



Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROYECTO FINAL DE CARRERA

TITULO: Entrenador digital para convertidores en aplicaciones docentes

AUTORES: Juan Alberto Moreno Mangas y Josep Fiol Ramon

TITULACIÓN: Ingeniera Técnica Industrial Eléctrica

DIRECTOR: Balduí Blanqué Molina

DEPARTAMENTO: Eléctrico

FECHA: Junio 2011

PROYECTO FIN DE CARRERA

RESUMEN

Este proyecto trata de diseñar y crear un convertidor estático de potencia capaz de controlar distintos accionamientos en aplicaciones docentes. Sería como tener varios convertidores en uno dependiendo de las conexiones.

Primeramente se realiza una recopilación de información sobre las aplicaciones que el convertidor puede llegar a controlar, así como las topologías de cada tipo de convertidor.

A continuación, se estudia todos los dispositivos electrónicos auxiliares como las fuentes de tensión que alimentan los drivers de disparo y los transductores de corrientes. También se detallan las características del rectificador trifásico.

A partir de la disposición y estructura de los módulos de IGBT's indicamos los esquemas característicos de cada convertidor, para poder ser implementados con éxito. Se diferencia cada convertidor respecto al tipo de motor que controlan. Estas conexiones permiten llevar a cabo cada una de las aplicaciones.

Para poder diseñar el convertidor es importante conocer el funcionamiento exacto del circuito que se va a implementar. Se explica la función de cada elemento que pertenece al circuito. Gracias a saber realmente cual es el funcionamiento correcto del circuito se pueden detectar fallos de diseño con menos dificultad.

Uno de los puntos más importantes a realizar en el presente proyecto es el del diseño de los circuitos impresos de control y de medida. Para realizar un diseño más competitivo se han empleado herramientas informáticas como es el programa especializado Altium Designer. Para ejecutar la impresión de los circuitos impresos se utiliza una fresadora automática que facilita la universidad. Con esta máquina la precisión es absoluta disminuyendo el porcentaje de aparición de un posible error no deseado.

Una vez diseñado y creado el convertidor se dispone a hacer las pruebas pertinentes para validar el funcionamiento correcto de la aplicación. Este punto sin duda alguna tiene una gran importancia, es donde se refleja todo el trabajo realizado con anterioridad. El montaje efectuado es el de una fase del convertidor, debido a la falta de material no se ha podido montar el convertidor al completo. El trabajo en el laboratorio es muy diverso, se han realizado pruebas con cargas puramente resistivas, con un motor de corriente continua y con la fase de un motor de reluctancia autoconmutado. También se ha realizado un control del sistema mediante el DSP de dSPACE a tiempo real, a partir de Matlab.

Todas las pruebas realizadas en el laboratorio se han estudiado y corroborado, con lo que podemos validar el buen funcionamiento del convertidor.

En este proyecto también se ha hecho un presupuesto muy aproximado al coste total de la investigación. También se refleja las conclusiones obtenidas de esta experiencia.

Por último se repasa la bibliografía utilizada para la ejecución de este proyecto.

Palabras clave:

Módulo IGBT	Driver de disparo	LEM	Circuito impreso
Convertidor	DSP	TTL	

Abstract

This project deals with the design and creation of a power's static converter which is able to control different starts for educational applications. It would be like having several converters in just a single one depending on the connexions.

First of all, we have carried out a compilation of information about the applications whose control the converter could reach, as well as the typology of every kind of converter.

After that, we have studied all the auxiliary electronic devices as the tension sources which feed the drivers and the currents' transducers.

Another aspect this project raises is the fact that from the IGBT's modules' arrangement we have done the outlines typical of each converter to be able to set them up with success, as each converter is differed from the rest regarding the type of engine they control. These connexions allow us to fulfil every application.

To be able to design the converter it is important to know the accurate working order of the circuit which is going to be implemented. We have explained the function of every element belonging to the circuit. Thanks to a real knowledge on which is the precise working order of the circuit, we can detect the design's failures with less difficulty.

One of the main points to carry out in the current project is the design of the printed circuit boards of measurement's control. In order to make a more competitive design we have used computer tools like the specialized programme Altium Designer. To perform the printing of the printed circuit boards we have used an automatic grinder which the university has provided. With this machine the precision is total, dropping the percentage for the appearance of a possible unwanted error.

Once we have designed and created the converter, we have started to make the appropriate proofs to validate the correct working order of the application. This point has undoubtedly a great importance because it is where all the work previously done is reflected. The assembly we have made is related to a phase of the converter due to the lack of material; for this reason we haven't been able to assemble the converter in a complete way. The work in the laboratory is very diverse, we have carried out proofs with charges purely resistor with a direct current's engine and with the phase of a SRM. Also there been a control system by DSP in real time, from Matlab.

All the proofs we have done in the laboratory have been studied and corroborated. Therefore, we can validate the accurate working order of the converter.

In this project we have also included a very rough budget for the total cost of our investigation. The conclusions we have obtained on this experience have also been reflected.

To sum up, we have gone over the bibliography we have used for the carrying out of this project.

Agradecimientos:

Josep Fiol Ramon

A mi familia, especialmente a mi madre, mis hermanos, mi tío Pep, mi madrina Antonia y a mi tío Tòfol, por darme la oportunidad de estudiar y de seguir adelante en los momentos difíciles.

A los compañeros mallorquines con los que he compartido estos maravillosos años, Jaume, Pedro, Marc, Miquel Àngel y Serreta.

A mis compañeros de piso, Xisco y Alberto, ya que estos tres años nos han hecho más que amigos. "Alberto, gracias por ser pesado conmigo".

A mis amigos de siempre y a mis primos, por acordarse de mí aunque no estuviera con ellos.

A los profesores que me han resuelto todas las dudas cuando los he necesitado, especialmente a Balduí, que me acogió en uno de sus proyectos.

Juan Alberto Moreno Mangas

A mis padres y mi hermano, por ser mi punto de apoyo constantemente y darme la gran oportunidad de poder realizar estos estudios. **Os quiero mucho**, que sé que no os lo digo las veces que debería.

A Cati, protagonista principal de mi próximo gran proyecto, el más importante de mi vida.

A mis sobrinos, que dibujan en mi cara una sonrisa cada vez que me acuerdo de ellos.

A mis compañeros de piso, alegrías y fatigas. Xisco y Fiol, gracias por haber convertido esta carrera en una experiencia maravillosa, hemos recorrido un camino juntos que espero que no se acabe aquí. Fiol, gracias por aguantarme.

A la colonia de mallorquines por darme la chispa necesaria.

SUMARIO

ANEXO I. Tutorial de iniciación al programa “Altium designer summer 09”

ANEXO II. Manual de creación de circuitos impresos LPKF

ANEXO III. Datasheet módulo de IGBT's SEMiX151GB12T4s

ANEXO IV. Datasheet driver SKHI 22B R

ANEXO V. Datasheet rectificador trifásico SEMiX251D12Fs

ANEXO VI. Datasheet transductor de corriente LEM LA 100-P_SP13

ANEXO VII. Datasheet conversor síx. no inversor HEF4050BP

ANEXO VIII. Datasheet generador de Funciones GF-232

I JUSTIFICACIÓN.....	4
II OBJETIVOS.....	4
III METODOLOGÍA	6
IV ESTRUCTURA.....	7
CAPÍTULO 1. APLICACIONES.....	8
1.1 Comparación entre los accionamientos eléctricos utilizados.	8
1.2 Motor SRM.	9
1.2.1 Constitución y principio de funcionamiento del SRM.	9
1.2.2 Topologías convertidores estáticos de potencia para SRM.	12
1.2.3 Convertidores sólidos de potencia elegidos para el control del SRM.	13
1.2.3.1 Convertidor asimétrico I ó clásico.	13
1.2.3.2 Convertidor Miller o compartido.	16
1.2.3.3 Convertidor de seis interruptores.	20
1.2.4 Comparación de los convertidores estáticos para SRM.	25
1.3 Motor de inducción.	26
1.3.1 Constitución del motor de inducción.....	27
1.3.2 Principio de funcionamiento del motor de inducción.....	28
1.3.3 Ondulador de tensión.....	29
1.3.3.1 Forma de onda de las tensiones del estátor	30
1.3.3.2 Modos de control PWM.	31
1.4 Motor de corriente continua.	32
1.4.1 Constitución del motor de continua.	33
1.4.2 Principio de funcionamiento.	34
1.4.3 Convertidor CC/CC.	35
1.4.3.1 Control del motor de continua con chopper.	35
1.5 Motor brushless.....	39
1.5.1 Principio de funcionamiento del motor brushless.	40
1.5.2 Ondulador de tensión.....	40
1.5.3 Técnicas de control para motor brushless.....	41
1.5.3.1 Control basado en conmutación trapezoidal.....	41
1.5.3.2 Control basado en conmutación sinusoidal.	42
1.6 Otras aplicaciones posibles.	45
1.6.1 Inversor resonante de medio puente para el calentamiento por inducción doméstico.	45
1.6.1.1 Funcionamiento.....	45

CAPÍTULO 2. ELECTRÓNICA ASOCIADA.	46
2.1 Alimentación.....	46
2.1.1 Fuentes de tensión conmutadas.	46
2.1.1.1 Configuración básica de las fuentes conmutadas.....	47
2.1.1.2 Fuentes de alimentación elegidas.	48
2.1.1.3 Montaje e instalación de una fuente de alimentación.....	49
2.2 Rectificador trifásico SEMiX251D12Fs.	50
CAPÍTULO 3. CONEXIONADO DE CADA APLICACIÓN.	51
3.1 Convertidor asimétrico ó clásico (motor SRM).....	51
3.2 Convertidor miller o compartido (motor SRM).....	52
3.3 Convertidor de 6 interruptores (motor SRM).....	53
3.4 Ondulador de tensión trifásico conexión triángulo (motor de inducción).	54
3.5 Ondulador de tensión trifásico conexión estrella (motor de inducción y motor brushless).	55
3.6 Convertidor CC/CC o Troceador (motor de corriente continua).	56
3.7 Inversor resonante de medio puente para el calentamiento por inducción doméstico.....	57
CAPÍTULO 4. DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO A IMPLEMENTAR.....	58
4.1 Señales de entrada.	58
4.2 Módulos de IGBT's.....	58
4.3 Driver de disparo.	59
4.4 Esquema de conexiones realizado.....	62
4.5 Descripción del funcionamiento del circuito.....	63
4.5.1 Función de la resistencia Rce y condensador Cce.....	63
4.5.1.1 Cálculo de Cce.	63
4.5.2 Funcionamiento de los indicadores de la señal de entrada.....	64
4.5.3 Funcionamiento del sistema de Error.....	66
4.5.4 Función de las resistencias Rgon y Rgoff.	67
CAPÍTULO 5. DISEÑO DEL SISTEMA.....	69
5.1 Diseño del circuito integrado de control.....	69
5.1.1 Primer prototipo de pruebas.....	69
5.1.2 Segundo prototipo de pruebas.....	70
5.1.2.1 Impresión del primer diseño mediante sistema foto químico.....	72
5.1.3 Tercer prototipo de pruebas.....	73
5.1.3.1 Impresión del segundo diseño mediante sistema de prototipos LPKF. 74	

5.1.4	Cuarto prototipo de pruebas.....	76
5.2	Diseño del circuito impreso de medida.	78
5.2.1	Transductor de corriente la100-p/sp13.....	79
5.2.1.1	Sensores de efecto hall.	79
5.2.1.2	Cálculos y esquema de conexiones para el LEM la100-p/sp13.	82
5.2.2	Pruebas de linealidad de los LEM's.	85
5.2.2.1	Linealidad a partir de los 100 A.	85
5.2.2.2	Linealidad de 0 a 100 a.	86
5.2.3	Diseño placa PCB PARA EL LEM LA100-P/SP13.	88
CAPÍTULO 6. ENSAYOS REALIZADOS EN EL LABORATORIO.....		94
6.1	Implementación de una fase del convertidor.	94
6.2	Pruebas realizadas con una carga resistiva.	96
6.2.1	Validación del funcionamiento de las placas por separado.	97
6.2.2	Constatación del tiempo t_{ON} y t_{OFF}	98
6.2.3	Validación del correcto funcionamiento de una fase.	99
6.2.3.1	Justificación del cambio de valores de R_{ce} y C_{ce}	100
6.2.3.2	Puesta a tierra de la instalación.....	102
6.3	Pruebas realizadas con un motor de corriente continua.	102
6.3.1	Prueba 1.	104
6.3.2	Prueba 2.	105
6.3.3	Prueba 3.	106
6.3.4	Prueba 4.	107
6.4	Pruebas realizadas con un motor SRM con estructura 6/4.	108
6.4.1	Prueba 1.	110
6.4.2	Prueba 2.	110
6.4.3	Prueba 3.	111
6.5	Control del sistema mediante el DSP de dSPACE a tiempo real.	112
6.5.1	Mesure Real Current.....	113
6.5.2	Fase A.	114
6.5.2.1	IGBT M1 A.....	114
6.5.3	Amplificación de la señal de salida de la dSPACE	116
6.5.4	El DSP de dSPACE.	118
CAPITULO 7. PRESUPUESTO.		120
CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.		122
CAPÍTULO 9. BIBLIOGRAFÍA.		124

I JUSTIFICACIÓN

La principal justificación del proyecto que nos ocupa es de carácter docente, debido a que se quiere construir un convertidor capaz de controlar diferentes accionamientos. De esta manera se dispondrá de un solo convertidor para hacer diferentes prácticas en el laboratorio con motores que el departamento eléctrico de la UPC de Vilanova i la Geltrú dispone.

Este proyecto es la continuación de un proyecto anterior realizado el cuatrimestre pasado, el proyectista encargado de realizarlo tuvo muchos problemas con el material, ya que no dispuso de ellos hasta escasos días antes de la entrega del proyecto. Por este motivo no pudo realizar grandes avances en la investigación. Por lo tanto, otro motivo para realizar este proyecto es continuar con el trabajo anterior y además aprovechar el material que él no pudo probar de una manera correcta por falta de tiempo.

Ya existe un convertidor de carácter docente (fabricante SEMIKRON) pero solo está destinado a motores IM (Motor de inducción), por otra parte en un PFC se construyó un convertidor para motores de SRM, también de carácter docente, el cual fue evaluado y suficientemente probado. El convertidor para motores de SRM finalmente resultó no tener el funcionamiento más adecuado, debido a la poca robustez de los elementos y la poca flexibilidad.

II OBJETIVOS

El objetivo primordial de este proyecto es el diseño y ejecución de un convertidor capaz de controlar diferentes accionamientos para llevar a cabo aplicaciones docentes, prácticas en el laboratorio. Las máquinas eléctricas a controlar son las más comunes de la carrera.

Con en este proyecto se pretende construir un convertidor robusto y flexible de potencia media alta para poder realizar diferentes prácticas en el laboratorio, sería como tener varios convertidores en uno.

En la siguiente figura se puede apreciar un diagrama de bloques genérico aplicado a cualquier accionamiento o carga donde en granate quedan marcados los principales bloques en los que se ha trabajado.

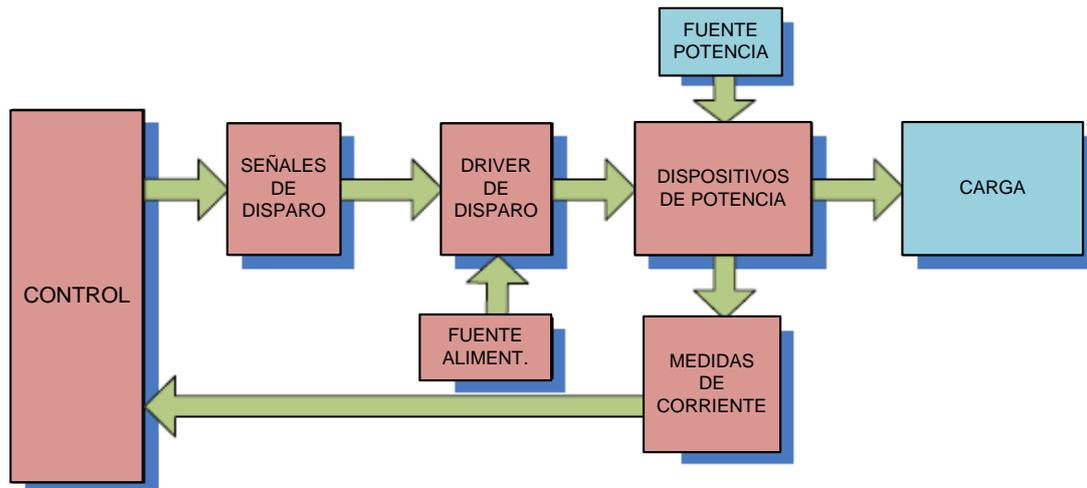


Figura 1.- Diagrama de bloques básico de cualquier accionamiento.

Otra de las tareas que pretende abordar este proyecto es la de establecer las medidas de corriente mediante transductores de corriente.

Otro de los objetivos principales, es el montaje de una de las fases del convertidor, con esto se pretende configurar, realizar las conexiones necesarias entre en módulo y el driver y comprobar el correcto funcionamiento del sistema para una fase del convertidor, validando así la elección realizada para el uso en los convertidores propuestos.

Dentro de los objetivos anteriormente citados existen los objetivos que el profesor ponente marcó a principio de la ejecución del proyecto:

- Estudio de los accionamientos a controlar y las metodologías de control de la velocidad.
- Estudio de la constitución y funcionamiento de los convertidores para máquinas de inducción y motor SRM.
- Realizar la simulación del equipo mediante simulación interactiva.
- Adaptar el convertidor, los drivers, elementos de medida de corriente, etc. Para la correcta manipulación del equipo en la perspectiva docente y de la protección de las personas.
- Realizar ensayos para comprobar el correcto funcionamiento del control.
- Realizar la comparación de los diferentes accionamientos, documentando los resultados obtenidos.

III METODOLOGÍA

La metodología seguida para la realización de este proyecto es la siguiente:

- Búsqueda de información necesaria sobre los posibles motores a controlar, convertidores y driver para la implementación del control.
- Recopilación de información sobre los métodos de control de cada tipo de motor y convertidor.
- Diseño y creación de los circuitos integrados para el control del sistema y de medida de la aplicación.
- Puesta en marcha del convertidor con los diseños de los circuitos impresos, driver de disparo, módulos de IGBT's y los transductores de medida.
- Comprobación del correcto funcionamiento de la aplicación.
- Realización de diferentes ensayos en el laboratorio, con la correspondiente toma de medidas.
- Validación y constatación del sistema para el control de velocidad.
- Estudio y configuración del sistema utilizando el control con DS1104 de dSPACE.

IV ESTRUCTURA.

El presente proyecto se ha dividido en 9 capítulos, con el fin de completar de la mejor manera posible los objetivos marcados antes y durante el proyecto.

1. En el primer capítulo se describen las posibles aplicaciones y topologías de los convertidores. El objetivo de este capítulo es determinar el tipo de aplicaciones que se puede llevar a cabo con cada tipo de convertidor.
2. El segundo capítulo consiste en detallar y argumentar todos los componentes electrónicos, ajenos a nuestro diseño, que forman parte de la implementación del convertidor y de la carga a conectar.
3. Este capítulo muestra las diferentes conexiones posibles de cada convertidor, dependiendo del tipo de motor a controlar.
4. En este capítulo se explica el funcionamiento del circuito, concretamente se detalla la función de cada dispositivo empleado. También se explica el funcionamiento de cada elemento del circuito impreso de control. Esta explicación se detalla mediante las características de cada dispositivo.
5. El quinto capítulo contiene todos los diseños efectuados de la placa de control del sistema y del transductor de corriente. Se determina el tipo de material empleado para la construcción de cada placa, así como todos los tipos de impresión utilizados.
6. El sexto capítulo habla del trabajo realizado en el laboratorio para la implementación de una fase del convertidor, describe cada prueba efectuada con valores reales de los resultados obtenidos, constatando con los resultados teóricos esperados. En cada análisis se explica el fin de su realización así como el estudio y conclusión de los datos obtenidos.
7. Este capítulo tiene como propósito desglosar el coste total de la investigación y el desarrollo de la aplicación. El presupuesto se separa en tres partes, la primera donde se incluye todo el material montado, la segunda contabiliza las horas de trabajo de investigación i desarrollo del prototipo y la última es la suma de las dos primeras.
8. En este octavo capítulo se detallan las expectativas de futuro y se presentan las conclusiones que se han extraído de la realización del proyecto.
9. En el último capítulo se exponen las referencias bibliográficas, así como, los recursos utilizados en la realización de este proyecto.

CAPÍTULO 1. APLICACIONES.

En el presente capítulo se estudia los distintos accionamientos que nuestro convertidor es capaz de controlar. Explica brevemente el funcionamiento de los cuatro tipos de motores utilizados como aplicación, así como los posibles métodos de control que se pueden llevar a cabo. Como complemento a estas aplicaciones se explica otra aplicación como es la del calentamiento por inducción, que es un sistema que se está implantando poco a poco.

1.1 Comparación entre los accionamientos eléctricos utilizados.

En la tabla 1.1.1 observamos las ventajas e inconvenientes de los diferentes accionamientos eléctricos que pueden ser implementados con nuestro convertidor [BLA07].

ACCIONAMIENTO	VENTAJAS	INCONVENIENTES
Motor de reluctancia autoconmutado (SRM)	<ul style="list-style-type: none"> - Robusto y sencillo. - Económico. - Convertidores tolerantes a los fallos. 	<ul style="list-style-type: none"> - Par pulsante. - Ruidoso.
Motor de inducción	<ul style="list-style-type: none"> - Robusto y sencillo. - Económico. - Buena relación potencia/peso. 	<ul style="list-style-type: none"> - Control del flujo y del par desde el estator.
Motor de corriente continua	<ul style="list-style-type: none"> - Regulación de la velocidad mediante la tensión y del par mediante la corriente. - Convertidores sencillos. 	<ul style="list-style-type: none"> - Colector de delgas + escobillas. - Relación potencia/peso baja.
Motor de corriente continua sin escobillas (brushless)	<ul style="list-style-type: none"> - Sencillo. - Económico. 	<ul style="list-style-type: none"> - Par pulsante.

Tabla 1.1.1 - Comparación entre diferentes accionamientos eléctricos.

1.2 Motor SRM.

Las principales ventajas que presenta el motor de reluctancia autoconmutado son su construcción simple y robusta, sus bajos costes de manufacturación y su elevado rendimiento. Además, presenta la ventaja de poder escoger entre diversas topologías de convertidor estático, prácticamente todas tolerantes a fallos. Este motor es el que presenta más posibilidades de control.

1.2.1 Constitución y principio de funcionamiento del SRM.

El motor de reluctancia autoconmutado es un accionamiento electromagnético de corriente continua, sin colector de delgas, sin escobillas, sin devanado eléctrico en el rotor y sin imanes permanentes que está constituido por una estructura reluctante con polos salientes tanto en el estator como en el rotor. En los polos estáticos se ubican las bobinas concentradas que conectadas entre sí, en serie a pares diametralmente opuestos, forman las fases del motor. Las configuraciones más habituales son 6/4 (6 polos estáticos y 4 polos rotóricos) y 12/8 para los accionamientos trifásicos, 8/6 para los tetrafásico, figura 1.2.1.1 [PER06].

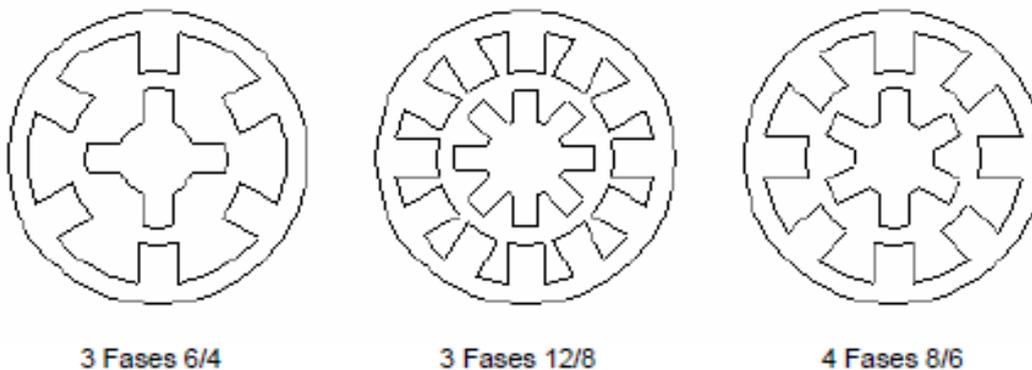


Figura 1.2.1.1 - Estructuras electromagnéticas del SRM.

El número de polos del rotor tiene que ser tal que impida, para cualquier posición, la alineación completa con todos los polos estáticos, ya que siempre ha de existir algún polo rotórico que pueda alcanzar el alineamiento.

La conmutación de las corrientes en las fases se realiza mediante un convertidor estático de potencia, en el que la secuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido que lo componen está controlada por la posición del rotor a través de sensores ópticos o magnéticos. El par se produce exclusivamente por la tendencia del

circuito magnético a adoptar en todo instante la posición de mínima reluctancia y es independiente del sentido de la corriente.



Rotor



Estator

Figura 1.2.1.2 - Estructura electromagnética 8/6 de un motor SRM.

Para estudiar el **principio del funcionamiento** del SRM utilizaremos un motor de tres fases, $m=3$, una estructura electromagnética 6/4 ($NS=6$ y $NR=4$) y una topología de convertidor estático tipo asimétrica o clásica. Figura 1.2.1.3.

El principio de funcionamiento del motor SRM se basa en que la estructura ferromagnética busca siempre la posición de mínima reluctancia (máxima inductancia). Sabiendo esto sólo necesitamos enviar a las fases las señales adecuadas con la secuencia necesaria para ocasionar el giro del motor.

En dicha figura se observa que para conseguir que el rotor gire los sensores de posición han de proporcionar a la lógica de control la información adecuada para que ésta ejecute la orden de excitar la fase A, después la B y por último la C. Las fases en conducción se han representado en trazo continuo mientras que las que no lo están se han dibujado en trazo discontinuo.

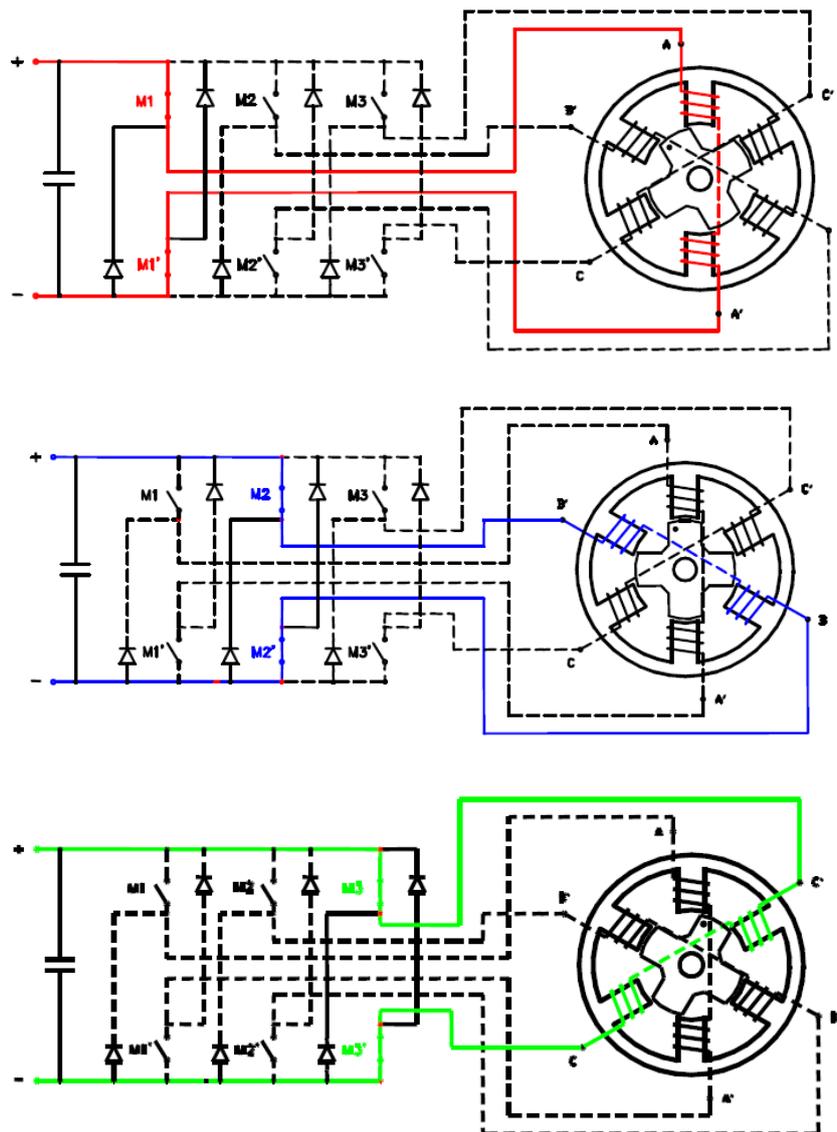


Figura 1.2.1.3 - Conmutación de las fases del motor en función de la posición del rotor.

Componentes de los accionamientos con SRM.

- En los accionamientos con SRM, se distinguen claramente cinco bloques:
- La estructura magnética reluctante o convertidor electromecánico.
- El convertidor estático o bloque de potencia.
- Es necesario un bloque de disparo para acoplar el sistema de control al sistema estático de potencia.
- Los dispositivos sensores, formado por sensores de posición y sensores de corriente.
- El dispositivo de control, formado por la lógica de conmutación.

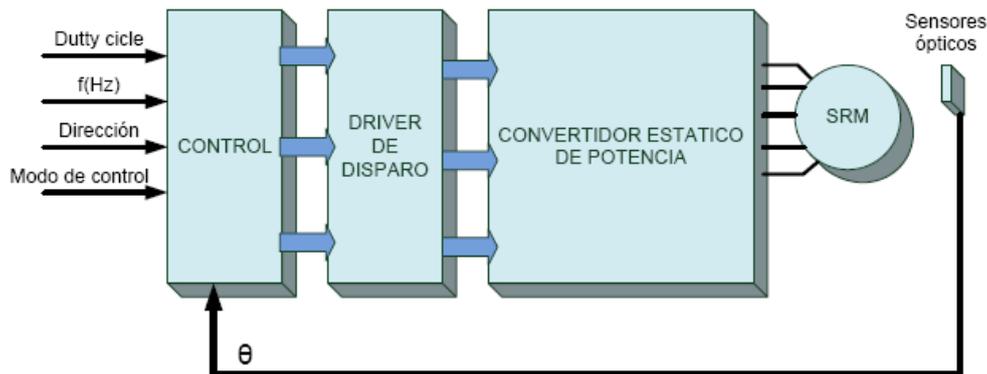


Figura 1.2.1.1 - Estructura de los bloques que componen el accionamiento con SRM.

1.2.2 Topologías convertidores estáticos de potencia para SRM.

El convertidor estático en un SRM cumple dos funciones:

- En primer lugar efectúa la conmutación de las fases en el orden establecido por el control (según la posición rotórica), cerrando y abriendo los interruptores de estado sólido que lo componen.
- En segundo lugar garantizar la rápida desmagnetización de las fases del SRM.

Si consideramos que las fases en el SRM son independientes para realizar estas dos funciones se suele usar:

- Convertidores constituidos por un solo interruptor por fase.
- Convertidores constituidos por dos interruptores por fase, que es el caso que de este proyecto.
- Convertidores bifilares.

Los interruptores de estado sólido que componen los convertidores son generalmente los IGBT's o MOSFET's de potencia, en nuestro caso utilizaremos los IGBT's como interruptores de estado sólido. Estos dispositivos disponen de una elevada velocidad de conmutación que permiten aplicar controles que trabajan a frecuencias muy elevadas, como puede ser el control "pulse-width modulated" que sería imposible aplicar a otros tipos de interruptores.

Además tanto el MOSFET como el IGBT disponen de una impedancia de entrada muy alta que hace que sean muy sencillos de controlar (en los dos dispositivos el control es por tensión). No obstante, el MOSFET aventaja al IGBT cuando se tiene que trabajar a altas frecuencias de conmutación y sucede lo contrario cuando se tiene que trabajar

en potencia elevadas. Es por este motivo que suele utilizar el IGBT para potencias superiores a 1kW con frecuencias de conmutación de hasta 20kHz y el MOSFET para potencias inferiores pudiéndose llegar a frecuencias de conmutación de 100 KHz.

Cada uno de estos interruptores lleva asociado un circuito de disparo que garantiza un aislamiento entre el circuito de control y el de potencia. También este circuito, en parte alimentado desde fuentes de alimentación aisladas, permite aplicar tensiones positivas o negativas a las puertas de los interruptores mejorando su comportamiento dinámico.

1.2.3 Convertidores sólidos de potencia elegidos para el control del SRM.

1.2.3.1 Convertidor asimétrico I ó clásico.

El convertidor está constituido por tantas ramas como fases tenga el motor, en cada rama tenemos dos interruptores de estado sólido, IGBT's en nuestro caso, y dos diodos, quedando conectado la correspondiente fase del motor tal como se muestra en la figura 1.2.3.1.1. En nuestro prototipo disponemos de cuatro ramas para poder controlar motores tetrafásicos, de esta manera aumentamos el número de dispositivos a poder controlar [CUA10].

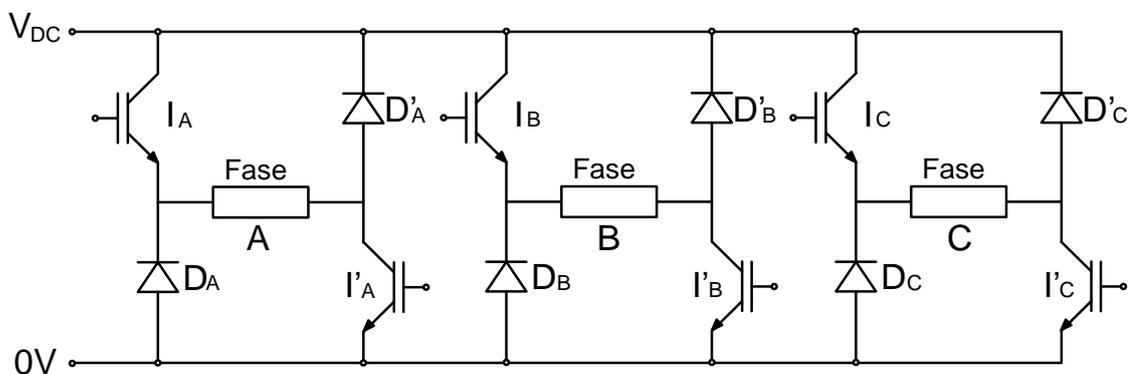


Figura 1.2.3.1.1- Estructura del convertidor clásico, para SRM's trifásicos.

Cada fase debe ser accionada por una secuencia de control, la cual define distintos estados de funcionamiento, descritos en los marcos siguientes.

Estado 1 Reposo de la fase, estado inicial.		
<p> $I1 = \text{OFF}$ $I1' = \text{OFF}$ $D1 = \text{OFF}$ $D1' = \text{OFF}$ </p> <p>$V_{\text{fase}} = 0 \text{ V}$</p>		<p>Todos los interruptores están desactivados (estado OFF = interruptores abiertos).</p> <p>Si existe algún interruptor controlado activo (estado ON = interruptor cerrado) no hay corriente en la fase.</p> <p>Por lo tanto, la fase se encuentra en reposo y no circula corriente.</p>

Estado 2 Alimentación de la fase.		
<p> $I1 = \text{ON}$ $I1' = \text{ON}$ $D1 = \text{OFF}$ $D1' = \text{OFF}$ </p> <p>$V_{\text{fase}} = V_{\text{dc}}$</p>		<p>Instante en que conducen los dos interruptores de estado sólido. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación a la fase del motor.</p> <p>De manera que se activa la fase y el rotor tiene tendencia a alinearse con el estator.</p> $V_{\text{fase}} = V_{\text{dc}}$ $P_{\text{fase}} = V_{\text{dc}} \cdot I_{\text{fase}}$

Estado 3 Libre circulación de la fase.		
<p>I1 = ON I1' = OFF D1 = OFF D1' = ON</p> <p>V_{fase} = 0 V</p>	<p>The diagram shows a bridge circuit with two transistors (I1, I1') and two diodes (D1, D1'). A green path indicates current flowing from the top rail (V_{dc}) through transistor I1, the inductor (Fase 1), and diode D1' back to the bottom rail (0V). Transistors I1' and diode D1 are not conducting.</p>	<p>Cuando conducen el interruptor I1 y el diodo, la bobina está cortocircuitada, la energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor en un circuito cerrado a través de ella misma, mediante el diodo D1', de tal forma que se consigue llegar al estado 1, cuando no circula corriente por la fase.</p>
<p>I1 = OFF I1' = ON D1 = ON D1' = OFF</p> <p>V_{fase} = 0 V</p>	<p>The diagram shows a bridge circuit with two transistors (I1, I1') and two diodes (D1, D1'). A green path indicates current flowing from the bottom rail (0V) through diode D1, the inductor (Fase 1), and transistor I1' back to the top rail (V_{dc}). Transistors I1 and diode D1' are not conducting.</p>	<p>Cuando conducen el interruptor I1' y el diodo, la bobina está cortocircuitada, la energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor en un circuito cerrado a través de ella misma, mediante el diodo D1, de tal forma que se consigue llegar al estado 1, cuando no circula corriente por la fase.</p>
Estado 4 Recuperación de la fase.		
<p>I1 = OFF I1' = OFF D1 = ON D1' = ON</p> <p>V_{fase} = - V_{dc}</p>	<p>The diagram shows a bridge circuit with two transistors (I1, I1') and two diodes (D1, D1'). A red path indicates current flowing from the top rail (V_{dc}) through diode D1', the inductor (Fase 1), and diode D1 back to the bottom rail (0V). Both transistors I1 and I1' are turned off.</p>	<p>Con los interruptores I1 e I1' desactivados, la energía almacenada en la bobina se devuelve a fuente de alimentación a través de los 2 diodos D1 y D1', de manera que recuperaríamos la energía.</p> <p>Cuando deje de circular corriente por la fase llegaríamos al estado 1.</p> $V_{fase} = -V_{dc}$ $P_{fase} = -V_{dc} \cdot I_{fase}$

VENTAJAS E INCONVENIENTES

Ventajas:

- Sobre el bobinado de la fase se pueden aplicar tensiones positivas, negativas o nulas.
- Tiene un amplio abanico de posibilidades de control.
- Independencia entre fases.
- Preciso en la regulación de velocidad y control de par.

Inconvenientes:

- Necesita un gran número de interruptores de estado sólido (coste elevado).
- Necesita un gran número de fuentes aisladas de disparo.
- Cada bobina de la fase del motor, soporta una tensión de la fuente de entrada, menos la caída de tensión que se produce en los interruptores de estado sólido.
- Si en alguna aplicación la fuente de alimentación tiene una tensión baja, tenemos que también se reduce la tensión aplicada a los bornes de las fases.

1.2.3.2 Convertidor Miller o compartido.

En la configuración del convertidor asimétrico o clásico cada fase utilizaba dos módulos de IGBT's del puente en H. En esta nueva configuración las fases comparten ramas del convertidor como se puede apreciar en la figura 1.2.3.2.1. El compartimiento de elementos de potencia supone que las fases no son independientes y esto limita el control.

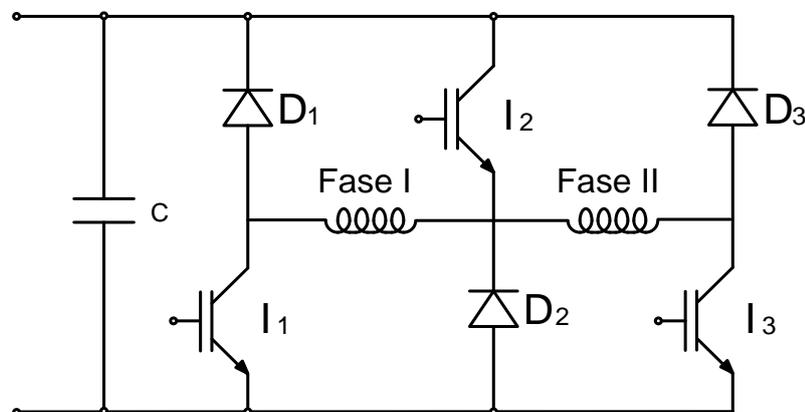


Figura 1.2.3.2.1- Estructura del convertidor Miller o compartido.

Analizando la secuencia de control por fase, observamos los diferentes comportamientos en los diferentes estados que podemos encontrar, descritos en los marcos siguientes.

Estado 1 Reposo de la fase		
<p>I1 = OFF I2 = OFF D1 = OFF D2 = OFF</p> <p>Vfase = 0 V</p>		<p>Todos los interruptores están desactivados (estado OFF = interruptores abiertos).</p> <p>Si existe algún interruptor controlado activo (estado ON = interruptor cerrado) no hay corriente en la fase.</p> <p>Por lo tanto, la fase se encuentra en reposo y no circula corriente.</p>

Estado 2 Alimentación de la fase		
<p>I1 = ON I2 = ON D1 = OFF D2 = OFF</p> <p>Vfase = Vdc</p>		<p>Con los 2 interruptores I1 e I2 activados, circula corriente por la fase. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación de la entrada a una fase del motor.</p> $V_{fase} = V_{dc}$ $P_{fase} = V_{dc} \cdot I_{fase}$

Estado 3 Libre circulación de la fase		
<p>I1 = OFF I2 = ON D1 = ON D2 = OFF</p> <p>V_{fase} = 0 V</p>		<p>Cuando conducen el interruptor I1 y el diodo, la bobina está cortocircuitada, la energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor en un circuito cerrado a través de ella misma, mediante el diodo D2, de tal forma que se consigue llegar al estado 1, cuando no circula corriente por la fase.</p>

Estado 4 Recuperación de la fase		
<p>I1 = OFF I2 = OFF D1 = ON D2 = ON</p> <p>V_{fase} = - V_{dc}</p>		<p>Con los interruptores I1 e I2 desactivados, la energía almacenada en la bobina se devuelve a fuente de alimentación a través de los 2 diodos D1 y D2, de manera que recuperaríamos la energía.</p> <p>Cuando deje de circular corriente por la fase llegaríamos al estado 1.</p> $V_{fase} = -V_{dc}$ $P_{fase} = -V_{dc} \cdot I_{fase}$

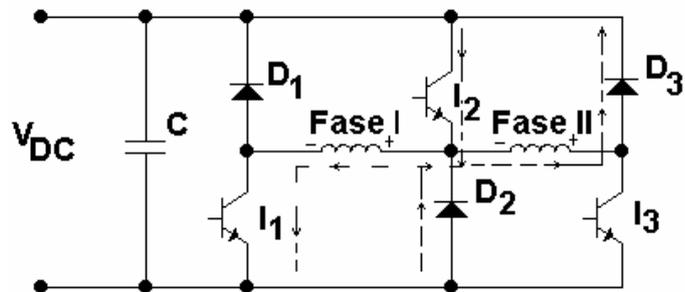
Estado 5

Funcionamiento incorrecto

I1 = ON; I2 = ON
I3 = OFF;

D1 = OFF; D2 = ON
D3 = ON;

Vfase 1 = - Vdc
Vfase 2 = Vdc



En este esquema se puede observar que si conducen dos fases al mismo tiempo que comparten componentes de potencia podemos provocar un cortocircuito en la fuente de alimentación de entrada. Por lo tanto no conseguimos tener independencia para todas las fases.

VENTAJAS E INCONVENIENTES

Ventajas:

- Sobre el bobinado de la fase se pueden aplicar tensiones positivas y negativas.
- Este convertidor se utiliza en aplicaciones con un número elevado de fases, cuatro como mínimo, ya que los interruptores de estado sólido y diodos se comparten para más de una fase.
- El número de interruptores de estado sólido se reduce en comparación al convertidor anterior, en consecuencia reducimos el coste de este convertidor.

Inconvenientes:

- No hay independencia entre los elementos de potencia de cada fase.
- Sólo se puede alimentar al mismo tiempo las fases que no compartan los mismos elementos de potencia, por lo tanto se reducen las posibilidades de control.
- Se utiliza en aplicaciones donde la fuente de tensión de entrada tiene un valor reducido.
- En algunos casos para que no exista solapamiento entre fases será necesario adelantar el ángulo de disparo de los interruptores de estado sólido.

El convertidor Miller, es una variante del convertidor clásico, en la que se comparte un único interruptor de estado sólido y un diodo en el funcionamiento de todas las fases del motor.

1.2.3.3 Convertidor de seis interruptores.

Este tipo de configuración es parecida a la del convertidor clásico, podemos observar como las fases del puente en H comparten algunos elementos de potencia, esto provoca que algunas de las fases no sean independientes y limita un ligeramente el control. El convertidor de seis interruptores está formado por seis interruptores controlados (IGBT's), 6 interruptores no controlados (Diodos), disponemos de 2 IGBT's y dos diodos por fase, como podemos observar en la figura 1.2.3.3.1.

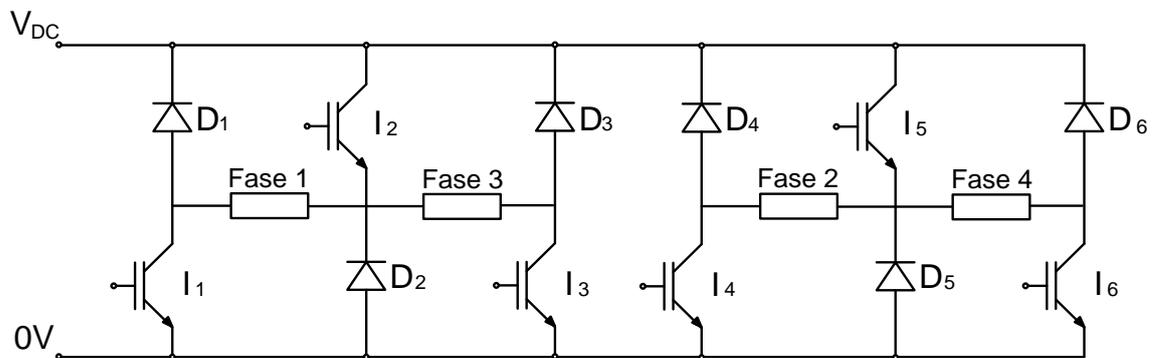


Figura 1.2.3.3.1.- Estructura del convertidor de seis interruptores.

Analizando la secuencia de control por fase, observamos los diferentes comportamientos en los diferentes estados que podemos encontrar.

Estado 1 Reposo de la fase		
<p>I1 = OFF I2 = OFF D1 = OFF D2 = OFF</p> <p>Vfase = 0 V</p>		<p>Todos los interruptores están desactivados (estado OFF = interruptores abiertos).</p> <p>Si existe algún interruptor controlado activo (estado ON = interruptor cerrado) no hay corriente en la fase.</p> <p>Por lo tanto, la fase se encuentra en reposo y no circula corriente.</p>

Estado 2 Alimentación de la fase		
<p>I1 = ON I2 = ON D1 = OFF D2 = OFF</p> <p>Vfase = Vdc</p>		<p>Con los 2 interruptores I1 e I2 activados, circula corriente por la fase. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación de la entrada a una fase del motor.</p> $V_{fase} = V_{dc}$ $P_{fase} = V_{dc} \cdot I_{fase}$

Estado 3		
Libre circulación de la fase		
<p>I1 = ON I2 = OFF D1 = OFF D2 = ON</p> <p>Vfase = 0 V</p>		<p>Cuando conducen el interruptor I2 y el diodo, la bobina está cortocircuitada, la energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor en un circuito cerrado a través de ella misma, mediante el diodo D1, de tal forma que se consigue llegar al estado 1, cuando no circula corriente por la fase.</p>
<p>I1 = OFF I2 = ON D1 = ON D2 = OFF</p> <p>Vfase = 0 V</p>		<p>Cuando conducen el interruptor I2 y el diodo, la bobina está cortocircuitada, la energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor en un circuito cerrado a través de ella misma, mediante el diodo D2, de tal forma que se consigue llegar al estado 1, cuando no circula corriente por la fase.</p>
Estado 4		
Recuperación de la fase		
<p>I1 = OFF I2 = OFF D1 = ON D2 = ON</p> <p>Vfase = - Vdc</p>		<p>Con los interruptores I1 e I2 desactivados, la energía almacenada en la bobina se devuelve a fuente de alimentación a través de los 2 diodos D1 y D2, de manera que recuperaríamos la energía.</p> <p>Cuando deje de circular corriente por la fase llegaríamos al estado 1.</p> $V_{fase} = -Vdc$ $P_{fase} = -Vdc \cdot I_{fase}$

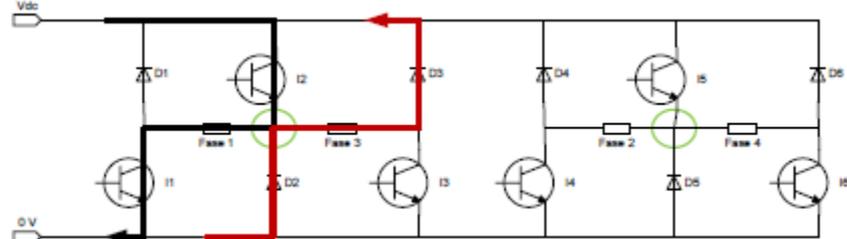
Estado 5

Mal funcionamiento de la fase

I1 = ON; I2 = ON
I3 = OFF; I4 = OFF
I5 = OFF; I6 = OFF

D1 = OFF; D2 = ON
D3 = ON; D4 = OFF
D5 = OFF; D6 = OFF

Vfase 1 = Vdc
Vfase 3 = Vdc



Este tipo de convertidor nos permite superposiciones, pero tiene algunas limitaciones.

Si observamos el comportamiento entre las secuencias de *Fase 1* y *Fase 3* y entre *Fase 2* y *fase 4*:

Tenemos que no permite el estado de que una fase se alimente y otra este en fase de recuperación de energía, esto solo si hemos combinado la secuencia de fases correctamente siguiendo un orden lógico, ya que con esta combinación no se permite operar estas 2 fases paralelamente, ya que comparten elementos de control independientes por fase.

Si conducen en uno de los dos casos (Caso 1: *Fase 1* y *Fase 3*; Caso2: *Fase 2* y *Fase 4*), la secuencia de 2 fases a la vez (fase de alimentación y fase en recuperación de energía), aparece un punto conflictivo (Círculos verdes) en el cual, la *Fase 3* en recuperación no tiene tiempo de descargarse y la *Fase 1* entra en conducción, la cual cosa provoca que la *Fase 3* entre en zona generadora y se descargue de manera forzada (ya que no tiene tiempo de descargarse).

Por consiguiente, no conseguimos tener independencia completa entre las fases.

Estado 6

Buen funcionamiento de la fase

I1 = ON; I2 = ON
I3 = OFF; I4 = ON
I5 = ON; I6 = OFF

D1 = OFF; D2 = OFF
D3 = OFF; D4 = OFF
D5 = OFF; D6 = OFF

Vfase 1 = Vdc
Vfase 2 = Vdc

I1 = OFF; I2 = OFF
I3 = OFF; I4 = ON
I5 = ON; I6 = OFF

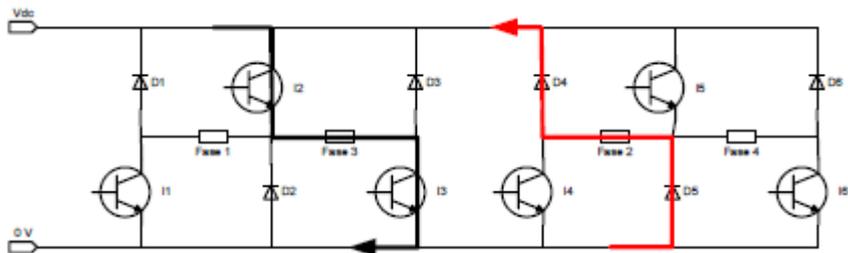
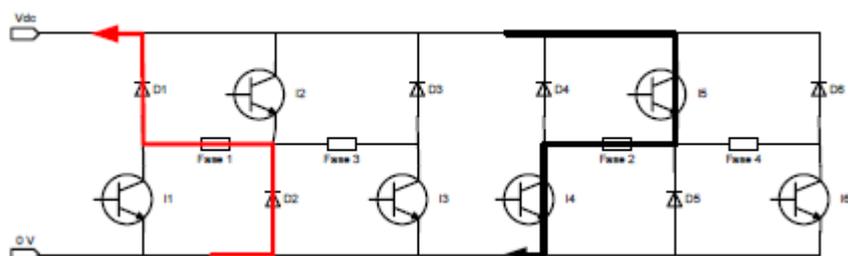
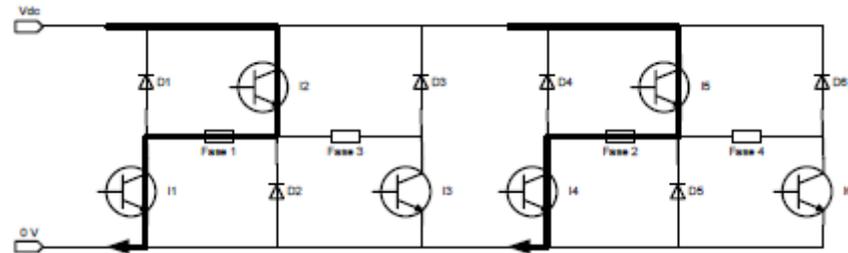
D1 = ON; D2 = ON
D3 = OFF; D4 = OFF
D5 = OFF; D6 = OFF

Vfase 1 = - Vdc
Vfase 2 = Vdc

I1 = OFF; I2 = ON
I3 = ON; I4 = OFF
I5 = OFF; I6 = OFF

D1 = ON; D2 = ON
D3 = OFF; D4 = OFF
D5 = OFF; D6 = OFF

Vfase 3 = Vdc
Vfase 2 = - Vdc



Tenemos que 2 fases se pueden estar alimentando a la vez:

Si activamos la Fase 1 (I1 e I2 activados) y más tarde la Fase 2 (I4 e I5 activados), y se alimentan a la vez, observamos que es posible, siempre que la Fase 1 se deje de alimentar primero y entre en fase de recuperación antes de alimentar la Fase 3 (así la Fase 3 tiene camino libre para maniobrar con los interruptores de potencia, ya que la Fase 1 ha acabado de hacer sus secuencias hasta que vuelva a tener señal).

Esto demuestra que se pueden superponer fases, pero con ciertas limitaciones con los ángulos de disparo para las señales de las fases. Debemos tener en cuenta que tiene que haber un margen de tolerancia que limite la superposición entre la Fase 1 y Fase 3 y entre la Fase 2 y Fase 4 que permita alimentar y recuperar la fase.

Por lo tanto, conseguimos tener independencia entre las fases, pero con ciertas limitaciones en el control.

VENTAJAS E INCONVENIENTES

Ventajas:

- Sobre el bobinado de la fase se pueden aplicar tensiones positivas y negativas.
- Hay una reducción de elementos de potencia en comparación con otros convertidores como el clásico, por lo tanto reducimos el coste.
- Amplio abanico de posibilidades de control.

Inconvenientes:

- No disponemos de independencia entre todas las fases, sólo tenemos independencia de fases entre las fases pares y las impares, por lo tanto sólo se puede alimentar a la vez las fases independientes.
- Se produce una tensión elevada en el bobinado de cada fase.

1.2.4 Comparación de los convertidores estáticos para SRM.

Todos los convertidores que se han analizado tienen sus ventajas y sus inconvenientes. La selección del convertidor en la mayoría de los casos dependerá de la aplicación. En la tabla 1.2.4.1 se puede ver una comparación entre las diferentes topologías constructivas para SRM, analizadas en apartados anteriores, en función de las características y prestaciones de los mismos. La misma tabla nos resume y nos permite identificar rápidamente las características más relevantes de cada tipo de convertidor.

COMPARACIÓN ENTRE LAS TOPOLOGÍAS DE LOS CONVERTIDORES PARA SRM			
	Asimétrico o clásico	Miller o compartido	Seis interruptores
Independencia entre fases	Completa	Ninguna	Parcial
Tiempo de conmutación	Aceptable	Aceptable	Aceptable
Energía almacenada	Aprovechable	Aprovechable	Aprovechable
Libre circulación	Permitida	Permitida	Permitida
Utilización de la fuente de alimentación	Buena	Buena	Buena

Control	Simple	Simple	Complicado
Requerimientos adicionales	No tiene	No tiene	Conexiones complicadas
Rendimiento	Alto	Bajo	bajo

Figura 1.2.4.1- Estructura del convertidor de seis interruptores.

1.3 Motor de inducción.

Los motores de corriente alterna asíncronos, tanto monofásicos como trifásicos, son los que tienen una aplicación más generalizada gracias a su facilidad de utilización, poco mantenimiento y bajo coste de fabricación. En este punto nos centraremos en la constitución, el funcionamiento y la puesta en marcha de los motores asíncronos de inducción.

La velocidad de sincronismo de los motores eléctricos de corriente alterna viene definida por la expresión:

$$n = \frac{60f}{p}$$

Donde:

n, Número de revoluciones por minuto.

f, Frecuencia.

p, Número de pares de polos de la máquina.

Se le da el nombre de motor asíncrono al motor de corriente alterna cuya parte móvil gira a una velocidad distinta a la de sincronismo.

Aunque a frecuencia industrial la velocidad es fija para un determinado motor, hoy día se recurre a variadores de frecuencia para regular la velocidad de estos motores.

1.3.1 Constitución del motor de inducción.

Como todas las máquinas eléctricas, un motor eléctrico está constituido por un circuito magnético y dos eléctricos, uno colocado en la parte fija (estátor) y otro en la parte móvil (rotor).

El circuito magnético está formado por chapas apiladas en forma de cilindro en el rotor y en forma de anillo en el estator, figura 1.3.1.1 (motor inducción).



Figura 1.3.1.1- Estátor y rotor de motor de inducción.

El cilindro se introduce en el interior del anillo y, para que pueda girar libremente, hay que dotarlo de un entrehierro constante. El anillo se dota de ranuras en su parte interior para colocar el bobinado inductor y se envuelve exteriormente por una pieza metálica con soporte llamada carcasa.

El cilindro se adosa al eje del motor y puede estar ranurado en su superficie para colocar el bobinado inducido (motores de rotor bobinado) o bien se le incorporan conductores de gran sección soldados a anillos del mismo material en los extremos del cilindro (motores de rotor en cortocircuito) similar a una jaula de ardilla, de ahí que reciban el nombre de rotor de jaula de ardilla. El eje se apoya en unos rodamientos de acero para evitar rozamientos y se saca al exterior para transmitir el movimiento, y lleva acoplado un ventilador para refrigeración. Los extremos de los bobinados se sacan al exterior y se conectan a la placa de bornes, como se aprecia en la figura 1.3.1.2.

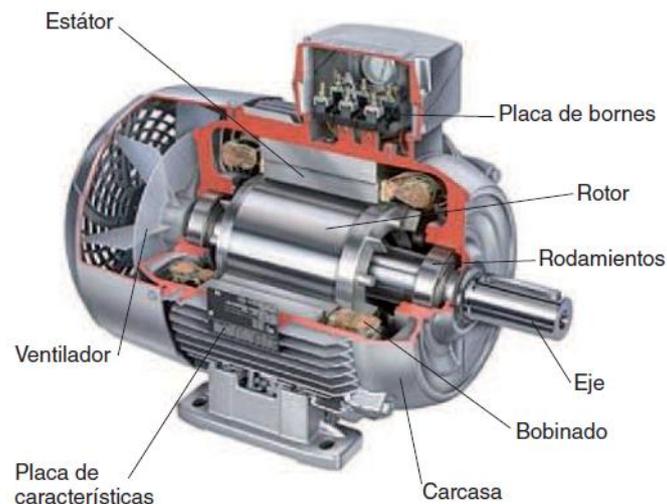


Figura 1.3.1.2- Sección de motor de inducción.

1.3.2 Principio de funcionamiento del motor de inducción.

El funcionamiento del motor asíncrono de inducción se basa en la acción del flujo giratorio generado en el circuito estatórico sobre las corrientes inducidas por dicho flujo en el circuito del rotor. El flujo giratorio creado por el bobinado estatórico atraviesa los conductores del rotor, por lo que se generan fuerzas electromotrices inducidas. Suponiendo cerrado el bobinado rotórico, es de entender que sus conductores serán recorridos por corrientes eléctricas. La acción mutua del flujo giratorio y las corrientes existentes en los conductores del rotor originan fuerzas electrodinámicas sobre los propios conductores que arrastran al rotor haciéndolo girar (Ley de Lenz).

La velocidad de rotación del rotor en los motores asíncronos de inducción es siempre inferior a la velocidad de sincronismo (velocidad del flujo giratorio). Para que se genere una fuerza electromotriz en los conductores del rotor ha de existir un movimiento relativo entre los conductores y el flujo giratorio. A la diferencia entre la velocidad del flujo giratorio y del rotor se le llama deslizamiento.

Como hemos comentado ya, la velocidad de estos motores, según el principio de funcionamiento y la frecuencia industrial, tiene que ser una velocidad fija, algo menor que la de sincronismo. Gracias a los avances en la electrónica de potencia, actualmente se fabrican arrancadores estáticos que pueden regular la velocidad de estos motores actuando sobre la frecuencia de la alimentación del motor, es decir, convierten la frecuencia industrial de la red en una distinta que se aplica al motor. De

ahí que reciban el nombre de convertidores de frecuencia, pudiendo regular la velocidad, amortiguar el arranque e incluso frenarlo.

Para el control de este tipo de motor utilizaremos un ondulator o inversor de tensión.

1.3.3 Ondulador de tensión.

La alimentación de una máquina asíncrona por un ondulator de tensión trifásico implica que el funcionamiento del convertidor sea en conmutación forzada.

Los onduladores de tensión de gran potencia (superior a 1000 kVA) están equipados con tiristores GTO, mientras que para aplicaciones de menor potencia la elección es el IGBT como es nuestro caso.

En la figura 1.3.3.1 muestra el esquema del ondulator de tensión utilizando IGBT's con un diodo en anti paralelo.

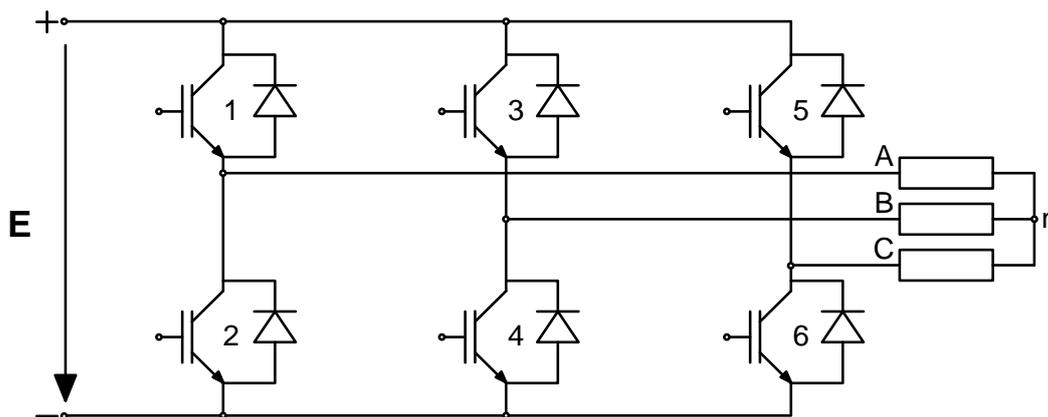


Figura 1.3.3.1- Esquema de un circuito de potencia de un ondulator de tensión.

El inversor o ondulator de tensión desarrolla un sistema de tensiones trifásico equilibrado en el que se puede ajustar la amplitud y la frecuencia. Los diodos permiten un bucle de retorno de la energía almacenada en las bobinas del motor después de bloquear los IGBT's.

1.3.3.1 Forma de onda de las tensiones del estátor

La figura 1.3.3.1.1 muestra la forma de onda de las tensiones generadas en el estátor trabajando en onda completa. Con un inversor de tensión, la forma de onda de la tensión en bornes del motor se impone de una forma escalonada. Por el contrario, la corriente del estator se caracteriza por un buen factor de forma.

La conducción de los interruptores, en cada rama del inversor, es complementaria con el periodo del estator. Así cada interruptor conduce durante un periodo de 180 grados eléctricos. Las tensiones entre fases es de forma cuadrada de amplitud E , positivo y negativo, de una duración de 120 grados eléctricos y separados por un nivel de tensión nulo durante 60 grados.

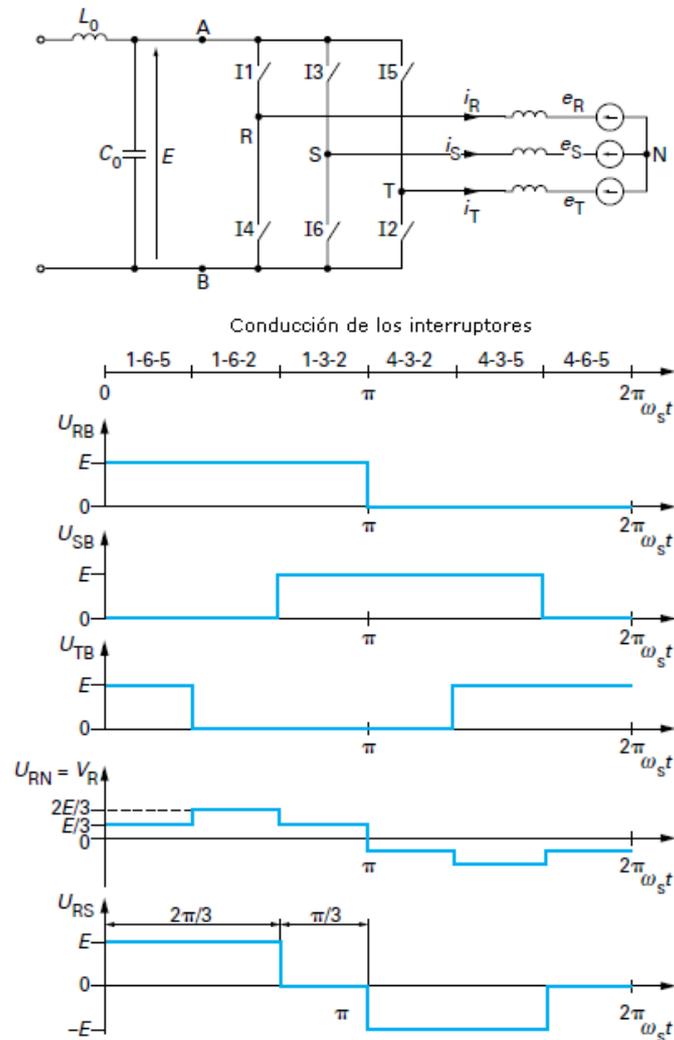


Figura 1.3.3.1.1- Formas de onda de tensiones del estátor.

1.3.3.2 Modos de control PWM.

Existen cuatro formas de control por PWM para el funcionamiento del motor de inducción mediante un inversor de tensión.

- PWM asíncrono.

La frecuencia de la intensidad portadora es constante y ligeramente inferior a la frecuencia máxima de corte de la tensión del inversor, con el fin de limitar las pérdidas de conmutación en los interruptores.

Este modo de control se utiliza en los primeros instantes durante el arranque del motor. Mediante este tipo de control conseguimos que el rizado del par electromagnético tenga una amplitud baja.

- PWM síncrono.

La frecuencia de la portadora corresponde a un múltiplo de la frecuencia de la tensión del estator. Esta característica permite un buen control de las corrientes armónicas.

Este modo de control se utiliza hasta que la onda de tensión en el estator alcanza, aproximadamente, el 70 % de su valor nominal.

- PWM síncrono calculando ángulos

El número de ángulos calculados depende del rendimiento requerido por la máquina de tracción. Con diferentes grados de libertad para el control, con esto podemos eliminar ciertas frecuencias armónicas de la tensión del estator.

Este modo de control permite el paso de onda completa en ambos sentidos, sin ningún cambio significativo en el par del motor.

- Onda completa

En este caso, el inversor no permite el ajuste de la amplitud de la tensión del estator. El valor nominal de la tensión entre fases viene definido por la siguiente relación:

$$U_{s \text{ Nom}} = 0,78 \cdot E$$

E, Tensión continua.

Por otro lado las pérdidas por conmutación en el inversor son mínimas. En la figura 1.3.3.2.1 se aprecia las formas de onda de las corrientes del estátor de los diferentes modos de control.

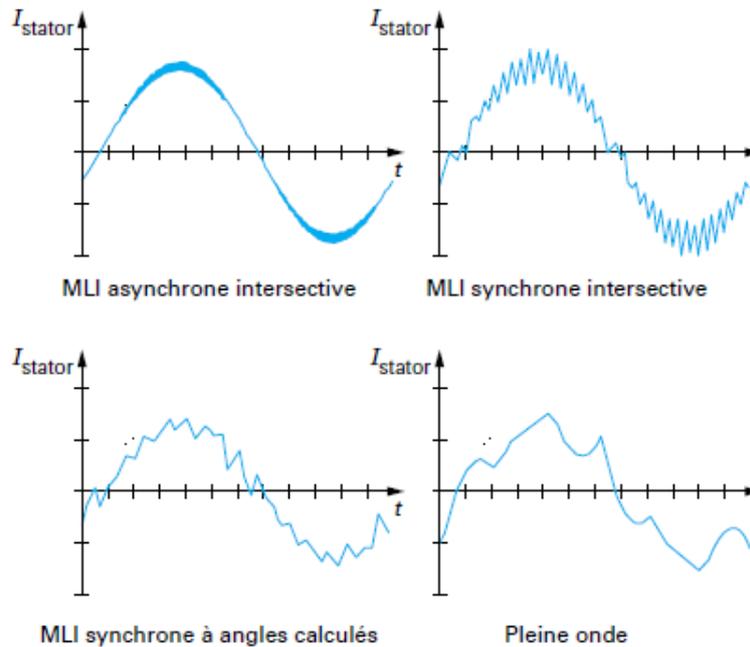


Figura 1.3.3.2.1- Formas de onda de las corrientes del estátor de los cuatro modos de control.

1.4 Motor de corriente continua.

Los motores eléctricos son máquinas eléctricas rotatorias que transforman la energía eléctrica en energía mecánica, en la figura 1.4.1 muestra la sección de un motor de continua.

Debido a sus múltiples ventajas, entre las que cabe citar su economía, limpieza, comodidad y seguridad de funcionamiento, el motor eléctrico ha reemplazado en gran parte a otras fuentes de energía.

Los motores eléctricos satisfacen una amplia gama de necesidades de servicio, desde arrancar, acelerar, mover, o frenar, hasta sostener y detener una carga. Estos motores se fabrican en potencias que varían desde una pequeña fracción de caballo hasta varios miles, y con una amplia variedad de velocidades, que pueden ser fijas, ajustables o variables.

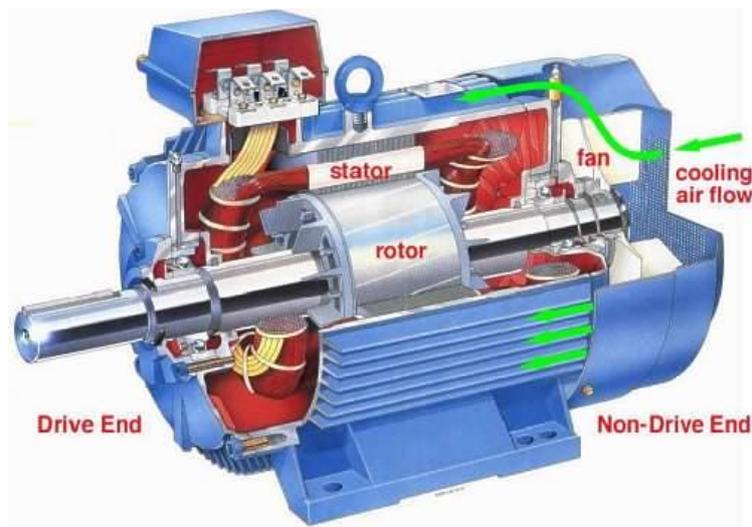


Figura 1.4.1- Sección de un motor de corriente continua (DC).

1.4.1 Constitución del motor de continua.

El motor de corriente continua está compuesto de dos piezas fundamentales como son el rotor y el estátor dentro de los cuales se ubican los demás componentes. En la tabla 1.4.1.1 muestra la distribución de las piezas más importantes del motor.

ROTOR	ESTÁTOR
Eje	Armazón
Núcleo y devanado	Imán permanente
Colector de delgas	Escobillas y porta escobillas
	Tapas

Tabla 1.4.1.1- Distribución de los componentes de un motor CC.

El rotor constituye la parte móvil del motor, proporcionando el par necesario para mover la carga.

El estátor constituye la parte fija de la máquina. Su función es suministrar el flujo magnético que será usado por el bobinado del rotor para realizar su movimiento giratorio.

1.4.2 Principio de funcionamiento.

Al conectar un motor a una fuente de alimentación adecuadamente, la corriente eléctrica, corriente de excitación, circula por las bobinas inductoras generando un electroimán y creando el campo magnético que necesitamos.

También es necesario que circule corriente continua por las bobinas inducidas a través de las escobillas y del colector.

Una vez establecido el campo magnético, los pares de fuerzas que actúan sobre las bobinas inducidas, gracias a las corrientes que circulan por el rotor, las obligarán a girar y, con ellas girará todo el rotor. De este modo la energía eléctrica suministrada al motor se transforma a energía mecánica de rotación

Los dos componentes básicos de todo motor eléctrico son el rotor y el estator. El rotor es una pieza giratoria, un electroimán móvil, con varios salientes laterales, que llevan cada uno a su alrededor un bobinado por el que pasa la corriente eléctrica. El estator, situado alrededor del rotor, es un electroimán fijo, cubierto con un aislante. Al igual que el rotor, dispone de una serie de salientes con bobinados eléctricos por los que circula la corriente.

Cuando se introduce una espira de hilo de cobre en un campo magnético y se conecta a una batería, la corriente pasa en un sentido por uno de sus lados y en sentido contrario por el lado opuesto. Así, sobre los dos lados de la espira se ejerce una fuerza, en uno de ellos hacia arriba y en el otro hacia abajo. Si la espira de hilo va montada sobre el eje metálico, empieza a dar vueltas hasta alcanzar la posición vertical. Entonces, en esta posición, cada uno de los hilos se encuentra situado en el medio entre los dos polos, y la espira queda retenida.

Para que la espira siga girando después de alcanzar la posición vertical, es necesario invertir el sentido de circulación de la corriente. Para conseguirlo, se emplea un conmutador o colector, que en el motor eléctrico más simple, el motor de corriente continua, está formado por dos chapas de metal con forma de media luna, que se sitúan sin tocarse, como las dos mitades de un anillo, y que se denominan delgas. Los dos extremos de la espira se conectan a las dos medias lunas. Dos conexiones fijas, unidas al bastidor del motor y llamadas escobillas, hacen contacto con cada una de las delgas del colector, de forma que, al girar la armadura, las escobillas contactan primero con una delga y después con la otra.

Cuando la corriente eléctrica pasa por el circuito, la armadura empieza a girar y la rotación dura hasta que la espira alcanza la posición vertical. Al girar las delgas del colector con la espira, cada media vuelta se invierte el sentido de circulación de la corriente eléctrica. Esto quiere decir que la parte de la espira que hasta ese momento recibía la fuerza hacia arriba, ahora la recibe hacia abajo, y la otra parte al contrario. De esta manera la espira realiza otra media vuelta y el proceso se repite mientras gira la armadura.

1.4.3 Convertidor CC/CC.

El convertidor CC/CC o troceador es aquel que transforma la corriente continua de tensión constante en corriente continua de tensión fija o variable. Algunas ocasiones también lo conocen como Choppers, figura 1.4.3.1.

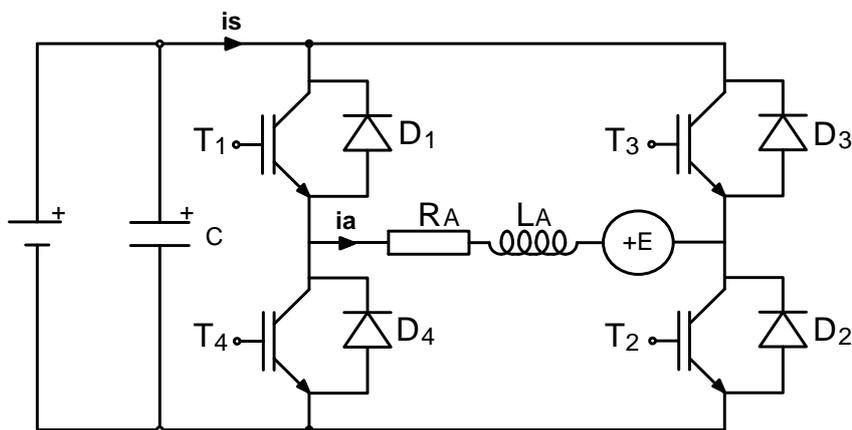


Figura 1.4.3.1- Estructura de un convertidor CC/CC.

1.4.3.1 Control del motor de continua con chopper.

Cuando la fuente de voltaje que entra al controlador es DC entonces el convertidor tiene que ser un Dc to Dc converter. Esta fuente puede provenir de una batería, celdas solares, o rectificadores como es nuestro caso.

Este puente de IGBT's y diodos en paralelo es capaz de operar el motor DC en los cuatros modos posibles.

Los transistores son encendidos con alguna señal de control aplicada a su base y referida a su emisor.

El motor se representa por su resistencia, Inductancia y la fuerza electromotriz inducida, de ahora en adelante la llamaremos Fem. Tanto la inductancia como Fem juegan un papel importante en la conducción de cada transistor o diodo.

- Operación primer cuadrante.

En el periodo t_{on} donde la corriente en el motor crece los transistores T1 y T2 se encienden. La figura 1.4.3.1.1 muestra las conexiones del convertidor y el motor para trabajar en un cuadrante.

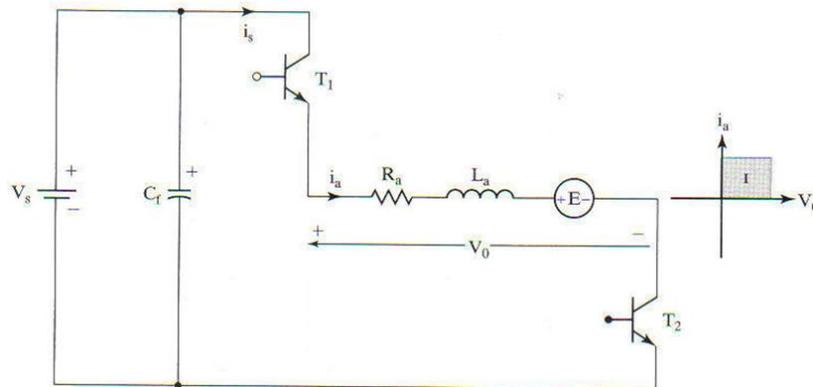


Figura 1.4.3.1.1- Esquema del motor + convertidor trabajando en el primer cuadrante.

Luego T1 se apaga y se mantiene conduciendo T2. Esto ocasiona que el inductor junto con la Fem hagan conducir al diodo D4, manteniendo el voltaje en el motor en cero y la corriente circulando en la misma dirección pero decreciente. La figura 1.4.3.1.2 muestra la conexión resultante en la libre circulación de la fase, la corriente que circula por ella procede de la energía almacenada en la bobina del motor.

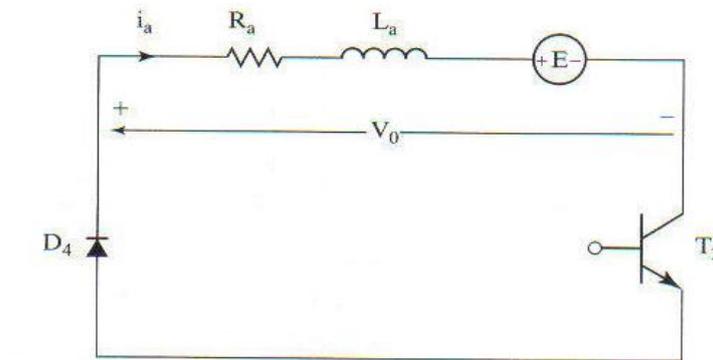


Figura 1.4.3.1.2- Esquema del motor + convertidor, libre circulación de la fase.

Gráficas resultantes en la operación del primer cuadrante:

En modo continuo el inductor mantienen circulando la corriente todo el tiempo de t_{off} , por lo que la corriente en la bobina del motor no se hace cero. La corriente de la fuente si se hace cero durante t_{off} , como se aprecia en la figura 1.4.3.1.3.

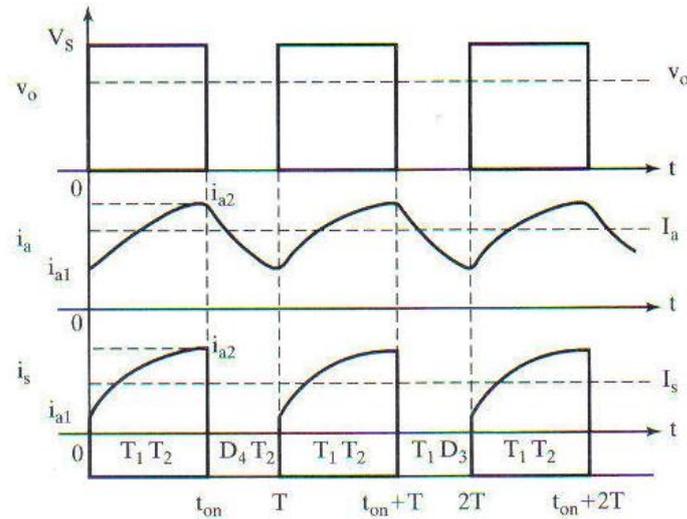


Figura 1.4.3.1.3- Gráficas de tensión y corriente en modo continuo.

En el modo discontinuo la corriente de la bobina del motor se hace cero antes de que comience el próximo t_{on} . Después que la corriente se hace cero el voltaje que vemos es la Fem del motor, como se aprecia en la figura 1.4.3.1.4. Este modo se caracteriza por tener mayor rizado en la corriente y el par y mayor dificultad en los cálculos.

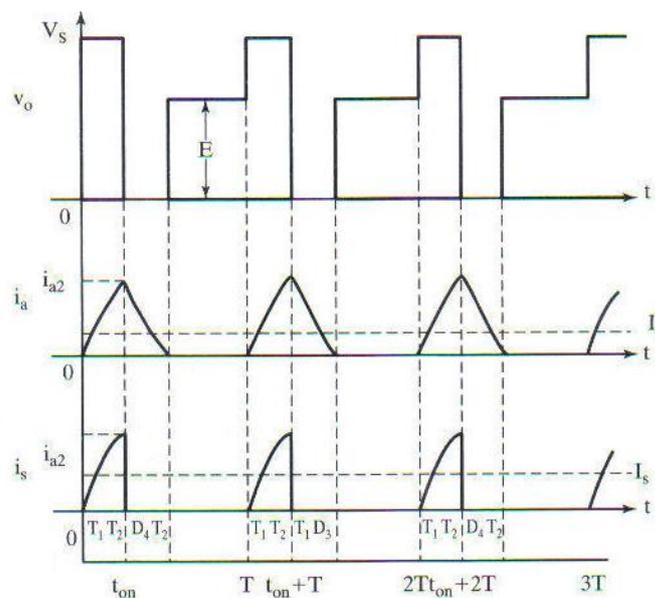


Figura 1.4.3.1.4- Gráficas de tensión y corriente en modo discontinuo.

- Operación segundo cuadrante.

Este modo opera como un boost, como muestra la figura 1.4.3.1.5. Para elevar la corriente en el inductor se enciende T2. En este momento el voltaje de la bobina del motor es cero. Luego se apaga T2 y el inductor junto a la Fem fuerzan la corriente a través de los diodos D3 y D4 hacia la fuente. Durante este periodo la corriente en el inductor se reduce.

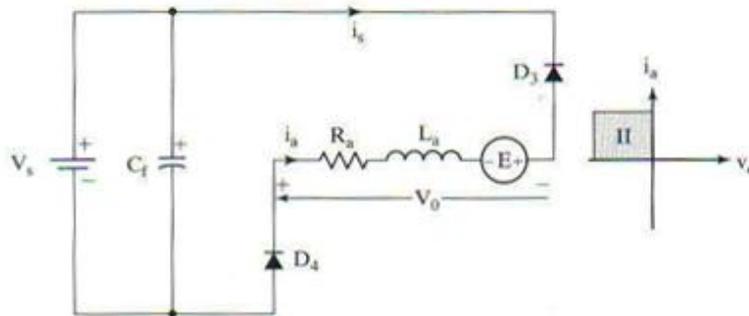


Figura 1.4.3.1.5- Esquema del motor + convertidor trabajando en el segundo cuadrante.

Gráficas resultantes en la operación del primer cuadrante:

La corriente de la fuente es cero durante t_{on} y luego es inversa decreciente durante T_{off} , como se aprecia en la figura 1.4.3.1.6.

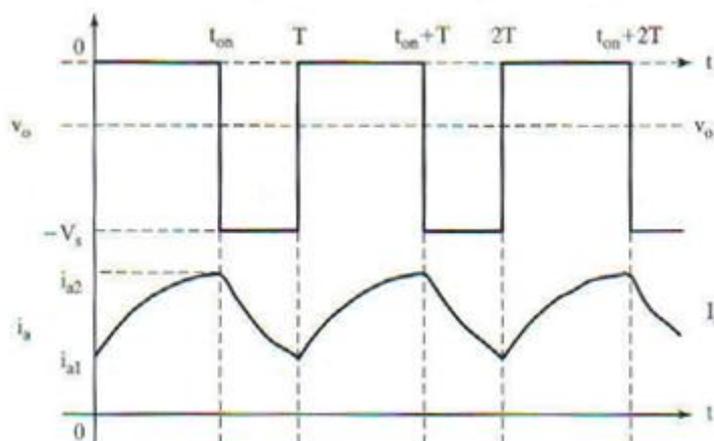


Figura 1.4.3.1.6- Gráficas de tensión y corriente trabajando en el segundo cuadrante.

1.5 Motor brushless.

El motor brushless sin escobillas como se aprecia en la figura 1.5.1 es básicamente un motor síncrono trifásico que tiene un rotor con imanes permanentes. Los devanados del estator son alimentados con tensiones de manera que el imán permanente del rotor sigue los campos magnéticos creados por los devanados del estator. Según T.J.E Miller hay dos tipos de motor brushless: el motor brushless trapezoidal y el motor brushless sinusoidal. Aunque el principio básico de funcionamiento es totalmente igual, la diferencia más destacable está en la forma de alimentar los devanados del estator. En el motor brushless trapezoidal cada una de las fases (devanados) se alimenta con pulsos rectangulares de tensión con un desfase entre cada una de las fases de 120° . En el motor brushless sinusoidal en cambio se alimenta con tensión alterna trifásica. Esta diferencia es a nivel de uso, a nivel de construcción el motor brushless sinusoidal se diferencia del trapezoidal por lo siguiente:

- En el motor brushless sinusoidal el flujo del entrehierro es sinusoidal y está generado por los imanes del rotor que tienen una forma especial.
- Los devanados tienen una distribución sinusoidal, mientras que en el trapezoidal los devanados están concentrados.

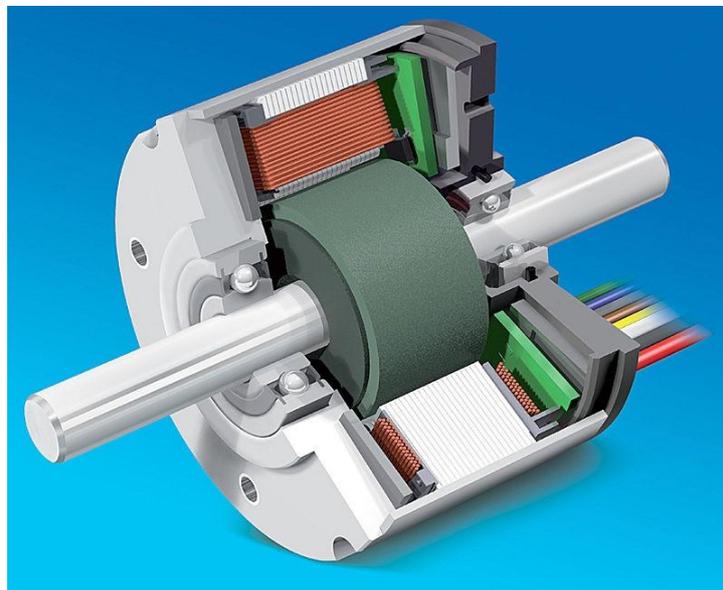


Figura 1.5.1- Sección de un motor brushless.

1.5.1 Principio de funcionamiento del motor brushless.

El motor brushless es similar al de corriente continua con escobillas, con una serie de salvedades, la conmutación se realiza de forma electrónica en lugar de mecánica, los imanes permanentes van alojados en el rotor en lugar de en el estátor y las bobinas van alojadas en el estátor, constituyendo un devanado monofásico o polifásico. Su funcionamiento se basa en la alimentación secuencial de cada una de las fases del estátor de forma sincronizada con el movimiento del rotor. De esta forma, los imanes permanentes siguen el movimiento del campo magnético estático, cuyo desplazamiento depende a su vez del giro del rotor.

1.5.2 Ondulador de tensión.

Los bobinados de un motor brushless están distribuidos a lo largo del estátor en múltiples fases. Dichos motores constan normalmente de tres fases con una separación de 120° entre ellas.

En estos motores las corrientes y voltajes aplicados a cada uno de los bobinados del motor deben ser controlados independientemente mediante una conmutación electrónica. El dispositivo encargado, que hemos elegido, para realizar esta tarea al igual que en el motor de inducción será el ondulator o inversor de tensión, figura 1.5.2.1.

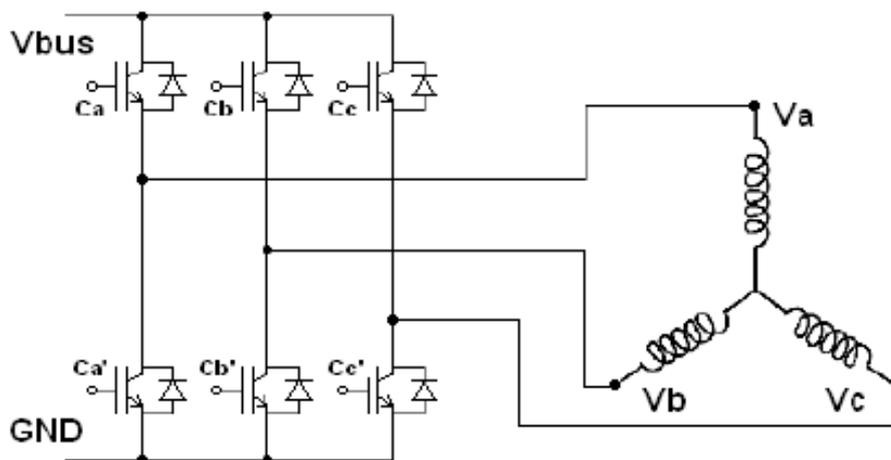


Figura 1.5.2.1- Esquema de un circuito de potencia de un ondulator de tensión.

Como se aprecia en la figura el inversor de tensión utiliza seis IGBT's y seis diodos.

1.5.3 Técnicas de control para motor brushless.

1.5.3.1 Control basado en conmutación trapezoidal.

Uno de los métodos más simples de control de motores brushless es el llamado conmutación trapezoidal o 6- steps mode.

Para llevar a cabo esta técnica necesitaremos sensores de efecto hall situados en el motor, son utilizados para proporcionar la posición aproximada del rotor al controlador y así determinar el próximo par de terminales a excitar. La siguiente figura 1.5.3.1.1 muestra el diagrama de bloques de un controlador trapezoidal típico con lazo cerrado de corriente.

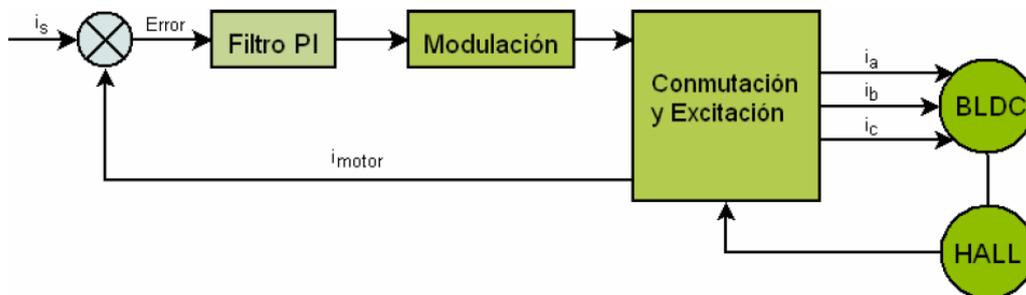


Figura 1.5.3.1.1- Esquema de un controlador con conmutación trapezoidal.

La corriente que circula por la bobina es comparada con la corriente deseada y el error resultante es aplicado a un filtro PI que intenta corregir la desviación y por tanto minimizar el error. Con esta técnica se consigue mantener constante la corriente por cualquiera de los bobinados del motor.

Existen distintas técnicas de modulación orientadas a la generación de señales de excitación para motores brushless como el modo PWM, que es el más común y el que utiliza también el motor de inducción como hemos comentado en el apartado correspondiente, esto nos permite aumentar la eficiencia del sistema.

Debido a que en todo momento las corrientes de dos bobinados son iguales en magnitud y la tercera siempre es nula, esto ocasiona una serie de problemas con el vector de corrientes del estátor, que sólo puede apuntar a seis direcciones discretas.

A causa de este problema se produce una desalineación entre el vector de corriente del estátor y la posición real del rotor. En el peor de los casos, es decir cuando el rotor

se encuentre en la posición de uno de los 6 vectores, la desalineación puede llegar a ser de 30 grados. Esta desalineación genera un rizado en el par del motor de aproximadamente el 15% a una frecuencia seis veces la velocidad de rotación del motor, como se observa en la figura 1.5.3.1.2.

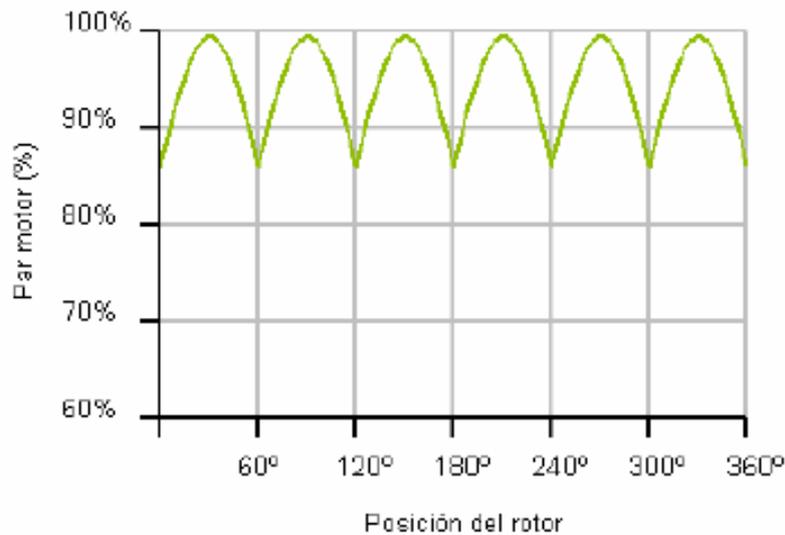


Figura 1.5.3.1.2- Rizado del par motor respecto a la posición del rotor en una conmutación trapezoidal.

Este rizado dificulta el control de motores brushless. En aplicaciones que demanden movimientos a baja velocidad se hace especialmente notable provocando una disminución en la precisión de dichos movimientos. Además puede ocasionar desgaste mecánico, vibraciones o ruido audible reduciendo las prestaciones y el tiempo de vida del motor. No obstante gracias a su fácil implementación, esta técnica de conmutación viene siendo muy utilizada desde el inicio de los motores brushless especialmente en aplicaciones de bajo coste.

La conmutación trapezoidal proporciona una primera aproximación al control de motores brushless. Gracias a su sencilla implementación y a los pocos recursos utilizados es ampliamente usada en aplicaciones de muy bajo coste. No obstante debido a su alto rizado de par en todo el espectro frecuencial la hace desaconsejable para cualquier aplicación que demande una mínima precisión o eficiencia.

1.5.3.2 Control basado en conmutación sinusoidal.

La conmutación sinusoidal es vista como un control más avanzado y exacto que el trapezoidal, ya que intenta controlar la posición del rotor continuamente.

Esta continuidad se consigue aplicando simultáneamente tres corrientes sinusoidales desfasadas 120° a los tres bobinados del motor. La fase de estas corrientes se escoge de forma que el vector de corrientes resultante siempre esté en cuadratura con la orientación del rotor y tenga un valor constante.

Como consecuencia de este procedimiento se obtiene un par más preciso y sin el rizado típico de la conmutación trapezoidal. No obstante, para poder generar esta modulación sinusoidal es necesario saber la posición del rotor continuamente con exactitud. Esto conlleva a disponer de un encoder en lugar de sensores de efecto hall, ya que los primeros son más precisos.

La figura 1.5.3.2.1 muestra el diagrama de bloques típico de un controlador con conmutación sinusoidal.

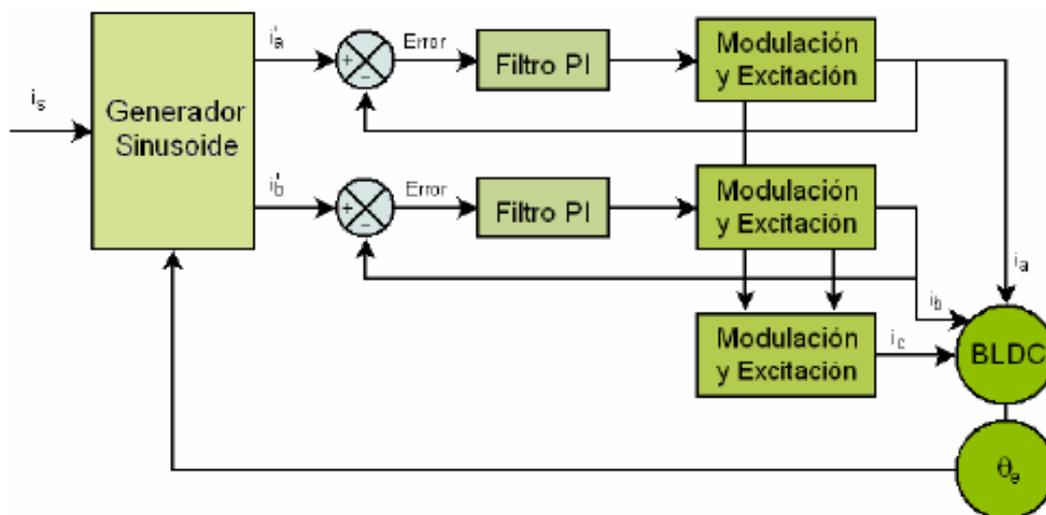


Figura 1.5.3.2.1- Esquema de un controlador con conmutación sinusoidal.

Según la *ley de Kirchoff* la suma de dos de las tres corrientes entrantes en un nudo es igual al valor negativo de la tercera. Por tanto de esta manera controlando dos de las corrientes aplicadas al motor se puede controlar también la tercera, por lo tanto esta corriente no se puede controlar de forma independiente.

Gracias a la información de la posición del rotor proporcionada por el encoder se sintetizan las dos sinusoidales deseadas. Éstas son comparadas con las medidas de las corrientes que circulan por el motor y el error resultante aplicado a dos Filtros PI que intentan corregir las desviaciones.

La salida de los filtros es utilizada como entrada del generador de excitación que en la mayoría de los casos incorpora un modulador PWM.

La conmutación sinusoidal soluciona los problemas de eficiencia que presenta la conmutación trapezoidal. Sin embargo, presenta problemas a altas velocidades de rotación del motor debido a la limitación frecuencial del bucle de corriente (Filtro PI).

A mayor velocidad de rotación, mayor error y por tanto mayor desalineación entre el vector de corrientes y la posición del rotor. Este hecho provoca una progresiva disminución del par motor, como se observa en la figura 1.5.3.2.2.

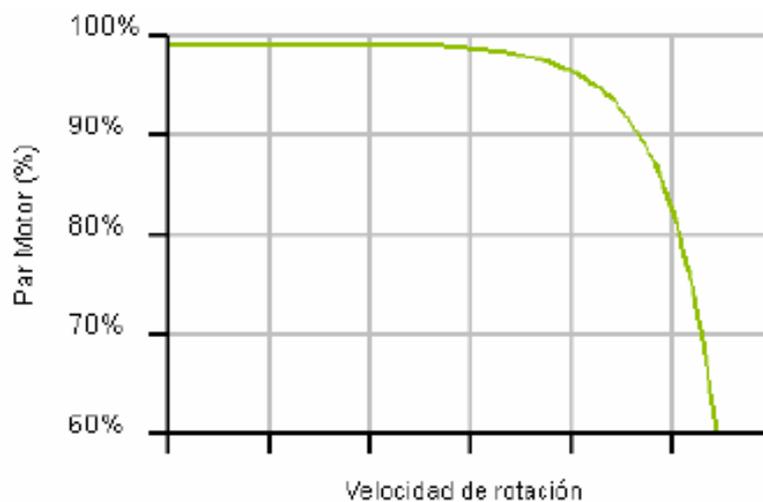


Figura 1.5.3.2.2.- Par motor en función de la velocidad de rotación.

Para mantener el par constante se necesita aumentar la corriente que circula por el motor provocando una disminución de la eficiencia.

Este deterioro de la eficiencia aumenta al incrementarse la velocidad hasta llegar a un punto en el que el desfase entre el vector de corrientes y la posición del rotor puede llegar a 90° produciendo un par motor completamente nulo.

La conmutación sinusoidal soluciona el problema del rizado del par a cambio de aumentar la complejidad del control y de incorporar un sensor de mayor precisión. Sin embargo, debido a que trabaja en el espacio variante del tiempo presenta una limitación de control a altas velocidades.

1.6 Otras aplicaciones posibles.

1.6.1 Inversor resonante de medio puente para el calentamiento por inducción doméstico.

La tecnología relacionada con el calentamiento por inducción en aplicaciones domésticas se ha vuelto cada vez más importante en los últimos años debido a las ventajas tales como su mayor eficiencia, seguridad y rendimiento.

1.6.1.1 Funcionamiento.

Las cocinas domésticas de inducción trabajan de la siguiente manera. La tensión de red se rectifica y se filtra generando un bus de corriente continua, posteriormente, el inversor resonante suministra corriente a frecuencias variables (de 20 a 75 kHz) a la bobina de inducción. Esta corriente produce un campo magnético variable que induce una corriente eléctrica que genera pérdidas por efecto Joule en la superficie de la sartén que acaban calentando la sartén. Los principales bloques que forman una cocina por inducción son los que se indican en la figura 1.6.1.1.1.

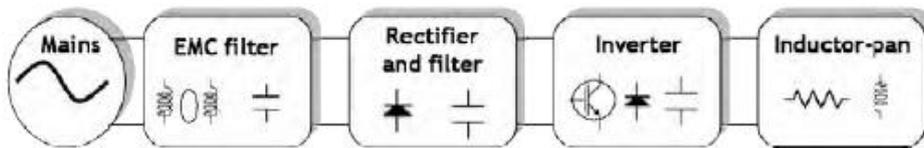


Figura 1.6.1.1.1- Esquema de bloques para una cocina de inducción.

El inversor resonante de medio puente, figura 1.6.1.1.2, es la topología más utilizada debido a su simplicidad y su relación coste-eficacia. La carga de resonancia consiste en el utensilio de cocina, la bobina de inducción y el condensador de resonancia la bobina de inducción y el utensilio de cocina (sartén) se modelan como una conexión en serie de un inductor y una resistencia definidos por los valores L_{eq} y R_{eq} .

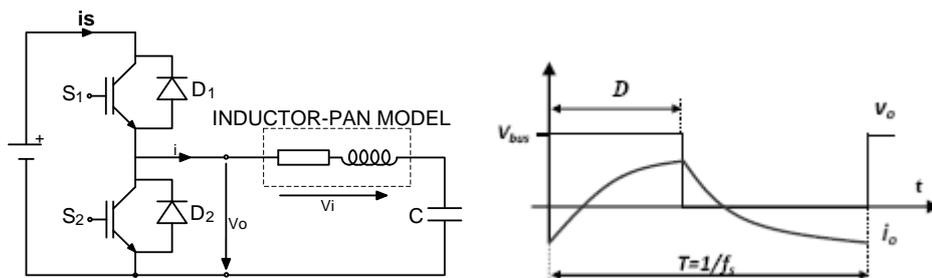


Figura 1.6.1.1.2- Esquema para un inversor resonante de medio puente y formas de onda.

CAPÍTULO 2. ELECTRÓNICA ASOCIADA.

Para asegurar el funcionamiento adecuado del convertidor son necesarios una serie de elementos adicionales.

Por un lado tenemos la alimentación, pilar fundamental para el correcto funcionamiento de todos los elementos del convertidor.

En este capítulo se presenta la opción elegida para la alimentación de los drivers y de los transductores de corriente.

2.1 Alimentación.

Se sabe de proyectos anteriores que el tema de la alimentación es una tarea delicada, ya que el correcto funcionamiento de la electrónica asociada dependerá de esta alimentación [BAO11].

Estas fuentes de alimentación alimentaran a los drivers de disparo y los transductores de corriente que se utilizaran como lecturas de las intensidades que fluyen por las diferentes bobinas de cada fase para el control de los diferentes accionamientos, por esta razón es importante tener un especial cuidado en la elección de la alimentación.

En el convertidor a realizar necesitamos dos alimentaciones diferentes: +/- 15 V para los transductores de corriente y +15 V para los drivers de disparo. Por esta razón se ha elegido fuentes de tensión conmutadas. Una de las fuentes se encargara de alimentar a +15 V y otra se encargara de alimentar a -15 V.

2.1.1 Fuentes de tensión conmutadas.

Hay dos tipos principales de fuentes de alimentación reguladas disponibles: Conmutadas y lineales.

La utilización de fuentes de tensión conmutada nos ofrece una serie de ventajas frente a las fuentes lineales.

- Las fuentes conmutadas tienen las siguientes ventajas:
 - La eficiencia de las fuentes conmutadas está comprendida entre el 68 y el 90%. Esto hace reducir el coste de los dispositivos de potencia. Además, los

dispositivos de potencia funcionan en el régimen de corte y saturación, haciendo el uso más eficiente de un dispositivo de potencia.

- Debido a que la tensión de entrada es conmutada en una forma de alterna y ubicada en un elemento magnético, se puede variar la relación de transformación pudiendo funcionar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas.
- No es necesario el uso del transformador de línea, ya que el elemento magnético de transferencia de energía lo puede reemplazar, funcionando no en 50/60 Hz, sino en alta frecuencia de conmutación, reduciendo el tamaño del transformador y en consecuencia, de la fuente; reduciendo el peso, y el coste.

2.1.1.1 Configuración básica de las fuentes conmutadas.

Las fuentes conmutadas son de circuitos relativamente complejos, pero podemos siempre diferenciar cuatro bloques constructivos básicos, como se puede ver en la figura 2.1.1.1.1.

En el primer bloque rectificamos y filtramos la tensión alterna de entrada convirtiéndola en una continua pulsante. El segundo bloque se encarga de convertir esa continua en una onda cuadrada de alta frecuencia, la cual es aplicada a una bobina o al primario de un transformador. Después de esto el segundo bloque rectifica y filtra la salida de alta frecuencia del bloque anterior, entregando así una continua pura.

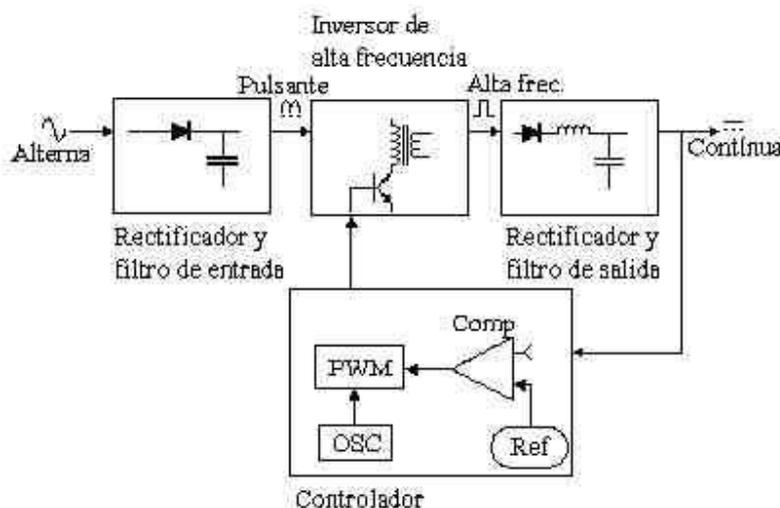


Figura 2.1.1.1.1- Esquema de los bloques utilizados en una fuente de tensión conmutada.

El cuarto bloque se encarga de comandar la oscilación del segundo bloque. Este bloque consiste de un oscilador de frecuencia fija, una tensión de referencia, un comparador de tensión y un modulador de ancho de pulso (PWM). El modulador recibe el pulso del oscilador y modifica su ciclo de trabajo según la señal del comparador, el cual coteja la tensión continua de salida del tercer bloque con la tensión de referencia.

2.1.1.2 Fuentes de alimentación elegidas.

Estas fuentes elegidas son el modelo STEP-PS/1AC/15DC/4. En la tabla 2.1.1.2.1 muestra los datos técnicos extraídos del datasheet del fabricante.

Datos técnicos	
Datos de entrada	
Tensión nominal de entrada	100 V AC ... 240 V AC
Margen de tensión de entrada (con CC, conectar previamente el fusible adecuado)	85 V AC ... 264 V AC / 95 V DC ... 250 V DC
Frecuencia CA/DC	45 Hz ... 65 Hz / 0 Hz
Absorción de corriente (p. valores nominales) Tip.	0,5 A (230 V AC) / 0,8 A (120 V AC)
Limitación de corriente de conexión (a 25°C)/t Tip.	< 15 A / < 0,6 A ² s
Puenteo en fallo de red Tip.	> 120 ms (230 V AC) / > 27 ms (120 V AC)
Fusible de entrada , interno (protección de aparatos) , Lento	3,15 A
Fusible previo admitido : 1x conector LS	B6 / B10 / B16
Datos de salida	
Tensión nominal de salida U_N / Rango	15 V DC $\pm 1\%$ / 10 V DC ... 16,5 V DC
Corriente nominal de salida I_N	4 A
Corriente de salida I_1 / $I_{m\acute{a}x}$	4,4 A / 9 A
Derating	55 °C ... 70 °C (2.5 % / K)
Disipación máx. (circuito abierto / carga nominal)	< 0,5 W / 8,6 W
Rendimiento (para 230 V CA y valores nominales)	> 87 %
Ondulación residual / Puntas de conexión	< 55 mV _{pp} / < 10 mV _{pp} (20 MHz)
Protección contra sobretensiones internas	≤ 25 V DC
Datos generales	
Tensión de aislamiento (Entrada/Salida)	2 kV AC
Grado de protección	IP20
Clase de protección	II
Grado de polución	2
Temperatura ambiente (servicio)	-25 °C ... 70 °C
Temperatura ambiente (almacenamiento/transporte)	-40 °C ... 85 °C
Humedad a 25 °C, sin condensación	$\leq 95\%$
Homologaciones	

Tabla 2.1.1.2.1 - Especificaciones técnicas de la fuente de alimentación STEP-PS/1AC/15DC/4.

2.1.1.3 Montaje e instalación de una fuente de alimentación.

- Montaje: El montaje se realiza en un carril estándar DIN
- Instalación: Véase fig. 1:
 - Tensión de entrada: Input CA L (+)/N (-).
 - Tensión de salida: Output CC +/+/-/-.
 - LED verde: CC OK.
 - Potenciómetro: 10 V CC - 16,5 V CC.
 - Pie de encaje universal: Carril portante 35 mm conforme a EN 60715 y fijación de pared.
- Cable de conexión: Véase fig.6
- Entrada: El aparato se puede conectar a sistemas de corriente alterna o continua monofásicos o a dos conductores exteriores de sistemas de corriente trifásica. véase fig. 4
- La conexión de la tensión de entrada se efectúa a través de las conexiones de tornillo Input CA L(+)/N(-). Véase fig.5
- Salida: La conexión de la tensión de salida se efectúa mediante las conexiones de tornillo Output CC +/+/-/-. Véase fig.4
- Si se ajusta el potenciómetro a una temperatura de salida > 15 V CC, el aparato se comporta con potencia constante.

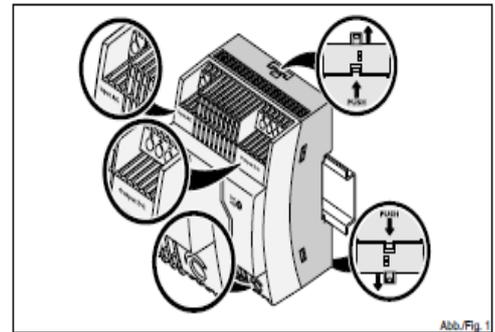


Abb./Fig. 1

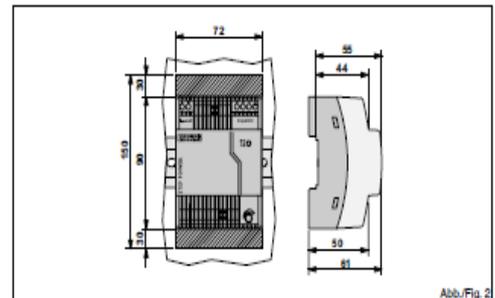


Abb./Fig. 2

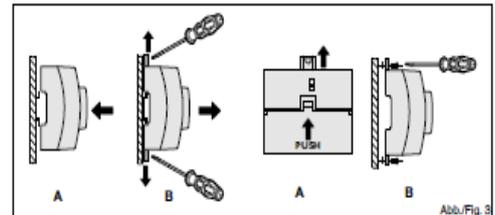


Abb./Fig. 3

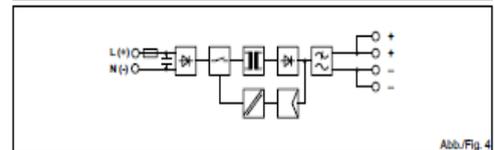


Abb./Fig. 4

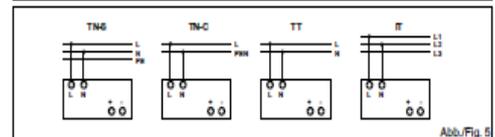


Abb./Fig. 5

	[mm ²]	[mm ²]	AWG	[Nm]	[bit]
Input AC L(+)/N(-)	0,2-2,5	0,2-2,5	24-12	0,5	0,5-0,8
Output CC +/+/-/-	0,2-2,5	0,2-2,5	24-12	0,5	0,5-0,8

Abb./Fig. 6

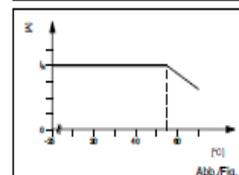


Abb./Fig. 7

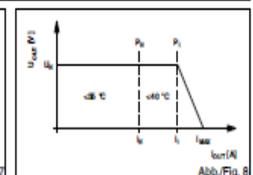


Abb./Fig. 8

2.2 Rectificador trifásico SEMiX251D12Fs.

Los rectificadores se encargarán de transformar una tensión alterna de entrada en una continua de salida.

Los rectificadores no controlados, como es nuestro caso, están contruidos con diodos, y entregan a la salida un potencial fijo de corriente directa.

La figura 2.2.1 muestra las especificaciones técnicas del rectificador trifásico.

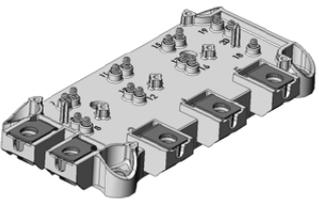
 <p>SEMIX® 13</p>	Absolute Maximum Ratings			
	Symbol	Conditions	Values	Unit
Rect. Diode				
I_F	$T_j = 150\text{ °C}$	$T_c = 85\text{ °C}$	250	A
		$T_c = 100\text{ °C}$	215	A
I_{FSM}	10 ms	$T_j = 25\text{ °C}$	1660	A
		$T_j = 150\text{ °C}$	1330	A
i^2t		$T_j = 25\text{ °C}$	13700	A ² s
		$T_j = 150\text{ °C}$	8800	A ² s
V_{RSM}			1200	V
V_{RRM}			1200	V
T_j			-40 ... 150	°C
Module				
T_{stg}			-40 ... 125	°C
V_{isol}	AC sinus 50Hz	1 min	4000	V
		1 s	4800	V

Figura 2.2.1- Especificaciones técnicas del rectificador trifásico SEMiX251D12Fs.

CAPÍTULO 3. CONEXIONADO DE CADA APLICACIÓN.

En las tablas de este apartado podemos observar todas los tipos de conexiones de los convertidores anteriormente estudiados. En el cuadro de arriba de cada tabla tenemos el prototipo de esquema de cada convertidor, a continuación en el segundo cuadro están las conexiones en color rojo con todos los módulos utilizados y por último las mismas conexiones con la diferencia de que los interruptores no utilizados se representan con una línea discontinua.

3.1 Convertidor asimétrico ó clásico (motor SRM).

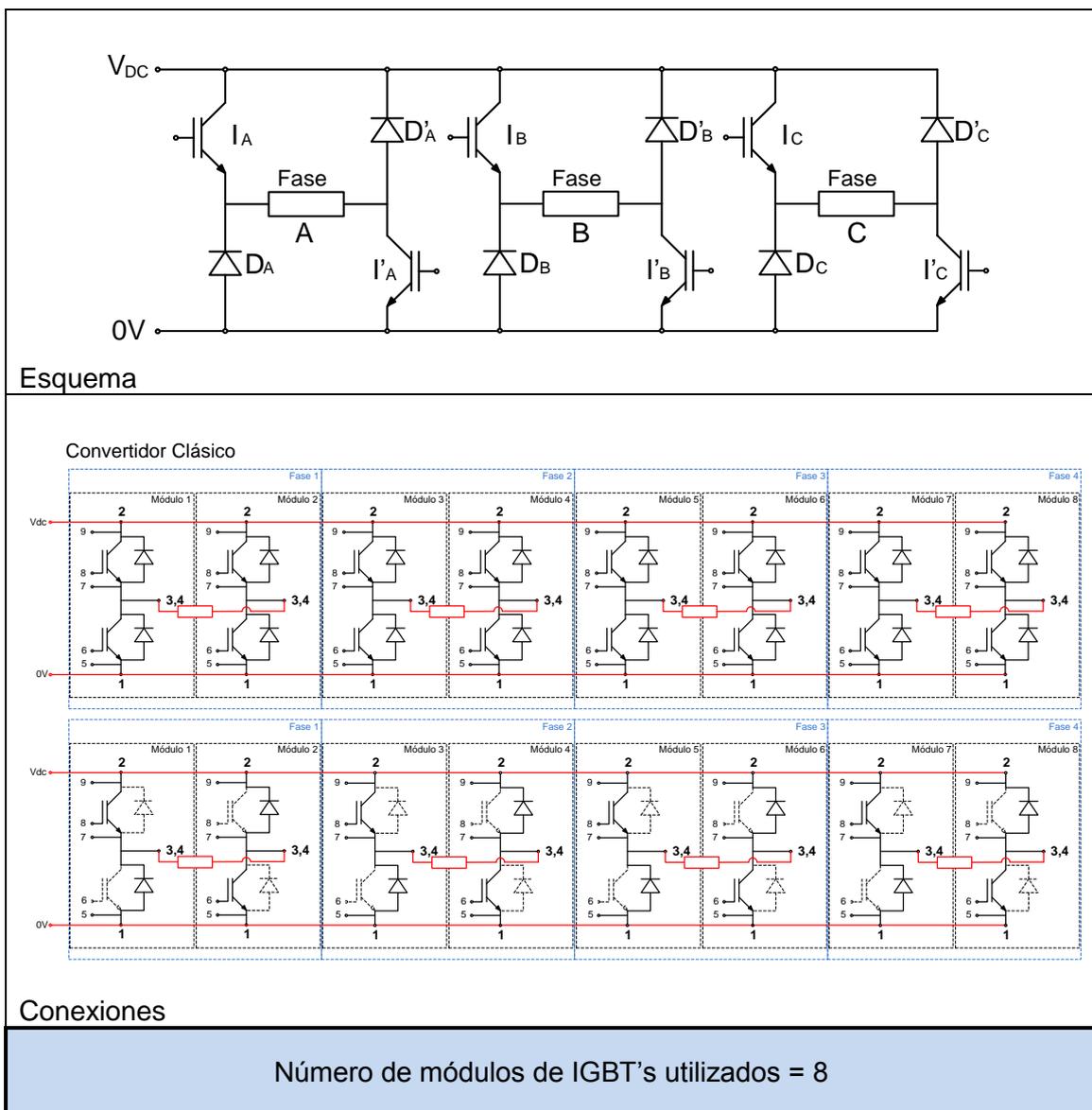


Tabla 3.1.1- Conexiones necesarias para un convertidor clásico para un motor SRM.

Como podemos ver en la tabla 3.1.1 esta es la configuración que más componentes requiere. No obstante la implementación de este convertidor es bastante sencilla.

3.2 Convertidor miller o compartido (motor SRM).

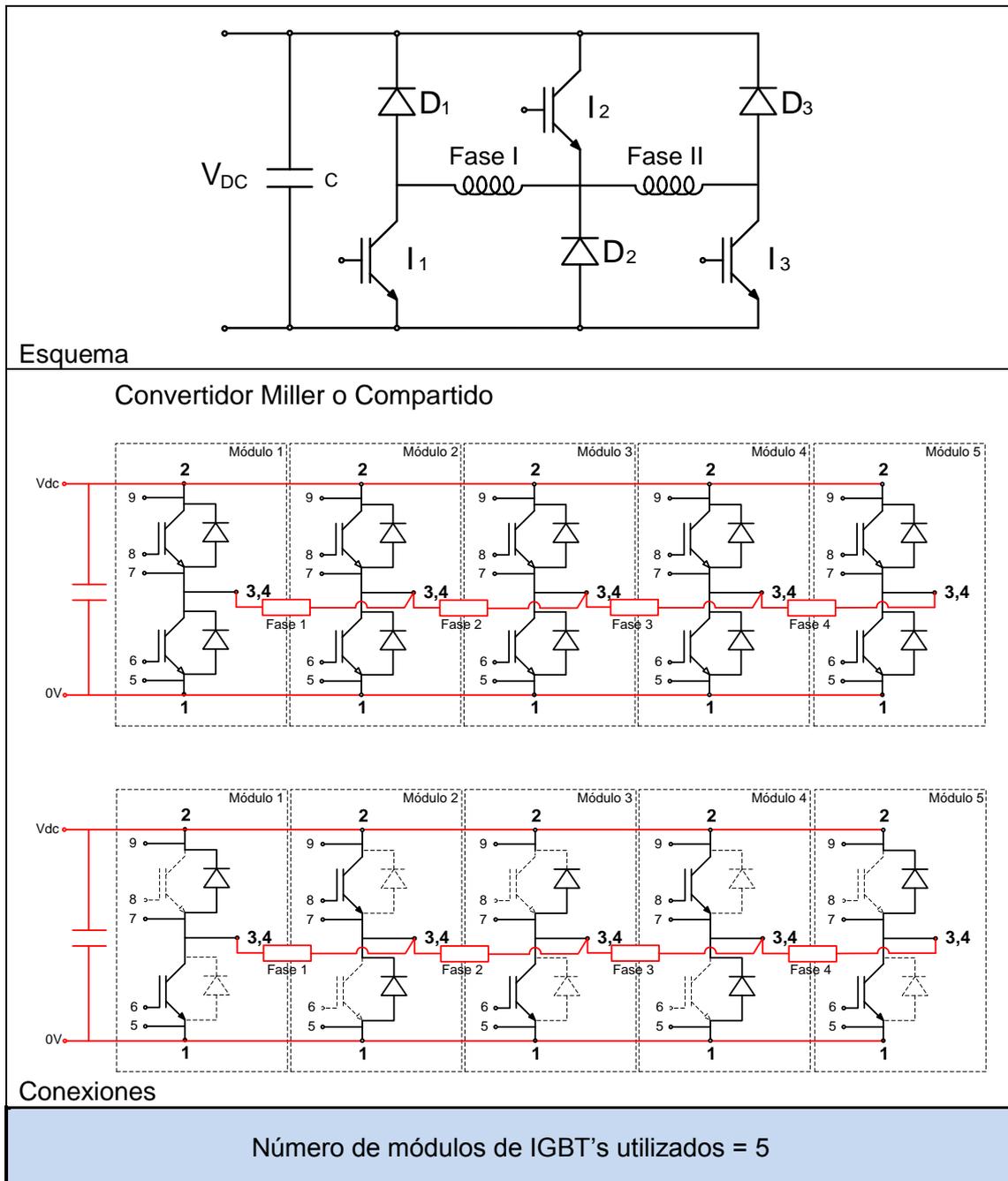


Tabla 3.2.1- Conexiones necesarias para un convertidor Miller para un motor SRM.

Este convertidor no necesita tantos elementos de potencia como el convertidor clásico.

3.3 Convertidor de 6 interruptores (motor SRM).

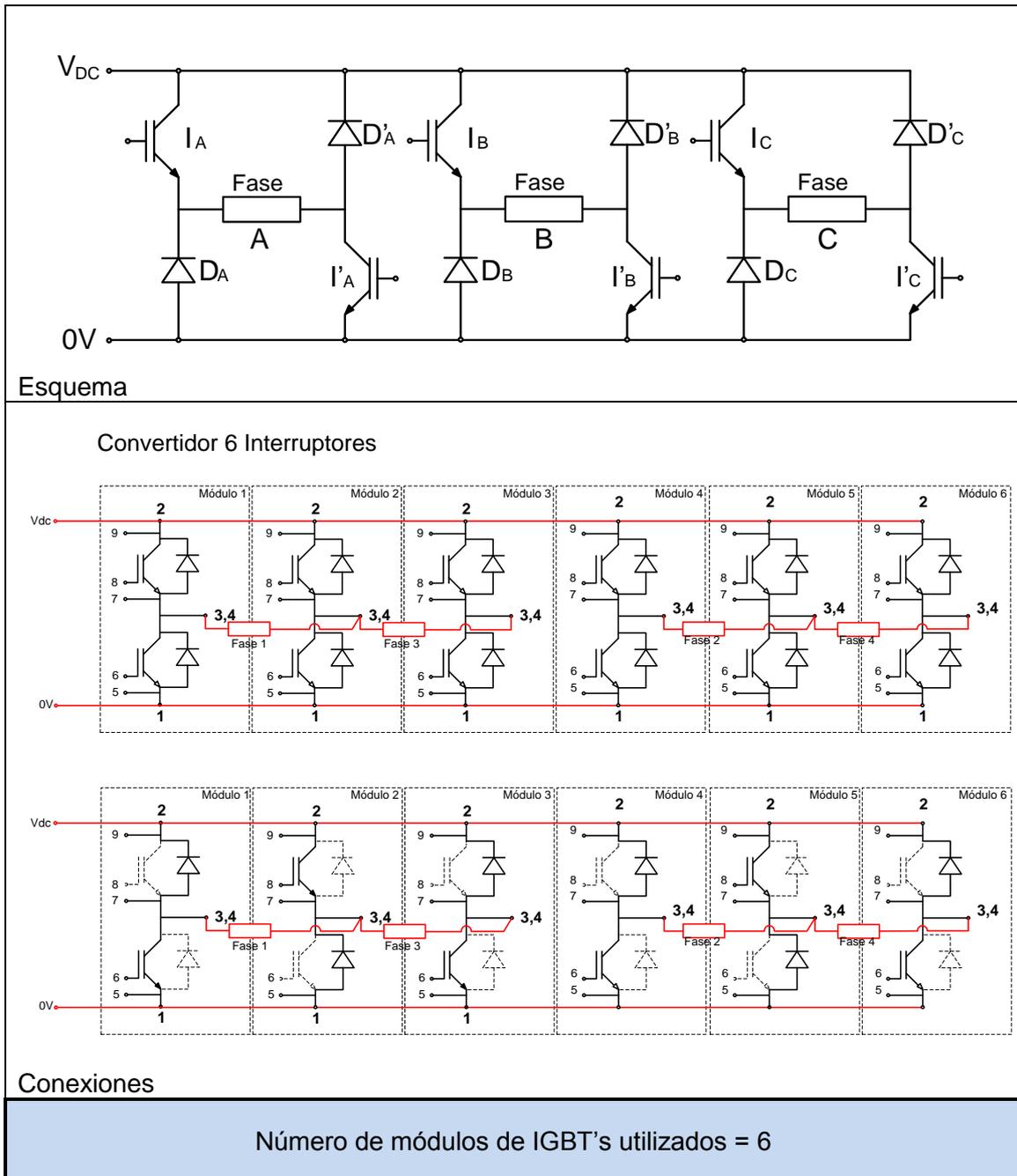


Tabla 3.3.1- Conexiones necesarias para un convertidor de seis interruptores para un motor SRM.

Observando el esquema de conexiones vemos que este convertidor es muy parecido a la configuración clásica, salvo que en esta configuración se comparten algunos elementos de potencia entre sus fases.

3.4 Ondulador de tensión trifásico conexión triángulo (motor de inducción).

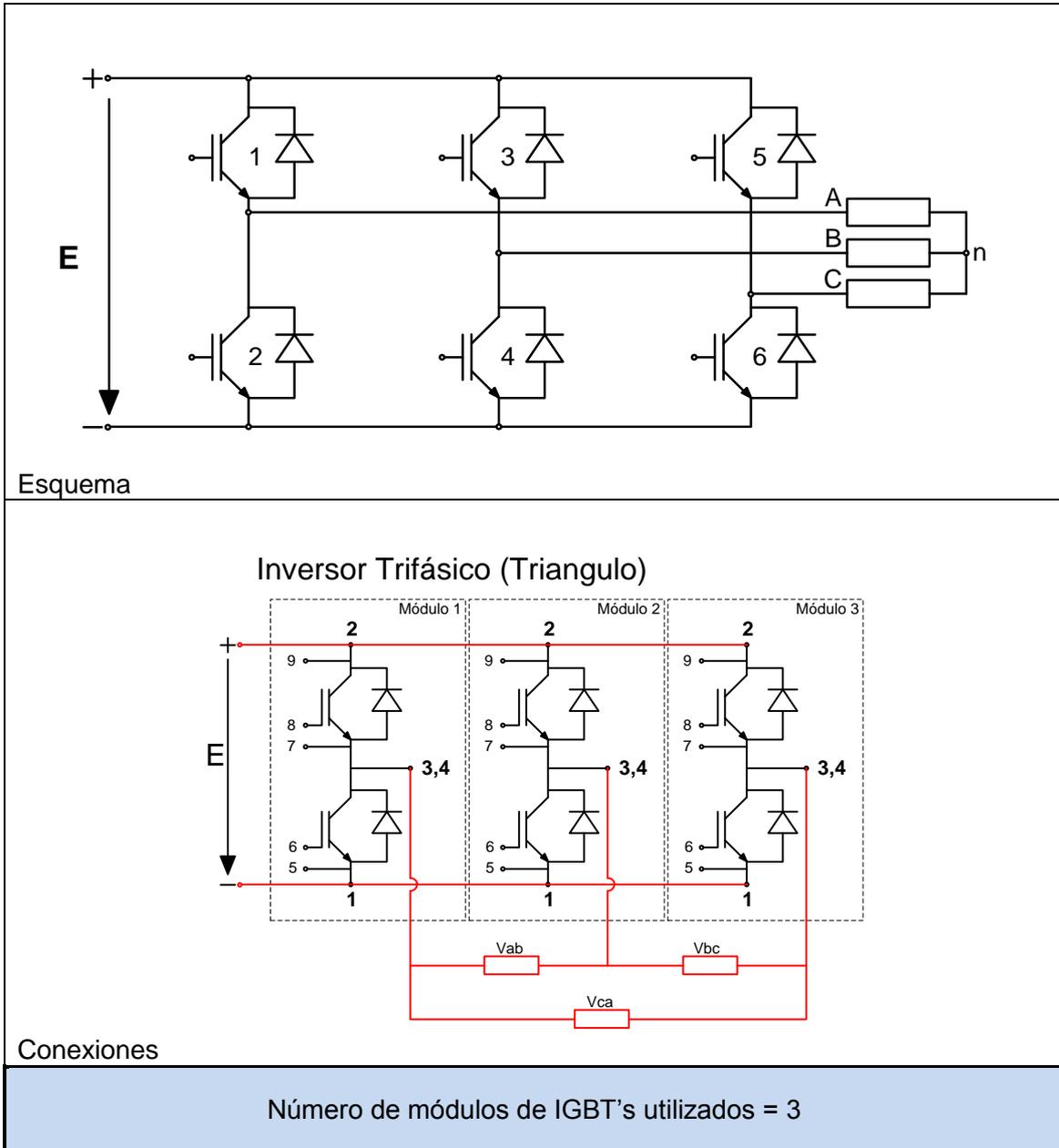


Tabla 3.4.1- Conexiones necesarias para un inversor trifásico conexión triángulo.

Como puede verse en la tabla 3.4.1 las conexiones para implementar el inversor trifásico son relativamente fáciles, hemos diferenciado dos tipos de conexiones para el ondulator trifásico un en triángulo y otra en estrella, como veremos a continuación.

3.5 Ondulador de tensión trifásico conexión estrella (motor de inducción y motor brushless).

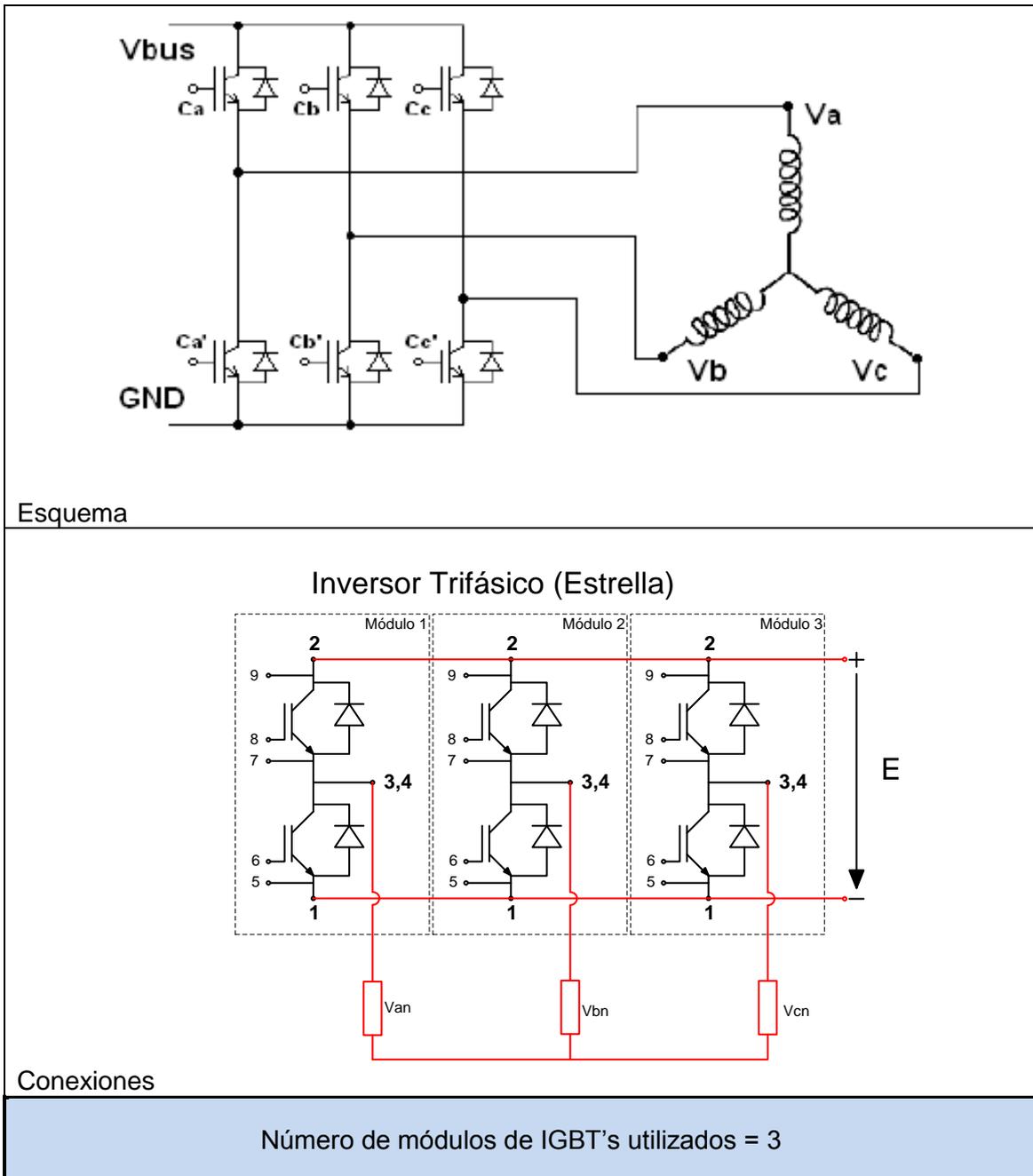


Tabla 3.5.1- Conexiones necesarias para un inversor trifásico conexión estrella.

Utilizaremos el mismo convertidor con el mismo conexionado para controlar motores de inducción en conexión estrella y motores brushless, este tipo de convertidor solo utilizada tres módulos de IGBT's y el conexionado es muy sencillo.

3.6 Convertidor CC/CC o Troceador (motor de corriente continua).

En este cuadro las conexiones están marcadas de color negro a diferencia de las otras tablas.

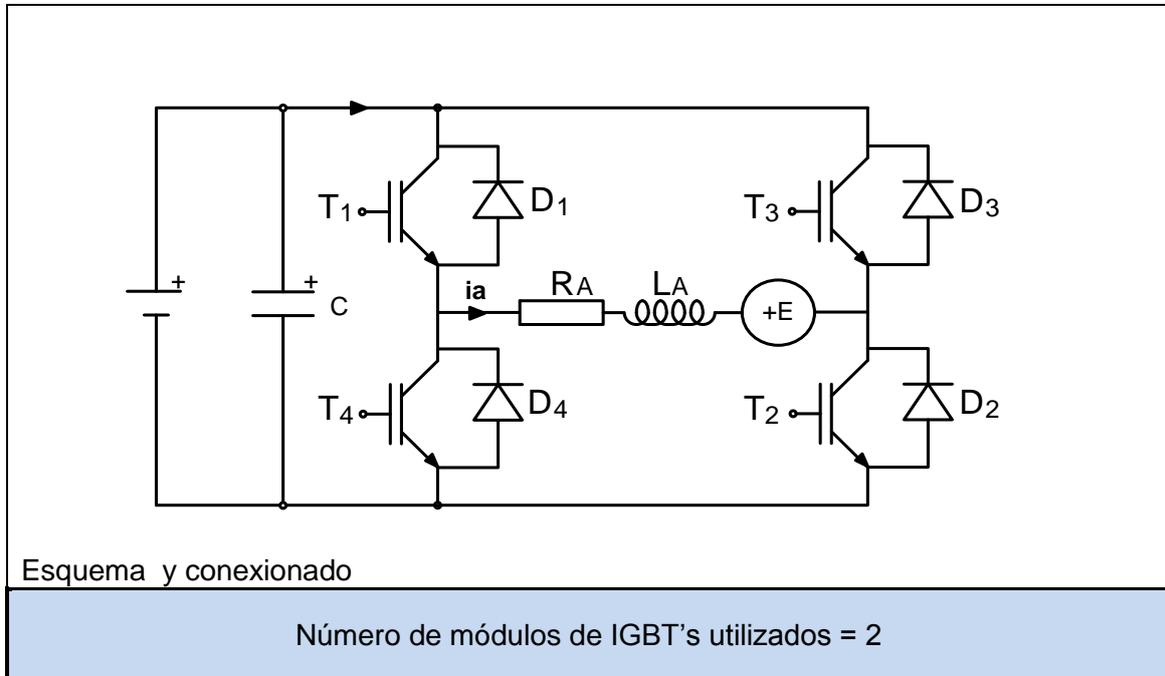


Tabla 3.6.1- Conexiones necesarias para un troceador.

Este convertidor es el que tiene las conexiones más fáciles de todos, en la figura 3.6.1 se observa el esquema y el conexionado de este tipo de convertidor.

3.7 Inversor resonante de medio puente para el calentamiento por inducción doméstico.

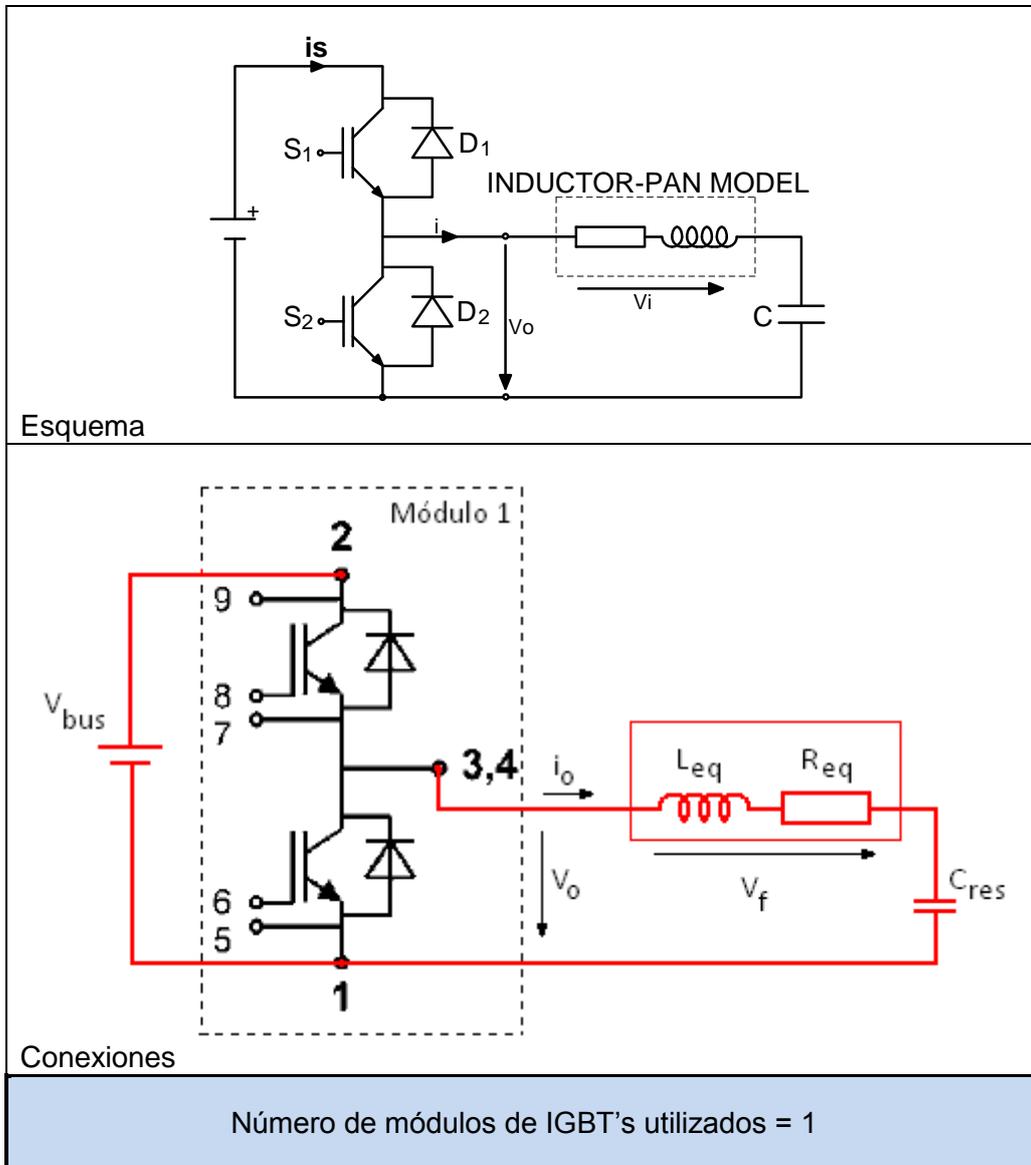


Tabla 3.7.1- Conexiones necesarias para un Inversor resonante de medio puente para el calentamiento por inducción doméstico.

Observando las conexiones para el inversor de resonante de medio puente vemos como solo necesitamos un módulo de IGBT's, no obstante necesitamos una inductancia y un condensador (La resistencia Req simula el utensilio de cocina) para su implementación.

CAPÍTULO 4. DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO A IMPLEMENTAR.

En este apartado se describe el funcionamiento del circuito explicando cada parte que lo compone, señales de entrada, el driver de disparo y el módulo de IGBT's, así como las conexiones entre ellos y las descripciones del papel que desarrollan los elementos del propio circuito. Hay que decir que el conexionado del circuito viene dado por el fabricante del driver de disparo y que los cálculos de las resistencias y condensadores existentes en nuestro circuito fueron realizados por el anterior proyectista a partir de las indicaciones del datasheet.

A continuación se detallan uno por uno los componentes del circuito.

4.1 Señales de entrada.

Las señales de entrada se generaran a partir de un generador de funciones, será una señal TTL de 5 voltios como nos indica el fabricante. Estas señales se conectarán a las entradas del driver de disparo.

4.2 Módulos de IGBT's.

En la figura 4.2.1 podemos observar cual es el esquema interno de un módulo de IGBT's así como su apariencia exterior, donde podemos diferenciar la colocación de los pins de control que se conectarán al driver de disparo (5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 y 12) y los bornes de potencia (1, 2, 3 y 4).

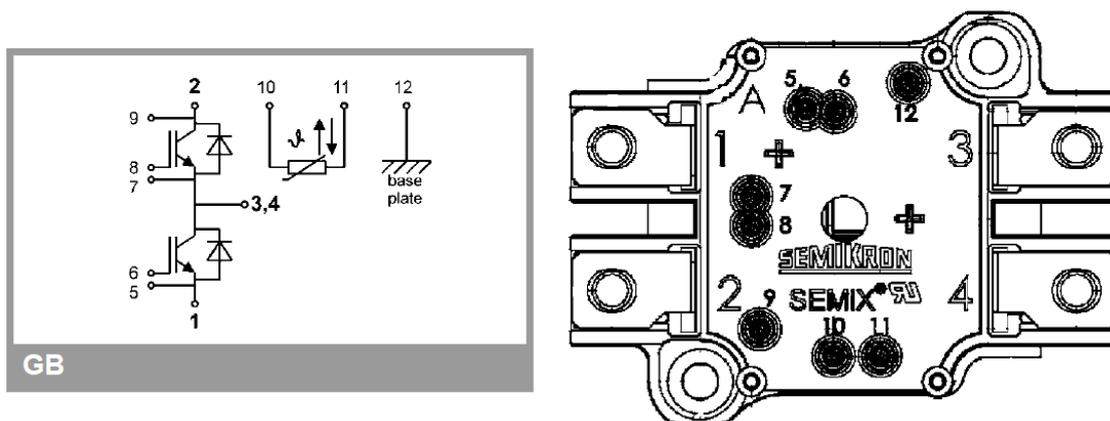


Figura 4.2.1- Esquema y esqueleto de un módulo de IGBT's SEMIX151GB12T4s.

Observando la figura vemos, como hemos indicado ya, los pins con los números 9, 8, 7, 6 y 5 son los números correspondientes a las conexiones con el driver de disparo, donde los números 9, 8 y 7 corresponden al colector, base y emisor respectivamente del IGBT 1 y los números 7, 6 y 5 corresponden al colector, base y emisor respectivamente del IGBT 2. Por otra parte tenemos los números 1 y 2 que corresponden a la tensión de entrada y por otro lado 3 y 4 que corresponden a la salida del módulo. Por último el conector número 12 corresponde a tierra y el 10 y 11 son los terminales de un termistor, es decir, un sensor que basa su funcionamiento en la variación de la resistividad en función de la temperatura.

4.3 Driver de disparo.

El driver de disparo se encarga de disparar los IGBT's a partir de las señales de entrada, comentadas anteriormente, a partir de la señal TTL de 5 V el driver se encarga de enviar las señales de disparo. Los IGBT's se disparan a una tensión de +7 Voltios y dejan de conducir a una tensión inferior a 5 Voltios. En la figura 4.3.1 muestra una imagen de la planta de un driver de disparo, a la izquierda de la imagen se encuentran las entradas y a la derecha las salidas a los IGBT's.

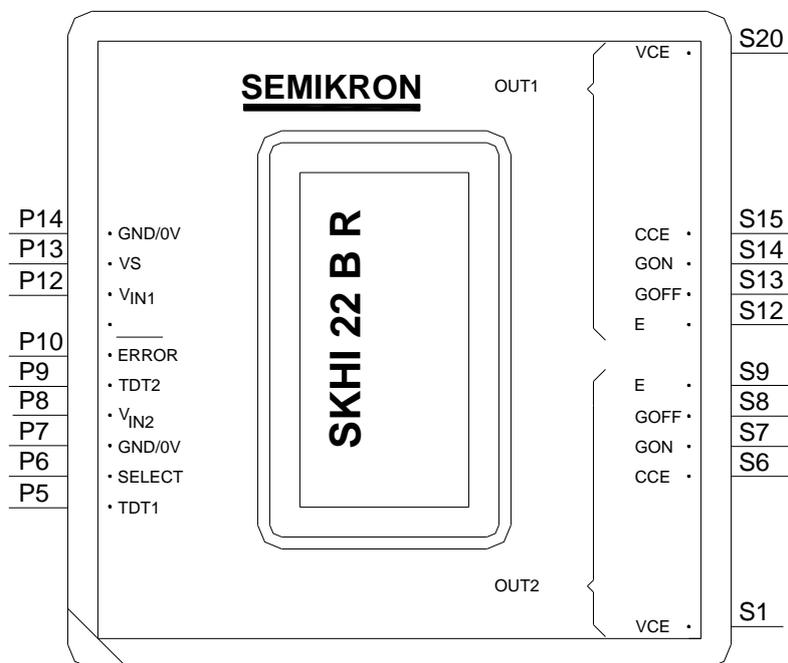


Figura 4.3.1- Planta y numeración de los pins de conexión del driver SKHI 22BR.

En la tabla 4.3.1 y 4.3.2 se describe la función de cada pin.

Nº PIN	Asignación	Explicación
P14	GND/ 0V	Toma de tierra relacionadas con las señales de entrada.
P13	Vs	15 V +/- 4 % Voltaje de suministro.
P12	Vin1	Conmutación de la señal de entrada 1 positiva 5 V lógica.
P11	libre	No cableado.
P10	ERROR	Salida de error.
P9	TDT2	Señal de entrada para el ajuste digital del tiempo de enclavamiento.
P8	Vin2	Conmutación de la señal de entrada 2 positiva 5 V lógica.
P7	GND/ 0V	Toma de tierra relacionada con las señales de entrada.
P6	SELECT	La señal de entrada para neutralizar la función de bloqueo, para ser cambiado por un puente a GND.
P5	TDT1	La señal de entrada para neutralizar la función de bloqueo, para ser cambiado por un puente a GND.

Tabla 4.3.1- Entradas para el driver SKHI 22BR.

Nº PIN	Asignación	Explicación
S20	Vce1	Salida del colector IGBT 1.
S15	Cce1	Voltaje de referencia ajustado por Rce y Cce.
S14	Gon1	Puerta 1 salida Ron.
S13	Goff1	Puerta 1 salida Roff.
S12	E1	Salida del emisor IGBT 1.
S1	Vce2	Salida del colector IGBT 2.
S6	Cce2	Voltaje de referencia ajustado por Rce y Cce.

S7	Gon2	Puerta 2 salida Ron.
S8	Goff2	Puerta 2 salida Roff.
S9	E2	Salida del emisor IGBT 2.

Tabla 4.3.2- Salidas para el driver SKHI 22BR.

Los pins P6, P5 y P9 corresponden al “interlock time”, este parámetro es el tiempo que le da el driver de disparo a los IGBT's para conmutar entre ellos, es decir, si están conmutando primero el de arriba y luego el de abajo, el IGBT de abajo no se activara hasta que pase dicho tiempo. No obstante el driver nos asegura que mientras este conduciendo uno de los IGBT's, el otro IGBT no podrá conducir.

Por otra parte el fabricante aconseja que para garantizar un bloqueo del IGBT, incluso cuando la tensión de alimentación del controlador está apagada, se coloque una resistencia de 22 KΩ entre la salida Goff y la salida para el emisor (E).

En la tabla 4.3.3 encontramos las pautas que marca el datasheet para realizar el cálculo de los elementos del circuito, los cuales repetimos los hizo el anterior proyectista.

Component	Function	Recommended Value
R_{CE}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring $V_{CEstat}(V) = \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} - 1,4 \quad (1)$ with $R_{VCE} = 1k\Omega$ (1700V IGBT): $V_{CEstat}(V) = \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} - 1,8 \quad (1.1)$	$10k\Omega < R_{CE} < 100k\Omega$ 18kΩ for SKM XX 123 (1200V) 36kΩ for SKM XX 173 (1700V)
C_{CE}	Inhibit time for V_{CE} - monitoring $t_{min} = \tau_{CE} \cdot \ln \left[\frac{15 - V_{CEstat}(V)}{10 - V_{CEstat}(V)} \right] \quad (2)$ $\tau_{CE}(\mu s) = C_{CE}(nF) \cdot \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} \quad (3)$	$C_{CE} < 2,7nF$ 0,33nF for SKM XX 123 (1200V) 0,47nF for SKM XX 173 (1700V) $0,5\mu s < t_{min} < 10\mu s$
R_{VCE}	Collector series resistance for 1700V IGBT-operation	1kΩ / 0,4W
R_{ERROR}	Pull-up resistance at error output $\frac{U_{Pull-U_P}}{R_{ERROR}} < 15mA$	$1k\Omega < R_{ERROR} < 10k\Omega$
R_{GON}	Turn-on speed of the IGBT ⁴⁾	$R_{GON} > 3\Omega$
R_{GOFF}	Turn-off speed of the IGBT ⁵⁾	$R_{GOFF} > 3\Omega$

Tabla 4.3.3- Fórmulas para el cálculo de los elementos externos.

4.5 Descripción del funcionamiento del circuito.

4.5.1 Función de la resistencia Rce y condensador Cce.

El conjunto de la resistencia Rce y el condensador Cce se comporta como una especie de fuente de tensión autónoma que nos permite tener el pin 7, del IGBT de arriba, y el pin 5, del IGBT de abajo, en el mismo potencial sin crear un cortocircuito en el sistema, es la manera de tener dos tierras aisladas. De esta manera podremos enviar las mismas señales de disparos a los dos IGBT's, ya que las señales de disparos las aplica el driver entre los pines 8 y 7 para el IGBT de arriba y entre los pines 6 y 5 para el IGBT de abajo. Recordamos que los IGBT's conducen a una tensión de +7 Voltios y dejan de conducir a una tensión inferior a 5 Voltios, estos voltajes han sido comprobados mediante un osciloscopio.

El valor óhmico de la resistencia es de 18 K Ω y la capacidad del condensador es de 0,33 nF, son los valores que recomienda el fabricante para los módulos de IGBT's que nosotros disponemos.

Es preciso comentar que el anterior proyectista instaló un valor de resistencia de 10 K Ω y una capacidad del condensador de 680 nF, estos valores no eran los idóneos para el buen funcionamiento del sistema como demostramos en el apartado 6.2.3.1.

Este cambio de valores en la resistencia y el condensador modifica los cálculos hechos por el anterior proyectista la cual cosa nos obliga a recalcular una serie de parámetros.

4.5.1.1 Cálculo de Cce.

Para el cálculo de C_{CE} necesitamos establecer el tiempo mínimo de monitorización de V_{CE} , es decir, este condensador tiene como propósito el de aguantar la tensión V_{CE} para su monitorización en nuestro caso se ha establecido este valor en el recomendado en el datasheet para un módulo de 1200 V.

Con $t_{\min} = 1,80 \mu\text{s}$ calculamos τ_{CE} con la formula (2) de la figura 4.3.3:

$$\tau_{CE} = \frac{t_{\min}}{\ln\left(\frac{15 - V_{CE(\text{Sat})}}{10 - V_{CE(\text{Sat})}}\right)}$$

$$\tau_{CE} = \frac{1,80}{\ln\left(\frac{15 - 2,3}{10 - 2,3}\right)} = \frac{1,80}{0,5004} = 3,597 \mu\text{s}$$

Aclarar que V_{ce} sat ya nos viene determinado por el proyecto anterior que fue calculado gráficamente.

Despejamos C_{CE} de la ecuación (3) y sustituimos el valor de τ_{CE} y nos quedara:

$$C_{CE}(\text{nF}) = \frac{\tau_{CE}}{\frac{10 \cdot R_{CE}(\text{k}\Omega)}{10 + R_{CE}(\text{k}\Omega)}} = \frac{3,597}{\frac{10 \cdot 18}{10 + 18}} = 0,559 \text{ nF}$$

Como el valor de la operación no es un valor estándar se ha decidido colocar un condensador de 0,33 nF, en este caso tendremos que el tiempo mínimo de monitorización de V_{CE} nos cambiará, para ello volvemos a calcular dicho tiempo con el valor de 0.33 nF para el condensador.

$$t_{\min} = 0,33 \cdot \left(\frac{10 \cdot 18}{10 + 18}\right) \cdot \ln\left(\frac{15 - 2,5}{10 - 2,5}\right) = 1,08 \mu\text{s}$$

El valor t_{\min} es el tiempo que tarda en conducir un IGBT en cuanto el sistema recibe la señal de disparo y a su vez es el tiempo que existe desde que se apaga la señal de disparo hasta que el IGBT deja de conducir. A parte del valor t_{\min} , es preciso comentar que existe un tiempo mínimo de respuesta en la conmutación entre IGBT's. La conmutación aporta un tiempo de tardanza entre que un IGBT deja de conducir y conduce el otro IGBT del mismo módulo, el driver de disparo no permite que los dos IGBT's de un mismo módulo conduzcan a la vez, esto provocaría un cortocircuito.

4.5.2 Funcionamiento de los indicadores de la señal de entrada.

Estos indicadores tienen la función de darnos la información luminosa del estado de las entradas del driver. Tienen un funcionamiento sencillo. Como se observa en la figura 4.5.2.1 los indicadores están controlados por un transistor NPN. Este transistor tiene conectada en la base una resistencia de 10 K Ω que regula la intensidad de la puerta del transistor, que polarizará el transistor cada vez que reciba señal del generador de funciones. El colector está continuamente alimentado a la tensión de la fuente de alimentación. El emisor está conectado a tierra. Cada vez que el generador de pulsos envía las señales de entrada, que el driver utilizará para generar las señales

de disparo de los IGBT's, se polariza el transistor, por lo tanto, circula corriente por el circuito que activa el diodo led.

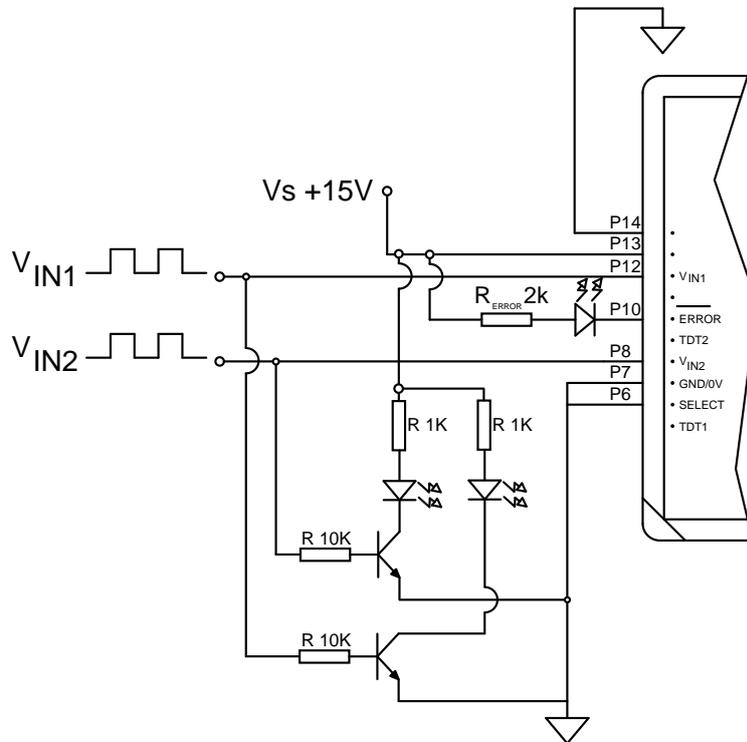


Figura 4.5.2.1- Esquema de conexiones de las entradas del driver.

Para comprobar el buen funcionamiento de los indicadores de las señales de entrada construimos un prototipo en una placa de pruebas, figura 4.5.2.2, de esta manera garantizamos este el funcionamiento del sistema antes de llevar a cabo las impresiones de la placa.

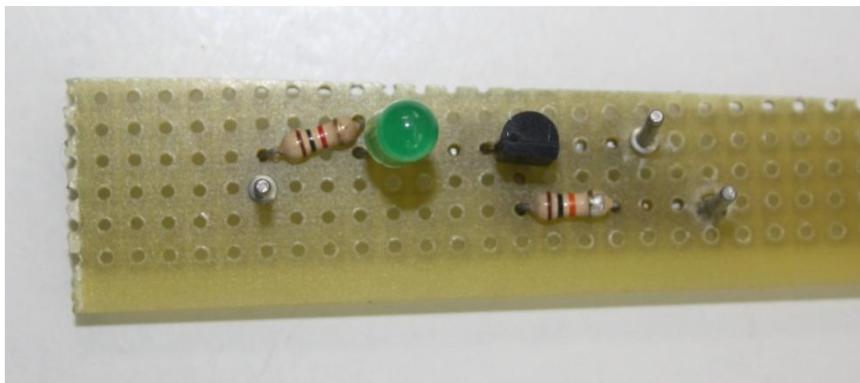


Figura 4.5.2.2- Prototipo de prueba de los indicadores de señal de entrada.

4.5.3 Funcionamiento del sistema de Error.

A continuación nos encontramos con la resistencia para el error, bien lo primero que tenemos que saber es que el pin "ERROR" del driver va conectado mediante esta resistencia a la tensión de alimentación del driver. Por otra parte se ha colocado un diodo led que avise de cuando se produce una falta. La señal de error salta cuanto se provoca un cortocircuito, es decir, el IGBT de arriba y el de abajo están cerrados, también considera como falta una disminución de la tensión de alimentación del driver, que es de 15 V, a partir de 13,85 V el sistema marca error. Según el fabricante debemos limitar la corriente del error a 15 mA, esto se consigue con una resistencia de 2 K Ω .

El error se encuentra en el pin 10 de las entradas del driver, si el sistema funciona correctamente hemos comprobado que en el pin 10 hay una tensión de 13,4 V. Cuando el sistema detecta una falta de tensión o se produce un cortocircuito el voltaje del pin 10 pasa a ser 0 V, para determinar estas tensiones hemos cogido la tierra del sistema como tensión de referencia, en la figura 4.5.3.1 observamos el esquema del error del sistema.

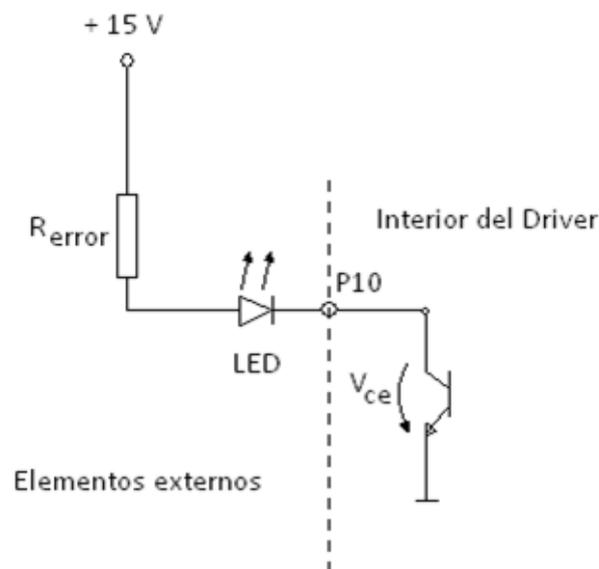


Figura 4.5.3.1- Esquema de conexiones del pin de "ERROR" del driver.

4.5.4 Función de las resistencias R_{GON} y R_{GOFF} .

La función de estas resistencias nos afectan directamente sobre la frecuencia de conmutación, es decir, a mayor valor de resistencia más tardaran en abrirse y cerrarse los IGBT's.

Estas resistencias nos afectan directamente sobre la frecuencia de conmutación, es decir, a mayor valor de resistencia más tardaran en abrirse y cerrarse los IGBT's.

Se ha estimado poner estos valores de R_{GON} y R_{GOFF} a 6Ω . El valor típico que da el fabricante es de 10Ω , no obstante al poner estas resistencias a un valor más bajo nos ofrecerá un mayor frecuencia de conmutación.

En nuestro caso hemos establecido los valores de R_{GON} y R_{GOFF} a 6Ω . Si nos fijamos en la figura 4.5.4.1 vemos que para 6Ω tenemos una carga de salida por impulso de puerta de $2,5 \mu C$.

El fabricante nos ofrece una fórmula, que viene a ser una linealización de la curva de la figura 5.1.2, para calcular la frecuencia máxima a la que podrán conmutar los IGBT's en función de las resistencias de las puertas.

$$F_{MAX}(kHz) = \frac{4 \cdot 10^4}{Q_{GE}(nC)} = \frac{4 \cdot 10^4}{2500} = 16 \text{ kHz}$$

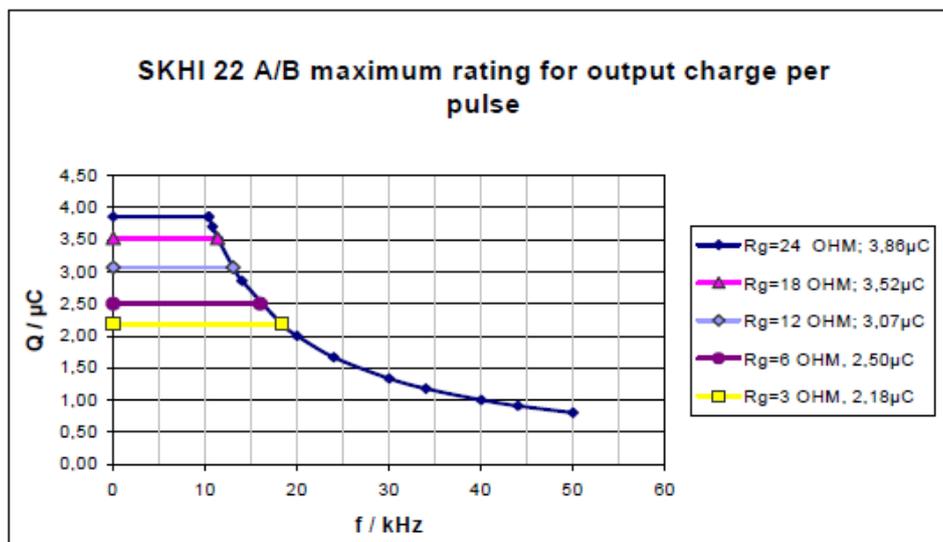


Figura 4.5.4.1- Máximos rangos para la salida de carga por pulso.

A continuación, en la tabla 4.5.4.1 muestra resumen con todos los valores de los elementos utilizados finalmente para el montaje del driver con el módulo de IGBT's.

Elementos	Valor teórico	Valor utilizado
Rce (K Ω)	5,87	18
Cce (pF)	719	33
R error (K Ω)	2,26	2
R gon (Ω)	3	6
R goff (Ω)	3	6

Tabla 4.5.4.1- Tabla resumen de los valores de elementos utilizados para el montaje driver y el módulo de IGBT's.

CAPÍTULO 5. DISEÑO DEL SISTEMA.

En este capítulo mostramos los diseños realizados para poder construir un convertidor robusto con garantías que tenga el funcionamiento deseado para poder controlar todas las aplicaciones indicadas en el capítulo 1.

5.1 Diseño del circuito integrado de control.

En este apartado se explica los pasos que hemos seguido para crear el esquema de conexiones de la figura 4.4.1 en un circuito integrado mediante un programa informático especializado en la creación de este tipo de circuitos llamado **Altium designer**. Para saber más detalladamente el funcionamiento y algoritmos de este programa hemos realizado un tutorial. Este tutorial se puede ver en el anexo I.

5.1.1 Primer prototipo de pruebas.

Inicialmente se ha implementado el circuito con sistemas clásicos. El diseño del circuito se ha probado en una placa de prototipos o protoboard, también conocida como placa de topos, figura 5.1.1.1. Este prototipo ha servido comprobar el perfecto funcionamiento del diseño. Este tipo de placa es muy útil en los inicios debido a que es muy fácil soldar los elementos, además es muy fácil de manipular puedes cambiar la configuración del esquema a tu gusto y no tienes problemas de espacio.

Gracias a esta fácil manipulación, es relativamente sencillo encontrar posibles fallos de montaje de soldadura o cualquier error en el diseño porque puedes seguir paso a paso el circuito y puedes hacer pruebas de una forma rápida.

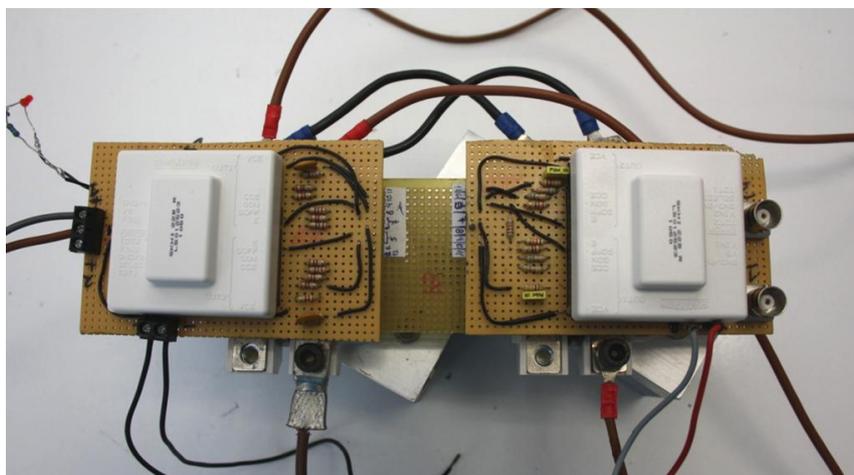


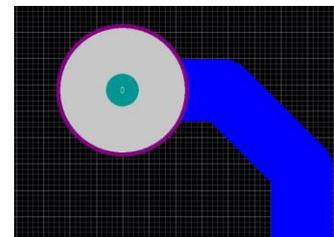
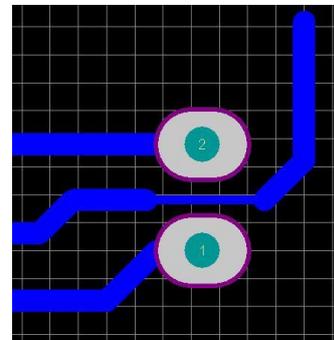
Figura 5.1.1.1- Prototipo del diseño en una placa de topos.

Una vez probado el correcto funcionamiento del sistema con este tipo de placas el siguiente paso es hacer una placa más sofisticada con el programa en cuestión. Se pretende con la realización de esta placa reducir considerablemente su tamaño y aumentar la seguridad del sistema.

Previamente a la realización del circuito impreso mediante este programa informático, hemos tenido en cuenta una serie de aspectos y hemos seguido las instrucciones detalladas seguidamente. De esta manera el resultado conseguido ha sido óptimo y la calidad del circuito ha sido muy alta.

Instrucciones para la realización de un circuito impreso mediante *Altium Designer* :

- Incluir al diseño una línea delimitando los límites de la placa.
- La distancia mínima aconsejable entre dos pistas, entre dos pads o el plano de masa es de 0,5 mm.
- Hacer las pistas lo más gruesas posibles, la anchura mínima aconsejable es de 1mm, en nuestro caso las anchura de las pistas es de 1,8 mm.
- Las vías y pads, representadas en las imágenes, tendrían que tener una medida mínima de 2mm x 2mm.
- Los agujeros de las vías y pads tienen que ser visibles y tener un diámetro de 0,8 – 1 mm como mínimo.
- No realizar pistas con cambios de dirección de 90°, la manera más correcta de realizarlos es como muestra en la segunda imagen.



5.1.2 Segundo prototipo de pruebas.

Después de seguir todas las instrucciones realizamos el primer diseño de la placa mediante el *Altium Designer* en una PCB "Printed Circuit Board, figura 5.1.2.1.

La placa tiene aproximadamente las mismas dimensiones que el driver de disparo 5 cm x 5 cm, de esta manera reducimos considerablemente el espacio utilizado. Esto conlleva dificultades a la hora de diseñar porque el espacio existente es muy reducido.

5.1.2.1 Impresión del primer diseño mediante sistema foto químico.

Una vez acabado el primer diseño se realizó la impresión de este en una placa con el sistema clásico foto químico, figura 5.1.2.1.1, que consiste en dibujar el diseño en una placa de cobre. Un producto químico ataca al cobre, dejando las partes inactivas sin cobre. La impresión de este circuito la realiza el departamento de STL (servicios técnicos de laboratorio) de la UPC de Vilanova i La Geltrú.

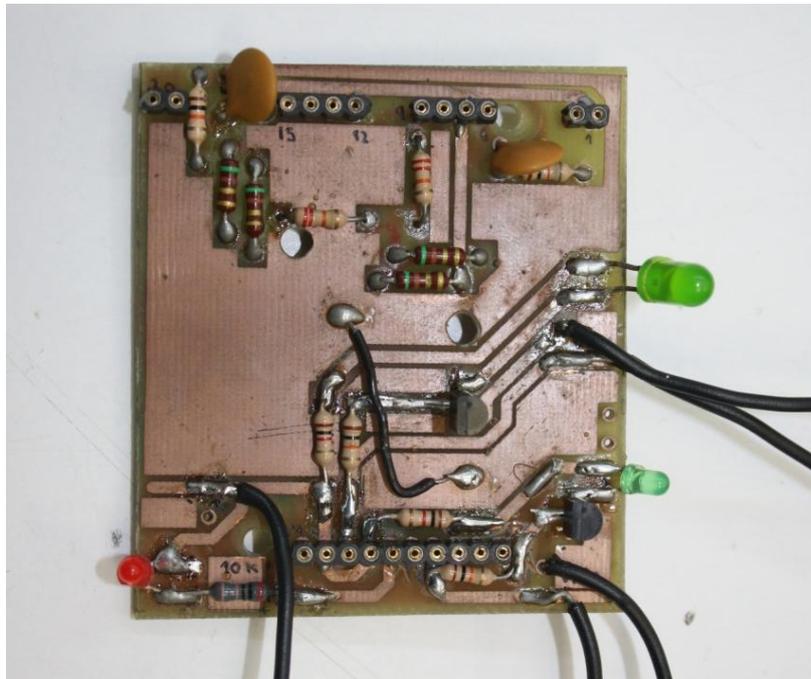


Figura 5.1.2.1.1- Placa impresa mediante sistema clásico foto químico.

Con la puesta en marcha de este prototipo de placa aparecieron muchos problemas. Esta placa introducía mucho ruido al sistema debido a que no tuvimos en cuenta la correcta adaptación del plano de masa, quedando muchos planos de masa flotando, es decir, no conectados entre sí, y además no se conectó la masa a tierra, figura 5.1.2.1.2.

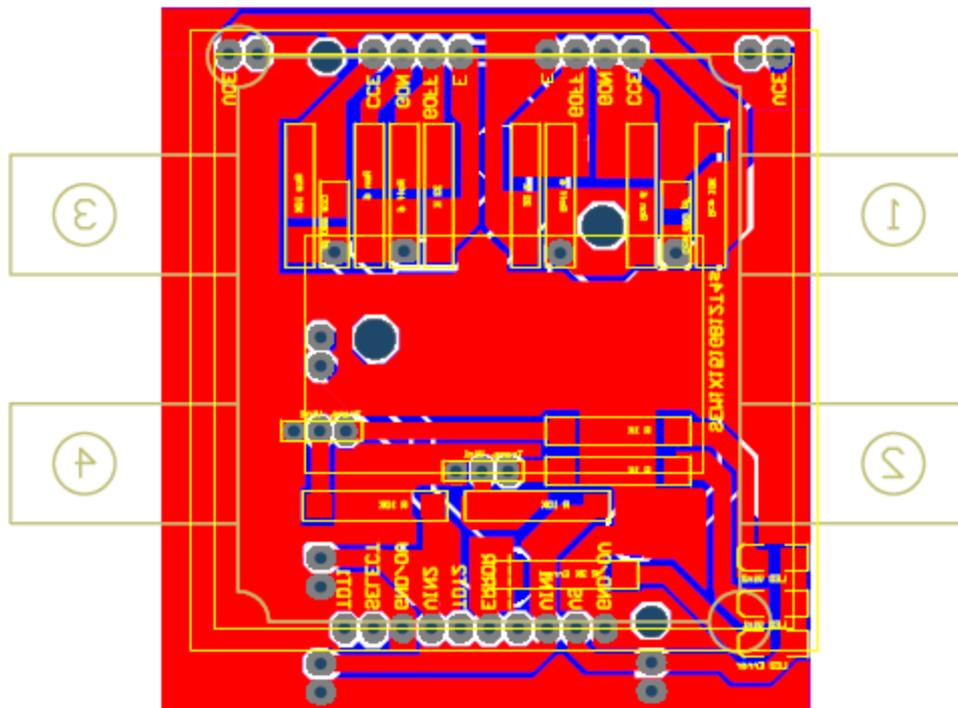


Figura 5.1.3.1- Segundo diseño del circuito mediante Altium Designer.

Este diseño es más completo y riguroso, como se observa en la figura anterior las pistas son más cortas que en el diseño anterior. No presenta pistas con curvas muy pronunciadas ni espirales, y el plano de masa es único.

5.1.3.1 Impresión del segundo diseño mediante sistema de prototipos LPKF.

El segundo circuito se ha imprimido mediante un sistema de prototipos más moderno con un proceso mecánico que utiliza una fresadora de control numérico LPKF. Este tipo de impresión la hemos realizado nosotros mismos en un laboratorio de la UPC. La figura 5.1.3.1.1 muestra la máquina utilizada para esta impresión. En el anexo II explica el funcionamiento más detallado de este tipo de impresión.

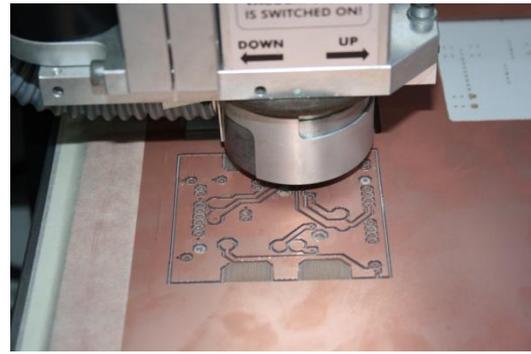
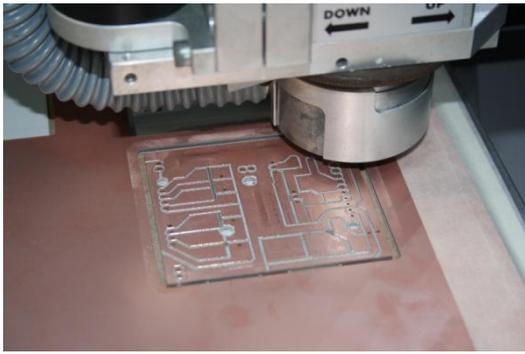


Figura 5.1.3.1.1- Impresión del circuito mediante LPKF.

Una vez impreso el circuito soldamos todos los componentes necesarios en él. La figura 5.1.3.1.2 muestra el resultado final de este segundo diseño realizado con el programa y impreso con la fresadora.

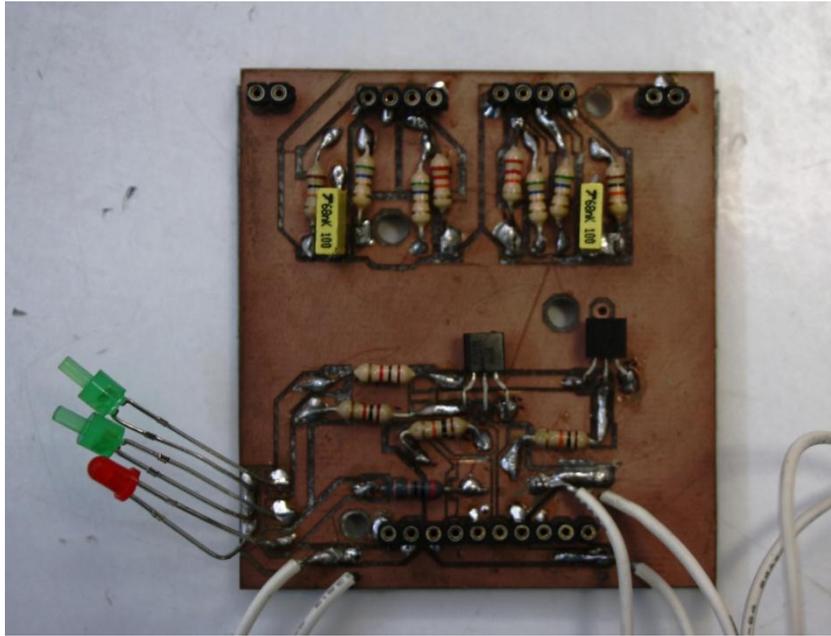


Figura 5.1.3.1.2- Primera placa impresa mediante LPKF.

Esta placa está diseñada a conciencia y presenta una respuesta muy correcta, por lo que podemos decir que se acerca mucho a la placa definitiva.

Como hemos dejado ver esta no es la placa definitiva debido a que la fresadora solo se encargaba de realizar las pistas y dejaba áreas de cobre entre ellas. Esto suponía un problema añadido a la hora de soldar los componentes y aumentaba considerablemente las opciones de sufrir un cortocircuito. Los problemas cada vez son más fáciles de solucionar y más concretos, esto facilita la manera de trabajar y de solucionar los inconvenientes,

5.1.4 Cuarto prototipo de pruebas.

El cuarto prototipo de pruebas es el definitivo. Dados esos problemas que había con el tercer prototipo, nos vimos obligados a realizar el último diseño que proporciona más prestaciones al sistema. El problema de las áreas de cobre se solucionó con una instrucción más a la fresadora, indicando que sustraiga las áreas de cobre flotante.

A parte de corregir los problemas que existían con el anterior diseño decidimos mejorar la placa comprando unos conectores de dos vías que aportaban seguridad, ya que separaban mejor las tensiones de entrada de la masa. También se modificaron aspectos de diseño aportar mayor estética al circuito, véase en la figura 5.1.4.1.

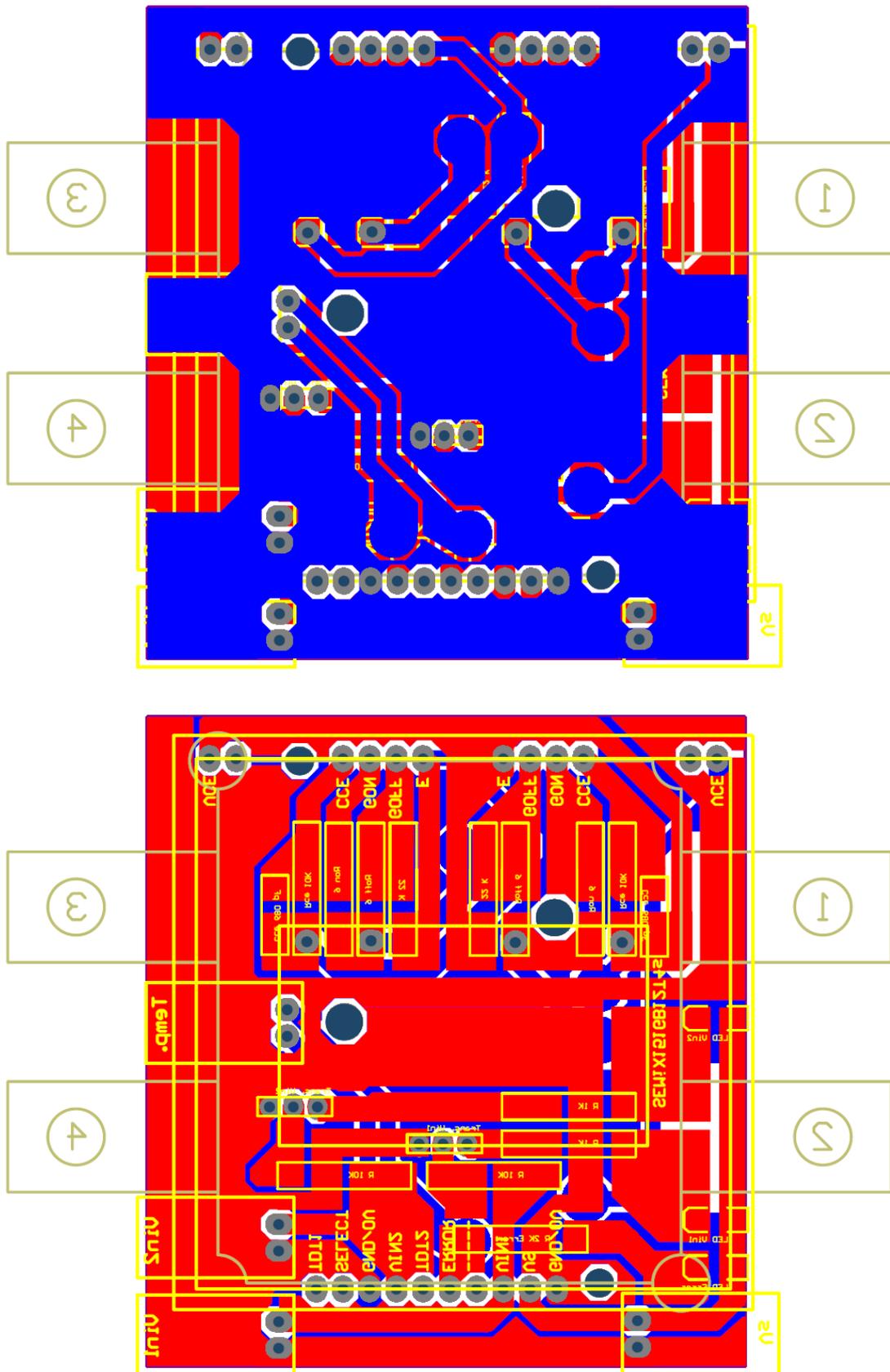


Figura 5.1.4.1- Tercer diseño del circuito mediante Altium Designer.

La primera imagen es la parte inferior de la placa (bottom layer) y la segunda imagen de la figura 5.1.4.1 es la parte superior de la placa (top layer).

La figura 5.1.4.2 muestra el resultado final de la placa, como podemos observar los diodos leds se han sustituidos por unos de SMD que tienen un tamaño más reducido, estos leds son especiales para este tipo de montaje. La impresión de esta placa se ha realizado mediante la fresadora LPKF.

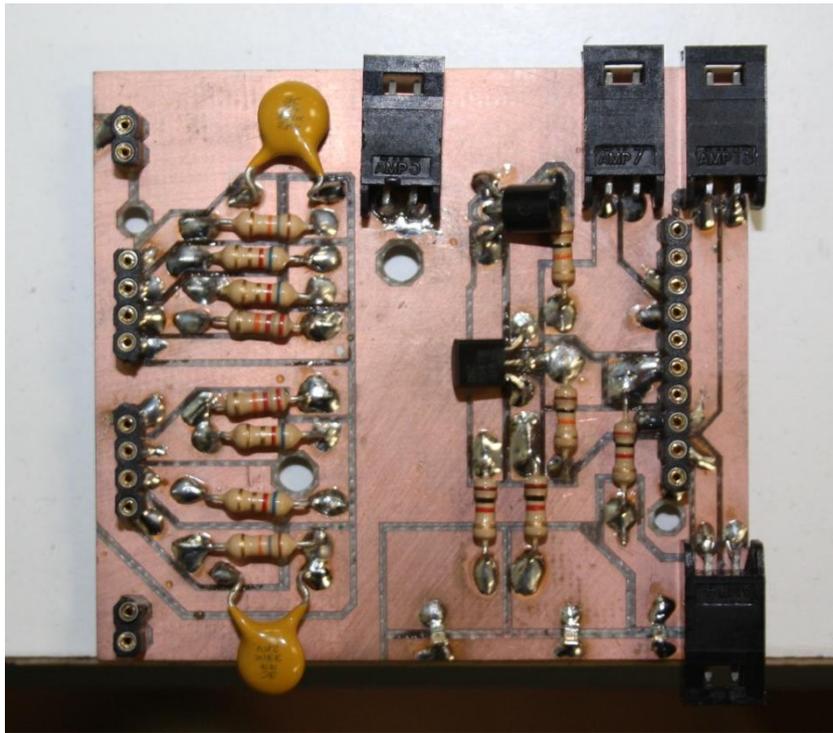


Figura 5.1.4.2- Placa definitiva impresa mediante LPKF.

Con esta configuración de placas obtenemos el mejor funcionamiento del circuito.

5.2 Diseño del circuito impreso de medida.

Para medir la corriente de la carga se colocarán 4 LEM's en el propio convertidor a la salida de cada modulo de IGBT's, es decir uno por fase, cada uno con diferentes fondos de escala con la finalidad de medir con más precisión dependiendo de la carga a conectar.

5.2.1 Transductor de corriente la100-p/sp13.

Se han comprado unos LEM's capaces de medir la corriente hasta los 100 A. Este tipo de transductores de corriente funcionan por compensación de efecto hall, son de bucle cerrado y consiguen medir corrientes continuas, alternas, de impulso y mezcladas.

5.2.1.1 Sensores de efecto hall.

Los sensores de efecto Hall, basados en un fenómeno clásico del electromagnetismo descubierto por Edwin Herbert Hall en 1879, son actualmente empleados en una gran variedad de aplicaciones prácticas, incluyendo lectores de tarjetas magnéticas, detectores de proximidad, sensores de velocidad, medidores de potencia eléctrica, brújulas electrónicas, sistemas de ignición y muchos más.

Con la variación de la corriente podemos producir la variación del campo magnético que es quien influye sobre el sensor de efecto hall.

El circuito de acondicionamiento del sensor está formado por una fuente de corriente para la polarización del sensor que está en el rango de los 10mA DC, tiene un amplificador para darle ganancia a la magnitud de la señal, también tiene un filtro pasa bajo, con este acondicionamiento se pretende fijar la señal entre unos rangos que le permitan ser una señal adquirible para los niveles lógicos de un ordenador.

Existen dos tipos principales de sensores de Efecto Hall, anillo abierto (open-loop) y anillo cerrado (closed-loop). El segundo ofrece mejor precisión y rangos dinámicos más amplios pero a un coste mayor, y la mayoría de los sensores de Efecto Hall que se encuentran en medidores de energía usan el diseño anillo abierto para lograr costes más bajos. El sensor de Efecto Hall tiene una excelente respuesta a la frecuencia y está capacitado para medir corrientes muy altas. Sin embargo, las desventajas incluyen un resultado con alta deriva por temperatura y la necesidad de circuitos externos de control.

En la medida en anillo abierto, figura 5.2.1.1.1, la corriente a medir I , circula por el conductor que atraviesa el interior del núcleo magnético, produciendo un campo magnético proporcional a la magnitud de la corriente. El núcleo concentra el campo magnético en el sensor Hall, el cual genera una tensión proporcional a dicho campo y, por tanto, a la corriente a medir. La tensión Hall de salida es de muy pequeño valor (μV) por lo que se requiere una etapa de amplificación. La finalidad del sensor está

determinada por las características del núcleo magnético y del generador Hall. Las principales ventajas de esta técnica son un bajo consumo, pequeño tamaño y poco peso, por lo que se emplea circuitos alimentados desde baterías.

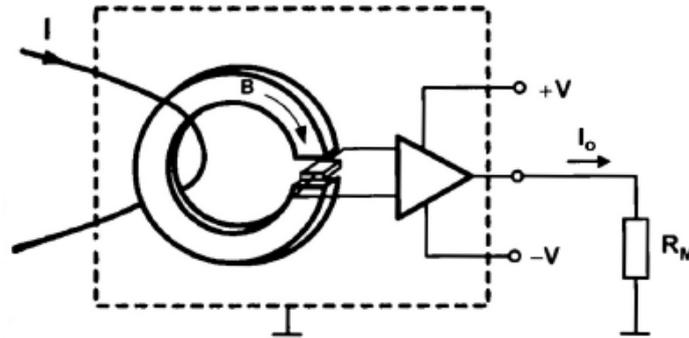


Figura 5.2.1.1.1- Medida de corriente en bucle abierto mediante un dispositivo Hall.

En la medida en anillo cerrado, figura 5.2.1.1.2, la tensión de salida del sensor Hall es previamente amplificada y después excitada una etapa en push-pull cuya corriente de salida circula por una bobina secundaria arrollada en el núcleo magnético. El campo magnético creado en la bobina secundaria cancela el flujo del primario, manteniendo un nivel de flujo en el núcleo próximo a cero. Se cumple que:

$$I_p \cdot N_p = I_s \cdot N_s$$

Generalmente, $N_p = 1$, con lo que la corriente en el secundario queda dividida por N_s . Por ejemplo, un sensor con $N_s = 1000$ (Relación 1:1000) proporciona una salida de 1mA/A. El valor de la corriente I_s se puede obtener midiendo la caída de tensión en una resistencia R_M . Los fabricantes suelen especificar un valor mínimo de R_M que garantice la adecuada disipación de potencia del circuito y un valor máximo de R_M que evite su saturación.

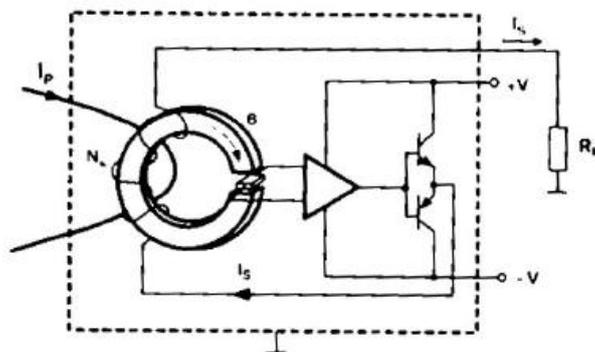


Figura 5.2.1.1.2- Medida de corriente en anillo cerrado mediante un dispositivo Hall.

La medida en anillo cerrado tiene significativas mejoras respecto al circuito en anillo abierto, al trabajar con un flujo magnético aproximadamente nulo permite eliminar la influencia de las no linealidades del núcleo magnético y reducir los efectos de la sensibilidad a la temperatura en el elemento Hall.

La figura 5.2.1.1.3 y 5.2.1.1.4 muestran las especificaciones de los LEM's así como las dimensiones y las conexiones necesarias para su funcionamiento.

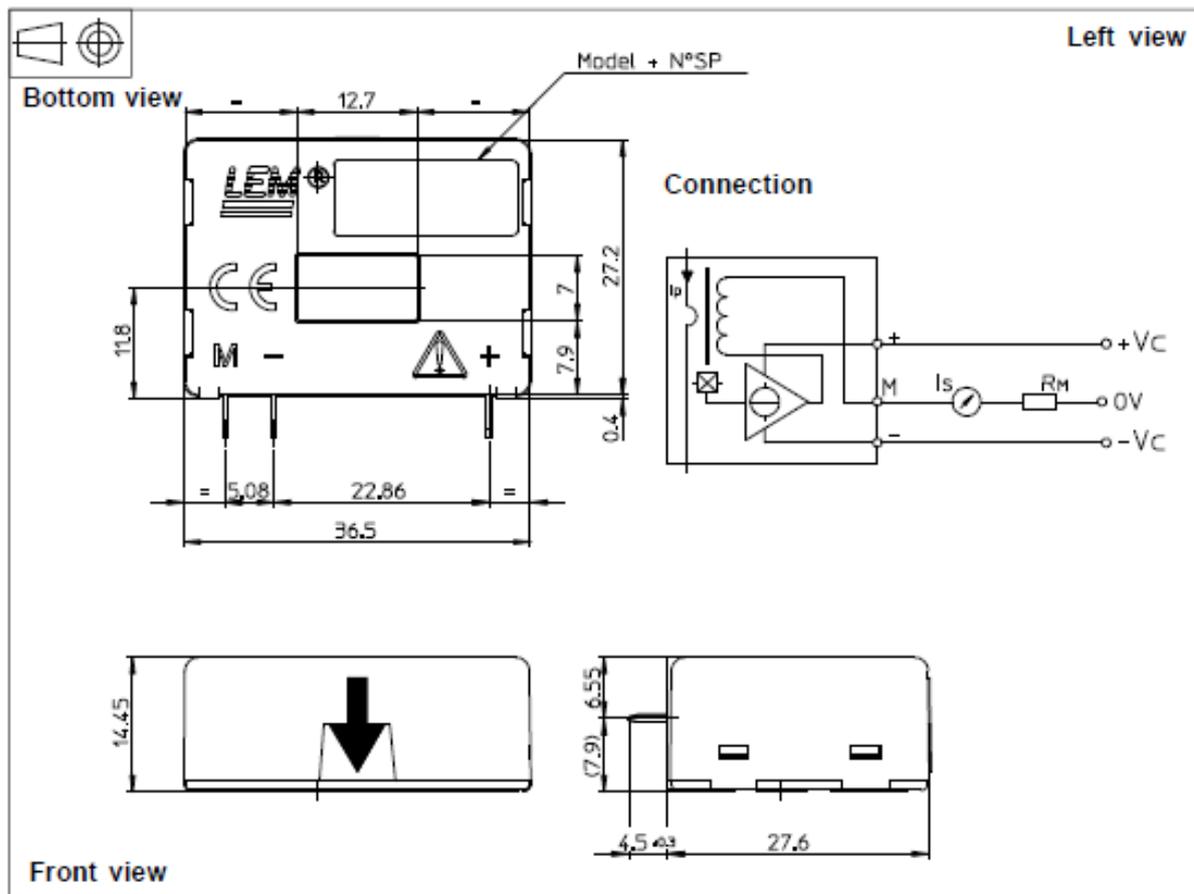


Figura 5.2.1.1.3- Dimensiones y conexiones del transductor LA100-P/SP13.

Electrical data					
I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current		100	A	
I_P	Primary current, measuring range		0 .. ± 160	A	
R_M	Measuring resistance		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	
		with ± 12 V	@ ± 100 A _{max}	10	65 Ω
			@ ± 160 A _{max}	10	30 Ω
		with ± 15 V	@ ± 100 A _{max}	40	95 Ω
			@ ± 160 A _{max}	40	50 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current		100	mA	
K_N	Conversion ratio		1 : 1000		
V_C	Supply voltage (± 5 %)		± 12 .. 15	V	
I_C	Current consumption		10(@ ± 15 V)+ I_S	mA	

Accuracy - Dynamic performance data				
X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.45	%
		@ ± 12 .. 15 V (± 5 %)	± 0.70	%
ϵ_L	Linearity error		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ	Max
				± 0.2 mA
				± 0.3 mA
I_{OM}	Residual current ¹⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.1	± 0.5 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	- 25°C .. + 70°C		
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}		< 500	ns
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of I_{PN}		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data			
T_A	Ambient operating temperature	- 25 .. + 70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 85	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	25	Ω
m	Mass	18	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Figura 5.2.1.1.4- Especificaciones del transductor LA100-P/SP13.

5.2.1.2 Cálculos y esquema de conexiones para el LEM la100-p/sp13.

Para el cálculo de la resistencias de medida del transductor de corriente se ha tenido en cuenta que se ha colocado un switch para establecer tres fondos de escala diferentes: 100 A, 50 A y 25 A, tal cual como se ha indicado al principio del capítulo. La decisión de establecer estos tres fondos de escala y no otros se tomo a partir de la prueba de linealidad a partir de los 100 A para el LEM de corriente. Esta prueba se muestra en el apartado de pruebas de linealidad de los LEM's apartado 5.2.2. El

objetivo de establecer tres fondos de escala es el de obtener mayor resolución en el caso de estar trabajando en un rango de intensidades por debajo de la intensidad nominal.

La elección de las resistencias de medida R_M vendrán definidos por los valores de tensión de trabajo, que en este caso se establecen entorno a los 10 V.

Según las especificaciones del fabricante la intensidad máxima del secundario es de 100 mA. A partir de la intensidad máxima de secundario se ha efectuado un cálculo de intensidades para cada fondo de escala.

I_p (intensidad primario)	I_s (Intensidad secundario)
100 A	100 mA
50 A	50 mA
25 A	25 mA

Tabla 5.2.1.2.1- Valores de intensidad en el secundario para los diferentes fondos de escala.

Teniendo en cuenta que la tensión máxima de salida no puede ser superior a los 10 V tenemos que:

$$I_p = 100 \text{ A} \rightarrow I_s = 100 \text{ mA} \rightarrow R_M = \frac{10}{100 \cdot 10^{-3}} = 100 \Omega$$

$$I_p = 50 \text{ A} \rightarrow I_s = 50 \text{ mA} \rightarrow R_M = \frac{10}{50 \cdot 10^{-3}} = 200 \Omega$$

$$I_p = 25 \text{ A} \rightarrow I_s = 25 \text{ mA} \rightarrow R_M = \frac{10}{25 \cdot 10^{-3}} = 400 \Omega$$

El cálculo de la sensibilidad lo obtenemos dividiendo el voltaje que tenemos de salida, es este caso 10 V, por cada fondo de escala.

$$I_p = 100 \text{ A} \rightarrow V_s = 10 \text{ V} \rightarrow S = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ V/A} = 10 \text{ A/V}$$

$$I_p = 50 \text{ A} \rightarrow V_s = 10 \text{ V} \rightarrow S = \frac{10}{50} = 0,2 \text{ V/A} = 5 \text{ A/V}$$

$$I_p = 25 \text{ A} \rightarrow V_s = 10 \text{ V} \rightarrow S = \frac{10}{25} = 0,4 \text{ V/A} = 2,5 \text{ A/V}$$

El cálculo de la sensibilidad lo obtenemos dividiendo el voltaje que tenemos de salida, en este caso 10 V, por cada fondo de escala.

$$I_P = 100 \text{ A} \rightarrow V_S = 10 \text{ V} \rightarrow S = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ V/A}$$

$$I_P = 50 \text{ A} \rightarrow V_S = 10 \text{ V} \rightarrow S = \frac{10}{50} = 0,2 \text{ V/A}$$

$$I_P = 25 \text{ A} \rightarrow V_S = 10 \text{ V} \rightarrow S = \frac{10}{25} = 0,4 \text{ V/A}$$

A continuación se calculara las potencias para cada una de las resistencias de medida.

$$I_S = 100 \text{ mA} \rightarrow P = R_M \cdot I_S^2 = 100 \cdot (100 \cdot 10^{-3})^2 = 1 \text{ W}$$

$$I_S = 50 \text{ mA} \rightarrow P = R_M \cdot I_S^2 = 200 \cdot (50 \cdot 10^{-3})^2 = 0,50 \text{ W}$$

$$I_S = 25 \text{ mA} \rightarrow P = R_M \cdot I_S^2 = 400 \cdot (25 \cdot 10^{-3})^2 = 0,25 \text{ W}$$

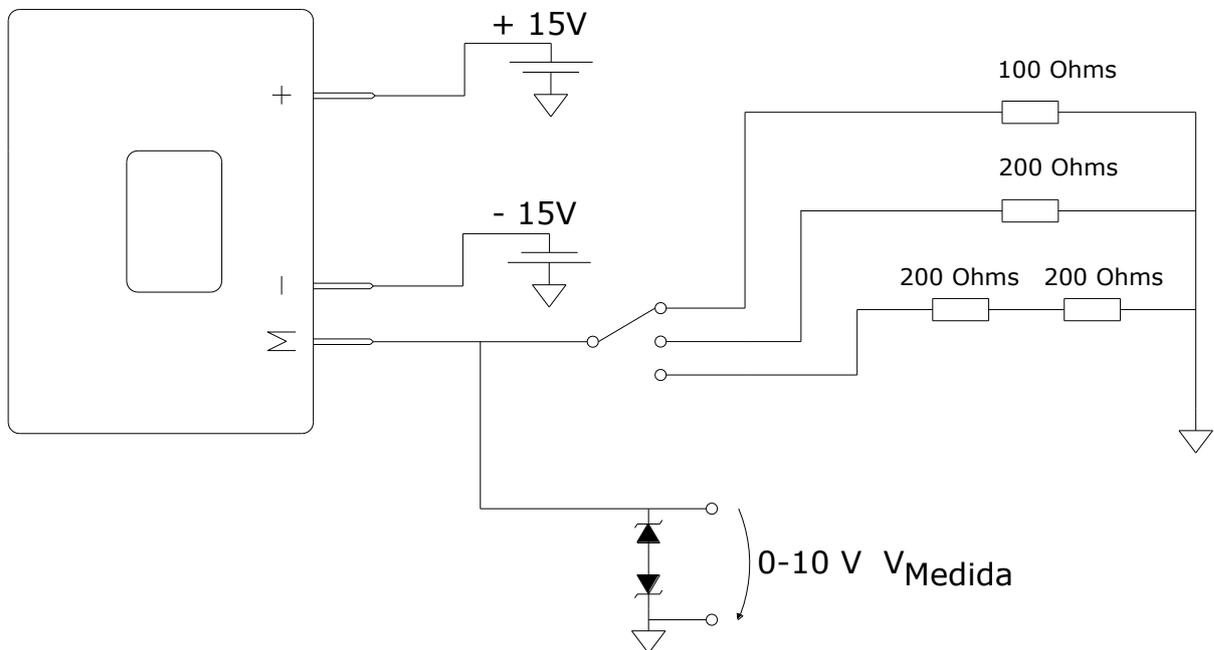


Figura 5.2.1.2.1- Esquema de conexiones para el LEM LA100-P/SP13.

5.2.2 Pruebas de linealidad de los LEM's.

En este apartado se trataran las pruebas relacionadas con la linealidad de los LEM's.

5.2.2.1 Linealidad a partir de los 100 A.

Esta prueba consiste en probar la linealidad del LEM a partir de los 100 A, ya que según el fabricante este dispositivo es capaz de soportar hasta 160 A.

El objetivo de esta prueba es el de definir cuatro fondos de escala, por ello es de vital importancia definir si el LEM mantiene la linealidad a partir de la corriente nominal, es decir, 100 A

Para llevar a cabo este ensayo se ha hecho pasar cuatro espiras por uno de los LEM's y se ha medido la V_o , es decir, la caída de tensión en la resistencia de medida y la intensidad en el secundario del LEM. El hecho de pasar cuatro espiras es porque las fuentes de corriente del laboratorio son capaces de suministrar 35A, por esta razón se hacen pasar cuatro espiras por el LEM y conseguiremos probar nuestro LEM hasta los 140A.

Esta prueba se ha realizado con un valor de R_M ajustado a 100Ω , es decir, para 100A tendremos una $V_o = 10V$. Los valores obtenidos se resumen en la tabla 5.2.2.1.1.

Fuente de Corriente (A)	I_p (A)	V_o (V)	I_s (mA)
25	100	9,82	99,9
26	104	10,16	103,9
27	108	10,51	107,9
28	112	10,73	109,5
29	116	10,8	109,6
30	120	10,81	109,5
31	124	10,79	108,9
32	128	10,8	108,8
33	132	10,8	108,9
34	136	10,78	108,8
35	140	10,78	108,7

Tabla 5.2.2.1.1- Resultados obtenidos de la prueba de linealidad a partir de los 100 A.

La figura 5.2.2.1.1 representa gráficamente los valores obtenidos de la tabla anterior, en las ordenadas se representa el voltaje que proporciona el LEM V_o y en las abscisas la intensidad del primario I_s .

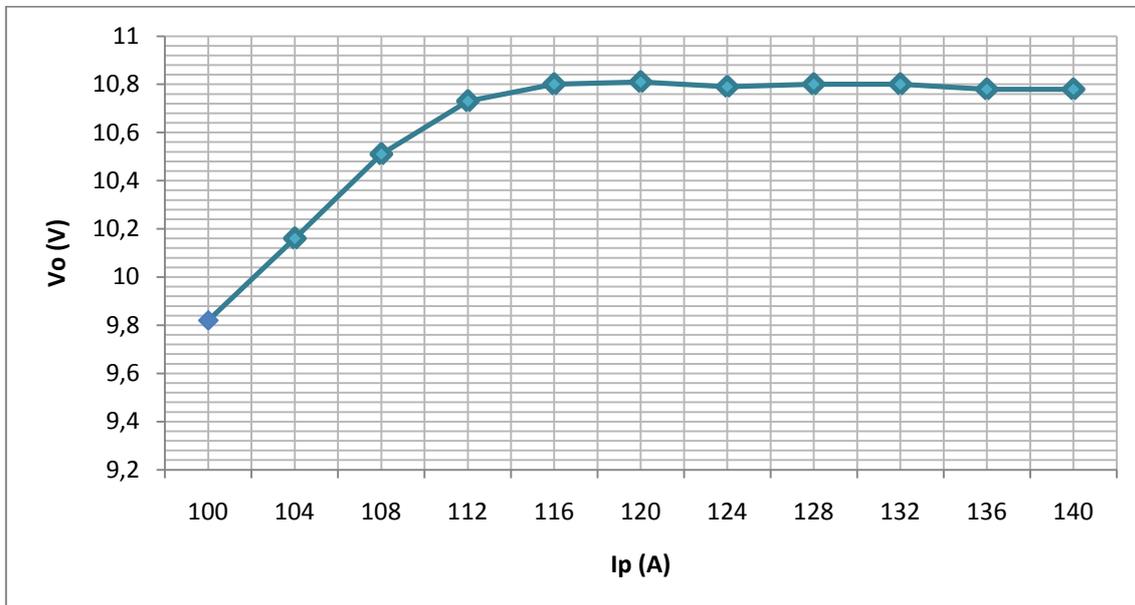


Figura 5.2.2.1.1- Gráfica de los valores de V_o frente a I_s para la prueba de linealidad a partir de 100A.

Observando la figura anterior vemos que el LEM mantiene la linealidad hasta aproximadamente los 108 A, pero a partir de aquí el núcleo del transductor de corriente se satura y no es capaz de dar más intensidad de secundario.

Mediante esta prueba se han establecido los fondos de escala en 25A, 50A y 100A

5.2.2.2 Linealidad de 0 a 100 a.

Esta prueba de linealidad consiste en probar la linealidad de 0 hasta los 100A. Para ello se ha pasado por el LEM 4 espiras, por el mismo motivo que en el ensayo anterior, para tomar medidas de V_o e I_s .

Se comenzara desde cero hasta llegar a los 100 A y después desde los 100A se bajara, de nuevo, hasta los 0A.

Esta prueba, de la misma forma que la anterior, se ha realizado con el valor de la resistencia de medida ajustado a 100Ω.

Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 5.2.2.2.1.

Subida (0-100A)		
Ip (A)	Is (mA)	Vo (V)
0	0,1	0,0023
4	4,05	0,408
8	8,06	0,801
12	12,05	1,197
16	16,04	1,594
20	20,09	1,996
24	24,09	2,391
28	28,07	2,786
32	32,07	3,181
36	36,05	3,58
40	40,06	3,97
44	44,04	4,36
48	48,05	4,76
52	52,04	5,14
56	56,02	5,53
60	60	5,93
64	64	6,3
68	68	6,69
72	72	7,05
76	76	7,45
80	80	7,83
84	84	8,19
88	88	8,59
92	92	8,96
96	95,9	9,32
100	99,9	9,69

Bajada (100A-0)		
Ip (A)	Is (mA)	Vo (V)
0	0,1	0,0089
4	4,12	0,407
8	8,11	0,801
12	12,1	1,195
16	16,09	1,589
20	20,09	1,982
24	24,08	2,376
28	28,07	2,766
32	32,06	3,158
36	36,06	3,55
40	40,05	3,94
44	44,05	4,33
48	48,04	4,72
52	52,02	5,1
56	56	5,49
60	60	5,87
64	64	6,26
68	68	6,65
72	72	7,03
76	76	7,41
80	80	7,78
84	84	8,16
88	88	8,55
92	92	8,92
96	95,9	9,3
100	99,9	9,71

Tablas 5.2.2.2.1- Resultados obtenidos en la prueba de linealidad de 0A a 100 A.

La figura 5.2.2.2.1 representa gráficamente los valores obtenidos de la tabla anterior, en las ordenadas se representa el voltaje que proporciona el LEM Vo y en las abscisas la intensidad del primario Ip.

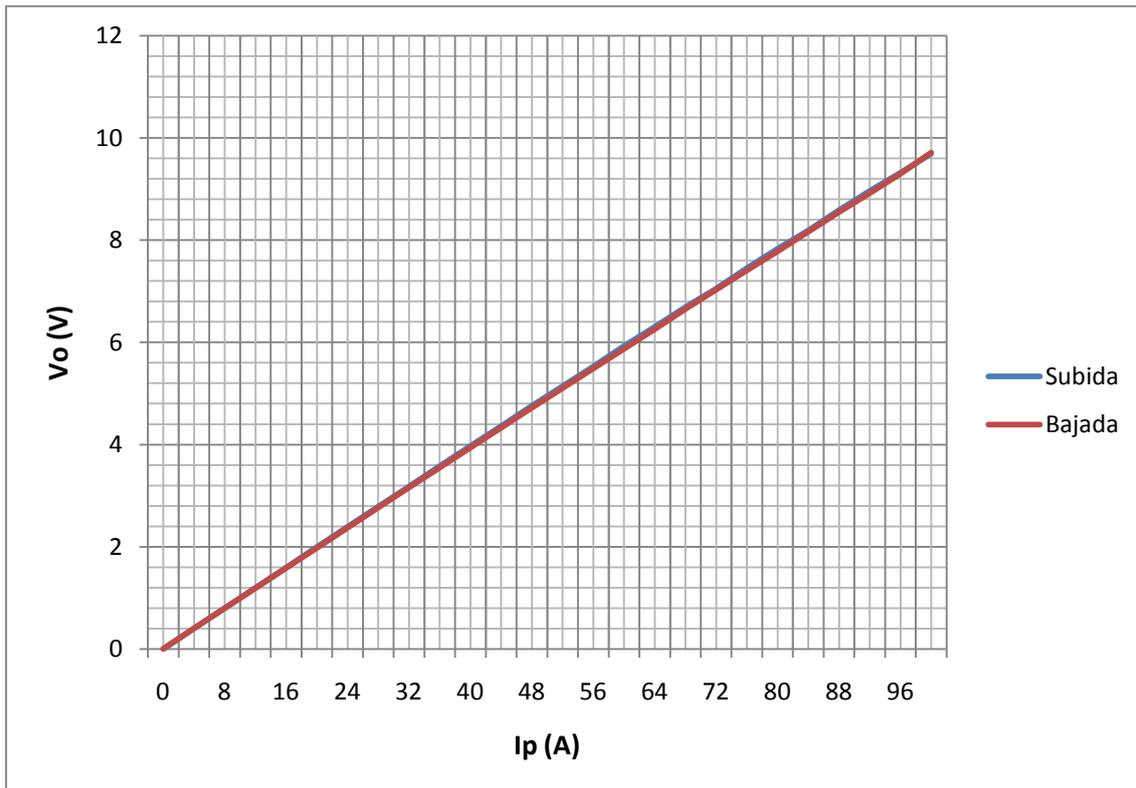


Figura 5.2.2.2.1- Gráfica de los valores de V_o frente a I_s de la prueba de linealidad de 0A a 100A.

Observando la figura vemos como las dos curvas (Subida y bajada) están prácticamente superpuestas, con esta prueba concluimos que el LEM es capaz de funcionar de igual manera funcionando con poca carga que a plena carga.

5.2.3 Diseño placa PCB PARA EL LEM LA100-P/SP13.

Previamente a imprimir el diseño de la placa mediante el programa informático hemos preparado un prototipo de placa, al igual que con el circuito integrado del driver y el módulo de IGBT's, Inicialmente se ha implementado el circuito con sistemas clásicos.

El diseño del circuito se ha probado en una placa de prototipos o protoboard, también conocida como placa de topes, figura 5.2.3.1.

Esta prueba nos ha permitido comprobar el buen funcionamiento del circuito del LEM.

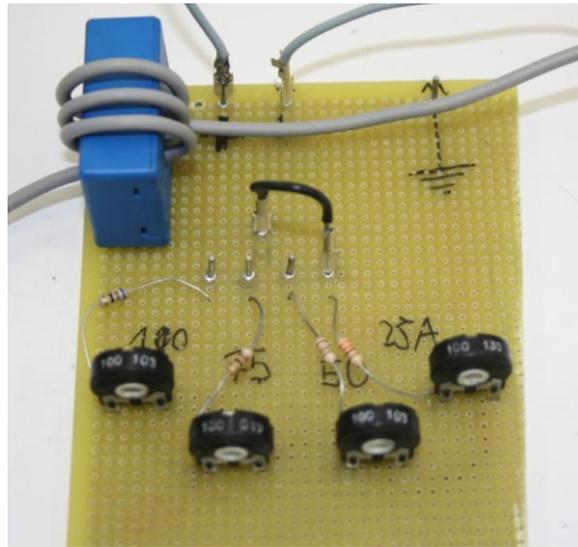


Figura 5.2.3.1- Prototipo del diseño del LEM en una placa de topos.

Una vez comprobado que la aplicación funciona correctamente proseguimos implementar el diseño del circuito del LEM mediante el programa Altium Designer una PCB "Printed Circuit Board" para realizar el conexionado del LEM LA100-P/SP13, como muestra la figura 5.2.3.2.

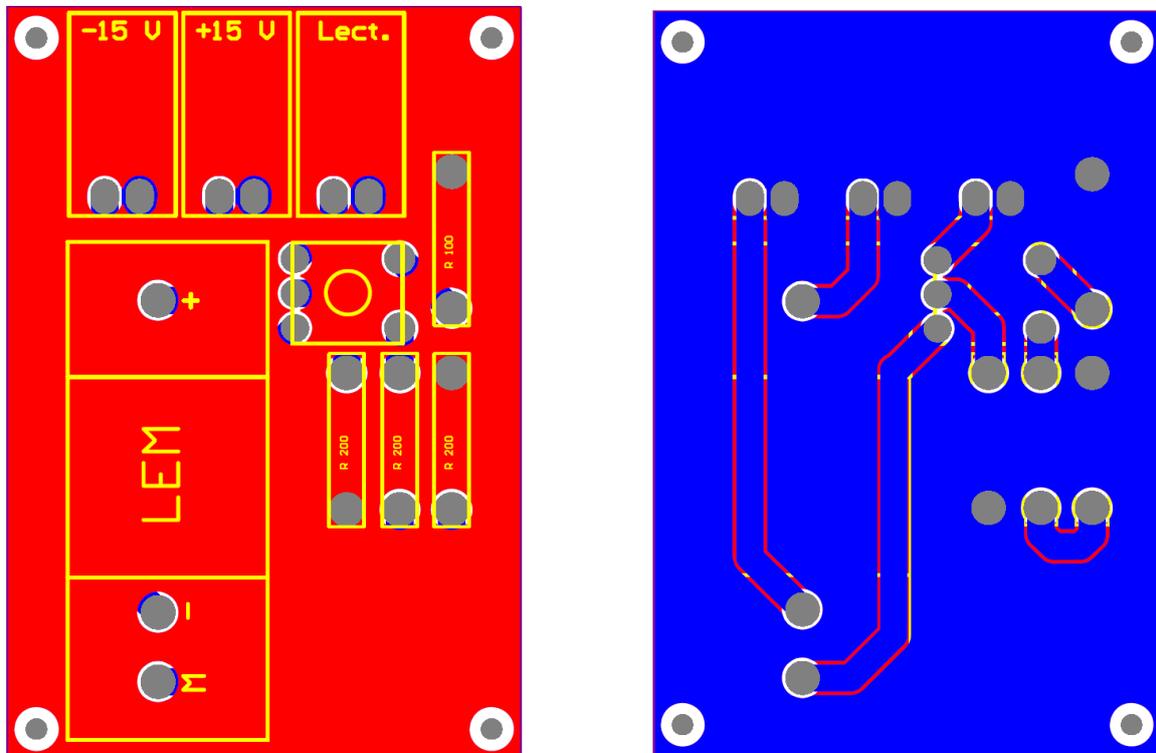


Figura 5.2.3.2- Diseño PCB para LEM mediante Protel: Top Layer (Izquierda), Bottom Layer (Derecha).

Una vez diseñada la PCB decidimos colocar dos diodos Zener (BZX85C10) de 10V, los dos diodos están en serie y colocados uno a la inversa del otro. Este cambio se efectúa para poder limitar una posible tensión de entrada a la dSpace ya que las entradas analógicas de la DSP no aguanta tensiones superiores a 12 V.

La Tensión máxima que dejaran pasar los diodos será de 9.6V (tensión directa del primer diodo Zener) + 1,2V (tensión en inversa del segundo diodo Zener), hace un total de 10,8V.

La tabla 5.2.3.3 muestra los valores obtenidos en las pruebas de validación de la nueva pla del LEM. Pruebas que se han realizado dando 5 vueltas en el toroide del LEM debido a que la corriente que podíamos obtener en el laboratorio era muy baja. Estas 5 vueltas aumentan cinco veces la lectura del LEM ya que el propio LEM ve cinco veces la misma intensidad.

Escala 0,1 V/A = 10 A/V			Escala 0,2 V/A = 5 A/V		
Intensitat (A)	Mesura Càlcul LEM (V)	Mesura Real LEM (V)	Intensitat (A)	Mesura Càlcul LEM (V)	Mesura Real LEM (V)
0	0	0	0	0	0
1	0,1	0,08	1	0,2	0,17
2	0,2	0,18	2	0,4	0,38
3	0,3	0,28	3	0,6	0,58
4	0,4	0,39	4	0,8	0,78
5	0,5	0,5	5	1	1
6	0,6	0,6	6	1,2	1,19
7	0,7	0,69	7	1,4	1,4
8	0,8	0,8	8	1,6	1,58
9	0,9	0,89	9	1,8	1,79
10	1	1	10	2	2,01
11	1,1	1,09	11	2,2	2,21
12	1,2	1,2	12	2,4	2,4
13	1,3	1,28	13	2,6	2,59
14	1,4	1,4	14	2,8	2,79
15	1,5	1,5	15	3	3
16	1,6	1,61	16	3,2	3,2
17	1,7	1,7	17	3,4	3,4
18	1,8	1,79	18	3,6	3,59
19	1,9	1,88	19	3,8	3,8
20	2	2	20	4	4,01
21	2,1	2,09	21	4,2	4,2
22	2,2	2,2	22	4,4	4,39
23	2,3	2,28	23	4,6	4,58

24	2,4	2,39	24	4,8	4,8
25	2,5	2,5	25	5	5
26	2,6	2,6	26	5,2	5,18
27	2,7	2,71	27	5,4	5,39
28	2,8	2,8	28	5,6	5,6
29	2,9	2,89	29	5,8	5,8
30	3	3	30	6	5,59

Escala $0,4 \text{ V/A} = 2,5 \text{ A/V}$		
Intensidad (A)	Mesura Càlcul LEM (V)	Mesura Real LEM (V)
0	0	0
1	0,2	0,17
2	0,4	0,38
3	0,6	0,58
4	0,8	0,78
5	1	1
6	1,2	1,19
7	1,4	1,4
8	1,6	1,58
9	1,8	1,79
10	2	2,01
11	2,2	2,21
12	2,4	2,4
13	2,6	2,59
14	2,8	2,79
15	3	3
16	3,2	3,2
17	3,4	3,4
18	3,6	3,59
19	3,8	3,8
20	4	4,01
21	4,2	4,2
22	4,4	4,39
23	4,6	4,58
24	4,8	4,8
25	5	5
26	5,2	5,18
27	5,4	5,39
28	5,6	5,6
29	5,8	5,8
30	6	6

Tabla 5.2.3.1- Prueba de la linealidad con los diodos zener incorporados.

La figura 5.2.3.3 representa gráficamente los valores obtenidos de la tabla anterior, en las ordenadas se representa el voltaje que proporciona el LEM V_o y en las abscisas la intensidad del primario I_p .

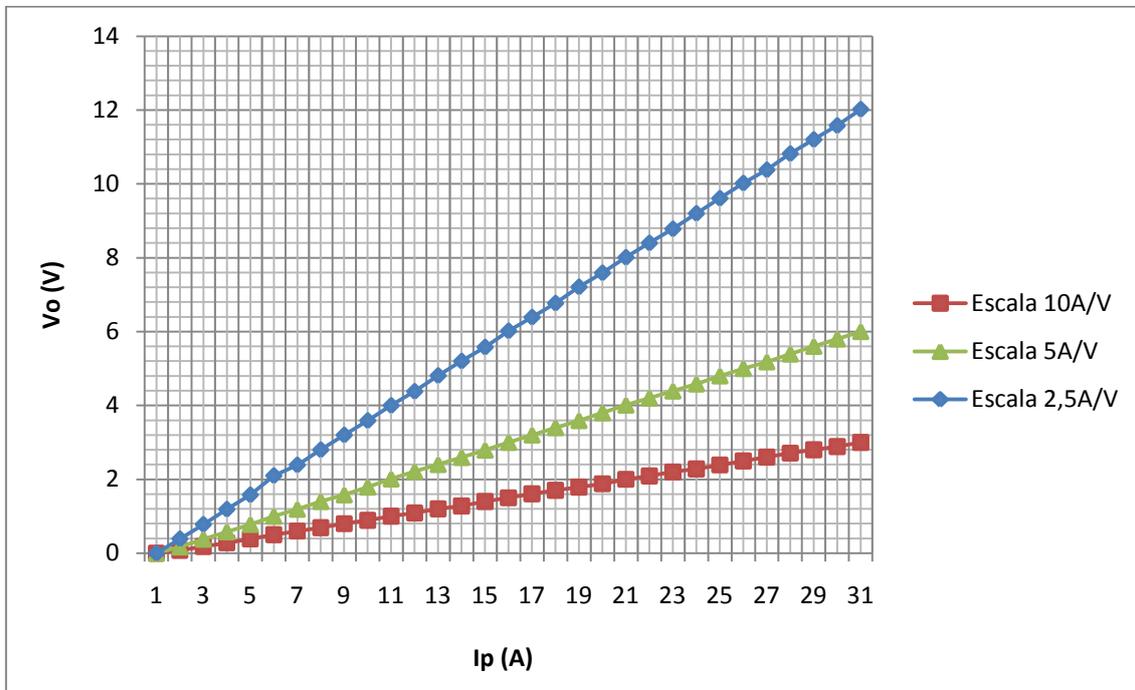


Figura 5.2.3.3- Gráfica de linealidad con nuevos valores de resistencia debido a los diodos.

En la gráfica se puede observar como para las mismas intensidades obtenemos diferentes tensiones dependiendo del factor de escala que escojamos y como la linealidad se mantiene independientemente del factor de escala.

Una vez comprobado el buen funcionamiento con la nueva configuración añadiendo los diodos Zener, plasmaremos estos cambios realizados en la PCB. En la figura 5.2.3.4 muestra la configuración definitiva de la placa del LEM.

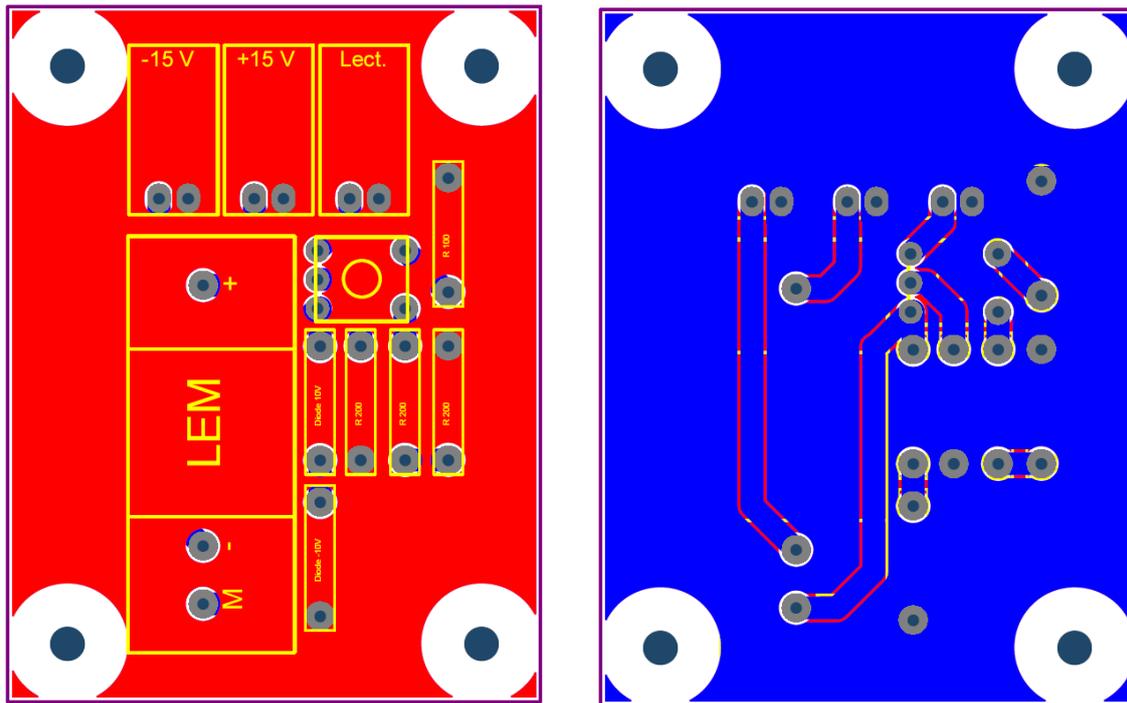


Figura 5.2.3.4- Diseño PCB para LEM mediante Altium (Con diodos Zener): Top Layer (Izquierda), Bottom Layer (Derecha).

La figura 5.2.3.5 muestra el resultado final de la placa. La impresión de esta placa se ha realizado mediante la fresadora LPKF.

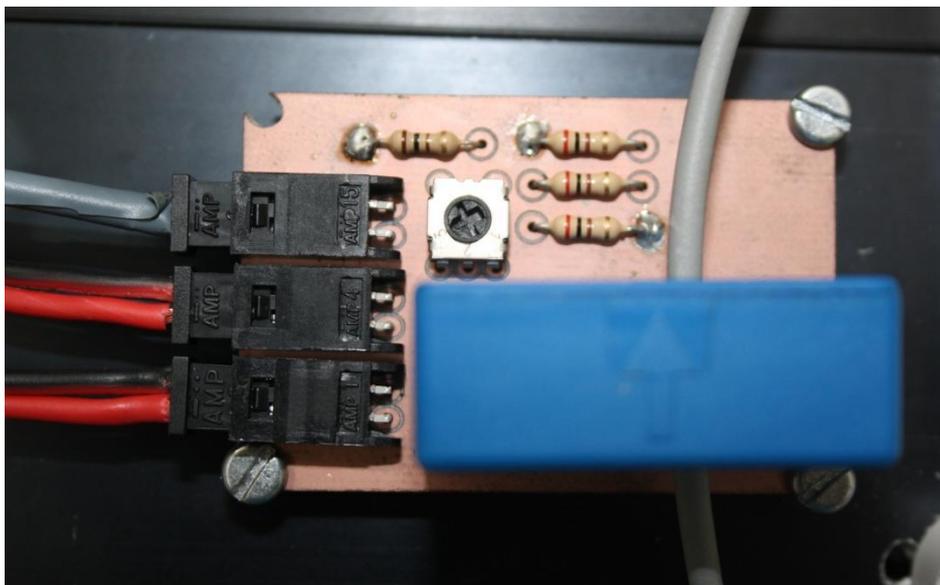


Figura 5.2.3.5- Placa definitiva del LEM impresa mediante LPKF.

CAPÍTULO 6. ENSAYOS REALIZADOS EN EL LABORATORIO.

En el presente capítulo explicamos todos los tipos de ensayos realizados en el laboratorio y los fines por los cuales se han llevado a cabo. Así como todas las especificaciones y anécdotas que creemos que se han de plasmar en esta memoria.

El trabajo en el laboratorio ha sido muy extendido, hemos dedicado gran parte del tiempo y esfuerzo del proyecto a esta labor dificultosa de elaborar un convertidor capaz de poder controlar distintos motores con garantías. El trabajo de laboratorio se ha extendido hasta la fecha que hemos encontrado, de acuerdo con el profesor, que el convertidor tenía un comportamiento muy correcto, difícilmente mejorable.

6.1 Implementación de una fase del convertidor.

Todos los dispositivos que forman parte del sistema se han montado en un radiador con ventilador incorporado, con la función de disipar todo el calor que se pueda producir. En la figura 6.1.1 vemos cual es la estructura del sistema para controlar una fase. En la parte superior se observa que hay dos dispositivos, uno es el rectificador trifásico que convierte la señal de la red en corriente continua y el otro dispositivo es el LEM. Vemos que la fase pasa a través del LEM, de esta manera se puede medir y visualizar la corriente que circula por la fase.

El terminal de salida del LEM es un conector BNC, este tipo de conector nos permite poder conectarlo a un osciloscopio y así poder ver la forma de onda de la corriente de la fase. A la hora de visualizar la forma de onda se tiene que tener en cuenta la escala que trabaja en ese momento el LEM, para configurar correctamente el osciloscopio y leer la intensidad real.

Si seguimos describiendo la figura, en la parte frontal del radiador vemos el conjunto de dos módulos de IGBT's, que en su superficie superior se sitúa el circuito impreso de control, y encima del circuito se conecta el driver de disparo en la figura 6.1.2 se aprecia visualmente esta descripción.

Entre la salida del rectificador y la alimentación de los módulos de IGBT's se conecta un condensador que proporciona una corriente continua más pura.

Es preciso comentar que a los lados del conjunto de módulos de IGBT's, circuito impreso principal y driver de disparo se deja un espacio tal que quepan dos conjuntos más de IGBT's + circuito impreso de control + driver de disparo, la idea es que en cada

parte lateral del radiador se monten mas prototipos con el fin de controlar un motor tetrapolar.

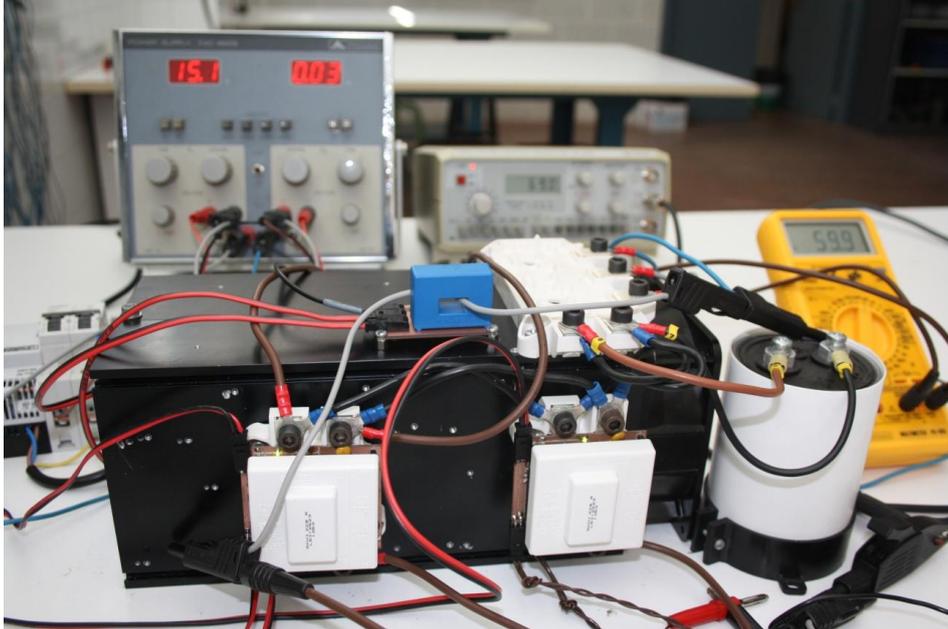


Figura 6.1.1- Imagen de la estructura real del convertidor.

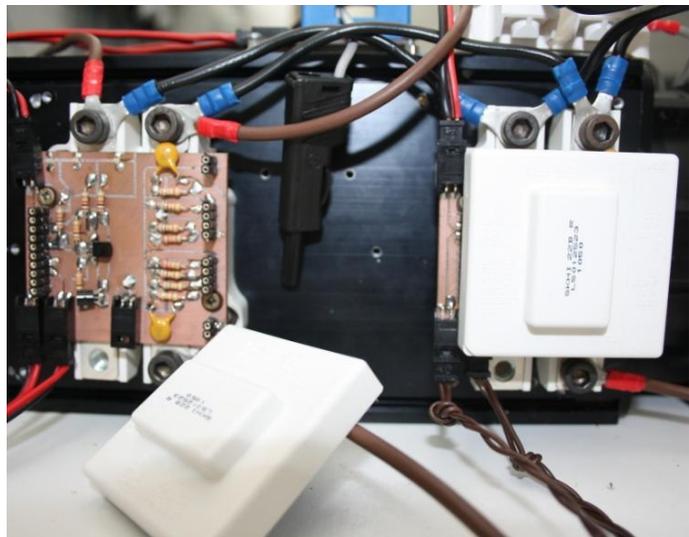
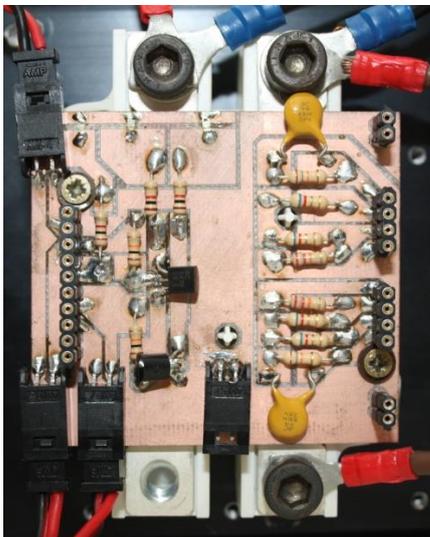


Figura 6.1.2- Imágenes del conjunto módulos de IGBT's + circuito impreso de control + driver de disparo de la estructura real del convertidor.

6.2 Pruebas realizadas con una carga resistiva.

Para la implementación de una fase del convertidor necesitamos dos módulos de IGBT's y un driver para cada uno de ellos, como bien hemos explicado en el punto anterior. El esquema del montaje que se pretende realizar para una fase es el siguiente:

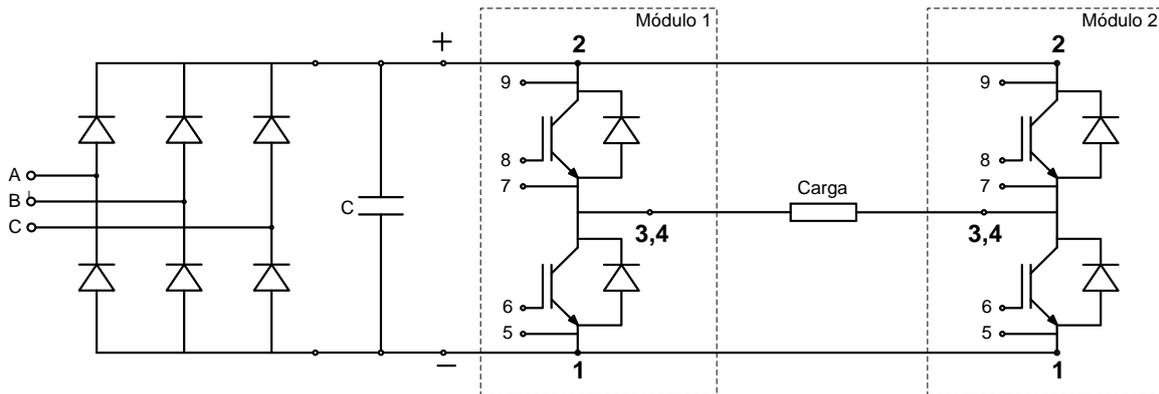


Figura 6.2.1.- Esquema de montaje de una fase del el convertidor con una carga resistiva.

Donde la carga para la puesta en marcha de dicha fase es una resistencia variable de 200Ω y $1kW$ de potencia, tal y como muestra la figura siguiente:



Figura 6.2.2.- Carga para las pruebas de la implementación de la fase.

Mediante es montaje se pretende validar el buen funcionamiento de una del sistema.

6.2.1 Validación del funcionamiento de las placas por separado.

La primera prueba que se ha realizado es la validación de las placas por separado, previamente a la conexión de dos módulos conectados entre sí.

Para validar el funcionamiento de las placas individualmente montamos los drivers en cada una de ellas y estas conectadas a los módulos de IGBT's. Después de esto disparamos cada uno de los IGBT's mediante una señal TTL del generador de funciones comprobando así que el funcionamiento de cada IGBT era el correcto. Mediante el osciloscopio se visualizó la señal de disparo que genera la placa a partir de las señales de entrada mediante el generador de funciones, figura 6.2.1.1.

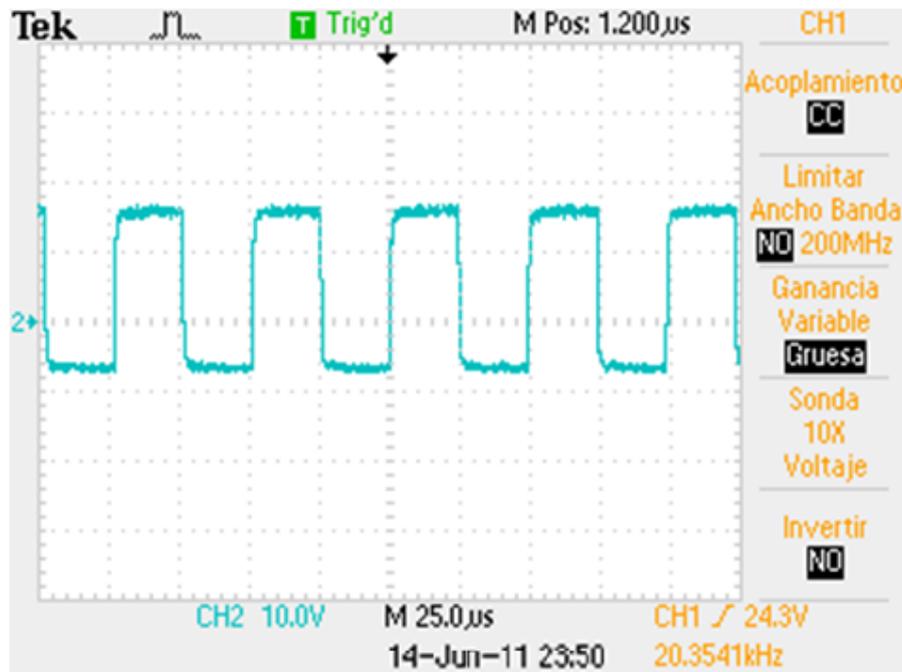


Figura 6.2.1.1- Señal de disparo de las placas de control para la conmutación de los IGBT's.

Se ha comprobado que los IGBT's comienzan a conducir alrededor de los 6-7V y dejan de conducir con una tensión inferior a 5V.

Observando la figura anterior vemos como la señal de salida de las placas control es correcta para el funcionamiento apropiado de los IGBT's, ya que está aplicando una tensión de unos 15V para la conducción y -5V aproximadamente para que dejen de conducir.

6.2.2 Constatación del tiempo t_{ON} y t_{OFF} .

Se han comprobado los valores de t_{ON} y t_{OFF} para contrastarlos con el valor calculado. Para ello se han visualizado estos tiempos mediante el osciloscopio. La onda de color azul corresponde a la señal que aplican los IGBT's a la carga y la onda de color naranja corresponde a la señal de entrada generada por el generador de funciones.

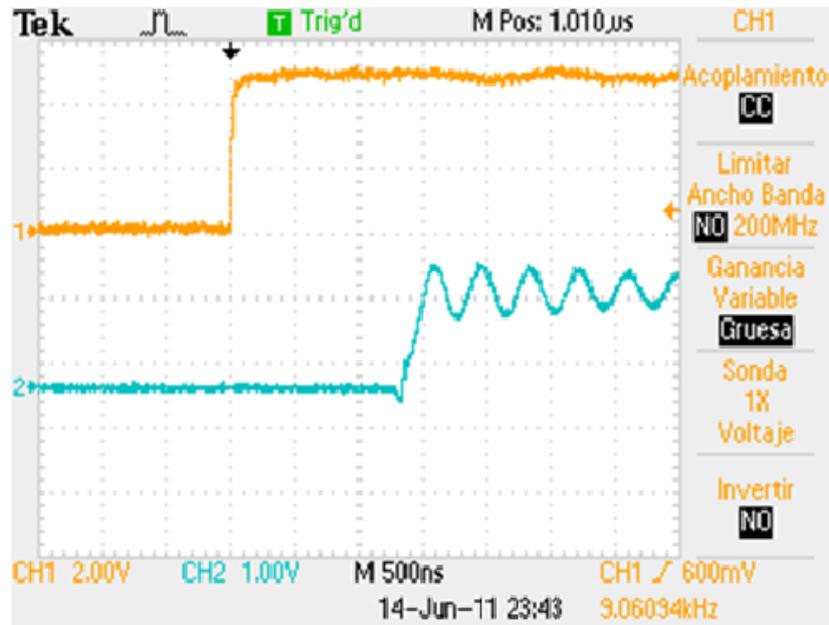


Figura 6.2.2.1- Tiempo t_{ON} .

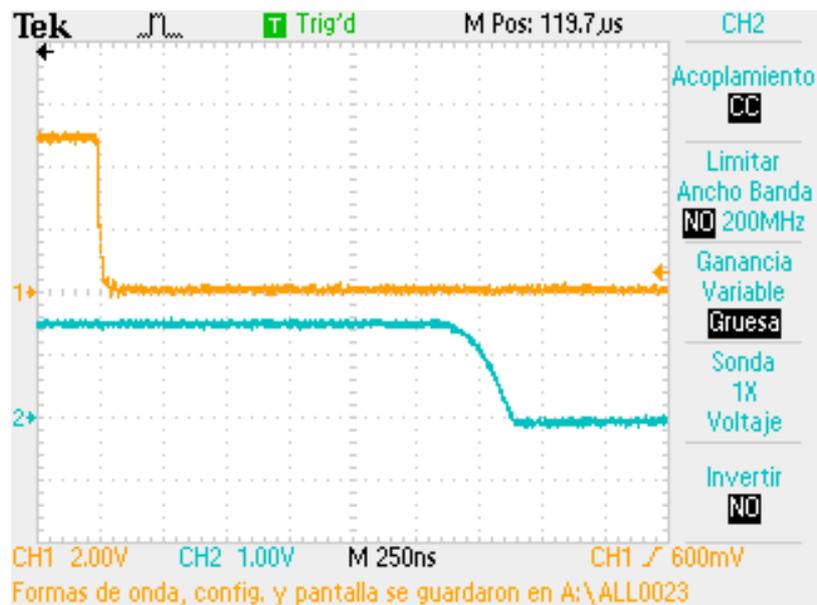


Figura 6.2.2.2- Tiempo t_{OFF} .

Observando las figuras vemos que el tiempo t_{ON} es aproximadamente de $1,1 \mu s$ mientras que para t_{OFF} el tiempo asciende hasta $1,3 \mu s$. Podemos concluir diciendo que estos valores son muy parecidos al tiempo calculado, ya que este estaba en $1,08 \mu s$, por otra parte la diferencia entre t_{ON} y t_{OFF} es, tan solo, de $0,2 \mu s$.

6.2.3 Validación del correcto funcionamiento de una fase.

El montaje realizado será el de la figura 6.2.1 del apartado 6.2, la figura siguiente muestran las imágenes reales de esta prueba.



Figura 6.2.3.1- Imagen real al laboratorio del montaje de la instalación con una resistencia como carga.

La figura 6.2.3.2 representa el funcionamiento idóneo de la salida del convertidor, la señal naranja pertenece a la forma de onda de la tensión en bornes de la resistencia y la señal azul a la forma de onda de la intensidad de la fase.

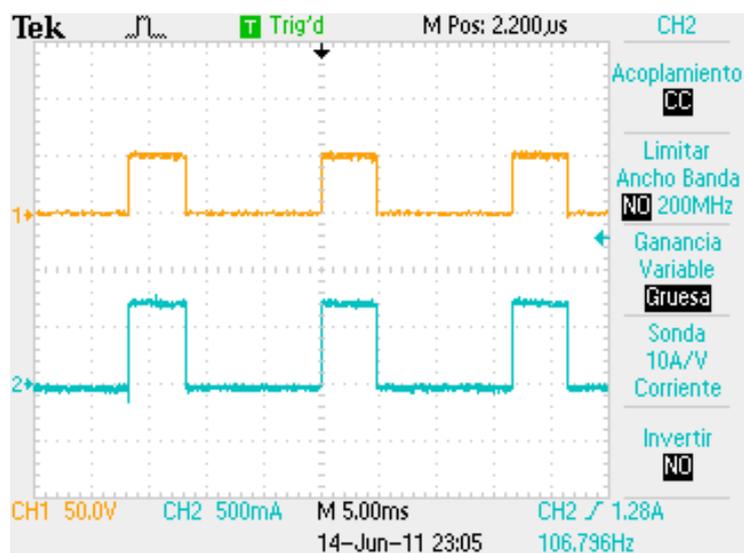


Figura 6.2.3.2- Formas de onda obtenidas teniendo por carga una resistencia de 75Ω .

Es preciso explicar cual será la respuesta tendrá el convertidor a las señales de entrada. Como se ha explicado con anterioridad, las entradas serán señales TTL de 5 V y la respuesta del convertidor será la de entregar una señal idéntica a las señales de entrada pero con el valor de la tensión de alimentación de los IGBT's. El ejemplo que presenta la figura 6.2.3.2 nos sirve para acabar de aclarar esta explicación. En este caso práctico la señal de entrada es la que nos marca el fabricante, anteriormente comentada, el convertidor genera la misma forma de señal pero con un valor de amplitud de 50 V, estos 50 V se crean a partir de la tensión de alimentación aplicada a los módulos de IGBT's.

En la figura se representa la forma de onda de la fase de color naranja y la forma de la corriente de color azul. Estas señales son las típicas al alimentar una carga resistiva pura. La medida de la corriente es gracias a la placa de medida diseñada.

6.2.3.1 Justificación del cambio de valores de Rce y Cce.

La siguiente prueba trata de argumentar el cambio introducido respecto al circuito entregado por el anterior proyectista. Recordamos que el valor óhmico de la resistencia es de 18 K Ω y la capacidad del condensador es de 0,33 nF. Por otra parte el anterior proyectista eligió un valor de resistencia de 10 K Ω y una capacidad del condensador de 680 nF.

Para poder demostrar este hecho montamos a la vez el último prototipo diseñado mediante el programa informático e impreso con la fresadora y el prototipo inicial de placa de topes que corresponde al circuito del anterior proyectista.

La tensión de alimentación, las señales de entrada, generadas por el generador de funciones, y la alimentación de los drivers de control son exactamente iguales, se han conectado los módulos en paralelo. Usamos como carga dos resistencias como las de la figura 6.2.2 calibradas en 100 ohmios, de esta manera disponemos de dos circuitos exactamente iguales y la prueba tiene más veracidad.

El esquema para cada montaje es el de la figura 6.2.1 de esta manera utilizamos dos módulos por fase.

Una vez realizadas todas las conexiones correctamente, la manera de alimentar el sistema se efectúa de la siguiente forma:

- En primer lugar alimentamos los drivers de control.

6.2.3.2 Puesta a tierra de la instalación.

En este apartado explicamos una prueba realizada con el fin de determinar cual es la manera más efectiva de conectar la tierra del montaje.

El circuito impreso de control está diseñado con una tierra común, un único plano de masa, toda la instalación tiene una única tierra ya que se conectan entre sí a partir de la masa de las señales de entrada.

El conflicto radica en los módulos de IGBT's ya que el pin 12, que es el punto en el cual se une a la tierra del sistema, tiene continuidad con la parte inferior metálica de su carcasa. Esta parte metálica tiene contacto directo con el radiador donde van montados todos los dispositivos. De esta manera el radiador pasa a ser el mismo punto que la tierra del sistema.

Efectuamos una serie de pruebas para determinar que sistema daba una mejor respuesta, con una única tierra o separando la tierra del convertidor de la tierra del radiador.

En el análisis de los resultados obtenidos no detectamos ninguna diferencia, podemos decir que tienen el mismo comportamiento las dos alternativas.

Se decidió, proyectistas y profesor ponente, separar las tierras para mayor seguridad de la instalación, este sistema de tierras es el más común de todos los dispositivos electrónicos.

6.3 Pruebas realizadas con un motor de corriente continua.

Esta prueba se realiza con un motor de corriente continua como carga. Haremos diferentes ensayos para ver si el comportamiento del convertidor es correcto.

Este tipo de pruebas suponen una dificultad añadida respecto con las pruebas efectuadas con una carga resistiva, debido a la inductancia que presenta la bobina del motor. Con este tipo de elementos tenemos que tener muy presente la energía almacenada en ellas.

La figura 6.3.1 muestra el motor con el cual hemos realizado las pruebas y su placa de características con los valores nominales.



Figura 6.3.1- Imágenes reales del motor de corriente continua utilizado para las pruebas de laboratorio.

Características técnicas del motor cc.	
V_i	220 V
V_{ex}	220 V
N	3000 rpm

Tabla 6.3.1- Tabla resumen de los valores nominales del motor de corriente continua.

Seguidamente veremos todos los tipos de pruebas que hicimos con el motor de corriente continua en vacío, sin carga. Indicamos los parámetros con los cuales se realizaron las pruebas, y adjuntamos las formas de onda de tensión y de corriente de la fase del motor, recogidas con el osciloscopio, para ver el comportamiento del motor.

Es preciso aclarar que todas las pruebas se realizaron con el control Soft chopping. “*Soft Chopping*” o “*Conmutación unipolar*”: consiste en abrir y cerrar los interruptores superiores para cada fase en función de si se necesita más o menos corriente en dicha fase. De este modo los interruptores superiores reciben en nombre de troceadores, respondiendo a las señales del control combinada con la señal de conmutación (es decir durante el periodo de conducción de la fase), mientras los interruptores inferiores responden únicamente a la señal de conmutación.

En las señales obtenidas mediante el osciloscopio la señal de color naranja pertenece a la forma de onda de la tensión del motor y la señal de color azul a la corriente absorbida por el motor.

El montaje realizado para llevar a cabo estas pruebas es el siguiente:

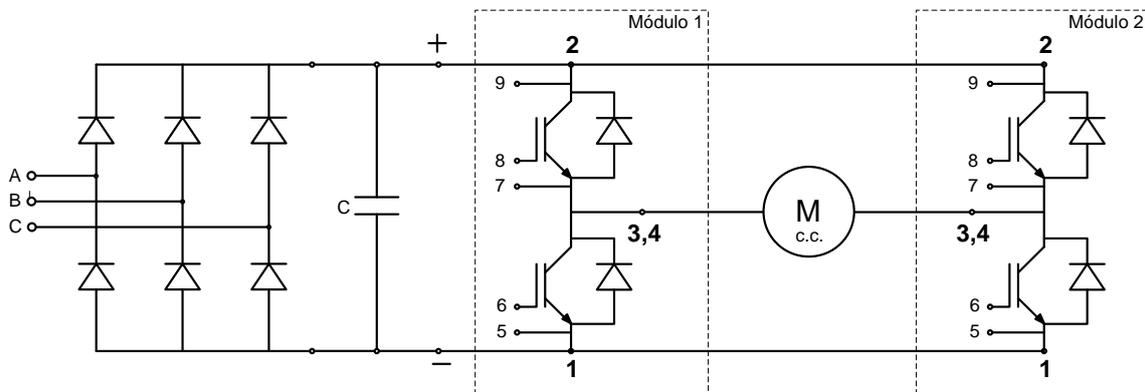


Figura 6.3.2- Esquema de montaje de una fase del el convertidor con un motor cc.

6.3.1 Prueba 1.

- Voltaje de excitación: 60 V.
- Voltaje inducido: 60 V.
- Frecuencia: 69 Hz.

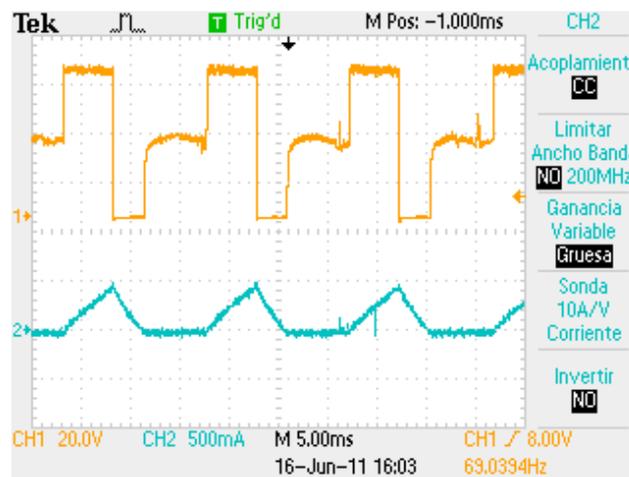


Figura 6.3.1.1- Pantalla resultante del osciloscopio de la prueba 1.

En la figura anterior se observa con estos parámetros tenemos conducción discontinua, la intensidad en tiempo de off es 0. Observamos en la señal de la tensión como aparece la fem del motor representada. El motor gira a 682 rpm.

6.3.2 Prueba 2.

- Voltaje de excitación: 60 V.
- Voltaje inducido: 60 V.
- Frecuencia: 69 Hz.

Los parámetros son idénticamente iguales a la prueba 1, con la diferencia que en esta prueba hemos modificado el duty cycle en la imagen de la izquierda el duty cycle es mayor y en la imagen de la derecha el duty cycle es menor.

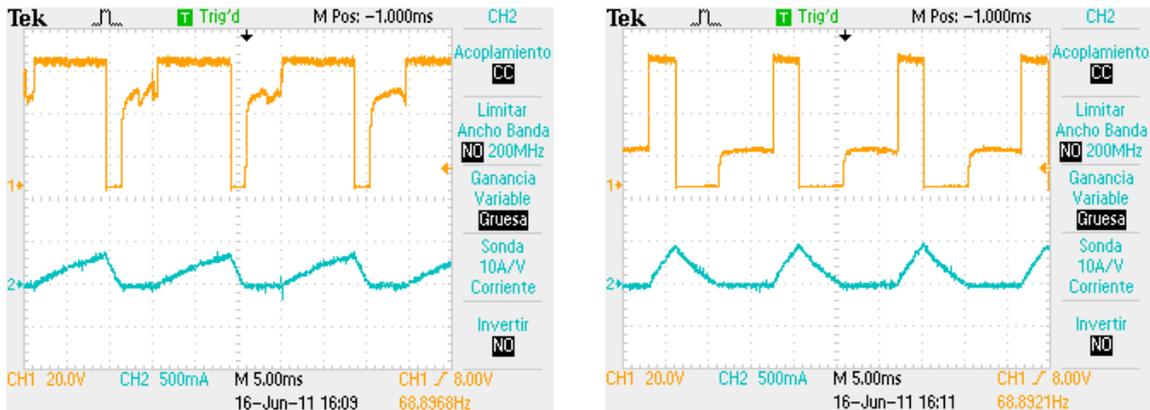


Figura 6.3.2.1- Pantalla resultante del osciloscopio de la prueba 2.

Con estas condiciones, con un aumento del duty cycle, podemos observar que el tiempo de on es más elevado que el de la prueba 1, el periodo de exposición de la Fem es más corto y el tiempo en que la corriente es 0 disminuye.

El motor con estos parámetros gira a 1005 rpm, velocidad ha aumentado debido al aumento del tiempo de on. De esta manera por tanto podemos controlar la velocidad con el duty cycle.

Con la disminución del duty cycle pasa totalmente lo contrario, la velocidad del motor es de 380 rpm.

6.3.3 Prueba 3.

- Voltaje de excitación: 60 V.
- Voltaje inducido: 60 V.
- Frecuencia: 116 Hz y 14 Hz.

Los parámetros son idénticamente iguales a la prueba 1, con la diferencia que en esta prueba el hemos aumentado la frecuencia en la imagen de la izquierda y disminuido en la imagen de la derecha.

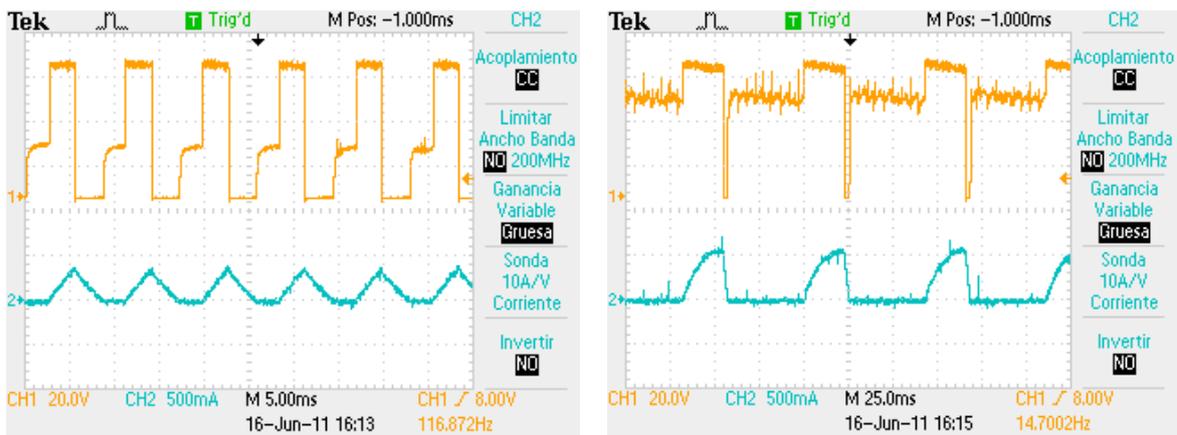


Figura 6.3.3.1- Pantalla resultante del osciloscopio de la prueba 3.

La velocidad del motor con una frecuencia más elevada es de 531 rpm, esta disminución, respecto a la prueba 1 de la velocidad es a causa de que el duty cycle es igual en las dos pruebas, por lo tanto al subir la frecuencia vemos que el tiempo de conducción es más pequeño.

Al contrario, cuando bajamos la frecuencia el tiempo de conducción se hace mayor y la velocidad aumenta a 1035 rpm. A esta frecuencia tan baja el motor vibraba.

6.3.4 Prueba 4.

- Voltaje de excitación: 60 V.
- Voltaje inducido: 60 V.
- Frecuencia: 69 Hz.

Esta prueba consiste en aumentar el par del motor que trabaja en vacío, ofreciendo resistencia al rotor con la mano.

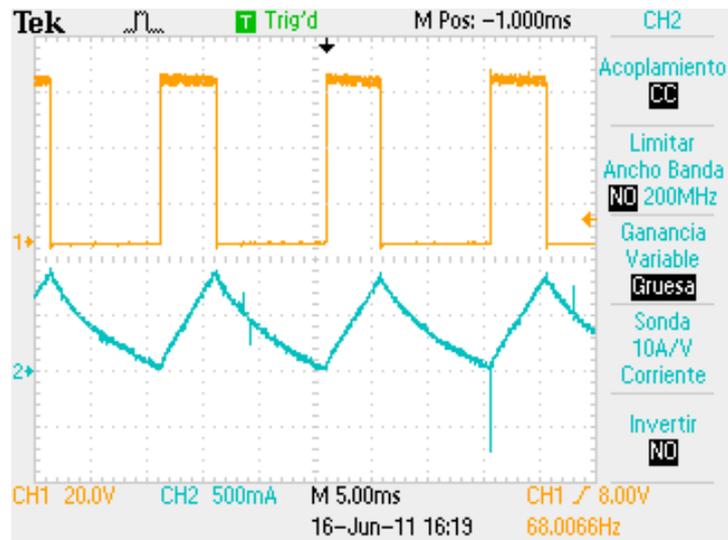


Figura 6.3.4.1- Pantalla resultante del osciloscopio de la prueba 4.

Vemos que al aumentar el par la intensidad sube, también se aprecia que la Fem del motor desaparece. Al aumentar el par la velocidad del motor baja a 170 rpm.

Con la ejecución de todas estas pruebas dimos por validado el funcionamiento del convertidor para controlar un motor de continua, aparte de estas pruebas realizamos más ensayos con este motor pero hemos explicado las que creemos que son más relevantes. La figura 6.3.4.2 muestra como quedo el montaje en el laboratorio.

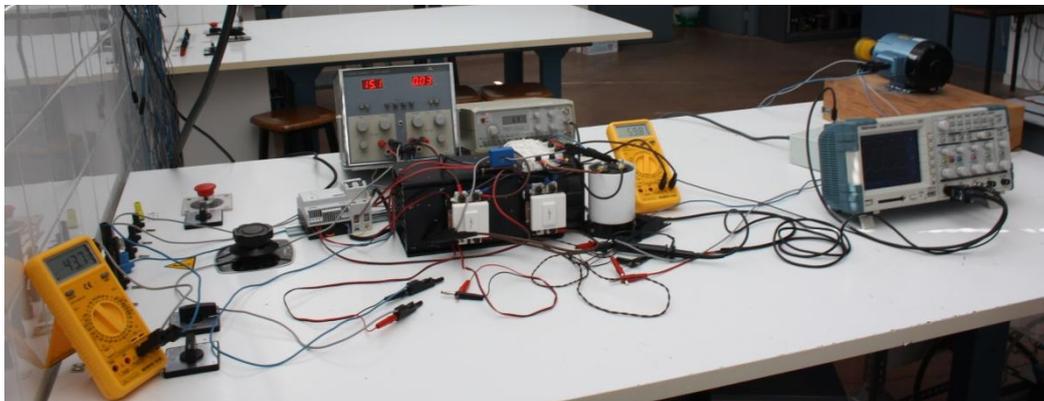


Figura 6.3.4.2- Imagen del montaje para realizar las pruebas con el motor cc en el laboratorio.

6.4 Pruebas realizadas con un motor SRM con estructura 6/4.

Esta prueba se realiza con un motor SRM con estructura 6/4 como carga. Haremos diferentes ensayos para ver si el comportamiento del convertidor es correcto.

Para la realización de las pruebas sólo probaremos de alimentar una fase del motor, debido a que no tenemos el material suficiente para conectar todas las fases del motor.

La figura 6.4.1 muestra el motor con el cual hemos realizado las pruebas.



Figura 6.4.1- Imágenes reales del motor SRM utilizado para las pruebas de laboratorio.

En la tabla 6.4.1 figuran las características técnicas del motor utilizado para las pruebas de validación del convertidor.

Características técnicas del motor SRM	
Tamaño IEC	80
Par nominal	2,4 Nm
Potencia nominal	0,75 kW
Velocidad nominal	3000 rpm
Tensión	300 V
Inductancia alineada	98 mH
Inductancia no alineada	16 mH
Resistencia de fase	1,6 Ω
Momento de inercia	0,0007 kgm ²

Tabla 6.4.1- Tabla de características técnicas del motor SRM 6/4.

Seguidamente veremos todos los tipos de pruebas que hicimos con el motor SRM. Indicamos los parámetros con los cuales se realizaron las pruebas, y adjuntamos las formas de onda de tensión y de corriente de la fase del motor, recogidas con el osciloscopio, para ver el comportamiento de la fase del motor.

En estos ensayos utilizaremos dos conmutaciones diferentes, soft chopping explica en el apartado XXX, y la conmutación hard chopping. “*Hard Chopping*” o “Conmutación bipolar”: Consiste en abrir y cerrar los interruptores superiores e inferiores a la vez (ambos troceadores), respondiendo a las señales del control combinada con la señal de conmutación, de forma que durante el tiempo de conducción de la fase, si se necesita más corriente se cierran los interruptores y si se excede la consigna deseada se abren. Se basa en la misma técnica de regulación de la corriente, pero está indicado para velocidades reducidas, debido a que el ciclo de trabajo es muy elevado. Para poder utilizar esta técnica la topología del convertidor debe permitirla.

En las señales obtenidas mediante el osciloscopio la señal de color naranja pertenece a la forma de onda de la tensión de la fase motor y la señal de color azul a la corriente absorbida.

El montaje realizado para llevar a cabo estas pruebas es el siguiente:

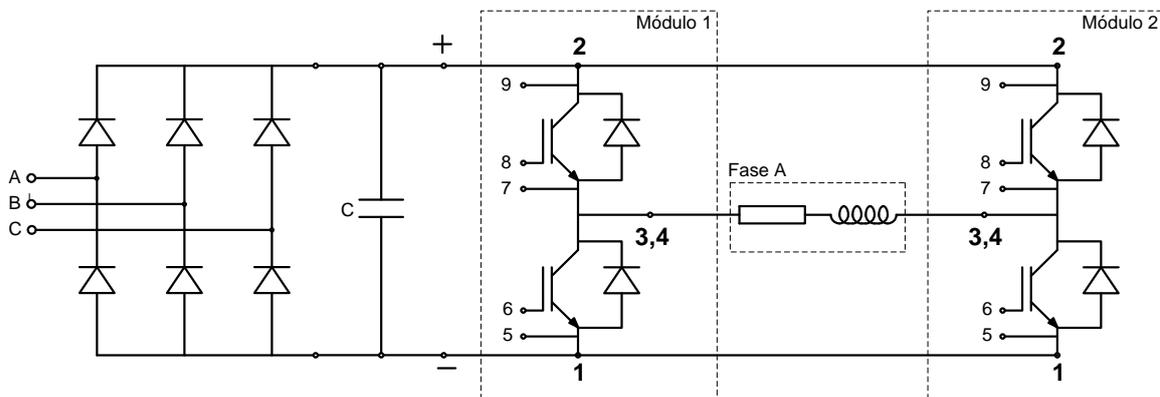


Figura 6.4.2- Esquema de montaje de una fase del el convertidor con un motor cc

6.4.1 Prueba 1.

- Voltaje alimentación IGBT's : 47 V.
- Frecuencia: 134 Hz.

Esta prueba consiste en alimentar la fase del motor a través del convertidor, la conmutación empleada es soft chopping.

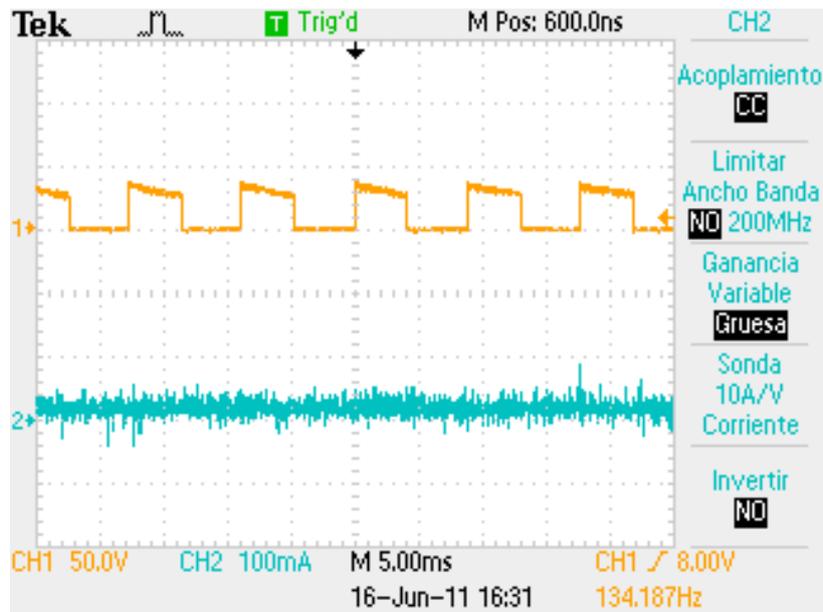


Figura 6.4.1.1- Pantalla resultante del osciloscopio de la prueba 1.

Una vez alimentada la fase del motor el rotor se colocó en la posición adecuada, quedando fijo, intentamos moverlo pero estaba total mente bloqueado. Esto es debido a que un IGBT está conduciendo continuamente.

6.4.2 Prueba 2.

- Voltaje alimentación IGBT's : 47 V.
- Frecuencia: 116 Hz.

En esta prueba las condiciones eran las mismas que la prueba 1, la única diferencia es que la conmutación era hard chopping.

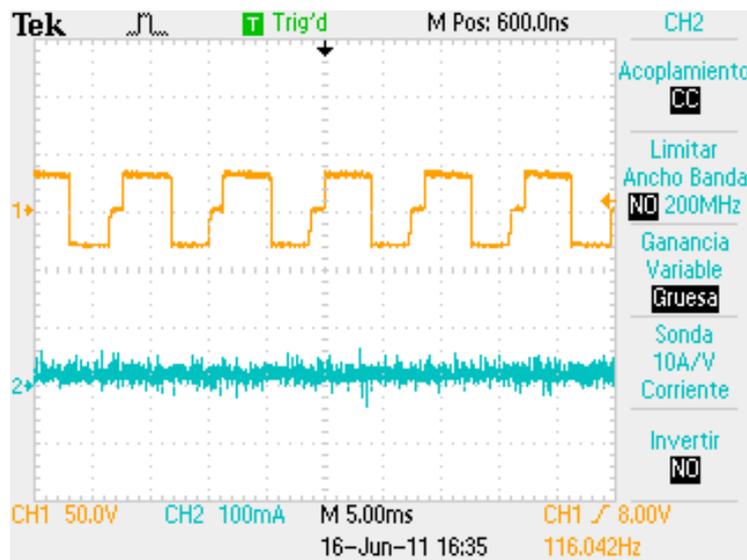


Figura 6.4.2.1- Pantalla resultante del osciloscopio de la prueba 2.

Como se observa en la figura la tensión en la bobina con estas condiciones es más adecuada. Esta conmutación permite el movimiento mínimo del rotor pero vuelve a su posición inicial.

6.4.3 Prueba 3.

- Voltaje alimentación IGBT's : 47 V.
- Frecuencia: 115 y 203 Hz.

Continuamos con conmutación hard chopping pero modificando el duty cycle, en la imagen de la izquierda el duty cycle es bajo, en la imagen de la derecha el duty cycle es alto.

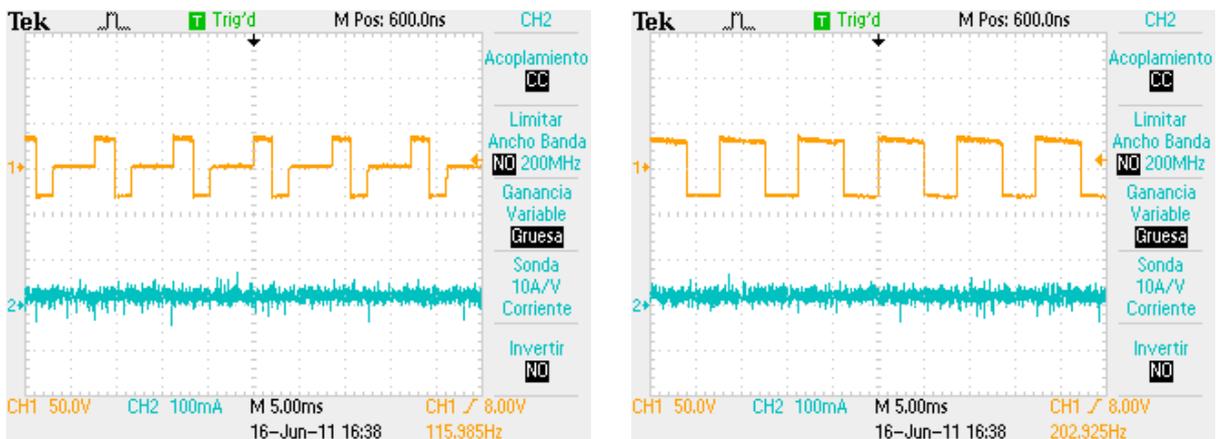


Figura 6.4.3.1- Pantalla resultante del osciloscopio de la prueba 3.

Vemos la diferencia de señal existente, el tiempo de on con el dutty cycle reducido es más corto, en estas condiciones el rotor queda muy libre se puede hacer girar con mucha facilidad, en cambio con el dutty cycle alto es imposible moverlo.

El convertidor funcionó correctamente, damos por válido los resultados. La **figura 789** muestra el montaje realizado en el laboratorio.

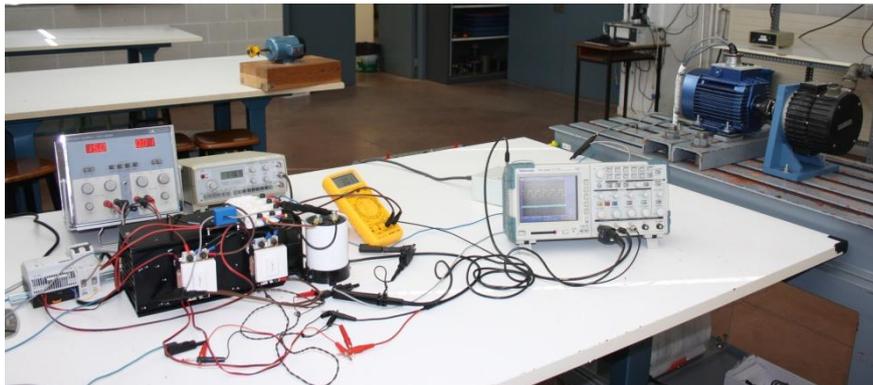


Figura 6.4.3.2- Imagen del montaje para realizar las pruebas con el motor SRM en el laboratorio.

6.5 Control del sistema mediante el DSP de dSPACE a tiempo real.

Como último ensayo realizado en el laboratorio hemos realizado una simulación mediante la aplicación Simulink del programa Matlab, con esta simulación hemos controlado la fase del motor SRM y el motor de corriente continua. La figura 6.5.1 muestra el diseño realizado para el control del sistema mediante Simulink de Matlab, [DEL10].

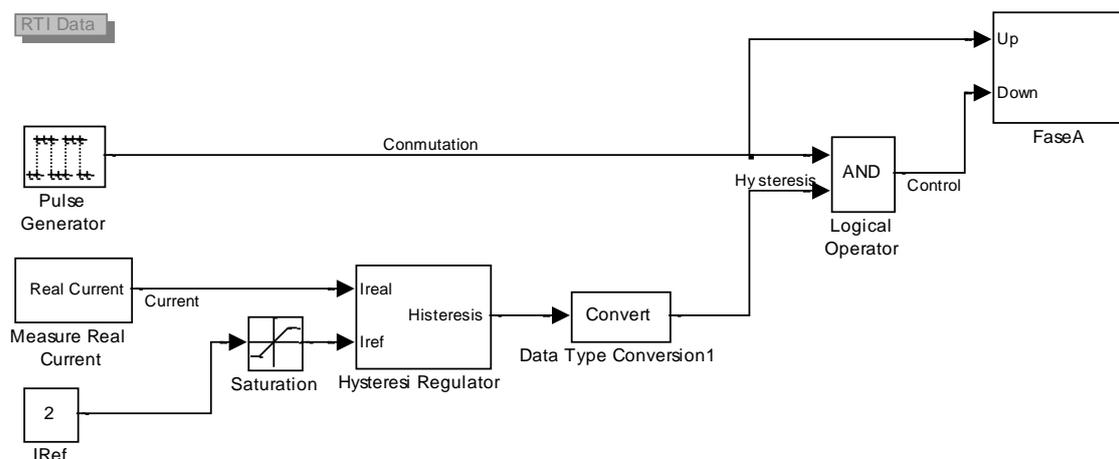


Figura 6.5.1- Diseño de la simulación mediante Simulink.

El tipo de control que realizamos es Hard-Chopping (conmuta el IGBT de arriba del módulo de IGBT's M1 y a la vez el IGBT de abajo del otro módulo de IGBT's M2).

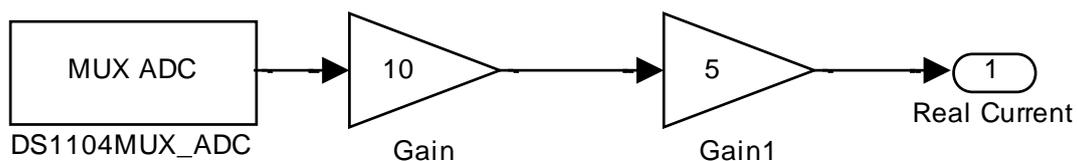
En la simulación lo que hacemos es generar una señal TTL de 5 V mediante el block "Pulse Generator", esta señal cuadrada la conectamos directamente a la salida (InHA IGBT M1A) que corresponde con la entrada E1 del driver de disparo del módulo M1 y por lo contrario le enviamos un cero a la salida (InLA IGBT M1A) que corresponde a la entrada E2 del driver de disparo del módulo M1.

Para controlar el módulo M2, medimos la corriente real del motor o de la fase a controlar mediante el LEM, esta señal la comparamos con una intensidad de referencia que no deseamos que sobrepase del valor introducido mediante el bloque "Hysteresi Regulator" seguidamente mediante el bloque "Data type Conversión" adaptamos la señal para el siguiente bloque, una puerta AND, esta puerta da como resultado un valor lógico 1 cuando a ambas entradas les llega un valor lógico 1 "TRUE", es decir deja pasar la señal cuando la intensidad es menor a la intensidad de referencia y a la vez la señal que crea el bloque "Pulse Generator" es 1 (5 Voltios). La señal de salida de la puerta AND va directamente conectada a la salida (InLA IGBT M2A) que corresponde con la entrada del driver E2 del módulo M2 por otra parte le enviamos un cero a la salida (InHA IGBT M2A) que corresponde a la entrada E1 del driver M2.

El bloque "Saturation" tiene límite inferior y superior en el caso de que la intensidad de referencia rebase ese límite, la señal es recortada.

El bloque "Pulse Generator" nos permite modificar los parámetros siguientes: forma de onda, amplitud, ancho de pulso, periodo y el retraso de fase. Modificando estos parámetros podremos observar como se modifica el comportamiento en el motor.

6.5.1 Measure Real Current.

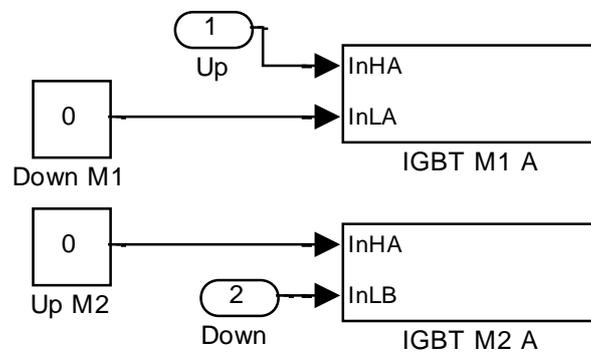


Hemos creado el bloque "Measure Real Current", este bloque se compone de un primer bloque "MUX ADC" necesario para comunicarnos con la tarjeta DSP de dSPACE ya

que esta requiere una configuración específica, debido a que dispone de diferentes bits de entrada y salida que deben ser configurados para que correspondan con el montaje realizado.

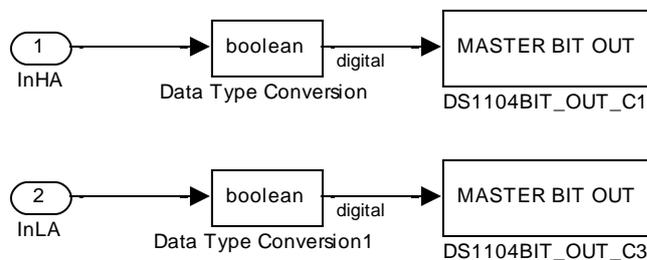
El bloque multiplicador (Gain=10) es necesario para las lecturas de datos analógicos, y el bloque multiplicador (Gain=5) es necesario para adaptar la señal a nuestra escala preseleccionada en el LEM, es decir si en nuestro LEM tenemos seleccionada la escala 10A/V deberíamos cambiar el (Gain=5) por (Gain=10), al tener en nuestro montaje la escala 5A/V lo dejaremos así.

6.5.2 Fase A.



En el bloque Fase A se pueden observar dos grandes bloques que corresponden a las salidas de la DSP de dSPACE que controlan las entradas de los drivers disparo de cada módulo, los bloques “Down M1” y “Up M2” envían la constante cero, como hemos explicado anteriormente.

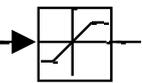
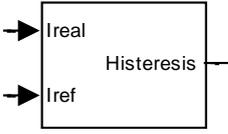
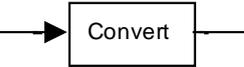
6.5.2.1 IGBT M1 A.



En el bloque “IGBT M1 A” hemos insertado el bloque “MASTER BIT OUT” necesario para comunicarnos con la tarjeta DSP de dSPACE como ya hemos explicado anteriormente debido a que requiere una configuración específica.

El bloque “Data type Conversion” sirve para adaptar la señal de entrada a una señal booleana con la que trabaja la tarjeta DSP de dSPACE.

La tabla 6.5.2.1.1 define los bloques usados en la simulación y descripción de ellos.

BLOQUE	DESCRIPCIÓN DEL BLOQUE
 <p>Pulse Generator</p>	<p>El bloque generador de impulsos genera impulsos de ondas cuadradas a intervalos regulares. Los parámetros del bloque de forma de onda, amplitud, ancho de pulso, Periodo y el retraso de fase, determinan la forma de la onda de salida. El siguiente diagrama muestra como cada parámetro afecta la forma de onda.</p>
 <p>Saturation</p>	<p>El bloque de saturación PS impone límites superior e inferior de una señal física. Cuando la señal de entrada está dentro del rango especificado por los parámetros del límite inferior y superior, la señal de entrada pasa a través del bloque sin sufrir cambios. Cuando la señal de entrada está fuera de estos límites, la señal se recorta en el límite superior o límite inferior. Tanto la entrada y la salida son señales físicas.</p>
 <p>Hysteresis Regulator</p>	<p>Este bloque nos permite comparar dos señales independientes entre ellas, en función de los parámetros introducidos por el usuario. Si el programa analizando las dos señales, registra que cumple los parámetros nos da una señal en la salida, si en la comparación detecta alguna irregularidad bloquea la salida.</p>
 <p>Data Type Conversion1</p>	<p>El bloque conversión de tipo de datos de convierte una señal de entrada de cualquier tipo de datos de Simulink para el tipo de datos que especifique para el parámetro de salida de tipo de datos. La entrada puede ser cualquier señal real o valor complejo. Si la entrada es real, el resultado es real. Si la entrada es complejo, la salida es compleja.</p>

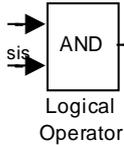
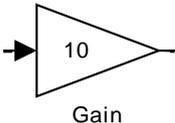
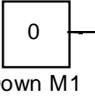
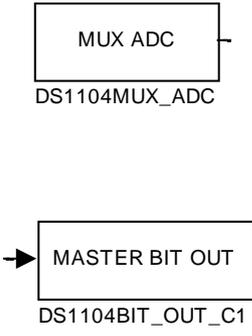
 <p>AND Logical Operator</p>	<p>El bloque del operador lógico realiza la operación especificada lógica en sus entradas. Un valor de entrada es VERDADERO (1) si no es cero y FALSO (0) si es cero.</p>
 <p>Gain</p>	<p>El bloque de ganancia se multiplica la entrada por un valor constante (ganancia). La entrada y la ganancia puede ser un escalar, vector, o matriz.</p> <p>Se especifica el valor de la ganancia en el parámetro de ganancia.</p>
 <p>Down M1</p>	<p>El bloque constante genera un valor constante, real o complejo.</p>
 <p>MUX ADC DS1104MUX_ADC</p> <p>MASTER BIT OUT DS1104BIT_OUT_C1</p>	<p>Estos dos bloques nos permiten comunicarnos con la tarjeta dSPACE, ya que estas tarjetas requieren una configuración específica, debido a que estas disponen de diferentes bits de entrada y salida, estos se han de configurar de manera que correspondan con el montaje realizado.</p> <p>Se dispone de tarjetas de comunicación analógica y digital, según la naturaleza de la señal a transmitir o recibir.</p>

Tabla 6.5.2.1.1- Definiciones de los bloques utilizados en la simulación.

6.5.3 Amplificación de la señal de salida de la dSPACE

La figura 6.5.3.1 muestra la placa realizada para amplificar la señal de entrada del driver de disparo.

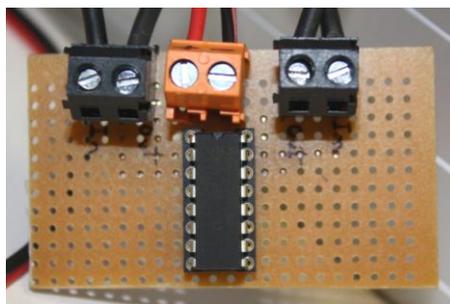
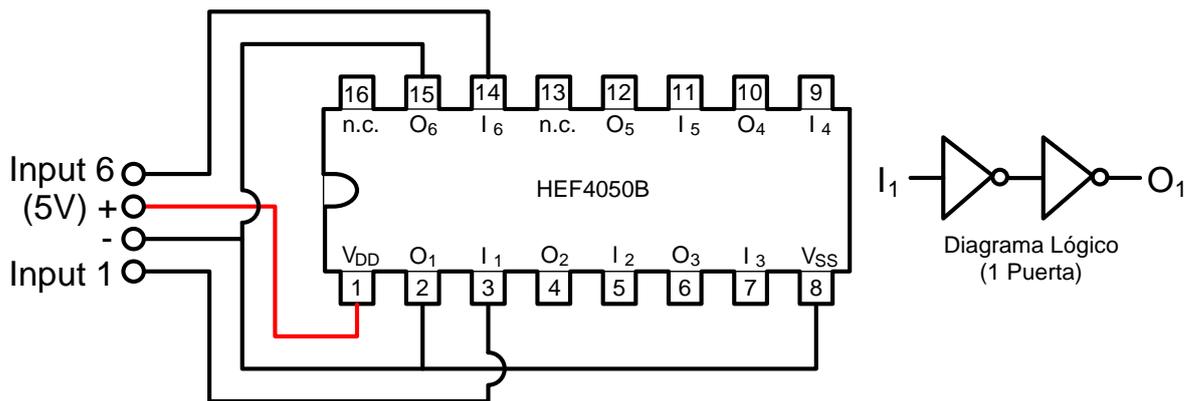


Figura 6.5.3.1- Placa para la amplificación de la señal de salida de la dSPACE .

Realizamos un pequeño montaje para aumentar la corriente de las salidas de la DSP de dSPACE, debido a que no era suficiente para el correcto funcionamiento del driver. Utilizamos el chip HEF4050B que proporciona seis buffers no inversores con capacidad de alta corriente de salida adecuada para una conducción TTL o altas cargas capacitivas.

Esquema unifilar del montaje.



Características principales del chip HEF4050B.

DC CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}; V_I = V_{SS} \text{ or } V_{DD}$

HEF	V_{DD} V	V_O V	SYMBOL	$T_{amb} (°C)$						
				-40		+25		+85		
				MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Output (sink) current LOW	4,75	0,4	I_{OL}	3,5	-	2,9	-	2,3	-	mA
	10	0,5		12,0	-	10,0	-	8,0	-	mA
	15	1,5		24,0	-	20,0	-	16,0	-	mA
Output (source) current HIGH	5	4,6	$-I_{OH}$	0,52	-	0,44	-	0,36	-	mA
	10	9,5		1,3	-	1,1	-	0,9	-	mA
	15	13,5		3,6	-	3,0	-	2,4	-	mA
Output (source) current HIGH	5	2,5	$-I_{OH}$	1,7	-	1,4	-	1,1	-	mA

6.5.4 El DSP de dSPACE.

El procesador digital de señales o DSP es un sistema basado en un procesador o microprocesador que posee un juego de instrucciones, un hardware y un software optimizados para aplicaciones que requieran operaciones numéricas a muy alta velocidad. Debido a esto es especialmente útil para el procesamiento y representación de señales analógicas en tiempo real: en un sistema que trabaje de esta forma (tiempo real) se reciben muestras (samples), normalmente provenientes de un convertor analógico/digital (ADC).

Se ha dicho que puede trabajar con señales analógicas, pero es un sistema digital, por lo tanto necesitará un convertor analógico/digital a su entrada y digital/analógico en la salida. Como todo sistema basado en procesador programable necesita una memoria donde almacenar los datos con los que trabajará y el programa que ejecuta.

Si se tiene en cuenta que un DSP puede trabajar con varios datos en paralelo y un diseño e instrucciones específicas para el procesamiento digital, se puede dar una idea de su enorme potencia para este tipo de aplicaciones. Estas características constituyen la principal diferencia de un DSP y otros tipos de procesadores. La figura 6.5.4.1 muestra la imagen de la DSP.

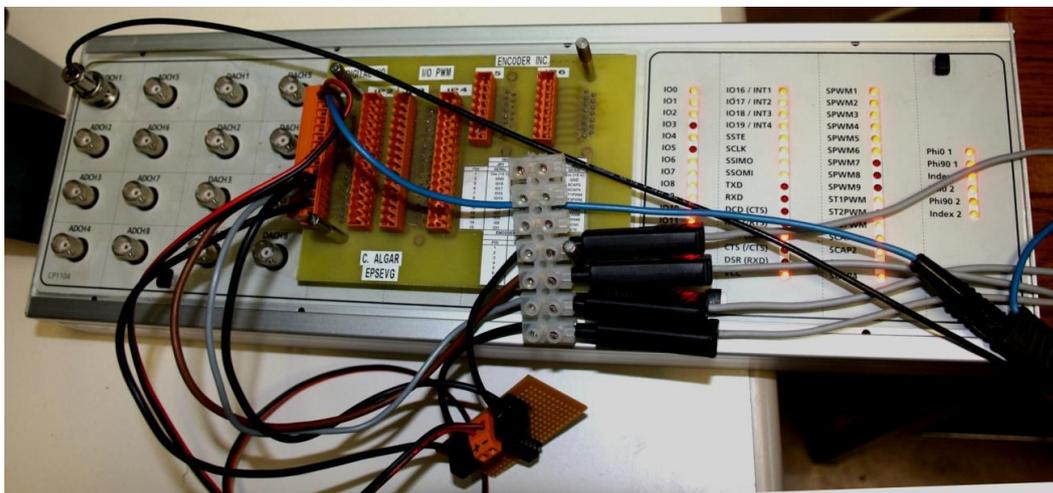


Figura 6.5.4.1 - Interface board Dspace 1104 CLP.

Las gráficas resultantes con las formas de onda de las tensiones e intensidades eran idénticas a las de las pruebas anteriores con los dos motores.

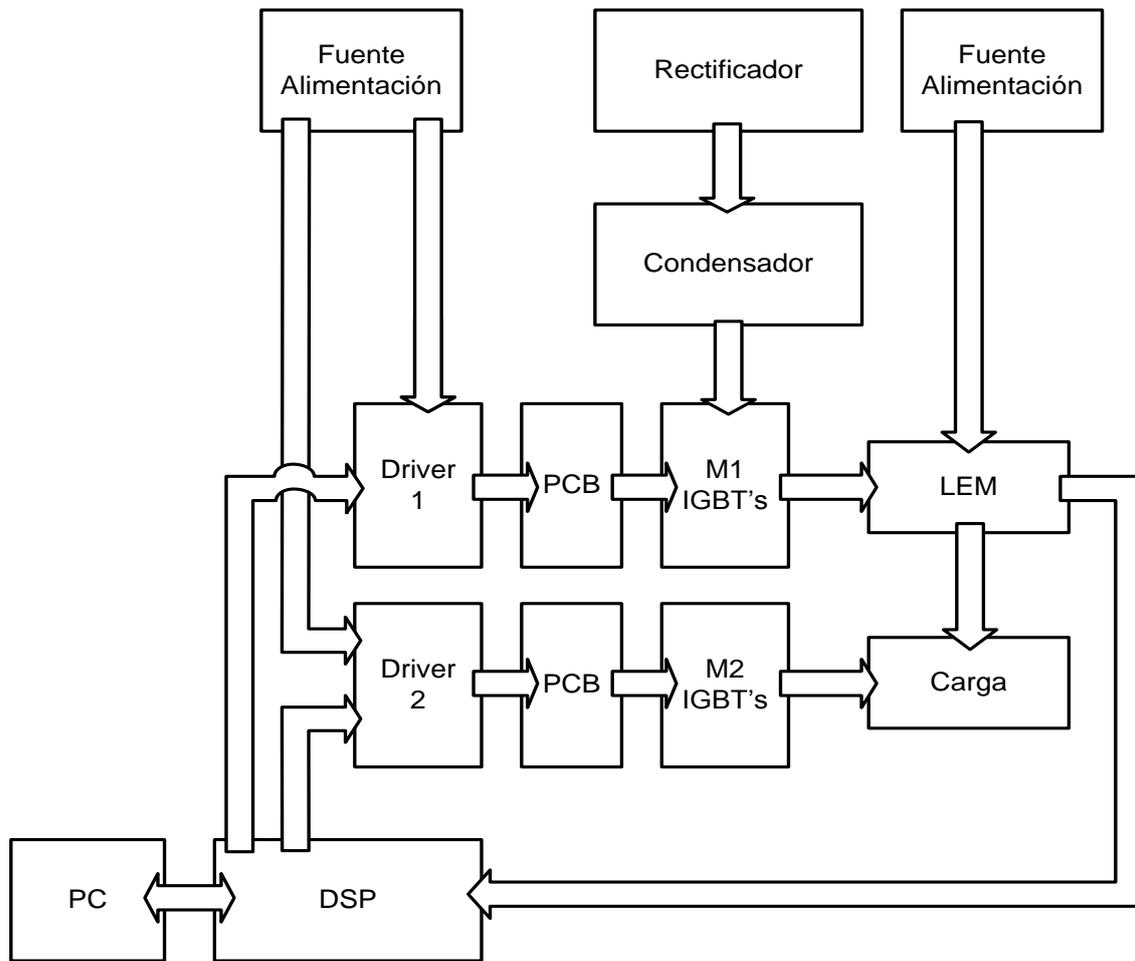


Figura 6.5.4.2- Diagrama de bloques del sistema con el DSP de dSPACE.

CAPITULO 7. PRESUPUESTO.

Presupuesto Material.

Descripción	Referencia	Unidades	Precio Ud.	Precio Total
<u>Material SindoPower</u>				
Modulo IGBT's SEMiX151GB12E4s	27890100	8	35,03	280,24
Driver SKHI 22 B R	L5012523	12	91,70	1100,40
Rectificador trifásico SEMiX251D12Fs	27283006	1	135,37	135,37
<u>Material RS Amidata-Components</u>				
Condensador 2200 µF 450VDC	190-024	2	94,31	188,62
Fuente Alim. STEP-PS/1AC/15DC/4	665-7813	2	47,00	94,00
Disipador de Calor Heatsink 0.5KW	658-025	2	45,69	91,38
Ventilador AC 230Vac	177-983	1	51,02	51,02
2way single row r/a tin	509-2379	50	0,391	19,55
Carcasa hembra Modu 1 hilera 2 vías	232-9943	50	0,170	8,5
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 100R	707-7587	10	0,014	0,14
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 200R	707-7619	20	0,014	0,28
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 1k	707-7666	20	0,014	0,28
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 22k	707-7779	20	0,014	0,28
LED chip transp 0805 verde KP-2012MGC	466-3778	20	0,525	10,5
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 18k	707-7767	10	0,014	0,14
LED chip transp 0805 rojo KP-2012SURC	466-3829	20	0,240	4,8
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 6R2	707-7495	40	0,014	0,56
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 2k	707-7697	10	0,014	0,14
Carbon Resistor, 0.25W ,5%, 10k	707-7745	20	0,014	0,28
3 way sub miniature rotary switch	102-181	5	1,480	7,4
Capacitor Ceramic Disc DC 2kV 330pF	683-2143	25	0,102	2,55
LEM LA100-P/SP13	451-1324	6	25,43	152,58
Transistor NPN B547	296-087	16	0,116	1,856
			Base Imponible	2.150,866
			18% IVA	387,15588
			Total €	2.538,02188

Presupuesto estudio técnico.

Descripción del trabajo realizado	Categoría	Horas	Precio Hora	Precio Total
Recopilación de los datos sobre los motores, convertidores, drivers, sensores, etc.	Ingeniero	80	70	5.600
Recopilación de información sobre las estrategias de control.	Ingeniero	90	70	6.300
Obtención de los parámetros reales de los motores, convertidor, driver, materiales,...	Ingeniero	25	70	1.750
Montaje de los elementos para su correcto funcionamiento.	Ingeniero	120	70	8.400
Simulación del sistema de control elegido.	Ingeniero	130	70	9.100
Estudio i configuración del sistema utilizando el control con la DS1104 de dSPACE.	Ingeniero	40	70	2.800
Validación y contrastación del sistema para el control de velocidad.	Ingeniero	100	70	7.000
Realización i búsqueda de pedidos.	Administrativo	15	20	300
Base Imponible				41.250
18% IVA				7.450
Total €				48.675

Presupuesto Total.

Descripción Partidas	Categoría	Horas o Unidades	Precio Horas o Unidades.	Precio Total
Materiales: Drivers, módulos IGBT's, leds, rectificador, resistencias, condensadores, transistores, etc.	Material			2.150,866
Recopilación de datos de los materiales, información estrategias de control, obtención de parámetros reales , montaje i simulación, estudio de la DSP i validación del sistema para el control de velocidad,	Ingeniero	585	70	40.950
Realización i búsqueda de pedidos.	Administrativo	15	20	300
Base Imponible				43.400,87
18% IVA				7.812,16
Total €				51.213,02

CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.

Conclusiones.

Con la realización de un proyecto de estas dimensiones donde se utiliza una gran cantidad de horas de trabajo, las conclusiones son muchas y muy variadas.

Los inicios siempre son difíciles, nuestros primeros pasos en la búsqueda de información fueron complicados ya que la información existente en internet es muy abundante, y es necesario contrastarla. Para obtener una información válida y de garantías es obligado hacer una criba exigente.

Todos los convertidores están elegidos a conciencia, presentan unas características parecidas para la adaptación a los módulos de IGBT's que disponemos, además todos los convertidores se han escogido pensando en su carácter docente y su fácil implementación.

La primera gran piedra en el camino fue la del diseño de las placas mediante el programa informático. El programa utilizado era totalmente desconocido para nosotros esto nos supuso un esfuerzo extra y una pérdida de horas importante, la cual superamos satisfactoriamente como se aprecia en los diseños, y nos ha aportado nuevos conocimientos informáticos en la creación de circuitos impresos.

El trabajo de laboratorio ha sido el que realmente nos ha aportado más conocimientos prácticos y teóricos. Siempre se aprende más manipulando por uno mismo las cosas. Hemos aprendido nuevos aspectos de la electrónica y hemos mejorado los conocimientos que ya habíamos aprendido en la carrera, como el funcionamiento de los motores, convertidores, interruptores de estado sólido.

Creemos que hemos acertado con la elección de este tipo de proyecto, al presentarse tantos problemas a resolver, uno da lo mejor de sí mismo para solucionarlos. Con cada problema superado somos un poco más independientes.

En la implementación de un motor de corriente continua es imprescindible dar un camino de salida a la energía almacenada en la bobina del motor. En los principios de ensayo con este motor no tomamos las medidas necesarias, debido a esto un IGBT se estropeo. Después de ese tuvimos muy presente este aspecto.

Este proyecto tiene en cuenta y respeta el medioambiente, ya que el convertidor mejora el rendimiento y la eficiencia del accionamiento.

Otra gran aportación a nuestros conocimientos informáticos ha sido la implementación de una de las fases a través del software Matlab Simulink. Gracias a este ensayo hemos enriquecido los conocimientos de Matlab, ya que sabemos que es un programa muy amplio, con una gran ventana de aplicaciones.

Para finalizar la conclusión destacamos que el proyecto nos ha aportado más conocimientos de electrónica, informática, funcionamiento de maquinas, regulación y control de las mismas, a los ya aprendidos durante la carrera.

Creemos que la realización del proyecto final de carrera para finalizar los estudios universitarios es una manera de culminar tu preparación como ingeniero técnico, ya que pone a prueba todos tus conocimientos. Estamos orgullosos del trabajo realizado.

Perspectivas de futuro.

Ya que nosotros no hemos acabado de construir el convertidor debido a la falta material, los próximos estudiantes que hereden este proyecto deberían de finalizar el montaje y realizar los siguientes puntos:

- Configurar y establecer una red Snubber. Los circuitos Snubber son utilizados para proteger los interruptores, de los estados transitorios en las conexiones/desconexiones de tensión.
- Establecer y estudiar diferentes escalas para la selectividad de tiempos (t_{ON} y t_{OFF}).
- Elaborar posibles prácticas para los alumnos que usen este convertidor para su preparación como ingenieros.

CAPÍTULO 9. BIBLIOGRAFÍA.

[BLA07] Blanqué Molina, Balduí. “Simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados”. Director: Andrada Gascón, Pere. Universitat Politècnica de Catalunya, Departament de Ingenieria Elèctrica, 2007.

[PER06] Perat Benavides, J. Ignasi. “Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados”. Director: Andrada Gascón, Pere. Universitat Politècnica de Catalunya, Departament de Ingenieria Elèctrica, 2006.

[CUA10] Cuartiella Ferret, Roger. “Simulació i control de convertidors de potencia per accionaments amb SRM mitjançant una simulació interactiva i prototipat ràpid”. 06-07-2010.

[DEL10] Delgado Sandalinas, Ignasi. “Control del par en un motor SRM aplicado a la dirección asistida en vehículos eléctricos utilizando herramientas de prototipado rápido”. 26-01-2010.

[BAO11] Baos Rodríguez, Jorge. “Estudio y cálculo de los dispositivos de potencia necesarios para el diseño de convertidores en aplicaciones docentes”. 08-02-2011.

Bibliografía electrónica.

<http://www.tuveras.com/maquinaasincrona/motorasincrono1.htm>

<http://www.todorobot.com.ar/documentos/dc-motor.pdf>

<http://www.mathworks.com/help/search/doc/en/R2011a?qdoc=gain&submitsearch=Search>