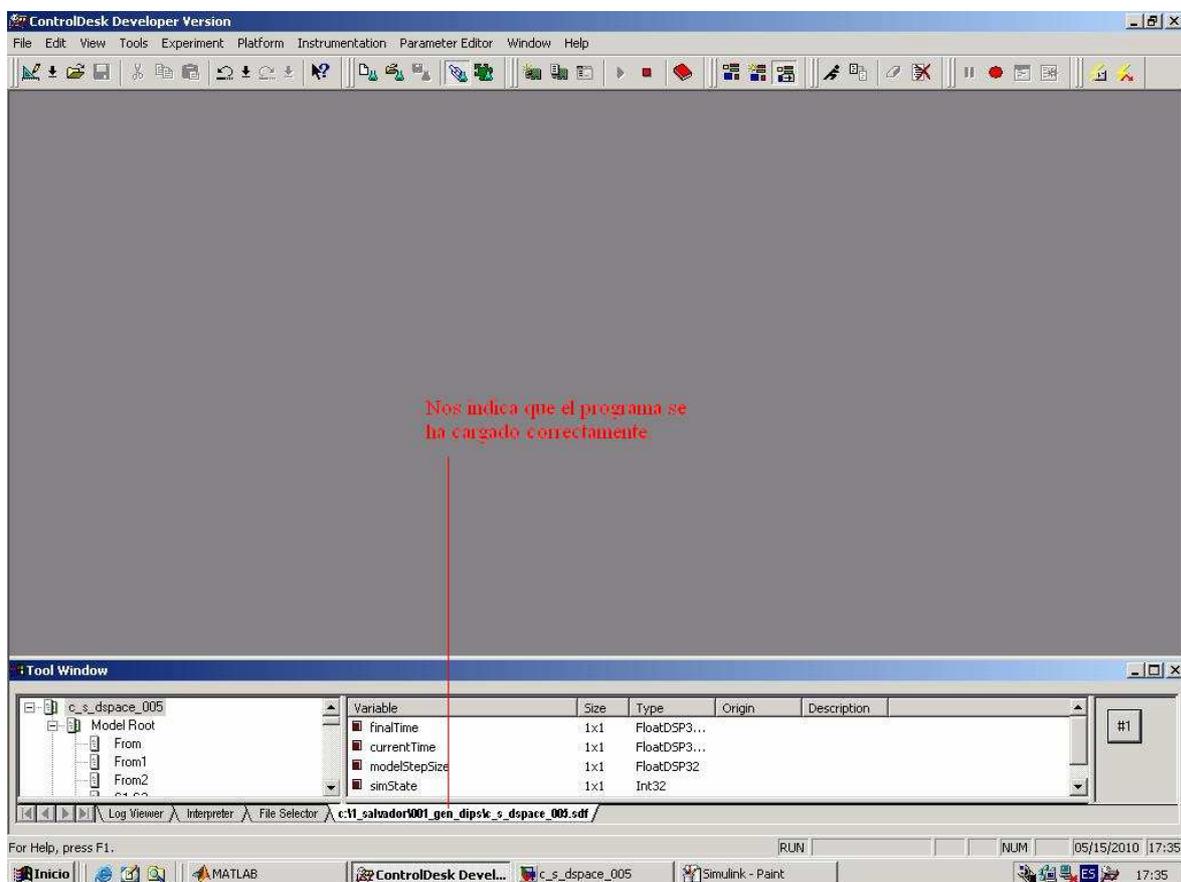


Figura 3.20 ControlDesk

Una vez se tiene el programa cargado en el ControlDesk ya se puede abrir un nuevo archivo (New Layout) para trabajar con él. En este nuevo archivo se podrá ver cualquiera de las señales de nuestro diagrama de bloques mediante un *plotter*, o cambiar aquellos valores que nos interesen (NumericInput, como ahora el valor del offset, de la ganancia... entre muchas otras cosas.

En nuestro caso, se ha creado un archivo como el de la figura 3.21 donde se ve en todo momento el valor de la intensidad que circula, ya sea la pertinente a los 60 V o a los 30 V de entrada, la señal de habilitación creada, la conmutación de los MOSFETs y también podemos ver el signo de la corriente (positivo y negativo). Esta foto se comentará en el siguiente capítulo.

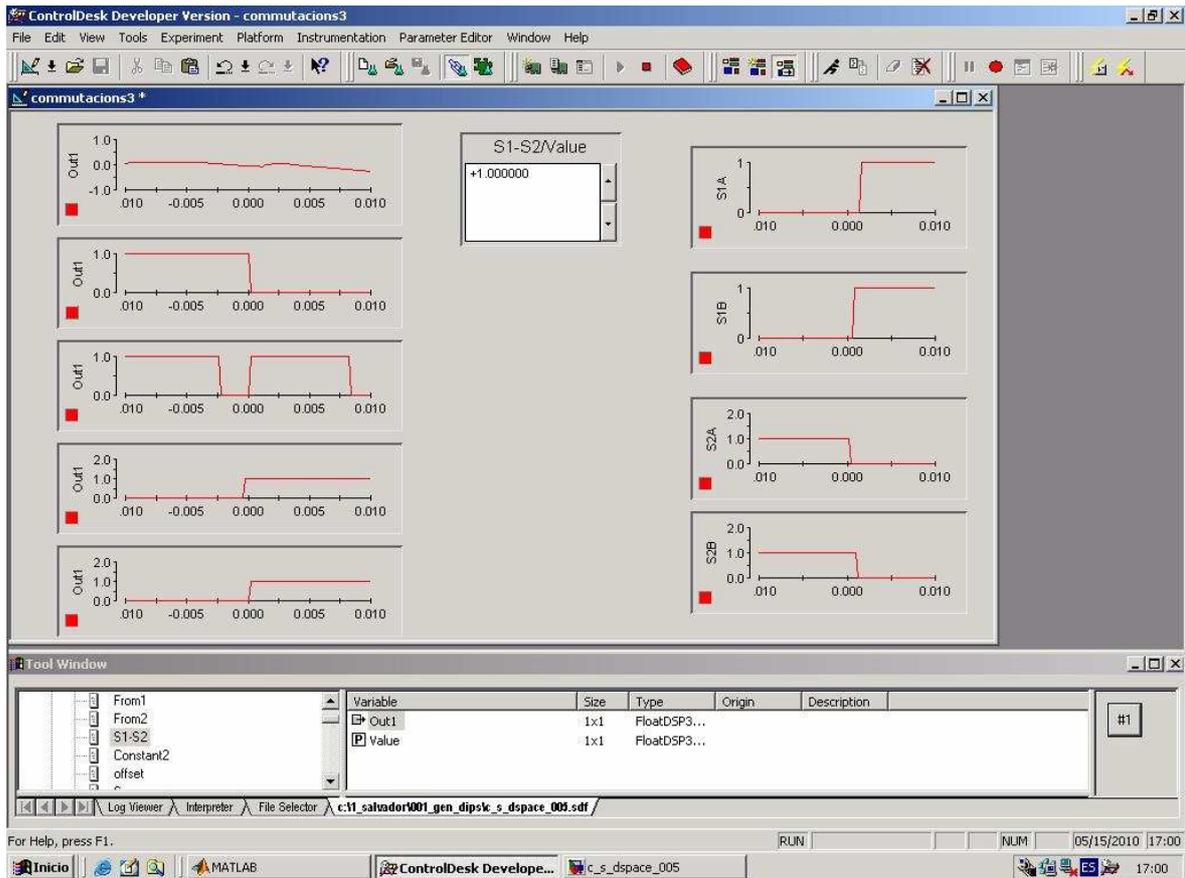


Figura 3.21 Pantalla ControlDesk

4 Resultados experimentales

En este capítulo se abordarán los resultados obtenidos, mostrándolos y justificando que son los resultados que se querían ver.

El circuito que se usa durante las pruebas experimentales es el siguiente:

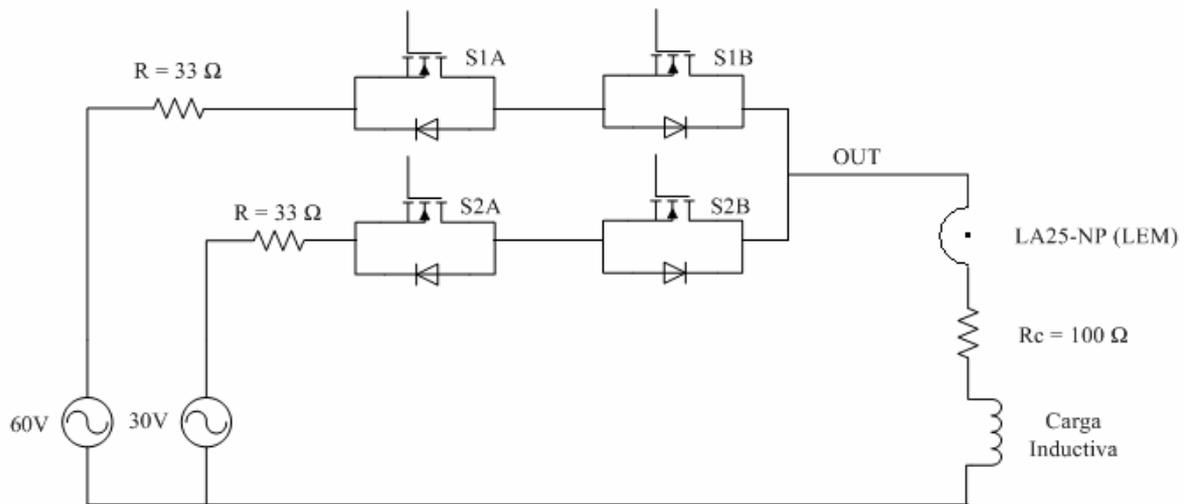


Figura 4.1 Topología del circuito usado en las pruebas experimentales

Como se puede apreciar se utilizan dos resistencias de $R = 33 \Omega$ en la entrada como medida preventiva, y así, evitar que se puedan quemar los MOSFETs en caso de cortocircuito.

4.1 Pruebas conmutaciones:

Como se ha visto en capítulos anteriores, los MOSFETs deben cumplir una estrategia de conmutación según el sentido y el signo de la corriente. A continuación, veremos como esto se cumple según lo previsto.

A la hora de realizar las pruebas experimentales para comprobar el buen funcionamiento, es decir, el buen proceso de conmutación de los MOSFETs hemos hecho servir dos sondas

de intensidad. Cada una de las sondas va conectada a uno de los bits de salida del panel de las salidas digitales.

SEÑAL	PIN CP1102
S1A	PIN 20
S1B	PIN 2
S2A	PIN 21
S2B	PIN 3
GND	PIN 7

Para que las medidas sean más fáciles de interpretar, una de las sondas de corriente va en todo momento conectada al PIN 20, es decir, a la señal del interruptor S1A. Esta será la señal de referencia y la otra sonda será con la que iremos pinchando los demás interruptores.

Las sondas de corriente van conectadas a dos entradas distintas del osciloscopio del laboratorio (canal 1 y canal 2), a través del cual obtendremos las señales de conmutación.

· Intensidad positiva y S1 → S2:

En el caso en que la intensidad sea positiva y el sentido de la corriente sea de S1 a S2, nos encontramos que debería cumplir la siguiente tabla:

S1A	1	1	1	0	0
S1B	1	0	0	0	0
S2A	0	0	1	1	1
S2B	0	0	0	0	1

En las siguientes figuras se muestra que realmente los MOSFETs cumplen con su estrategia de conmutación.

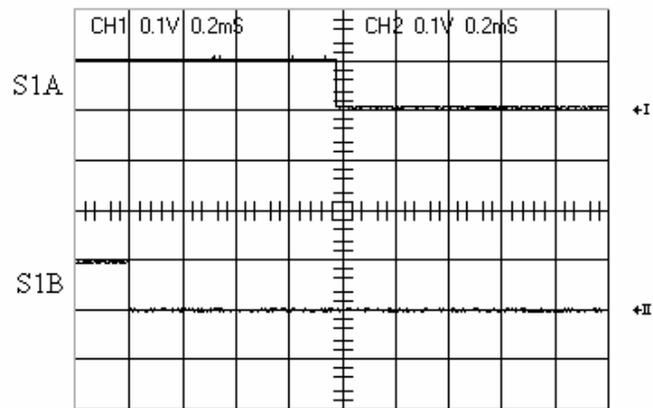


Figura 4.2 MOSFETs S1A Y S1B

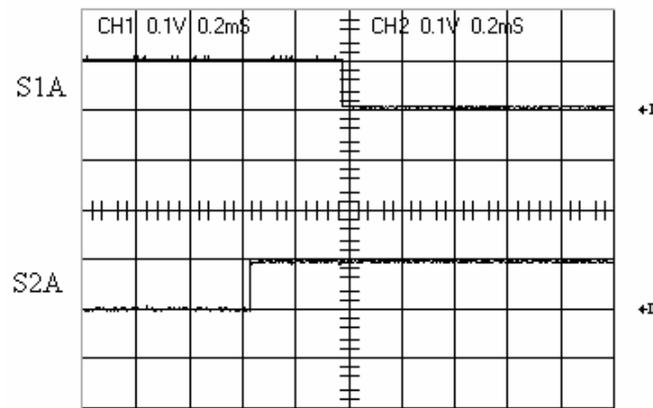


Figura 4.3 MOSFETs S1A y S2A

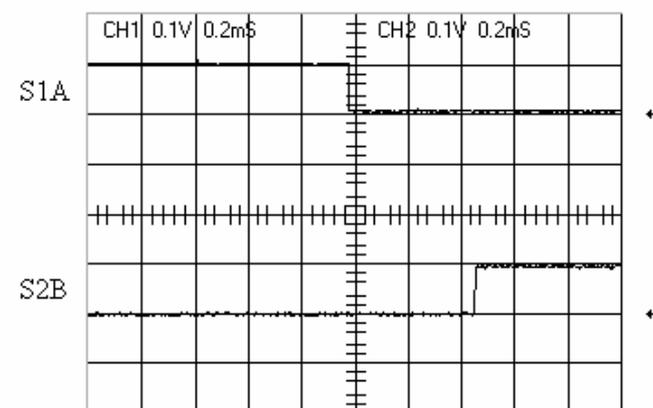


Figura 4.4 MOSFETs S1A y S2B

· Intensidad positiva y S2 → S1:

En el caso en que la intensidad sea positiva y el sentido de la corriente sea de S2 a S1, nos encontramos que debería cumplir la siguiente tabla:

S1A	0	0	1	1	1
S1B	0	0	0	0	1
S2A	1	1	1	0	0
S2B	1	0	0	0	0

En las siguientes figuras se muestra que realmente los MOSFETs cumplen con su estrategia de conmutación.

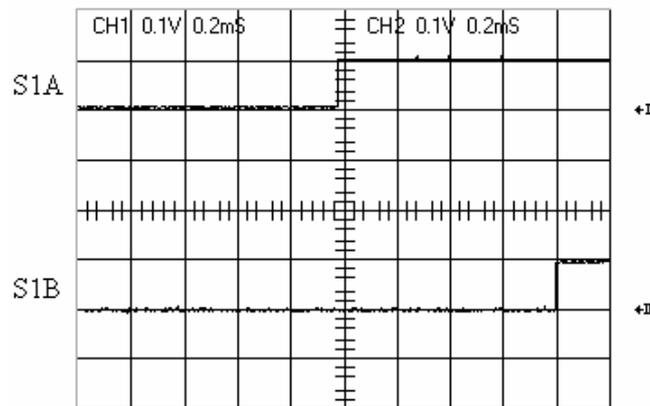


Figura 4.5 MOSFETs S1A y S1B

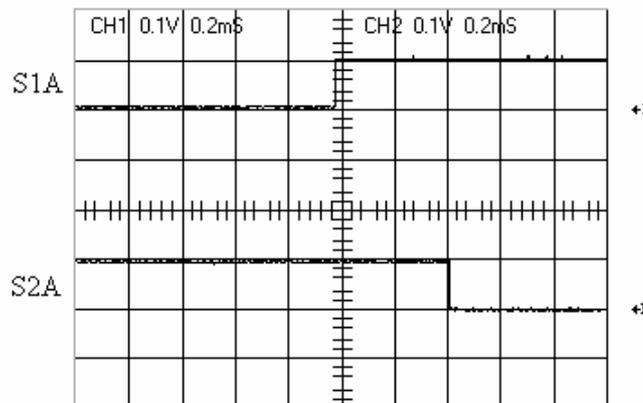


Figura 4.6 MOSFETs S1A y S2A

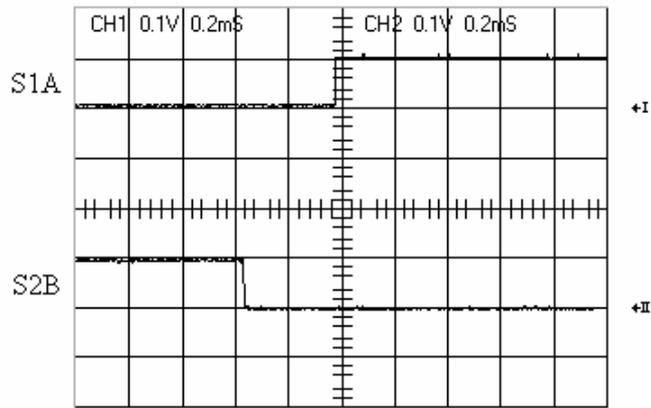


Figura 4.7 MOSFETs S1A y S2B

· Intensidad negativa y S1 → S2:

En el caso en que la intensidad sea positiva y el sentido de la corriente sea de S2 a S1, nos encontramos que debería cumplir la siguiente tabla:

S1A	1	0	0	0	0
S1B	1	1	1	0	0
S2A	0	0	0	0	1
S2B	0	0	1	1	1

En las siguientes figuras se muestra que realmente los MOSFETs cumplen con su estrategia de conmutación.

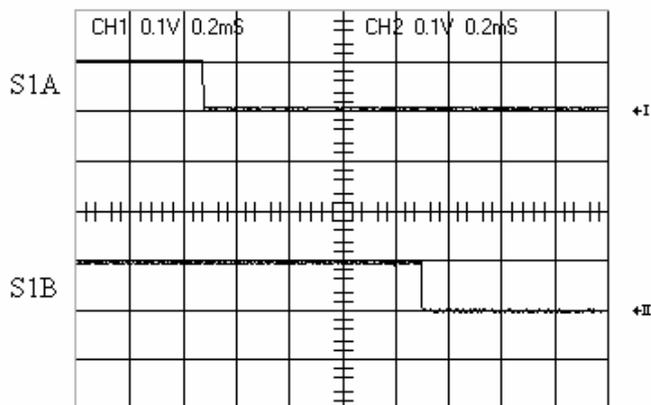


Figura 4.8 MOSFETS S1A y S1B

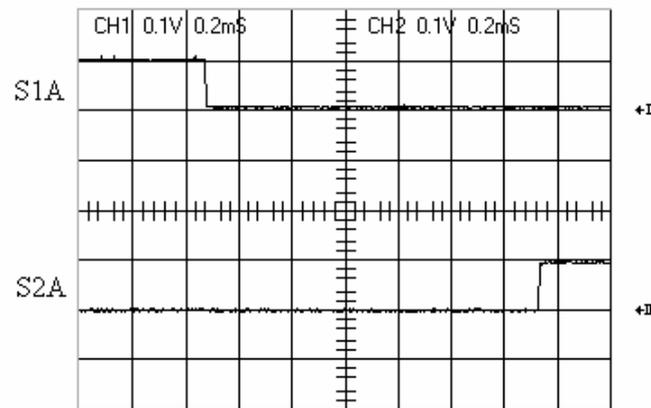


Figura 4.9 MOSFETs S1A y S2A

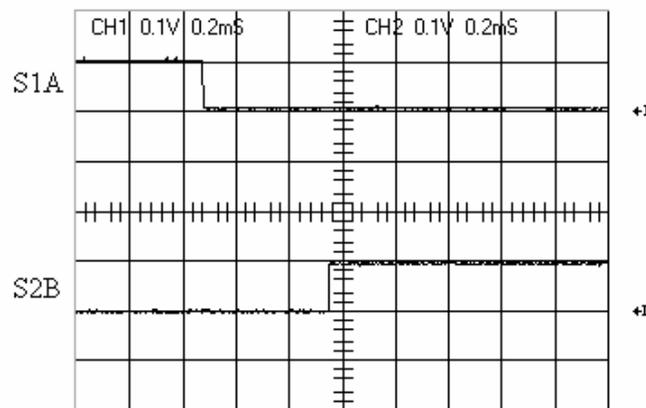


Figura 4.10 MOSFETs S1A y S2B

· Intensidad negativa y S2 → S1:

En el caso en que la intensidad sea positiva y el sentido de la corriente sea de S2 a S1, nos encontramos que debería cumplir la siguiente tabla:

S1A	0	0	0	0	1
S1B	0	0	1	1	1
S2A	1	0	0	0	0
S2B	1	1	1	0	0

En las siguientes figuras se muestra que realmente los MOSFETs cumplen con su estrategia de conmutación.

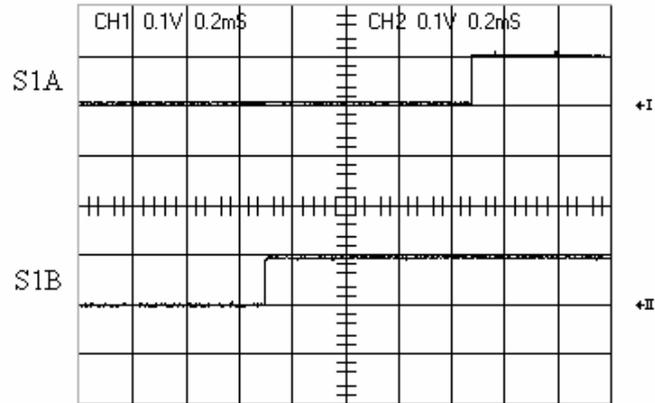


Figura 4.11 MOSFETs S1A y S1B

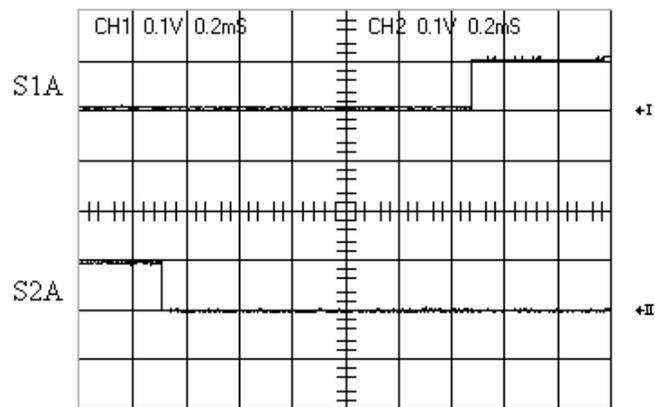


Figura 4.12 MOSFETs S1A y S2A

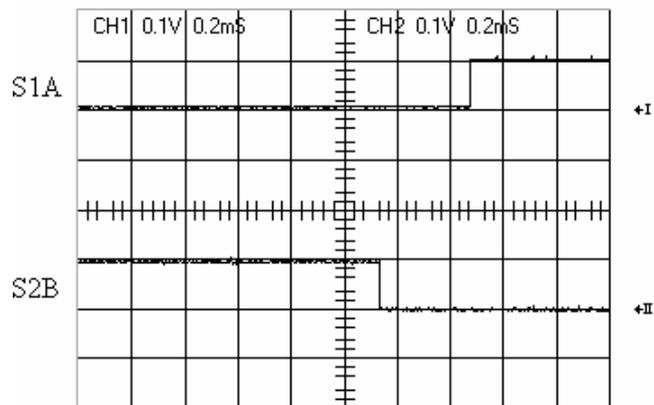


Figura 4.13 MOSFETs S1A y S2B

Como se aprecia en las imágenes, todos los MOSFETs conmutan perfectamente y respondiendo a nuestras necesidades.

4.2 Carga R:

A continuación, lo que se pretende ver es que nuestro interruptor bi-direccional conmuta perfectamente. Hasta ahora hemos visto que los MOSFETs funcionan según lo previsto, lo cual nos garantiza que seguramente el interruptor también funcione.

De momento, se hace la prueba con una carga únicamente resistiva. La carga utilizada, como ya se ha comentado anteriormente, es un reóstato de $100\ \Omega$.

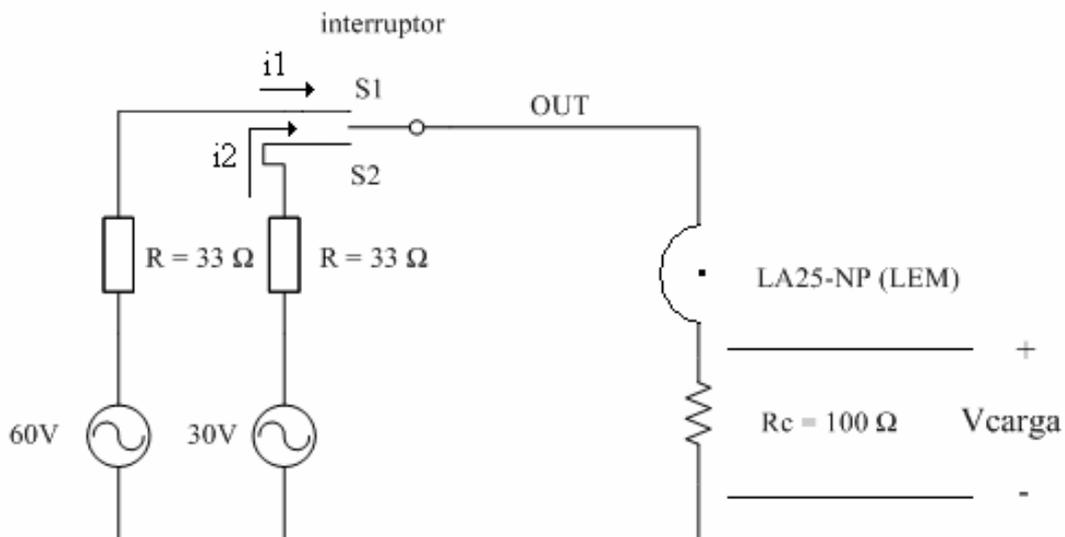


Figura 4.14 Circuito con una resistencia de $100\ \Omega$

Para hacer las pruebas pertinentes para asegurarnos que el funcionamiento del interruptor es satisfactorio utilizaremos una sonda corriente y una sonda voltaje. La sonda de voltaje la conectaremos a los bornes de la carga resistiva y la sonda de corriente, a una de las mangueras que alimentan el sistema ($60\ \text{V}$ o $30\ \text{V}$), dependiente del sentido de la corriente (Figura 4.13). El sentido de la corriente lo determinamos desde el programa ControlDesk.

Todo seguido, en las siguientes figuras se ve la conmutación del interruptor y el voltaje que pasa por la carga.

· Interruptor de S1 → S2:

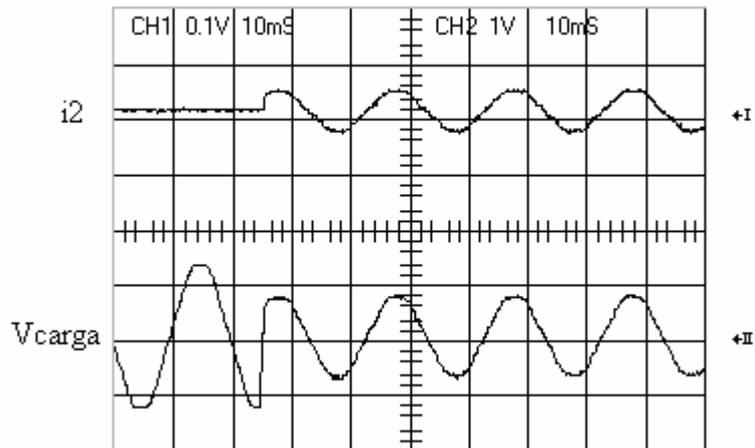


Figura 4.15 Conmutación del interruptor de S1 a S2

En este caso se coloca la sonda de corriente en S2, donde en un principio no pasa corriente, ya que se encuentra circulando por S1. Una vez realizamos el cambio de S1 a S2, se ve el disparo de la intensidad en S2, por donde circulará la corriente pertinente a los 30 V de entrada.

En el caso de la carga, se observa como primero circulan por ella los 60 V y cuando realizamos el cambio, pasan a circular los 30 V, aproximadamente.

Estas dos observaciones nos indican que el interruptor funciona perfectamente cuando el cambio se produce de S1 a S2.

· Interruptor de S2 → S1:

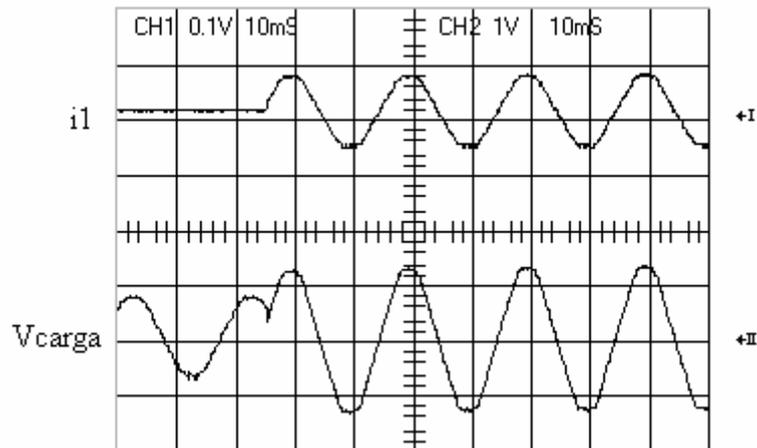


Figura 4.16 Conmutación del interruptor de S2 a S1

En este caso se coloca la sonda de corriente en S1, donde en un principio no pasa corriente, ya que se encuentra circulando por S2. Una vez realizamos el cambio de S2 a S1, se ve el disparo de la intensidad en S1, por donde circulará la corriente pertinente a los 60 V de entrada.

En el caso de la carga, se observa como primero circulan por ella los 30 V y cuando realizamos el cambio, pasan a circular los 60 V, aproximadamente.

Estas dos observaciones nos indican que el interruptor funciona perfectamente cuando el cambio se produce de S2 a S1.

4.3 Carga RL:

En este apartado lo que se pretende es hacer las mismas pruebas experimentales que en el apartado anterior, pero esta vez, con una carga más real. Para conseguir una carga más real se utiliza una carga resistiva de 100Ω junto con un choque inductivo del laboratorio, capaz de soportar una intensidad de 10 A.

Para hacer las pruebas pertinentes para asegurarnos que el funcionamiento del interruptor es satisfactorio utilizaremos una sonda corriente y una sonda voltaje como lo hemos hecho anteriormente. Esta vez, la sonda de voltaje la conectaremos a los bornes de la carga resistiva y el choque inductiva, y la sonda de corriente, a una de las mangueras que alimentan el sistema (60 V o 30 V), dependiente del sentido de la corriente (Figura 4.17). El sentido de la corriente lo determinamos desde el programa ControlDesk.

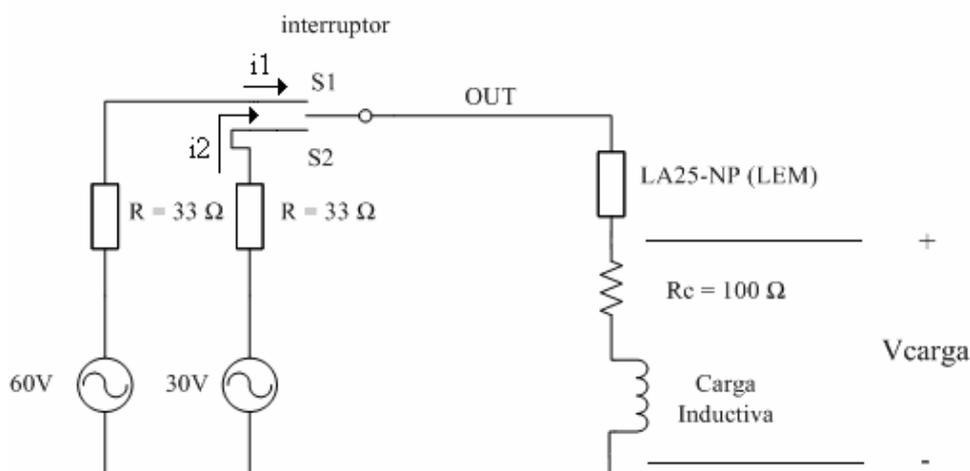


Figura 4.17 Circuito con una carga resistiva de 100 Ω y una carga inductiva

Todo seguido, en las siguientes figuras se ve la conmutación del interruptor y el voltaje que pasa por la carga.

· Interruptor de S1 \rightarrow S2:

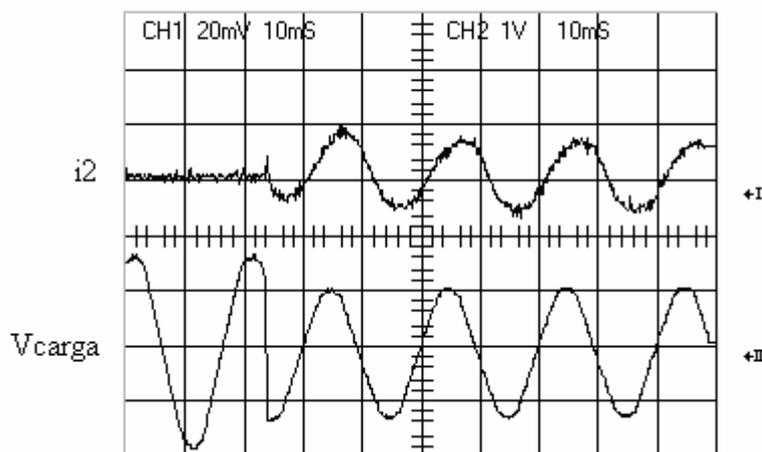


Figura 4.18 Conmutación del interruptor de S1 a S2 (Carga RL)

En este caso se coloca la sonda de corriente en S2, donde en un principio no pasa corriente, ya que se encuentra circulando por S1. Una vez realizamos el cambio de S1 a S2, se ve el disparo de la intensidad en S2, por donde circulará la corriente pertinente a los 30 V de entrada.

En el caso de la carga inductiva RL, se observa como primero circulan por ella los 60 V y cuando realizamos el cambio, pasan a circular los 30 V, aproximadamente.

Estas dos observaciones nos indican que el interruptor funciona perfectamente cuando el cambio se produce de S1 a S2 con carga inductiva.

· Interruptor de S2 → S1:

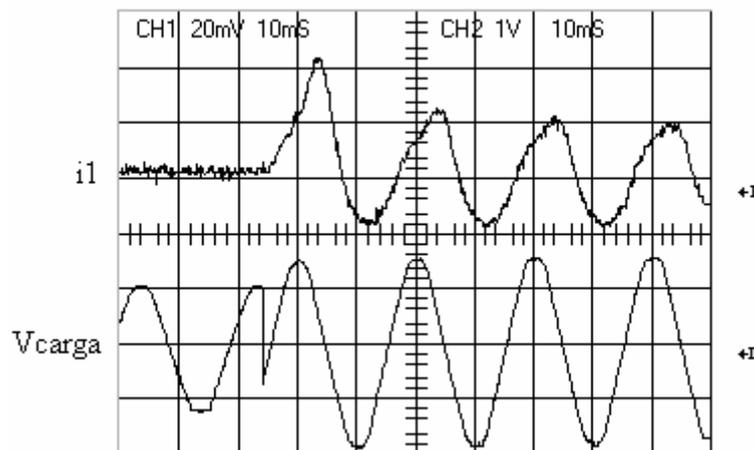


Figura 4.19 Conmutación del interruptor de S2 a S1 (Carga RL)

En este caso se coloca la sonda de corriente en S1, donde en un principio no pasa corriente, ya que se encuentra circulando por S2. Una vez realizamos el cambio de S2 a S1, se ve el disparo de la intensidad en S1, por donde circulará la corriente pertinente a los 60 V de entrada.

En el caso de la carga RL, se observa como primero circulan por ella los 30 V y cuando realizamos el cambio, pasan a circular los 60 V, aproximadamente.

A partir de estas pruebas experimentales, se garantiza que el interruptor bi-direccional diseñado funciona correctamente.

4.4 Señal habilitación:

Como se ha comentado el capítulo anterior, una de las tareas a realizar es habilitar la señal de la corriente de entrada. La finalidad es evitar que la conmutación del interruptor se produzca justo en el momento en que la corriente cambia de signo, ya que podría generar ciertos problemas cuando se produjera la conmutación.

Con el programa MATLAB-Simulink se implementa el diagrama de bloques para evitar que se produzca la conmutación cuando la corriente cambia de signo. En este caso, si la corriente cambia de signo cada 10 ms, se decide que a partir de los 8 ms ya no se pueda producir la conmutación.

Como se puede observar en la siguiente imagen, primero se integra la señal de entrada de la corriente y se compara con 8 ms. Si la señal de salida es más grande que 8 ms no admite cambio, y si es más pequeño que 8 ms se admite el cambio.

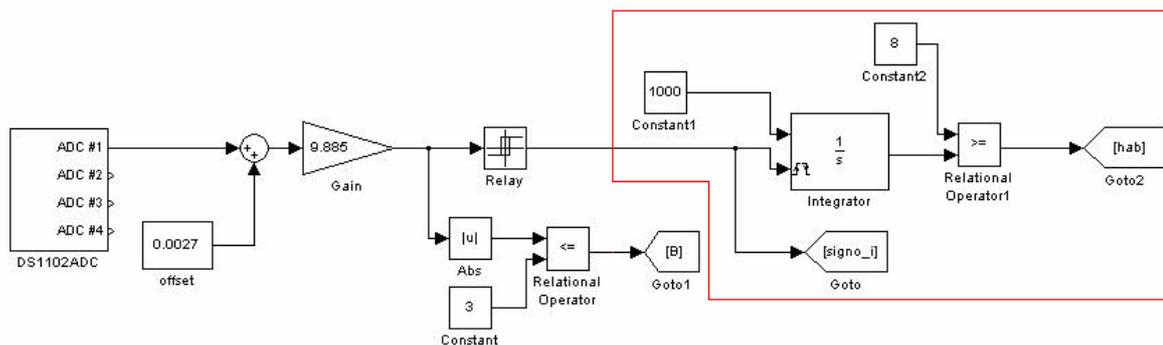


Figura 4.20 Señal habilitación

La señal de habilitación obtenida se dirige a un *switch* junto con la señal S1-S2, que es mediante la cual se indica la conmutación de S1 a S2 o de S2 a S1 con el ControlDesk. En la Figura 4.21 se ve como hemos implementado el *switch*.

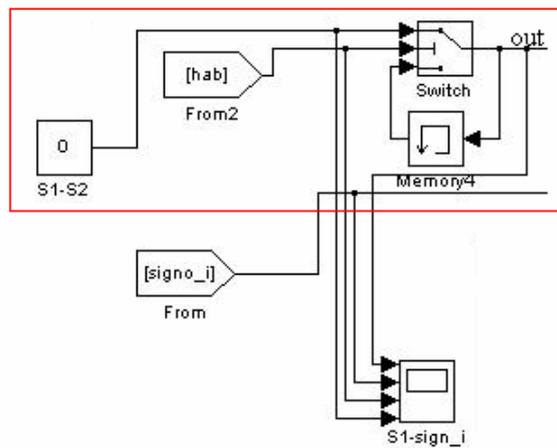


Figura 4.21 Implementación del switch

El funcionamiento del *switch* es muy sencillo. Cuando se manda que se produzca la conmutación, mira si la señal de habilitación admite o no el cambio. Si admite la conmutación ningún problema, y si no la admite el sistema tendrá que esperarse hasta que sea posible. En la Figura 4.22 se aprecia perfectamente lo que se comenta.

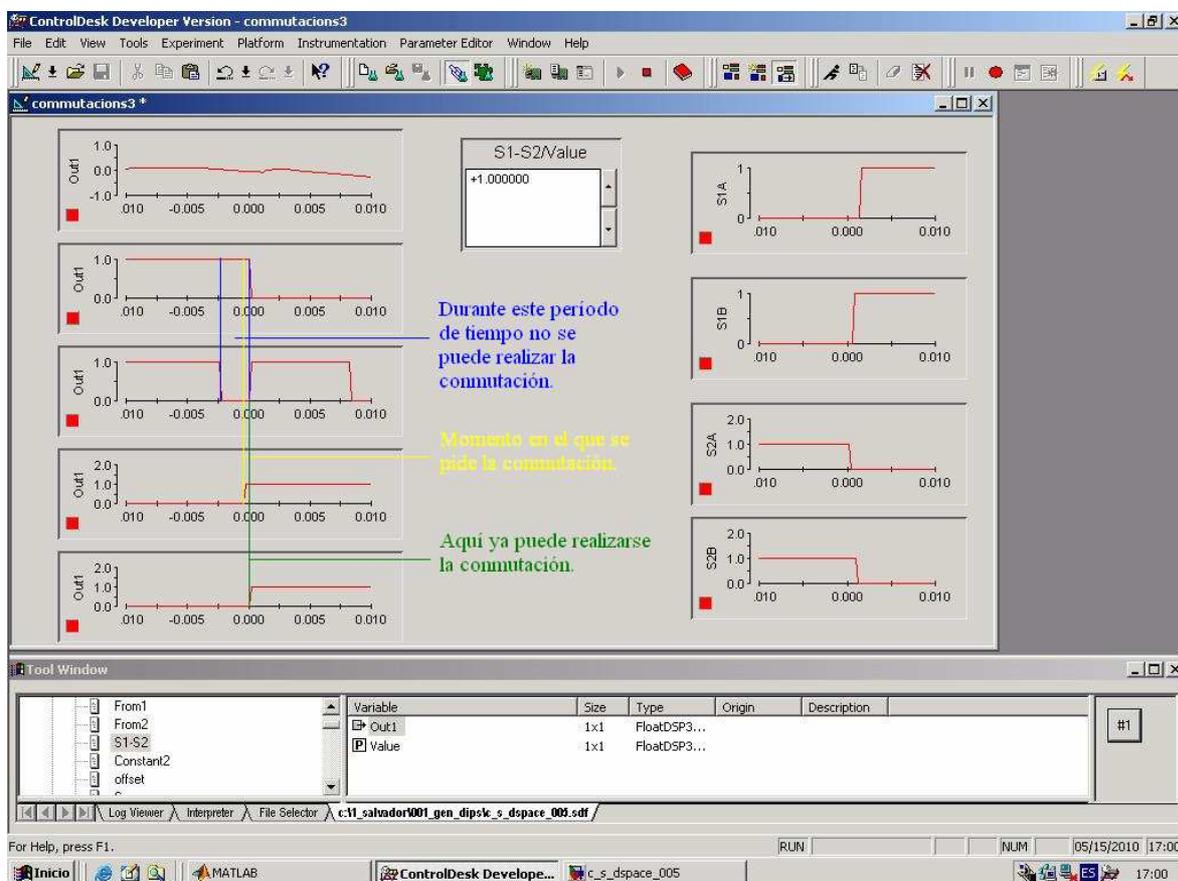


Figura 4.22 Señal habilitación

5 Presupuesto

El presupuesto es un estudio económico del global de los costes del proyecto, los cuales se dividen en los siguientes apartados:

- Costes de recursos humanos.
- Amortización de la instrumentación de laboratorio.
- Amortización de software y material de ofimática.
- Costes Indirectos.

Al final, sumaremos todos los costes para obtener el coste final del proyecto.

Es muy importante saber que los precios que saldrán a continuación son precios aproximados.

5.1 Costes de recursos humanos

En este apartado se muestran un desglose detallado de los costes generados o derivados por el diseño, el montaje, la documentación, el análisis y las pruebas realizadas durante el transcurso del proyecto.

Concepto	Nº Horas	Coste/Hora	Total
Investigación y búsqueda de información	35	50,00 €	1.750 €
Construcción y montaje físico del proyecto	15	50,00 €	750 €
Análisis de resultados y pruebas	60	50,00 €	3.000 €
Programación del software	50	50,00 €	2.500 €
Realización de la memoria	60	50,00 €	3.000 €
Total			11.000 €

Se considera que los honorarios de un ingeniero técnico industrial, como es en nuestro caso, son de 50 €/h.

5.2 Amortización de la instrumentación y material del laboratorio

A continuación, se hace un desglose de los costes derivados de los equipos de instrumentación utilizados en el laboratorio, así como equipos informáticos u otros. Para llevar a cabo este desglose se procederá a calcular la correspondiente amortización para cada uno de los equipos utilizados.

Las amortizaciones se realizan en base de tiempo de vida del aparato, incluyendo factores como la fiabilidad del aparato y desarrollo del aparato, que puede dejar obsoleto el instrumento.

Para realizar todo ello se opta por un cálculo sencillo a través de la siguiente expresión, para estimar el número de horas de trabajo:

$$\text{Total horas} = n^{\circ} \text{ años trabajados} \cdot \text{días por año trabajados} \cdot \text{horas por día trabajadas}$$

Y el coste económico final a partir de la siguiente expresión:

$$\text{Coste} = \frac{\text{Precio de adquisición del equipo}}{\text{Total horas}} \cdot \text{horas de trabajo}$$

A continuación se detallan los equipos usados:

· PC Pentium III: vida útil 2 años y una utilización de 8 horas diarias. El total de horas se estiman en 3.424 horas.

· Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B: se estima una vida de 8 años y una utilización de 6 horas diarias, por lo cual se estima un tiempo de trabajo de 10.272 horas.

· Osciloscopio METRIX OX 8042: se estima una vida de 4 años y un uso diario de 5 horas. Su vida media se estima en 4.280 horas.

· DSP1102: vida útil 5 años y una utilización de 4 horas diarias. El total de horas se estiman en 4.280 horas.

· Autotransformador: se estima una vida de unos 8 años y uno uso diario de 6 horas. Su vida media se estima en 10.272 horas.

· Autotransformador con ruedas: se estima una vida de unos 8 años y un uso diario de unas 4 horas. Se estima una vida media de 6.848 horas.

También se tiene que tener en cuenta todo el material utilizado aunque no se haya comprado.

Concepto	Unidades	Precio Unidad	Precio Total
Placas usadas	/	/	150 €
Reóstato 100 Ω	1	250	250 €
Reóstato 33 Ω	2	250	500 €
Choque Inductivo	1	250	250 €
Puente de diodos	1	100	100 €
Total			1.250 €

· Se estima una vida de unos 10 años y un uso diario de unas 4 horas. Se estima una vida media de 8.560 horas.

Equipo de instrumentación	Precio de adquisición	Horas amortización	Horas utilizadas	Coste total
PC Pentium III	900,00 €	3.424	250	65,71 €
F.A. PROMAX	385,00 €	10.272	150	5,62 €
Osciloscopio METRIX	2.500,00 €	4.280	150	87,62 €
DSP 1102	1.500,00 €	4.280	200	70,09 €
Autotransformador	1.250,00 €	10.272	150	18,25 €
Autotransformador ruedas	999,00 €	6.848	150	21,88 €
Material	1.250,00 €	8.560	150	21,90 €
TOTAL				291,07 €

5.3 Amortización del software

En este apartado se realiza un estudio de las mismas características que en el anterior. La diferencia más notable es que para el software se suponen unos períodos de amortización de entre 1 y 2 años, debido al continuo desarrollo y actualización que sufre.

Aplicando la misma expresión que el capítulo anterior se obtiene la siguiente tabla:

Equipo de instrumentación	Precio de adquisición	Horas amortización	Horas utilizadas	Coste total
Windows 2000	100,00 €	1.712	250	14,60 €
Office 2000	600,00 €	1.712	100	35,05 €
MATLAB-Simulink	6.000,00 €	1.712	100	350,47 €
TOTAL				400,12 €

5.4 Costes Indirectos

Es muy importante, a la hora de realizar un presupuesto, tener en cuenta los costes indirectos.

Para obtener los costes indirectos, hemos decidido que serán el 15% del total del presupuesto de todo el proyecto como podemos ver a continuación.

$$\cdot 11.000,00 + 291,07 + 400,12 = 11.691,19 \text{ €}.$$

$$\cdot 11.691,19 \cdot 15/100 = \mathbf{1753,68 \text{ €} \rightarrow \text{Total Costes Indirectos}}$$

5.5 Presupuesto total

Para finalizar con todo el tema del presupuesto, a continuación tenemos la siguiente tabla donde se detalla la suma de los apartados definidos anteriormente:

Apartado	Coste
Costes de recursos humanos	11.000,00 €
Amortización de la instrumentación y material	291,07 €
Amortización del software	400,12 €
Costes Indirectos	1.753,68 €
Total	13.444,87 €

6 Conclusiones

El trabajo desarrollado dentro del proyecto ha consistido en la puesta en marcha de un interruptor bi-direccional de potencia que permita conmutar entre dos entradas de potencia y una salida, de manera que la corriente no sufra ningún tipo de discontinuidad, a partir de un hardware ya disponible, y controlado desde una tarjeta DSP sobre PC.

En el desarrollo del trabajo realizado en este proyecto, he tenido que realizar un diagrama de bloques con MATLAB-Simulink, el cual no ha sido sencillo porque se tienen que tener en cuenta muchas cosas, entre las cuales se encuentra habilitar la señal de la corriente. Dentro de este diagrama de bloques se ha tenido que diseñar una estrategia de conmutación donde se tuviera en cuenta el sentido y el signo de la corriente. La conmutación entre las dos entradas se realiza mediante la buena conmutación de cuatro MOSFETs IRF 840, a partir de la cual se diseña la estrategia de conmutación. Sí que es verdad que se partía de unos módulos ya hechos pero que se tenían que verificar e implementar.

El proyecto deja lugar a futuras ampliaciones y cambios. Por una parte, se podría mejorar el tiempo de conmutación del interruptor y seguramente, mejorar la estrategia de conmutación.

7 Bibliografía

- [1] H. Rashid, *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Ed. Prentice Hall.
- [2] J.A. Gualda, S. Martínez, P.M. Martínez, *Electrónica Industrial: técnica de potencia*, Ed. Marcombo.
- [3] A. Gilabert Vázquez, *Seminario dSPACE*.
- [4] Mónica Batlle Rovira, *Convertidor AC/AC APWM controlado con un DSP*, Proyecto Final de Carrera. EUPMT.
- [5] Carlos Fernández Campos, *Tecnología DSP en un inversor de tres niveles con control predictivo*, Proyecto Final de Carrera. EUPMT.
- [6] Capítulo 2. Convertidor Matricial. pdf



Escola Universitària
Politécnica de Mataró

Ingeniería Técnica Industrial: Especialidad Electrónica Industrial

ANNEXO

**PUESTA EN MARCHA DE UN INTERRUPTOR BIDIRECCIONAL DE
POTENCIA CON MOSFET**

**ALBERT RUIZ VIVES
SALVADOR ALEPUZ MENENDEZ**

PRIMAVERA 2010

Datasheet MOSFET IRF840:



IRF840

Data Sheet

January 2002

8A, 500V, 0.850 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17425.

Ordering Information

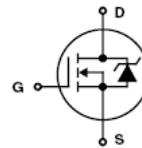
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF840	TO-220AB	IRF840

NOTE: When ordering, include the entire part number.

Features

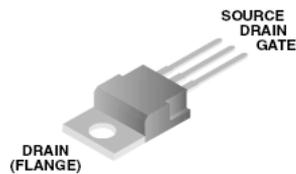
- 8A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.850\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC TO-220AB
TOP VIEW



IRF840

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IRF840	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	500	V
Continuous Drain Current	8.0	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	5.1	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	32	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	125	W
Linear Derating Factor	1.0	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	510	mJ
Operating and Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

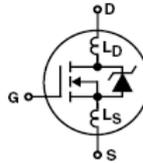
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$	8.0	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 4.4\text{A}$ (Figures 8, 9)	-	0.8	0.85	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}$, $I_D = 4.4\text{A}$ (Figure 12)	4.9	7.4	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}$, $I_D \approx 8\text{A}$, $R_G = 9.1\Omega$, $R_L = 30\Omega$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature.	-	15	21	ns
Rise Time	t_r		-	21	35	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	50	74	ns
Fall Time	t_f		-	20	30	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 8\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ $I_{g(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	42	63	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	7.0	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	22	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$, $f = 1.0\text{MHz}$ (Figure 11)	-	1225	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	200	-	pF
Reverse-Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	85	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Contact Screw on Tab to Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1.0	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	62.5	$^\circ\text{C/W}$



IRF840

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	8.0	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	32	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $V_{GS} = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (Figure 13)	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	210	475	970	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	2.0	4.6	8.2	μC

NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 14\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 8\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

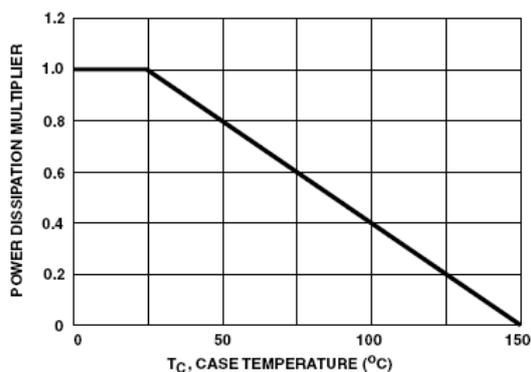


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

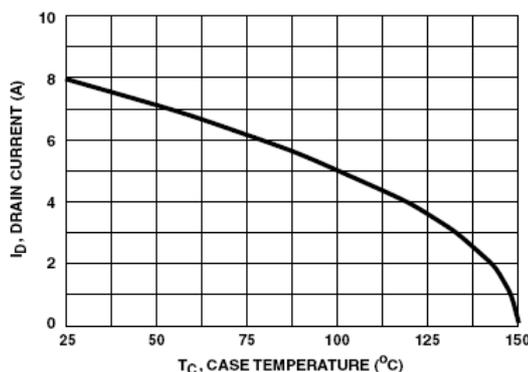


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

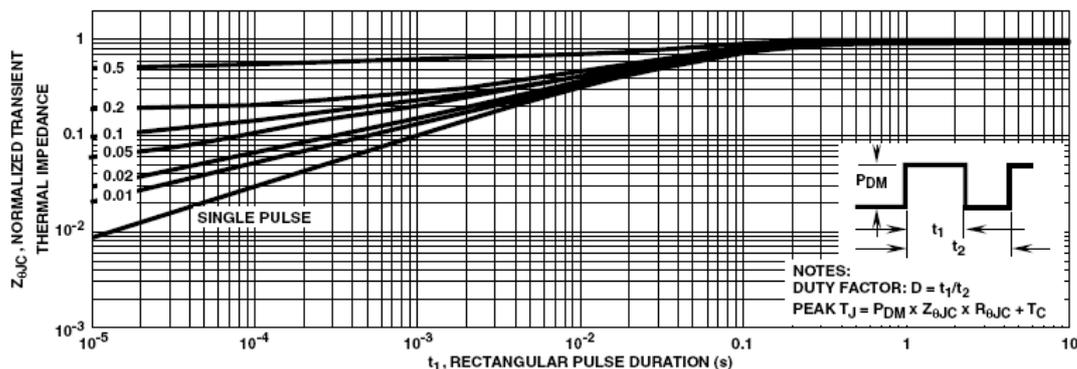


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

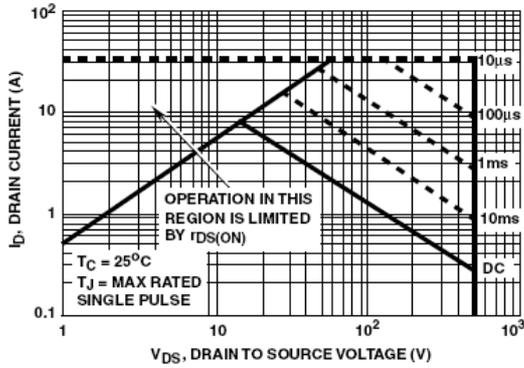


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

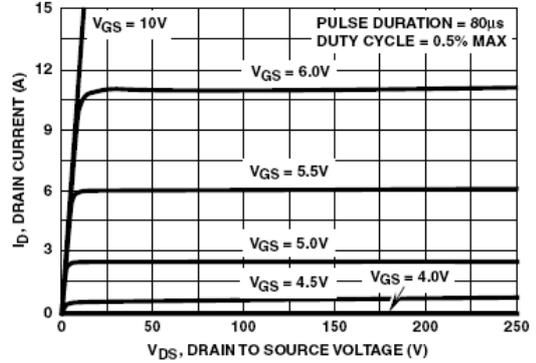


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

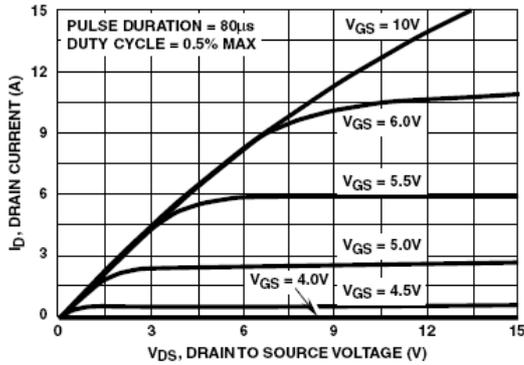


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

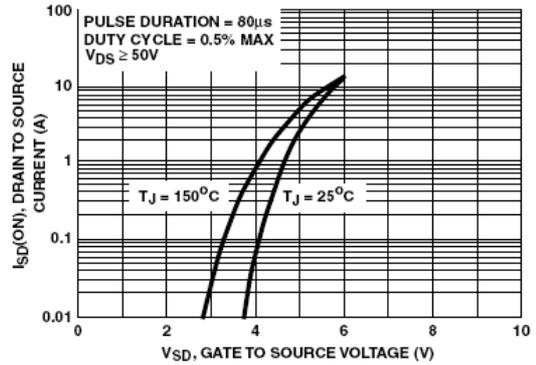


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

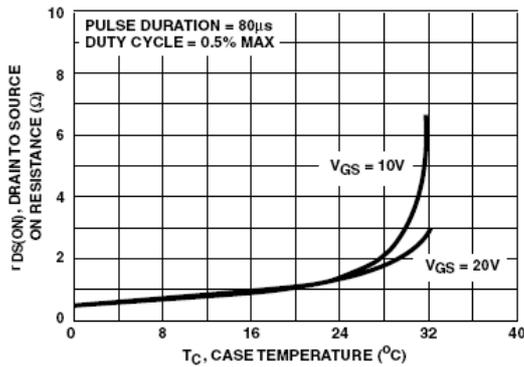


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

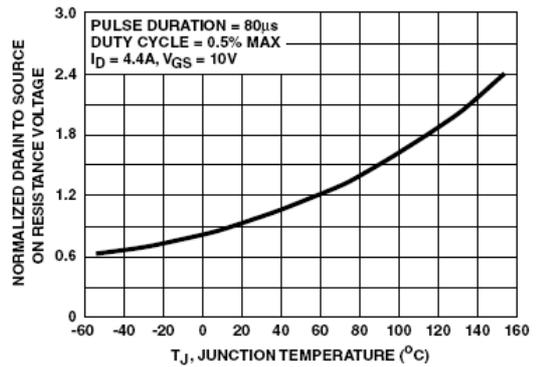


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

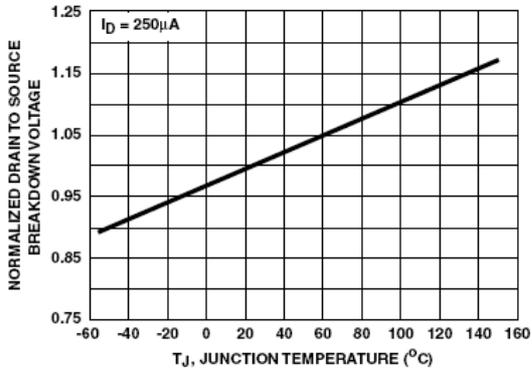


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

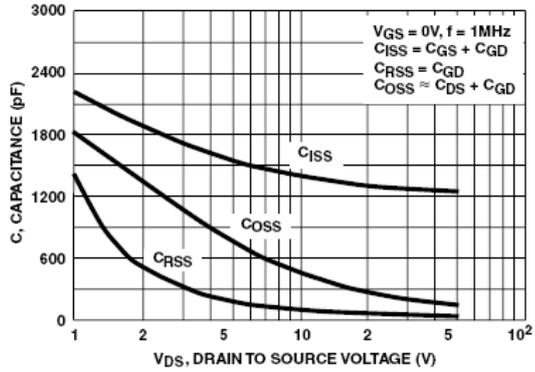


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

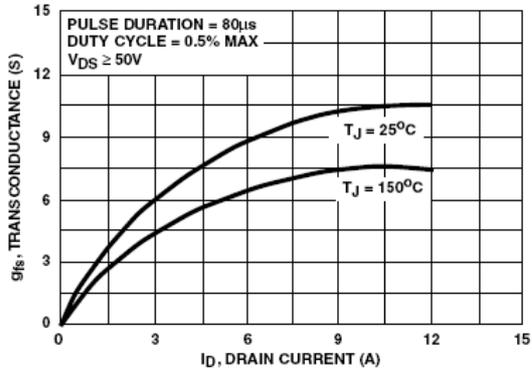


FIGURE 12. TRANS CONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

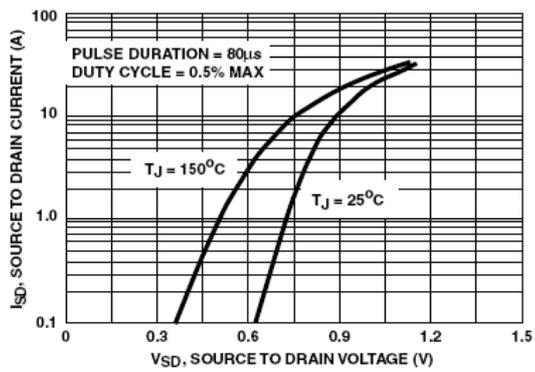


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

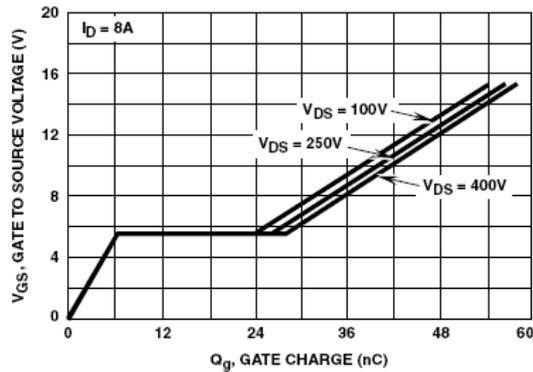


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

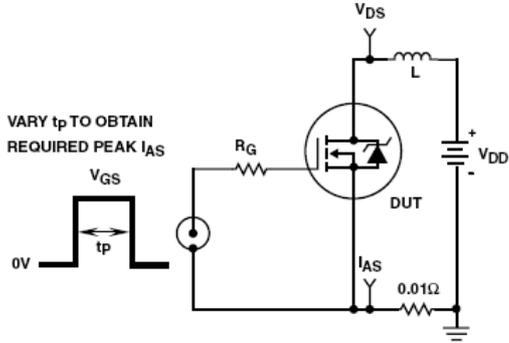


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

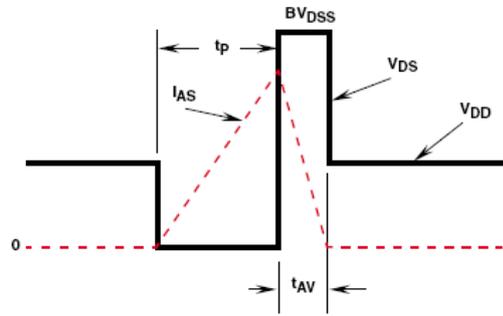


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

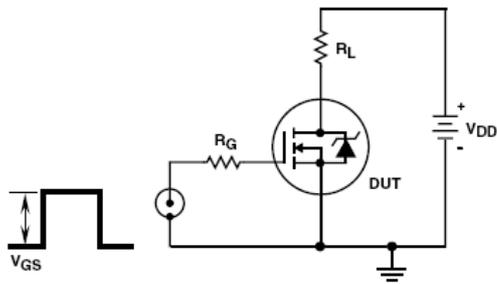


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

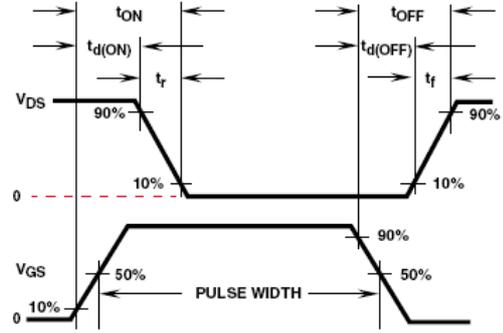


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

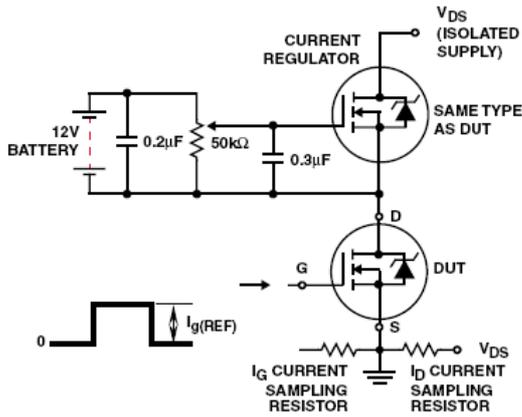


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

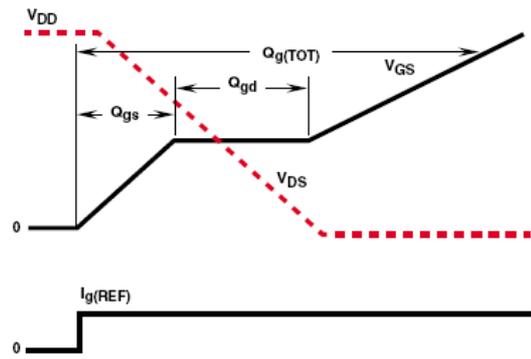


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

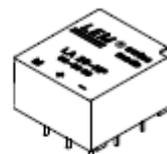
Datasheet LA 25-NP:



Current Transducer LA 25-NP

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ A}$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At
I_p	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 36$	At
R_M	Measuring resistance with $\pm 15 \text{ V}$	R_{Mmin}	R_{Mmax}
		@ $\pm 25 \text{ At}_{max}$	100 320 Ω
		@ $\pm 36 \text{ At}_{max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000
V_c	Supply voltage ($\pm 5\%$)	± 15	V
I_c	Current consumption	$10 + I_s$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV
V_b	R.m.s. rated voltage ¹⁾ , safe separation basic isolation	600	V
		1700	V

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
ϵ_L	Linearity	< 0.2	%
I_o	Offset current ²⁾ @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
		± 0.05	± 0.15
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.05	± 0.15
I_{OT}	Thermal drift of I_o	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	± 0.08 ± 0.25
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.10 ± 0.35
			± 0.10 ± 0.35
t_r	Response time ⁴⁾ @ 90% of I_{pmax}	< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_p	Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25	m Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
R_{is}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	M Ω
m	Mass	22	g
	Standards ⁵⁾	EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

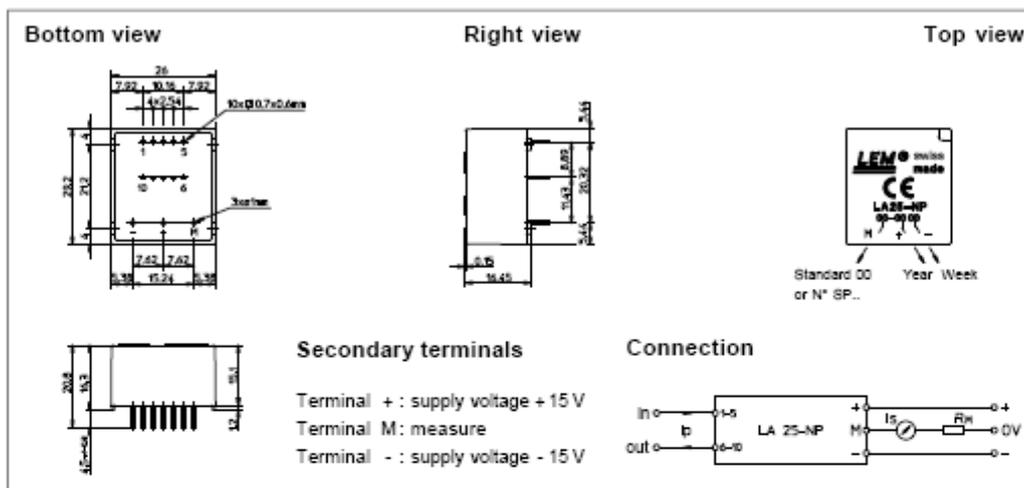
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Pollution class 2
²⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning
³⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ With a di/dt of 100 A/ μs
⁵⁾ A list of corresponding tests is available

Dimensions LA 25-NP (in mm, 1 mm = 0.0394 inch)



Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{ON} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_p [$m\Omega$]	Primary insertion inductance L_p [μH]	Recommended connections
	nominal I_{pN} [A]	maximum I_p [A]					
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7×0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.