Universidad Carlos III de Madrid

Escuela Politécnica Superior

Diseño de un sistema de consumo de potencia variable para aplicaciones experimentales de generación eólica

Proyecto Fin de Carrera

I.T.I. Electrónica Industrial

Autor: Juan Pablo Rodríguez García

Tutor: Carlos Álvarez Ortega

Julio, 2010

Índice general

1. Nomenclatura **VI**

2. Abstract **1**

3. Introducción **2**

4. Comparativa de microcontroladores **4**
4.1. eZdsp TMS320F2812 5
4.1.1. Entradas y salidas 6
4.1.2. Frecuencia del reloj 6
4.1.3. ADC 6
4.1.4. PWM 6
4.1.5. Aspectos económicos 7
4.2. MSP430F2013 7
4.2.1. Entradas y salidas 7
4.2.2. Frecuencia del reloj 8
4.2.3. ADC 8
4.2.4. PWM 8
4.2.5. Aspectos económicos 8
4.3. eZ430-RF2500 8
4.4. XPC Target 9
4.4.1. Entradas y salidas 10
4.4.2. Frecuencia del reloj 10
4.4.3. ADC 10
4.4.4. PWM 11
4.4.5. Aspectos económicos 11
4.5. Elección 11

5. Control de tensión **12**
5.1. Funcionamiento 12
5.1.1. Funcionamiento básico 12

5.1.2. Cómo varía la resistencia 13
5.1.3. Cómo realizar la lectura de tensión 14
5.1.4. Cómo realizar el control del IGBT 14
5.1.5. Señal de control 15
5.1.6. Filtrado 17
5.2. Simulaciones 18
5.2.1. Valores escogidos 18
5.2.2. Simulación con PSIM 19
5.2.3. Variaciones de la tensión de entrada 20
5.2.4. Tensión de salida 21
5.2.5. Máximo rango variación tensión entrada 22
5.2.6. Señal de control 23
5.2.7. El IGBT 24

6. Medidas experimentales **31**
6.1. Circuito final 31
6.1.1. El puente de diodos 32
6.1.2. La placa de disparos 32
6.2. Medidas experimentales 33
6.2.1. Tensión de salida 33
6.2.2. Corrientes 34

7. Conclusiones **36**

8. Trabajos futuros **37**

9. Bibliografía **38**

10. Anexos **39**
10.1. Presupuesto 39
10.2. Hoja de características del IGBT SK60GAL123 43

Índice de figuras

4.1. eZdsp TMS320F2812 5
4.2. MSP430F2013 7
4.3. eZ430-RF2500 *Wireless Development Tool* 9
4.4. Esquema de conexión del *xPC Target* 9

5.1. Solución en esquema cuadripolar 13
5.2. Variación de la resistencia 14
5.3. Lectura de tensión 15
5.4. Diagrama de flujo del programa 16
5.5. Variación del ciclo de trabajo, ciclo bajo 17
5.6. Variación del ciclo de trabajo, ciclo alto 17
5.7. Sistema con control y filtrado 18
5.8. Esquema final detallado 19
5.9. Esquema del montaje en PSIM 20
5.10. Variación en la tensión de entrada 21
5.11. Tensión de salida en PSIM 22
5.12. Rizado con el condensador elegido 23
5.13. Rizado con un condensador de $90\mu F$ 24
5.14. Tensión de entrada y salida 25
5.15. Rizado de tensión de salida 26
5.16. Rizado máximo 27
5.17. Tensión de entrada y disparos del IGBT 28
5.18. Señal de control cuando la tensión de entrada es muy cercana al valor deseado 28
5.19. Señal de control cuando la tensión deseada está más alejada del valor de salida deseado 29
5.20. Característica del IGBT 29
5.21. Corriente de colector 30
5.22. Energía encendido/apagado 30

6.1. Conjunto completo 32
6.2. Puente de diodos 33

6.3. Placa control 34
6.4. Tensión de salida frente a variaciones de tensión de entrada . . 35
6.5. Corrientes de entrada y en R_2 35

Agradecimientos

A todos los que me han ayudado a realizar este proyecto, especialmente a los que han estado más cerca.

Capítulo 1

Nomenclatura

Acrónimos

AC	Corriente alterna
DC	Corriente continua
V_o	Tensión de salida
V_i	Tensión de entrada
V_{ce}	Tensión colector emisor
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada
PWM	Modulación por ancho de pulso
L	Inductancia
C	Condensador
I	Entradas
O	Salidas
DSP	Procesador digital de señal
PCI	Interconexión de Componentes Periféricos
NI	*National Instruments*
ADC	Conversor analógico digital

Unidades

V	Voltios
H	Henrios
F	Faradios

Ω	Ohmios
s	Segundos
Hz	Hercios
A	Amperios
W	Vatios
J	Julios
°C	Grados centígrados
sps	Muestras por segundo

Capítulo 2

Abstract

Some difficulties appear when researching renewable energies with real equipment.

In the commercial applications, all the generated power from the renewable source of energy are injected to the grid. Obviously, this is the normal behaviour. At the laboratory, things are more complicated. Sometimes, when the injection of power to the grid is still not possible, we need to dissipate the generated energy.

Usually, the problem of achieving generation-comsuption balance can be solved easily with common resistances and inductances. Other times, we need to dissipate that energy in a controlled way.

Renewable energies researches asked us to design a device for consume active power in a controlled way.

We will work with a power source where its output power will be not constant. Our device will consume that variable power intelligently in order to maintain a constant voltage in certain points.

In this work, we achieve the goal by using a Texas Instruments low cost μcontroller (EZ430-RF2500). This μcontroller will generate the PWM needed for firing the IGBT. The IGBT will be the responsible of vary the comsuption of active power inside our device.

Finally, we show some pictures and records of the application. The results prove how all the objectives have been accomplished.

Capítulo 3

Introducción

En el ámbito de la investigación en energías renovables, surge la necesidad de consumir la potencia generada por la fuente. Esta potencia será, una vez terminada la investigación y el desarrollo experimental, inyectada en la red para su utilización.

Mientras tanto, durante la investigación, en algunas aplicaciones se precisa un dispositivo para consumir las variaciones de potencia de forma controlada. Para ello, es conveniente realizar un control de tensión. Esto se consigue mediante resistencias variables controladas.

El objetivo de este proyecto es diseñar y construir un dispositivo que consuma esa potencia variable.

La idea general para conseguir realizar este dispositivo es la siguiente: a partir de una tensión continua a la salida de un convertidor AC/DC que podrá cambiar de valor debido a diferentes factores, se busca una tensión también continua a la salida y de valor fijo. Si a la entrada de nuestro dispositivo la tensión cambia, ya sea aumentando o disminuyendo su valor, la tensión a la salida de este dispositivo deberá mantenerse en un valor constante o con variaciones muy pequeñas en comparación con el nivel de salida.

Según las especificaciones de diseño, la tensión de entrada será de $200V$ en continua y variará en torno a este nivel.

A la salida, mantendremos un nivel de tensión continua de $120V$ e intentaremos que se mantenga a este nivel con el menor rizado posible.

En el documento se desarrollarán tanto la parte teórica y cálculo del con-

trol como el análisis de los microcontroladores y el montaje en el laboratorio. Al final del documento se mostrarán los resultados experimentales.

Por último, se comprueba el cumplimiento de los objetivos a través de los resultados obtenidos y mostrados en las distintas gráficas y fotografías.

Capítulo 4

Comparativa de microcontroladores

Para implementar en el laboratorio el diseño y el control encomendado de una forma eficiente, decidimos usar un microcontrolador que cumpla con las características impuestas de manera exacta, que sea fácil de programar y cumpla con ciertas condiciones económicas.

Las **características necesarias** no son muy restrictivas. Esta aplicación de consumo de potencia **no exige una gran velocidad de procesamiento**. Por otra parte, el control del sistema será sencillo con lo que **el tamaño del programa será muy reducido**. Por último, se necesitan puertos de entrada y salida. En detalle, una **entrada analógica y una salida PWM**.

Los criterios que impondrán la decisión serán el económico principalmente y el de posibilidad de ampliación de funcionalidades. Cualquier microcontrolador de los considerados en el estudio cumple con las características de velocidad de cálculo, tamaño de la memoria y entradas y salidas para la aplicación encomendada.

Por ello, antes de explicar cómo llevar a cabo el control de tensión, realizaremos un estudio de los microcontroladores de los que disponemos.

Las opciones consideradas han sido:

- DSP2812 de *Texas Instruments*
- MSP430F2013 de *Texas Instruments*
- XPC Target + 6040E de MATLAB y *National Instruments*
- MSP430F2274 (EZ430-RF2500) de *Texas Instruments*

A continuación haremos una pequeña comparativa de ellos atendiendo a criterios económicos y funcionales.

En nuestro caso los parámetros funcionales que más nos interesa estudiar de estos microcontroladores son:

- Entradas y salidas, número y función.
- Frecuencia del reloj, que determinará la velocidad a la que podremos recibir datos, procesarlos y actuar, es decir, la velocidad de funcionamiento.
- Convertidor analógico/digital junto con su velocidad de conversión.
- Posibilidad de realizar un control PWM.

4.1. eZdsp TMS320F2812

Esta tarjeta permite obtener cálculos en tiempo real muy superiores a los ofrecidos con la aplicación *XPC Target*, explicada más adelante. Debido a que la tarjeta DSP2812 es más compleja en cuanto a programación que el conjunto tarjeta de adquisición de datos *National Instruments* y aplicación *XPC Target*, en un primer momento se experimentará con la *xPC Target*.

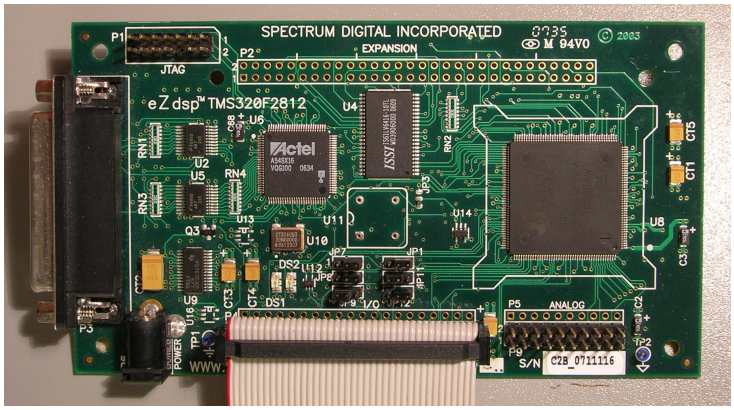


Figura 4.1: eZdsp TMS320F2812

4.1.1. Entradas y salidas

Las entradas/salidas están agrupadas en puertos; hay seis puertos en total. Cada uno de ellos tiene un número determinado de I/O.

No todas las I/O tienen conexión directa con el exterior. Esto significa que hará falta multiplexar las funciones de los pines. A cada pin le corresponderá dos o tres entradas.

En total disponemos de más de 56 entradas/salidas.

4.1.2. Frecuencia del reloj

Antes de usar las entradas/salidas digitales es necesario configurar el *Clock Module*. Este módulo está controlado por un reloj externo de una frecuencia determinada, variable hasta un máximo de 35 MHz. Esta frecuencia puede ser modificada por una serie de parámetros al efecto. De esta forma conseguimos la frecuencia apropiada para cada aplicación.

4.1.3. ADC

El ADC permite convertir el valor que leemos de dos entradas simultáneamente.

La resolución del número convertido es de 12 bits.

La máxima frecuencia de conversión es de 25 MHz.

La DSP dispone de 16 entradas analógicas.

Sabiendo que el rango de entrada es de $0V$ a $3V$ y que el número de bits del número convertido es de 12, la resolución es de 3/212 luego la resolución es de $0,732mV/bit$.

4.1.4. PWM

Existen 12 salidas que nos permiten realizar un control `PWM` tanto en modo asíncrono como en modo síncrono.

4.1.5. Aspectos económicos

Hablando en términos económicos, la DSP2812 tiene un coste de adquisición medio, alrededor de unos 400 €.

4.2. MSP430F2013

El MSP430 es un microcontrolador de la familia de microcontroladores producidos por *Texas Instruments*.

Construido con una CPU de 16 bits, el MSP430 está diseñado para aplicaciones empotradas de bajo costo y bajo consumo de energía.

El MSP430 es muy útil para aplicaciones inalámbricas o para aplicaciones de bajo consumo.

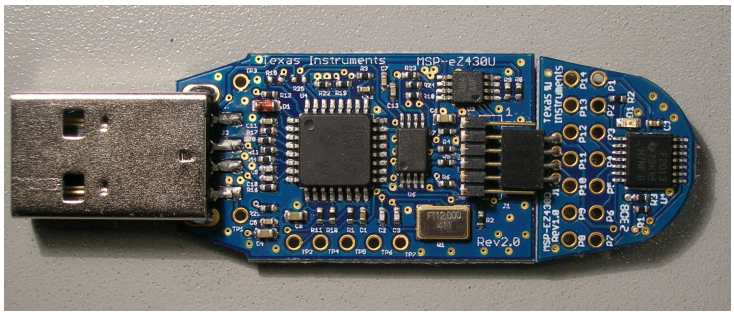


Figura 4.2: MSP430F2013

4.2.1. Entradas y salidas

Este microcontrolador dispone de ocho puertos –del P1 al P8-. Cada puerto contiene ocho pines de entrada/salida.

Cada uno de estos pines los podemos configurar internamente como entradas o salidas.

4.2.2. Frecuencia del reloj

El MSP430F2013 tiene dos modos de funcionamiento. Para cada uno de ellos, la frecuencia de reloj será diferente:

- Para aplicaciones de bajo consumo se usará una frecuencia baja de 32 KHz. - Para otras aplicaciones en las que interese una frecuencia alta, el *timer* podrá ser configurado con una frecuencia de hasta 16 MHz.

4.2.3. ADC

Este dispositivo cuenta con dos convertidores analógicos digitales. Uno de ellos con una resolución de 12 bits, y el otro de 10 bits.

La velocidad de conversión para los dos ADC es de 200 ksps.

4.2.4. PWM

Dos de los *timers* de este dispositivo pueden generar salida PWM.

Solo nos permite realizar un control PWM en modo asíncrono.

4.2.5. Aspectos económicos

Hablando en términos económicos, este dispositivo tiene un coste de adquisición muy bajo, alrededor de unos 20 €.

4.3. eZ430-RF2500

Este microcontrolador, por pertenecer a la misma familia que el anterior, tiene las mismas características principales.

Existen dos diferencias entre éste y el anterior.

La primera es que éste está provisto de un módulo para comunicación *Wireless* con otros dispositivos.

Figura 4.3: eZ430-RF2500 *Wireless Development Tool*

La segunda es en el aspecto económico. Éste tiene un coste de adquisición superior al MSP430F2013 pero bajo teniendo en cuenta su gran capacidad de operación, su velocidad, su flexibilidad y su alta gama de funcionalidades. Su coste aproximado es de 50 €.

4.4. XPC Target

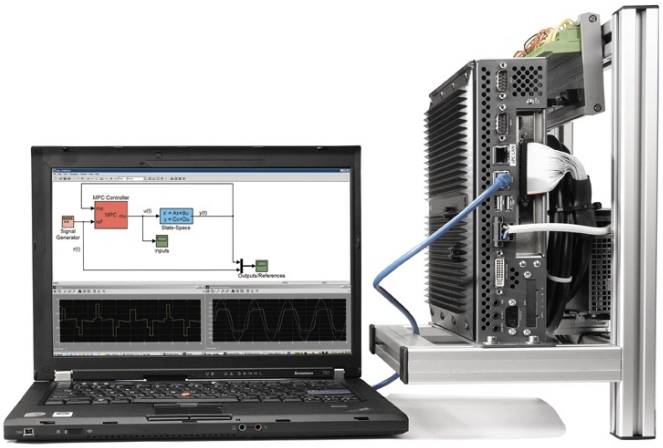


Figura 4.4: Esquema de conexión del *xPC Target*

Para el uso de la *XPC Target* hemos de tener en cuenta lo siguiente:

Inicialmente, la aplicación se desarrolla en un PC de escritorio (*host*), con MATLAB, Simulink, *Real-Time Workshop* y un compilador de C instalados. En este PC se crean los modelos usando bloques de Simulink y se genera el código correspondiente.

Posteriormente, este código se ejecuta en tiempo real en un segundo PC (*target*). Tanto el *host* como el *target* no requieren ningún *hardware* específico, basta con un PC de escritorio.

xPC Target es una solución para el rápido prototipado, desarrollo y ejecución de aplicaciones en tiempo real utilizando ordenadores convencionales. Utiliza el *software* Matlab Simulink y la *toolbox xPC-Target*.

Utilizamos la *xPC Target* con la tarjeta de I/O 6025E de *National Instruments*

4.4.1. Entradas y salidas

El número de entradas y salidas depende de las tarjetas utilizadas. Con la empleada en este caso, 6025E de NI, disponemos de 64 entradas analógicas, 8 pines de entrada/salida, y dos salidas para control PWM.

4.4.2. Frecuencia del reloj

Si el ordenador es lo suficientemente potente, la velocidad será muy elevada, del orden de varios GHz.

La limitante está en las entradas y salidas. El envío de datos desde el procesador a las I/O de *National Instruments* se realiza por protocolo PCI.

La velocidad del sistema, por tanto, estará limitada por la comunicación entre la placa PCI y la placa base de nuestro ordenador.

4.4.3. ADC

Con la tarjeta 6025E es posible realizar lecturas analógicas a través de 64 entradas.

4.4.4. PWM

Como ya hemos indicado, esta tarjeta nos permite realizar control PWM por dos de sus salidas.

La generación de pulsos PWM en esta tarjeta será siempre en modo asíncrono.

4.4.5. Aspectos económicos

La tarjeta NI asociada, 6025E, tiene un precio aproximado de 1500 €.

A esto hay que añadir que hemos de disponer de dos PC's. Uno es para la programación y compilación del modelo. El otro, en el que se encuentra la tarjeta, está destinado únicamente a la ejecución del programa y la adquisición y envío de señales.

4.5. Elección

Finalmente se elige el microcontrolador eZ430-RF2500 por su bajo coste y por las posibilidades que ofrece de ampliación de funcionalidades.

Capítulo 5

Control de tensión

Para realizar el control de tensión hemos diseñado un circuito que consta de dos partes principales: una resistencia fija, que estará consumiendo potencia constantemente, y una resistencia variable, que irá cambiando de valor según cambie la tensión de entrada.

Por lo tanto, la potencia que consumamos no será constante, sino que dependerá de la variación de la tensión de entrada.

En nuestro circuito, las variaciones de tensión son debidas a variaciones de corriente principalmente y representan variaciones de potencia generada. Con este dispositivo logramos mantener una tensión constante ya que conseguimos consumir esas variaciones de corriente variando la impedancia de carga.

Explicaremos ahora paso a paso el funcionamiento y cómo ha sido diseñado este circuito.

5.1. Funcionamiento

5.1.1. Funcionamiento básico

En la figura 5.1 mostramos un dibujo esquemático que aclarará la tarea realizada por nuestro dispositivo y su funcionamiento.

La resistencia R_1 mantendrá un valor constante. R_2 será la que varíe en función de la tensión de entrada V_i. En caso de que ésta sobrepase los $200V$, R_2 disminuirá su valor para conseguir que la tensión a la salida V_o decrezca

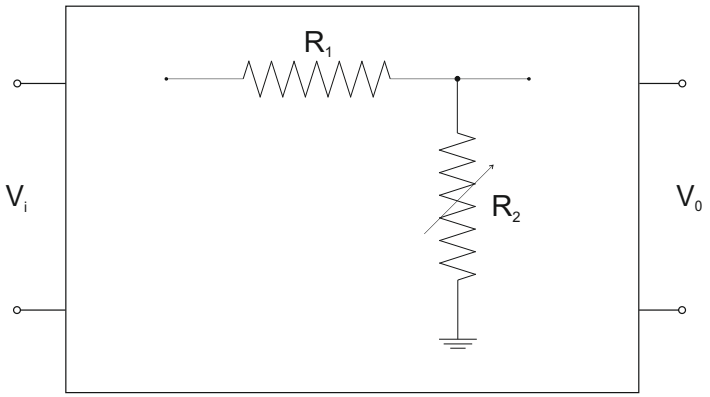


Figura 5.1: Solución en esquema cuadripolar

y a la inversa.

5.1.2. Cómo varía la resistencia

La resistencia variable realmente es una resistencia fija que será o no cortocircuitada por un IGBT de tal forma que su valor variará entre su máximo y su mínimo. En la figura 5.2 se muestra un esquema del diseño de la resistencia con el interruptor de potencia.

Por lo tanto, el valor de la resistencia R_2 variará en promedio: cuanto más tiempo se mantenga cerrado el IGBT, menor valor tendrá la resistencia y viceversa.

El control de la apertura y cierre del IGBT se realizará mediante una señal PWM. La modulación PWM empleada se detallará más adelante.

Si en lugar de ver las variaciones desde el punto de vista de la resistencia lo hacemos desde el punto de vista de la tensión, lo que observamos es que cuando el IGBT –el interruptor en la figura 5.2- está cerrado, la tensión de salida V_o es $0V$, mientras que si está abierto, la tensión de salida será la que corresponda al divisor de tensión.

Por lo tanto, según el tiempo que mantengamos cortocircuitada la re-

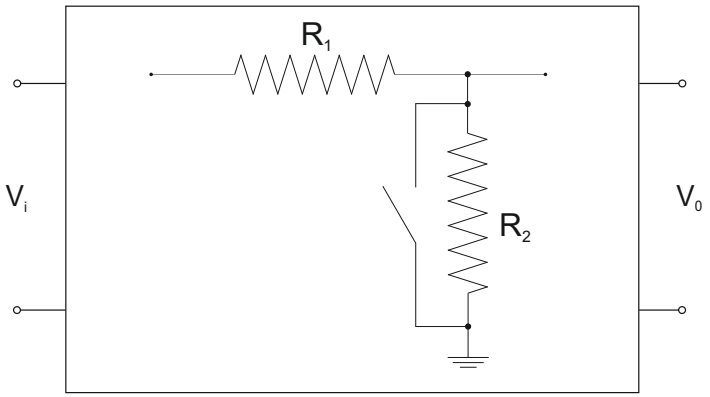


Figura 5.2: Variación de la resistencia

sistencia R_2, el valor promedio de esta variará. En consecuencia, variará también el valor promedio de la tensión de salida.

5.1.3. Cómo realizar la lectura de tensión

Ya sabemos cómo variaremos el valor de la resistencia pero, ¿cómo realizar esta variación? Necesitaremos un lazo de realimentación que nos indique en tiempo real si la tensión de salida ha variado, incrementándose o decrementándose, de tal forma que podamos actuar de manera instantánea. Así se alcanzaría nuestro objetivo.

En nuestro caso, este lazo de realimentación lo realizará el microcontrolador. Una de las entradas analógicas de éste estará conectada a través de una sonda de tensión a la salida de nuestro circuito de tal forma que, gracias al conversor analógico digital, podamos saber en cada instante el valor de la tensión de salida pudiendo actuar en consecuencia. Así cerramos el lazo de realimentación consiguiendo el control de la tensión.

5.1.4. Cómo realizar el control del IGBT

Una vez que conocemos el valor de la tensión de salida, será necesario actuar en consecuencia en función de los datos obtenidos. ¿Cómo lo haremos?

El control del IGBT, y por tanto de la resistencia y de la tensión, se

realizará por medio de una señal PWM. El ciclo de trabajo de esta señal modulada variará en función de las variaciones de tensión de entrada.

Si la tensión de salida crece, el ciclo de trabajo crecerá, logrando así que el tiempo de cortocircuito de la resistencia R_2 sea mayor. Por tanto, la tensión de salida se mantendrá durante más tiempo a $0V$ disminuyendo así su promedio.

Lo mismo ocurriría en el caso de que la tensión disminuyera pero a la inversa: el ciclo de trabajo disminuiría creciendo así la tensión de salida.

En la figura 5.3 mostramos un dibujo representativo de la implementación del control.

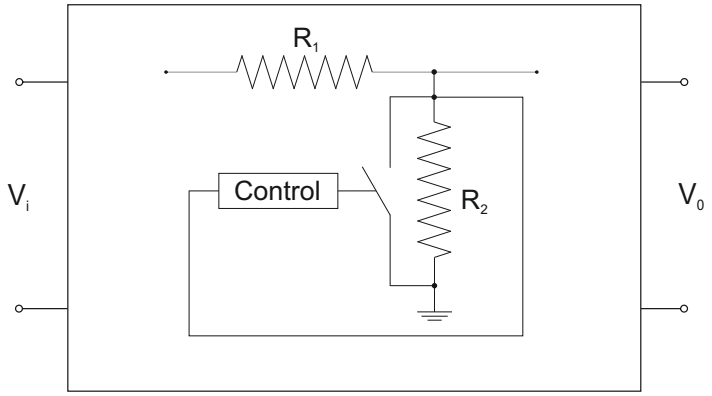


Figura 5.3: Lectura de tensión

5.1.5. Señal de control

Ya hemos indicado que la señal de control es una señal PWM. A continuación explicamos cómo realiza el microcontrolador dicha señal. Para ello, en primer lugar representamos en la figura 5.4 cuál es el diagrama de flujo que sigue el microcontrolador.

Como vemos, el valor del registro TACCR1 irá cambiando en función de la lectura del ADC: a mayor valor de tensión leída en la salida del circuito,

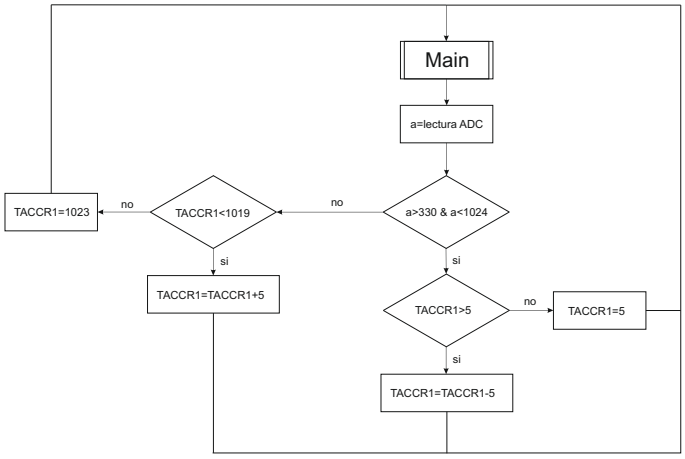


Figura 5.4: Diagrama de flujo del programa

menor el valor del registro TACCR1 y viceversa.

La filosofía de funcionamiento es la siguiente: si la tensión de salida que entra al ADC crece, disminuimos el valor del TACCR1 en cinco unidades para que el ciclo de trabajo de la señal PWM del microcontrolador sea menor. Lo mismo haremos, pero en sentido contrario, en el caso de que el valor de la tensión decrezca. Así se consigue un ciclo de trabajo mayor.

Si analizamos el párrafo anterior, según lo que hemos ido explicando anteriormente, pareciera existir una incongruencia: a mayor tensión, el ciclo de trabajo debería ser mayor para conseguir que el IGBT permanezca más tiempo en cerrado. Consecuentemente la resistencia R_2 se mantendría más tiempo cortocircuitada y, por tanto, la tensión de salida disminuiría. Esto no sucede ya que la placa que controla el disparo del IGBT nos invierte el disparo con lo que el sentido de crecimiento y decrecimiento de las señales PWM queda finalmente definido.

Veamos ahora cómo varía el microcontrolador el ciclo de trabajo de la señal PWM: Según vemos en las figuras 5.5 y 5.6, el micro genera internamente una rampa cuyo valor de pico es el valor del registro TACCR0. Ese valor lo fijamos a 1024 ya que éste es el máximo valor que podemos convertir mediante el ADC.

El valor del registro TACCR1, proporcional a la lectura del ADC, inter-

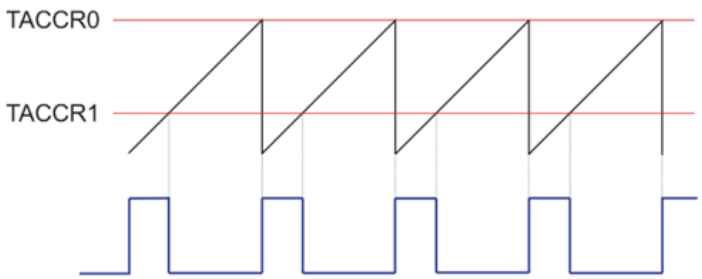


Figura 5.5: Variación del ciclo de trabajo, ciclo bajo

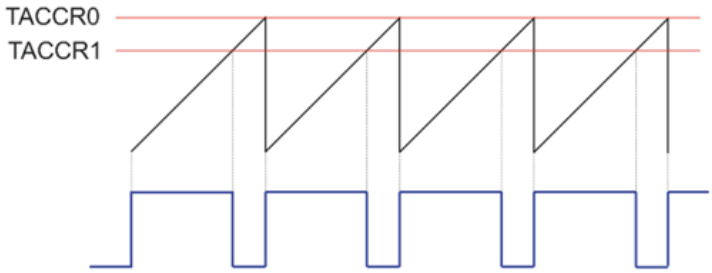


Figura 5.6: Variación del ciclo de trabajo, ciclo alto

seca a la rampa ya descrita generando así la señal de disparo.

Cuanto menor sea el valor del registro TACCR1 menor será el ciclo de trabajo de la PWM y viceversa.

5.1.6. Filtrado

Si analizamos detenidamente el circuito, veremos que es necesario realizar un filtrado de la señal de salida antes del control, ya que ésta sufre variaciones bruscas, del orden de $100V$.

Si la medida de tensión de salida lo colocásemos directamente a la salida del circuito, seríamos incapaces de controlar la tensión, pues siempre tendrá valores extremos. Para que esto no ocurra, colocamos un filtro LC antes del control logrando que la tensión de salida tenga variaciones mínimas.

El filtro que utilizaremos está compuesto por una bobina de 40 mH y un condensador de 30 μF.

Finalmente, el circuito representativo queda representado en la figura 5.7.

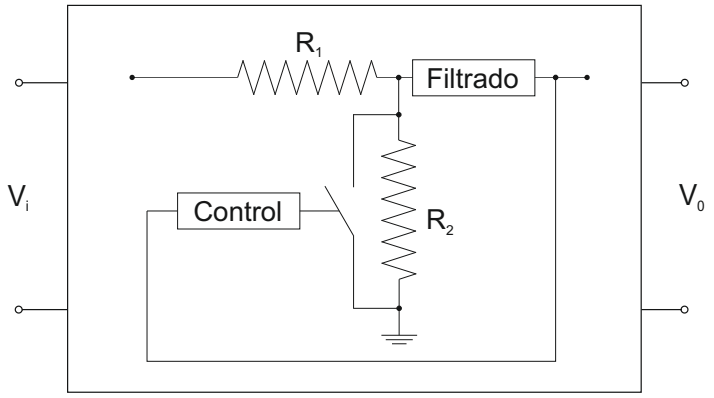


Figura 5.7: Sistema con control y filtrado

5.2. Simulaciones

5.2.1. Valores escogidos

Anteriormente hemos explicado cuál es el funcionamiento del circuito, pero antes de poner en marcha la construcción del mismo, hemos realizado una serie de simulaciones para verificar que la implementación del mismo cumplirá con las especificaciones y funcionalidades que nos han sido encomendadas.

Antes de proseguir, indicaremos cuales son los valores de las resistencias y del filtro que hemos usado, bobina y condensador:

R_1 tiene una valor de 30Ω.

R_2 tendrá el doble de valor, para conseguir que cuando el IGBT esté en abierto, la máxima tensión en el divisor de tensión la tengamos a la salida de nuestro circuito.

El valor de la bobina del filtro LC, como ya hemos indicado anteriormente, es de $40mH$.

El valor del condensador es $30\mu F$.

Estos valores los hemos escogido según el material disponible en el laboratorio. Para aplicaciones más concretas, estos valores habrá que estudiarlos de manera más exacta. En nuestro caso, estos valores son relativamente poco importantes ya que es una aplicación genérica.

El circuito que implementaremos será el representado en la figura 5.8.

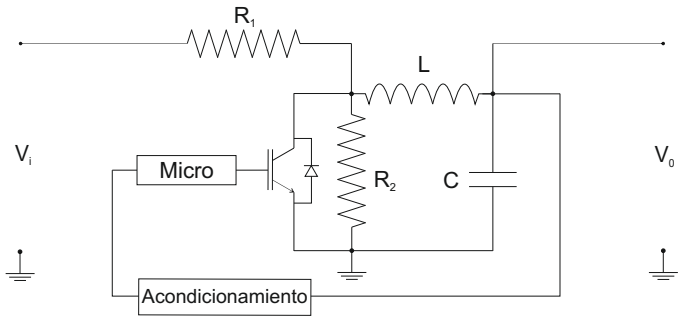


Figura 5.8: Esquema final detallado

5.2.2. Simulación con PSIM

Antes de realizar la simulación con PSIM, hemos estudiado las hojas de características del IGBT, observando que éste no puede ser conectado exactamente igual que como acabamos de mostrar en la figura anterior. Ver Anexo 10.2 (hoja características del IGBT).

Por esto, el circuito simulado no coincide exactamente con el mostrado, pero realiza la misma función.

Antes de mostrar dicho circuito, hemos de explicar que los elementos usados para la simulación del control son muy diferentes a los usados en la

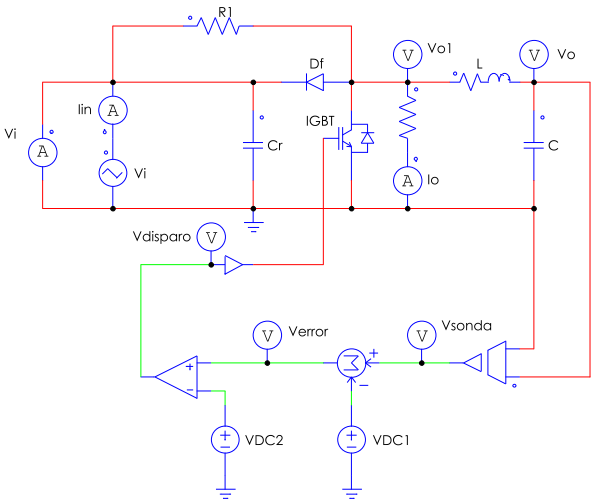


Figura 5.9: Esquema del montaje en PSIM

realidad, pero al final, nos conducen al mismo sitio: un control PWM. El circuito simulado se muestra en la figura 5.9

5.2.3. Variaciones de la tensión de entrada

Como podemos observar en la figura 5.10, la tensión de entrada al circuito es una señal triangular que simulará las variaciones de tensión que se darán en la realidad en la aplicación para la que estamos realizando este diseño.

La tensión de entrada V_{in} simulada es una señal triangular cuyo valor inicial es de $200V$. Aumenta de valor progresivamente en el tiempo llegando a alcanzar un valor máximo de $210V$ a los $0,5s$.

A la salida de nuestro circuito tendremos que conseguir, gracias al control, una tensión continua de $120V$ con el menor rizado posible.

Hemos de tener en cuenta que esto es bastante complicado ya que las variaciones de tensión antes del filtro son muy bruscas: cuando el IGBT se cierra cortocircuitando la resistencia R_2, la tensión en el filtro es de $0V$. Cuando el IGBT no cortocircuita dicha resistencia –está en abierto-, la tensión a la salida será la correspondiente al divisor de tensión, en nuestro caso $2/3$ de la tensión de entrada ($133,3V$ en condiciones nominales).

El filtro por tanto está encargado de suavizar lo máximo posible estas

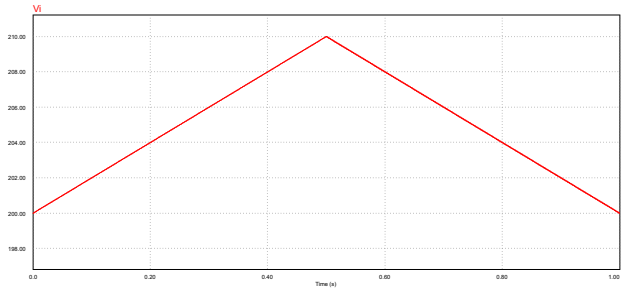


Figura 5.10: Variación en la tensión de entrada

variaciones, logrando así que a la salida tengamos una tensión continua del valor deseado, $120V$ en nuestro diseño.

Veamos si esto es posible.

5.2.4. Tensión de salida

En la figura 5.11 mostramos la tensión de salida simulada.

Como podemos ver, lo que buscábamos es posible. Hemos logrado una tensión de salida de $120V$ y continua, o al menos con variaciones muy pequeñas.

En la figura 5.12, se amplía la tensión de salida para observar la magnitud de esas pequeñas variaciones

El rizado de la tensión de salida es alrededor de $4V$ aproximadamente, un valor muy pequeño si tenemos en cuenta que estamos trabajando con magnitudes de cientos de voltios.

Para mejorar este rizado, es decir, para conseguir que las variaciones de tensión sean aún menores, podríamos cambiar los valores de los componentes que conforman el filtro, aumentando el valor del condensador.

En la figura 5.13 mostramos los picos del rizado en el caso de cambiar el

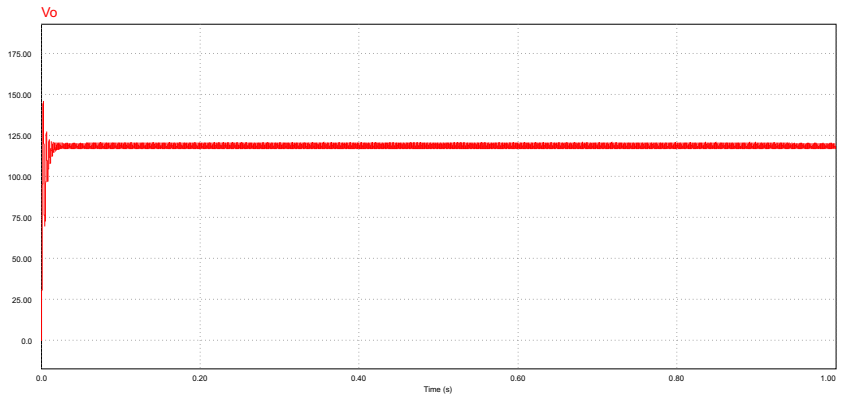


Figura 5.11: Tensión de salida en PSIM

condensador usado por otro de $90\mu F$

Como hemos podido observar, los picos de tensión han disminuido en casi $3V$.

5.2.5. Máximo rango variación tensión entrada

Hemos de comprobar la robustez de nuestro dispositivo, y nos preguntamos, ¿cuál es el máximo pico de tensión de entrada que podemos permitir para que la tensión de salida tenga un rizado aceptable?

Esto lo podemos ver con algunas simulaciones. En la figura 5.14 mostramos la tensión de entrada –que tiene un pico de $50V$- junto con la de salida.

Para ver si la salida es aceptable, hagamos un zoom al pico de tensión de salida en el momento en el que la tension de entrada ha alcanzado su máximo. Esta ampliación se representa en la figura 5.15.

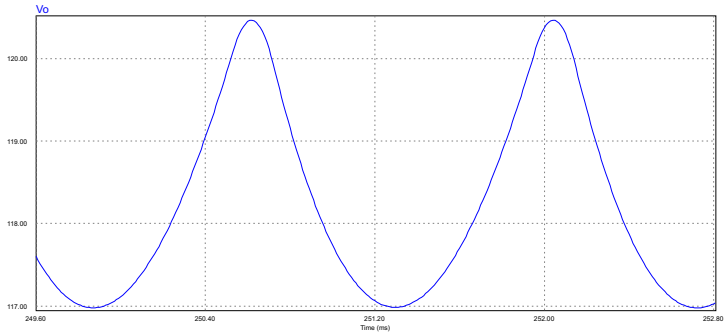


Figura 5.12: Rizado con el condensador elegido

La máxima variación que tendremos en la tensión de salida será de $5V$, un valor bastante aceptable al compararlo con los $120V$ de salida que buscamos. Significaría una variación del $4\,\%$ aproximadamente, un valor muy bajo.

Por lo tanto, variaciones de $50V$ en la tensión de entrada son soportables.

Debemos indicar que estos picos, según las especificaciones de diseño, nunca se producirán, con lo cual, el sistema es robusto.

Si buscamos el valor máximo aceptable, poniendo que como máximo el rizado sea de un $5\,\%$, tendremos que el valor máximo del rizado deberá ser de $6V$.

Esto se da cuando la variación de la tensión de entrada es de $60V$ aproximadamente.

En la figura 5.16 mostramos el rizado máximo en este caso.

5.2.6. Señal de control

Si simulamos los disparos del IGBT –el control PWM- solapado con la tensión de entrada, observamos que el ciclo de trabajo varía: a mayor alejamiento en la tensión de entrada con respecto a las $200V$ normales, mayor ciclo de trabajo, y al contrario.

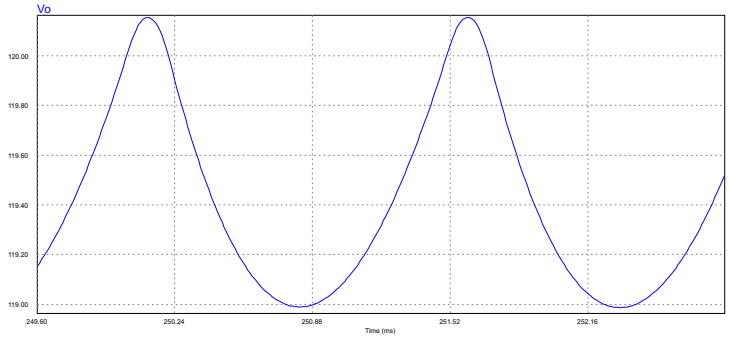


Figura 5.13: Rizado con un condensador de $90\mu F$

Si observamos la figura 5.17 vemos que el IGBT está siendo disparado en todo momento. Esto es debido a que la tensión de salida que buscamos obtener se encuentra por debajo del valor que nos da el divisor resistivo cuando el IGBT no está cerrado.

Esto lo hacemos para que en el caso en el que la tensión de entrada sufra picos por debajo de su valor normal, poder tener un margen de actuación.

Aunque esto no es normal que ocurra según las especificaciones, sí que es importante tenerlo en cuenta si queremos tener un dispositivo seguro y robusto.

En las figuras 5.18 y 5.19 mostramos un zoom de los disparos.

Como podemos ver, el ciclo de trabajo varía en función de la variación de la tensión de entrada.

5.2.7. El IGBT

En las anteriores figuras 5.18 y 5.19 hemos mostrado la señal PWM que controlará el IGBT.

En estas gráficas, podemos observar que el ciclo de trabajo del control es

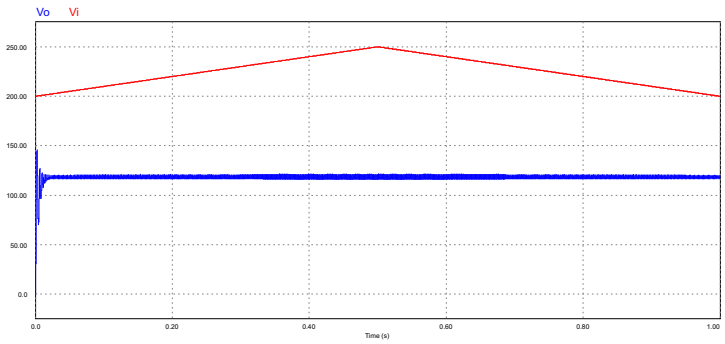


Figura 5.14: Tensión de entrada y salida

bastante bajo, siempre por debajo del 50 %, cosa muy deseable, pues así conseguimos que las pérdidas en el IGBT sean casi despreciables.

A esto se suma que la frecuencia del PWM también es baja, aproximadamente de 1KHz, otra característica de diseño que minimiza las pérdidas del IGBT.

Pérdidas en el IGBT debidas al ciclo de trabajo

Como hemos indicado anteriormente, a menor ciclo de trabajo, menores pérdidas en el IGBT. Veamos ahora cuáles son estas pérdidas según las gráficas proporcionadas en las hojas de características, figura 5.20.

Antes de ver cuáles son las pérdidas debidas al ciclo de trabajo, debemos ver cuál es la corriente por el colector de dicho IGBT. Para ello, realizamos una simulación y nos quedamos con el máximo pico de corriente que éste soportará. Las condiciones de trabajo serán las más desfavorables, es decir, con una variación máxima de la tensión de entrada -60V-.

El máximo pico de corriente por el emisor, que coincide con el de colector, se da cuando la tensión de entrada alcanza su valor más alto, y es de unos 9A.

Para conocer las pérdidas, es necesario conocer cuál es la tensión de dis-

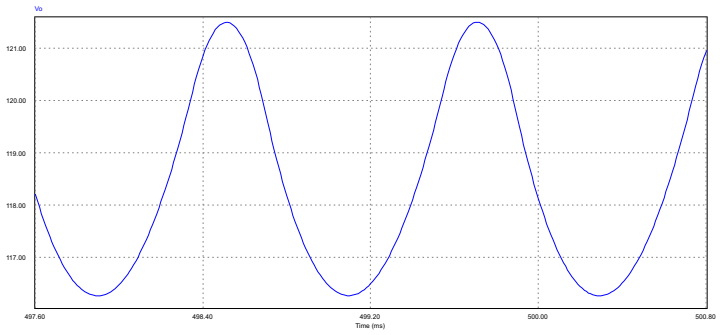


Figura 5.15: Rizado de tensión de salida

paro –la tensión en la puerta del IGBT-, en nuestro caso, $15V$.

Según estos datos, y mirando en la tabla proporcionada en las hojas de características, vemos que la V_ce es de unos $1,7V$ con una corriente de $9A$, y por tanto las pérdidas en ese instante serán de entre 15 y $17W$ aproximadamente.

Estas pérdidas son considerables, pero hemos de tener en cuenta que estamos tratando el peor caso: corriente máxima –de pico- no eficaz y picos de tensión de $60V$ –según las especificaciones algo que no ocurrirá-.

Pérdidas del IGBT en función de la frecuencia

Como ya hemos indicado anteriormente, las pérdidas debidas a la frecuencia también serán muy bajas. Esta es la gráfica que relaciona la potencia consumida por el IGBT en mWs en el momento en que cambia de abierto a cerrado E_{on}, o al revés, de cerrado a abierto, E_{off}.

Teniendo en cuenta la simulación anterior en la que observábamos que la corriente podía valer como máximo $9A$, según la tabla, las pérdidas que tenemos son más o menos iguales tanto en el flanco de subida como en el de bajada. Consumimos $2mJ$ por cada flanco.

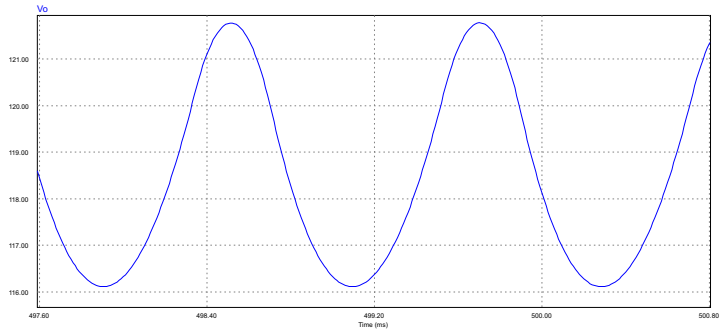


Figura 5.16: Rizado máximo

Según la frecuencia de disparo, 1 KHz en esta aplicación, tenemos que en cada segundo nuestro IGBT tiene mil flancos de subida y otros mil de bajada. En total, dos mil flancos por segundo.

Según esto, la potencia consumida será de $8W$ aproximadamente.

Como ya hemos dicho, estas pérdidas han sido calculadas para el peor de los casos de funcionamiento, con lo cual, es una pérdida también despreciable.

Pérdidas en los diodos

Según la hoja de características del IGBT, éste tiene dos diodos: el *inverse diode* y el *freewheeling diode*.

Ninguno de los dos entra en conducción en esta aplicación. Por ello, no hará falta que hagamos un estudio de pérdidas para ellos.

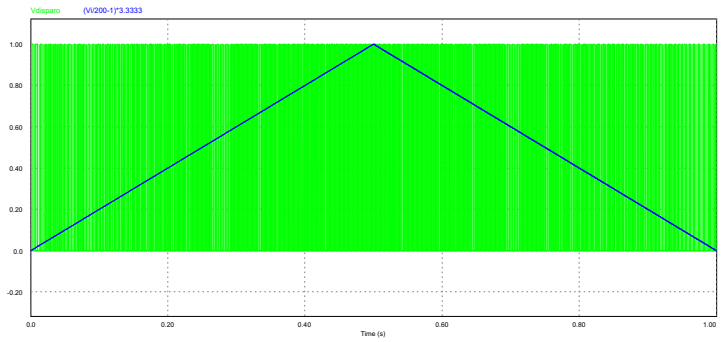


Figura 5.17: Tensión de entrada y disparos del IGBT

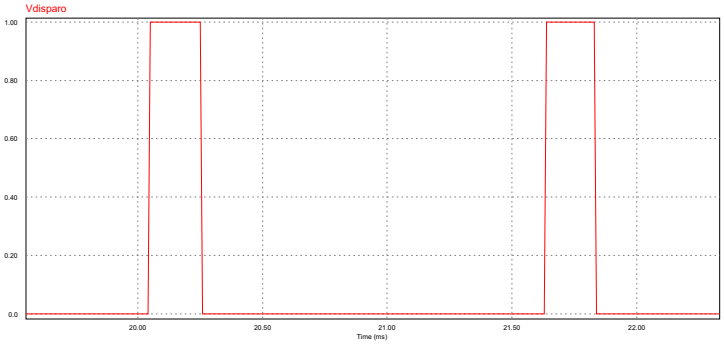


Figura 5.18: Señal de control cuando la tensión de entrada es muy cercana al valor deseado

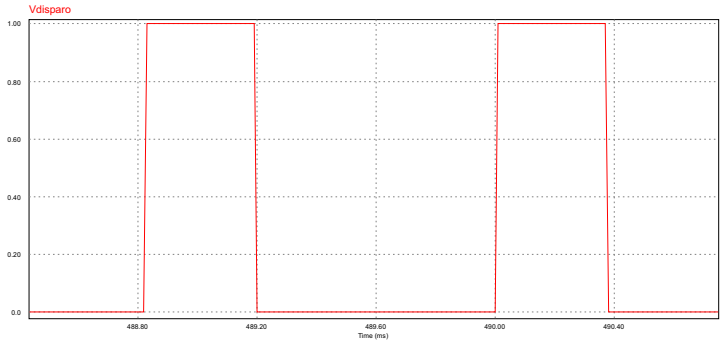


Figura 5.19: Señal de control cuando la tensión deseada está más alejada del valor de salida deseado

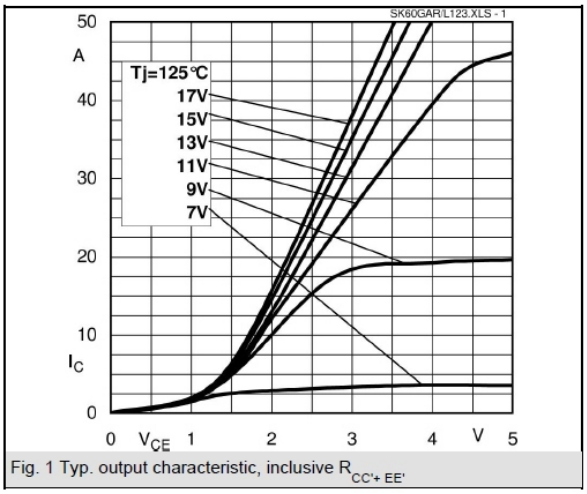


Figura 5.20: Característica del IGBT

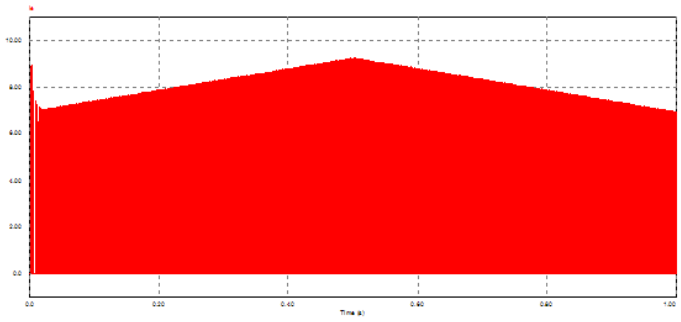


Figura 5.21: Corriente de colector

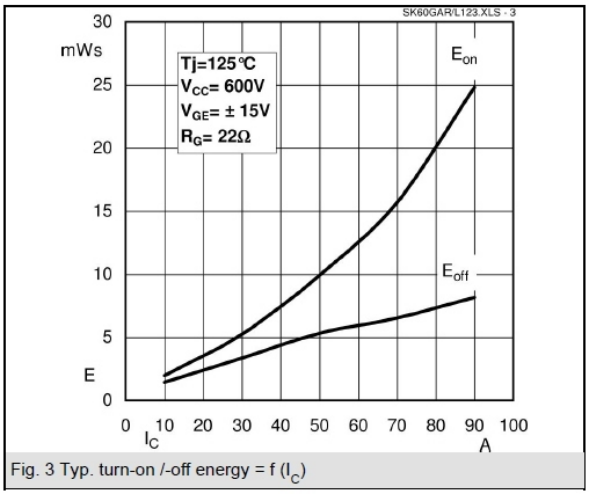


Figura 5.22: Energía encendido/apagado

Capítulo 6

Medidas experimentales

6.1. Circuito final

Anteriormente hemos hecho un estudio teórico de la aplicación en cuestión. Hemos comprobado por medio de simulaciones que el diseño pensado cumple con las especificaciones.

Finalmente hemos de comprobar experimentalmente que el diseño cumple con los requisitos.

Antes de proseguir, en la figura 6.1 mostramos una imagen del circuito montado en laboratorio.

Como podemos ver los principales componentes utilizados en nuestro circuito han sido:

- Resistencias de potencia: 30 Ω. Temperatura nominal 200 °C.
- Bobina de 40 mH.
- Condensador de 30 uF.
- Puente de diodos 1x SKD 51/14 [1]
- Placa de disparos.
- IGBT SK60GAL123.

[1] En el presupuesto daremos el precio de otro más sencillo pero que cumple las especificaciones, el puente de diodos KBPC2510.

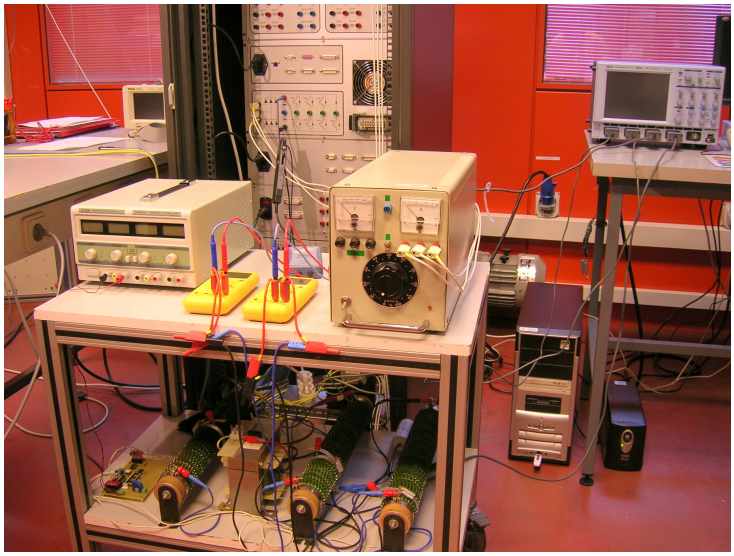


Figura 6.1: Conjunto completo

6.1.1. El puente de diodos

En la figura 6.2 mostramos el puente de diodos utilizado en el laboratorio para la comprobación del funcionamiento del diseño.

Como ya hemos explicado anteriormente, en las pruebas realizadas hemos utilizado un rectificador en puente de diodos 1x SKD 51/14, un rectificador del fabricante SEMIKRON.

Para el diseño final utilizaremos uno más sencillo y económico, el puente de diodos KBPC2510.

6.1.2. La placa de disparos

En la figura 6.3 mostramos la placa construida para acondicionar la señal PWM proporcionada por el microcontrolador, de tal forma que el IGBT pueda ser disparado de manera adecuada.

Esta placa incluye una sonda de tensión para el acondicionamiento de la tensión de salida. Esta será la tensión a controlar.

La función realizada por esta placa es la conversión de la tensión a controlar, desde un nivel de cientos de voltios a otro entre cero y tres, valores

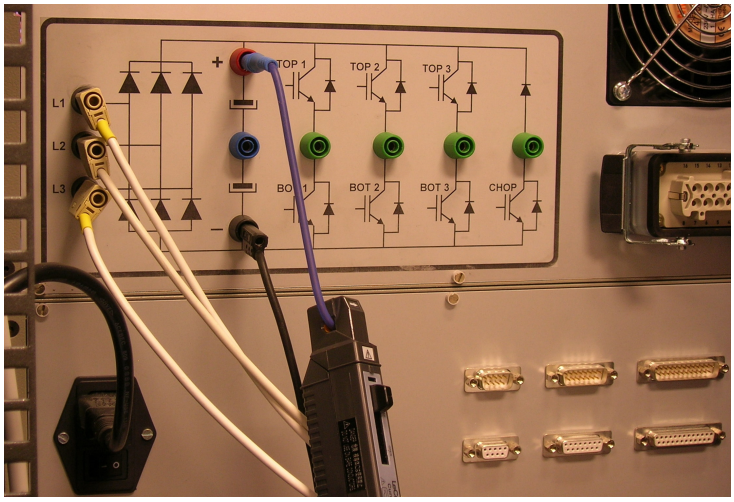


Figura 6.2: Puente de diodos

aceptados por la entrada analógica del micro utilizado.
La placa también realizará la amplificación de la señal PWM proporcionada por el microcontrolador por medio de una etapa de potencia. En esta amplificación se consigue la corriente necesaria demandada por el IGBT para su disparo.

Por todo lo anterior, esta placa es fundamental en la aplicación.

6.2. Medidas experimentales

6.2.1. Tensión de salida

En la figura 6.4 mostramos la tensión de salida, en morado, junto con variaciones de decenas de voltios en la tensión de entrada, en verde.

Como podemos observar, la tensión de salida, es bastante continua. Observamos ciertas variaciones. Esto es debido a que el IGBT siempre está disparando, para conseguir que la tensión de entrada se mantenga a un nivel determinado, siempre por debajo a la máxima.

A esto se suma que el microcontrolador tiene un margen de error, y actuará cuando la variación de la tensión de salida sea del orden de uno o dos voltios, error que se aprecia a la salida.

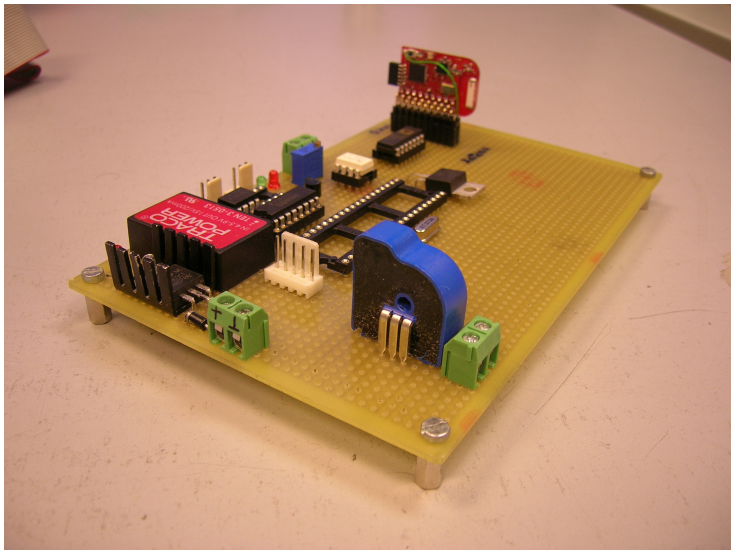


Figura 6.3: Placa control

Realmente el error no es debido al microcontrolador sino a la sonda de tensión. La sonda de tensión reduce en un 80 % la tensión de salida, y por tanto una pequeña variación de ésta, del orden de voltios, no será apenas apreciada por el ADC del microcontrolador.

6.2.2. Corrientes

En la figura 6.5 mostramos la corriente que circula por la resisentcia R_2, en verde, y la corriente que proporciona la fuente de continua, en este caso el puente de diodos, en azul.

Como podemos observar la corriente de entrada sufre picos de aproximadamente 5 A. Esto es debido a los disparos del IGBT. Cuando el IGBT se cierra, la resistencia total disminuye y en consecuencia se produce un pico de corriente.

La corriente por la resistencia R_2 sufre menos picos ya que cuando conduce la tensión en ella es menor que en R_1 y su valor es mayor que ésta.

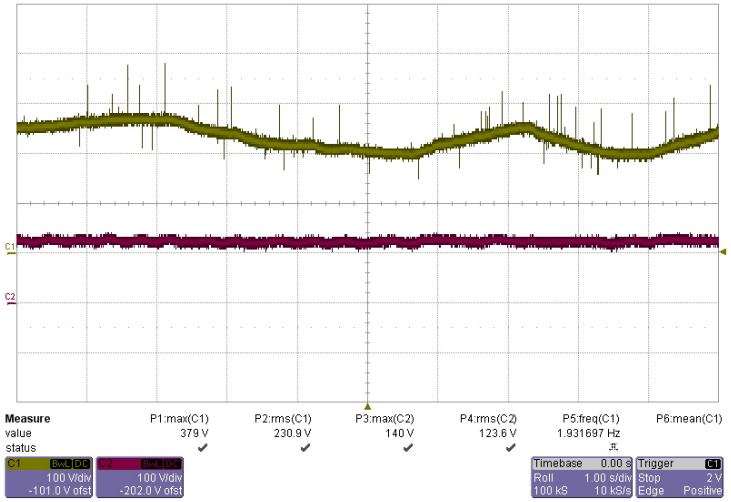


Figura 6.4: Tensión de salida frente a variaciones de tensión de entrada

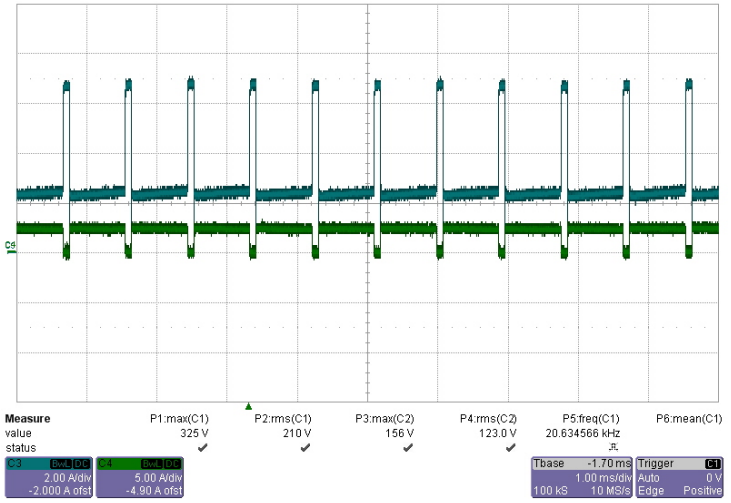


Figura 6.5: Corrientes de entrada y en R_2

Capítulo 7

Conclusiones

El objetivo de este proyecto era consumir potencia de forma controlada para conseguir una tensión constante en un determinado punto.

Como hemos podido ver en las simulaciones y en las medidas experimentales mostradas, el objetivo ha sido cumplido, quedando ciertos aspectos pendientes para trabajos futuros.

Así mismo, se concluye que el desarrollo del proyecto cumple con los criterios económicos gracias al bajo coste del microcontrolador empleado, el eZ430-RF2500 de *Texas Instruments*.

Capítulo 8

Trabajos futuros

Principalmente se deberá realizar la adecuación del diseño estudiado para poder ser usado en las aplicaciones reales de generación de electricidad mediante fuentes de energía renovable. Este desarrollo tendrá su lugar en un próximo proyecto fin de carrera, continuación del presente y que llevará a cabo D. Gonzalo Moreno Huerta.

Queda pendiente también corregir aspectos relativos al filtrado de los picos de corriente. Como hemos podido ver a lo largo de este trabajo, la corriente proporcionada por la fuente de entrada sufre grandes variaciones.

Capítulo 9

Bibliografía

http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/tmdsezd2812.html

TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 *Digital Signal Processors Data manual* de *Texas Instruments*

"Diseño de la arquitectura *hardware* de un aerogenerador de velocidad variable DFIG", Ricardo Albarracín Sánchez. Proyecto Fin de Carrera.

ez430-RF2500v *Development Tool User's Guide* de *Texas Instruments*

http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/msp430f2013.html

http://focus.ti.com/mcu/docs/mcuprodoverview.tsp?sectionId=95&tabId=140&...
...familyId=342

MSP430 IAR C/C++ *Compiler Reference Guide* de *Texas Instruments*

MSP430x2xx *Family User's Guide* de *Texas Instruments*

Capítulo 10

Anexos

10.1. Presupuesto

CÓD.		UNI.	DESCRIPCIÓN	MED.	P. UNI.	P TOTAL
01	**CAP**		**MATERIAL**			
01.1	**Sub.c.**		**Material potencia**			
01.1.01	Partida	Ud.	***Módulo IGBT SK60GAL123 40A 1200V***			
			Módulo IGBT de altura 15,43 cm, ancho 28 cm. Dispone de 7 pines. Corriente de colector de 58 A. Temperatura de funcionamiento máxima de 150º y mínima de -40º. Tensión emisor colector máxima de 1200 V. Tensión máxima puerta emisor de ± 20 V. Tipo de canal N.			
				1	27,10	27,10
01.1.02	Partida	Ud.	***Condensador MKP F1M40300PC***			
			Condensador de polipropileno de capacidad 30 µF. Máxima tensión de entrada de entre 425 V y 475 V.			
				1	43,82	43,82
01.1.03	Partida	Ud.	***Resistencias de potencia***			
			Resistencia de potencia. Máxima potencia disipada de 2 KW. Máxima temperatura disipada de 200º.			
				3	38,50	115,5
01.1.04	Partida	Ud.	***Bobina***			
			Caja de conexión para exteriores de IP 65, para albergar un fusible de 250 A, incluso juntas y pequeño material. Completamente montado y funcionando.			
				1	65,08	65,08
01.1.05	Partida	Ud.	***Puente rectificador faston 25A-1000V KBPC2510***			
			Puente de diodos rectificador. Máxima corriente de 25 A. Máxima tensión rectificada de 1000 V.			
				1	1,60	1,60
			TOTAL SUBCAPÍTULO 01.1			***253,10***
01.2	**Sub.c.**		**Material control**			
01.2.01	Partida	Ud.	***Microcontrolador msp430f2274***			
			Microcontrolador de Texas Instruments, perteneciente a la familia MSP430, 32kB Flash, 1K RAM.			

				1	58,64	58,64
01.2.02	Partida	Ud.	***Op495*** Amplificador operacional cuyas características son las siguientes: altura 3.3 mm, 14 pines, corriente alimentación de 0,6 A, encapsulado PDIP, ganancia 140 dB, ancho banda 0,075 MHz, tecnología BiCMOS.			
				1	9,93	9,93
01.2.03	Partida	Ud.	***LM2937ET-3.3*** Regulado lineal de corriente cuyas características son: altura 8,89 cm, 3 pines, corriente de salida máxima, precisión de 5%, tensión entrada 26 V, tensión entrada mínima 4,75 V.			
				1	1,178	1,178
01.2.04	Partida	Ud.	***Amplificador corriente aislamiento HCPL-7800*** Amplificador de corriente y aislador, cuyas características son: altura 3,56 mm, corriente alimentación máxima 16 mA, ganancia en tensión máxima de 18,31 dB, resistencia de entrada máxima de 1000 MΩ, salida diferencial.			
				1	9,08	9,08
01.2.05	Partida	Ud.	***Regulador lineal de tensión,L78L05ACZ 5V*** Regulador de tensión cuyas características son: altura 4,95 mm, 3 pines, corriente de salida máxima de 0,1 A, precisión del 5%, temperatura de funcionamiento máximo de 150 ºC y mínima de 0 ºC.			
				1	0,29	0,29
01.2.06	Partida	Ud.	***Driver de potencia,ULN2003AG*** Driver de potencia cuyas características son: altura 4,57 mm, 16 pines, 7 elementos por chip, encapsulado PDIP, tensión de emisor colector máxima de 50 V.			
				1	0,54	0,54
01.2.07	Partida	Ud.	***Convertidor dc-dc TEN30513,15V 3W*** Convertidor continua-continua cuyas características son: aislamiento 1,5 KVdc, corriente de salida de 200 mA, eficacia del 77%, potencia nomial, temperatura de funcionamiento entre -40 ºC y 85 ºC, tensión de salida de 15 V.			

				1	22,20	22,20
01.2.08	Partida	Ud.	***3296W 10mm 500mW top adj 25t pot,25K***			
			Potenciómetro cuyas características son: altura 15,55 mm, montaje pasante, potencia nominal de 0,5 W, tolerancia del 10 %, resistencia 25 KΩ.			
				1	0,86	0,86
			TOTAL SUBCAPÍTULO 01.2			***102,72***
			TOTAL CAPÍTULO 01			***355,82***
02	**CAP**		**DISEÑO**			
02.1.01	Partida	H	***Ingeniero Industrial***			
			Horas de trabajo de un ingeniero industrial encargado de la realización del diseño y su simulación			
				60	41,23	2.473,80
			TOTAL CAPÍTULO 02			***2.473,80***
03	**CAP**		**DISEÑO**			
03.1.01	Partida	H	***Técnico de laboratorio***			
			Horas de trabajo de un técnico de laboratorio encargado de la construcción del diseño realizado.			
				30	23,23	696,90
			TOTAL CAPÍTULO 03			***696,90***
	TOTAL		***3.526,52 €***			

10.2. Hoja de características del IGBT SK60GAL123

SK60GAL123

SEMITOP® 2

IGBT Module

SK60GAL123
SK60GAR123

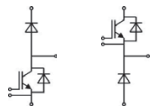
Preliminary Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- N-channel homogeneous silicon structure (NPT-Non punch-through IGBT)
- High short circuit capability
- $V_{ce,sat}$ with positive coefficient
- Low tail current with low temperature dependence

Typical Applications*

- Switching (not for linear use)
- Inverter
- Switched mode power supplies
- UPS



GAL GAR

Absolute Maximum Ratings			T_s = 25 °C, unless otherwise specified	
Symbol	**Conditions**		**Values**	**Units**
IGBT				
V_{CES}	T_j = 25 °C		1200	V
I_C	T_j = 125 °C	T_s = 25 °C	58	A
		T_s = 80 °C	40	A
I_{CRM}	I_{CRM}= 2 x I_{Cnom}		100	A
V_{GES}			± 20	V
t_{psc}	V_{CC} = 600 V; $V_{GE} \leq$ 20 V; V_{CES} < 1200 V	T_j = 125 °C	10	µs
Inverse Diode				
I_F	T_j = 150 °C	T_s = 25 °C	33	A
		T_s = 80 °C	23	A
I_{FRM}	I_{FRM}= 2 x I_{Fnom}			A
I_{FSM}	t_p = 10 ms; half sine wave	T_j = 150 °C	110	A
Freewheeling Diode				
I_F	T_j = 150 °C	T_{case} = 25 °C	57	A
		T_{case} = 80 °C	38	A
I_{FRM}				A
I_{FSM}	t_p = 10 ms; half sine wave	T_j = 150 °C	550	A
Module				
$I_{t(RMS)}$				A
T_{vj}			-40 ... +150	°C
T_{stg}			-40 ... +125	°C
V_{isol}	AC, 1 min.		2500	V

Characteristics			T_s = 25 °C, unless otherwise specified			
Symbol	**Conditions**		**min.**	**typ.**	**max.**	**Units**
IGBT						
$V_{GE(th)}$	V_{GE} = V_{CE}, I_C = 2 mA		4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	V_{GE} = 0 V, V_{CE} = V_{CES}	T_j = 25 °C			0,3	mA
		T_j = 125 °C				mA
I_{GES}	V_{CE} = 0 V, V_{GE} = 30 V	T_j = 25 °C			300	nA
		T_j = 125 °C				nA
V_{CE0}		T_j = 25 °C		1,2		V
		T_j = 125 °C		1,2		V
r_{CE}	V_{GE} = 15 V	T_j = 25°C		26		mΩ
		T_j = 125°C		38		mΩ
$V_{CE(sat)}$	I_{Cnom} = 50 A, V_{GE} = 15 V	T_j = 25°$C_{chiplev.}$		2,5	3	V
		T_j = 125°$C_{chiplev.}$		3,1	3,7	V
C_{ies}	V_{CE} = 25, V_{GE} = 0 V	f = 1 MHz		3,3		nF
C_{oes}				0,5		nF
C_{res}				0,22		nF
Q_G	V_{GE}=0 ... 20 V			285		nC
$t_{d(on)}$	R_{Gon} = 22 Ω	V_{CC} = 600V		70		ns
t_r		I_C= 50A		90		ns
E_{on}		T_j = 125 °C		9,9		mJ
$t_{d(off)}$	R_{Goff} = 22 Ω	V_{GE}=±15V		460		ns
t_f				30		ns
E_{off}				5,3		mJ
$R_{th(j-s)}$	per IGBT				0,6	K/W

© by SEMIKRON

SK60GAL123

SEMITOP® 2

IGBT Module

SK60GAL123
SK60GAR123

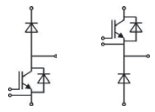
Preliminary Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- N-channel homogeneous silicon structure (NPT-Non punch-through IGBT)
- High short circuit capability
- $V_{ce,sat}$ with positive coefficient
- Low tail current with low temperature dependence

Typical Applications*

- Switching (not for linear use)
- Inverter
- Switched mode power supplies
- UPS



GAL GAR

Characteristics

Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Units
Inverse Diode						
$V_F = V_{EC}$	I_{Fnom} = 10 A; V_{GE} = 0 V	T_j = 25 °$C_{chiplev.}$		2	2,5	V
		T_j = 125 °$C_{chiplev.}$		1,8	2,3	V
V_{F0}		T_j = 125 °C		1	1,2	V
r_F		T_j = 125 °C		80		mΩ
I_{RRM}	I_F = 10 A	T_j = 125 °C		12		A
Q_{rr}	di/dt = -300 A/µs			1,8		µC
E_{rr}	V_{CC}= 600V			0,4		mJ
$R_{th(j-s)D}$	per diode				2,1	K/W
Freewheeling Diode						
$V_F = V_{EC}$	I_{Fnom} = 50 A; V_{GE} = 0 V	T_j = 25 °$C_{chiplev.}$		1	2,5	V
		T_j = 125 °$C_{chiplev.}$		1,8		V
V_{F0}		T_j = 125 °C		1	1,2	V
r_F		T_j = 125 °C		18	22	V
I_{RRM}	I_F = 50 A	T_j = 125 °C		40		A
Q_{rr}	di/dt = -800 A/µs			8		µC
E_{rr}	V_R=600V			2,3		mJ
$R_{th(j-s)FD}$	per diode				0,9	K/W
M_s	to heat sink M1				2	Nm
w				21		g

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX.

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.

 © by SEMIKRON

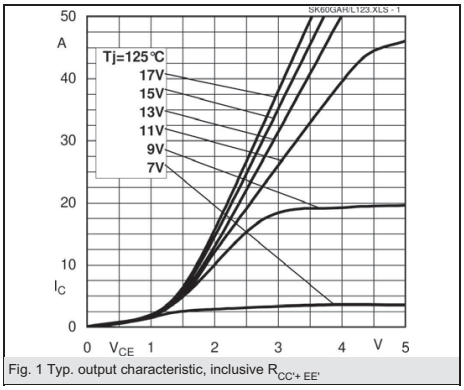


Fig. 1 Typ. output characteristic, inclusive $R_{CC'+EE'}$

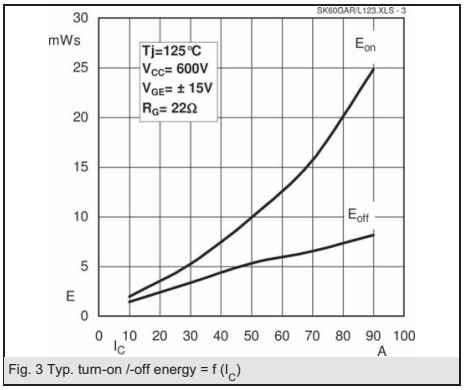


Fig. 3 Typ. turn-on /-off energy = f (I_C)

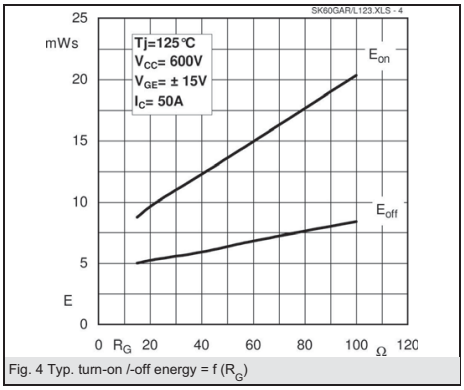


Fig. 4 Typ. turn-on /-off energy = f (R_G)

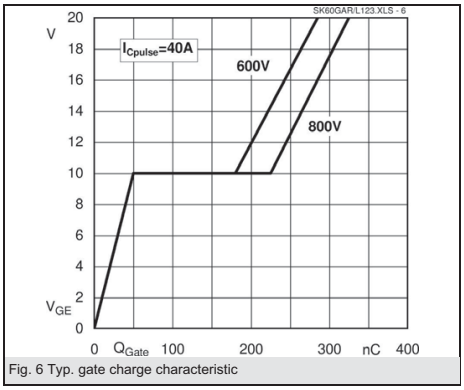


Fig. 6 Typ. gate charge characteristic

 © by SEMIKRON

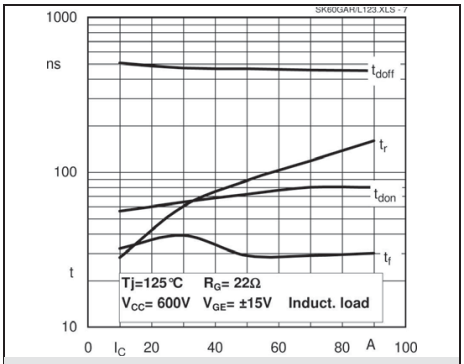


Fig. 7 Typ. switching times vs. I_C

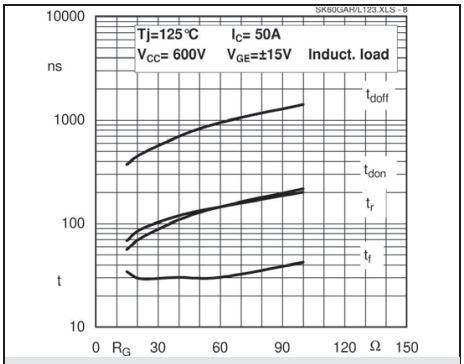


Fig. 8 Typ. switching times vs. gate resistor R_G

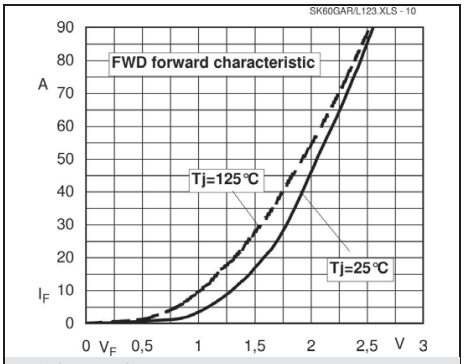
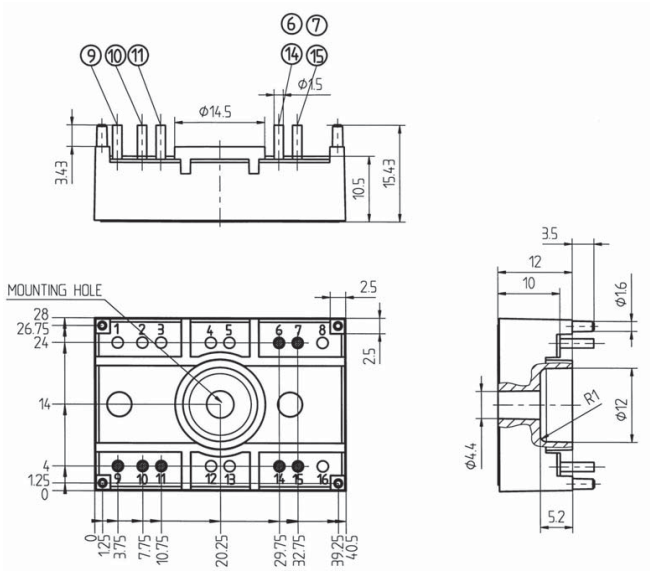


Fig. 10 CAL diode forward characteristic

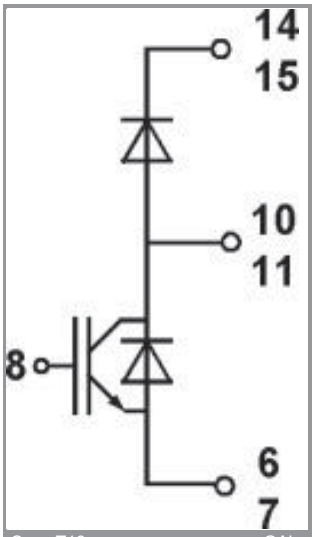
 © by SEMIKRON

SK60GAL123

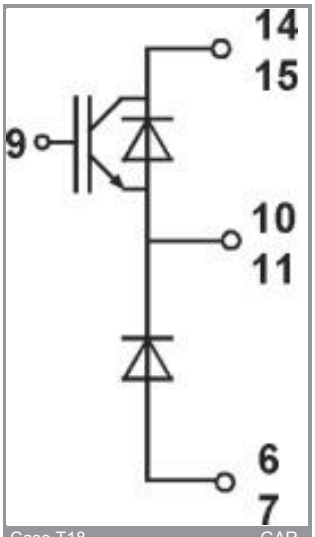
UL recognized file no. E 63 532



Case T18 (Suggested hole diameter, in the PCB, for solder pins and plastic mounting pins: 2mm)



Case T18 GAL



Case T18 GAR