



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL ELÉCTRICO

Título del proyecto:

***“PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE
PARA UNA MÁQUINA DE CORRIENTE
CONTINUA”***

Alumno: Miguel Ángel Chica Sánchez

Tutor: Jesús López Taberna

Pamplona, a 2 de julio de 2010.

Agradecimientos:

A toda mi familia que ha estado a mi lado día a día dándome su apoyo incondicional sin el cual no hubiera podido llevar a cabo la realización de este trabajo.

A mi tutor, Jesús López, por brindarme su confianza durante toda la realización de este proyecto. Por el tiempo que me dedicó en la etapa de diseño dándome los conceptos teóricos necesarios así como en la etapa de montaje en la que su valiosa ayuda fue trascendental para que el resultado final fuese un éxito.

A mis amigos y compañeros de la carrera que me brindaron su ayuda en momentos oportunos.

A los compañeros del laboratorio de Máquinas Eléctricas del Edificio Los Pinos, por contribuir a que el ambiente de trabajo sea el adecuado día a día.

INDICE.-

0. INTRODUCCION.....	6
1. DESCRIPCIÓN DE UN ACCIONAMIENTO DE CORRIENTE CONTINUA..	8
1.1. Planteamiento general.....	8
1.2. Máquina de corriente continua, MCC.....	9
1.2.1. Conceptos y ecuaciones básicas.....	9
1.2.2. Excitación independiente y modelo dinámico de MCC.....	11
1.2.2.1. Ecuaciones de armadura y de campo.....	11
1.2.2.2. Balance de potencias.....	13
1.2.3. Modelo dinámico de la MCC.....	13
1.2.4. Modos de controlar la MCC: control por armadura.....	16
1.2.5. Modos de funcionamiento de la MCC: diagrama de los 4 cuadrantes.....	18
1.2.6. Resumen.....	19
1.3. PUENTE EN H: estructura.....	20
1.3.1. El IGBT.....	20
1.3.2. El diodo.....	25
1.3.3. Conjunto IGBT-diodo.....	28
1.3.4. Driver.....	28
1.3.5. Células de conmutación del PUENTE EN H.....	29
1.3.6. Reversibilidad del PUENTE EN H.....	29
1.4. PUENTE EN H: Funcionamiento.....	31
1.4.1. PWM: Modulación por anchura de pulso.....	32
1.4.2. Rizado de corriente.....	33
1.4.3. Técnicas de PWM: PWM unipolar.....	35
1.4.4. Comportamiento del PUENTE EN H en las conmutaciones.....	38
1.4.5. Efecto de inductancias parásitas: condensadores de desacoplo.....	42
1.5. Control del PUENTE EN H.....	45
1.5.1. Lazo cerrado de control.....	45
1.5.2. Lazos en cascada: lazo de corriente.....	47
1.5.2.1. Bloque convertidor-motor.....	49
1.5.2.2. Bloque sensor-filtro.....	49
1.5.2.3. Bloque regulador PI.....	50
1.5.2.4. Estabilidad y rapidez: diagrama de bode.....	50
1.5.2.5. Estabilidad y rapidez del lazo de corriente: regulador pi.....	52
1.5.2.6. Regulador PI: efecto windup.....	59
1.5.3. Lógica de encendido y apagado.....	59
2. DISEÑO DEL ACCIONAMIENTO.....	61
2.1. Planteamiento general.....	61
2.2. Circuito de potencia.....	63
2.2.1. MCC utilizada:.....	63
2.2.2. Alimentación del convertidor: bus de continua.....	64
2.2.2.1. Rama de arranque.....	68
2.2.2.2. Protección magnetotérmica.....	70
2.2.2.3. Filtro EMI.....	71
2.2.3. PUENTE EN H.....	72
2.2.3.1. Cálculo de corriente de recuperación inversa.....	72
2.2.3.2. Cálculo del condensador de desacoplo.....	73
2.2.4. Pérdidas de calor: disipador o radiador.....	74
2.2.4.1. Radiador como estructura robusta.....	80

2.2.5. Sensores de medida.....	83
2.2.5.1. Sensor de tensión	83
2.2.5.2. Sensor de corriente.....	85
2.2.6. Descarga del bus en el apagado del convertidor.	87
2.2.7. Valores de funcionamiento.	90
2.3. Circuito de control	91
2.3.1. Entradas y salidas.....	91
2.3.2. Acondicionamiento de medidas	92
2.3.2.1. Acondicionamiento de la medida de tensión	92
2.3.2.2. Acondicionamiento de la medida de corriente.....	93
2.3.3. Cálculo del regulador PI	94
2.3.4. Obtención del error y tensión modulante: configuración ampliada del PI.....	95
2.3.5. Obtención del error y de la tensión modulante: configuración simplificada del PI.....	95
2.3.6. Efecto wind up: comparación de las configuraciones ampliada y simplificada.....	97
2.3.7. Elección de la configuración adecuada.....	102
2.3.8. Implementación del circuito analógico	102
2.3.9. Implementación de la PWM unipolar	103
2.3.9.1. Integrado UC3637.....	103
2.3.9.2. Obtención de la modulante positiva.....	104
2.3.9.3. Obtención de la tensión triangular.	105
2.3.9.4. Disparos de los IGBTs	107
2.3.10. Implementación de la lógica de encendido y apagado	108
2.3.10.1. Protección de sobrecorriente.....	108
2.3.10.2. Circuito de histéresis de la rama de arranque	111
2.3.10.3. Circuito de histéresis de la rama de disipación.....	114
2.3.10.4. Protección de sobretensión	116
2.3.10.5. Protección de baja alimentación	116
2.3.10.6. Basculas de encendido y apagado.....	118
2.3.10.6.1. Pulsadores reset y paro.....	121
2.4. Circuitos de visualización:.....	124
2.4.1. Circuito de diodos LEDs.....	124
2.4.2. Circuitos de displays de medida	124
2.5. Circuito de drivers	128
2.5.1. Estructura del DRIVER CONCEPT.....	128
2.5.2. Funciones del DRIVER CONCEPT.....	129
2.5.3. Configuraciones del DRIVER CONCEPT	131
2.5.3.1. Configuración en modo directo	132
2.5.3.2. Configuración en modo medio puente.....	132
2.5.4. Configuración de los pines del DRIVER CONCEPT.-	134
2.5.4.1. Configuración de los pines de entrada	134
2.5.4.2. Configuración de los pines de salida	135
2.5.5. Entradas y salidas.....	137
2.5.6. Drivers de las células de conmutación	138
2.5.6.1. Tiempos muertos de los disparos.....	138
2.5.6.2. Resistencia de puerta.....	138
2.5.6.3. Elementos de los pines de entrada	141
2.5.6.4. Elementos de los pines de salida.....	143
2.5.6.5. Configuración práctica del PUENTE EN H	143

2.5.7. Driver del IGBT de la rama de disipación	144
2.5.7.1. Resistencia de puerta.....	145
2.5.7.2. Elementos de los pines de entrada	145
2.5.7.3. Elementos de los pines de salida.....	146
2.5.8. Estado común y estados individuales de los drivers.....	146
2.6. Circuito de alimentación de señal.....	148
3. MONTAJE DEL PUENTE EN H	150
3.1. Diseño en 3D	150
3.2. Diseño de los circuitos del convertidor: PCBs.....	152
3.3. Diseño de la cubierta del convertidor.....	152
3.4. Material utilizado.....	154
4. RESULTADOS.	155
4.1. Resultados iniciales	155
4.2. Seguimiento de la referencia a distintas frecuencias	157
4.3. Respuesta del sistema completo frente a escalones de velocidad positivos. ...	163
4.4. Respuesta del sistema completo frente a escalones de velocidad negativos. ..	165
4.5. Funcionamiento de la rama de disipación.....	167
4.6. Funcionamiento en regimen permanente	170
5. CONCLUSIONES Y MEJORAS.-.....	171
6. BIBLIOGRAFÍA.-	173
7. ANEXOS.....	174

0. INTRODUCCION.-

El Proyecto Final de Carrera, PFC de aquí en adelante, que se describe a continuación tiene el objetivo de realizar un convertidor de potencia para utilizarlo en un accionamiento eléctrico que servirá para las prácticas en el laboratorio de máquinas eléctricas del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Edificio Los Pinos.

En esta introducción se pretende conseguir una visión general de la constitución de este proyecto para luego en capítulos posteriores entrar en la explicación detallada de cada una de las partes descritas.

Un accionamiento eléctrico básicamente está formado por una máquina eléctrica y un convertidor de potencia y su objetivo es controlar la velocidad de la máquina de forma que gire a velocidad variable. Con un accionamiento eléctrico se puede mejorar el rendimiento de una máquina con respecto a si esta funcionase sin la ayuda de un convertidor.

En este PFC se pretende conseguir un convertidor para un accionamiento de corriente continua ya que se utilizará una maquina de corriente continua, MCC de ahora en adelante.

Históricamente los accionamientos de continua han sido muy utilizados ya que se podían controlar por separado par-velocidad y flujo. Es decir, existe un desacoplamiento entre ambas magnitudes que permiten controlar la maquina fácilmente.

En lo que se refiere al convertidor de potencia se utilizará un convertidor estático. Se destaca el que sea un convertidor estático ya que antes los había de tipo dinámico; pero ahora gracias al desarrollo de la electrónica de potencia se pueden tener convertidores que no se muevan.

En este PFC se desarrollará el convertidor denominado PUENTE COMPLETO O PUENTE EN H.

Como se dijo anteriormente, el objetivo de un accionamiento es controlar la velocidad de una máquina, y para ello se debe controlar el comportamiento del convertidor electrónico que logra este propósito. Dicho control se consigue con los denominados LAZOS DE CONTROL.

Existen dos tipos de lazos de control: abierto y cerrado.

El primero de ellos se realiza fácilmente y tiene bajo coste; en contrapartida son menos robustos y precisos en el control.

El segundo consta de realimentación que ayuda a comparar en todo momento la magnitud de referencia a seguir con la magnitud medida. Por eso permite obtener más precisión y robustez que el anterior a costa de su mayor precio y elaboración. Es este lazo de control el que se implementará en este PFC.

La realimentación del lazo cerrado se tiene con varias magnitudes: velocidad, par, posición, corriente, etc. Pudiéndose conseguir lazos en cascada con dichas magnitudes, es decir, lazos cerrados dentro de otros.

En este PFC, el PUENTE EN H se controlará mediante dos lazos cerrados en cascada: uno interno de corriente y otro externo de velocidad que le envía órdenes al primero.

El lazo de velocidad ya ha sido realizado en un PFC anterior, por lo que sólo será necesario construir el lazo interno de corriente.

Este PFC inició su andadura con la ayuda de un trabajo final de carrera realizado anteriormente: “CONVERTIDOR DE IGBTs REVERSIBLE CON CONTROL DE CORRIENTE PARA ACCIONAMIENTOS ELECTRICOS DE 10 kW” realizado por José Luis de Carlos Castillo. Dicho trabajo constituyó un importante apoyo teórico y práctico para realizar el PFC actual.

Con la base teórica se obtuvo un conocimiento detallado, tanto en su funcionalidad como en su dimensionamiento, de cada una de las partes que constituyen la estructura de un convertidor de potencia PUENTE EN H.

Por otro lado, el montaje práctico permitió tener una idea inicial de cómo sería la estructura del convertidor que se pretendía conseguir en este PFC. Con esta noción inicial, se conseguirá en la etapa de montaje acoplar los elementos del convertidor para conseguir una estructura compacta y robusta.

Sin embargo, el objetivo final de este PFC consistía en realizar un PUENTE EN H mejorado con el fin de que tenga una utilidad práctica.

Para ello, se puso énfasis en desarrollar las dos etapas principales de este proyecto:

- ✓ La etapa de definición en la que se establecieron conceptos teóricos propios para el presente PFC con el fin de mejorar la teoría ya existente. Por ello además de la fuente bibliográfica mencionada anteriormente se utilizaron otros recursos como puede verse en la bibliografía (pág.173).
- ✓ La fase de montaje, en la que partiendo de la estructura realizada se procedió a elaborar el diseño de la estructura del convertidor actual con el fin de mejorar lo anterior. Una vez se tuvo el diseño se procedió a su montaje práctico.

Una vez determinada la línea a seguir se pueden resumir los siguientes objetivos:

- ✓ Elaborar un convertidor de potencia PUENTE EN H de estructura robusta para que tenga utilidad práctica.
- ✓ Realizar distintos ensayos que permitan verificar el correcto funcionamiento del mismo.
- ✓ Obtener conclusiones y establecer mejoras de lo conseguido a partir de los resultados anteriores. Se adelanta que se realizará una segunda unidad mejorada en los aspectos que sean necesarios con respecto a la realizada en este PFC.

Se pone fin a esta introducción esperando que el lector se haya situado globalmente en lo que se quiere conseguir con este PFC.

1. DESCRIPCIÓN DE UN ACCIONAMIENTO DE CORRIENTE CONTINUA.-

En el presente apartado se va a describir, principalmente de forma cualitativa y en algunos casos de forma cuantitativa cada una de las partes que constituyen el accionamiento de continua. En especial se pondrá especial atención en la estructura de un convertidor PUENTE EN H o PUENTE COMPLETO y su respectivo control.

1.1. PLANTEAMIENTO GENERAL.-

El convertidor PUENTE EN H con control de corriente del presente proyecto se utilizará en un accionamiento de corriente continua.

La planta de un accionamiento eléctrico se muestra en la figura 1.1.

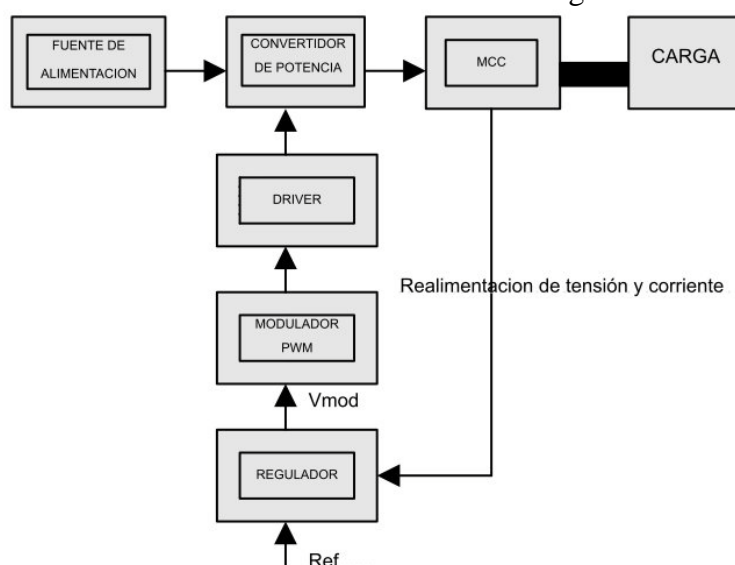


Fig. 1.1. Elementos principales del accionamiento de corriente continua.

- La MCC está conectada al convertidor PUENTE EN H que se encarga de modificar el perfil de la tensión continua de la entrada para dar a la salida otra distinta con el fin de que dicha máquina cumpla unos requisitos tanto en su velocidad como en su par.
- Como se ha dicho varias veces, el PUENTE EN H controla una MCC. Esta máquina se caracteriza por sus buenas cualidades en lo que se refiere, por una parte a su control y por otra su manejo.

El control de la MCC resulta sencillo dado el desacoplamiento que existe entre el flujo y el par-velocidad, lo que permite controlar ambas magnitudes por separado.

Su manejo es sencillo dado que su modelo presenta linealidad en sus ecuaciones principales.

- El control permite actuar sobre el convertidor gracias a la realimentación que nos dan los sensores de medida. Como se puede ver consta de varios elementos:
 - Los sensores, ya mencionados, que nos informan de los valores de tensión y corriente en todo momento.
 - Un regulador se encarga de eliminar el error entre las referencias de tensión y corriente que se deben seguir con las medidas obtenidas. Esto lo hace

calculando una tensión modulante (analógica) que se envía a un modulador PWM.

- El Modulador PWM (Modulación por anchura de pulso en inglés Pulse-Width Modulation) permite que el convertidor modifique la onda de entrada para que la tensión de salida introducida a la máquina permita que esta siga las referencias marcadas.

Esto lo hace determinando la función de conexión (digital) de los encendidos y apagados de los interruptores.

Es decir, el modulador PWM envía los disparos a los interruptores semiconductores para modificar el perfil de la tensión de entrada.

- El driver se encarga del acondicionamiento de la función de conexión, es decir, de los disparos de los interruptores según sus necesidades.

1.2. MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA, MCC.-

A lo largo de esta sección se repasarán los conceptos y ecuaciones básicas. Además se representará su modelo dinámico necesario para poder diseñar posteriormente el lazo cerrado de control de corriente. Por último, se describirán los modos de controlarla así como sus modos de funcionamiento a través del diagrama de los 4 cuadrantes.

1.2.1. CONCEPTOS Y ECUACIONES BÁSICAS.-

La MCC constituye el elemento motriz que se pretende controlar con el convertidor PUENTE EN H.

La MCC está formada por dos estructuras básicas: el inductor o campo o estátor constituye la parte fija y el inducido o armadura o rotor constituye la parte móvil de la máquina.

El inductor está formado por un núcleo magnético alrededor del cual se sitúa el devanado de campo o de excitación. El paso de corriente eléctrica a través del devanado produce flujo magnético confinado en el núcleo.

El inducido está formado por un núcleo cilíndrico de chapas magnéticas y por el devanado de armadura.

El devanado de armadura está unido al colector de delgas que establece contacto físico con las escobillas que suelen ser de ferrita y están fijas.

El colector de delgas está formado por láminas conductoras aisladas entre sí y funciona como un rectificador mecánico, que permite obtener tensión continua a partir de la tensión alterna inducida en el devanado de armadura.

Las escobillas permiten conectar la parte móvil del motor con la circuitería exterior.

Durante el movimiento del rotor dentro del campo magnético se induce tensión en las espiras de su devanado. El rotor ve flujo variable que según la ley de Faraday induce una tensión proporcional a la variación de dicho flujo con la siguiente expresión:

$$E_a = k_e \cdot \phi_c \cdot \omega$$

donde E_a , tensión de armadura en vacío o fuerza contraelectromotriz.

k_e , constante de tensión que depende del número de espiras y forma de los devanados.

ϕ_c , flujo creado por el campo.

ω , velocidad angular del rotor.

Si por el devanado de armadura circula corriente eléctrica, se genera un nuevo campo magnético que se sitúa perpendicular al generado por el devanado de campo. Consecuentemente, se da una interacción mutua entre ambos campos que tienden a alinearse lo que origina un par electromagnético desarrollado por el rotor, de la siguiente expresión:

$$T = kt \cdot \phi_c \cdot I_a$$

donde T , par electromagnético.

kt , constante de par.

ϕ_c , flujo creado por el campo.

I_a , corriente que circula por la armadura.

De lo anterior se puede concluir que es la armadura la que transmite la potencia mecánica de la máquina. Dado que, al girar a una cierta velocidad, transmite un par electromagnético consecuencia de la interacción de los campos magnéticos de la excitación y de la armadura.

En unidades del SI las constantes de tensión y de par son iguales si se desprecian las pérdidas por rozamiento del rotor. Si se realiza un balance de potencias tanto eléctrica como mecánica se tiene:

$$\left. \begin{array}{l} P_{elec} = E_a \cdot I_a = k_e \cdot \phi_c \cdot \omega \cdot I_a \\ P_{mec} = T \cdot \omega = kt \cdot \phi_c \cdot I_a \cdot \omega \end{array} \right\} \Rightarrow P_{mec} = P_{elec} \Rightarrow k_e = kt = k$$

Además si el flujo que se tiene en la excitación es constante podemos resumir las dos ecuaciones básicas de la MCC de la siguiente forma:

$$E_a = K \cdot \omega; T = K \cdot I_a$$

Donde K es la constante de par y tensión a flujo constante.

De lo anterior se obtienen dos conclusiones:

- La fuerza contraelectromotriz es proporcional a la velocidad a la que gira el rotor.
- El par producido por el rotor es proporcional a la corriente que circula por sus devanados.

Finalmente se puede decir que el campo magnético permite acoplar el sistema eléctrico (tensión y corriente) y el mecánico (velocidad y par) de la MCC.

1.2.2. EXCITACIÓN INDEPENDIENTE Y MODELO DINÁMICO DE MCC.-

La MCC puede conectarse de varias formas según la excitación: de forma independiente, paralelo o serie.

En la aplicación de este PFC, la MCC tendrá excitación independiente. Tanto sus devanados de campo como de armadura se pueden controlar por separado.

Anteriormente, en el balance de potencias, no se tuvo en cuenta las pérdidas por efecto joule ni las inductancias asociadas a los campos magnéticos que existen en el funcionamiento real de una MCC. Por este motivo es necesario realizar un circuito equivalente de la MCC que tenga en cuenta los efectos citados anteriormente.

En la figura 1.2 se representa la MCC con su excitación independiente.

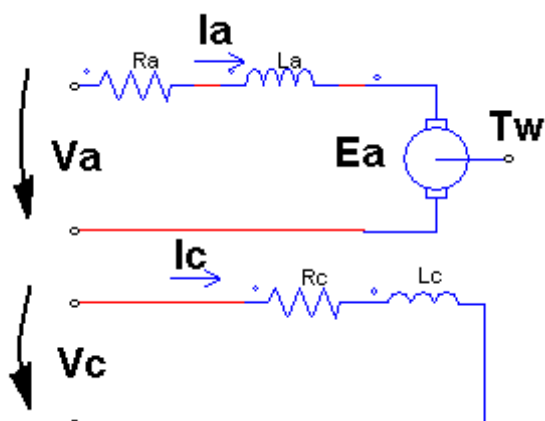


Fig. 1.2. MCC con excitación independiente. Convenio de signos como motor.

La armadura se alimenta con una tensión V_a . De esta forma se produce un flujo de corriente que genera un par electromagnético que da lugar a una potencia mecánica obtenida en el eje del rotor.

El campo, que se alimenta con una tensión V_c para producir un flujo de corriente y por tanto la generación de un campo magnético.

Con este circuito se pueden conseguir las ecuaciones dinámicas de la MCC. Dichas ecuaciones nos permitirán posteriormente realizar el balance de potencias adecuado además de establecer el modelo dinámico necesario para realizar el lazo de control de la MCC.

1.2.2.1. ECUACIONES DE ARMADURA Y DE CAMPO.-

La ecuación que representa la armadura es:

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + E_a,$$

Las variables son instantáneas por lo que la ecuación no representa el régimen permanente.

En régimen permanente, por otra parte, la ecuación de la armadura es:

$$V_a = R_a \cdot I_a + E_a \Rightarrow V_a = R_a \cdot K \cdot T + K \cdot \omega \Rightarrow \omega = \frac{V_a - R_a \cdot K \cdot T}{K}$$

De donde obtenemos la relación entre la velocidad y el par de la máquina. Si representamos gráficamente esta relación, con el par en el eje de ordenadas y la

velocidad en el eje de las abscisas, obtenemos la siguiente expresión con su respectiva gráfica mostrada en la figura 1.3. Se ha representado una gráfica T- ω con K=1 y Ra=5 Ω .

$$T = \frac{V_a}{R_a} K - \frac{K^2}{R_a} \omega$$

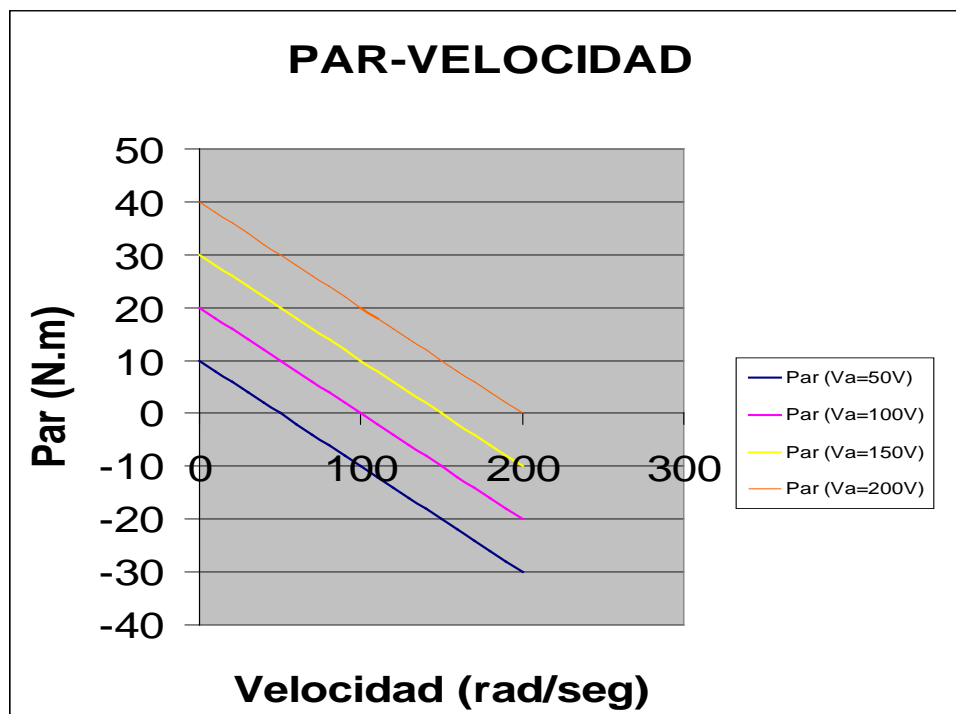


Fig. 1.3. Par-Velocidad de MCC.

Como se puede observar. La gráfica se desplaza hacia arriba cuanto mayor es el valor de la tensión de alimentación de la armadura. La pendiente que se observa se debe a la caída de tensión producida en la resistencia de armadura.

Además, cabe destacar la capacidad de la MCC de realizar par cuando el rotor no gira.

La ecuación que representa el campo es:

$$v_c = R_c \cdot i_c + L_c \cdot \frac{di_c}{dt},$$

Igual que antes las variables son instantáneas por lo que la ecuación no representa el régimen permanente.

Igual que antes, la ecuación en régimen permanente es: $V_c = R_c \cdot I_c$, es decir la tensión de excitación es la caída de tensión en la resistencia del devanado de campo.

De ambas ecuaciones hay que resaltar que la MCC presenta un **carácter inductivo**, que evita que la corriente varíe bruscamente. Esta característica será muy importante a la hora de definir el convertidor de potencia que actuará sobre ella.

1.2.2.2. BALANCE DE POTENCIAS.-

Se hará un análisis de la potencia eléctrica total que entra a la máquina hasta que se obtiene la potencia mecánica útil en el eje del rotor.

Para realizar este balance, la máquina se encuentra en régimen permanente por lo que:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_c}{dt} = 0$$

$$P_{elec} = V_a \cdot I_a + V_c \cdot I_c = (R_a \cdot I_a + E_a) \cdot I_a + (R_c \cdot I_c) \cdot I_c;$$

$$P_{elec} = E_a \cdot I_a + R_a \cdot I_a^2 + R_c \cdot I_c^2$$

Donde $\begin{cases} E_a \cdot I_a = K \cdot \omega \cdot I_a = T \cdot \omega = P_{mec_útil} \\ R_a \cdot I_a^2 = \text{Pérdidas_joule_en_armadura} \\ R_c \cdot I_c^2 = \text{Pérdidas_joule_en_campo} \end{cases}$

1.2.3. MODELO DINÁMICO DE LA MCC.-

A partir de las ecuaciones obtenidas anteriormente vamos a realizar el diagrama de bloques en el dominio de Laplace, tanto de la armadura como del campo. Estos serán los modelos a usar para el diseño posterior del lazo cerrado de control.

- ARMADURA: Según su ecuación instantánea, obtenemos la ecuación en el dominio de Laplace:

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + E_a \xrightarrow{\frac{d}{dt}=s} Va(s) = R_a \cdot Ia(s) + L_a \cdot Ia(s) \cdot s + E_a$$

Dado que V_a es la que genera I_a y no al revés, la primera magnitud es la entrada (causa) y la segunda es la salida (consecuencia). Por tanto la salida que obtenemos es:

$$Ia(s) = \frac{Va(s) - E_a}{Ra + La \cdot s}$$

Su diagrama de bloques se muestra en la figura 1.4.

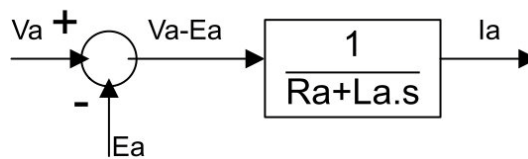


Fig. 1.4. Modelo dinámico de la armadura.

Se puede observar que la E_a , producida por el giro del rotor dentro de un campo magnético variable, aparece como una perturbación que se resta a V_a , la tensión de alimentación de la armadura. Es decir, E_a aparece como una fuerza contraelectromotriz que hace que disminuya la corriente I_a , y como consecuencia se genere menos par que en una situación anterior.

Por eso es necesario analizar si realmente E_a influye o no en el comportamiento dinámico de la máquina. Para ello es necesario conseguir un diagrama de bloques más completo que el anterior y que permita analizar esta influencia.

Sabemos que $E_a = K \cdot \omega$. Por otro lado $T = K \cdot I_a$. Ambas expresiones al no tener derivadas se mantienen igual en el dominio de Laplace. Si se conecta una carga al motor, esta carga producirá un par que interacciona con el par electromagnético producido por la máquina. Esta interacción se representa con la siguiente ecuación:

$$T = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + T_L$$

Donde J =momento de inercia inherente de la máquina.

T_L =par de carga.

Y trasformada al dominio de Laplace queda:

$$T(s) = J \cdot \omega(s) \cdot s + T_L$$

Utilizando todas las expresiones anteriores se obtiene el siguiente diagrama de bloques:

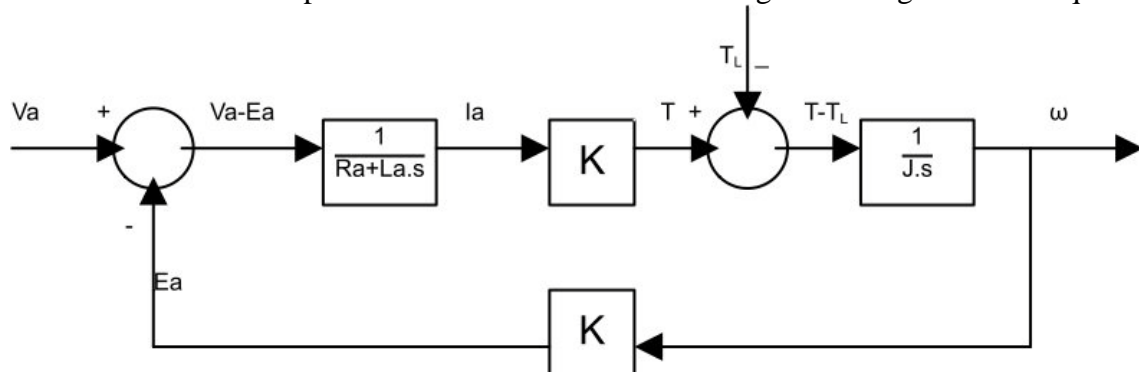


Fig. 1.5. Modelo dinámico completo de la armadura.

De la figura 1.5. se pueden resaltar dos puntos:

- E_a , la fuerza contraelectromotriz debida al giro del devanado de armadura dentro de un campo magnético, efectivamente actúa como una perturbación en la tensión de alimentación. ¿Influye E_a en el modelo dinámico de la máquina?

La perturbación es consecuencia del lazo cerrado interno que presenta la MCC de forma intrínseca. Este lazo liga la parte mecánica consecuencia de alimentar la máquina a una tensión de alimentación V_a .

Cuando el devanado de armadura recibe esta tensión, inmediatamente la corriente empieza a aumentar según la constante de tiempo eléctrica: $\tau_{elec} = \frac{L_a}{R_a}$. A su vez, dado

que esta corriente tiene un valor distinto de cero, al interactuar con el campo magnético de la excitación produce un par electromagnético que, según la carga conectada, hace que el rotor comience a girar. Como consecuencia de este giro, aparece una fuerza contraelectromotriz que se resta a la tensión de alimentación y que provoca una disminución en la corriente de armadura, iniciándose nuevamente el lazo.

- El par de carga aparece como una perturbación exterior a todo el sistema.

Operando con el lazo cerrado de la figura 3.4, se consigue la siguiente expresión de la velocidad (variable de salida).

$$\omega(s) = \frac{K}{(Ra + La \cdot s) \cdot s \cdot J + K^2} \cdot Va(s) - \frac{(Ra + La \cdot s)}{(Ra + La \cdot s) \cdot s \cdot J + K^2} \cdot T_L(s)$$

Como se puede observar, la velocidad ω está influenciada por dos variables: la tensión de alimentación V_a , y el par de carga T_L .

Si se considera el $T_L=0$ se tiene el primer término de la expresión anterior. La velocidad se relaciona sólo con la tensión de alimentación. Así la función de transferencia será:

$$\left. \frac{\omega(s)}{Va(s)} \right|_{T_L=0} = \frac{K}{(Ra + La \cdot s) \cdot s \cdot J + K^2} = \frac{1}{K \left(\frac{La \cdot J}{K^2} \cdot s^2 + \frac{Ra \cdot J}{K^2} \cdot s + 1 \right)}$$

Definiendo las constantes de tiempo eléctrica y mecánica se tiene:

$$\tau_{elec} = \frac{La}{Ra}; \tau_{mec} = \frac{Ra \cdot J}{K^2}$$

Se consigue la siguiente expresión:

$$\left. \frac{\omega(s)}{Va(s)} \right|_{T_L=0} = \frac{1}{K(\tau_{elec} \cdot \tau_{mec} \cdot s^2 + \tau_{mec} \cdot s + 1)}$$

En la inmensa mayoría de modelos de MCC se puede afirmar que: $\tau_{elec} \ll \tau_{mec}$, dado que el valor de la inductancia del devanado de armadura, La , es mucho menor que el del momento de inercia, J .

Luego se puede aproximar el valor de $s \cdot \tau_{mec}$ por $s(\tau_{mec} + \tau_{elec})$

Y así la función de transferencia final que nos queda es:

$$\left. \frac{\omega(s)}{Va(s)} \right|_{T_L=0} = \frac{1}{K(\tau_{mec} \cdot s + 1)(\tau_{elec} \cdot s + 1)}$$

El significado físico de esta expresión es muy importante.

La constante de tiempo eléctrica determina el ritmo de crecimiento de la corriente de armadura ante un escalón en la tensión de alimentación de la armadura.

Mientras que la constante de tiempo mecánica determina el ritmo de crecimiento de la velocidad de la MCC ante el mismo escalón de tensión.

Como se estableció anteriormente la constante eléctrica es mucho menor que la mecánica. Esto implica que la corriente de armadura responda más rápido ante el escalón que la velocidad de la MCC.

Esta afirmación da lugar a consecuencias fundamentales para realizar aproximaciones en el diseño del lazo de control.

Dado que la velocidad crece mucho más lentamente, se puede afirmar que la fuerza contraelectromotriz E_a crecerá con el mismo ritmo, dada la proporcionalidad que existe entre ambas magnitudes manteniendo el campo magnético de excitación constante.

Por lo tanto, la influencia de E_a , que se veía en el diagrama de bloques, sobre la tensión de alimentación empieza a notarse mucho más tarde que la respuesta de la corriente de armadura. De hecho, dicha corriente ya ha producido su respuesta, condicionada a su constante de tiempo eléctrica, para cuando la fuerza contraelectromotriz empieza a influir.

En conclusión, se puede considerar a la fuerza contraelectromotriz como una perturbación externa que se mantiene constante mientras la corriente de armadura varía en respuesta ante un escalón de la tensión de alimentación.

Expresándolo de otra forma, se puede afirmar que la fuerza contraelectromotriz, por el hecho de estar ligada a la parte mecánica del sistema, no influye en la respuesta de la corriente ante un escalón en la tensión de alimentación de la armadura.

- **CAMPO:** El proceso que se sigue es idéntico al anterior. Por tanto:

$$v_c = R_c \cdot i_c + L_c \cdot \frac{di_c}{dt} \xrightarrow{\frac{d}{dt}=s} V_c(s) = R_c \cdot I_c(s) + L_c \cdot I_c(s) \cdot s \rightarrow I_c(s) = \frac{V_c(s)}{R_c + L_c \cdot s}$$

Y el diagrama de bloques se muestra en la figura 1.6.

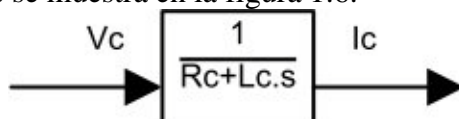


Fig. 1.6. Modelo dinámico del campo.

En este caso no existen perturbaciones que deban estudiarse.

1.2.4. MODOS DE CONTROLAR LA MCC: CONTROL POR ARMADURA.-

Como se ha dicho en el apartado anterior, la configuración que se utilizara en este PFC será la MCC con excitación independiente.

Es la forma más utilizada de trabajar en los accionamientos de continua, dado que se pueden controlar el campo y la armadura de forma independiente.

Debido a que en régimen permanente, la caída de tensión que se produce en la resistencia de armadura es muy pequeña se puede decir que:

$$V_a \approx E_a = K \cdot \omega, \text{ sabiendo además que } T = K \cdot I_a$$

De esta forma se consigue tres actuaciones sobre la MCC de excitación independiente:

- Actuando sobre V_c se varía la excitación y por tanto su campo magnético, que consecuentemente forzará la variación de la constante K de la máquina.
- Actuando sobre V_a , variamos la tensión de alimentación, y podemos controlar la velocidad ω .
- Actuando sobre I_a , variamos la corriente de armadura, y podemos controlar el par producido T .

De las dos últimas actuaciones en la armadura sólo se puede controlar uno de los dos parámetros, es decir, no podemos controlar a la vez la velocidad o el par.

Esto nos lleva a dos consecuencias importantes.

- Como se estableció en la introducción inicial, existe un desacoplamiento entre el campo magnético de la excitación y la velocidad-par de la máquina lo cual favorece enormemente un fácil control de la MCC con excitación independiente.
- De las 3 actuaciones anteriores se consiguen los dos modos de controlar la MCC: el control por campo y el control por armadura, que se pueden observar en las figuras 1.7 y 1.8 respectivamente.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

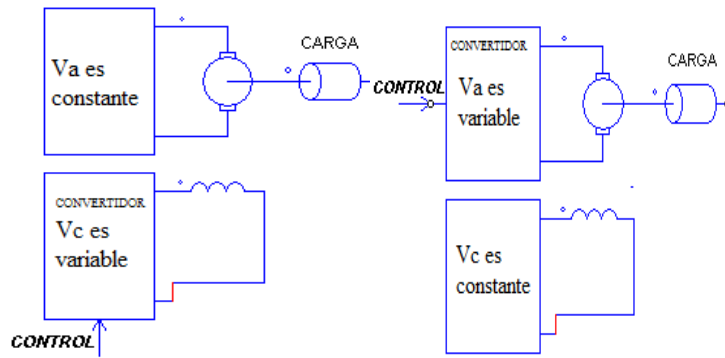


Fig. 1.7. Control por campo.

Fig. 1.8. Control por armadura.

Ambos controles no pueden actuar al mismo tiempo. Ambos se distinguen básicamente por el rango de velocidades en los que actúan:

- ✓ El control por armadura es útil si se quiere trabajar con velocidades inferiores o iguales a la nominal.
- ✓ El control por campo, por el contrario, se utiliza para hacer que la máquina pueda girar a velocidades iguales o superiores a la nominal.

La MCC que se utilizará en este PFC únicamente girará a velocidades que lleguen como mucho hasta la velocidad nominal por lo que **el control utilizado en la MCC será el control por armadura**. En la tabla 1.1 se muestran las principales características de este control.

	CARACTERISTICAS	VENTAJAS	DESVENTAJAS	RANGO DE FUNCIONAMIENTO
CONTROL POR ARMADURA	<ul style="list-style-type: none"> • $V_c = \text{constante}$ \Rightarrow campo constante $\phi_c = \phi_{cte}$ • $V_a \leq V_{a, \text{nominal}}$ 	Campo magnético óptimo que nos da la máxima capacidad de par \Rightarrow CONTROL MÁS RÁPIDO	El convertidor es de toda la potencia de la MCC: $V_a \cdot I_a = T \cdot \omega + R_a \cdot I_a^2$	$V_a \approx E_a = \underbrace{k_e \cdot \phi_c}_{\text{CONSTANTE}} \cdot \omega$ \Downarrow $\omega \leq \omega_{nom}$

Tabla 1.1. Características del control por armadura.

En la figura 1.9 se puede ver la evolución de las magnitudes del campo y armadura en un control por armadura:

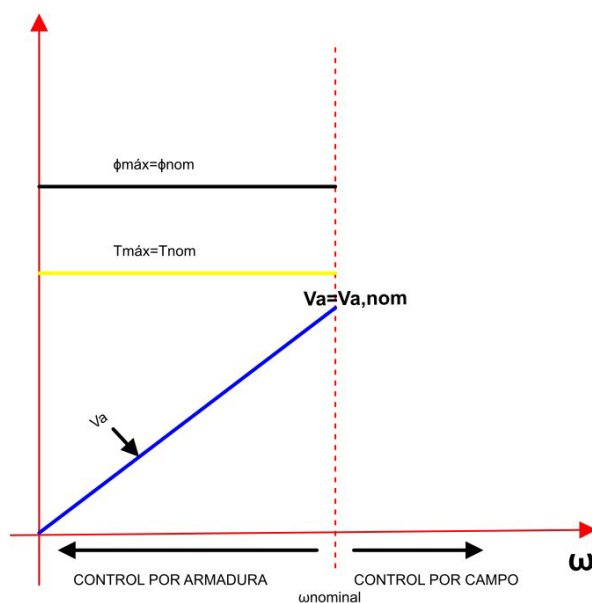


Fig. 1.9. Evolución de magnitudes en control por armadura.

1.2.5. MODOS DE FUNCIONAMIENTO DE LA MCC: DIAGRAMA DE LOS 4 CUADRANTES.-

Los modos de funcionamiento de una máquina eléctrica se pueden representar a través del denominado diagrama de los 4 cuadrantes que se representa en la figura 1.10.

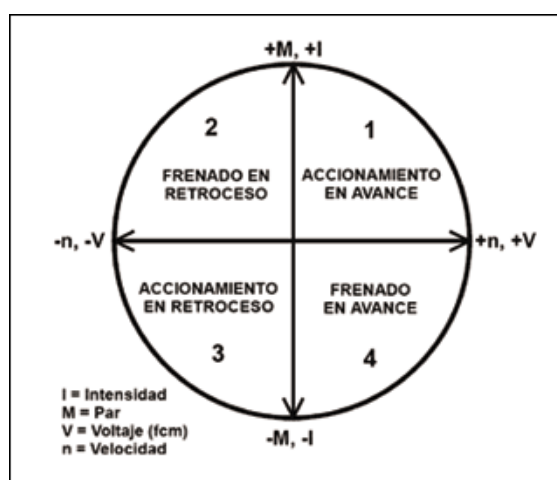


Fig. 1.10. Diagrama de los 4 cuadrantes.

Según la figura 1.10, tenemos las siguientes situaciones de funcionamiento:

- CUADRANTE 1.- Accionamiento en avance, o funcionamiento como MOTOR CON GIRO POSITIVO, en cuyo caso tanto la velocidad (tensión) como el par (corriente) son positivos.
- CUADRANTE 3.- Accionamiento en retroceso, o funcionamiento como MOTOR CON GIRO INVERSO, en cuyo caso tanto la velocidad (tensión) como el par (corriente) son negativos.

En el funcionamiento como MOTOR, la MCC cumple que su potencia desarrollada es POSITIVA, por tanto, su velocidad y el par desarrollado tienen signos iguales. Esto se traduce en que la energía eléctrica con la que se alimenta la máquina se entrega a una carga mecánica.

- CUADRANTE 2.- Frenado en retroceso, o funcionamiento como GENERADOR CON GIRO NEGATIVO, en cuyo caso la velocidad (tensión) es negativa y el par (corriente) desarrollado es positivo.
- CUADRANTE 4.- Frenado en avance, o funcionamiento como GENERADOR CON GIRO POSITIVO, en cuyo caso la velocidad es positiva y el par desarrollado es negativo.

En el funcionamiento como GENERADOR de la máquina se cumple que la potencia desarrollada es NEGATIVA, por tanto, su velocidad y el par desarrollado tienen signos opuestos. Esto se traduce en que durante el frenado de la máquina se devuelve energía eléctrica a la alimentación de dicha máquina que será necesario disipar para evitar ascensos elevados en la tensión de alimentación que puedan ser peligrosos.

En el PFC que aquí se desarrolla, se pretende controlar la máquina en los 4 cuadrantes, por lo que será necesario conseguir **un convertidor de potencia que sea reversible tanto en tensión como en corriente**. Es decir, reversible en potencia.

1.2.6. RESUMEN.-

Con todo lo expuesto anteriormente, se puede recoger los puntos más importantes tanto en el funcionamiento básico como en el control de la MCC que se desarrolla en este PFC.

- Una MCC está formada por el campo o excitación y la armadura o rotor.
- El rotor transmite la potencia mecánica de la máquina.
- Las ecuaciones básicas de una MCC son: $E_a = K \cdot \omega; T = K \cdot I_a$
- La MCC funcionará con EXCITACIÓN INDEPENDIENTE.
- Las ecuaciones dinámicas de una MCC son:

$$\text{Armadura: } v_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + E_a; \text{ Campo: } v_c = R_c \cdot i_c + L_c \cdot \frac{di_c}{dt}$$

- El CARÁCTER INDUCTIVO de la MCC evita que la corriente varíe bruscamente.
- Las ecuaciones en régimen permanente son :

$$\text{Armadura: } V_a = R_a \cdot I_a + E_a \Rightarrow \text{ecuación PAR-VELOCIDAD: } T = \frac{V_a}{R_a} K - \frac{K^2}{R_a} \omega \Rightarrow$$

\Rightarrow Capacidad de realizar par a velocidad

nula.

$$\text{Campo: } V_c = R_c \cdot I_c$$

- El modelo dinámico de la MCC es útil para el diseño del lazo de control. El modelo de ARMADURA presenta una perturbación que es la fuerza contraelectromotriz, E_a , que no tiene efecto en la respuesta de la corriente de armadura ante un escalón en la alimentación.
El modelo de CAMPO no presenta perturbaciones.
- Existen dos modos de controlar la MCC: control por armadura y control por campo.
- En este PFC se realiza un control por armadura que permite que la máquina gire a una velocidad igual o inferior a la nominal.
- El diagrama de los 4 cuadrantes permite distinguir los posibles modos de funcionamiento de una máquina eléctrica.
- En este PFC se pretende controlar la MCC en los 4 cuadrantes.

- Será necesario un convertidor reversible en potencia.

1.3. PUENTE EN H: ESTRUCTURA.-

El convertidor PUENTE EN H que se desarrolla en este PFC permite realizar un control por armadura. Además este debe ser un convertidor DC/DC por dos razones:

- La amplitud de la tensión de entrada debe ser constante. Es decir debe ser una tensión de alimentación continua. Además sus interruptores semiconductores únicamente soportan tensión positiva, como se verá más adelante.
- La carga que se conecta al PUENTE EN H es una MCC.

Básicamente un convertidor de potencia está constituido por dispositivos semiconductores que hacen las veces de interruptores de potencia. En función de dichos interruptores existen convertidores controlados y no controlados. En este caso, se centrará la atención en los convertidores controlados que es el caso que ocupa el presente PFC.

Se dice que un convertidor es controlado cuando los interruptores que lo constituyen pueden ser controlados en su encendido (Tiristores), ó en su encendido y apagado (Transistores BJT, MOSFET, IGBT).

El convertidor PUENTE EN H está formado por cuatro interruptores: cuatro IGBTs que se controlan en su apagado y encendido con sus respectivos diodos en antiparalelo, según la configuración de la figura 1.11.

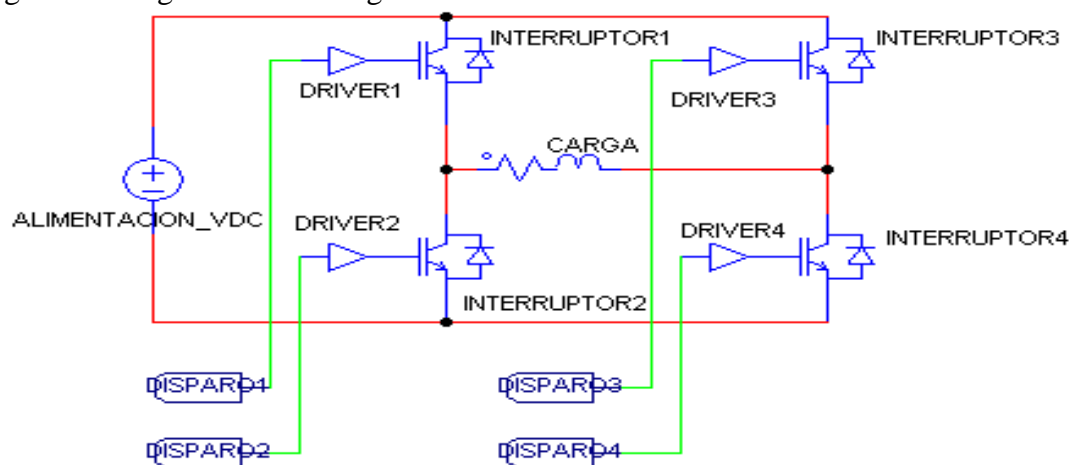


Fig. 1.11. Configuración del PUENTE EN H con sus interruptores semiconductores.

Además cada IGBT es disparado por su respectivo driver de acondicionamiento.

A continuación se detallarán las características de cada elemento del convertidor con el fin de entender su funcionamiento y poder dimensionarlos en capítulos posteriores.

1.3.1. EL IGBT.-

Un IGBT (de las siglas en inglés, Isolated Gate Bipolar Transistor) es un híbrido del transistor efecto de campo MOSFET y del transistor de unión bipolar BJT, y aprovecha las ventajas de ambos: control por tensión para el encendido y apagado (MOSFET) y valores de tensión y corriente, en corte y conducción respectivamente, bastante elevados (BJT y MOSFET).

Como se observa en la figura 1.11, este semiconductor está formado por 3 terminales, el colector (C), la puerta (G), y el emisor (E). Sus prestaciones se establecen a partir de 3 características:

1.- *Característica de controlabilidad.*- Como se mencionó anteriormente presenta control de encendido y apagado.

2.- *Característica estática.*- Fija la reversibilidad en tensión y/o corriente del semiconductor, así como la tensión máxima que puede soportar en corte y la corriente máxima que puede soportar en conducción. En el caso de un IGBT, para una corriente de colector, I_K , y tensión colector emisor, V_K positivas según la figura 1.12, su característica estática se muestra en la figura 1.13.

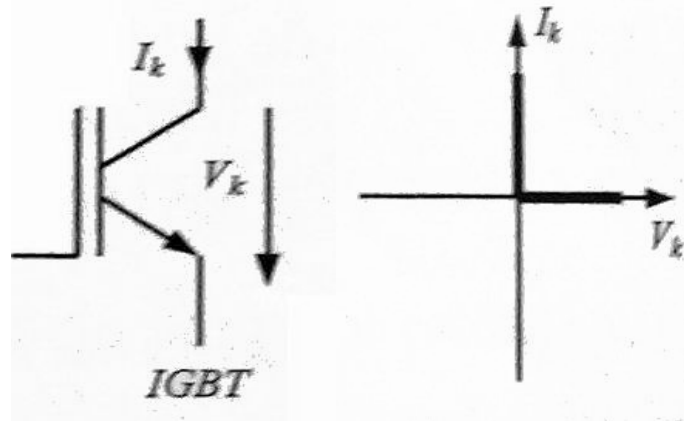


Fig.1.12. Corriente y tensión positivas de un IGBT.

Fig.1.13. Característica estática de un IGBT.

Según la figura 1.13, el IGBT en corte solo soporta $V_{CE}>0$ y en conducción la corriente va del colector al emisor en cuyo caso $I_C>0$, y fácilmente se puede deducir que no es reversible ni en tensión ni en corriente.

El IGBT conduce o está en corte según la V_{GE} , y en ambos casos la $V_{CE}>0$:

- Entra en conducción si $V_{GE}>V_{GE(th)}$ (tensión umbral) ≈ 5 ó 6 V. Para garantizar la saturación habitualmente $V_{GE}=15V$. En este caso el IGBT se comporta como una fuente de tensión, V_{TO} , con una resistencia en serie, r_{CE} como la figura 1.14.

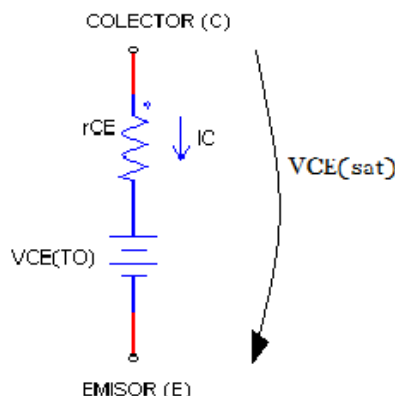


Fig.1.14. Circuito equivalente de un IGBT.

La tensión colector emisor en saturación, $V_{ce}(sat)$, aumenta con la temperatura. Esta característica será tenida en cuenta a la hora de calcular las pérdidas del IGBT.

- Entra en corte si $V_{GE} < V_{GE(th)}$, habitualmente el corte se asegura si $V_{GE} = -5V$. En esta situación el IGBT sigue teniendo una $V_{CE} > 0$, aunque mucho mayor que en conducción, y una corriente de colector prácticamente nula.

3.- *Característica dinámica.*- Determina la trayectoria seguida del paso del estado de conducción al de corte y viceversa. Es decir el camino seguido en las conmutaciones, del encendido al apagado y viceversa.

A continuación se explican las fases importantes del encendido y apagado de un IGBT, según el circuito de la figura 1.15. Se destaca el hecho de que en las conmutaciones es necesario cargar y descargar las capacidades parásitas del IGBT.

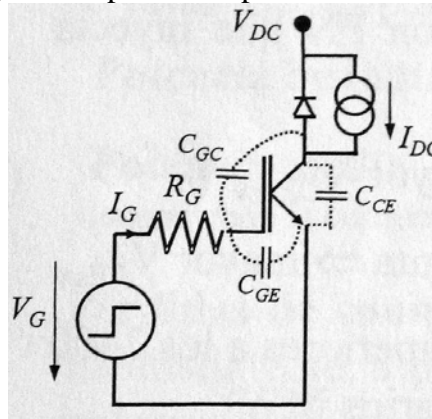


Fig.1.15. Circuito de conmutación del IGBT.

- **ENCENDIDO.**- Su característica de conmutación se muestra en la figura 1.16.

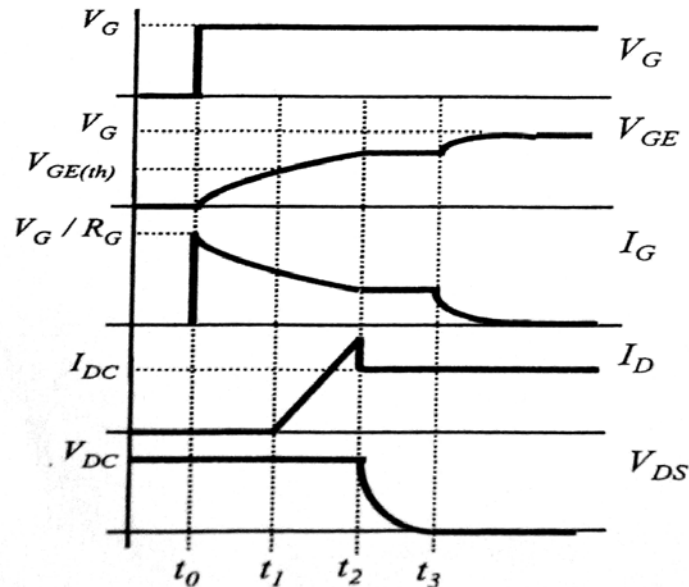


Fig.1.16. Característica del encendido de un IGBT.

1.- Desde que V_G pasa a nivel alto (suponemos +15V) hasta que la $V_{GE} = V_{GE(th)}$ (tensión umbral) se tiene el tiempo de retraso de encendido, t_{don} . Durante este tiempo el IGBT permanece apagado y su duración depende de la capacidad parásita de entrada $C_{ies} = C_{GC} // C_{GE}$, de la R_G (resistencia de puerta) y de la V_G .

2.- Desde que se alcanza la tensión umbral, la corriente de colector, I_C , empieza a subir. Se conoce como tiempo de subida, t_r , al intervalo en el que I_C tarda en pasar del 10% al 90% de su valor final. Durante este intervalo la V_{GE} sigue aumentando.

3.- Se presenta el Efecto Miller, en el que la I_G es absorbida por la descarga de la capacidad C_{GC} por lo que la V_{GE} permanece prácticamente constante. Además con el diodo en antiserie bloqueado la tensión, V_{CE} , empieza a disminuir.

4.- Una vez terminada la conmutación del IGBT la V_{GE} sigue aumentando hasta alcanzar el valor de V_G . El valor de la capacidad de entrada C_{ies} varía con la V_{CE} siendo mayor cuanto menor es dicha tensión. Durante el encendido conviven valores de tensión y corriente bastante grandes lo que provoca grandes pérdidas en este intervalo.

- APAGADO.- Su característica se muestra en la figura 1.17.

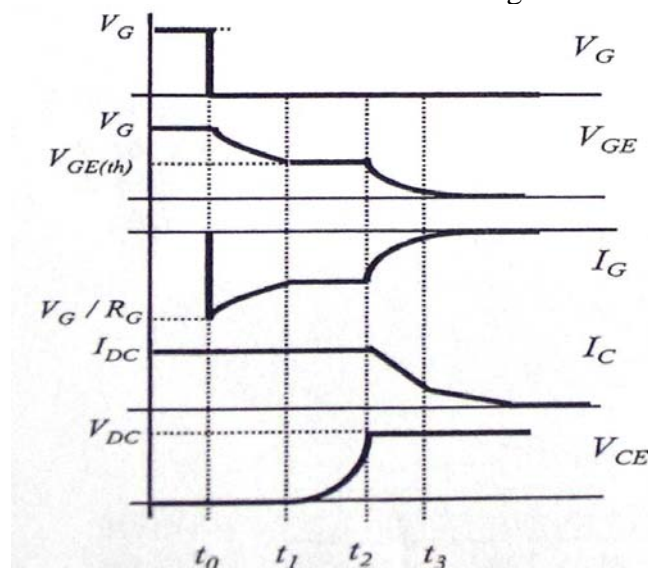


Fig.1.17. Característica del encendido de un IGBT.

1.- Desde que V_G pasa a nivel bajo (suponemos +15V) hasta que la $V_{GE}=V_{GE(th)}$ se tiene el tiempo de retraso de apagado, t_{doff} . Durante este tiempo el IGBT permanece encendido y su duración depende de la capacidad parásita de entrada $C_{ies} = C_{GC} \parallel C_{GE}$ y de la R_G .

- ✓ Generalmente se cumple: $t_{doff} \gg t_{don}$ debido a que C_{ies} es mayor cuando el IGBT está encendido $\rightarrow V_{CE}$ es pequeña (como se dijo antes C_{ies} y V_{CE} son inversamente proporcionales). Esta es una **característica importante para determinar cómo serán los disparos enviados por los drivers** a sus respectivos IGBTs.

2.- Una vez se alcanza la tensión umbral, $V_{GE(th)}$, se presenta el Efecto Miller en el que la I_G es absorbida por la carga de la capacidad C_{GC} lo que implica que V_{GE} permanezca constante y V_{CE} aumente hasta alcanzar el valor de la tensión de bloqueo, V_{DC} .

3.- La corriente de colector, I_C , empieza a disminuir. Se da el tiempo de bajada, t_f , en el que I_{DC} tarda en pasar del 90% al 10%. Durante este intervalo la V_{CE} de corte se suma a las caídas de tensión en las inductancias parásitas de los cables, lo que implica una sobretensión en el IGBT. Además se produce una corriente de cola debido al apagado más lento del BJT interno lo cual aumenta las pérdidas en el apagado.

Igual que en el encendido conviven valores de tensión y corriente bastante grandes lo que provoca grandes pérdidas en este intervalo.

La información de las capacidades parásitas las da el fabricante a través de:

$$\text{Capacidad de entrada: } C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$$

$$\text{Capacidad de salida: } C_{oes} = C_{CE} + C_{GC}$$

$$\text{Capacidad de Miller: } C_{res} = C_{GC}$$

- **PERDIDAS EN EL IGBT:**

Son el resultado de:

$$P_{IGBT} = P_{estáticas} + P_{dinámicas}(conmutacion) \left\{ \begin{array}{l} P_{estat} = P_{conducción} + P_{corte}. \\ P_{conm} = P_{encend} + P_{apagado}. \end{array} \right. \underbrace{\hspace{10em}}_{P_{conm} = (E_{on} + E_{off}) \cdot F_{con}}$$

De las pérdidas estáticas:

- Conducción:
$$\left\{ \begin{array}{l} ins \text{ tan táneas} \Rightarrow p_{cond} = v_{CEsat} \cdot i_c \\ valormedio \Rightarrow P_{cond} = \frac{1}{T} \int_T p_{cond}(t) \cdot dt \end{array} \right.$$

- Corte: se pueden considerar prácticamente despreciables.

De las pérdidas por conmutación:

- E_{on} , energía disipada durante un encendido.
- E_{off} , energía disipada durante un apagado.
- E_{on} y $E_{off} = f(R_G, I_C, V_{DC})$ siendo V_{DC} la tensión de bloqueo.
- F_{con} , es la frecuencia de conmutación.

✓ Finalmente, se puede decir que el valor de todas las pérdidas de un IGBT aumentan con la frecuencia de conmutación. Como se verá más adelante, la frecuencia de trabajo es elevada lo que implica **el uso de un disipador de calor que evita el calentamiento del IGBT y su posterior destrucción.**

- **RESUMEN.**-Finalmente, de la descripción de un IGBT, tanto en su estructura como en su funcionamiento se puede destacar:

- ✓ Presenta 3 terminales: colector, puerta y emisor.
- ✓ Es un semiconductor con control de encendido y de apagado.
- ✓ Tanto en corte como en conducción presenta $V_{CE} > 0$. Para encenderlo hace falta $V_{GE} > 0$, generalmente 15V. Para apagarlo hace falta $V_{GE} \leq 0$, generalmente -5V.
- ✓ No es reversible ni en tensión ni en corriente.
- ✓ Para las conmutaciones, es importante dimensionar de forma precisa la resistencia de puerta, R_G que determina el retraso en el encendido y en el apagado.

- ✓ El tiempo de retraso de apagado es mayor que el del encendido, una característica importante a la hora de decidir cómo serán los disparos que envíen los drivers a sus respectivos IGBTs.
- ✓ En el IGBT se tienen pérdidas estáticas: por conducción y corte, y pérdidas por conmutación: por el encendido y por el apagado.
- ✓ Las pérdidas del IGBT aumentan con la frecuencia de conmutación.
- ✓ Será necesario utilizar un disipador de calor para evacuar dichas pérdidas.

1.3.2. EL DIODO.-

Es el interruptor semiconductor más sencillo que existe. Está formado por dos terminales, el ánodo (A), y el cátodo (K) como se observa en la figura 1.18.

Al igual que el IGBT, se define con sus 3 características:

1.- *Característica de controlabilidad.*- El diodo no es un dispositivo controlado y conduce o está en corte según las condiciones externas del sistema.

2.- *Característica estática.*- Según la figura 1.18, un diodo conduce si la corriente va de ánodo a cátodo y entra en corte si dicha corriente intenta ir en sentido contrario.

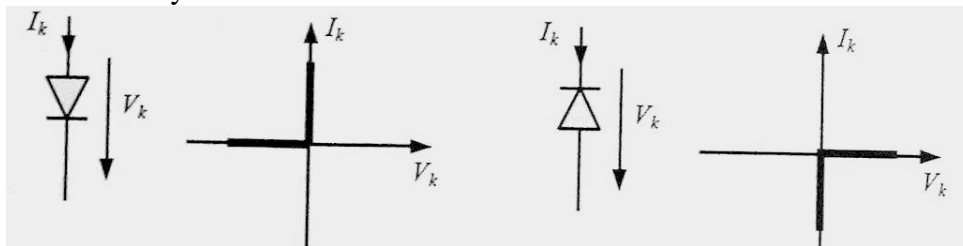


Fig.1.18. Característica estática del Diodo.

De acuerdo a la figura 1.18, el diodo no es reversible ni en tensión ni en corriente y cumple lo siguiente:

- En conducción: $I_{AK} > 0$ y $V_{AK} \approx 0V$ ($0.8V \div 2V$). En este caso se dice que el diodo está polarizado en directa.
- En corte: $V_{AK} < 0$ y $I_{AK} = 0$. Se dice que el diodo está polarizado en inversa.

Durante la conducción, el diodo se puede representar con el siguiente modelo.

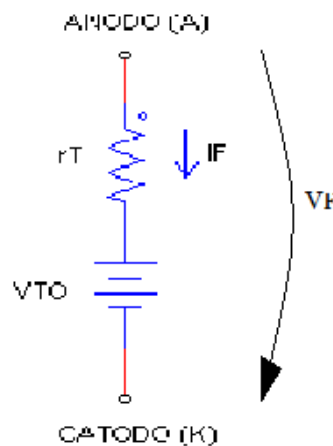


Fig.1.19. Circuito equivalente de un Diodo.

Una fuente de tensión, V_{TO} , que varia entre 0.8 y 2 V, en serie con una resistencia, r_T , de un valor de $m\Omega$.

3.- Característica dinámica.- Se representa en la figura 1.20.

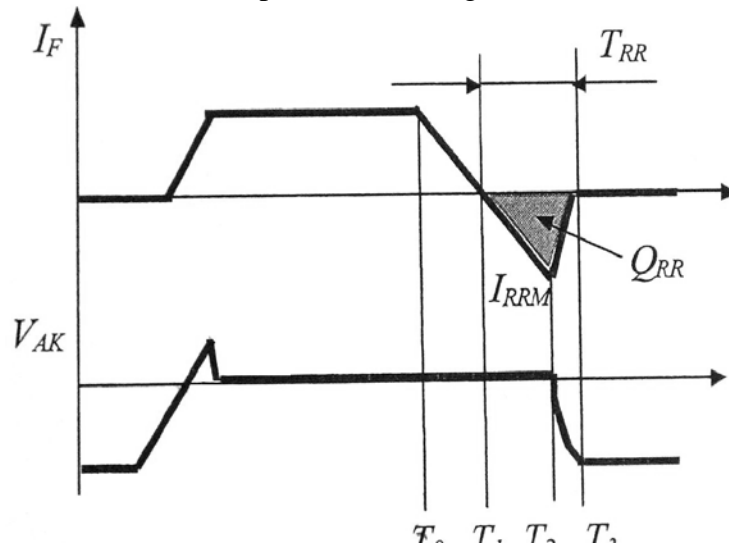


Fig.1.20. Característica de encendido y apagado del diodo.

- ENCENDIDO:

Como se dijo, el diodo conduce si desde el sistema exterior se le aplica una tensión positiva. Sin embargo, dado que al principio no existen portadores de carga en el diodo se produce una tensión que alcanza incluso los 30V. Una vez que existen suficientes portadores como para que el diodo conduzca, la tensión en sus bornes disminuye hasta el valor de la tensión directa V_F .

- APAGADO:

1.- En T_0 el circuito exterior hace que la corriente por el diodo empiece a bajar.

2.- Una vez que la corriente I_F se anula, en T_1 el diodo está lleno de portadores de carga por lo que empieza a circular una corriente negativa correspondiente con la extracción de dichas cargas. Su valor máximo corresponde con la corriente de recuperación inversa máxima, I_{RRM} en T_2 , y depende tanto de la corriente I_F del inicio como de dI_F/dt durante el apagado.

✓ La I_{RRM} será un parámetro importante a la hora de definir como se comportará el PUENTE EN H en las conmutaciones y si es necesario adoptar alguna medida para evacuar dicha corriente.

3.-Una vez termina la extracción de cargas el diodo se corta. La corriente varía bruscamente hasta anularse y la tensión se hace negativa hasta alcanzar un valor que depende del circuito exterior.

✓ El tiempo comprendido entre T_1 y T_3 corresponde al tiempo de recuperación inversa T_{RR} , el tiempo que tarda en apagarse el diodo y las cargas extraídas corresponden a la Q_{RR} , carga de recuperación inversa.

- PERDIDAS EN EL DIODO:

Igual que en el IGBT, son el resultado de:

$$P_{\text{diodo}} = P_{\text{estáticas}} + P_{\text{dinámicas}}(\text{conmutacion}) \left\{ \begin{array}{l} P_{\text{estat}} = P_{\text{conducción}} + P_{\text{corte}} \Rightarrow P_{\text{corte}} = 0W. \\ P_{\text{conm}} = P_{\text{encend}} + P_{\text{apagado}} \Rightarrow P_{\text{encend}} = 0W \end{array} \right.$$

$P_{\text{conm}} = (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \cdot F_{\text{con}}$

Las pérdidas estáticas por conducción se pueden calcular de dos formas:

- Usando la característica V-I del diodo polarizado en directa, en función de la corriente I_F obtenemos V_F .
- Sabiendo que en conducción se comporta según el circuito de la figura 1.19, se puede decir que:

$$P_{\text{cond}} = V_F(I_F) \cdot I_F \approx V_{TO} \cdot I_F + r_T \cdot I_F^2$$

Las pérdidas en el apagado se pueden calcular, aproximadamente, a partir de la carga de recuperación inversa (Q_{RR}) y la tensión inversa, V_R , a la que corta el diodo impuesta por el sistema externo.

$$P_{\text{off}} = E_{\text{off}}(I_F, dI_F/dt, V_R) F_{\text{con}} \approx Q_{RR} V_R F_{\text{con}}$$

- ✓ Igual que sucedía en un IGBT, las pérdidas en un diodo son considerables con el aumento de la frecuencia de conmutación. Y dado que su valor, como se verá más adelante, es elevado será necesario el uso de un **disipador de calor que evita el calentamiento del diodo y su posterior destrucción.**

- RESUMEN.-

Finalmente, de la descripción del diodo, tanto en su estructura como en su funcionamiento se puede destacar:

- ✓ Presenta 2 terminales: ánodo y cátodo.
- ✓ Es un semiconductor sin control de encendido y de apagado.
- ✓ Conduce si $I_{AK} > 0$ y $V_{AK} \approx 0$, en esta situación el diodo está polarizado en directa. Entra en corte si $V_{AK} < 0$ y $I_{AK} = 0$, en este estado el diodo está en inversa.
- ✓ En las conmutaciones, y sobretodo en el apagado, es importante la corriente de recuperación inversa máxima, I_{RRM} . Su valor será importante en el comportamiento del PUENTE EN H en las conmutaciones.
- ✓ Igual que en el IGBT, el diodo tiene pérdidas estáticas: por conducción y corte (≈ 0); y pérdidas por conmutación: por el encendido (≈ 0) y por el apagado.
- ✓ Las pérdidas del diodo aumentan con la frecuencia de conmutación.
- ✓ Será necesario utilizar UN DISIPADOR DE CALOR para evacuar dichas pérdidas.

1.3.3. CONJUNTO IGBT-DIODO.-

Anteriormente se describió al IGBT y al DIODO por separado. Como se observó en sus respectivas características estáticas, ninguno de ellos es reversible ni en tensión ni en corriente, en cuyo caso, se les llama **interruptores de 2 segmentos**.

Sin embargo, si ambos se combinan colocándose en antiparalelo, según la figura 1.21, se puede obtener un interruptor reversible en corriente, aunque no en tensión. Es decir, conseguimos un **interruptor de 3 segmentos**, según la figura 1.22, que será la **base para dar forma al convertidor PUENTE EN H** que se pretende realizar en este PFC.

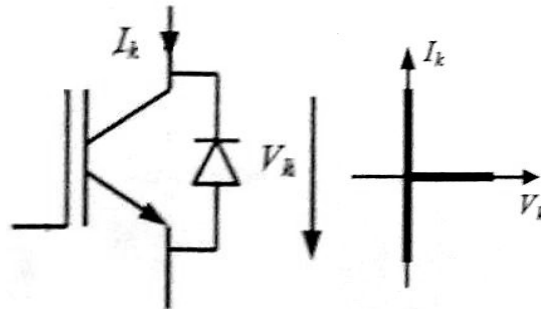


Fig.1.21. Símbolo de un interruptor de 3 segmentos.

Fig.1.22. Característica estática de un interruptor de 3 segmentos.

1.3.4. DRIVER.-

Es el encargado de adecuar las señales de encendido y apagado a las exigencias de los IGBTs. Es decir, adecua los disparos enviados por el sistema de control a las exigencias del sistema de potencia en el que se sitúan los IGBTs. Generalmente, incorpora las siguientes funciones:

- Amplificación de la señal de control a los valores de tensión y corriente necesarios.
- Aislamiento galvánico entre el sistema de control y el de potencia. Esto lo hace mediante un transformador de pulsos, opto-acoplador o fibra óptica.
- Protecciones contra tensiones bajas de alimentación y cortocircuitos.

Su esquema funcional se puede observar en la figura 1.23.

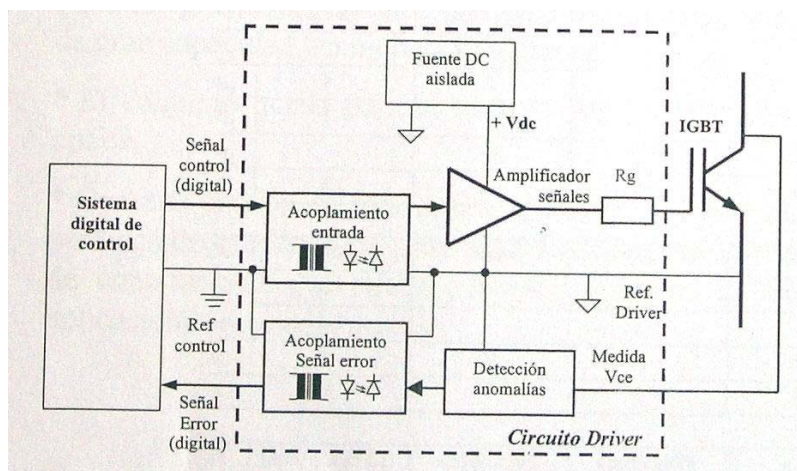


Fig.1.23. Esquema funcional de un driver.

1.3.5. CÉLULAS DE CONMUTACIÓN DEL PUENTE EN H.-

Con todo lo anterior, se consigue la estructura del PUENTE EN H de la figura 1.24.

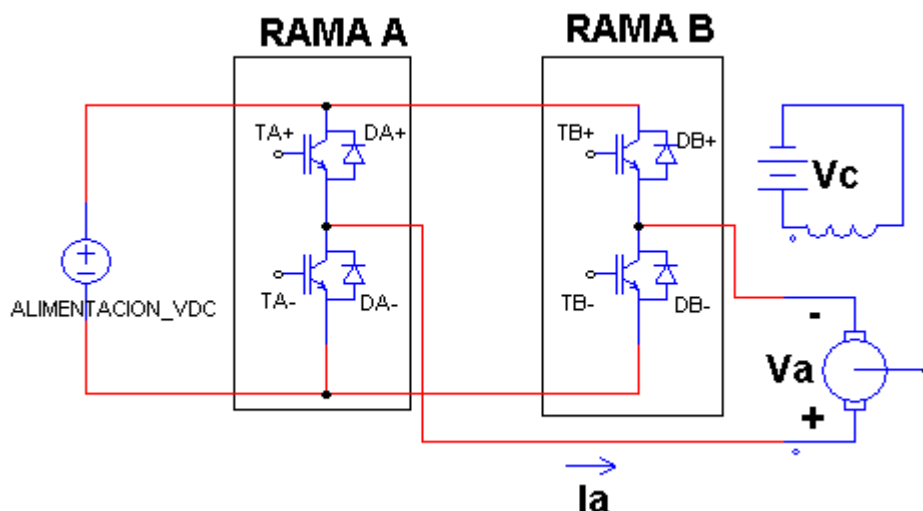


Fig.1.24. Estructura del PUENTE EN H. Convenio de signos como motor.

El PUENTE EN H está formado por 4 interruptores de 3 segmentos, y la carga que a él se conecta está situada entre los puntos intermedios de ambos brazos. Los dos interruptores en serie de la izquierda dan lugar a la rama o brazo A del puente, mientras que los dos de la derecha forman la rama o brazo B del puente.

Ambas ramas se conocen con el nombre de **células de conmutación** y la carga que se conecta a ellas está situada entre sus puntos intermedios. Como se sabe, la carga en este caso será una MCC.

Una célula de conmutación es la base de todo convertidor de potencia y en este caso las dos existentes, son el fundamento del convertidor PUENTE EN H.

La principal característica que debe tener una célula de conmutación es la **complementariedad** de sus interruptores. Es decir, ambos no pueden estar ni cerrados ni abiertos al mismo tiempo, por eso deben ser complementarios. De lo contrario se estaría ó cortocircuitando la alimentación (cerrados) ó interrumpiendo la corriente de la MCC (abiertos). De esta última situación se debe recordar, como se dijo en el apartado de la MCC, que **la máquina tiene un carácter inductivo** que obliga a que su corriente evolucione suavemente.

1.3.6. REVERSIBILIDAD DEL PUENTE EN H.-

Definida la estructura del convertidor se define la reversibilidad en tensión y corriente del puente. Para ello, se obtienen todas las posibles combinaciones de los interruptores que se pueden encender y se obtiene el valor de tensión y de corriente en la carga, que será la MCC. Se debe tener en cuenta, la complementariedad de la célula de conmutación y que el convenio de signos es el de la figura 1.24.

Entonces tenemos las siguientes situaciones:

$$\begin{aligned}
 1. -T_A^+ = ON &\Rightarrow \begin{cases} T_A^- = OFF \\ 1.1. -T_B^+ = ON; T_B^- = OFF \Rightarrow \begin{cases} V_a = 0V \\ I_a > 0 \text{ ó } I_a < 0 \end{cases} \\ 1.2. -T_B^- = ON; T_B^+ = OFF \Rightarrow \begin{cases} V_a = +V_{DC} \\ I_a > 0 \text{ ó } I_a < 0 \end{cases} \end{cases} \\
 2. -T_A^- = ON &\Rightarrow \begin{cases} T_A^+ = OFF \\ 2.1. -T_B^+ = ON; T_B^- = OFF \Rightarrow \begin{cases} V_a = -V_{DC} \\ I_a > 0 \text{ ó } I_a < 0 \end{cases} \\ 2.2. -T_B^- = ON; T_B^+ = OFF \Rightarrow \begin{cases} V_a = 0V \\ I_a > 0 \text{ ó } I_a < 0 \end{cases} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Del análisis anterior se obtienen importantes conclusiones:

- El PUENTE EN H es **reversible en tensión y corriente**.
Es capaz de alimentar a la máquina con tensión igual a la de alimentación u opuesta a esta o también cortocircuitarla. En todos los casos ofrece un camino a la corriente de la MCC. Como se vio anteriormente, el carácter inductivo que esta presenta obliga a que exista alguna trayectoria para la corriente y evitar así que se produzcan bruscas derivadas en su valor.
- El encendido de los IGBTs impone **qué interruptores conducen en cada momento y por tanto**:
 - a) Se impone el valor de tensión a la salida, V_a .
 - b) El sentido de la corriente limita la conducción de sólo un semiconductor de los interruptores encendidos. Este sentido vendrá determinado por el funcionamiento de la MCC (como motor o generador).

Estas afirmaciones se explican de forma más clara con los siguientes ejemplos utilizando el análisis anterior.

En la situación 1, tenemos dos posibles estados de funcionamiento:

En el estado 1.1 se encienden los IGBTs T_A^+ y T_B^+ que por el hecho de encenderse ya imponen una tensión, $V_a=0V$ en la MCC. Es decir, la máquina está cortocircuitada.

Sin embargo, esto no quiere decir que ambos IGBTs conduzcan, de hecho es imposible que ambos lo hagan en esta situación; todo dependerá de qué sentido tenga la corriente por la MCC. Si $I_a > 0$, entonces conducen T_A^+ y D_B^+ . Si sucede lo contrario, $I_a < 0$, entonces conducen D_A^+ y T_B^+ .

En el estado 1.2 pasa lo mismo. Los IGBTs que se encienden son T_A^+ y T_B^- que por el mero hecho de encenderse imponen una tensión igual, $V_a=+V_{DC}$ en la MCC.

Por otro lado, si $I_a > 0$ entonces conducen T_A^+ y T_B^- . Si sucede lo contrario, $I_a < 0$, entonces conducen D_A^+ y D_B^- .

Finalmente, podemos decir que **el convertidor PUENTE EN H satisface las necesidades de la MCC que debe funcionar en los 4 cuadrantes**.

1.4. PUENTE EN H: FUNCIONAMIENTO.-

El modo de trabajo de este convertidor de potencia será en **modo conmutado**, es decir que trabaja a todo o nada. Las características de un convertidor conmutado son:

- Los **semiconductores controlados**, en este caso los IGBTs, **trabajan en la zona de saturación** y por tanto, o están apagados del todo (en corte) o están encendidos del todo (en conducción). Es decir, están conmutando y esto implica que se tengan pérdidas muy bajas, aunque su valor aumenta con la frecuencia de conmutación.
- El **rendimiento del convertidor es mayor** que en un convertidor cuyos semiconductores trabajan en la zona lineal, ya que en esta zona se producen mayores pérdidas por corte y conducción que en la de saturación.
- Las **conmutaciones** de los interruptores del convertidor **permiten trocear la tensión de entrada** para conseguir una **tensión de salida a escalones cuyo valor medio es variable**. Por esta razón a estos convertidores se les denomina CHOPPERs (troceadores).
- La tensión de salida es troceada y se consigue con la electrónica de potencia. La **técnica que se sigue es la PWM**.
- Las **conmutaciones de los IGBTs deben ser muy rápidas** precisamente para percibir únicamente el valor medio de la tensión de salida y no sus escalones.

Dado que a la salida se conectará una MCC es necesario conmutar con períodos inferiores a la constante de tiempo eléctrica. Si se llegara a conmutar con períodos próximos a dicha constante de tiempo o lo que es peor con tiempos superiores a esta, se observaría que la MCC funcionaría a escalones. En ciertos momentos estaría girando y en otros estaría parada. Si se supone que la MCC tiene una constante de tiempo del orden de 10mseg, se deben conseguir períodos de conmutación del orden de 50 o 100 veces menores a dicha constante. Con esas condiciones las frecuencias de conmutación utilizadas están en el orden de 5 kHz y superiores.

Esta exigencia hace necesario que se elijan semiconductores rápidos en las conmutaciones, y esta es una característica muy importante en los IGBTs, lo que los hace válidos para esta aplicación. En consecuencia sus diodos en antiparalelo también deben actuar igual de rápido que los anteriores. Por otro lado, como se ha dicho en apartados anteriores, las frecuencias de conmutación elevadas, hacen que las pérdidas en los semiconductores sean igualmente elevadas, razón por la cual se debe utilizar el disipador de calor o también llamado **radiador**.

- Las **altas frecuencias de conmutación**, consecuentemente, **generan ruido tanto acústico como electromagnético**. El primero se percibe a frecuencias menores o iguales a los 20 kHz; mientras que el segundo se debe eliminar utilizando filtros.

1.4.1. PWM: MODULACIÓN POR ANCHURA DE PULSO.-

La técnica de la modulación PWM permite encender y apagar los semiconductores de potencia, los IGBTs, para obtener una tensión troceada a la salida a partir de la cual interesa percibir únicamente el valor medio de dicha tensión.

En el caso general de la modulación PWM se tiene la tensión mostrada en la figura 1.25.

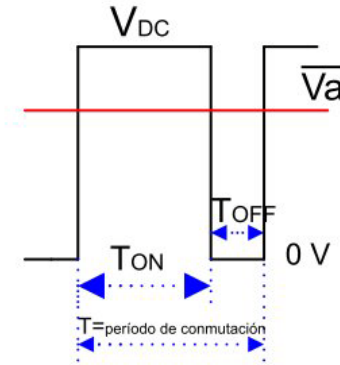


Fig.1.25. Tensión de salida con la técnica PWM.

El valor medio de la tensión de salida será el siguiente:

$$\bar{V}_a = \frac{1}{T} \int_0^T V_a \cdot dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{on}} V_a \cdot dt + \int_{T_{on}}^{T_{off}} V_a \cdot dt \right] = \frac{1}{T} [V_{DC} \cdot T_{on} + 0 \cdot T_{off}] \Rightarrow$$

$$\bar{V}_a = V_{DC} \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

Donde, $\frac{T_{on}}{T} = \frac{\bar{V}_a}{V_{DC}} = D \Rightarrow$ CICLO_DE_TRABAJO que cumple $0 \leq D \leq 1$, por tanto

el valor medio queda:

$$\bar{V}_a = V_{DC} \cdot D \Rightarrow \begin{cases} 1. - Si \ D = 0 \Rightarrow T_{on} = 0 \Rightarrow \bar{V}_a = 0V \rightarrow VALOR_MÍNIMO \\ 2. - Si \ D = 1 \Rightarrow T_{on} = T \Rightarrow \bar{V}_a = V_{DC} \rightarrow VALOR_MÁXIMO \end{cases}$$

Para crear las órdenes de encendido y apagado de los IGBTs es necesario saber qué ciclo de trabajo, D, se quiere realizar para un valor de tensión media establecido.

Una vez establecido D, las órdenes de disparo se crean con la modulación PWM que se puede implementar de forma digital ó analógica.

- PWM digital se consigue con la programación de un micro.
- PWM analógica con el circuito analógico de la figura 1.26.

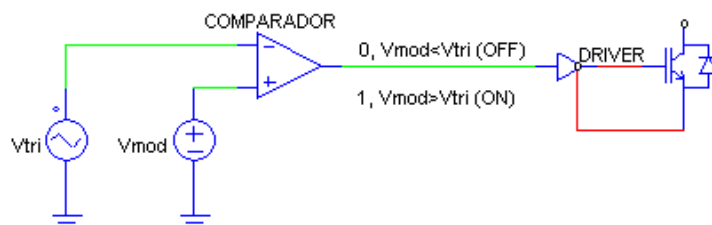


Fig.1.26. PWM con implementación analógica.

La parte principal de la PWM es el comparador inicial que, como se observa, compara dos tipos de señales analógicas:

- Una señal continua que se encarga de conseguir el valor medio de tensión a la salida. Esta señal recibe el nombre de **tensión modulante**.
- Una **señal triangular** que define la frecuencia de conmutación de los IGBTs.

De la comparación se consigue a la salida una señal de tipo digital. Su valor es alto si la modulante es mayor que la triangular, y su valor es bajo en caso contrario. Con esta señal se determinan los disparos acondicionados por los drivers y enviados a los IGBTs para obtener un valor medio de tensión, V_a , establecido.

El valor de la tensión modulante puede ser variable. Esto es necesario, como se dijo anteriormente, para conseguir un valor medio de tensión de salida también variable.

Así entonces, la modulante varía en el mismo rango que la triangular y por tanto su **valor mínimo será igual al pico mínimo de la triangular** y su **valor máximo igual al pico máximo de dicha triangular**.

Esto conlleva a que el ciclo de trabajo, D , sea mayor cuanto más cerca se sitúa la modulante al pico máximo de la triangular, es decir, tanto D como la tensión modulante son directamente proporcionales y en general se pueden obtener las siguiente relaciones:

$$D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{V_a}{V_{DC}} = \frac{V_{mod}}{V_{p,tri}}$$

donde $V_{p,tri}$ =Valor del pico máximo de la tensión triangular.

1.4.2. RIZADO DE CORRIENTE.-

Con la técnica de PWM se consigue una tensión de salida en escalones cuya evolución instantánea es determinante en la evolución de la corriente de salida, sobre todo, si las cargas conectadas son inductivas como es el caso de la MCC.

La influencia de una inductancia hace que la corriente varíe suavemente. Y **si la MCC se conecta y desconecta de la tensión de alimentación**, se produce el denominado **rizado de corriente** como se observa en la figura 1.27.

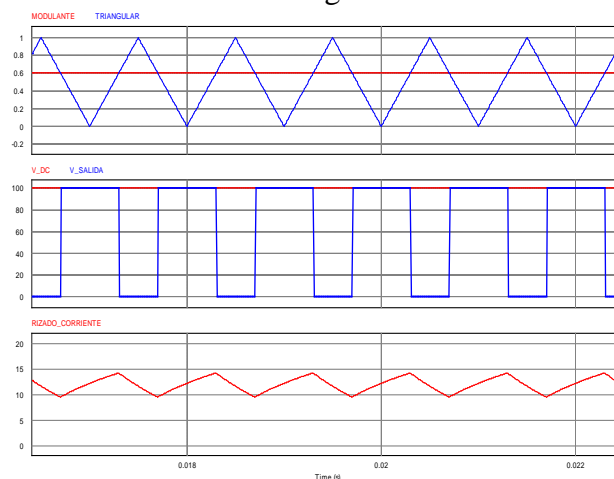


Fig.1.27. Rizado de corriente con la PWM.

En el caso de convertidores en modo conmutado, este rizado de corriente depende de dos factores:

- La frecuencia de conmutación establecida por la onda triangular de la PWM.
- La propia inductancia de la MCC que favorece una evolución suave.

El valor de este rizado se puede obtener en régimen permanente, dado que **la constante de tiempo eléctrica de la MCC es mucho mayor que el período de conmutación**. Esto permite **tener un ascenso y descenso de la corriente de forma lineal** y no exponencial en el circuito de primer orden de la armadura de la MCC.

- ✓ Para facilitar las explicaciones, se utiliza un convertidor conmutado básico con la configuración de la figura 1.28. Además las simulaciones de este convertidor se han realizado en PSIM.

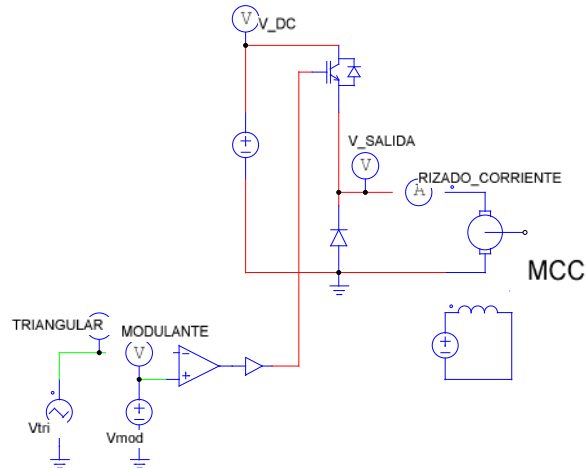


Fig.1.28. Convertidor conmutado básico para estudiar el rizado de corriente.

Cuando la MCC está conectada a la tensión de alimentación la corriente por la armadura sube y cuando no lo está, la corriente disminuye. Y, como se dijo antes, en ambos casos la evolución es lineal. Los circuitos resultantes en ambas situaciones se muestran en las figuras 1.28 y 3.36 respectivamente.

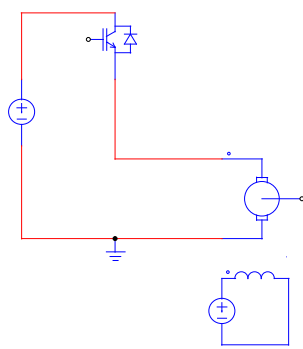


Fig.1.29. Circuito equivalente en el Ton.

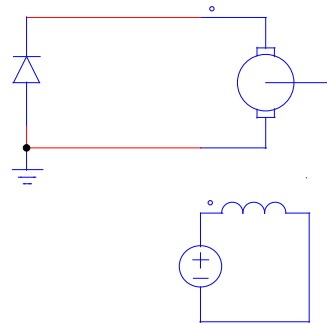


Fig.1.30. Circuito equivalente en el Toff.

- Durante el Ton, la tensión en la inductancia de armadura, V_L , cumple:

$$V_L = V_{DC} - Ea = La \cdot \frac{di_a}{dt}$$

- Durante el Toff, se cumple: $V_L = 0 - Ea = La \cdot \frac{di_a}{dt}$

Y en régimen permanente: $\frac{di_a}{dt} = \frac{\Delta I_a}{\Delta t}$, teniendo en cuenta que $\Delta I_a = I_{final} - I_{inicial}$ se

tiene que $\begin{cases} \Delta I_a = +\Delta I_a \text{ en } T_{on} \\ \Delta I_a = -\Delta I_a \text{ en } T_{off} \end{cases}$ y finalmente se obtienen las respectivas expresiones

del rizado en cada estado: Ton: $\Delta I_a = \frac{T_{on}}{L_a} \cdot (V_{DC} - E_a)$; Toff: $\Delta I_a = \frac{T_{off}}{L_a} \cdot E_a$

Dado que el rizado es el mismo en ambos estados, se pueden igualar ambas expresiones y obtenemos que:

$$\Delta I_a = \frac{T_{on}}{L_a} \cdot (V_{DC} - E_a) = \frac{T_{off}}{L_a} \cdot E_a \xrightarrow[\substack{T_{off}=T-T_{on} \\ D=\frac{T_{on}}{T}}]{E_a = V_{DC} \cdot D = V_a} E_a = V_a \Rightarrow E_a = V_a$$

Por lo tanto, se puede afirmar que en régimen permanente, la tensión media que ve la MCC es igual a su fuerza contraelectromotriz. Con esto se demuestran dos cosas:

- En régimen permanente la velocidad de la MCC depende del valor medio de su tensión de alimentación.
- La caída de tensión que se produce en la resistencia de armadura es despreciable.

Por último obtenemos el valor del rizado de corriente en función de la inductancia de armadura y de la frecuencia de conmutación:

Utilizando la expresión del Ton:

$$\Delta I_a = \frac{T_{on}}{L_a} \cdot (V_{DC} - E_a) = \frac{T \cdot D}{L_a} \cdot (V_{DC} - V_{DC} \cdot D) = \frac{V_{DC}}{L_a \cdot F_{con}} \cdot D \cdot (1 - D)$$

De esta última expresión se establece la dependencia del rizado de corriente con la inductancia de armadura y la frecuencia de conmutación:

- Su valor es inversamente proporcional a la inductancia de armadura, por lo que es **conveniente tener una MCC con una inductancia de armadura elevada**.
- Su valor es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación, por lo que es **conveniente tener una frecuencia de conmutación elevada**.

Aunque, como se ha establecido anteriormente, una frecuencia de conmutación elevada, aumenta las pérdidas de los semiconductores de potencia.

1.4.3. TECNICAS DE PWM: PWM UNIPOLAR.-

La técnica PWM permite encender y apagar los IGBTs del puente de dos formas distintas. Es decir, dentro de la técnica de PWM, se presentan dos modos distintos de realizarla: la técnica **PWM BIPOLAR** y la técnica **PWM UNIPOLAR** cuyas configuraciones se muestran en las figuras 1.31 y 1.32 respectivamente:

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

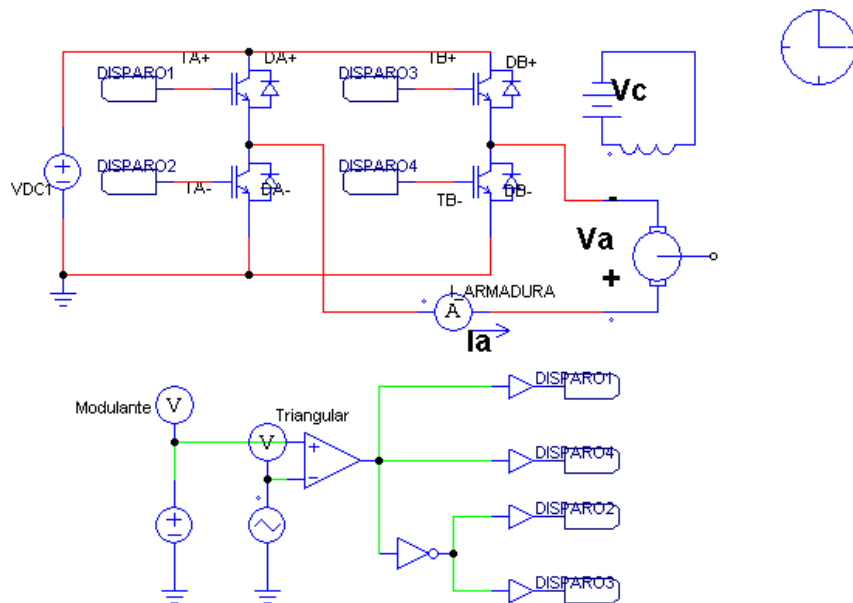


Fig.1.31. Configuración de la PWM BIPOLAR.

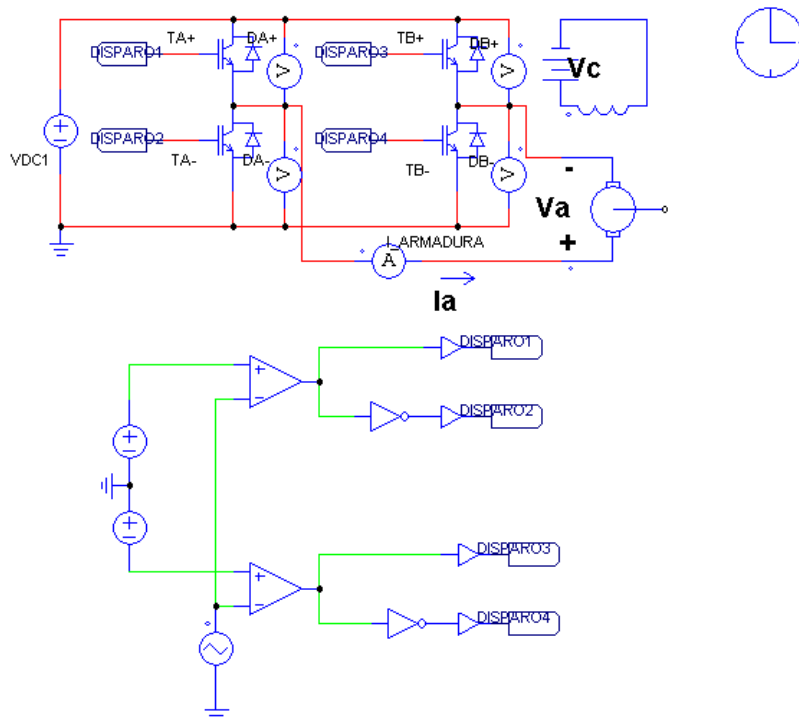


Fig.1.32. Configuración de la PWM UNIPOLAR.

En ambos casos, la tensión triangular con la que se compara la modulante adopta un valor de pico mínimo igual al pico positivo. Sus valores son valores positivos y negativos.

- ❖ Para realizar una comparación de ambas técnicas se ha simulado en PSIM el comportamiento del PUENTE EN H conectado a la MCC, y se observa la evolución de la tensión y corriente de armadura en ambas situaciones. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 1.33 y 1.34.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

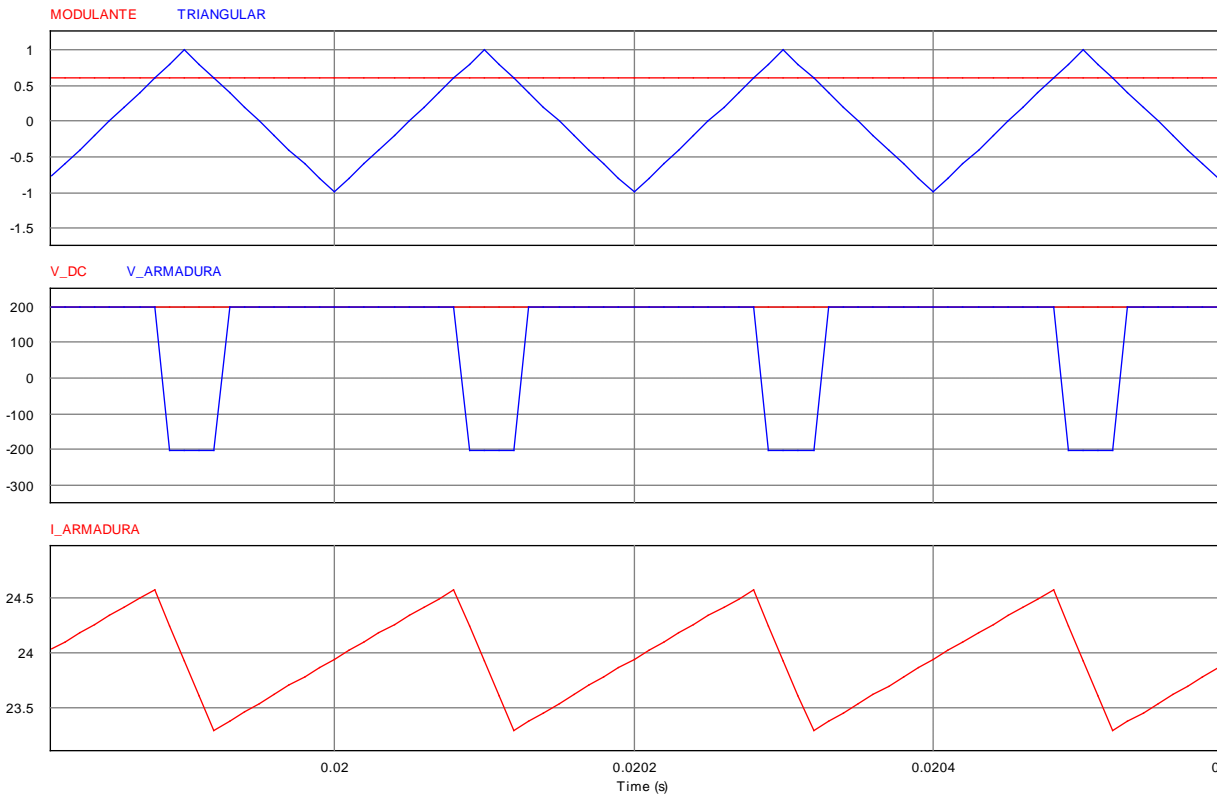


Fig. 1.33. Evolución de las magnitudes con PWM BIPOLAR. $F_{con}=5kHz$, rizado de corriente de 1.2 A.

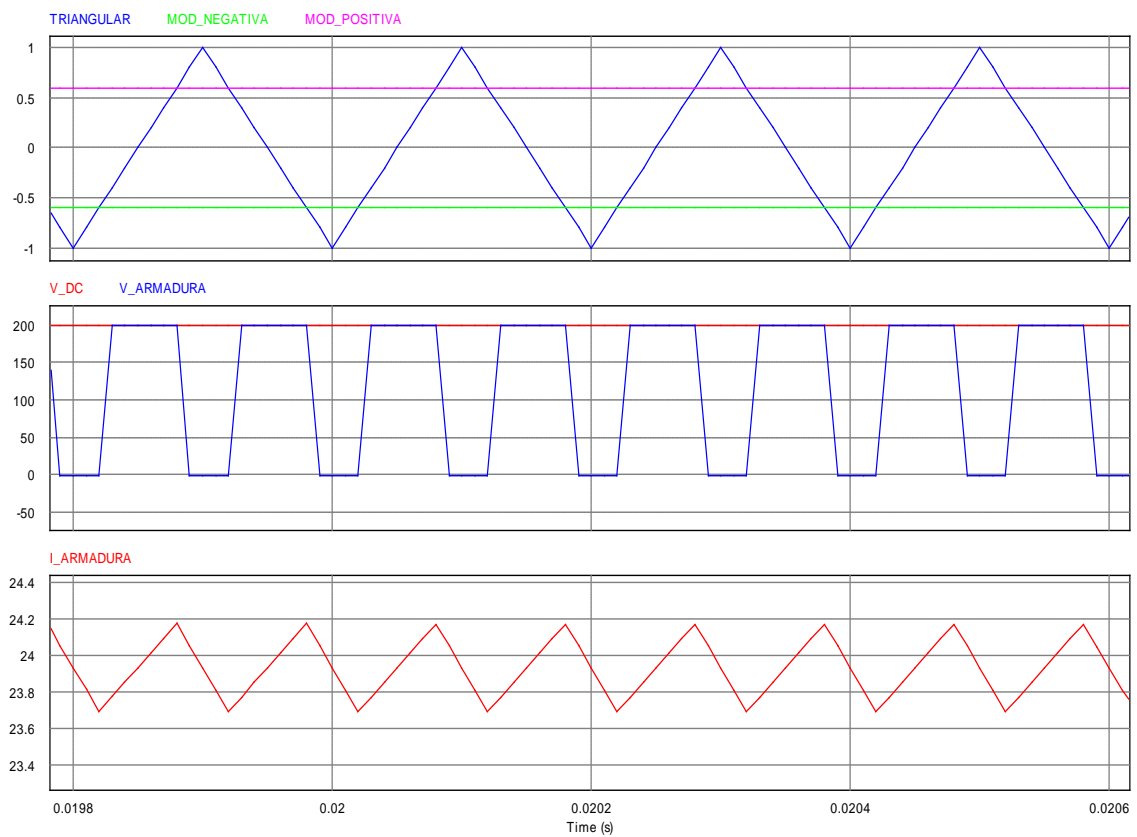


Fig. 1.34. Evolución de las magnitudes con PWM UNIPOLAR. $F_{con}=5kHz$, rizado de corriente de 0.5 A.

De la observación de ambas técnicas, se obtienen, de forma resumida, las siguientes conclusiones:

- Con la PWM BIPOLAR, se tiene una tensión de salida con picos igual y opuesto al pico de alimentación, razón por la que se esta técnica se denomina BIPOLAR.
- Por otro lado, con la PWM UNIPOLAR se tiene una tensión de salida cuyos picos son: uno siempre de 0V y el otro igual u opuesto al de alimentación, razón por la que esta técnica se denomina UNIPOLAR.
- En cuanto a la frecuencia de trabajo, se puede observar que con la PWM BIPOLAR se consigue una frecuencia igual a la de conmutación. Con la PWM UNIPOLAR se consigue una frecuencia el doble de la de conmutación. Esto se traduce en que el **rizado de corriente es menor en la PWM UNIPOLAR que en la PWM BIPOLAR.**
- En lo que se refiere a las pérdidas de calor en los IGBTs, en ambas técnicas dichas pérdidas son iguales ya que su frecuencia de conmutación está marcada por la frecuencia de la onda triangular.

Finalmente, se establece que **la técnica de PWM** utilizada en este PFC **será la PWM UNIPOLAR** ya que al tener las mismas pérdidas en los semiconductores, el rizado de corriente es menor.

1.4.4. COMPORTAMIENTO DEL PUENTE EN H EN LAS CONMUTACIONES.-

En este apartado se pretende analizar la forma en que actúa el convertidor durante las conmutaciones de los IGBTs. Es decir, el comportamiento dinámico de las células de conmutación. Para facilitar el estudio, se realizará primero un análisis ideal y luego se tendrán en cuenta todos los factores que influyen en el comportamiento real del convertidor.

Para realizar el análisis, se supone que la MCC está funcionando en el PRIMER CUADRANTE, es decir como MOTOR EN AVANCE. Esto implica que tanto su corriente de armadura como su tensión de armadura son positivas. De esta última, se tiene que el valor medio de tensión debe ser positivo. Esto implica controlar los IGBTs de la rama A con la modulante positiva y los de la rama B con la modulante negativa.

Idealmente, los semiconductores no presentan pérdidas de ningún tipo por ser interruptores ideales. Además los disparos son perfectamente complementarios, es decir, si un IGBT se enciende otro se apaga simultáneamente. Para realizar un análisis ideal, se simula el circuito de la figura 1.32 y se observan los disparos de los IGBTs de cada rama para ver su complementariedad. Además se observa la tensión de armadura y su respectiva corriente para saber cuando disminuye y cuando aumenta.

Los resultados se muestran en la figura 1.35.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

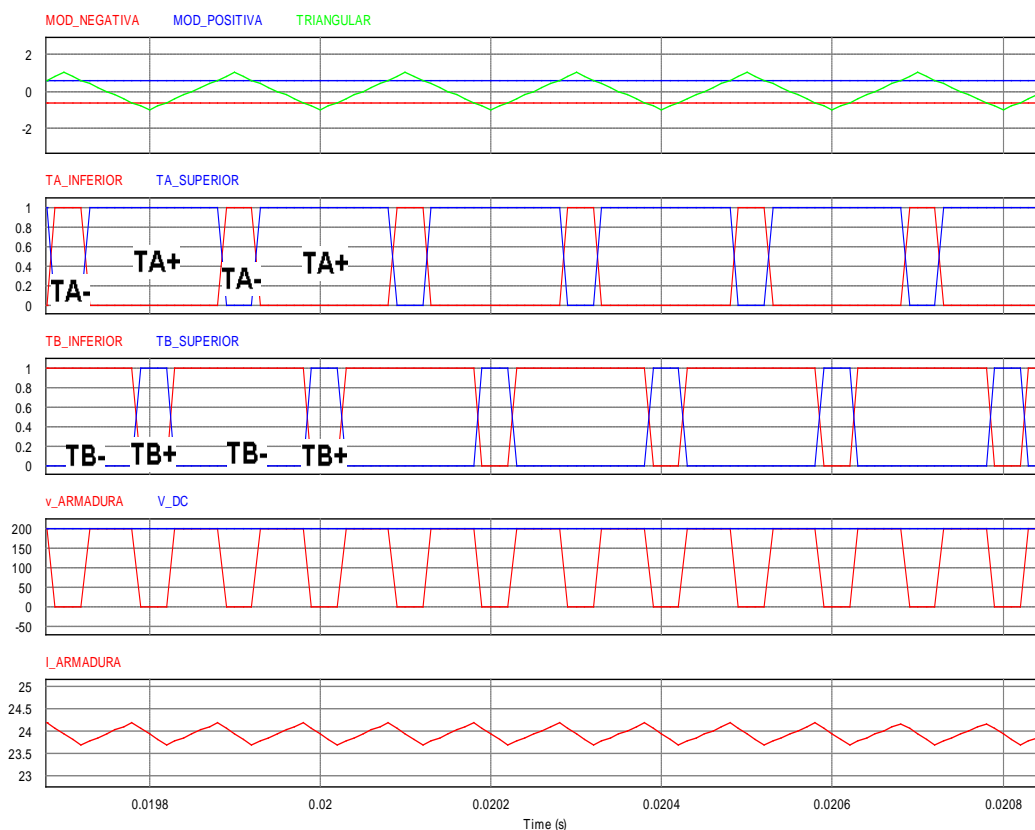


Fig.1.35. Simulación ideal del PUENTE EN H con PWM UNIPOLAR.

De la figura anterior se destaca que los disparos en cada célula de conmutación (rama A y B) prácticamente son complementarios. Los flancos de subida que se observan en la figura son consecuencia del tiempo de paso para dibujar las gráficas. En el momento que se enciende T_A^+ o T_B^+ se apagan al mismo tiempo T_A^- y T_B^- respectivamente.

Se va a detallar un período de funcionamiento:

- Inicialmente, se enciende el IGBT T_A^+ en la rama A, lo que supone el apagado del T_A^- . Este último tiene que soportar, en corte e idealmente, toda la tensión de alimentación, ó lo que es lo mismo, su diodo en antiparalelo soporta una tensión en inversa igual a la de alimentación. Mientras, en la rama B ya está encendido T_B^- . Durante este tiempo, dado que la MCC está conectada a la alimentación y la corriente es positiva (funcionamiento como MOTOR), se ponen a conducir ambos IGBTs lo que supone el crecimiento de la corriente. Resumiendo:

$$TA^+ = ON_Y_CONDUCIENDO; TB^- = ON_Y_CONDUCIENDO$$

- Después, se apaga T_B^- y se enciende T_B^+ . Ambas acciones suceden al mismo tiempo, dado que se está realizando un análisis ideal del convertidor. T_B^- tiene ahora que soportar la tensión de alimentación. Por otro lado, sigue encendido T_A^+ . Durante este intervalo, la MCC está cortocircuitada y por ser su corriente positiva, se ponen a conducir T_A^+ y D_B^+ lo que supone la disminución de corriente. Resumiendo:

$$TA^+ = ON_Y_CONDUCIENDO; TB^+ = ON; DB^+ = CONDUCIENDO$$

- Posteriormente, se repite la primera situación en la que conducían T_A^+ y T_B^- .

$TA^+ = ON_Y_CONDUCIENDO; TB^- = ON_Y_CONDUCIENDO$

Ahora T_B^+ será el encargado de soportar la tensión de alimentación.

- Seguidamente, se apaga T_A^+ y se enciende T_A^- . Igual que en la segunda situación, ambas acciones suceden simultáneamente. En esta situación, es T_A^- el que soporta la tensión de alimentación, o lo que es lo mismo, su diodo en antiparalelo soporta, en inversa, toda la tensión de alimentación. Por otro lado, sigue encendido T_B^- . Dado que la MCC está cortocircuitada y su corriente es positiva, se ponen a conducir D_A^- y T_B^- . Esto supone una disminución en la corriente de armadura de la máquina.

$TA^- = ON; DA^- = CONDUCIENDO; TB^- = ON_Y_CONDUCIENDO$

- Finalmente, se vuelve a encender T_A^+ y se apaga T_A^- . Además sigue encendido T_B^- , volviéndose a repetir nuevamente todo el período de funcionamiento.

Partiendo del análisis ideal anterior, a continuación se realiza un análisis real que tiene en cuenta las características dinámicas y estáticas de los semiconductores.

- Inicialmente, se supone que el convertidor se pone en marcha, se enciende el IGBT T_A^+ en la rama A. Durante su encendido se producen las pérdidas de encendido. Por otro lado en la rama B, viene de estar encendido el IGBT T_B^- . En esta situación, la MCC está conectada a la alimentación y su corriente aumenta. Además de producen las pérdidas por conducción de ambos IGBTs. Resumiendo: $TA^+ = ON \rightarrow TA^+ = CONDUCIENDO; TB^- = CONDUCIENDO$
PÉRDIDAS=ENCENDIDO (T_A^+)+CONDUCCIÓN (T_A^+ y T_B^-)

- A continuación, debe apagarse T_B^- y encenderse T_B^+ . Sin embargo, recordando la característica dinámica de un IGBT, dado que el tiempo de retraso de encendido, t_{don} , es menor que el tiempo de retraso de apagado, t_{doff} , T_B^- y T_B^+ **estarán encendidos durante un momento**. Esto implica que la **alimentación está cortocircuitada**. Por otra parte, dado que la inductancia de armadura se opone a la brusca variación de corriente, esta debe mantenerse constante, además la corriente es positiva. Esto implica que conduzca T_B^- , y lo haga durante un intervalo mayor al t_{doff} (se recuerda que el IGBT conducía hasta que se produce el Efecto Miller en el apagado), y una vez cortado dicho IGBT se ponga a conducir D_B^+ . T_B^- conduce hasta que su tensión sea prácticamente la de alimentación. Llegado a este punto, la corriente por el IGBT empieza a bajar, mientras que empieza a subir por el diodo D_B^+ , que se ha polarizado en directa. Durante este intervalo, se producen las pérdidas de apagado del T_B^- (se recuerda que la corriente de colector disminuye en un tiempo de bajada, y que finalizado éste se tiene la corriente de cola que concluye el apagado del IGBT). Finalizado el apagado de T_B^- , la MCC está cortocircuitada y por ser su corriente positiva, conducen T_A^+ y D_B^+ . En esta situación se tienen las pérdidas por conducción del IGBT y del diodo. Resumiendo:

$TA^+ = CONDUCIENDO; TB^- = CONDUCIENDO \rightarrow TB^+ = ON_Y_TB^- = OFF \rightarrow$

$DB^+ _Y_TB^- = CONDUCIENDO \rightarrow DB^+ = CONDUCIENDO$

PÉRDIDAS=CONDUCCIÓN(T_A^+)+APAGADO(T_B^-)+

ENCENDIDO (D_B^+)+CONDUCCIÓN (D_B^+) \Rightarrow Las pérdidas de encendido del diodo son despreciables.

- Posteriormente, T_B^- debe encenderse de nuevo, lo que implica apagar T_B^+ . Sin embargo, este no conducía ya que lo hacía su diodo en antiparalelo, D_B^+ . A pesar de esto, dado que los IGBTs son quienes imponen los valores de tensión, se vuelve a producir un cortocircuito de la fuente de alimentación debido a que se cumple de nuevo: $t_{don} \ll t_{doff}$. Por otro lado, dado que la inductancia de armadura impone una corriente constante en la MCC, el diodo D_B^+ sigue conduciendo hasta que termine el t_{don} del T_B^- . A partir de este momento, la corriente empieza a crecer por T_B^- (se recuerda el tiempo de subida en el encendido del IGBT) y a disminuir por D_B^+ . La corriente por el diodo disminuye pasando por el cero hasta llegar al valor de la corriente de recuperación inversa, I_{RR} (se recuerda que su valor depende de la corriente inicial y de la derivada de ésta durante su bajada) para extraer las cargas de la unión. Además en inversa, el diodo soporta una tensión muy próxima a la de alimentación, lo que da lugar a las pérdidas del apagado del diodo. Por su parte, la corriente en el IGBT aumenta hasta alcanzar un pico superior al de la corriente impuesta por la inductancia de la máquina. Este pico de corriente se debe a la I_{RR} del diodo y puede ser muy elevado. Una vez que el diodo se corta, la corriente por el IGBT baja hasta el valor de corriente impuesto por la máquina. Posteriormente se produce el Efecto Miller en el que la tensión colector emisor empieza a bajar hasta su valor de saturación. Durante este intervalo, se producen las pérdidas de encendido del IGBT. Una vez terminado el encendido del T_B^- , tanto éste como T_A^+ se encuentra en conducción debido a que la corriente de la MCC es positiva. En esta situación se producen las pérdidas por conducción de ambos IGBTs. Resumiendo:

$TA^+ = CONDUCIENDO; DB^+ = CONDUCIENDO \rightarrow TB^+ = OFF _Y _TB^- = ON \rightarrow$
 $DB^+ _Y _TB^- = CONDUCIENDO \rightarrow TB^- = CONDUCIENDO.$

**PÉRDIDAS= CONDUCCIÓN (T_A^+)+APAGADO (D_B^+)+ENCENDIDO (T_B^-)
 +CONDUCCIÓN (T_B^-)**

- Seguidamente, se procede a encender T_A^- lo que implica apagar T_A^+ . Una vez más debido a que se cumple que $t_{don} \ll t_{doff}$, se vuelve a producir un cortocircuito en la fuente de alimentación. Debido a que la corriente por la máquina debe mantenerse constante, el IGBT T_A^+ conduce hasta que su tensión colector emisor sea prácticamente la tensión de alimentación. Desde este momento su corriente de colector empieza a bajar produciéndose las pérdidas de apagado del IGBT. Dado que el sentido de la corriente es positivo, ésta empieza a aumentar por D_A^- y no por T_A^- . Por otro lado se encuentra conduciendo T_B^- . Finalizado el apagado de T_A^+ la MCC se encuentra cortocircuitada y en esta situación se producen las pérdidas por conducción de D_A^- y T_B^- . Resumiendo:

$TA^+ = CONDUCIENDO \rightarrow TA^+ = OFF _Y _TA^- = ON \rightarrow$

$TA^+ _Y _DA^- = CONDUCIENDO \rightarrow DA^- = CONDUCIENDO; TB^- = CONDUCIENDO$

**PÉRDIDAS= APAGADO (T_A^+)+ ENCENDIDO (D_A^-)+ CONDUCCIÓN (D_A^-
 y T_B^-) \Rightarrow Donde las pérdidas de encendido de un diodo son despreciables.**

- Luego, se procede al encendido de T_A^+ de nuevo, lo que implica apagar T_A^- . Igual que antes se produce el cortocircuito de la alimentación por la causa ya comentada. Asimismo, debido a la inductancia de la máquina, la corriente se mantiene constante, lo que hace que el diodo D_A^- siga conduciendo hasta que termine el t_{don} de T_A^+ . Desde este momento, la corriente empieza a subir por T_A^+ y a bajar por D_A^- hasta llegar al valor de la corriente de recuperación inversa, I_{RR} , necesaria para extraer las cargas de la unión. El diodo llega a soportar una tensión en inversa prácticamente igual a la de alimentación produciéndose las pérdidas del apagado del diodo. Debido a la corriente I_{RR} , en el IGBT se alcanza un pico superior al de la corriente impuesta por la inductancia de la máquina, dicho pico puede ser muy grande. Una vez que el diodo se corta, la corriente por el IGBT baja hasta el valor de corriente impuesto por la máquina. Posteriormente durante el Efecto Miller, la tensión colector emisor empieza a bajar hasta su valor de saturación. En este intervalo, además, se producen las pérdidas de encendido del IGBT. Una vez terminado el encendido del T_A^+ , tanto éste como T_B^- se encuentra en conducción debido a que la corriente de la MCC es positiva. En esta situación se producen las pérdidas por conducción de ambos IGBTs. Resumiendo:

$DA^- = CONDUCIENDO \rightarrow TA^- = OFF_Y_TA^+ = ON \rightarrow$

$DA^-_Y_TA^+ = CONDUCIENDO \rightarrow TA^+ = CONDUCIENDO; TB^- = CONDUCIENDO$

PÉRDIDAS=APAGADO(D_A^-)+ENCENDIDO(T_A^+)+CONDUCCIÓN(T_A^+ y T_B^-)

Finalmente, del análisis real de la conmutación del convertidor se puede destacar:

- Las órdenes de encendido y apagado en los IGBTs de una misma célula de conmutación da lugar a cortocircuitos en la tensión de alimentación. Su duración es muy breve dada la rapidez en la conmutación de los IGBTs, pero suficientes para averiar la alimentación.

La solución que se propone es aumentar el t_{don} del IGBT que se va a encender de forma que se cumpla: $t_{don} \gg t_{doff}$. De esta manera, se tendrá **un intervalo en el que los dos IGBTs de la misma célula se encuentren apagados** y así evitar el cortocircuito anterior. Este intervalo **se le denomina tiempo muerto** y suele estar en el orden de 1 ó 2 μseg , un tiempo elevado comparado con las decenas de nanosegundos del t_{don} y t_{doff} de los IGBTs y a la vez pequeño comparado con las centenas de μseg del período de conmutación.

- Existe **una corriente pico** que se produce **en el encendido de un IGBT** como **consecuencia de la corriente de recuperación inversa** que se produce en el apagado de su diodo complementario.

Será necesario calcular el valor de dicha corriente en función de la máxima corriente que vaya a circular por el diodo y de la derivada que se produzca en esta según las especificaciones del semiconductor elegido. Este **valor de corriente depende de la corriente que circule por la MCC a controlar.**

1.4.5. EFECTO DE INDUCTANCIAS PARÁSITAS: CONDENSADORES DE DESACOPLO.-

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

El montaje del PUENTE EN H se llevará a cabo utilizando cables, conectores, pistas de cobre (al realizar una placa de circuito impreso, PCB). Además las células de conmutación tienen tornillos que permiten su conexión a otros dispositivos.

Todas las conexiones presentes en el sistema van a introducir inductancias parásitas. Durante las conmutaciones de los IGBTs del convertidor, se somete dichas inductancias a fuertes derivadas de corriente lo que da lugar a sobretensiones en los semiconductores.

En la figura 1.36 se puede observar el convertidor conmutado básico, donde se ha tenido en cuenta las inductancias parásitas que existen en cada tramo:

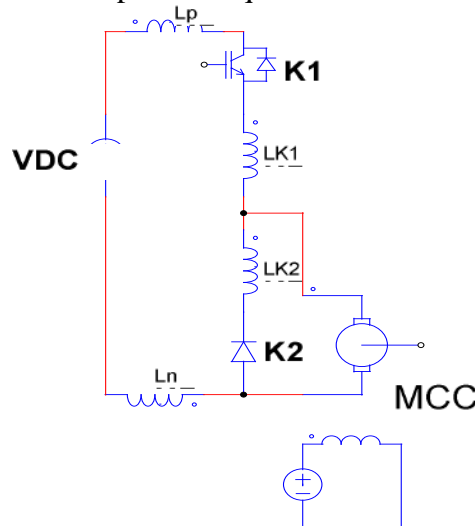


Fig.1.36. Convertidor conmutado básico con sus inductancias parásitas.

En este convertidor, la corriente sólo puede ser positiva (despreciar el diodo en antiparalelo del IGBT). Cuando el IGBT K1 esté conduciendo, la corriente se cierra por Lp, K1, la MCC, y Ln. Posteriormente, se supone que entra a conducir el diodo K2 y en esta situación K1 verá la siguiente tensión instantánea:

$$v_{K1} = E - (Lp + LK1 + LK2 + Ln) \cdot \frac{di_{K1}}{dt}$$

El valor de $\frac{di_{K1}}{dt}$ queda impuesto por el IGBT. Actualmente existen interruptores capaces de conmutar corrientes superiores a 300 A en menos de 100ns, con lo que se obtiene una gran derivada de corriente con respecto del tiempo: $\frac{di_{K1}}{dt} \geq \frac{3000A}{\mu seg}$. Se

supone el uso de conductores para conectar el convertidor con la alimentación y se sabe que aproximadamente por cada metro de conductor se tiene una inductancia de $1 \mu H$. Si además se tuviese una malla de longitud total igual a 20 cm, la sobretensión que se tiene en la inductancia total, LT, es:

$$LT \cdot \frac{di_{K1}}{dt} = (1 \frac{\mu H}{m} \cdot 0,2m) \cdot 3000 \frac{A}{\mu seg} = 600V$$

Si suponemos una tensión de alimentación de 200 V, el IGBT K1 verá la siguiente sobretensión: $V_{K1} = 200 - 600 = -400V$, un valor igual al doble de lo que debería soportar K1, ya que idealmente sólo debería soportar la tensión de alimentación.

Recogiendo lo anterior, se destaca lo siguiente:

- El aumento de las inductancias parásitas aumenta la sobretensión producida en los semiconductores apagados.
- Para reducir el efecto de las inductancias parásitas se deben colocar todos los elementos lo más cerca posible entre ellos.
- Para reducir el efecto de las inductancias parásitas debidas a la conexión del convertidor con la fuente de alimentación se colocan los denominados condensadores de desacoplo, que deben colocarse lo más cerca posible de la célula de conmutación y absorber la energía almacenada en las inductancias L_p y L_n . Esta conexión se observa en la figura 1.37.

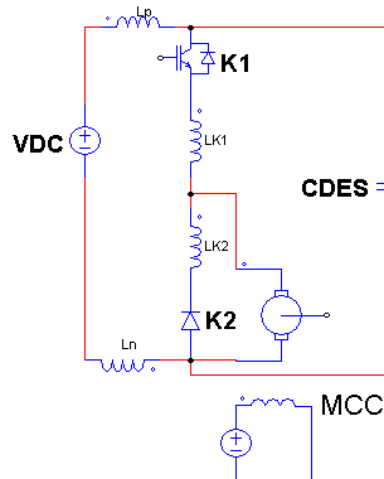


Fig.1.37. Conexión del Condensador de desacoplo con la célula de conmutación.

Volviendo al ejemplo anterior, si la longitud total para conectar la alimentación con el convertidor es de 20cm, el condensador deberá absorber la energía de la inductancia que produce la sobretensión de 600 V. Es decir:

$$E_{CDES} = \frac{1}{2} \cdot C_{DES} \cdot V_{CDES}^2 \Leftrightarrow E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{K1}^2$$

Con una tensión de alimentación de 200V la tensión en el condensador de desacoplo, C_{DES} , será de 400V. Se imagina un caso en el que K1 deba conducir 300 A, obviamente este es un valor de corriente demasiado grande; pero con este valor se puede establecer un valor de capacidad suficiente para utilizarlo en convertidores cuya potencia sea del orden de decenas de KW. Con todo esto, el valor de capacidad de desacoplo será:

$$E_L = E_{CDES} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 \frac{\mu H}{m} \cdot 0,2m\right) \cdot 300^2 = 9mJ \Rightarrow C_{DES} = 2 \cdot \frac{E_{CDES}}{V_{CDES}^2} = 2 \cdot \frac{9mJ}{400^2} = 112,5nF$$

De la expresión anterior, se puede decir que **el valor del condensador de desacoplo deberá ser mayor cuanto menor sea la tensión que este debe soportar.**

Es decir, que teniendo la misma tensión de alimentación su valor aumenta si disminuye la sobretensión en las inductancias parásitas y se sitúa próximo a la tensión de alimentación. Esta situación es poco probable, dado que el convertidor se conecta a la alimentación a distancias mayores que 10cm, lo que aumenta el valor de la inductancia parásita. Por el contrario, teniendo la misma sobretensión su valor aumenta cuanto más cerca de dicha sobretensión se sitúe la tensión de alimentación.

Por ejemplo, teniendo la misma sobretensión que antes, 600V, y aumentando la tensión de alimentación a 500V, el valor de la capacidad de desacoplo será:

$$V_{CDES} = 600 - 500 = 100V \Rightarrow C_{DES} = 2 \cdot \frac{9mJ}{100^2} = 1,8\mu F$$

Normalmente, los valores del condensador de desacoplo están comprendidos entre $1\mu F$ y $5\mu F$. Aunque como se ha demostrado anteriormente es suficiente con uno de aproximadamente $2\mu F$ para convertidores de decenas de KW.

1.5. CONTROL DEL PUENTE EN H.-

El control constituye la parte más importante del accionamiento de continua. De su exactitud depende que el convertidor tenga un funcionamiento correcto sobre la MCC. Desempeña dos funciones importantes:

- **Realizar un lazo cerrado de control** para actuar sobre los valores de tensión y corriente de la MCC que permitan alcanzar las referencias establecidas.
- **Realizar la lógica de encendido y de apagado** del convertidor cumpliendo unos requisitos establecidos.

A continuación se detallan ampliamente estas dos funciones.

1.5.1. LAZO CERRADO DE CONTROL.-

Como se estableció en el planteamiento general del presente PFC, el lazo de control del convertidor de la MCC será un lazo cerrado con realimentación negativa. El objetivo es variar la velocidad de la MCC según una velocidad de referencia. La configuración de este lazo de control se muestra en la figura 1.38.

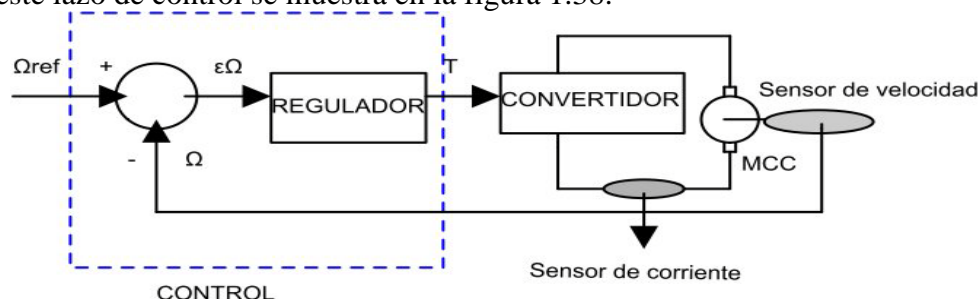


Fig.1.38. Configuración básica de un lazo cerrado de velocidad.

Esta configuración se caracteriza por:

- La presencia de sensores de medida que permiten tener información en todo momento de los valores de tensión y de corriente para los lazos respectivos de tensión (velocidad) ó corriente (par). Precisamente son estos, los que brindan la realimentación en el lazo.

Para el lazo de tensión o velocidad el sensor más utilizado es un TACÓMETRO. Mientras que para el lazo de corriente el sensor más utilizado por sus prestaciones de aislamiento y exactitud es la CÉLULA LEM. Por lo general las medidas obtenidas a la salida de dicho sensores son valores de tensión reflejos de las medidas reales. Esto implica tener una ganancia de medida, K_s , de los sensores en régimen permanente:

$$K_{sv} = \frac{\Omega_{med, fil}}{\Omega_{med}}; K_{si} = \frac{I_{med, fil}}{I_{med}}$$

Donde K_{sv} = ganancia para el lazo de tensión ó velocidad

K_{si} = ganancia para el lazo de corriente ó par.

Ω_{med} = Velocidad medida en la máquina por el tacómetro.

$\Omega_{med, fil}$ = Velocidad medida y filtrada expresada en valor de tensión.

I_{med} = Corriente medida en la máquina por la Célula LEM.

$I_{med, fil}$ = corriente medida y filtrada expresada en valor de tensión.

Debido a las elevadas frecuencias de conmutación del convertidor, a las salidas de los sensores de medidas es conveniente el uso de un filtro tipo PASO-BAJO para eliminar el ruido debido a la frecuencia de conmutación. Su función de transferencia, $PB(S)$, en el dominio de Laplace es:

$$PB(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{fil}} + 1} \text{ donde } \omega_{fil} = \text{frecuencia de corte del filtro paso bajo.}$$

Con todo lo expuesto, se obtienen los diagramas de bloques del sensor de velocidad y del sensor de corriente en las figuras 1.39 y 1.40 respectivamente.

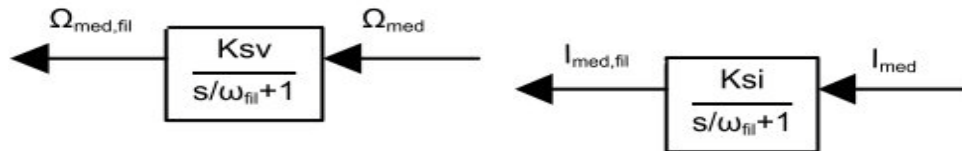


Fig.1.39. Bloque del sensor de velocidad.

Fig.1.40. Bloque del sensor de corriente.

- La presencia de un regulador de control que elimina en todo momento el error entre las referencias a seguir y las medidas obtenidas con los sensores. Existen reguladores de control de muchos tipos, sin embargo, el regulador más utilizado en accionamientos eléctricos es el REGULADOR PID (Proporcional-Integral-Derivativo). Su expresión es la siguiente:

$$u(t) = Kp \cdot \varepsilon(t) + Ki \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt + Kd \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \text{ siendo } \varepsilon(t) \text{ el error en la entrada}$$

del regulador y $u(t)$ la variable de control en su salida.

Consta de tres constantes que realizan tres acciones:

- ACCIÓN PROPORCIONAL.- La constante Kp elimina el error instantáneo. El aumento de su valor aumenta la rapidez del sistema alcanzando la referencia en un tiempo más corto cuanto mayor sea Kp . Pero un valor demasiado elevado conlleva a que el sistema se haga oscilante o incluso inestable.
- ACCIÓN INTEGRAL.- Con el fin de aportar mayor estabilidad al sistema, la constante Ki permite eliminar el error en régimen permanente. Dado que su valor es proporcional a la integral del error, esta constante dejará de integrar, es decir su valor se estabilizará, cuando el error sea nulo.
- ACCIÓN DERIVATIVA.- Suaviza la respuesta del sistema durante los transitorios y mejora su comportamiento frente a perturbaciones. La constante Kd , al ser proporcional a la derivada del error, evita cualquier cambio brusco en su valor. Presenta el defecto de ser muy sensible a los ruidos de alta frecuencia, ya que en estas situaciones el valor de la derivada es muy alto e indeseable.

El regulador del lazo de este PFC sólo realizará las dos primeras acciones ya que, en los convertidores de potencia, las altas frecuencias de conmutación provocan la existencia de un ruido al que es sensible la acción derivativa.

Por tanto, el regulador a utilizar será un **REGULADOR PI (Proporcional-Integral)**.

La expresión de la variable de control en la salida será:

$$u(t) = Kp \cdot \varepsilon(t) + Ki \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt = Kp \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{Tn} \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt \right) \Rightarrow \text{donde: } Ki = \frac{Kp}{Tn}$$

Pasándola al dominio de Laplace se obtiene:

$$U(s) = Kp \left(\varepsilon(s) + \frac{1}{Tn \cdot s} \cdot \varepsilon(s) \right) = Kp \cdot \frac{Tn \cdot s + 1}{Tn \cdot s} \cdot \varepsilon(s), \text{ de donde se obtiene el diagrama de bloques de la figura 1.41.}$$

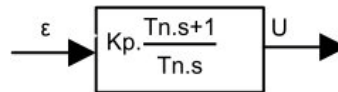


Fig.1.41. Bloque de un regulador PI.

Un regulador PI tiene dos parámetros que se calculan estableciendo dos condiciones importantes en el sistema: **rapidez y estabilidad**. Un estudio más a fondo se realiza en un apartado posterior (ver pág.50).

- Finalmente se tiene el convertidor de potencia que efectúa las órdenes del lazo de control para conseguir la variación de velocidad final. Como se ha explicado detalladamente en apartados anteriores, el convertidor PUENTE EN H actúa sobre la MCC gracias a la PWM. Su función de transferencia se obtendrá posteriormente donde se implementa toda la estructura del lazo de control.

1.5.2. LAZOS EN CASCADA: LAZO DE CORRIENTE.-

El lazo de control a obtener es un lazo en cascada formado por un lazo interno de corriente (ó de par) y otro externo de tensión (ó de velocidad). Este último ya ha sido elaborado en un PFC anterior, por lo que sólo será necesario implementar el lazo de corriente. Sin embargo, para tener una visión de conjunto, en la figura 1.42 se muestra el diagrama de bloques del lazo en configuración en cascada.

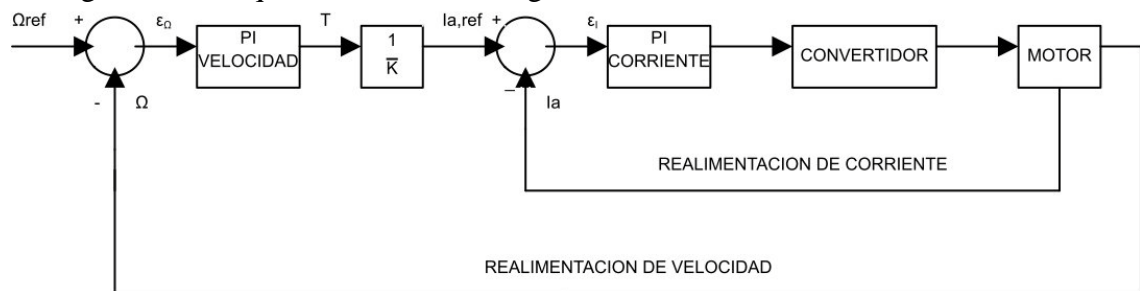


Fig.1.42. Lazos de control en cascada.

Como se observa, existen dos lazos imbricados:

- El lazo EXTERNO que es el lazo de velocidad con el que se compara en todo momento la velocidad de referencia y la velocidad medida por el tacómetro. De la diferencia de ambas, se obtiene el error de velocidad, ε_{Ω} , que es corregido por el regulador PI de velocidad actuando sobre el par de la máquina, ó lo que es lo mismo sobre su corriente.

Por ejemplo, si $\varepsilon_{\Omega} > 0$, es necesario aumentar la velocidad, Ω . Por eso, para corregirlo se debe actuar aumentando el par (corriente de la máquina), dado que se cumple: Ω (velocidad angular) es proporcional a α (aceleración angular) y esta es proporcional a T (par de la máquina). Este aumento de par dará lugar a un aumento de velocidad que reducirá el error.

- El lazo INTERNO lo constituye el lazo de corriente con el que se compara en todo momento la corriente de referencia calculada por el PI del lazo de velocidad y la corriente medida en la máquina por la célula LEM. De la diferencia de ambas, se obtiene el error de corriente, ε_I , que es corregido por el regulador PI de corriente actuando sobre la tensión de alimentación de la máquina mediante la técnica PWM.

Por ejemplo, si $\varepsilon_{\Omega} > 0$, es necesario aumentar la tensión de armadura, V_a . Por eso, para corregirlo se debe aumentar el ciclo de trabajo de la PWM. Esto implica que la tensión modulante a la salida del PI aumente para así aumentar el valor medio de la tensión de armadura de la máquina, que a su vez provocará un aumento de la corriente de la máquina para reducir el error.

La regla básica de los lazos en cascada exige que **el lazo interno sea más rápido que el externo, en concreto el lazo de corriente debe ser 3 o 5 veces más rápido que el de velocidad**. Esta es una condición necesaria dado que el lazo interno recibe las órdenes del externo y debe ejecutarlas rápidamente para enviar una información adecuada al lazo externo. Con esta exigencia se consigue el desacoplamiento de ambos lazos y al mismo tiempo se calculan los parámetros de sus reguladores.

Por otro lado, la configuración en cascada de los lazos de velocidad y corriente permite tener un control de la corriente de la máquina mediante un limitador. Este limitador asegura que la corriente de referencia no supere nunca su valor límite. **El limitador permite realizar controles rápidos del sistema, pudiendo someter a la máquina a escalones de velocidad**. En ausencia del limitador, con escalones de velocidad, se daría un aumento elevado de la corriente que provocaría el calentamiento de los devanados de la máquina y su posterior avería. En cambio, con el limitador, aunque el PI exija un aumento elevado de la corriente, ésta como mucho alcanzará el valor establecido por el limitador, evitando posibles daños en la MCC. La configuración del lazo en cascada con el limitador se puede observar en la figura 1.44.

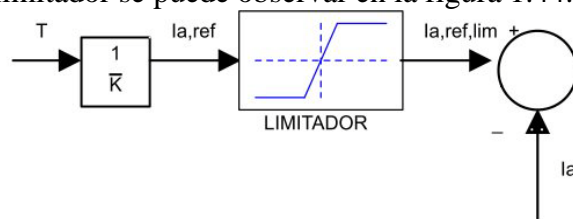


Fig.1.43. Limitador de corriente para controles rápidos de velocidad.

Un lazo de control se puede diseñar de varias formas: analógicamente con circuitos electrónicos, digitalmente programando un micro o a través del ordenador como es el caso del lazo de tensión ya existente. En este PFC, se optará por **realizar un diseño analógico del lazo de corriente**.

Recogiendo todo lo anterior, se va a centrar la atención en el lazo de corriente que se pretende implementar.

1.5.2.1. BLOQUE CONVERTIDOR-MOTOR.-

Se sabe que el convertidor PUENTE EN H debe variar la tensión de alimentación de la MCC mediante la técnica PWM. Además, el PI de corriente es el encargado de calcular la modulante necesaria para variar la tensión de armadura, y así poder variar la corriente. Luego, la función de transferencia del convertidor, con lo estudiado en el

apartado 3.3.1 (ver pág.33), quedará: $CONV = \frac{\bar{V}_a}{V_{mod}} = \frac{V_{DC}}{V_{p,tri}}$

De la MCC se sabe (**ver pág.16**) que se llevará a cabo un control por armadura y además que (**ver pág.13**) el modelo dinámico de la armadura tiene la siguiente expresión:

$I_a = \frac{V_a - E_a}{R_a + L_a \cdot s}$ donde $V_a = \bar{V}_a$, ya que la tensión media variable obtenida por el convertidor alimenta a la MCC en régimen permanente, y con la variación de esta tensión obtenemos el aumento ó disminución de corriente.

El diagrama de bloques CONVERTIDOR+MOTOR se muestra en la figura 1.44.

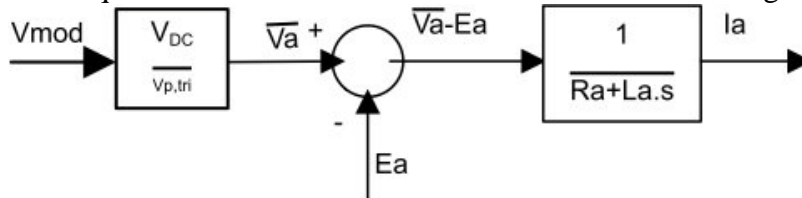


Fig.1.44. Bloques Convertidor+Motor.

1.5.2.2. BLOQUE SENSOR-FILTRO.-

Los sensores de medida se encargan de establecer la realimentación del lazo cerrado. Para implementar el lazo de corriente es necesario tener una realimentación de corriente. El sensor de corriente que se utilizará se denomina **CÉLULA LEM** que permite medir la corriente de armadura y enviar su valor al control con una medida de tensión reflejo de esta. La relación entre ambas medidas se expresa a través de la

ganancia en régimen permanente: $K_{si} = \frac{I_{med,fil}}{I_{med}}$

Como se dijo anteriormente (**ver pág.45**), debido al ruido generado por la frecuencia de conmutación, es necesario filtrar la medida obtenida con un filtro PASO-BAJO

cuya expresión, PB, es: $PB = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{fil}} + 1}$. Finalmente, el diagrama de bloques

SENSOR+FILTRO se muestra en la figura 1.45.

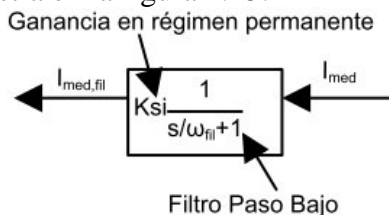


Fig.1.45. Bloque del Sensor+Filtro.

1.5.2.3. BLOQUE REGULADOR PI.-

Como se obtuvo en un apartado anterior (**ver pag.47**), su función de transferencia, PI, es: $PI = K_p \cdot \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s}$. Sus dos parámetros **Kp** y **Tn**, serán los encargados de **fixar la rapidez y estabilidad** del sistema respectivamente. Este regulador permite que, en régimen permanente, el error de corriente sea nulo. Para conseguir este propósito, el regulador calcula una tensión de control denominada tensión modulante cuyo valor aumenta o disminuye para, posteriormente, aumentar o disminuir el valor medio de la tensión de armadura y asimismo aumentar o disminuir la corriente de armadura según el error sea positivo ($I_{a,ref} > I_{med,fil}$) ó sea negativo ($I_{a,ref} < I_{med,fil}$) respectivamente. Su diagrama de bloques se muestra en la figura 1.46.

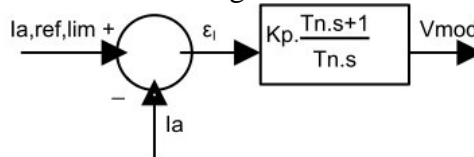


Fig.1.46. Bloque del PI.

Finalmente, el diagrama de bloques completo del lazo cerrado de control de corriente se muestra en la figura 1.47.

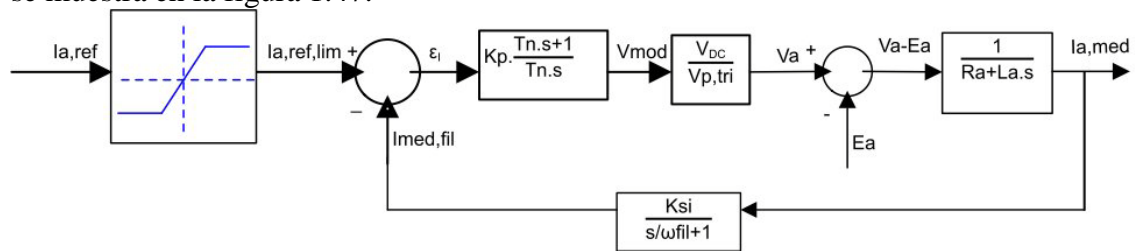


Fig.1.47. Diagrama de Bloques del lazo cerrado de corriente.

De la figura anterior se pueden destacar dos puntos:

- La presencia del **limitador** permite **realizar un control rápido de la velocidad** de la MCC.
- La presencia de la **fuerza contraelectromotriz, Ea, como una perturbación externa al sistema**. Como se estudió en el modelo dinámico de la MCC (**ver pág.14**), Ea no influye en la respuesta de la corriente de armadura frente a escalones en la tensión de alimentación por lo que es considerada una perturbación externa. Por tanto, en lo que se refiere a la estabilidad y rapidez del lazo de control, **se puede decir que su influencia es prácticamente nula**. Además la presencia del regulador PI permite tener, en régimen permanente, un error de cero lo que significa que su **parte integral compensa el efecto de dicha perturbación en régimen permanente**.

1.5.2.4. ESTABILIDAD Y RAPIDEZ: DIAGRAMA DE BODE.-

Estabilidad y rapidez son las dos condiciones importantes que determinan el comportamiento de un sistema durante el régimen transitorio como en el permanente frente a escalones en la magnitud de referencia.

Para el estudio de un sistema de control, existen diversos métodos tales como el Lugar de las Raíces, el diagrama de Nyquist que estudian la estabilidad y rapidez de dichos

sistemas. Sin embargo, **en el control de accionamientos eléctricos el método más utilizado es el diagrama de Bode** que permite realizar un análisis en frecuencia de la ganancia y fase de un sistema dado.

Para dibujar el diagrama de Bode es necesario conseguir la función de transferencia del sistema en función de la frecuencia. Dada una función de transferencia en el dominio de Laplace, la variable s se reemplaza por la variable $j\omega$, donde $[\omega] = \text{rad/seg}$. De esta sustitución se obtiene una expresión de números complejos en función de la frecuencia. Esta expresión nos permitirá obtener la ganancia y la fase de una función dada para un rango de frecuencia dado. En el diagrama de Bode la ganancia del sistema se representa en decibelios, dB:

$$G(\text{dB}) = 20 \cdot \log(G) \text{ donde } G = \text{ganancia a una frecuencia dada.}$$

La fase del sistema se obtiene en grados o radianes a una frecuencia dada.

Para visualizar de la ganancia y la fase en rangos muy grandes de frecuencia, la escala de frecuencia es logarítmica con la que se representan décadas de frecuencia. Una frecuencia se sitúa una década por encima de otra si su valor es de 10 veces más. Por ejemplo 1kHz se sitúa a una década de 100Hz.

Con el diagrama de Bode se va a estudiar la estabilidad y rapidez de un sistema en lazo cerrado para calcular los parámetros del PI del lazo cerrado de corriente.

Dado un sistema en lazo cerrado, como el de la figura 1.48,

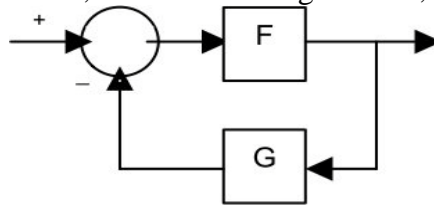


Fig.1.48. Un sistema en lazo cerrado con realimentación negativa.

Su función de transferencia, LC, será:

$$LC = \frac{F \cdot G}{1 + (F \cdot G)} = \frac{LA}{1 + LA}$$

Donde LA=Función de transferencia del sistema en lazo abierto. El sistema en lazo abierto se muestra en la figura 1.49.

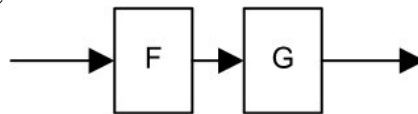


Fig.1.49. Sistema en lazo abierto de lazo cerrado anterior.

Con lo anterior, se obtiene la ganancia ó módulo en el diagrama de Bode de ambos sistemas en la figura 1.50.

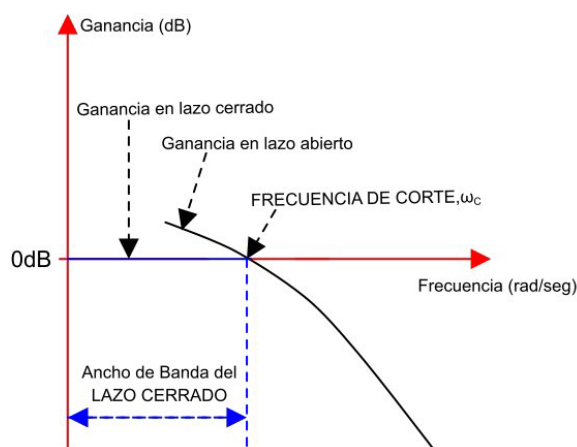


Fig.1.50. Diagrama de Bode del lazo abierto y de su respectivo lazo cerrado.

Donde ω_c =Frecuencia de Corte del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado.

A la ω_c se cumple que el módulo de un sistema es de 0dB o de ganancia unitaria.

De la figura anterior se obtienen importantes conclusiones:

- Para frecuencias menores o iguales a las de corte, el sistema en lazo cerrado tiene una ganancia de 0dB. Dicho de otra forma, con ganancias positivas del lazo abierto, la ganancia en lazo cerrado es de 0dB ó ganancia unitaria. A este rango de frecuencias se le denomina **ancho de banda** debido a que en todo este rango la ganancia es constante, es decir, la salida sigue a la referencia.
- Para frecuencias mayores a las de corte, la ganancia del lazo abierto es la misma que la del lazo cerrado y ambas disminuyen con el aumento de frecuencia. Es decir, la salida del sistema se atenúa con respecto a la referencia.
- Se puede decir que la frecuencia de corte marca el inicio de la atenuación del lazo cerrado. De hecho, **la ganancia real a la frecuencia de corte es de -3dB.**

Con las conclusiones anteriores, **el comportamiento del sistema en lazo cerrado puede estudiarse con su función de transferencia en lazo abierto.** La única diferencia de ambas tipologías es su comportamiento por debajo de ω_c . Esta es una ventaja a la hora de realizar los cálculos, ya que la función del lazo abierto se consigue con el producto de las funciones de los bloques que conforman el lazo cerrado.

De la teoría de control se sabe que, en un análisis de Bode:

- **La frecuencia de corte da información de la rapidez del sistema.**
- **La estabilidad del sistema se sabe con los márgenes de fase y de ganancia.**

Margen de fase es la fase que le falta al sistema para llegar a los -180^0 en ω_c .

Margen de ganancia es lo que le falta al sistema para llegar a los 0dB en -180^0 .

Entonces, un sistema es estable si sus respectivos márgenes de fase y ganancia son positivos.

1.5.2.5. ESTABILIDAD Y RAPIDEZ DEL LAZO DE CORRIENTE: REGULADOR PI.-

Se estudia la estabilidad y rapidez del lazo de corriente. Ambas condiciones determinan el dimensionamiento de los parámetros del regulador PI.

Del diagrama de bloques del lazo cerrado de corriente (ver pág.50) se obtiene su función de transferencia, LA, en lazo abierto.

$$LA = Kp \cdot \underbrace{\frac{Tn \cdot s + 1}{Tn \cdot s}}_{PI} \cdot \underbrace{\frac{V_{DC}}{Vp, tri}}_{CONVERTIDOR} \cdot \underbrace{\frac{1}{Ra + La \cdot s}}_{MCC} \cdot \underbrace{Ksi \cdot \frac{1}{\frac{s}{\omega_{fil}} + 1}}_{SENSOR+FILTRO}$$

Ordenando los términos se obtiene finalmente:

$$LA = \underbrace{\frac{Kp}{Tn}}_{CONSTANTES DEL_PI} \cdot \underbrace{\frac{V_{DC}}{Vp, tri}}_{CONSTANTES} \cdot \underbrace{\frac{1}{s}}_{POLO_ORIGEN} \cdot \underbrace{\frac{1}{Ra + La \cdot s} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\omega_{fil}} + 1}}_{2_POLOS} \cdot \underbrace{(Tn \cdot s + 1)}_{1_CERO}$$

De la teoría se sabe que:

- El Bode de una CONSTANTE tiene ganancia constante y fase 0° en todo el rango de frecuencia.
- El Bode de un POLO EN EL ORIGEN tiene ganancia que disminuye -20dB/dec y fase de 90° en todo el rango de frecuencias.
- El Bode de un POLO tiene ganancia de 0dB para frecuencias menores a ω_c , y disminuye -20dB/dec a frecuencias mayores a ω_c . Tiene fase de 0° a frecuencias bajas y disminuye hasta -90° a frecuencias altas. En ω_c la fase es de -45°. Las frecuencias de cruce, ω_c , de los 2 polos anteriores son:

$$\omega_{c1} = \frac{Ra}{La}; \omega_{c2} = \omega_{fil}$$

- El Bode de un CERO tiene ganancia de 0dB para frecuencias menores a ω_c , y aumenta +20dB/dec a frecuencias mayores a ω_c . La fase es 0° a frecuencias bajas y aumenta hasta 90° a frecuencias altas. En ω_c la fase es +45°. La frecuencia de cruce, ω_c , del cero anterior es:

$$\omega_{c3} = \frac{1}{Tn}$$

Para calcular los parámetros del regulador se utiliza el método visto en la asignatura de accionamientos eléctricos. Consiste en fijar de antemano las exigencias de estabilidad y rapidez del sistema con el margen de fase y la frecuencia de cruce del sistema respectivamente. En el lazo de control, se cumple la siguiente relación entre las 3 frecuencias del sistema:

$$\frac{Ra}{La} < \frac{1}{Tn} < \omega_{fil}$$

La frecuencia del regulador PI se sitúa entre la de la MCC y la del filtro de medida.

Se ha simulado en MATLAB una función de transferencia del lazo abierto con las siguientes condiciones:

- Módulo de CONSTANTES=1 $\Rightarrow Kp = 10$
- $\frac{Ra}{La} \approx 0$ con Ra=5 ohmios y La=30mH.
- $\omega_{fil} = 1000\text{rad/seg}$

- $\frac{1}{T_n} = 100 \text{ rad/sec} \Rightarrow T_n = 10 \text{ msec}$

Con todo lo anterior, el Bode de la función en lazo abierto del sistema en lazo cerrado se representa en la figura 1.51.

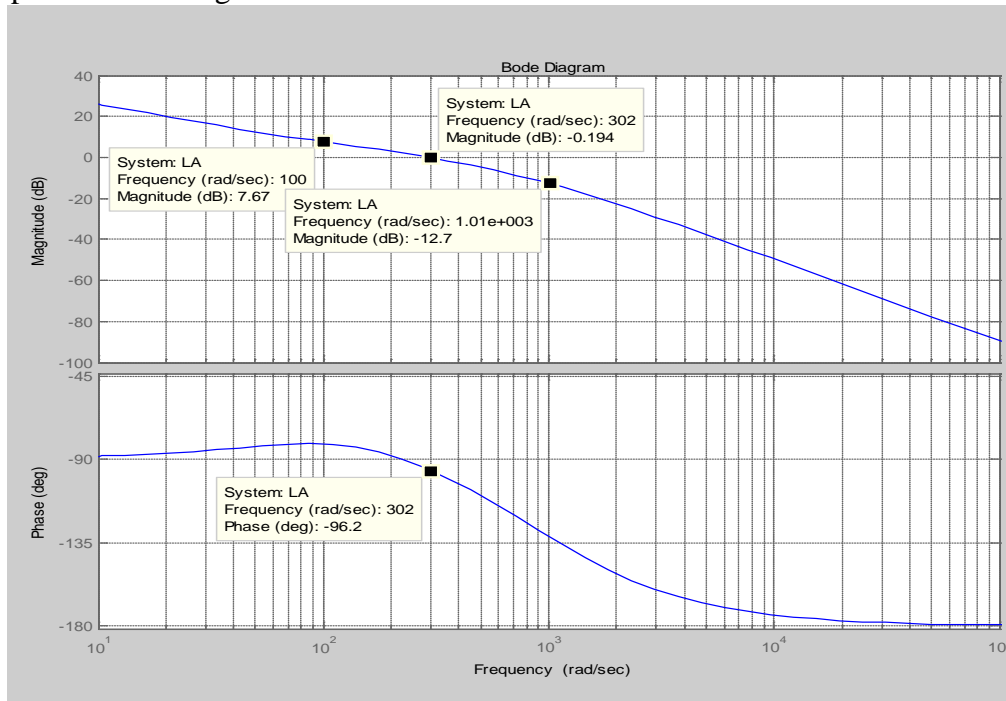


Fig.1.51. Diagrama de Bode de una función en lazo abierto con las condiciones anteriores.

Se destaca que la ω_c del sistema se sitúa entre las frecuencias de cruce del PI y del filtro de la LEM.

Por otro lado, en las figuras 1.52 y 1.53 se observa respectivamente como influye el aumento de K_p y T_n en el comportamiento del sistema.

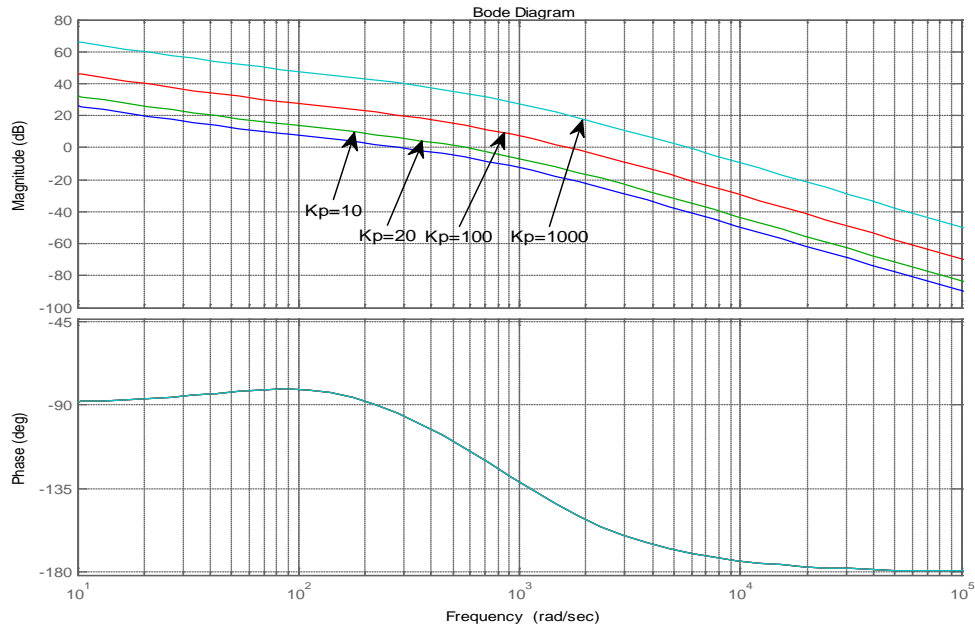


Fig.1.52. Comportamiento del sistema en lazo abierto con el aumento de K_p manteniendo $T_n=10mseg$.

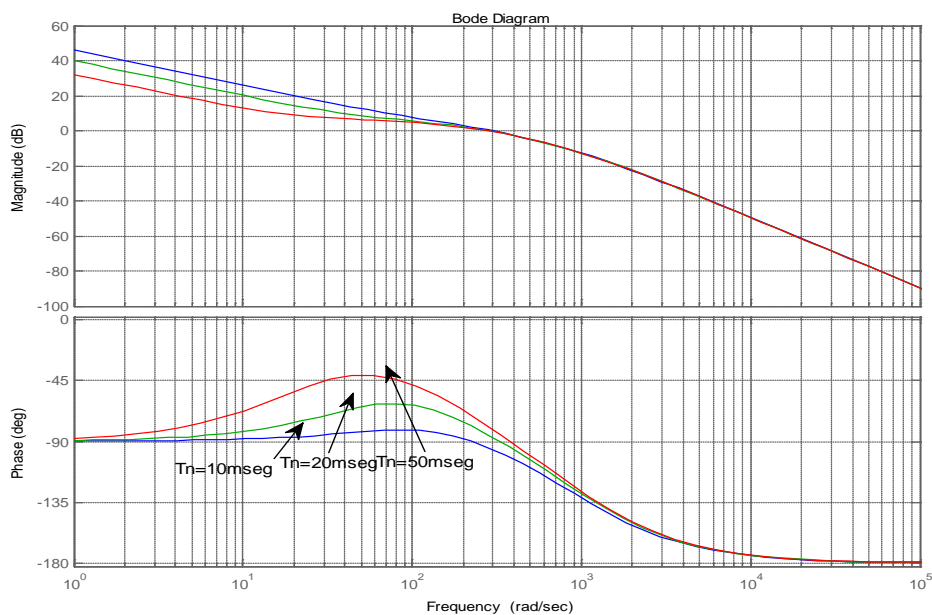


Fig.1.53. Comportamiento del sistema en lazo abierto con el aumento de T_n manteniendo $K_p=10$.

De las figuras anteriores, se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- **Un aumento de K_p** conlleva el aumento de la frecuencia de cruce del sistema. Esto implica, una **mayor rapidez** en la respuesta del sistema. El sistema puede hacerse **INESTABLE** con si K_p es muy grande.
- **Un aumento de T_n** conlleva una disminución de la ganancia a bajas frecuencias debido a que la frecuencia de corte del PI baja. La frecuencia de corte del sistema se mantiene igual. Sin embargo, la disminución en la

frecuencia del PI provoca un aumento en la fase del sistema, es decir, un aumento en el margen de fase y por tanto **mayor estabilidad del sistema**. Se puede estudiar la respuesta del sistema en lazo cerrado de la función de transferencia en lazo abierto, con las condiciones anteriores, ante una entrada escalón. Se realiza nuevamente una simulación en MATLAB. En la figura 1.54 se estudia la respuesta del lazo cerrado con dos valores de K_p con T_n constante. En la figura 1.55 se estudia la respuesta con dos valores de T_n con K_p constante.

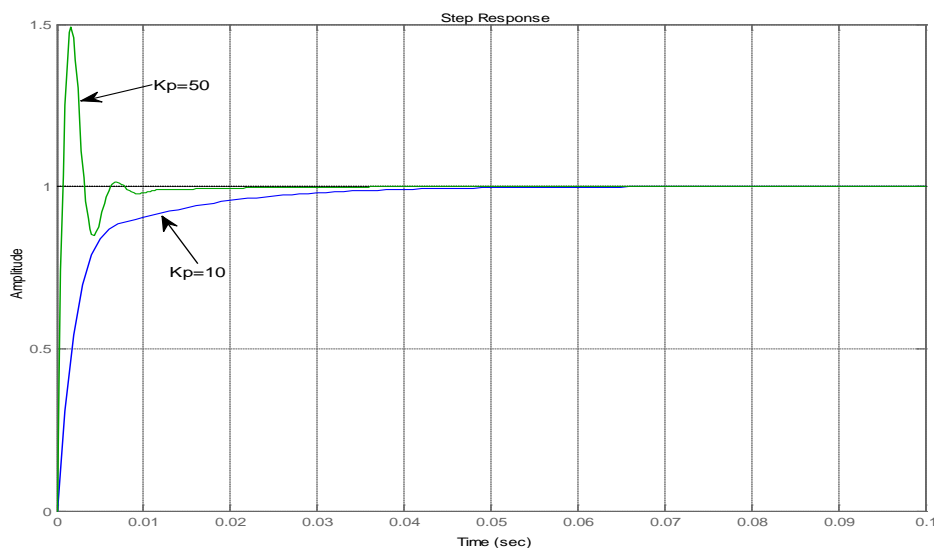


Fig.1.54. Comportamiento del sistema en lazo cerrado del lazo abierto anterior con el aumento de K_p manteniendo $T_n=10\text{mseg}$.

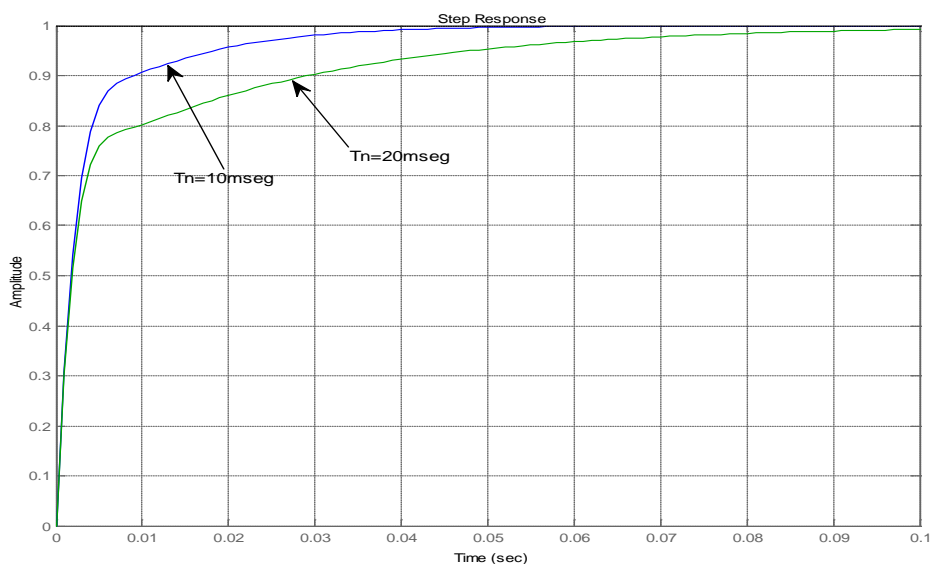


Fig.1.55. Comportamiento del sistema en lazo cerrado del lazo abierto anterior con el aumento de T_n manteniendo $K_p=10$.

De la figura 1.54, el sistema alcanza el régimen permanente más rápido cuanto mayor es el valor de K_p . Este aumento conlleva una sobreoscilación cada vez mayor, pudiendo llegar a la inestabilidad.

De la figura 1.55, el sistema es más estable cuanto mayor es T_n . El aumento de T_n conlleva un retardo mayor para alcanzar el régimen permanente.

Finalmente se establece el cálculo a seguir para el dimensionamiento de Kp y Tn del regulador PI utilizando el método visto en la carrera (**ver pág.53**).

Se obtiene la función de transferencia en lazo abierto a partir del lazo cerrado. El valor de los bloques del lazo cerrado de corriente será:

- Convertidor: sus valores se fijan con la tensión de alimentación del bus de continua, V_{DC} y la tensión de pico de la triangular, $V_{p,tri}$.
- Armadura de MCC: sus valores se fijan con la inductancia de armadura, L_a y la resistencia de armadura, R_a . Normalmente, R_a se desprecia debido a su poca influencia dinámica con respecto a L_a .
- Sensor+filtro: sus valores se fijan con la ganancia en régimen permanente, K_{si} , y la frecuencia de corte del filtro paso-bajo, ω_{fil} . Como norma general, dado que el filtro debe eliminar el ruido producido a la frecuencia de conmutación, su frecuencia se fija una década por debajo de la de conmutación.

Con estos valores, la función en lazo abierto queda:

$$LA = \underbrace{\frac{Kp}{Tn} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{p,tri}} \cdot K_{si}}_{CONSTANTES} \cdot \underbrace{\frac{1}{s} \cdot \frac{1}{La \cdot s}}_{2 \text{ polos_en_origen}} \cdot \underbrace{\frac{1}{\frac{s}{\omega_{fil}} + 1}}_{1_polo} \cdot \underbrace{(Tn \cdot s + 1)}_{1_CERO}$$

En primer lugar, se calcula el valor de Tn.

De antemano, se establecen los criterios de estabilidad y rapidez mediante el margen de fase y frecuencia de cruce respectivamente.

La rapidez del control de corriente depende de la respuesta deseada teniendo en cuenta que debe funcionar más rápido que su lazo externo de velocidad evitando sobre oscilaciones en los transitorios. Además se debe tener en cuenta que **el lazo de corriente se ve como un FILTRO PASO-BAJO, que debe eliminar el ruido generado por la frecuencia de conmutación del convertidor.**

El margen de fase se fija próximo a 90° , ya que 90° es lo máximo que puede aportar el regulador PI para conseguir un sistema más estable.

De la función en lazo abierto se obtiene la fase del sistema a la frecuencia de cruce, y con el margen de fase se obtiene Tn:

$$MF = 180 - \varphi(LA_a_la_ \omega_c); \varphi(LA_a_la_ \omega_c) = \underbrace{-90 - 90}_{2 \text{ polos_en_origen}} + \underbrace{\arctg\left(\frac{Tn \cdot \omega_c}{1}\right)}_{1_cero} - \underbrace{\arctg\left(\frac{\omega_c}{\omega_{fil}}\right)}_{1_polo} \Rightarrow$$

$$MF = \underbrace{\arctg(Tn \cdot \omega_c)}_{cero_PI} - \underbrace{\arctg\left(\frac{\omega_c}{\omega_{fil}}\right)}_{polo_FILTRO}$$

Para conseguir un margen de fase próximo a 90° es necesario que el cero aporte 90° y el polo no aporte nada. Sin embargo, ambas situaciones son indeterminadas, por lo que siempre se tendrá un margen de fase menor de 90 grados.

Estableciendo relaciones de $Tn \cdot \omega_c$ se consiguen distintas aportaciones del cero del PI:

$$Tn \cdot \omega_c = 30 \Rightarrow \arctg(30) = 88^\circ$$

$$Tn \cdot \omega_c = 25 \Rightarrow \arctg(25) = 87,71^\circ$$

$$Tn \cdot \omega_c = 20 \Rightarrow \arctg(20) = 87,13^\circ$$

$$Tn \cdot \omega_c = 15 \Rightarrow \arctg(15) = 86,18^\circ$$

$$Tn \cdot \omega_c = 10 \Rightarrow \arctg(10) = 84,28^\circ$$

$$Tn \cdot \omega_c = 5 \Rightarrow \arctg(5) = 78,6^\circ$$

Como se puede observar, la fase aportada por el cero es poco variable con relaciones de $Tn \cdot \omega_c \geq 10$, sin embargo con $Tn \cdot \omega_c = 5$, la variación es mayor. Por ello, otra forma de calcular Tn es fijar una relación $Tn \cdot \omega_c = 10$ (por ser 10 un número redondo), y a partir del margen de fase calcular la ω_c del lazo abierto. Sin embargo, en este PFC, la rapidez del sistema se establece ya de antemano.

Por otro lado, el polo del filtro disminuye aún más el margen de fase. A pesar de esto, con el valor de Tn se obliga a que el margen de fase se mantenga en el exigido.

Un buen criterio de selección es **situar el margen de fase entre los 50 y 70 grados para poder considerar que el regulador es robusto**, lo que implica poca sensibilidad ante escalones en la referencia.

Esta robustez se observa en las **figuras 3.69 y 3.70 (ver pag.56)**. Con valores bajos de Tn se tienen valores bajos del margen de fase, implica menor estabilidad y robustez. Y viceversa, con valores altos de Tn se tendrá mayor robustez. Por tanto, Tn valdrá:

$$Tn = \frac{\left[\text{tg} \left[MF + \arctg \left(\frac{\omega_c}{\omega_{fil}} \right) \right] \right]}{\omega_c}$$

A continuación, se calcula el valor de Kp.

Su valor se calcula para que, realmente, el sistema tenga una ganancia de 0dB en la ω_c especificada. Dicho de otra forma, Kp hace cumplir que el módulo de la función en lazo abierto en la ω_c sea la unidad. Es decir:

$$LA(s = j\omega) = \frac{Kp}{Tn} \cdot \frac{V_{DC}}{Vp,tri} \cdot Ksi \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{La \cdot j\omega} \cdot \frac{1}{\frac{j\omega}{\omega_{fil}} + 1} \cdot (Tn \cdot j\omega + 1) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow |LA(j\omega)| = \frac{Kp}{Tn} \cdot \frac{V_{DC}}{Vp,tri} \cdot Ksi \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{1}{La \cdot \omega} \cdot \frac{1}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_{fil}} \right)^2}} \cdot \sqrt{1^2 + (Tn \cdot \omega)^2};$$

$$|LA(\omega = \omega_c)| = Kp \cdot \frac{V_{DC}}{Tn \cdot Vp,tri} \cdot Ksi \cdot \frac{1}{\omega_c} \cdot \frac{1}{La \cdot \omega_c} \cdot \frac{1}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{fil}} \right)^2}} \cdot \sqrt{1^2 + (Tn \cdot \omega_c)^2} = 1 \Rightarrow$$

$$Kp = \frac{1}{A}$$

1.5.2.6. REGULADOR PI: EFECTO WINDUP.-

El regulador PI permite que el sistema cumpla unas condiciones de rapidez y estabilidad establecidas. Según estas condiciones elimina el error en el seguimiento de la referencia de entrada para tener en el permanente un error nulo.

Si se supone un error inicial muy elevado, el regulador PI llegará a valores elevados para eliminar este error. Esto implica que la parte integral llegue a un valor muy alto. Si, a continuación, el error va disminuyendo, **la parte integral también lo hace pero desde un valor muy elevado y con un cierto retardo debido a la acumulación de errores anteriores**. Este retardo puede tener una larga duración hasta que se logre la estabilidad y depende de los parámetros del PI. **Este fenómeno en la parte integral debido a errores de entrada elevados se conoce como EFECTO WINDUP.**

Para **evitar actuaciones exageradamente grandes se utilizan mecanismos antiwindup** que llevan **la integral a un valor de saturación**. Para ello se controla el valor de salida del PI de forma que si se tienen errores muy grandes, la parte integral se sature y actúe únicamente si su valor es menor al de saturación.

1.5.3. LÓGICA DE ENCENDIDO Y APAGADO.-

La segunda parte del control la constituyen los mecanismos de encendido y apagado del convertidor según unos requisitos previos en los valores de tensión y corriente.

Básicamente, para encender y apagar el convertidor existen dos señales digitales enviadas por dos pulsadores de RESET para el encendido y de PARO para el apagado. Si RESET=1, el convertidor está encendido y si PARO=1, el convertidor está apagado. Sin embargo, existen otros mecanismos que fijándose en los valores de tensión de alimentación y en la corriente de armadura encienden o apagan el PUENTE EN H.

La condición de arranque establece que el encendido del convertidor no se produzca hasta que la tensión de alimentación haya aumentado hasta un cierto valor, de esta forma se evita un cortocircuito en la fuente de alimentación al encender el convertidor. Por tanto, la condición de arranque es una señal digital llamada ARRANQUE. Si ARRANQUE=1 entonces el convertidor está apagado (está funcionando el arranque) y si ARRANQUE=0 el convertidor está encendido (el arranque ha terminado).

Se tienen **dos protecciones principales** que limitan dos parámetros: el valor de la tensión de alimentación del convertidor y la corriente de armadura de la MCC. **Se tiene una protección de SOBRETENSION y otra de SOBRECORRIENTE**. Ambas envían una señal digital SOBRE_V y SOBRE_I respectivamente. Si SOBRE_V=1 ó SOBRE_I=1 entonces el convertidor debe apagarse (ha disparado alguna de las protecciones). Si SOBRE_V=0 y SOBRE_I=0 el convertidor está encendido.

Además, se tiene la **protección de los drivers de los IGBTs**. Esta protección brinda información sobre el estado de los drivers que puede ser un estado normal o de error. Nuevamente es una señal digital ESTADO_DRIVERS. Si ESTADO_DRIVERS=0, los drivers funcionan normalmente y el convertidor está encendido; y si ESTADO_DRIVERS=1, ha llegado un error a los drivers que dejan de funcionar y por tanto el convertidor está apagado.

Los circuitos de control y drivers son circuitos electrónicos que se alimentan con tensiones de $\pm 15V$. Si esta alimentación bajase, esto resultaría peligroso sobretodo

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

para el buen funcionamiento de los IGBTs que dejarían de funcionar en saturación y sus pérdidas aumentarían, lo que provocaría su calentamiento. **Existe una protección que se activa en caso del descenso en la tensión de alimentación de señal.** Se tiene una señal digital BAJA_ALIMENTACION. Si BAJA_ALIMENTACION=0, el nivel de tensión es correcto y el convertidor está encendido; si BAJA_ALIMENTACION=1, el nivel de tensión es crítico y el convertidor debe apagarse.

A continuación se muestra la tabla 1.2 que indica todas las posibles situaciones en las que el convertidor puede encenderse o debe apagarse.

Se destaca que para el encendido se da la condición lógica de “Y”; mientras que para el apagado se da la condición lógica de “Ó”.

	RESET	PARO	ARRANQUE	SOBRE_V	SOBRE_I	ESTADO_DRIVERS	BAJA_ALIMENTACION
ENCENDIDO	1	0	0	0	0	0	0
APAGADO	X	1	1	1	1	1	1

Tabla 1.2. Condiciones lógicas de encendido y apagado del PUENTE EN H.

Donde X=condición de indiferencia.

2. DISEÑO DEL ACCIONAMIENTO.-

A lo largo de este capítulo se van a dimensionar todos los componentes necesarios en el convertidor PUENTE EN H así como en su respectivo control para poder actuar sobre una MCC determinada.

2.1. PLANTEAMIENTO GENERAL.-

El PUENTE EN H está constituido por circuitos de tipo eléctrico y electrónico. Dichos circuitos y sus relaciones se muestran en la figura 2.1.

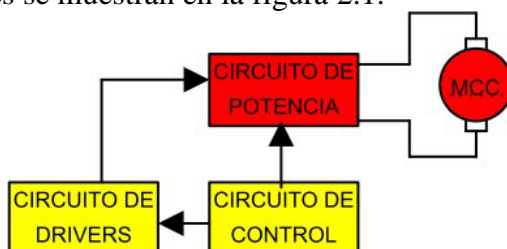


Fig. 2.1. Configuración básica del accionamiento a implementar.
En rojo se tienen los circuitos de tipo eléctrico. En amarillo los circuitos de tipo electrónico.

El circuito de potencia funciona a los valores de tensión y corriente fijados por la MCC. Dado que se realiza un control por armadura este circuito brinda la potencia demandada por la MCC. Principalmente está constituido por:

- La alimentación de continua del convertidor.
- Una rama de disipación que disipa la potencia entregada a la alimentación por la MCC cuando funciona como generador. Su funcionamiento se controla con un circuito de histéresis de límites 400V y 370V.
- Los sensores de tensión y corriente marcan el límite entre el circuito de potencia y el de control. Además, brindan una ventaja muy importante: AISLAMIENTO GALVÁNICO entre la potencia y el control.

El circuito de control ó señal es la parte más importante del sistema. Según la figura 2.1, este circuito envía órdenes tanto al de potencia como al de drivers. Del circuito de potencia recibe las medidas de tensión y corriente para realizar el lazo de corriente y activar o desactivar los mecanismos de encendido y apagado. Está constituido por:

- El regulador PI que elimina el error entre la referencia de corriente y la medida tomada por el sensor. En su momento, se estudiará la necesidad de utilizar mecanismos antiwindup de acuerdo a la implementación de dicho PI.
- La modulación PWM UNIPOLAR que permite disparar los IGBTs para obtener un valor medio de tensión en la MCC y así eliminar el error de corriente. De antemano se establece que en su implementación la frecuencia de la onda triangular es de 10kHz con la que se tiene una frecuencia de salida de 20kHz.
- Los disparos obtenidos en la PWM se envían a los drivers que los acondicionan según las necesidades de los IGBTs.
- Los circuitos electrónicos que constituyen los mecanismos de encendido y apagado del convertidor.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

El circuito de drivers acondiciona los disparos obtenidos en el control de acuerdo a los valores de tensión y corriente necesarios para encender y apagar los IGBTs del PUENTE EN H. Principalmente está constituido por:

- La amplificación de los disparos de los IGBTs.
- Protecciones de baja alimentación y sobrecorriente traducidas en errores.
- Función de estado que indica si existen errores en el driver por a la activación de alguna protección o por una configuración incorrecta del propio driver.

Los drivers que aquí se utilizarán brindan una ventaja muy importante: AISLAMIENTO GALVÁNICO entre la señal y la potencia.

Finalmente, aunque no se incluyen en la figura 2.1, existen también:

- Un CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE SEÑAL que alimenta los circuitos electrónicos del control y drivers.
- Dos CIRCUITOS de VISUALIZACIÓN. El primero son displays de medida y el segundo diodos LEDS. Los primeros permiten saber en todo momento las medidas de tensión y corriente tomadas por los sensores. Los segundos indican el funcionamiento de los mecanismos de encendido y apagado del convertidor.

2.2. CIRCUITO DE POTENCIA.-

En este apartado se dimensionan la MCC así como los componentes necesarios del convertidor PUENTE EN H.

2.2.1. MCC UTILIZADA:

El PUENTE EN H controlará una MCC del laboratorio de Máquinas Eléctricas del Edificio Los Pinos. Esta MCC tiene la siguiente designación:

$$\underbrace{MS1001}_{\text{Tipo_de_motor_y_tamaño_de_polaridad}} - \underbrace{IM1001}_{\text{Forma_de_construcción}} - \underbrace{IP20I}_{\text{Indice_de_protección}} - \underbrace{IC01}_{\text{Indice_de_refrigeración}} - \underbrace{F}_{\text{Clase}}$$

Sus valores nominales de armadura son:

V_{a,nom}=200V; Ω_{nom}=1500rpm; I_{a,nom}=9,2 A; T_{nom}=9,5Nm

Sus valores nominales de campo son:

V_{f,nom}=190V; I_{f,nom}=0,44A

La potencia nominal de la MCC es de **1500W**.

Se debe destacar que, aunque se estableció que en el control por armadura no se sobrepasan los valores nominales de corriente ni de tensión, al utilizar el lazo de control **se podrá hacer girar la máquina hasta las 2000rpm**, y al realizar escalones de velocidad, **la corriente máxima establecida por el limitador será de 14 A**.

Con lo anterior y con la ecuación T-Ω de la MCC se obtiene la zona de funcionamiento.

$$T = \frac{V_a}{R_a} K - \frac{K^2}{R_a} \omega,$$

Se sabe que: T=K.I_a, luego utilizando los valores nominales se tiene que:

$$K = \frac{T}{I_a} = \frac{9,5Nm}{9,2A} = 1,033 \frac{Nm}{A} \Rightarrow K = \frac{E_a}{\omega} = 1,033 \frac{V \cdot seg}{rad}$$

El valor de E_{a,nom} se obtiene a la velocidad nominal:

$$E_{a,nom} = 1,033 \cdot 1500 \frac{rev}{min} \cdot \frac{1min}{60seg} \cdot \frac{2\pi rad}{1rev} = 162,26V$$

Luego el valor de R_a en condiciones nominales será:

$$V_{a,nom} = E_{a,nom} + R_a \cdot I_{a,nom} \Rightarrow R_a = \frac{200 - 162,26}{9,2} = 4\Omega$$

Luego, la ecuación T-Ω de esta MCC será:

$$T = \frac{V_a}{4} 1,033 - \frac{1,033^2}{4} \omega$$

Sabiendo que a 200V la máquina gira a 1500rpm, se puede obtener el valor de tensión necesario para que gire a 2000rpm dada la linealidad entre tensión y velocidad.

$$1500rpm \rightarrow 200V$$

$$2000rpm \rightarrow x \Rightarrow x = 267V = V_{a,máx}$$

Finalmente, la zona de funcionamiento de la MCC variando la V_a de 0 a 267V se muestra en la figura 2.2. La velocidad se representa en rad/seg, luego:

$$1500rpm \Leftrightarrow 157,08rad / seg$$

$$2000rpm \Leftrightarrow 209,44rad / seg$$

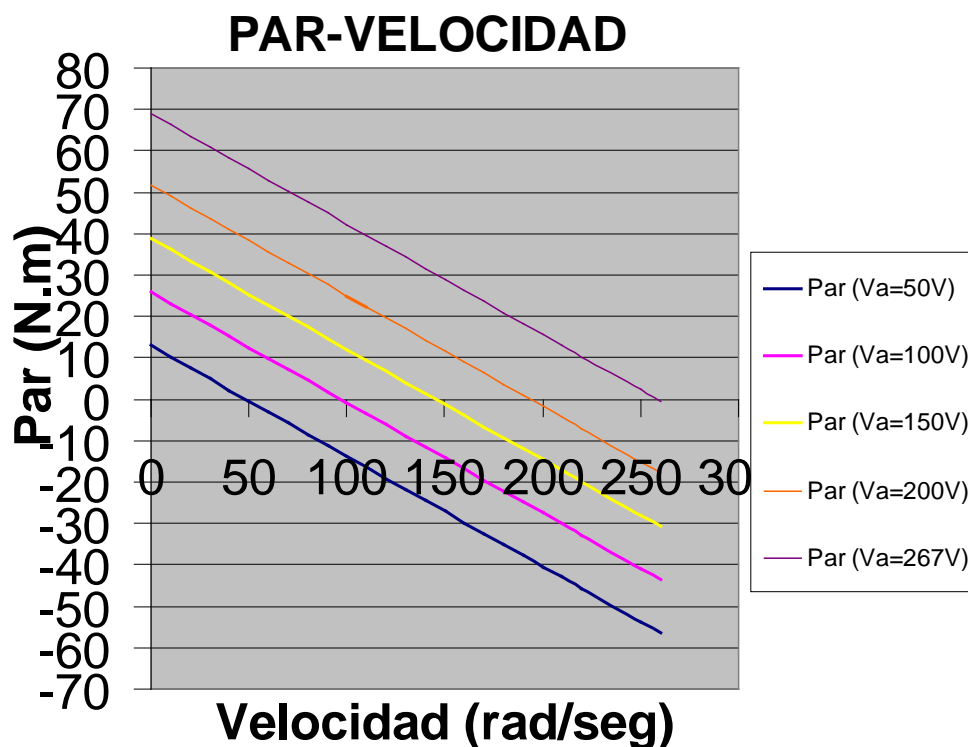


Fig.5.2 .Zona de funcionamiento del accionamiento de continua con una tensión de alimentación de 0 a 267V.

2.2.2. ALIMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR: BUS DE CONTINUA.

El PUENTE EN H se alimenta con tensión continua. Esta tensión debe ser suficiente para alimentar la MCC cuando esta gire a su máxima velocidad. Es decir, la alimentación debe ser como mínimo 267V, y puede realizarse de varias formas: con baterías, fuentes de alimentación continua variable, o con tensión alterna mediante puentes rectificadores.

Se opta por una rectificación de la alimentación alterna dada la facilidad de poder tomar esta directamente desde la red eléctrica de baja tensión. Con esta etapa de rectificación, es necesario colocar un filtro L-C o simplemente un condensador que permita disminuir el rizado de tensión de la salida del puente rectificador. Se debe tomar la decisión de realizar una alimentación monofásica ó trifásica según las exigencias de la MCC.

- **ALIMENTACIÓN MONOFÁSICA.**- El puente de diodos rectifica una tensión de 230Veficaces. El valor máximo de la tensión de salida es casi el mismo que la tensión de red (por la caída de tensión en los diodos) y su forma de onda es a pulsos positivos. El valor medio de tensión, sin filtro, es:

$$V_{sal} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{ef, red} = 207V$$

Con el condensador de filtro se consigue una tensión de salida muy próxima a su valor de pico: $V_{sal} \approx 230 \cdot \sqrt{2} = 325V$, pero con la caída de tensión en los dos diodos del rectificador, la tensión de salida será de 323V con una caída de 1V por diodo.

Por otra parte, se deben tener en cuenta las variaciones producidas en la red. Por normativa, la tensión de red varía en el $\pm 10\%$ por lo que la tensión de salida variará en el siguiente rango: $290V < V_{sal} < 355V$.

Se puede observar que con 290V de alimentación, el PUENTE EN H puede alimentar a la MCC a 267V, por lo que el accionamiento se puede implementar sin problemas. Desde el punto de vista del convertidor, con este valor de alimentación se pueden conseguir ciclos de trabajo en un rango amplio, en concreto ciclos de hasta el 92% con los 290V. Este es un aspecto importante, ya que al ser un convertidor para la enseñanza académica, se desea mostrar a los alumnos como varía dicho ciclo con la velocidad.

En conclusión, una alimentación monofásica funcionaría sin problemas.

- **ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA.-** Se rectifica la tensión de línea de 400Veficaces. El valor máximo de la tensión de salida es aproximadamente el mismo que la tensión de línea y su forma de onda es un rizado de tensión. El valor medio de la tensión de salida, sin filtro, es:

$$V_{sal} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{ef, línea} = 540V$$

Y con el condensador de filtro se puede conseguir un valor de tensión muy próximo al pico: $V_{sal} = 400 \cdot \sqrt{2} = 565V$, y con las caídas de 1V por diodo se tienen 563V.

Si se compara este valor con los 267V que exige la MCC, se observa que es más del doble, es decir, es un valor demasiado exagerado para alimentar la MCC.

Desde el punto de vista del convertidor, con este valor de alimentación, se tendría un ciclo de trabajo muy pequeño, incluso menor al 50% para los 267V. Una característica no deseable por los objetivos académicos que se pretenden satisfacer.

Para evitar este sobredimensionamiento se podría rectificar una tensión de línea menor. Con la ayuda de un transformador reductor, se puede obtener una tensión de línea de 230V, y con el condensador de filtro se consigue una tensión de 323V. Sin embargo, esta solución se consigue con la alimentación monofásica de configuración más sencilla.

En conclusión, aunque la alimentación trifásica alimenta sin problemas a la MCC está muy sobredimensionada por las necesidades académicas exigidas.

Del estudio anterior, se opta por **realizar una alimentación monofásica que exige un puente de diodos monofásico.**

El puente de diodos a utilizar debe tener los siguientes valores de funcionamiento: $V_{AK}=325V$ y $I_A=14$ A. El valor de tensión es el máximo que soporta cada diodo en inversa. El valor de corriente es el máximo que circula por cada diodo cuando se somete a la MCC a escalones de velocidad.

Ya que el trabajo tiene fines académicos, por precaución, se utiliza un coeficiente de seguridad de 2. Por lo que los valores máximos del puente rectificador son: $V_{AK}=650V$ y $I_A=28$ A.

Aunque se puede escoger del mercado un puente de diodos con estas características, se ha optado por utilizar el puente de diodos del PFC : “CONVERTIDOR DE IGBTs REVERSIBLE CON CONTROL DE CORRIENTE PARA ACCIONAMIENTOS ELECTRICOS DE 10 kW” realizado por José Luis de Carlos Castillo.

- ✓ De aquí en adelante, cualquier elemento utilizado de este PFC se describe como “elemento del PFC ANTERIOR”.

Entonces el puente rectificador es: **SKD 30/12 A1 de SEMIKRON** de 1200V y 30 A.

La caída de tensión aproximada de los diodos en directa será:

$$V_F = V_{TO} + r_T \cdot I_F = 0,85 + 0,012 \cdot 14 = 1V \text{ con } V_{TO} \text{ y } r_T \text{ a } 150^{\circ}C$$

La siguiente etapa de la alimentación es filtrar la tensión de salida que es pulsante. Para ello se dimensiona un **condensador de filtro que da lugar al denominado bus de continua**. El bus de continua lleva el signo positivo y negativo de la alimentación a todo el circuito de potencia. El condensador del bus debe aproximar la tensión pulsante a una tensión continua. Es decir, debe eliminar la componente alterna de la onda, razón por la cual se le llama condensador de filtro. Sin embargo, es inevitable la existencia de un rizado de tensión aunque pequeño.

El valor del condensador se puede calcular de forma empírica gracias a la experiencia práctica obtenida en la realización de estos convertidores. Sin embargo, existen fórmulas teóricas que lo calculan para cumplir aproximadamente las exigencias del rizado de tensión. Para comparar ambos métodos, se ha establecido de antemano un valor de capacidad y se ha optado por realizar una simulación en PSIM. Posteriormente, con el cálculo teórico, se obtiene el rizado de tensión y se compara con el rizado de la simulación anterior.

El condensador que se utilizará será un condensador electrolítico con la siguiente designación: **BHC AEROVOX, 820 μ F, 450V_{DC}**. De forma que para conseguir la capacidad del bus de continua se conectan en paralelo los condensadores necesarios.

- **CÁLCULO EMPÍRICO.-** La **capacidad establecida es de 4,92mF** conseguida con 6 condensadores de 850 μ F. La configuración simulada se muestra en la figura 2.3. Las inductancias de entrada de 50 μ H representan el valor de la inductancia de red. La fuente de corriente representa la MCC que alimenta el puente rectificador. Dado que la MCC es una carga inductiva que mantiene la corriente constante se la representa con dicha fuente. El valor de corriente se consigue mediante un balance de potencias ya que la potencia que necesita la MCC la da el bus de continua. El valor de potencia se escoge en el caso más desfavorable en el que se tienen 267V y 14 A, ya que en esta situación se produce un mayor rizado de tensión. Luego:

$$P_{MCC} = P_{BUS} \Rightarrow V_a \cdot I_a = V_{DC} \cdot I_{DC}; V_{DC} = 325V - 2V = 323V; P_{MCC} = 3738W \Rightarrow I_{DC} = 11,57A$$

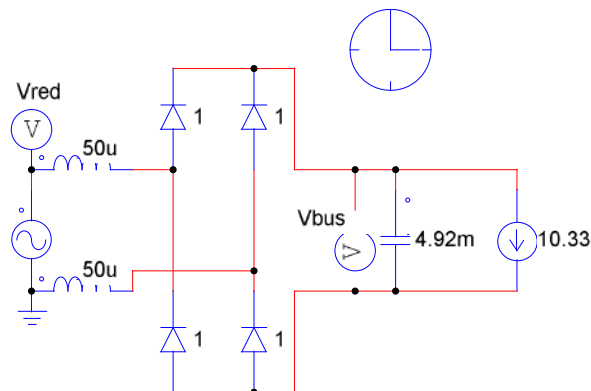


Fig.2.3. Configuración simulada para observar el rizado de tensión del bus de continua.

El resultado de la simulación se observa en la figura 2.4. En régimen permanente, el valor máximo de tensión es de 329V y el mínimo de 308V dando lugar a un rizado de 21V que supone un 6,8% respecto del valor máximo. Esto es aceptable dado que como norma se puede tener un rizado de hasta el 20% respecto del máximo.

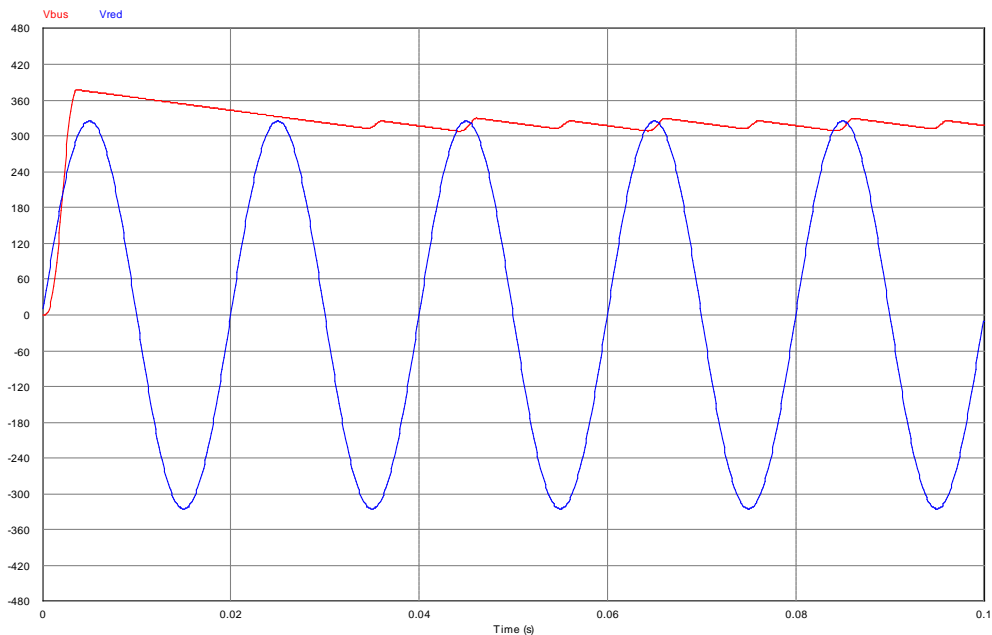


Fig.2.4. Tensiones de red (azul) y del bus de continua (rojo)

- **CÁLCULO TEÓRICO.**- Se basa en la variación energética que se produce en el condensador durante su descarga en la que se da la potencia que exige la MCC:

$$\Delta E_c = E_{c,m\acute{a}x} - E_{c,m\acute{i}n} = P_{MCC} \cdot t_{descarga};$$

$$E_c = \frac{1}{2} C \cdot V_c^2$$

De la figura 2.4 se observa que el tiempo de descarga del condensador es mucho mayor que el de carga. Para este cálculo se desprecia el tiempo de carga y el de descarga transcurre durante un pulso de la tensión rectificadora. El período de este pulso es la mitad que el de la tensión de red, es decir, 10mseg. Luego:

$$\frac{1}{2} C \cdot (V_{C,m\acute{a}x}^2 - V_{C,m\acute{i}n}^2) = P_{MCC} \cdot t_{descarga} \Rightarrow \frac{1}{2} 4,92 \cdot 10^{-3} \cdot (323^2 - V_{C,m\acute{i}n}^2) = 3738 \cdot 10 \cdot 10^{-3}$$

Y operando se obtiene que: $V_{C,m\acute{i}n} = 301,27V$, por lo que el rizado de tensión es:

$$\Delta V_c = 323 - 301,27 = 21,73V$$

Que supone un 6,72% respecto del valor máximo.

Como se puede observar, por ambos métodos el rizado obtenido es muy similar y sobretodo su valor está dentro de los márgenes aceptados de rizado.

Del último método, se puede calcular el valor medio de tensión del bus de continua, \bar{V}_{DC}

$$\bar{V}_{DC} = V_{C,m\acute{i}n} + \frac{1}{2} \Delta V_c = 301,27 + \frac{21,73}{2} = 312,14V$$

Teniendo en cuenta las variaciones del $\pm 10\%$ de red, el rango de funcionamiento es:

$$280V < \bar{V}_{DC} < 343V$$

Finalmente, la configuración total de la alimentación se muestra en la figura 2.5.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

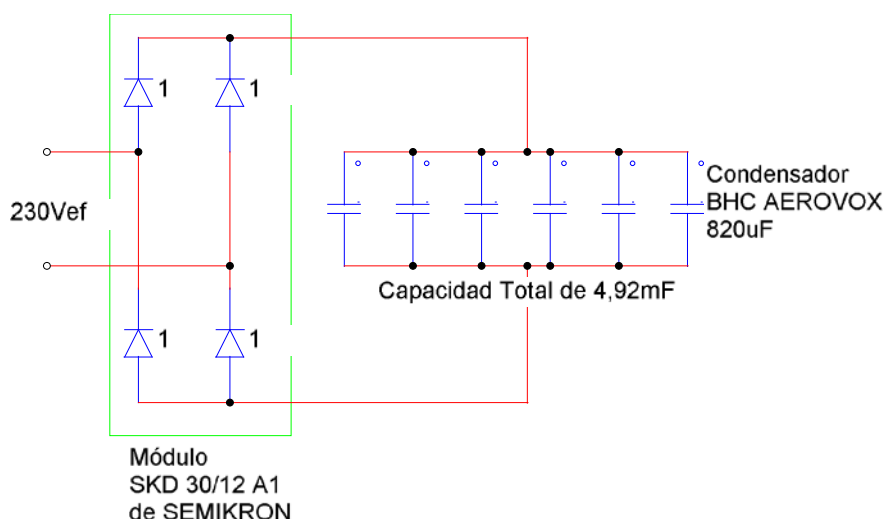


Fig.2.5. Componentes de la alimentación.

2.2.2.1. RAMA DE ARRANQUE.-

Cuando el puente rectificador se conecta a la red, el condensador del bus de continua está descargado, lo que implica que se tenga un cortocircuito en la alimentación. Para evitar este cortocircuito se conecta una rama de arranque a la salida del puente que permite que una carga del condensador exponencial. Una vez que la tensión de bus alcanza un valor dado, la rama se desactiva para continuar con la carga del condensador. Esta rama se muestra en la figura 2.6 y está formada por:

- Una resistencia de arranque que limita la corriente de carga.
- Un relé conectado en paralelo a ella que se activa para eliminar la rama.

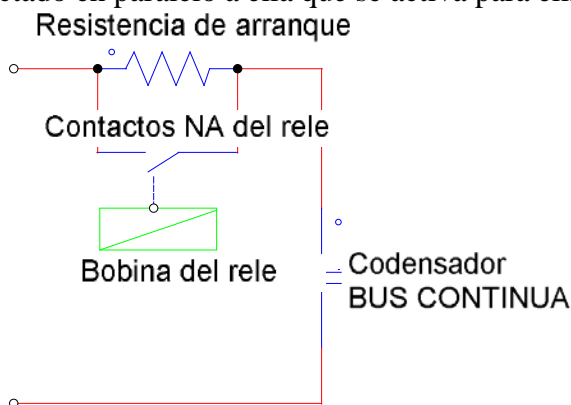


Fig.2.6. Rama de arranque del bus de continua.

Su funcionamiento se realiza por histéresis en la tensión del bus de continua. **El límite superior de esta histéresis es de 200V y el inferior de 170V.** La resistencia funciona si la tensión del bus es menor o igual a 200V. Por encima de este valor, el relé se enciende cortocircuitando la resistencia. Si la tensión es inferior a 170V, el relé se apaga activando nuevamente la resistencia. Entre 170V y 200V el funcionamiento del sistema depende del historial anterior.

El valor de la resistencia de arranque se ha fijado en 100Ω . De esta forma, en el instante inicial la corriente máxima de carga es de 3,25 A para el valor de pico de 325V. Así, la

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

potencia que debe disipar es de 4062,5W. Una vez que se desactiva en los 200V de la tensión de bus, la corriente de carga es de 1,25 A. Esto corresponde a una potencia disipada de 250W. La potencia media que disipa se puede calcular a partir de la simulación en PSIM del circuito de la figura 2.7. El resultado está en la figura 2.8.

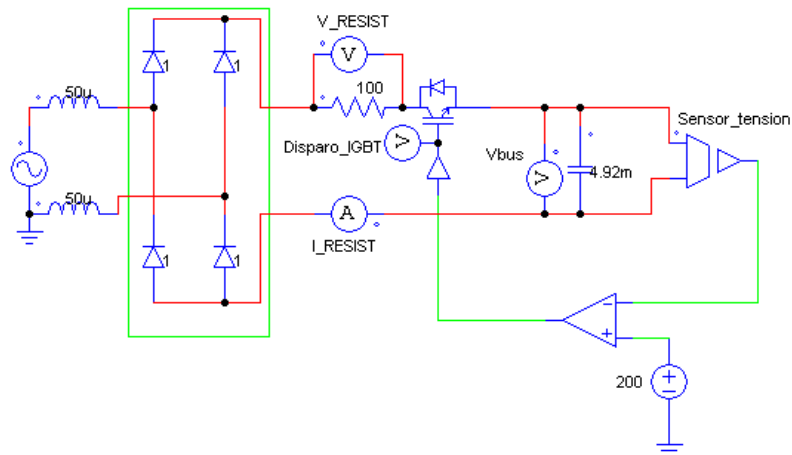


Fig.2.7. Circuito para obtener la potencia media disipada por la resistencia de arranque.

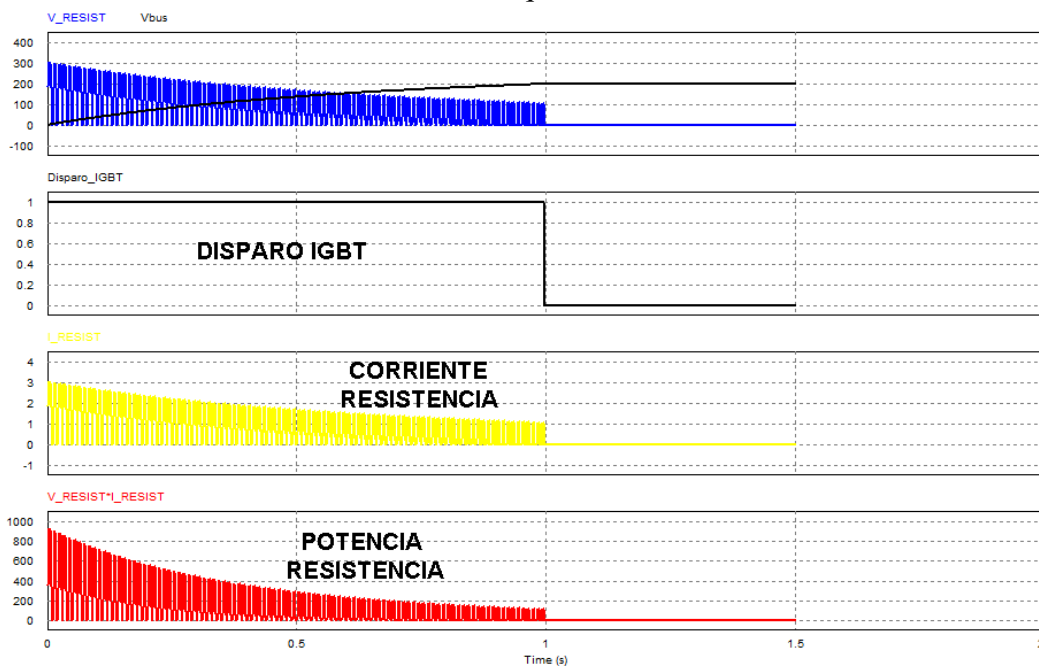


Fig.2.8. Evolución de las tensiones y corrientes del circuito simulado. Obtención de la potencia media disipada.

La potencia media es de 43W. La resistencia es cerámica capaz de disipar 100 W.

Por otro lado, los contactos del relé escogido deben soportar los 325V iniciales cuando está apagado. Una vez que su bobina se alimenta, sus contactos soportan la corriente que máxima de 14 A que exige la MCC. Con el coeficiente de seguridad de 2, los valores de tensión y corriente del relé son de 650V y 28 A.

Aunque se pueden ver los relés existentes en el mercado, el relé escogido es el del “PFC ANTERIOR” (ver pág.65). Su designación es el **T92P7D22-12 de Tyco Electronics**, sus contactos NA tienen las siguientes condiciones de funcionamiento:

30 A@277V

10 A@600V

Son capaces de soportar hasta 30 A en conducción, y en corte una tensión hasta 600V. Condiciones suficientes para cumplir las exigencias establecidas.

La bobina del relé se alimenta a 12V y la resistencia parásita es de 86Ω con una tolerancia del $\pm 10\%$. Esta bobina será excitada en el circuito de control donde se realiza la histéresis.

2.2.2.2. PROTECCION MAGNETOTÉRMICA.-

Dado que se trata de un equipo para el uso académico, es necesario, además de sobredimensionar los componentes, proteger el circuito de potencia contra sobrecargas y cortocircuitos a la entrada del puente rectificador.

Las alternativas de protecciones son: fusibles, interruptores magnetotérmicos, disyuntores. Para elegir la adecuada, se presta atención al aspecto económico y a la utilidad práctica. Esta última se refiere al encendido y apagado del circuito de potencia sin desconectar el sistema de la red. Es decir, que la protección ejerza las funciones de un interruptor normal y corriente.

El fusible es la solución más económica aunque no ejerce como interruptor.

La segunda es un poco más cara pero ejerce como interruptor.

La tercera es la más cara de todas y ejerce también como interruptor.

La opción más adecuada y sencilla es utilizar un interruptor magnetotérmico que protege al sistema contra sobrecargas y sobreintensidades. No se hace necesaria la presencia de fusibles dado que no se necesita un poder de corte muy elevado ya que el convertidor está conectado a una toma de corriente del laboratorio que incluye protecciones más robustas. Además existe la desventaja en el mantenimiento ya que deben ser cambiados en caso de su fusión.

Para elegir el magnetotérmico adecuado, se fija el calibre y curva de disparo adecuados.

El calibre, **In**, se calcula con un balance de potencias. Sabiendo que la potencia máxima de la MCC es de 3738W, la corriente a la entrada del puente rectificador es de:

$$I_{AC,ef} = \frac{3738}{230} = 16,2A, \text{ el calibre de la protección debe ser mayor que } 16,2 \text{ A: se va a}$$

usar uno de calibre menor dado ya que la curva de disparo permite tener este pico en un tiempo menor al de disparo de la protección. Para la curva de disparo se tiene en cuenta el tipo de circuito que va a proteger el magnetotérmico. En este caso, el accionamiento eléctrico formado por el convertidor y la MCC exigen como mucho una corriente de 16,2 A equivalente a 14 A en la MCC. Concluyendo, la curva de disparo que mejor se adapta a esta aplicación es la CURVA C destinada a proteger circuitos y aplicaciones generales. Su zona térmica está regulada entre 1,13 y 1,45 veces **In**. Su zona magnética se encuentra entre 5 y 10 **In**.

En cuanto al número de polos, debe ser una protección de corte omnipolar. Dado que se tiene la fase y el neutro, el magnetotérmico debe ser bipolar.

De esta forma, el interruptor magnetotérmico elegido es del fabricante **Merlin Gerin**, del modelo **MULTI 9** con un **calibre de 16 A**, **curva C** y **poder de corte de 6000 A** de

dos polos. Su referencia en el catálogo de Schneider Electric “*Aparamenta Carril DIN, Cofrets Modulares y estancos y tomas de corriente industriales*” es 24337.

Su conexión se muestra en la figura 2.9.

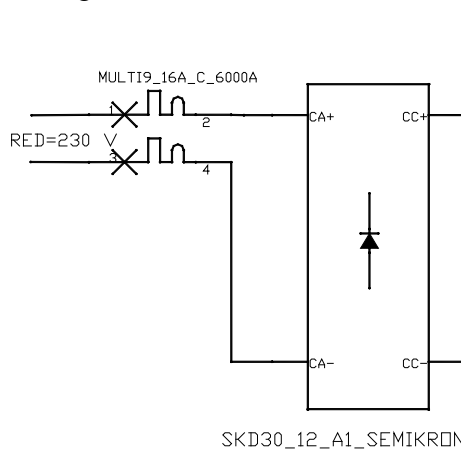


Fig.2.9. Instalación del interruptor magnetotérmico en la alimentación.

2.2.2.3. FILTRO EMI.-

El ruido electromagnético del accionamiento se debe a las rápidas conmutaciones de los semiconductores del PUENTE EN H. El ruido es eléctrico por la circulación de corriente a través de los cables de conexión en el convertidor y a través de los devanados de armadura de la MCC. Dado que estos presentan unas inductancias propias, el ruido eléctrico se manifiesta en ruido magnético debido al campo generado por la circulación de la corriente. Así, se tiene un ruido electromagnético que se debe atenuar en la medida de lo posible colocando **un filtro de interferencias electromagnéticas** denominado también FILTRO EMI. Se coloca preferiblemente a la entrada de la alimentación de continua de forma que pueda atenuar el ruido desde los cables de alimentación. La designación del filtro elegido es: **SDC 256 25Amp 250Vac de ROXBURGH LIMITED**. Su conexión se muestra en la figura 2.10.

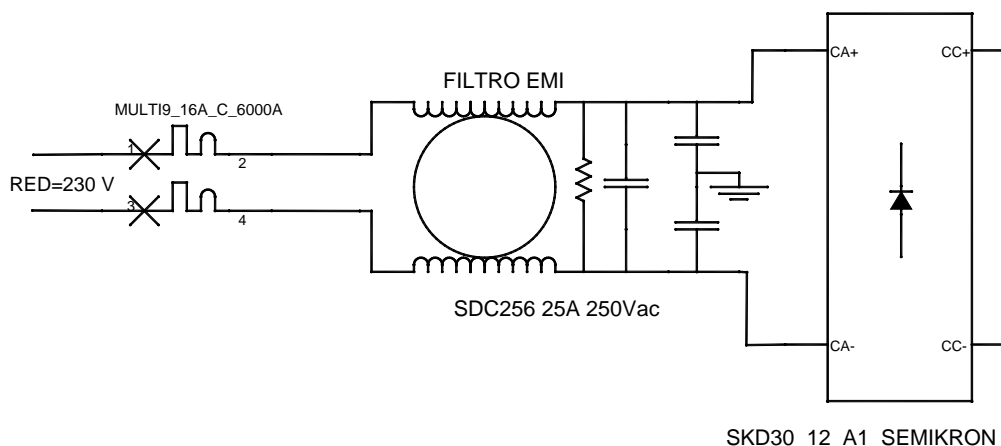


Fig.2.10. Colocación del filtro EMI a la entrada de la alimentación.

2.2.3. PUENTE EN H.-

Para dimensionar los semiconductores del PUENTE EN H es necesario saber a que valores máximos de tensión y corriente estarán sometidos en su funcionamiento. Además dada la elevada frecuencia de conmutación deben ser de conmutación rápida.

Se adelantó que existirá una rama de disipación que se activa si la tensión de bus llega a los 400V (**ver pág.61**) que serán la tensión máxima que soporta cada interruptor en corte.

Además, la corriente máxima de la MCC llegará hasta los 14 A con escalones de velocidad. Esta corriente es la de salida del PUENTE EN H, y aunque en régimen permanente su corriente de entrada sea menor, existen intervalos durante los que circulan 14 A sea por el IGBT o sea por el diodo. Luego la corriente máxima que deben soportar en conducción cada interruptor es de 14 A.

Con el coeficiente de seguridad de 2, los valores de tensión y corriente máximos quedan: 800V y 28 A respectivamente.

✓ **El valor de corriente es temporal dado que en el IGBT se debe tener en cuenta la corriente de recuperación inversa, I_{RR} , de su diodo antiparalelo.**

Además tanto el IGBT como su diodo antiparalelo deben conmutar, como se adelantó, a una frecuencia de 10kHz (**ver pág.61**).

Nuevamente se elegirán interruptores del “PFC ANTERIOR” (**ver pág.65**). Los módulos elegidos presentan el par de interruptores complementarios. Por este motivo se utilizarán dos módulos para tener los 4 interruptores del PUENTE EN H.

El modelo elegido **temporalmente** es **SKM 50 GB 123 D de SEMIKRON** cuyos interruptores soportan **1200 V** y permiten circular corrientes de hasta **50 A** a una temperatura ambiente de 25°C. Valores por encima de los exigidos para esta aplicación.

En cuanto a su rapidez, han sido ensayados con frecuencias de hasta 1MHz que corresponde a un período mínimo de 1µseg, un rango más que suficiente para ser usados con decenas de kHz y períodos de centenas de microsegundos. Además los tiempos de retraso, según las especificaciones son: $t_{don} = 70nseg$; $t_{doff} = 400nseg$, mucho menores que el microsegundo con el que han sido ensayados y que las centenas de microsegundos a las que van a funcionar los módulos.

2.2.3.1. CALCULO DE CORRIENTE DE RECUPERACION INVERSA.

El encendido de un IGBT provoca el apagado de su diodo complementario (**ver pág.41**), situación en la que se da una corriente de pico soportada por el IGBT:

$I_{IGBT} = I_{MCC} + I_{RR}$ donde I_{RR} =corriente de recuperación inversa del diodo.

El valor de I_{RR} depende tanto de la corriente permanente máxima, I_F , así como de la derivada de corriente respecto del tiempo del interruptor, dI_F/dt . La corriente máxima es 14 A. Según las especificaciones del diodo del módulo especificado: $dI_F/dt=800 A/\mu seg$. Además se establece que con 40 A en directa, I_{RR} tiene un valor de 35 A a una temperatura de encapsulado de 125°C. Por tanto con una regla de tres, dada la variación lineal de la corriente, resulta que con 14 en directa la I_{RR} es de 10,9 A.

Por tanto, la corriente total que debe soportar el IGBT es: $I_{IGBT} = 14 + 10,9 = 24,9 A$.

Aplicando el coeficiente de seguridad, la corriente del IGBT debe ser de 49,8 A.

El módulo soporta 50 A. **Se puede aceptar válido el módulo escogido.**

2.2.3.2. CALCULO DEL CONDENSADOR DE DESACOPLO.-

El condensador de desacoplo evita la sobretensión en las células de conmutación debido a las inductancias parásitas originas por las conexiones del circuito (ver **pág.44**). Con lo explicado en la **página44** se puede calcular el valor de la capacidad.

Se establece la longitud de los cables de la alimentación al convertidor en 20 cm.

✓ Aunque para conectar ambas partes se utilizan pistas de cobres realizadas en una placa circuito impreso, PCB.

Se establece un valor de inductancia de $1\mu\text{H}/\text{m}$. La corriente máxima que se debe conmutar es de 14 A. Además, según las especificaciones de la célula de conmutación, sus interruptores, en condiciones nominales, $I_F=50\text{ A}$ y $R_G=27\Omega$, tienen una $dI_F/dt=800\text{ A}/\mu\text{seg}$. Con estos datos:

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot \left(1 \frac{\mu\text{H}}{\text{m}} \cdot 0,2\text{m}\right) \cdot 14^2 = 19,6\mu\text{J} = E_{CDES}$$

$$LT \cdot \frac{di_F}{dt} = \left(1 \frac{\mu\text{H}}{\text{m}} \cdot 0,2\text{m}\right) \cdot 800 \frac{\text{A}}{\mu\text{seg}} = 160\text{V}$$

Para conseguir un valor de capacidad alto (ver **pág.44**) la tensión de alimentación debe situarse lo más cerca posible del valor de sobretensión. Observando la sobretensión, el valor más adecuado de la alimentación es 280V. De esta forma:

$$V_{CDES} = V_{DC} - LT \cdot \frac{di_F}{dt} = 120\text{V} \Rightarrow C_{DES} = 2 \cdot \frac{E_{CDES}}{120^2} = 2 \cdot \frac{19,6\mu\text{J}}{120^2} = 2,72\text{nF}$$

El valor que se debe utilizar es bajo. Sin embargo, es recomendable utilizar valores del orden de $2\mu\text{F}$ (ver **pág.44**) dado que el convertidor que aquí se realiza tiene una potencia de 5kW. Aunque se insiste que es un valor sobredimensionado, de hecho es 1000 veces el valor calculado. El tipo de condensador elegido debe funcionar a altas frecuencias por las altas velocidades de conmutación. Así, el condensador utilizado es: **condensador de plástico metalizado de clase MKP, 2,2μF, 630V DC**. Hay que destacar que un condensador MKP es ideal para trabajar a altas frecuencias como es en este caso.

Finalmente la configuración de todo el convertidor se muestra en la figura 2.11.

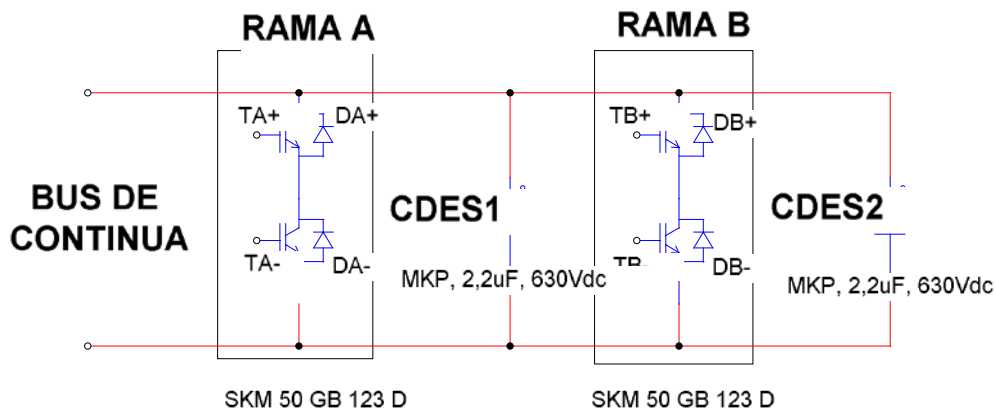


Fig.2.11. Configuración del PUENTE EN H con sus condensadores de desacoplo.

2.2.4. PÉRDIDAS DE CALOR: DISIPADOR O RADIADOR.

En el funcionamiento del sistema se dan las pérdidas estáticas y dinámicas de los semiconductores del PUENTE EN H Y del rectificador. Estas pérdidas de calor conllevan un aumento de temperatura del encapsulado. Si no existe un mecanismo de evacuación, el ascenso de la temperatura llevaría al semiconductor a su destrucción por calentamiento, por lo que se hace necesaria la presencia de un disipador de calor. En este caso se utilizará un radiador metálico que es buen conductor del calor.

Los fabricantes de los radiadores establecen la capacidad de evacuación con el parámetro **resistencia térmica del radiador (heatsink en inglés)-ambiente, R_{thha}** . El objetivo es calcular el valor de R_{thha} para evacuar las pérdidas del sistema.

Todo tipo de material está definido por una resistencia térmica R_{th} . Por este motivo, cuando se produce un flujo de calor, Q , a través del material existe un salto de temperatura ΔT debido a R_{th} de dicho material. Según esto se cumple que:

$$\Delta T = Q \cdot R_{th}$$

Para un mismo flujo de calor, cuanto mayor sea la resistencia térmica del material, mayor será el salto de temperatura. Así, se puede establecer un circuito térmico como el de la figura 2.12.

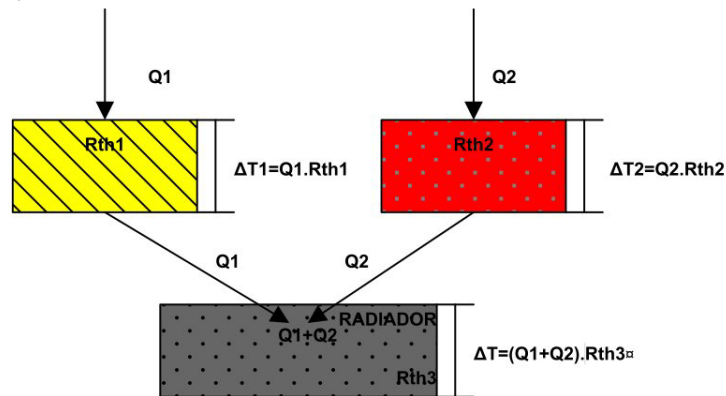


Fig.2.12. Circuito térmico formado por tres materiales diferentes. Los dos materiales superiores están en contacto físico con el tercero (radiador).

Observando su funcionamiento, se puede decir que un circuito térmico es análogo a un circuito eléctrico donde:

$$\begin{aligned} \Delta T &\Leftrightarrow \Delta V = \text{diferencia_de_potencial} & [\Delta T] &= ^\circ C \\ Q &\Leftrightarrow I = \text{corriente_eléctrica} & \text{donde } [Q] &= W \\ R_{th} &\Leftrightarrow R = \text{resistencia_eléctrica} & [R_{th}] &= \frac{^\circ C}{W} \end{aligned}$$

De forma que se puede concluir que **cuan to menor sea R_{th} mayor es la capacidad de evacuar el calor un circuito térmico**. Así entonces el circuito de la figura 2.12 se puede dibujar igual que un circuito eléctrico como el de la figura 2.13. Este circuito se conoce como **diagrama de flujos** del circuito térmico.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

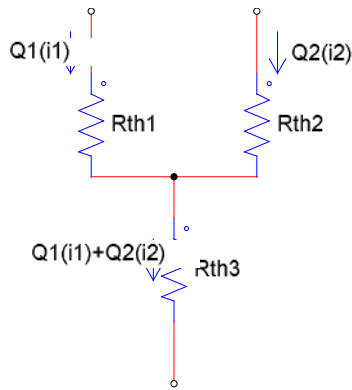


Fig.2.13. Diagrama de flujos del circuito térmico de la figura 2.12.

Para dibujar el diagrama de flujos de esta aplicación se debe conocer la colocación de los elementos semiconductores. Todos ellos van a ir montados sobre el mismo radiador que será el encargado de evacuar el calor generado. A partir de esto, hay que fijar los valores de resistencia térmica de todo el circuito.

- La resistencia térmica de la unión (junction en inglés)-carcasa (case), R_{thjc} .
- La resistencia térmica de la carcasa-radiador, R_{thch} .
- La resistencia térmica radiador-ambiente, R_{thha} , que es la incógnita a calcular.

Las dos primeras son datos fijados en las especificaciones de los semiconductores. Con todo lo anterior, el diagrama de flujos se muestra en la figura 2.14.

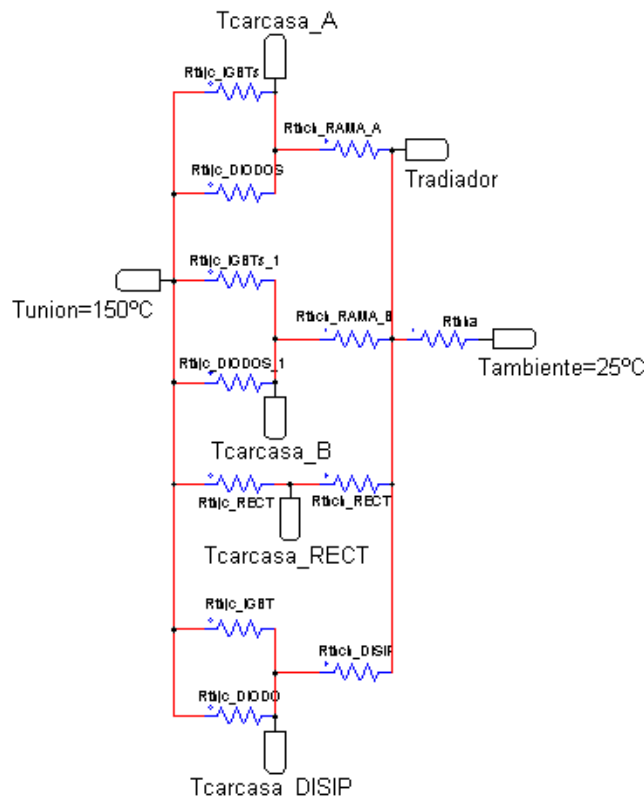


Fig.2.14. Diagrama de flujos del equipo para calcular R_{thha} del radiador.

Los valores de las resistencias térmicas tanto de las células como del puente rectificador se obtienen de las especificaciones respectivas, y son:

- *Células de conmutación:*
 - ✓ $R_{thjc}=0,4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ por IGBT.
 - ✓ $R_{thjc}=0,7^{\circ}\text{C}/\text{W}$ por diodo.
 - ✓ $R_{thch}=0,05^{\circ}\text{C}/\text{W}$ por módulo.
- *Puente Rectificador:*
 - ✓ $R_{thjc}=0,7\text{K}/\text{W}=0,7^{\circ}\text{C}/\text{W}$ por todo el puente.
 - ✓ $R_{thch}=0,1\text{K}/\text{W}=0,1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ por módulo.

En realidad para el cálculo de la R_{thha} no existe un método exacto que permita predecir un correcto dimensionamiento del radiador. Por este motivo, los cálculos se realizan imponiendo las condiciones de funcionamiento más desfavorables del sistema. Así entonces, se establecen las siguientes condiciones:

La temperatura máxima de la unión semiconductor en todos los módulos será la máxima fijada por el fabricante. Según la figura 2.14, todas las uniones pueden soportar una temperatura de hasta 150°C .

La condición más desfavorable de funcionamiento se da cuando la MCC funciona como generador. Están funcionando todos los módulos semiconductores, incluyendo el de la rama de disipación. La tensión de bus soportada por los semiconductores en corte es de 400V. Y también, aunque en instantes puntuales, la corriente en conducción en los semiconductores es 14 A. Es decir, como generador la MCC da más potencia al convertidor que si funciona como motor.

Se procede a realizar los cálculos. Primeramente, se debe conocer la potencia ó calor disipado por cada módulo.

- *PERDIDAS EN EL RECTIFICADOR.*- Aunque se pueden calcular las pérdidas estáticas y dinámicas, observando las especificaciones del puente, existe una gráfica de la potencia disipada en función de la corriente de salida. Por tanto, con 14 A se obtiene una potencia disipada total de 30W.
 - *PERDIDAS DEL PUENTE EN H.*- En este caso se deben calcular las pérdidas de los IGBTs y diodos, suponiendo que se producen de forma permanente. Pero, dado que este funcionamiento no es el correcto, se deben limitar al comportamiento real. Para ello, se analiza un periodo de funcionamiento del convertidor y se observan qué pérdidas se producen en cada instante.
- ✓ *PERDIDAS EN LOS IGBTs.*-

Para mayor referencia se puede consultar **pág.24**. Las estáticas por corte y conducción: Por corte, con corriente de fugas muy baja, las pérdidas son despreciables.

Por conducción: $p_{cond}(t) = v_{CEsat}(t) \cdot i_c(t)$, dado que aumenta con la temperatura.

Donde $v_{CEsat}(t) = V_{CE(TO)}(T_j) + r_{CE}(T_j) \cdot i_c(t)$, de las especificaciones del módulo se obtiene las siguientes expresiones:

$r_{CE}(T_j) = 0,02 + 0,00008(T_j - 25)$;
 $V_{CE(TO)}(T_j) \leq 1,5 + 0,002(T_j - 25)$ donde T_j es la temperatura máxima de la unión.

Luego: $r_{CE}(150^{\circ}\text{C}) = 0,02 + 0,00008(150 - 25) = 30\text{m}\Omega$;
 $V_{CE(TO)}(150^{\circ}\text{C}) \leq 1,5 + 0,002(150 - 25) = 1,75\text{V}$

La tensión v_{CEsat} se va a calcular para el máximo valor de corriente, 14 A.

$$V_{CEsat} = 1,75 + 30 \cdot 10^{-3} \cdot 14 = 2,17V, \text{ luego las pérdidas obtenidas son:}$$

$$P_{cond} = 2,17 \cdot 14 = 30,38W$$

Las dinámicas por el encendido y apagado del IGBT. La energía de encendido y apagado se puede obtener de las especificaciones del fabricante. Existen dos gráficas que muestran la evolución de ambas energías. La primera en función de la corriente de colector con una $R_G=27\Omega$ y $V_{CE}=600V$; la segunda en función de R_G , manteniendo $V_{CE}=600V$ con $I_C=40 A$. Se va a tomar valores de ambas gráficas y se utilizarán los más desfavorables.

De la primera con una $I_C=14 A$: $E_{ON} = 3mWs$; $E_{OFF} = 2mWs$.

De la segunda con una $R_G=27\Omega$: $E_{ON} = 7mWs$; $E_{OFF} = 4mWs$

Los valores más desfavorables de ambas energías se consiguen con la segunda gráfica.

$$\text{Luego: } P_{on} = E_{on} \cdot F_{con} = 7 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 70W$$

$$P_{off} = E_{off} \cdot F_{con} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 40W$$

de antemano se estableció que la frecuencia de conmutación es de 10kHz (ver pag.61).

✓ PERDIDAS EN LOS DIODOS.-

Para mayor referencia se puede consultar **pág.2724**. Pérdidas por conducción:

$$P_{cond} = V_{TO} \cdot I_F + r_T \cdot I_F^2 = 1,2 \cdot 12,5 + 22 \cdot 10^{-3} \cdot 12,5^2 = 18,44W$$

Donde V_{TO} y r_T se han obtenido de las especificaciones.

Pérdidas en el apagado: $P_{off} = Q_{RR} V_R F_{con}$,

El valor de Q_{RR} corresponde a la extracción de cargas debido a I_{RR} . Se obtiene de las especificaciones del módulo. Para una corriente de colector de 40 A se tiene $Q_{RR} = 7 \mu C$.

Debido a la variación lineal de la I_{RR} se puede obtener por regla de tres el valor Q_{RR} a 14 A. De esta forma el valor obtenido es $2,2 \mu C$. También se da una gráfica de Q_{RR} en función de la R_G , I_C . Para 27Ω y 14 A respectivamente, se tiene un valor aproximado de $3,2 \mu C$. El valor más desfavorable para calcular las pérdidas más altas es el de $3,2 \mu C$.

El valor de V_R en el caso más desfavorable es de 400V cuando la MCC funciona como generador. La F_{con} se ha establecido en 10kHz, luego las pérdidas totales son:

$$P_{off}=12,8W.$$

Una vez obtenidas las pérdidas en una situación permanente se limitan al funcionamiento real. Este funcionamiento se hará cuando la MCC está funcionando como GENERADOR. Se establece un giro de la máquina positivo por lo que el par será negativo. Esto implica tener un funcionamiento en el IV cuadrante con los sentidos de tensión y corriente mostrados en la figura 2.15.

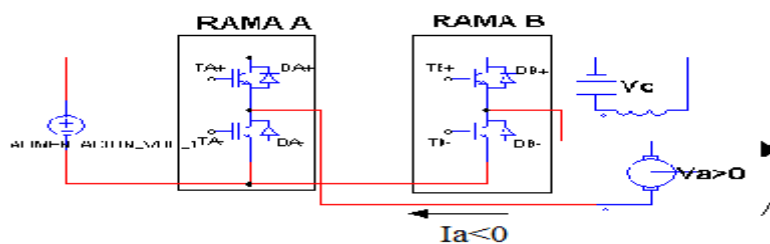


Fig.2.15. Funcionamiento de la MCC en el CUARTO CUADRANTE.

Las formas de onda obtenidas con la PWM UNIPOLAR para este modo de funcionamiento se muestran en la figura 2.16.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

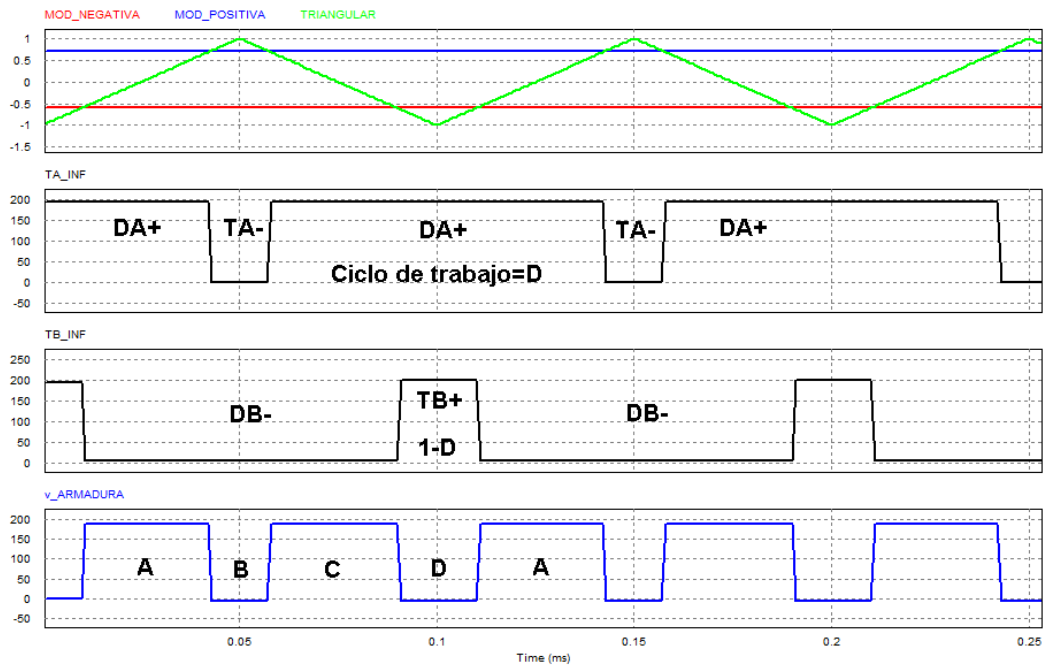


Fig.2.16. Tensiones obtenidas con la PWM UNIPOLAR para conseguir una tensión de armadura positiva (velocidad positiva). Las ondas “TA_INF” y “TB_INF” son las tensiones en cada punto medio de las ramas A y B del puente con respecto al bus negativo de la alimentación.

Recogiendo todo lo anterior se calculan las pérdidas de cada rama.

➤ RAMA A:

$$P_{IGBTs} = P_{corte_{TA-}} \cdot D + P_{on_{TA-}} + P_{cond_{TA-}} \cdot (1 - D) + P_{off_{TA-}}$$

$$P_{DIODOS} = P_{cond_{DA+}} \cdot D + P_{off_{DA+}} + P_{corte_{DA+}} \cdot (1 - D) + P_{on_{DA+}}$$

Donde se puede decir que

$P_{corte_{IGBTs}} \approx 0W$; $P_{corte_{DIODOS}} = P_{on_{DIODOS}} \approx 0W$, por lo que se tiene:

$$P_{IGBTs} = P_{on_{TA-}} + P_{cond_{TA-}} \cdot (1 - D) + P_{off_{TA-}}$$

$$P_{DIODOS} = P_{cond_{DA+}} \cdot D + P_{off_{DA+}}$$

El valor del ciclo de trabajo depende de qué pérdidas son mayores en conducción, las de los IGBTs o las de los diodos. Del cálculo anterior, se observa que son mayores las de los IGBTs. Luego dado que estas pérdidas se multiplican por (1-D), el ciclo de trabajo debe ser el mínimo posible, D_{min} , teniendo la máxima tensión de armadura en la MCC, es decir 267V. Del capítulo anterior (**ver pág.33**) se tiene que:

$$D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{V_a}{V_{DC}}$$

luego para tener el ciclo de trabajo mínimo, V_{DC} debe ser máximo.

Dado que se está haciendo funcionar a la MCC como generador, el valor de V_{DC} es de 400V. Luego $D_{min} = 267/400 = 0,67$. De esta forma:

$$P_{IGBTs} = 70 + 30,38 \cdot (1 - 0,67) + 40 = 120W$$

$$P_{DIODOS} = 18,44 \cdot 0,67 + 12,8 = 25,15W$$

➤ RAMA B:

Debido a la simetría del PUENTE EN H, las pérdidas obtenidas en esta rama son las mismas que en la anterior, por lo que:

$$P_{IGBTs} = 120W$$

$$P_{DIODOS} = 25,15W$$

• *PERDIDAS DEL MÓDULO DE DISIPACIÓN.-*

Dado que la MCC está funcionando como generador, el IGBT de la rama de disipación está funcionando de forma permanente, lo que implica que sólo se tengan pérdidas por conducción debido a que las de encendido y apagado son despreciables.

Por lo tanto, en el caso más desfavorable, el IGBT debe soportar los 14 A de forma que sus pérdidas son las mismas que las de los IGBTs del PUENTE EN H.

$$P_{cond} = P_{IGBT} = 30,38W$$

En cuanto al diodo de libre circulación, si el IGBT está conduciendo, este se encuentra en corte, soportando la tensión de 400V con una corriente de fugas despreciable, por lo que sus pérdidas son despreciables.

Una vez obtenidas todas las pérdidas del sistema, se puede calcular *Rthha* resolviendo el diagrama de flujos anterior de la figura 2.14 igual que un circuito eléctrico.

Para mayor comodidad, se presentan los datos obtenidos en la tabla 2.1.

	<i>RESISTENCIAS TERMICAS (°C/W)</i>	<i>POTENCIA DISIPADA (W)</i>
<i>RECTIFICADOR</i>	Rthjc_PUENTE=0,7 Rthch_MÓDULO=0,1	30
<i>RAMA A del PUENTE EN H</i>	Rthjc_IGBT=0,4 Rthjc_DIODO=0,7 Rthch_MÓDULO=0,05	$P_{IGBTs} = 120$ $P_{DIODOS} = 25,15$
<i>RAMA B del PUENTE EN H</i>	Rthjc_IGBT=0,4 Rthjc_DIODO=0,7 Rthch_MÓDULO=0,05	$P_{IGBTs} = 120$ $P_{DIODOS} = 25,15$
<i>RAMA DISIPACION</i>	Rthjc_IGBT=0,4 Rthjc_DIODO=0,7 Rthch_MÓDULO=0,05	$P_{IGBT} = 30,38$ $P_{DIODO} = 0$
POTENCIA TOTAL A DISIPAR		350,68

Tabla 2.1. Valores para el cálculo de Rthha.

Se obtiene la resistencia térmica equivalente entre la temperatura de Unión y la temperatura del Radiador. Para ello, se tiene en cuenta el mismo método de simplificación de resistencias eléctricas tanto en serie como en paralelo. Además de la tabla 2.1, el diodo de la rama de disipación no tiene pérdidas, lo que análogamente significaría que no circula corriente por una resistencia, es decir, que estaría en circuito abierto. Esto implica, que se elimina la resistencia térmica del diodo de disipación. Con la resistencia térmica equivalente obtenida y sabiendo la potencia total evacuada, se obtiene *Rthha*.

Realizando las operaciones oportunas, se tiene el circuito equivalente de la figura 2.17.

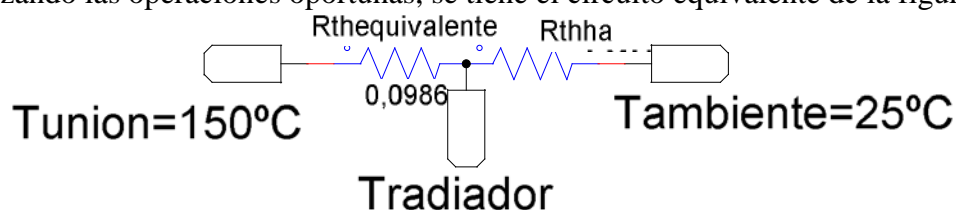


Fig.2.17. Circuito equivalente para calcular R_{thha} .

Y finalmente, se puede obtener el valor de R_{thha} :

$$150^{\circ} - 25^{\circ} = 350,68W \cdot (0,0986 + R_{thha}) \Rightarrow R_{thha} = 0,26^{\circ}C/W$$

Es decir, como máximo el radiador seleccionado debe tener una resistencia térmica de $0,26^{\circ}C/W$, ya que cuanto menor sea su valor, mayor calor será capaz de evacuar.

En este PFC, se utilizará el mismo radiador que el del “PFC ANTERIOR” (ver pág.65). Su designación es: **P3/265 de SEMIKRON**. **P3** es el modelo y **265** la longitud en mm. Observando la hoja de características, se tienen los valores de R_{thha} de radiadores como mucho de 180mm de largo (P3/180). Observando el valor de la resistencia térmica del radiador de 120mm se tiene $0,55^{\circ}C/W$, y la del de 180mm vale $0,47^{\circ}C/W$. Esto permite hacerse la idea de que el de 265mm no llegará a los $0,26^{\circ}C/W$ exigidos. Es decir, que una ventilación natural no evacua todas las pérdidas del sistema. Por este motivo, es necesario utilizar una **ventilación forzada** con un ventilador que baja el valor de la resistencia térmica. En concreto su valor será menor que $0,144^{\circ}C/W$ que es la resistencia térmica del radiador de 180mm de largo con ventilación forzada.

El ventilador utilizado es de tipo axial de **COMPONENTES ELECTRONICOS ANGEL SAENZ S.A.** Se denomina **F 119-230** y sus principales características son:

- ✓ Medidas de 119x119x38 mm.
- ✓ Tensión de alimentación 230Vac, 50Hz.
- ✓ Potencia de 23W.
- ✓ El caudal de aire es de $137m^3/h$.
- ✓ Su conexión es de lengüeta faston.

2.2.4.1. RADIADOR COMO ESTRUCTURA ROBUSTA.-

El radiador **P3/265 de SEMIKRON** ha sido utilizado para evacuar el calor de los módulos semiconductores, sin embargo brinda una importante ventaja en el montaje del convertidor PUENTE EN H.

Al ser de tipo metálico y de aluminio presenta buenas características en resistencia a golpes y un peso aproximado de 4kg que facilita su maniobrabilidad. Por otro lado, al pertenecer a la misma fábrica que elabora los módulos semiconductores (SEMIKRON) ya viene configurado para montar sobre él dichos módulos lo que facilita el montaje. Además, si fuese necesario realizar taladros para la sujeción de algún otro componente, esto no supone un problema muy grande, ya que el aluminio es un material fácilmente manipulable.

También será la estructura sobre la cual se apoyen, además de los elementos del circuito de potencia, los circuitos de control y drivers necesarios en el convertidor. Estos circuitos, como se verá más adelante, serán realizados en PCBs sobre placas de baquelita que únicamente hay que sujetar con tornillos. Para realizar un montaje

relativamente sencillo, será necesario realizar un diseño teórico previo de cómo será la disposición de todo el conjunto. Este diseño permite analizar los pros y contras de una disposición dada, para finalmente escoger la que más facilidades brinde a la hora de realizar el montaje.

2.2.6. RAMA DE DISIPACIÓN: MCC COMO GENERADOR.-

Durante el funcionamiento como generador, la MCC se somete a frenados que hacen que la MCC funcione en el II ó IV cuadrantes. El funcionamiento como generador supone que la MCC devuelva energía a la etapa de alimentación al circular su corriente en sentido negativo.

La alimentación está formada por un rectificador no controlado no reversible en corriente y por tanto no absorbe la energía emitida por la MCC. El único camino que tiene la corriente es el condensador del bus de continua al que va cargando poco a poco. De esta forma la tensión de bus va aumentando cada vez más y en teoría aumentaría indefinidamente. Lógicamente antes se destruiría el condensador. Para evitarlo, se coloca en paralelo a él, **una resistencia llamada de disipación** que evita que la tensión de continua suba demasiado.

Si la tensión de bus es demasiado alta se conecta la resistencia, y si es baja se desconecta la resistencia. Es decir, su conexión y desconexión se realiza con un **control por histéresis**. Los límites superior e inferior de este control son 400V y 370V.

Durante su conexión, la resistencia está quemando la energía que emite la MCC y además parte de la energía absorbida por el condensador para descargarlo.

Dado que la resistencia se tiene que conectar y desconectar es necesario colocar un dispositivo que haga las veces de interruptor controlado. Como no podía ser de otra forma, **se coloca un nuevo IGBT** que dispara según las condiciones establecidas. Además, dado que la resistencia de disipación presenta una inductancia parásita aunque de valor muy bajo, debe existir un dispositivo para la circulación de corriente cuando la resistencia se desconecta. Se coloca un diodo en paralelo que brinda una vía de circulación a la corriente. Por esto, al diodo se le denomina **diodo de libre circulación**. Todos los elementos descritos anteriormente, dan lugar a la denominada **rama de disipación**.

Se dimensionan estos elementos como siempre en las condiciones más desfavorables de funcionamiento: a velocidad y corriente máximas. Es decir que la potencia máxima que se debe disipar será: $P_{m\acute{a}x} = V_{a,m\acute{a}x} \cdot I_{a,m\acute{a}x} = 267 \cdot 14 = 3738W$.

La resistencia de disipación, al ser activada, soporta la tensión de bus del límite superior de histéresis que activa la rama. Este límite es de 400V, por lo que la resistencia a colocar será:

$$R_{dis} = \frac{V_{DC,sup}^2}{P_{max}} = \frac{400^2}{3738} = 42,28\Omega$$

Por otro lado, cuando la resistencia se desactiva, un poco antes soporta la tensión de bus del límite inferior que desactiva la rama. Este límite es de 370V. Luego, el valor de resistencia en este caso es:

$$R_{dis} = \frac{V_{DC,inf}^2}{P_{max}} = \frac{370^2}{3738} = 37\Omega$$

¿Qué valor es el adecuado? Si la potencia a disipar se mantiene constante, una disminución en el valor de la tensión supone un aumento del valor de corriente, luego

en el segundo caso, con 370V, la corriente será mayor que en el primero. Es decir, la resistencia debe disipar mayor corriente en régimen permanente en el segundo caso. En concreto, realizando un balance de potencias, la corriente en el primero y en el segundo caso es de 9,46 A y 10,1 A respectivamente.

¿Es un valor mínimo o máximo? Se suponen las siguientes situaciones. Se coloca una resistencia de disipación R_{dis} de 30Ω en este caso, la potencia disipada

$$\text{será: } P_{\max} = \frac{V_{DC,\text{sup}}^2}{R_{dis}} = \frac{400^2}{30} = 5300W$$

Es decir, una resistencia de 30Ω es capaz de disipar toda la potencia máxima de la MCC. Luego, se coloca una resistencia de 60Ω , que al ser el doble que la anterior disipa una potencia igual a la mitad que la anterior, es decir, 2650W. Es decir, la potencia que puede disipar está condicionada a la mitad del funcionamiento máximo de la MCC.

Como se puede observar, cuanto menor sea el valor de la resistencia mayor será la potencia que esta pueda disipar. Pero, se debe tener en cuenta que sus especificaciones muestren que realmente disipan dicha potencia.

En conclusión, se puede decir que la resistencia de disipación de 37Ω no es un valor ni mínimo ni máximo, ya que todo depende de qué potencia se va a disipar.

Sin embargo, si se quiere asegurar un valor de resistencia que disipe incluso por encima de la potencia máxima, entonces **se puede decir que 37Ω es un valor máximo de resistencia** y sería conveniente colocar una menor. Esto es aconsejable, sobre todo en esta aplicación académica, en la que se somete a la MCC a las condiciones máximas de funcionamiento.

Por otra parte, se tiene el IGBT que activa y desactiva la resistencia. Antes de ser encendido, este soporta una tensión muy cercana a los 400V. Cuando conduce la corriente instantánea que debe soportar es de 14 A, aunque en régimen permanente se ha visto que como mucho esta será de 9,3 A.

En conclusión sus **condiciones de funcionamiento son idénticas a los IGBTs de las células de conmutación**, y por tanto con un coeficiente de seguridad de 2, sus valores de tensión y corriente son de 800V y 28 A.

Por último, se tiene el diodo de libre circulación. Dado que debe permitir la circulación de corriente de forma instantánea, este debe ser ultrarrápido. En inversa, cuando el IGBT está encendido, soporta inicialmente los 400V. En directa, cuando el IGBT está apagado, soporta brevemente los 14A máximos ya que la componente inductiva es muy pequeña lo que anula la corriente por la resistencia muy rápido. Como término medio se puede aproximar que el diodo debe soportar un 60% de la corriente máxima, es decir 8,4 A.

Aplicando el coeficiente de 2, se tiene que **el diodo debe soportar 800V y 16,8 A**.

Como se ha hecho con otros componentes, se utilizará el módulo del “PFC ANTERIOR” (ver pág.65) que cumple sobradamente las exigencias propuestas y **coincide con los módulos utilizados en las células de conmutación**. Se utilizará el IGBT inferior para activar y desactivar la rama, y el diodo superior de libre circulación de corriente. La configuración se muestra en la figura 2.18.

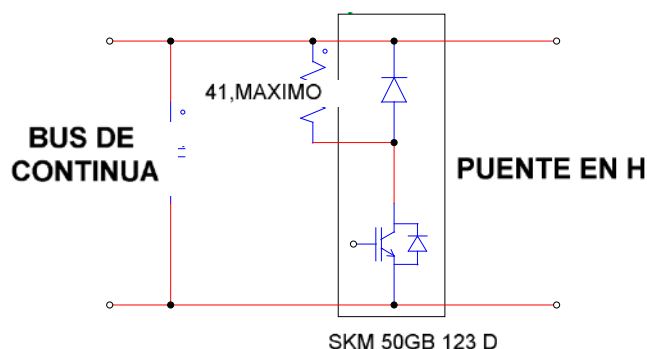


Fig.2.18. Configuración de la rama de disipación.

2.2.5. SENSORES DE MEDIDA.-

Para realizar el lazo cerrado de corriente y para el funcionamiento de la rama de arranque y disipación se colocan un sensor de corriente y otro de tensión respectivamente. Los sensores utilizados serán CÉLULAS LEM caracterizadas por:

- Gracias a su transformador de corriente y tensión, brindan AISLAMIENTO GALVÁNICO entre la señal y potencia, una característica importante para diferenciar el circuito de potencia del de señal y para aislar a ambos sobretodo. **El aislamiento sitúa a las células entre el circuito de potencia y el de control.**
- Trabajan únicamente con corriente continua. En esta aplicación esto no supone ningún problema ya que las medidas son continuas.
- La medida a la salida es un valor de tensión escalado según la relación de transformación del transformador.
- Tienen el inconveniente de su precio, pero el gasto está justificado gracias sus ventajas importantes.

2.2.5.1. SENSOR DE TENSIÓN.-

Mide la tensión del bus de continua. Su dimensionamiento se realiza sabiendo el valor máximo de tensión que debe soportar. Dado que va a existir un mecanismo de sobretensión, es necesario adelantar que su valor se establecerá en 440V. Dejando un margen de seguridad, se puede establecer su tensión máxima igual a la de los condensadores del bus, 450V. Por encima de 450V no tiene sentido tomar medidas ya que los condensadores habrán explotado.

Fijándose en el “PFC ANTERIOR” (ver pág.65) se tiene la célula LEM que cumple con lo exigido. Su designación es: **LV 25-P** que soporta hasta 500V.

Con las medidas tomadas por este sensor se implementan, en el circuito de control, los **mecanismos de arranque y sobretensión, además del funcionamiento de la rama de disipación.** Por otro lado, sus características físicas lo hacen ideal para realizar una PCB del circuito de potencia que será diseñada en este PFC. Su configuración se muestra en la figura 2.19 según las especificaciones del fabricante.

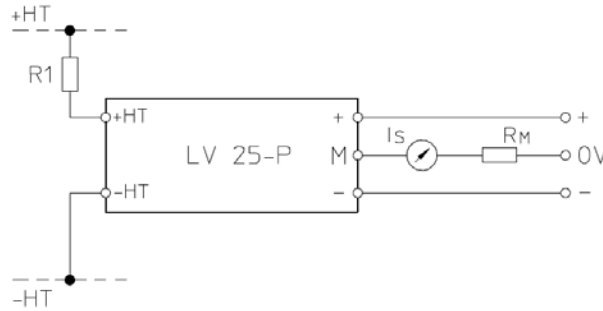


Fig.2.19. Configuración de la LEM DE TENSION.

Conectando una resistencia R1 en serie con el primario del transformador, se consigue una corriente proporcional a la tensión medida. Esta corriente de primario debe ser lo más próxima a la nominal que se marca en 10mA para así conseguir una mayor exactitud en la medida. Se debe tener en cuenta que internamente el devanado primario tiene una resistencia parásita de 250Ω. Por tanto, el valor de R1 para conseguir la corriente nominal a 440V es:

$$V_{DC,m\acute{a}x} = I_p \cdot (250 + R1) \Rightarrow 440 = 10 \cdot 10^{-3} \cdot (250 + R1) = 43,75K$$

Dado que comercialmente no existe esta resistencia, se escoge una de valor mayor y cercano a 43,75k para tener una corriente por debajo de 10mA. La **resistencia escogida es de 47kΩ que disipa 5W**. Con este valor, la corriente del primario es de 9,31mA que está próximo a la corriente nominal. La potencia disipada por la resistencia es de 4W, valor que se sitúa por debajo de los 5W máximos. Con una relación de transformación, a, de 2500:1000 la corriente por el secundario será:

$$I_s = I_p \cdot a = 9,31 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 = 23,28mA.$$

Para conseguir una tensión escalada, la corriente anterior circula por RM. Sus valores vienen limitados por la tensión de alimentación de la LEM y la corriente creada en el primario. Con los valores anteriores el margen de valores de RM queda:

$$\left. \begin{array}{l} V_{CC} = \pm 15V \\ I_p < 10mA \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} R_{M,min} = 100\Omega \\ R_{M,m\acute{a}x} = 350\Omega \end{array} \right.$$

Dentro de este margen, el valor de RM se limita aún más por el ruido electromagnético generado por la frecuencia de conmutación. Este ruido se produce a 20kHz e influye en la medida tomada, cuanto menor sea esta. Por esto, se procura que la tensión creada en el secundario, VM, sea lo más alta posible. Un buen criterio es establecer VM ≥ 5V, así

$$\text{entonces: } V_M \geq 5V \Rightarrow I_s \cdot R_M \geq 5V \Rightarrow R_M \geq \frac{5}{23,28 \cdot 10^{-3}} = 215\Omega$$

El valor comercial más cercano es de 220Ω. Se elige una resistencia de 220Ω, que 500mW con una tolerancia del 1%. De esta forma: VM = 220 · 23,28 · 10⁻³ = 5,12V.

Por otro lado, como se ha dicho, existe un ruido electromagnético que se debe filtrar. Por este motivo la resistencia anterior con un condensador en paralelo dan lugar a un filtro paso bajo. Un buen filtrado se realiza fijando la frecuencia de corte del filtro igual o menor a una década por debajo de la de ruido. Así, el valor del condensador necesario:

$$\omega_c \leq \frac{2\pi \cdot f_{ruido}}{10} \Rightarrow \frac{1}{R_M \cdot C_M} \leq \frac{2\pi \cdot f_{ruido}}{10} \Rightarrow C_M \geq \frac{10}{2\pi \cdot R_M \cdot f_{ruido}} = \frac{10}{2\pi \cdot 220 \cdot 20 \cdot 10^3}$$

$$\Rightarrow C_M \geq 362nF$$

Realizando una combinación de las capacidades nominales, se consigue:

$C_M=377\text{nF}$ con el paralelo de 330nF y 47nF . Ambas son de tipo cerámico.

Dado que el conjunto del sensor forma parte tanto del circuito de potencia como del de señal, la mitad de sus componentes se sitúan en el de potencia mientras que la otra mitad en el de señal, como se muestra en la figura 2.20.

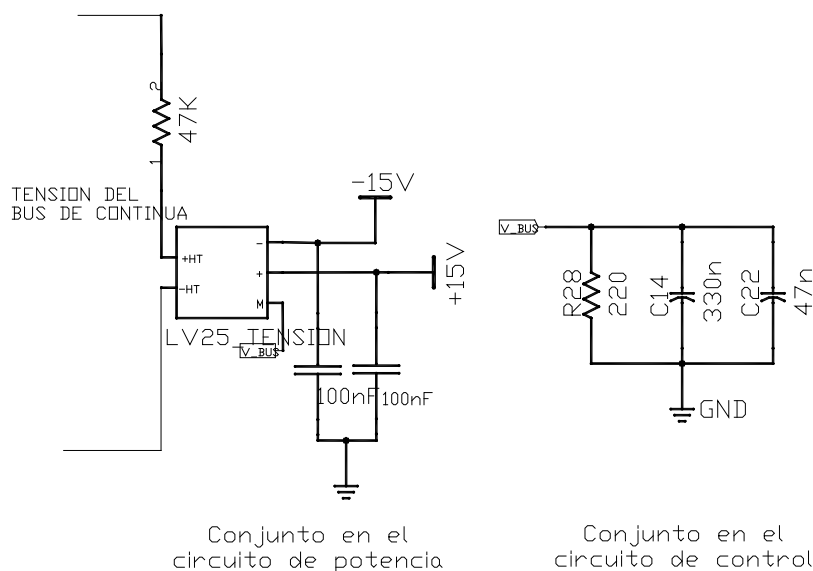


Fig.2.20. Instalación del conjunto del sensor de tensión.

De la figura 2.20 se puede observar que la alimentación del sensor se realiza con $V_{cc} = \pm 15\text{V}$. Se pueden observar dos condensadores de 100nF en la alimentación con respecto a tierra que permiten estabilizar la tensión de alimentación. Se denominan **condensadores de estabilización** y pueden simplificarse por uno entre $+15\text{V}$ y -15V , ya que se quiere estabilizar la alimentación entre estos dos valores.

2.2.5.2. SENSOR DE CORRIENTE.-

Se encarga de medir la corriente de armadura. Para su dimensionamiento se debe saber el valor máximo de corriente que va a medir. Dado que va a existir un mecanismo de sobrecorriente, se adelanta que su valor se fija en $16,8\text{ A}$. Obteniendo un número redondo se puede decir que el valor máximo de medida es de 17 A .

Del “PFC ANTERIOR” (ver pág.65) se tiene la célula LEM que cumple con lo exigido. Su designación es: **LA 55-P** que soporta hasta 70 A en el primario. Con las medidas tomadas se implementan, en el circuito de control, **el lazo cerrado de corriente y el mecanismo de sobrecorriente**.

Por otro lado, sus características físicas, como sucede con la LEM de tensión, lo hacen ideal para realizar una PCB del circuito de potencia que será diseñada en este PFC. La configuración de la célula **LA 55-P** se muestra en la figura 2.21 según las especificaciones del fabricante.

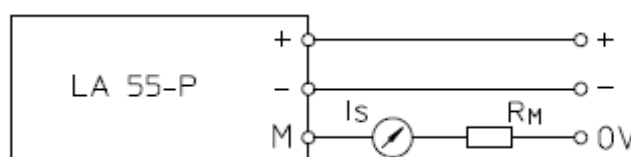


Fig.2.21. Configuración de la CÉLULA LEM DE CORRIENTE.

De la figura 2.21, la corriente medida en el primario se refleja con una tensión en el secundario sobre la resistencia R_M . Su diseño en 3D se muestra en la figura 2.22.



Fig.2.22. Diseño en 3D de la CÉLULA LEM DE CORRIENTE.

De la figura 2.22 se destaca que el sentido de la flecha dibujada en su cara superior indica que la corriente es positiva por la LEM en dicho sentido.

- ✓ Esta característica fue relevante para configurar el PUENTE EN H con su lazo de corriente.

La LEM tiene una ventana por la que se hace pasar el cable de la corriente a ser medida. Dicho cable puede dar un número de vueltas cualquiera delimitado por el área de la ventana, obviamente. De esta forma se da lugar al devanado primario de la célula. Según este número de vueltas, la corriente de primario de la LEM es la corriente que circula por el cable multiplicada por las vueltas dadas en la ventana.

Igual que antes, la corriente de primario debe ser lo más próxima a la nominal que se marca en 50 A. La corriente máxima que se consigue con el lazo de control es de 14 A por lo que por el cable se van a dar 4 vueltas que dan lugar a una corriente de primario de 56 A, valor próximo al nominal. Con los 17 A máximos se tiene una corriente de primario de 68 A por debajo de los 70 A máximos. Con una relación de transformación, a , de 1:1000 la corriente por el secundario será:

$$I_s = I_p \cdot a = 56 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 56 \text{ mA}$$

Dado que la medida debe ser una tensión escalada, la corriente anterior debe circular por una resistencia, R_M , según las especificaciones. Los valores de R_M vienen limitados por la tensión de alimentación de la célula y por la corriente vista en el primario. Así, el margen de valores de R_M según las especificaciones queda:

$$\left. \begin{array}{l} V_{cc} = \pm 15V \\ I_p = \pm 50A \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} R_{M,\text{mín}} = 50\Omega \\ R_{M,\text{máx}} = 160\Omega \end{array} \right. ; \left. \begin{array}{l} V_{cc} = \pm 15V \\ I_p = \pm 70A \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} R_{M,\text{mín}} = 50\Omega \\ R_{M,\text{máx}} = 90\Omega \end{array} \right.$$

Sin embargo, el valor de resistencia máxima varía entre 90Ω y 160Ω y se debe limitar aún más. Para ello, se va a calcular un valor de R_M correspondiente a una corriente máxima de primario de 60 A. Para ello se aplican reglas de tres teniendo en cuenta que cuanto mayor es la corriente menor es el valor de resistencia:

$$\left. \begin{array}{l} 50A \rightarrow 160\Omega \\ 60A \rightarrow x1 \rightarrow x1 = 133,33\Omega \\ 70A \rightarrow 90\Omega \\ 60A \rightarrow x2 \rightarrow x2 = 77,14\Omega \end{array} \right\} \begin{array}{l} \Rightarrow \text{regla_inversa} \\ \Rightarrow \text{regla_directa} \end{array} \left. \right\} \bar{x} = \frac{x1 + x2}{2} = 105\Omega$$

De las reglas de tres se ha obtenido un valor medio de R_M igual a 105Ω . Por tanto, el rango nos queda:

$$\left. \begin{array}{l} V_{cc} = \pm 15V \\ I_p = \pm 60A \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{cases} R_{M,min} = 50\Omega \\ R_{M,máx} = 105\Omega \end{cases}$$

Su valor se limita aún más por el ruido electromagnético generado por las conmutaciones (ver pág.84). Por tanto, si $V_M \geq 5V$, se tiene:

$$V_M \geq 5V \Rightarrow I_s \cdot R_M \geq 5V \Rightarrow R_M \geq \frac{5}{56 \cdot 10^{-3}} = 89\Omega$$

Se fijará una resistencia nominal de 100Ω que disipa $500mW$ con una tolerancia del 1%.

Se debe filtrar el ruido electromagnético en lo posible. Por este motivo R_M con un condensador en paralelo forman un filtro paso bajo que elimina el ruido de los $20kHz$. Con el criterio anterior (ver pág.84) se consigue el condensador necesario:

$$\omega_c \leq \frac{2\pi \cdot f_{ruido}}{10} \Rightarrow \frac{1}{R_M \cdot C_M} \leq \frac{2\pi \cdot f_{ruido}}{10} \Rightarrow C_M \geq \frac{10}{2\pi \cdot R_M \cdot f_{ruido}} = \frac{10}{2\pi \cdot 100 \cdot 20 \cdot 10^3} \Rightarrow C_M \geq 796nF$$

Realizando una combinación de las capacidades nominales, se consigue:

$C_M = 810nF$ con el paralelo de $2 \cdot 330nF$ y $1 \cdot 150nF$, de tipo cerámico.

Igual que en la medida de tensión, el conjunto del sensor de corriente forma parte tanto del circuito de potencia como del de señal, por lo que la mitad de sus componentes se sitúan en el de potencia mientras que la otra mitad en el de señal, como se muestra en la figura 2.23.

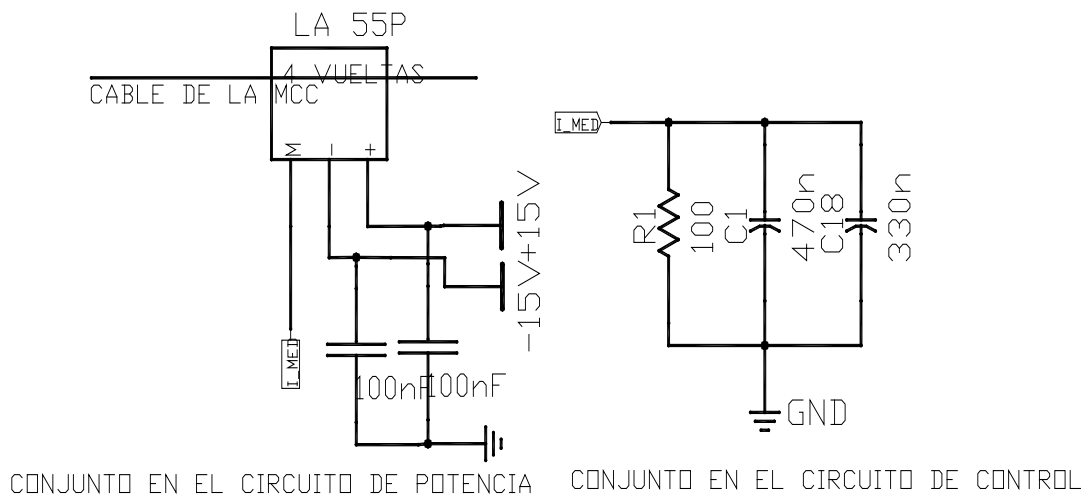


Fig.2.23. Instalación del conjunto del sensor de corriente.

En la alimentación del sensor de corriente existen dos **condensadores de estabilización** que pueden simplificarse por uno para estabilizar la alimentación entre $+15V$ y $-15V$.

2.2.6. DESCARGA DEL BUS EN EL APAGADO DEL CONVERTIDOR.

Cuando el sistema se apaga, la capacidad del bus de continua se encuentra cargada por lo que es peligroso manipular el circuito de potencia sometido a la tensión del bus. Esta tensión puede tardar mucho tiempo en disminuir.

Todo depende de la constante de tiempo fijada por la capacidad del bus y su resistencia en paralelo. Con todas las partes del circuito de potencia, el convertidor apagado

únicamente brinda como resistencia de descarga, la resistencia de la LEM de tensión. De esta forma el circuito de descarga se muestra en la figura 2.24.

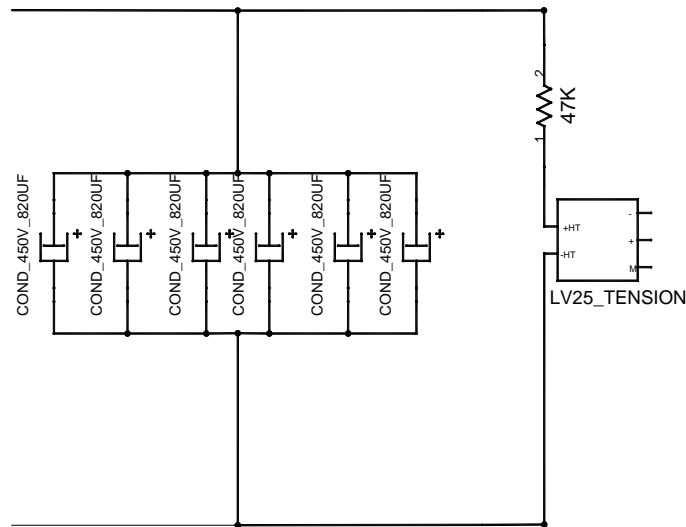


Fig.2.24. Circuito de descarga del condensador del bus de continua cuando el sistema está apagado.

Según la figura 2.24, la constante de tiempo en la descarga del condensador será de:

$$\tau = R_{LEM} \cdot C_{BUS} = 47,25 \cdot 10^3 \cdot 4,92 \cdot 10^{-3} = 233 \text{seg} \approx 4 \text{min}$$

Se considera el condensador descargado en 4τ . Así entonces, la descarga finaliza en 12 minutos, un tiempo muy considerable. Para disminuirlo, se coloca una resistencia de descarga en paralelo que disminuya el valor de τ .

En principio, se fija $\tau=30\text{seg}$, un valor aproximadamente de 8 veces menor que el anterior, y que permite una descarga en 2 minutos. De esta forma:

$$\tau = (R_{LEM} // R_{desc}) \cdot C_{BUS} \Rightarrow R_{LEM} // R_{desc} = 6098\Omega$$

Y con este valor se calcula la resistencia de descarga, R_{desc} . Su valor puede predecirse. Por las propiedades de las resistencias en paralelo, su resistencia equivalente será menor al conjunto paralelo. Con valor de resistencia equivalente de 6098Ω y con la resistencia de la LEM de $47,25\text{k}$, un valor muy elevado, entonces el valor de la resistencia de descarga será un poco mayor que los 6098Ω . Los cálculos así lo demuestran:

$$\begin{cases} R_{LEM} // R_{desc} = \frac{R_{LEM} \cdot R_{desc}}{R_{LEM} + R_{desc}} \Rightarrow R_{desc} = 7000\Omega \\ R_{LEM} = 47250\Omega \end{cases}$$

Luego, en principio se debe montar una resistencia de descarga de 7000Ω . La potencia media que debe disipar esta resistencia se calcula realizando una simulación en PSIM del circuito de la figura 2.25.

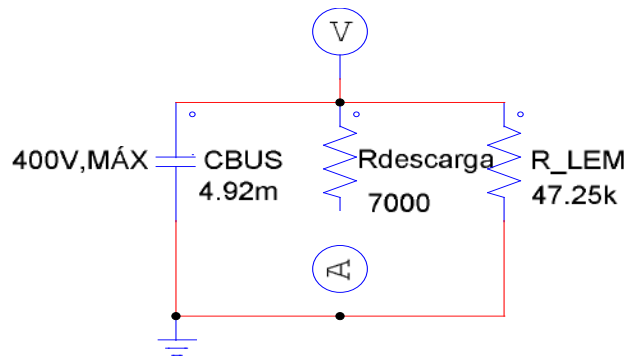


Fig.2.25. Circuito de descarga para obtener la potencia media disipada por la resistencia.

Los resultados se muestran en la figura 2.26.

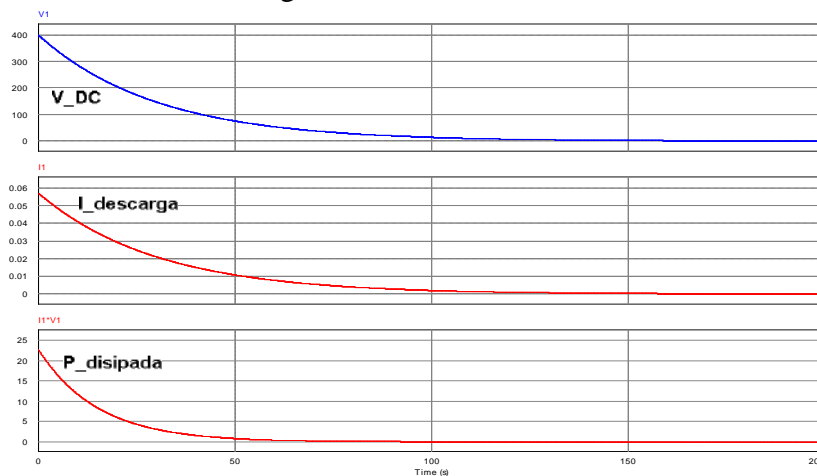


Fig.2.26. Evolución de tensión, corriente, y potencia disipada en la resistencia de descarga.

De la figura 2.26, se obtiene una potencia media de 1,7W. La resistencia debe ser de 7000Ω y 1,7W. Sin embargo, en el laboratorio se disponen de las siguientes resistencias:

- ✓ R1=20k, 5W
- ✓ R2=68k, 14W

La primera se utiliza con células LEM dada su alta precisión. Aunque son una opción no es conveniente usarlas para una descarga de condensadores en la que no se necesitan una precisión elevada. La segunda es más conveniente, y de hecho es la más utilizada como resistencia de descarga. Por tanto será la elegida. Sin embargo, el objetivo es tener una resistencia de 7k con varias de 68k. La solución sería, obviamente, colocar las resistencias de 68k en paralelo, pero el número de resistencias usadas es elevado, por lo que económicamente resulta un derroche de material.

Por ello, aunque en principio, se planteaba una descarga en 2 minutos, ahora se amplía este tiempo intentando que sea menor a los 12 minutos iniciales. Después de analizar varias alternativas, se opta por **colocar dos resistencia de 68k, 14W en paralelo** con la capacidad del bus de continua. Con esta solución, la descarga del bus se realiza en 6 minutos y 30 segundos, aproximadamente:

$$\tau = (34000 // 47250) \cdot 4,92m = 97seg \Rightarrow 4\tau = 388seg \approx 6 \frac{1}{2} \text{ min}$$

En conclusión, ahora la descarga del bus se realiza en la mitad del tiempo inicial.

Por otro lado, se puede volver a calcular la potencia media disipada por la resistencia de descarga. Este cálculo se vuelve a realizar con la simulación en PSIM de la que se obtiene una potencia media disipada de 1,12W, valor menor que con una $R_{desc}=7k\Omega$.

En los apartados anteriores se han explicado las partes del circuito de potencia, cuya visión en conjunto se puede observar en el plano 2 del anexo.

✓ **El software utilizado para realizar este plano es P-CAD, versión 2002.**

2.2.7. VALORES DE FUNCIONAMIENTO.

Se pretende establecer de forma clara los valores de funcionamiento tanto en tensión como en corriente del accionamiento.

Se recogen los valores de tensión en los que se activan o desactivan sus distintos mecanismos de control.

También se recogen los valores de corriente del accionamiento en los que se activan los mecanismos de control y la protección magnetotérmica.

Los valores se muestran las figuras 2.27 y 2.28 respectivamente.

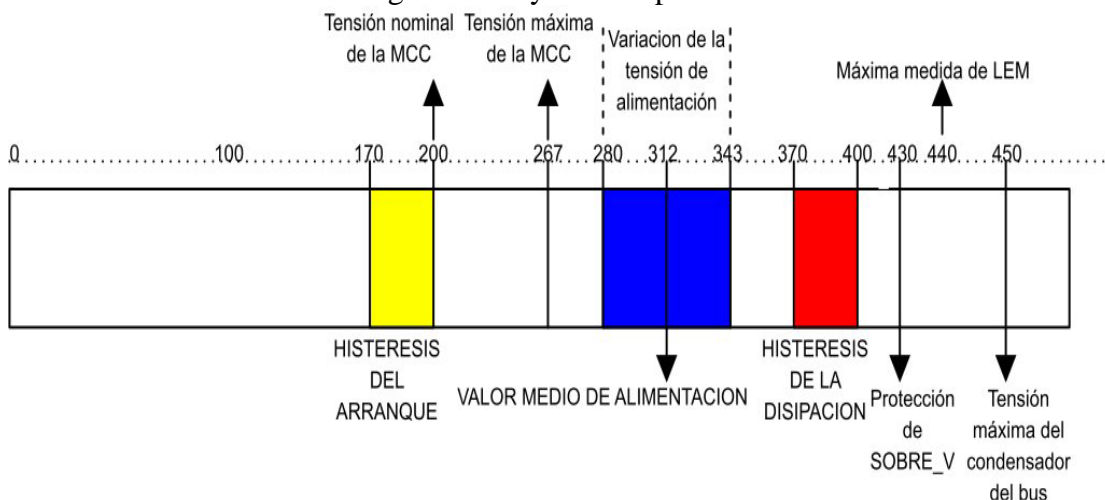


Fig.2.27. Valores de tensión en el funcionamiento del accionamiento.

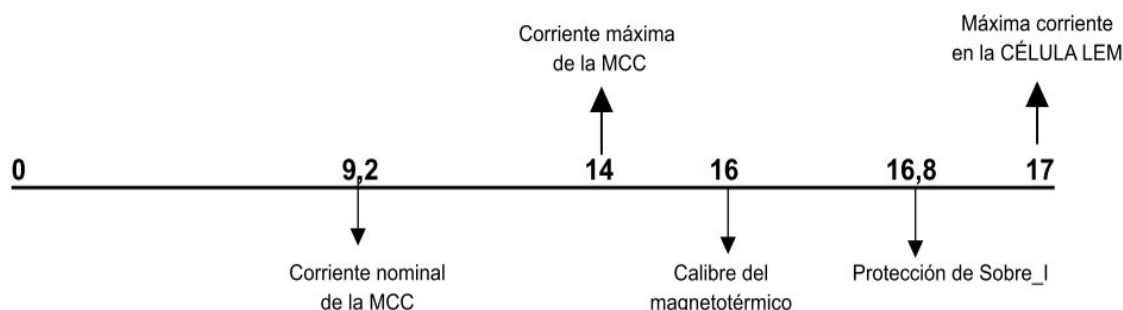


Fig.2.28. Valores de corriente en el funcionamiento del accionamiento.

2.3. CIRCUITO DE CONTROL.-

Se puede decir que constituye “el cerebro” de todo el accionamiento ya que de su buen funcionamiento depende el del resto de circuitos. En este apartado se dimensionan los elementos necesarios para implementar el lazo de corriente sí como los mecanismos de encendido y apagado del convertidor que se encuentran en el control.

2.3.1. ENTRADAS Y SALIDAS.-

Para tener una idea global del funcionamiento del circuito de control se explican brevemente sus entradas y salidas mostradas en la figura 2.29.

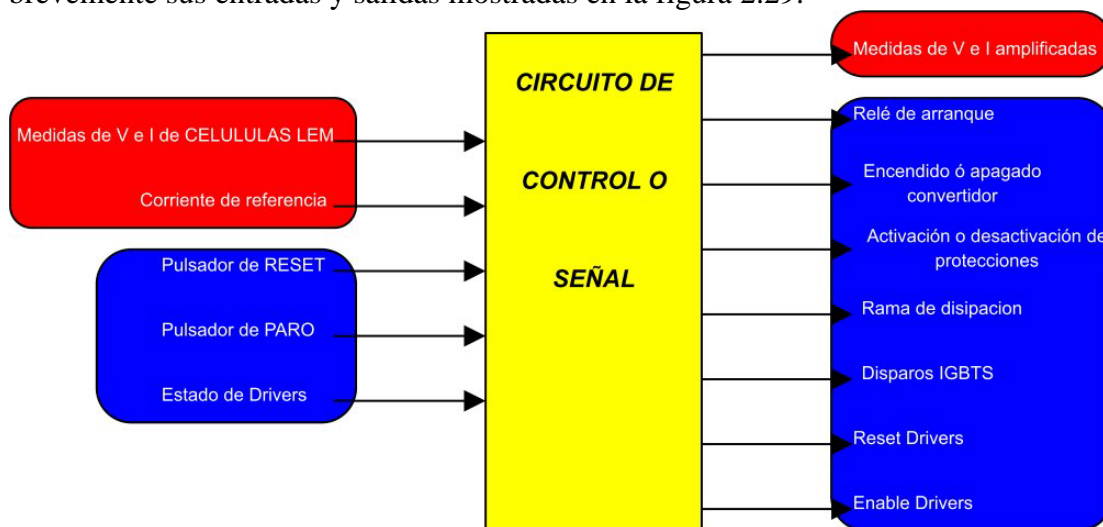


Fig.2.29. Entradas y salidas del circuito de control. En rojo se muestran las señales analógicas, y en azul las señales digitales.

Según la figura 2.29, como entradas analógicas se tienen:

- ✓ Medidas de tensión y corriente tomadas por las células LEM respectivas. Estas medidas permitirán activar los mecanismos respectivos de tensión ó corriente.
- ✓ Corriente de referencia cuyo valor lo envía el lazo externo de velocidad.

Como entradas digitales se tienen:

- ✓ Las señales de dos pulsadores que marcan el encendido y apagado básicos del accionamiento. Respectivamente son el de RESET y de PARO (**ver pág.59**).
- ✓ Estado de los drivers que informa de su correcto funcionamiento (**ver pág.59**).

Según la figura 2.29, como salida analógica se tiene:

- ✓ Medidas de tensión-corriente amplificadas y enviadas a displays (**ver pág.62**).

Como salidas digitales se tienen:

- ✓ Señal de activación o desactivación del relé de arranque (**ver pág.59**).
- ✓ Señal de encendido ó apagado del convertidor que se muestra mediante un LED. Un “1” en la señal corresponde al encendido del LED y por tanto al encendido del convertidor. Un “0” corresponde el apagado del LED y del convertidor.
- ✓ Distintas señales de activación y desactivación de protecciones electrónicas. Igual que antes, las señales se indican con varios LEDs correspondientes al funcionamiento de cada protección. Un “1” en las señales corresponde a la activación de la protección y encendido del LED respectivos.
- ✓ Señal de la rama de disipación que tiene 2 objetivos: conocer el momento de activación de la rama y en este caso, enviar la orden de encendido del IGBT. El primer objetivo se cumple nuevamente con el uso de un LED. Un “1” en la señal

corresponde al encendido del LED y a la activación de la rama. El segundo objetivo se cumple enviando el disparo al driver respectivo.

- ✓ Señales de disparo de los IGBTs que se envían a los drivers y son el resultado de la PWM UNIPOLAR realizada en el lazo de corriente.
- ✓ Señal del reset de drivers que permite borrar sus errores para que vuelvan a funcionar correctamente. Se envía mediante el pulsador del RESET.
- ✓ Finalmente, la señal de ENABLE de los drivers que condiciona su funcionamiento al encendido del convertidor.

En los siguientes apartados se dimensionan los circuitos del control. Una vez dimensionados, sus respectivos esquemas se realizan en **PCAD, versión 2002**.

2.3.2. ACONDICIONAMIENTO DE MEDIDAS.-

Las tensiones obtenidas por las LEM de tensión y corriente se fijaron en un valor mayor que 5V (**ver pág.84**). Sin embargo, para conseguir una mayor atenuación del ruido se amplifican aún más las medidas. Otra ventaja de la amplificación es el aumento en la precisión de los circuitos a realizar ya que serán implementados con resistencias y condensadores de cierta tolerancia que afecta a los valores de tensión cuanto menores son estos. Con la amplificación esta tolerancia tiene poca influencia.

Así, las **medidas máximas de las LEM se acondicionan a $\pm 10V$** . Este valor se ha escogido partiendo de que la corriente de referencia máxima esta fijada en este valor. Se pueden tener todas las señales máximas con el mismo valor de tensión en el control.

2.3.2.1. ACONDICIONAMIENTO DE LA MEDIDA DE TENSIÓN.-

Según la **página84** se tiene: $V_M=5,12V$. Para amplificar este valor a 10V se usa un amplificador operacional, AO, en configuración no inversora según la figura 2.30.

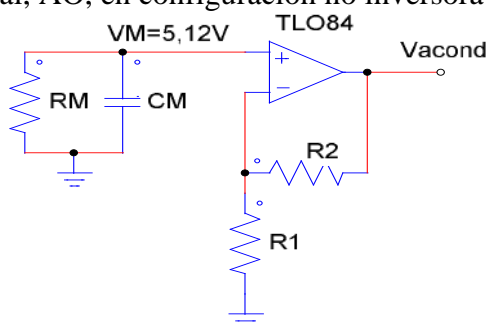


Fig.2.30. Configuración no inversora de un AO.

De la figura 2.30 la ganancia, A es: $A = \frac{Vacond}{V_M} = \frac{10}{5,12} = 1 + \frac{R2}{R1}$, de donde se obtiene la

relación entre R2 y R1: $0,95 \cdot R1 = R2$, fijando R1 en 10k Ω , R2 vale 9,5k Ω . Dado que este valor no es nominal se implementa con 5,6k Ω y 3,9k Ω en serie. Ambas resistencias disipan 0,5W y tienen una tolerancia del 1%.

El AO utilizado es una de las 4 partes del **integrado TLO84** alimentado a $\pm 15V$. La configuración del circuito se muestra en la figura 2.31.

- ✓ La designación U1:D significa: U1, referencia del componente que en este caso es el TL084. D indica la parte utilizada del integrado, que en este caso es la cuarta. Las partes A, B y C se utilizan en configuraciones posteriores. Por otro lado, los números 12, 13, 14 indican los pines del integrado correspondientes a los terminales del AO.

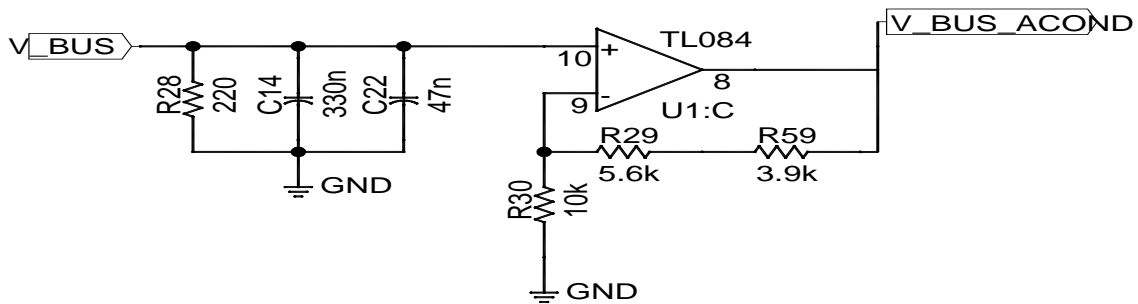


Fig.2.31. Amplificación de la medida de tensión.

2.3.2.2. ACONDICIONAMIENTO DE LA MEDIDA DE CORRIENTE.-

Según la **página 87** se tiene: $V_M = \pm 5,6V$. Se usará la configuración de la figura 2.30. Con la ganancia, A, se obtiene la relación entre R2 y R1.

$$A = \frac{I_{med_acond}}{I_{MED}} = \frac{10}{5,6} = 1 + \frac{R2}{R1} \Rightarrow 0,786R1 = R2$$

Fijando R1 en 10kΩ, R2 vale 7,86kΩ. El valor nominal más cercano es 7,8kΩ implementado con 6,8kΩ y 1kΩ en serie. Ambas resistencias son de 0,5W y del 1%. El AO utilizado es la segunda parte del **TL084**. La configuración del circuito se muestra en la figura 2.32 en la que se muestra que la alimentación del AO es a $\pm 15V$. Los condensadores C3 y C4 de 100nF estabilizan esta tensión.

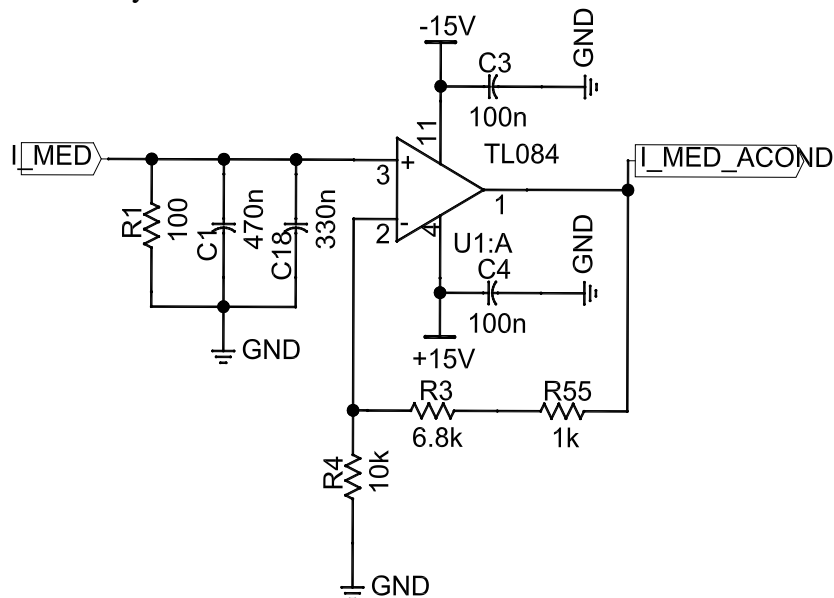


Fig.2.32. Amplificación de la medida de corriente.

2.3.3. CÁLCULO DEL REGULADOR PI.-

Kp y Tn del PI se calculan de acuerdo al método visto en la carrera (ver pág.53). El diagrama de bloques del lazo cerrado se estableció en la figura 1.47 (ver pág.50) con la que se obtiene su función de transferencia en lazo abierto (ver pág.53). A partir de aquí, se fijan criterios de estabilidad y rapidez del sistema.

Para tener un regulador robusto se impondrá un **margen de fase de 70°**. Se exige que el lazo de corriente sea rápido evitando las sobreoscilaciones y eliminando el ruido de conmutación dado que actúa como un filtro paso-bajo (ver pág.57). Con todo esto, se fija la **frecuencia de cruce en 500Hz** que brinda rapidez, y a la vez evita transitorios sobreoscilantes atenuando en gran medida el ruido generado a los 20kHz de trabajo.

Se calcula Tn (ver pág.58):

$$T_n = \frac{\operatorname{tg}\left[MF + \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_c}{\omega_{fil}}\right)\right]}{\omega_c} = \frac{\operatorname{tg}\left[70 + \operatorname{arctg}\left(\frac{2\pi \cdot 500}{2\pi \cdot 2000}\right)\right]}{2\pi \cdot 500} \Rightarrow$$

$$T_n = 3,05 \text{mseg}$$

Luego se calcula Kp (ver pág.58):

$$|LA(\omega = \omega_c)| = Kp \cdot \frac{V_{DC}}{T_n \cdot V_{p,tri}} \cdot K_{si} \cdot \frac{1}{\omega_c} \cdot \frac{1}{La \cdot \omega_c} \cdot \frac{1}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{fil}}\right)^2}} \cdot \sqrt{1^2 + (T_n \cdot \omega_c)^2} = 1$$

$$Kp = \frac{1}{A}$$

Se deben conocer los siguientes valores:

- ✓ V_{DC}, es la tensión de alimentación. Se usa su valor intermedio (ver fig. 2.27): V_{DC}=312V.
- ✓ V_{p,tri}, su valor se fija en 11,11V. Una explicación detallada de la tensión triangular se muestra más adelante (ver pág.105).
- ✓ K_{si}, ganancia del filtro en régimen permanente:

$$K_{si} = \frac{I_{med, fil_aconc}}{I_{med}} = \frac{10V}{14A} = 0,71 \frac{V}{A}$$

- ✓ La, inductancia de armadura de la MCC. Se calcula con un ensayo de cortocircuito en la armadura que consiste en alimentarla con tensión alterna, V_{AC}, y aumentarla midiendo la corriente, I_{AC}, por dicha armadura hasta conseguir la nominal de 9,2 A. Con Ra=4Ω en condiciones nominales se tiene:

$$\frac{V_{AC}}{I_{AC}} = Z_{AC} = \sqrt{Ra^2 + X_L^2}; \begin{cases} V_{AC} = 143,3V \\ I_{AC} = 9,2A \\ X_L = 2\pi \cdot f \cdot La \\ Ra = 4\Omega \end{cases} \Rightarrow Z_{AC} = 15,59\Omega \Rightarrow 2\pi \cdot f \cdot La = \sqrt{Z_{AC}^2 - Ra^2} \Rightarrow$$

$$La = \frac{\sqrt{15,59^2 - 4^2}}{2\pi \cdot 50} \Rightarrow La = 47,95mH$$

Recogiendo todo lo anterior, se tiene:

$$1 = Kp \cdot \frac{312}{3,05 \cdot 10^{-3} \cdot 11,11} \cdot 0,71 \cdot \frac{1}{2\pi 500} \cdot \frac{1}{47,95 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi 500} \cdot \frac{1}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{2\pi 500}{2\pi 2000}\right)^2}} \cdot \sqrt{1^2 + (3,05 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi 500)^2} \Rightarrow A = 0,13$$

$$Kp = \frac{1}{0,13} = 7,56$$

2.3.4. OBTENCION DEL ERROR Y TENSION MODULANTE: CONFIGURACIÓN AMPLIADA DEL PI.

La configuración ampliada consiste en obtener cada etapa del lazo por partes. El error mediante un AO en configuración diferencial. Las constantes proporcional e integral con dos AOs: uno en configuración inversora y otro en configuración inversora e integrador respectivamente. Las salidas de ambos se suman en configuración inversor sumador para tener una modulante positiva a la salida. El montaje se observa en la figura 2.32. Esta configuración, aunque bastante larga de implementar, permite distinguir las partes con las que se obtiene el error de corriente y la tensión modulante.

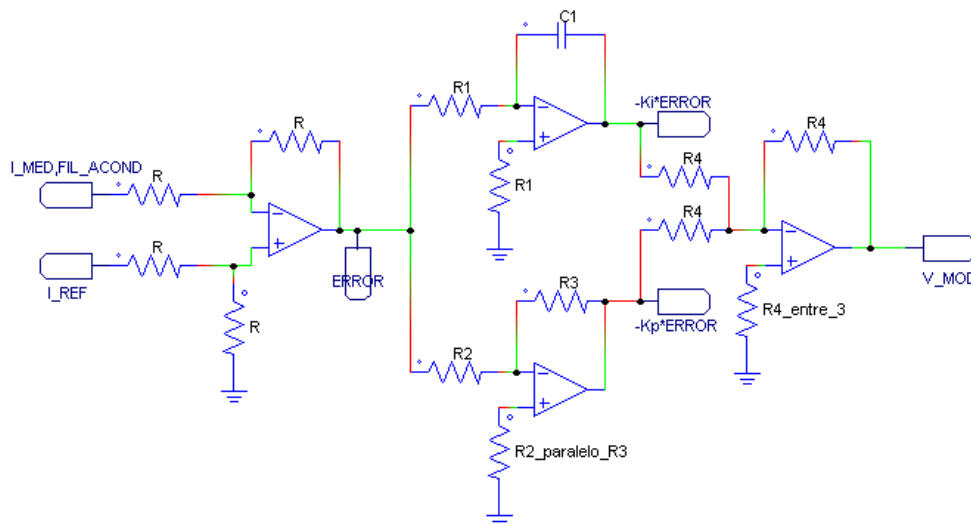


Fig.5.28. Obtención del error y de la tensión modulante a la salida del PI.

En esta configuración existirá un mecanismo que permita descargar el condensador de la integral del PI cuando el convertidor se encuentre apagado, así se consiguen eliminar los errores acumulados para el funcionamiento del PI en un posterior encendido.

2.3.5. OBTENCIÓN DEL ERROR Y DE LA TENSION MODULANTE: CONFIGURACIÓN SIMPLIFICADA DEL PI.

Otra implementación analógica permite obtener el error y la tensión modulante mediante un solo AO. Este montaje se muestra en la figura 2.29.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

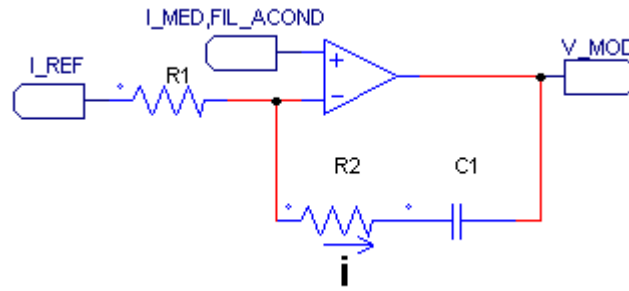


Fig.2.29. Obtención directa de la tensión modulante.

Del circuito de la figura 2.29, se puede obtener la expresión de la tensión modulante y las de los parámetros del PI:

$$V_{mod} = I_{med, fil_acond} - i \cdot \left(R2 + \frac{1}{s \cdot C1} \right) \text{ donde } \Rightarrow \begin{cases} I_{med, fil_acond} = V_{del_AO} \\ i = \frac{I_{ref} - I_{med, fil_acond}}{R1} \\ s = \frac{d}{dt} \end{cases} \Rightarrow$$

$$V_{mod} = I_{med, fil_acond} - \frac{I_{ref} - I_{med, fil_acond}}{R1} \cdot \left(R2 + \frac{1}{s \cdot C1} \right) \text{ donde } \Rightarrow I_{ref} - I_{med, fil_acond} = \varepsilon_i$$

$$V_{mod} = I_{med, fil_acond} - \varepsilon_i \left(\frac{R2}{R1} + \frac{1}{s \cdot R1 \cdot C1} \right)$$

$$\text{donde } \Rightarrow \begin{cases} \frac{R2}{R1} = Kp \Rightarrow \text{constante_proporcional} \\ \frac{1}{s \cdot R1 \cdot C1} = \frac{Ki}{s} \Rightarrow \text{constante_integral} \Rightarrow Ki = \frac{Kp}{Tn} \end{cases}$$

De la expresión de la modulante, Kp y Ki/s se multiplican por el error con signo opuesto. Es decir, **se obtiene la tensión modulante negativa**. Además **se tiene una perturbación que es la Imed,fil_acond** eliminada por la integral del PI en el régimen permanente.

Con las expresiones anteriores, se calculan los elementos necesarios para la implementación del circuito:

$$\begin{cases} Kp = 7,56 \\ Tn = 3,05mseg \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{R2}{R1} = 7,56 \Rightarrow R2 = 7,56 \cdot R1 \\ \frac{1}{R1 \cdot C1} = \frac{7,56}{3,05 \cdot 10^{-3}} = 2478,69 \Rightarrow C1 = \frac{1}{2478,69 \cdot R1} \end{cases}$$

Fijando R1 en 10kΩ se obtiene: $R2 = 75,6k\Omega$ y $C1 = 40,34nF$. El valor nominal más próximo de R2 se

consigue con 68k y 6,8k en serie con las que R2 es 74,8kΩ. El valor nominal más próximo de C1 se consigue con 33nF y 10nF en paralelo con las que C1=43nF.

Igual que en la configuración anterior, existe un mecanismo que permita descargar el condensador de la integral cuando el convertidor se encuentre apagado.

En el siguiente apartado se estudiará **qué configuración es la más adecuada para evitar el efecto WIND-UP del PI**.

2.3.6. EFECTO WIND UP: COMPARACION DE LAS CONFIGURACIONES AMPLIADA Y SIMPLIFICADA.

Para elegir la configuración analógica adecuada del PI se analiza la respuesta del sistema con cada una. Para ello se implementa el lazo de corriente (**ver pág.50**) con los valores respectivos de cada bloque. La respuesta se analizará sin y con los mecanismos antiwindup en ambas configuraciones. Para realizar el análisis adecuado se simula en PSIM las configuraciones mostradas en la figura 2.30.

De la figura 2.30 se destacan los siguientes puntos:

- El valor de la modulante, se adelanta, se limita a $\pm 10V$.
- En la configuración ampliada, el mecanismo antiwindup elimina la parte integral con un multiplicador que dispara si la tensión modulante es mayor que $+10V$. Como la integral acumula errores anteriores, al eliminarse, su valor se congela.
- En la configuración simplificada, el mecanismo antiwindup congela el valor del condensador con un limitador formado por dos zéner en antiserie.
- En esta misma configuración, la tensión modulante positiva se consigue multiplicando la salida por una ganancia de -1 .
- El circuito equivalente del convertidor consta de una fuente de tensión dependiente variable que representa la tensión de armadura.
- El circuito equivalente de la armadura consta de la rama R-L y la fuente de tensión constante que representa la fuerza contraelectromotriz, E_a .
- La simulación se realiza en las condiciones más desfavorables de funcionamiento. Por tanto la corriente de referencia es de $14A$ que equivale a: $I_{ref} = 10V$. La tensión de armadura máxima es de $267V$ y en excitación independiente $V_a = E_a = 267V$; pero, como se vio en el modelo dinámico de la armadura (**ver pág.15**), E_a no influye en el cambio de la corriente, por lo que se establece $E_a = 0V$.

Los resultados de la simulación se muestran en las figuras 2.31, 2.32, 2.33 y 2.34.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

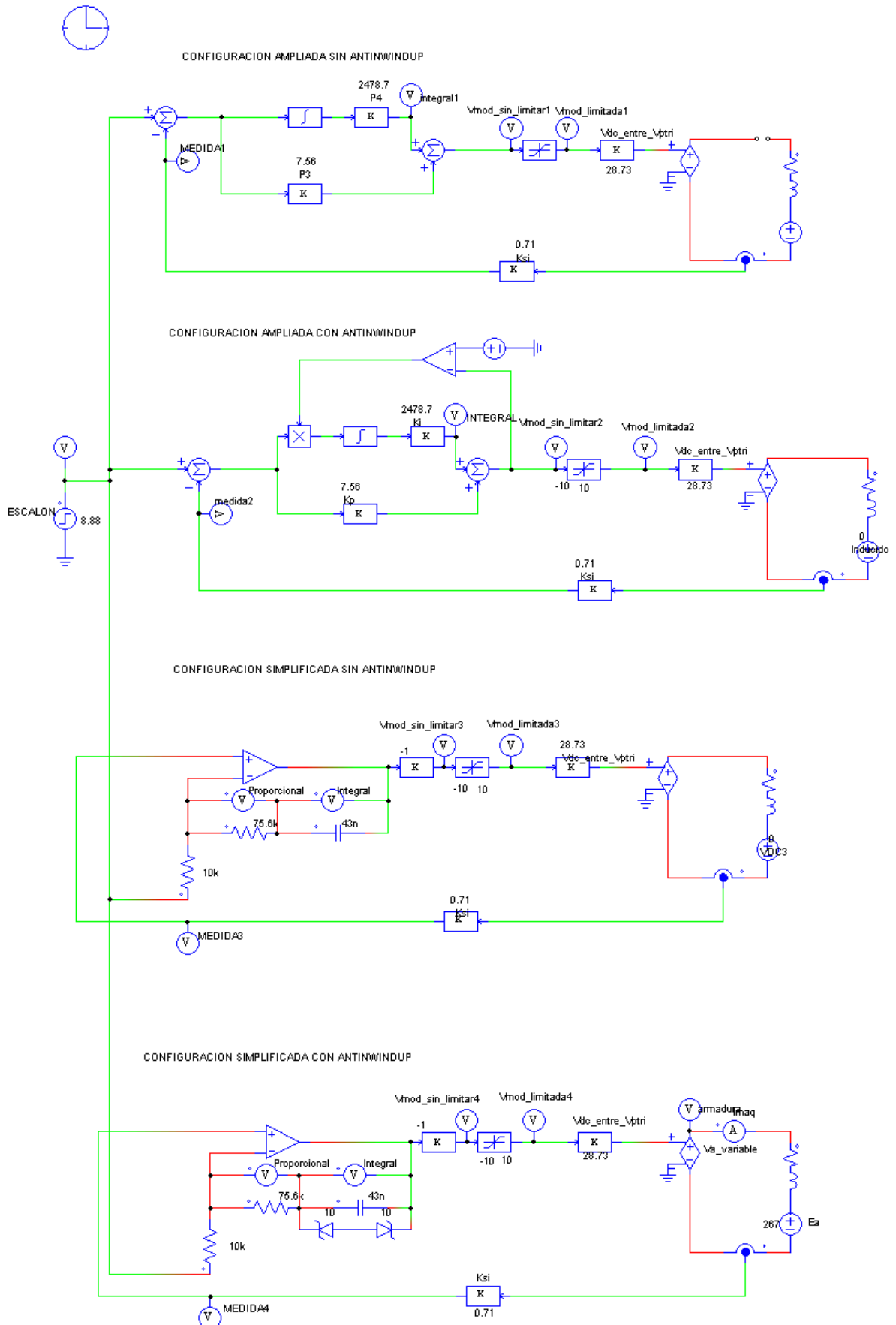


Fig.2.30. Montajes del lazo cerrado de corriente utilizando las configuraciones ampliada y simplificada para la obtención de la tensión modulante.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

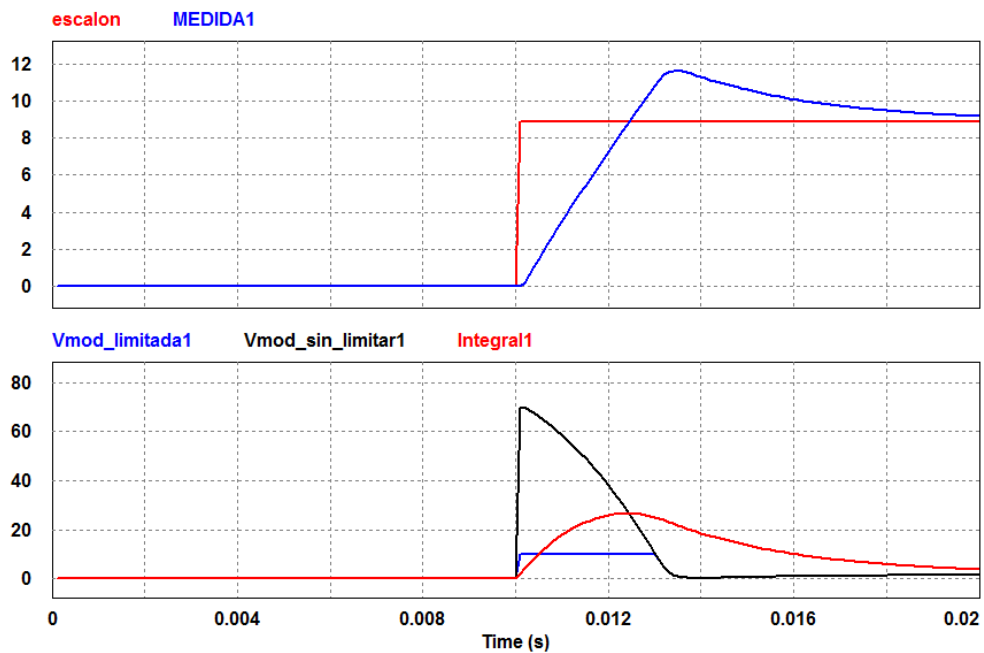


Fig.2.31. Evolución de la corriente de armadura, tensión modulante y parte integral ante un escalón de 14A en la configuración ampliada SIN ANTIWINDUP.

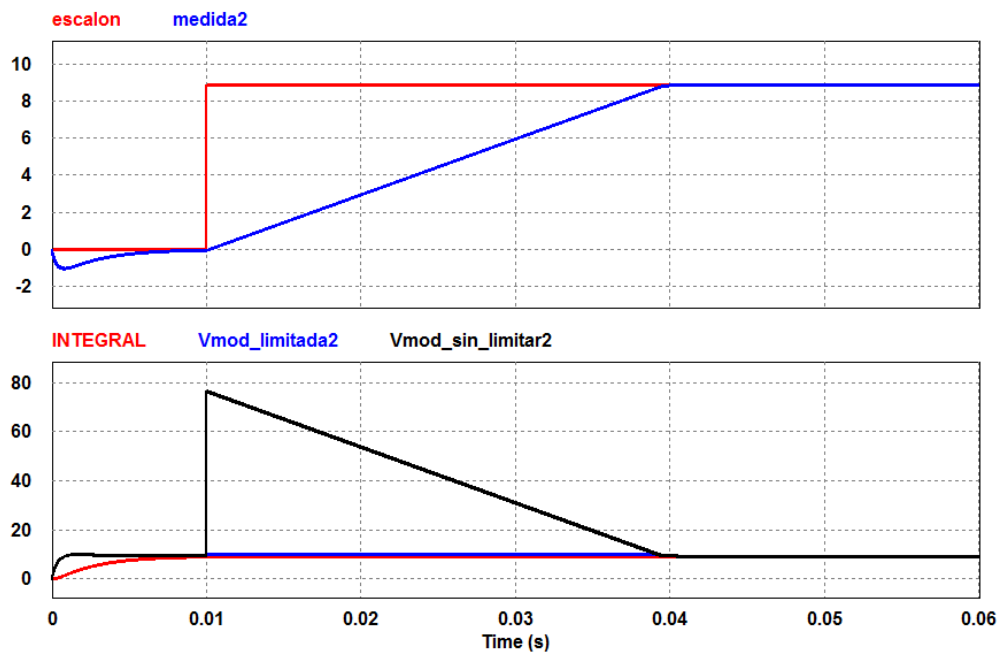


Fig.2.32. Evolución de la corriente de armadura, tensión modulante y parte integral ante un escalón de 14A en la configuración ampliada CON ANTIWINDUP.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

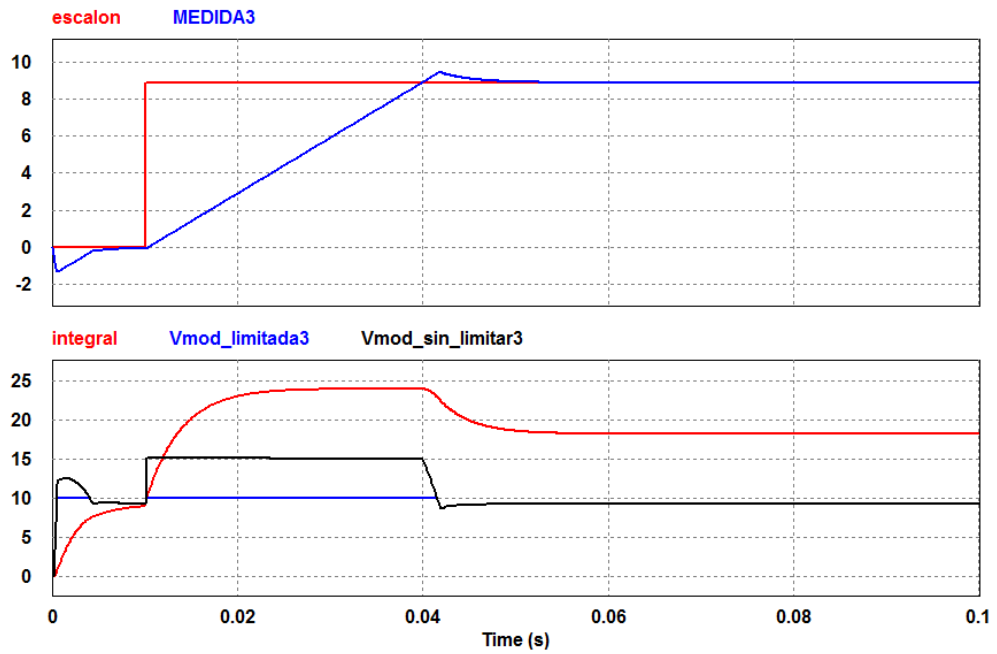


Fig.2.33. Evolución de la corriente de armadura, tensión modulante y parte integral ante un escalón de 14 A en la configuración simplificada SIN ANTIWINDUP.

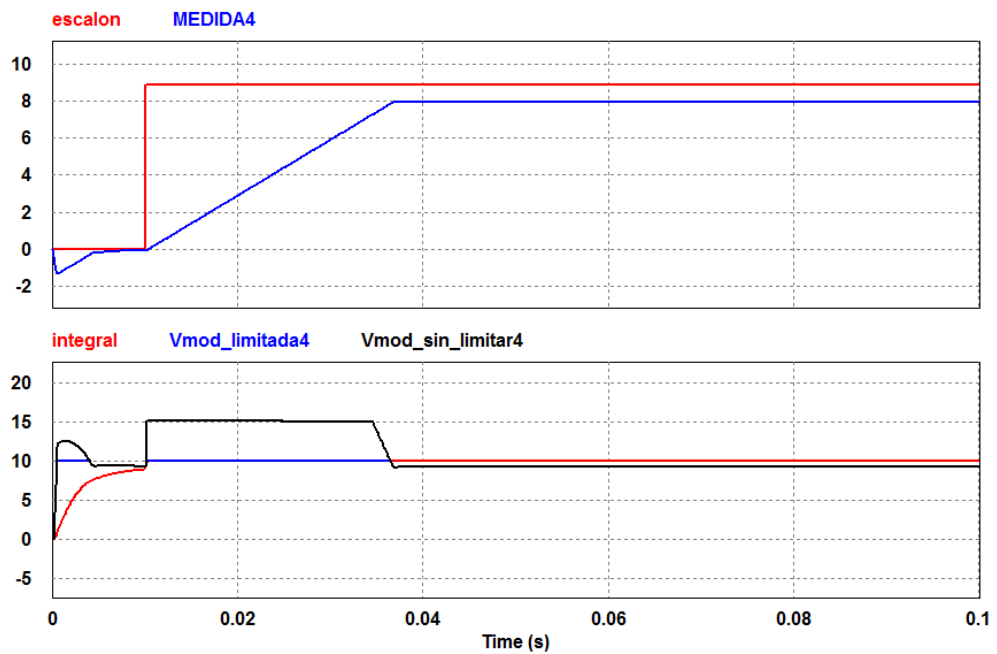


Fig.2.34. Evolución de la corriente de armadura, tensión modulante y parte integral ante un escalón de 14 A en la configuración simplificada CON ANTIWINDUP.

Para hacer una comparación clara se elabora la tabla 2.2 según los resultados obtenidos.

	<i>CORRIENTE DE ARMADURA</i>	<i>TENSIÓN MODULANTE SIN LIMITAR</i>	<i>PARTE INTEGRAL DEL PI</i>
<i>Configuración ampliada SIN ANTIWINDUP</i>	Se tiene sobreoscilación que llega a 12V(17 A) y representa 21% del valor máximo. El permanente se alcanza en 20mseg.	Se llega rápidamente hasta los 70V, un valor 7 veces mayor que los 10V límite. Luego baja lentamente hasta anularse en 4mseg.	Su evolución es suave, su máximo se da con la sobreoscilación de corriente y llega a los 30V. En el permanente su valor se anula.
<i>Configuración ampliada CON ANTIWINDUP</i>	La corriente evoluciona linealmente sin sobreoscilaciones. El permanente se alcanza en 30mseg.	El pico inicial es de 80V, 8 veces más que el límite. Baja lentamente pero en el permanente se mantiene en los 10V límite.	La integral sube de forma suave hasta los 10V en los que se congela y se mantiene incluso en el permanente.
<i>Configuración simplificada SIN ANTIWINDUP</i>	La corriente evoluciona de forma lineal, se tiene un pico de 10,7 V (15 A), un 7% más que el máximo. El permanente se alcanza en 35mseg.	En el momento del escalón, su valor sube hasta los 15V, un 50% más que los 10V límites. Cuando el error se anula, su valor baja rápidamente hasta los 10V que se mantienen en el permanente.	En el momento del escalón, su evolución es exponencial llegando a los 25V hasta eliminar el error. Después la integral baja exponencialmente hasta los 18V que se mantienen en el permanente.
<i>Configuración simplificada CON ANTIWINDUP</i>	La corriente evoluciona de forma lineal, aunque en régimen permanente su valor es 9V (12,75 A), se tiene un error estacionario de 1,25 A. El permanente se alcanza en 25mseg.	En el momento del escalón, su valor sube hasta los 15V. Cuando se alcanza el permanente su valor se queda por debajo de 10V.	Su evolución en el momento del escalón es exponencial llegando a los 10V límite del zéner. Su valor se mantiene constante incluso en el permanente.

Tabla 2.2. Comparativa de las cuatro configuraciones posibles para obtener la tensión modulante.

2.3.7. ELECCION DE LA CONFIGURACIÓN ADECUADA.-

De la tabla 2.2, la segunda y tercera configuración son las más adecuadas. En la primera se tiene una sobreoscilación de corriente aunque la estabilización dura poco tiempo. Con la cuarta configuración se tiene un error en estado estacionario que no logra eliminar el regulador PI y precisamente se quiere eliminar este error.

La elección está entre las dos configuraciones intermedias. La segunda es muy buena porque no hay sobreoscilación y el valor en la integral es como mucho de 10V. El valor de 80V pico en la modulante se reduce aún más con la alimentación de los integrados. La tercera configuración es similar a la segunda salvo por el sobrepasamiento del 7% del valor máximo, sin embargo tampoco es un pico elevado. El valor de la integral asciende hasta los 25V que se pueden limitar con la alimentación de los integrados. El valor de la modulante sin limitar se queda en la alimentación del AO a +15V. Posteriormente el limitador puede reducirlo a los 10V.

En conclusión, se implementará la tercera configuración: **configuración simplificada sin antiwindup** en cuyo funcionamiento no se alcanzan valores peligrosos ni en la integral ni en la modulante sin limitar. Su ventaja es el empleo de un solo AO.

2.3.8. IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO ANALOGICO.-

El AO utilizado será la tercera parte del **TL084** de antes. Las resistencias se fijaron en el apartado 2.3.5 (**ver pág.96**), disipan 0,5W con una tolerancia del 1%. El mecanismo utilizado para descargar el condensador de la integral del PI es un interruptor analógico NA (normalmente abierto) que se cierra con un “1” de entrada. Esta entrada es la señal de APAGADO de valor “1” según la tabla 1.2 (**ver pág.60**). El interruptor utilizado es una de las partes del **integrado AD7510**.

Por otro lado, la corriente de referencia que llega al AO tiene una etapa de desacoplamiento de impedancias realizada con un AO en configuración seguidor. El AO utilizado es la cuarta parte del **TL084**. A la entrada del AO se usa un filtro paso-bajo que elimina el ruido de 20kHz. Con la frecuencia de corte a 2kHz y con una resistencia de 10kΩ, el condensador del filtro será:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 10000} = 8nF$$

Este valor se implementa con dos condensadores cerámicos de 4,7nF y 3,3nF.

En cuanto al valor de la corriente de referencia se destaca que **su valor máximo es de ±10V que corresponderán con una corriente máxima de ±14A** ya que el valor de la corriente de armadura se fijó también en ±10V que corresponden a ±14A.

Con todo lo anterior, la configuración final del circuito se muestra en la figura 2.35.

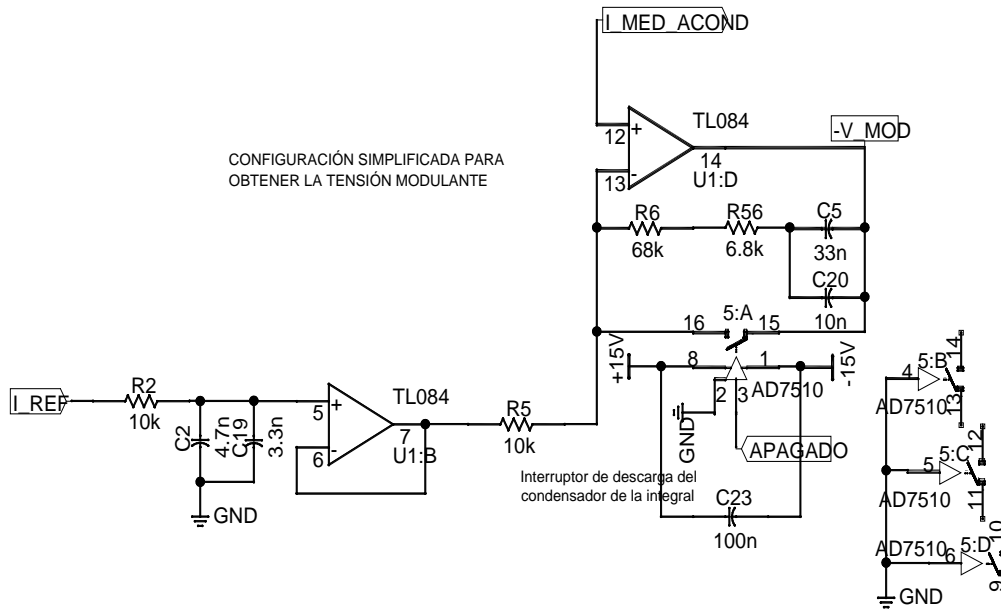


Fig.2.35. Circuito analógico con la etapa de filtrado y seguidor de la corriente de referencia además de la configuración para obtener la tensión modulante NEGATIVA.

2.3.9. IMPLEMENTACIÓN DE LA PWM UNIPOLAR.-

La modulante negativa obtenida debe limitarse a un valor por debajo de la tensión de alimentación de $\pm 15V$; pero al mismo tiempo, no debe ser interferida por el ruido de conmutación. Por estos motivos, **su límite se fija en $\pm 10V$** . Además, aunque no es necesario, se utilizará un filtro paso bajo para asegurar la eliminación del ruido a 20kHz.

El lazo de corriente se comporta como un filtro paso bajo cuya frecuencia de corte es de 500Hz. Por encima de esta frecuencia el lazo atenúa la ganancia. Por este motivo, se debe fijar las frecuencias de corte de otros filtros en valores no superiores a 3 o 4 veces la frecuencia de corte del lazo de corriente.

En este caso, para evitar una atenuación elevada, se fija una frecuencia de corte mayor y próxima a 3 veces la del lazo, 1500Hz. El valor de la resistencia del filtro se fija en 10k Ω , 0,5W, 1%. Entonces el valor del condensador será:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \geq 1500 \cdot 2\pi \Rightarrow C \leq \frac{1}{2\pi \cdot 1500 \cdot 10000} = \frac{1}{2\pi \cdot 1500 \cdot 10000} \Rightarrow C \leq 10,6nF$$

El valor nominal más cercano es un condensador cerámico de 10nF.

2.3.9.1. INTEGRADO UC3637.-

El UC3637 realiza la PWM UNIPOLAR. Básicamente consta de:

- Dos comparadores para comparar la modulante positiva y negativa con la triangular y obtener a su salida los disparos de los IGBTs.
- Un oscilador que permite obtener la tensión triangular mediante la carga y descarga de un condensador.
- Un AO que se puede utilizar en cualquier configuración.

Se realiza una breve descripción de sus pines importantes que se pueden ver en las especificaciones (**ver anexo**).

- ✓ +Vs y -Vs, pines de alimentación que se realiza a +15V y -15V respectivamente y que se estabiliza con condensadores de estabilización.
- ✓ +Ain y -Ain, pines de entrada del primer comparador. En la PWM UNIPOLAR, la modulante positiva se conecta a la primera y la triangular a la segunda.
- ✓ +Bin y -Bin, pines de entrada del segundo comparador. En la PWM UNIPOLAR, la modulante negativa va a la primera y la triangular a la segunda.
- ✓ Aout y Bout, son los pines respectivos del primer y segundo comparador.
- ✓ +V_{TH} y -V_{TH} definen los respectivos picos positivo y negativo de la triangular.
- ✓ Iset, define la corriente de carga y descarga del condensador con el que se obtiene la triangular. Se limita con una resistencia R_T.
- ✓ C_T, a él se conecta el condensador para obtener la triangular.
- ✓ +E/A y -E/A son las respectivas entradas no inversora e inversora del AO.
- ✓ E/OUTPUT es la salida del AO.
- ✓ SHUT-DOWN, +C/L y -C/L se utilizan para protección del integrado. En esta aplicación se conectan a tierra.

2.3.9.2. OBTENCIÓN DE LA MODULANTE POSITIVA.

A la salida del regulador PI se obtiene la tensión modulante negativa que se invertirá con el AO del UC3637. El montaje del filtro y AO en configuración inversor para conseguir la modulante positiva se muestra en la figura 2.36.

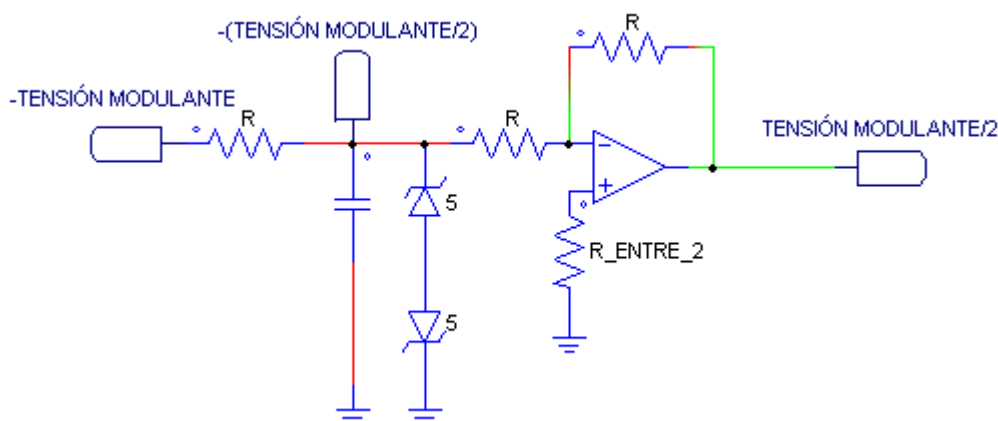


Fig.2.36. Obtención de la tensión modulante POSITIVA. Su valor es la mitad debido a que el valor invertido por el AO es también la mitad.

La tensión invertida es la mitad que la modulante negativa obtenida a la salida del PI. Esto se debe al divisor resistivo generado por las resistencias de valor R. Dado que en la entrada no inversora se tienen 0V, en la inversora se tienen también 0V. Esto implica que la modulante negativa caiga en dos resistencias del mismo valor, por lo que en la resistencia conectada al AO se tiene la mitad de tensión. La ganancia del AO es 1, así que las resistencias de la entrada inversora y de realimentación deben valer lo mismo.

La ganancia en montaje inversor es: $A = \frac{R_{realim}}{R -}$. Dado que el valor de la modulante se

limitaba en 10V, ahora se limita en 5V con los zéners de la figura 2.36. Por otro lado, la resistencia conectada a la entrada no inversora del AO evita la tensión de desviación o de Offset interna del AO, razón por la que se denomina **resistencia de desviación**. En la práctica su valor es igual al paralelo de la resistencia en la entrada inversora y de la de realimentación. Como ambas son iguales, la resistencia de desviación es la mitad de las anteriores.

En el circuito práctico, la resistencia del filtro se fijó en $10k\Omega$, así que la resistencia de la entrada inversora también será de $10k\Omega$, por lo que la de realimentación es de $10k\Omega$. Ambas son de $0,5W$ con tolerancia de 1% . La resistencia de desviación debe ser de $5k\Omega$, pero este valor no es nominal, por lo que se elige una de $4,7k\Omega$ de $0,5W$ y del 1% . Por su parte, los zéners elegidos deben ser próximos a los $5V$. Se eligen dos zéners de $5,1V$ de $0,5W$ de disipación. La configuración del circuito se muestra en la figura 2.37.

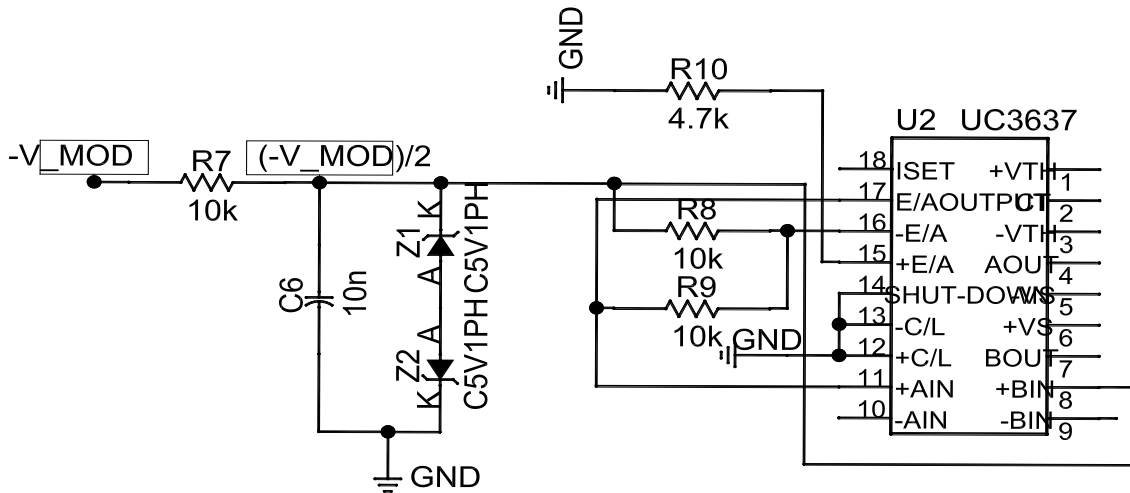


Fig.2.37. Obtención de la modulante positiva y conexión de ambas modulantes a sus respectivos comparadores en el UC3637.

2.3.9.3. OBTENCIÓN DE LA TENSIÓN TRIANGULAR.-

Teóricamente, si la tensión modulante está limitada en $5V$, los picos de la triangular deberían tomar también este valor. Pero, en la práctica se fija un margen de seguridad por precaución, ya que la modulante puede ser mayor que la triangular por los ruidos del sistema ó fluctuaciones en la alimentación lo que llevaría a la conducción permanente de unos IGBTs y al corte de otros. Esto implica que no trabajar en el modo conmutado sino en el lineal, por lo que las pérdidas de los IGBTs serían mayores disminuyendo el rendimiento del PUENTE EN H y calentándose demasiado los semiconductores que se podrían destruir. Todo esto conlleva al descontrol total del sistema.

Por estos motivos, los picos de la triangular adoptan un valor mayor que el de la modulante según un margen de seguridad fijado con lo que se asegura unos tiempos de encendido y apagado mínimos en los IGBTs. **El margen se fija en un tiempo de encendido mínimo del 5%**. Las tensiones obtenidas se muestran en la figura 2.38.

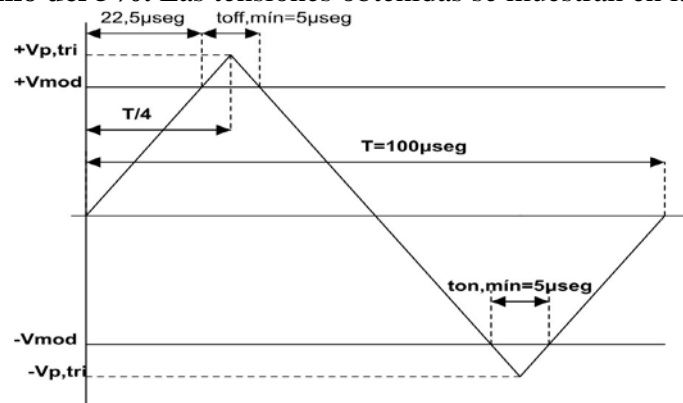


Fig.2.38. PWM UNIPOLAR con el margen de seguridad del 5%.

De la figura 2.38: $ton, mín = toff, mín = \frac{5}{100} \cdot 100 \mu\text{seg} = 5 \mu\text{seg}$. Tomando como origen el paso por cero del flanco de subida de la triangular, se tiene:

$$\hat{V}_{tri} = +V_{p,tri} \cdot \frac{t}{T}; \hat{V}_{tri}(t = 22,5 \mu\text{seg}) = 10V \Rightarrow +V_{p,tri} = \frac{\hat{V}_{tri} \cdot T}{4t} = \frac{10 \cdot 100}{4 \cdot 22,5} = 11,11V$$

Dado que la modulante se fija a la mitad, los picos de la onda triangular también:
 $\pm V_{p,tri} = \pm 5,55V$

Por otro lado, la frecuencia de la onda triangular fija la frecuencia de conmutación de los IGBTs y cuanto mayor sea su valor, mayores son las pérdidas de conmutación de los IGBTs, pero menor es el rizado de corriente de la armadura de la MCC, y si su valor es mayor a 20kHz se elimina el ruido acústico producido por las conmutaciones.

Con todo lo anterior, se establece **una frecuencia de 10kHz** que al ser PWM UNIPOLAR da lugar a **una frecuencia de trabajo de 20kHz**, un valor suficientemente alto para tener un rizado de corriente pequeño y evitar en gran medida el ruido acústico. Aunque, como se calculó en el apartado de pérdidas (**ver pág.77**) la potencia disipada en las conmutaciones es considerable.

Fijados los valores de la triangular, se procede a implementar su circuito. Según las especificaciones del integrado UC3637, el circuito y las expresiones necesarias para obtenerla se muestran en la figura 2.39.

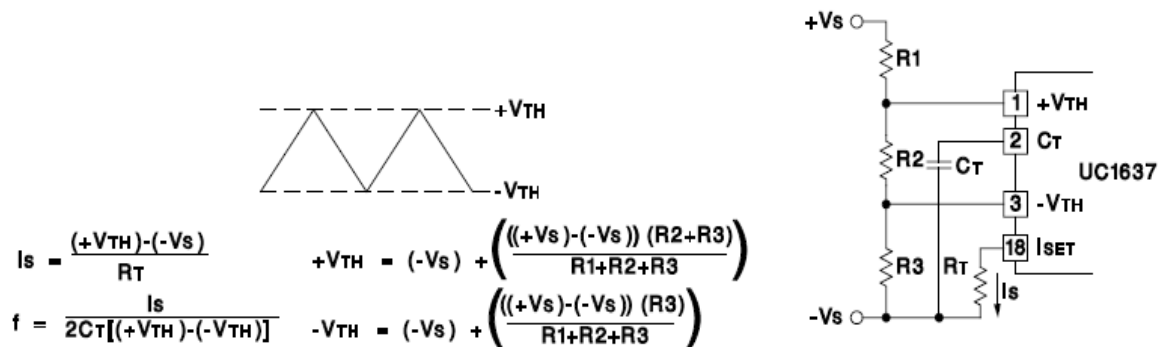


Fig.2.39. Expresiones y circuito necesarios para obtener la onda triangular.

Para obtener los 10kHz de conmutación, se fija una corriente de carga, I_s y se calcula la capacidad necesaria, C_T . El valor de I_s se limita con una resistencia, R_T . $+V_{TH}$ y $-V_{TH}$ se obtienen aplicando la ley de tensiones de Kirchoff en la malla de la figura 2.29. Sus valores se definen con las resistencias R_1 , R_2 y R_3 .

Según las especificaciones: $I_{s,m\acute{a}x} = -2\text{mA}$, por lo que se fija un valor de $I_s = -1\text{mA}$ con lo que: $R_T = \frac{+V_{TH} - (-V_s)}{I_s} = \frac{5,55 - (-15)}{1 \cdot 10^{-3}} = 20,55k\Omega$. El valor nominal más cercano es una resistencia de $18k\Omega$, $0,5W$ y 1% . Con este valor, $I_s = -1,14\text{mA}$. De esta forma, el valor de capacidad necesaria para conseguir los 10kHz de conmutación será:

$$C_T = \frac{I_s}{2 \cdot f_c \cdot [V_{TH} - (-V_{TH})]} = \frac{1,14 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot (5,55 - (-5,55))} = 5,13nF$$

El valor nominal más cercano se implementa con dos condensadores cerámicos en paralelo de $4,7nF$ y $470pF$ consiguiendo una capacidad de valor $5,17nF$.

Fijando el valor de R1 en 10kΩ, los valores de R2 y R3 se obtienen del siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} +5,55 = -15 + (+15 - (-15)) \cdot \frac{R2 + R3}{10 + R2 + R3} \\ -5,55 = -15 + (+15 - (-15)) \cdot \frac{R3}{10 + R2 + R3} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} +5,55 = -15 + 30 \cdot \frac{R2 + R3}{10 + R2 + R3} \\ -5,55 = -15 + 30 \cdot \frac{R3}{10 + R2 + R3} \end{cases}$$

Finalmente se obtiene: $\begin{cases} R2 = 11,75k\Omega \\ R3 = 10k\Omega \end{cases}$. R2 se implementa con 10k y 1,8k en serie.

Todas las resistencias son de 0,5W y del 1%. Para estabilizar los picos de la triangular, se utilizan dos condensadores respectivos de estabilización de valor igual a 100nF. La configuración del circuito práctico se muestra en la figura 2.40.

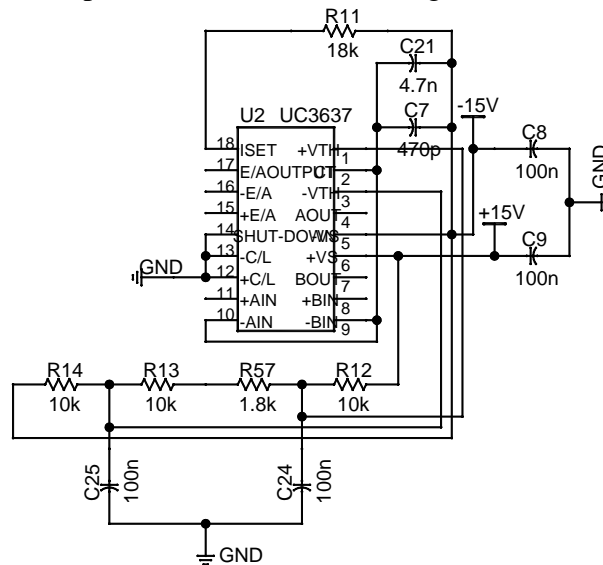


Fig.2.40. Obtención de la onda triangular y su conexión a los dos comparadores en el UC3637.

2.3.9.4. DISPAROS DE LOS IGBTs.-

A las salidas de los comparadores del UC3637 se obtienen los disparos de los IGBTs de las ramas A y B del PUENTE EN H que se envían a los drivers. Los niveles ALTO y BAJO de dichos disparos adoptan los valores de la alimentación del integrado, por lo que el nivel alto es +15V y el bajo es -15V. Se adelanta que los drivers utilizados sólo admiten disparos comprendidos entre +15V y 0V, así que el nivel bajo debe elevarse. Por este motivo, a las salidas de los comparadores del integrado se implementan los circuitos de la figura 2.41. Los diodos D1 y D2 conducen si el disparo de salida está a nivel alto, por lo que en su cátodo se ven +15V. Por el contrario, ambos diodos están en corte si el disparo de salida está a nivel bajo, por lo que en su cátodo se ve tierra, es decir 0V. Las resistencias R15 y R16 evitan un cortocircuito cuando los diodos conducen. Los **disparos obtenidos en los cátodos de D1 y D2 son los disparos finales** enviados a los drivers para su acondicionamiento respectivo.

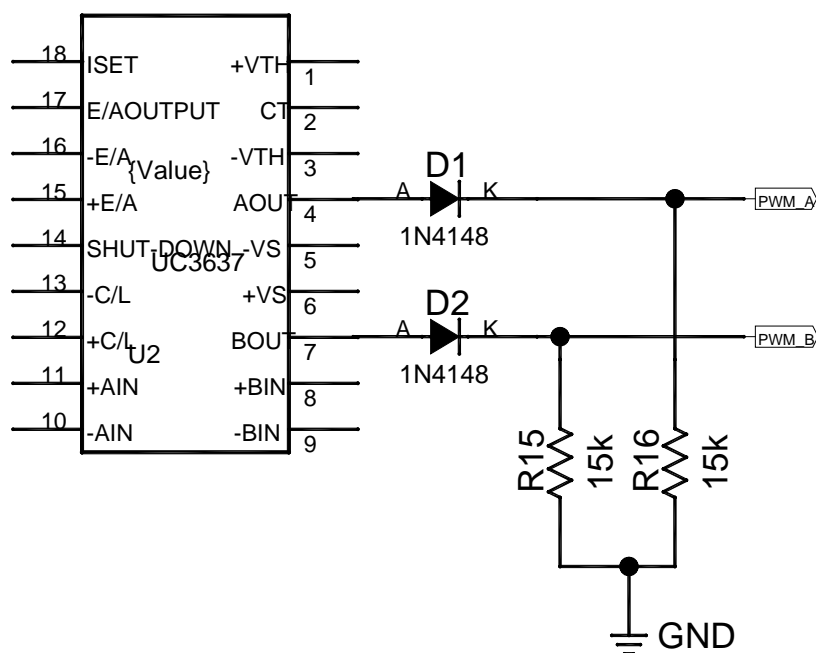


Fig.2.41. Circuitos en la salida de los dos comparadores para conseguir disparos de niveles alto y bajo de +15V y 0V respectivamente.

Para una comprensión global de toda la PWM UNIPOLAR se puede recurrir al plano 2 del anexo.

2.3.10. IMPLEMENTACIÓN DE LA LÓGICA DE ENCENDIDO Y APAGADO.-

En los siguientes apartados se implementan los circuitos necesarios para encender y apagar el convertidor además del circuito necesario para el funcionamiento de la rama de disipación durante el frenado de la MCC.

2.3.10.1. PROTECCIÓN DE SOBRECORRIENTE.-

Permite apagar el convertidor si se supera un valor límite de la corriente de armadura. Según la figura 2.28 (ver pág.90) el límite se fijó en $\pm 16,8A$. El circuito de la protección ordenadamente está formado por:

- Dos comparadores que analizan en todo momento si la corriente supera los límites de protección.
- La puerta lógica OR que envía un “0” si la corriente se encuentra en el rango adecuado y un “1” si se produce sobrecorriente.
- Un circuito lógico BIESTABLE que permite visualizar la activación de la protección. De él se hablara más adelante (ver pág.120).

Los comparadores utilizados son dos partes del integrado **LM339**. Dado que los valores de entrada son positivos y negativos, la alimentación se hace a $\pm 15V$ con sus respectivos condensadores de estabilización.

- ✓ **Los valores de entrada en un integrado dependen siempre de la alimentación de dicho integrado. Si el valor de dicha entrada se sale del rango de alimentación, su valor se recorta al de alimentación más próximo.**

La configuración utilizada es la de un comparador básico según las figuras 2.42 y 2.43.

- ✓ Se utiliza esta configuración ya que el circuito biestable posee una memoria que mantiene su salida a nivel alto hasta que no se dé un RESET, aunque en el comparador su salida se ponga a nivel bajo. Esto es importante por el ruido generado que podría influir en el comparador.

Las características de ambos circuitos se muestra en las figuras 2.44 y 2.45.

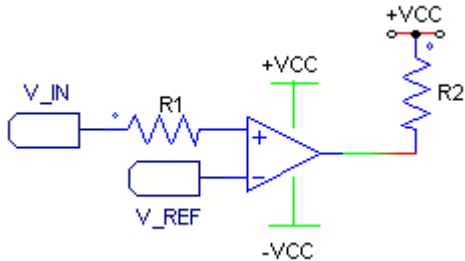


Fig.2.42. Comparador básico en montaje No inversor.

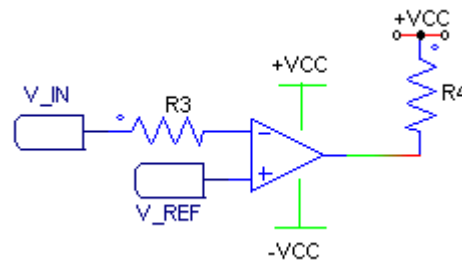


Fig.2.43. Comparador básico en montaje inversor.

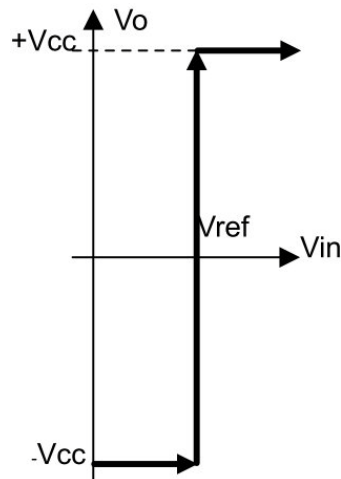


Fig.2.44. Característica en un comparador no inversor.

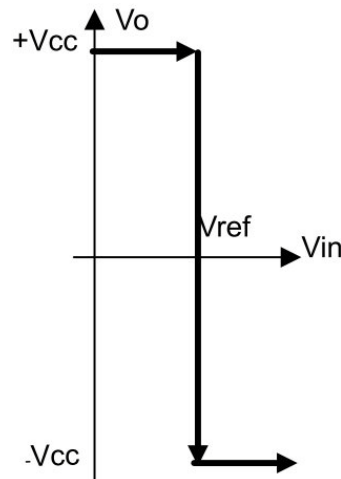


Fig.2.45. Característica en un comparador inversor.

Las **salidas de los comparadores** son de **colector abierto**. Es decir, su nivel alto se puede fijar a cualquier valor de tensión. El valor alto será el de alimentación y se conectará a la salida del comparador con una **resistencia de PULL-UP**. Esto se puede observar en las figuras 2.42 y 2.43.

Con todo lo dicho se calculan los elementos de ambos comparadores. La tensión de referencia se establece a través de dos diodos zéners. El valor de 16,8 A equivale a:

$$K_{si} = \frac{10}{14} = 0,71; V_{ref} = 16,8 \cdot 0,71 = 11,92V . \text{ Se eligen dos zéners de } 12V, \text{ C12VPH.}$$

Vref se consigue a partir de $\pm 15V$. Se colocan dos resistencias respectivamente en serie con cada zéner para evitar un cortocircuito entre los zéners y la alimentación. Se les llamará **resistencias zéner** y su valor debe ser tal que, limitando la corriente del circuito, permitan conseguir que cada zéner regule a Vref. Esto es posible gracias a la curva del zéner en la zona de polarización inversa donde la tensión de ruptura varía en un rango determinado según la corriente que circula. Para tener exactitud, el valor de resistencia se consigue de forma práctica con el circuito de la figura 2.46 en el que con un voltímetro se mide la tensión zéner para un valor de resistencia zéner dado.

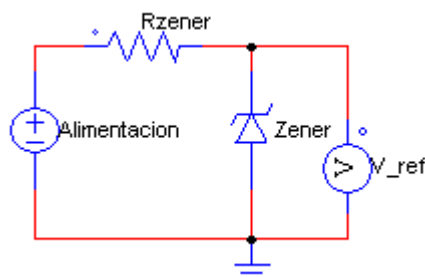


Fig.2.46. Circuito práctico para obtener un valor de resistencia zéner según la tensión de referencia deseada.

Finalmente, para obtener una referencia de 11,92V , las resistencias deben ser de 10 k Ω . Ambas son de 0,5W de disipación y del 1% de tolerancia.

La segunda etapa de la protección es una puerta lógica OR cuyas entradas son las salidas de ambos comparadores, por lo que su alimentación debe ser próxima posible a los valores alto y bajo de los comparadores, +15V y -15V respectivamente. Sin embargo, las puertas lógicas utilizadas se alimentan entre +15V y GND. En concreto, el integrado utilizado es el **4071B** de la familia **HEF**.

Es decir, se sube el nivel bajo de la salida del comparador. Para ello, se divide la resistencia PULL-UP en dos resistencias en serie. Además se coloca un diodo cuyo cátodo va al punto de unión entre ambas y su ánodo a GND. Así, cuando el comparador está a nivel bajo se tiene el circuito de la figura 2.47: un divisor de tensión en R1 y R2. Para que D1 conduzca, en su cátodo se debe tener una tensión menor que 0V. Esto implica que la tensión sea mayor en R1 que en R2: R1 debe ser mayor que R2. Así, cuando D1 conduzca, la tensión del cátodo es -0,7V, un valor es aceptable para enviarse a la entrada de la puerta OR.

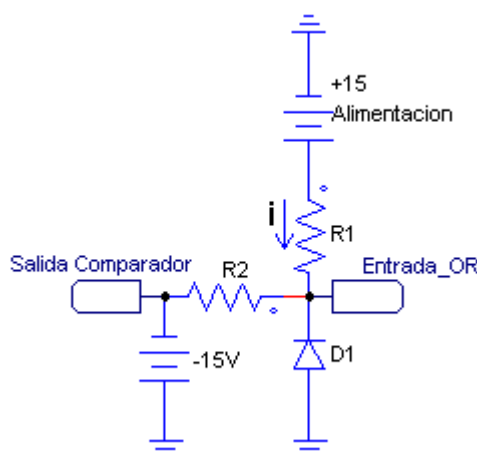


Fig.2.47. Circuito cuando la salida del comparador está a nivel bajo.

Parte de la corriente, i , circula por las entradas de la puerta OR, luego su valor debe estar por debajo de la corriente máxima del integrado. Según las especificaciones de la familia HEF estos integrados admiten una corriente máxima de hasta 10mA. Aquí se limita la corriente, i , a 5mA. Además se pretende que en el integrado del comparador no se sobrepasen los 16mA máximos de salida, por ello el valor de 5mA es más que suficiente para limitar la corriente en ambos integrados. Para asegurar el encendido de

D1, R1 es el doble que R2. Así:

$$+15 - (-15) = 5 \cdot 10^{-3} \cdot (R2 + 2R2) \Rightarrow R2 = 2k\Omega; R1 = 4k\Omega$$

Los valores nominales elegidos son: $R2 = 2,2k\Omega$; $R1 = 4,7k\Omega$, de 0,5W y del 1%. D1 es un 1N4148 de 0,5W de potencia.

Por su parte, el 4071B se alimenta entre +15V y 0V con su respectivo condensador de estabilización de 100nF. Consta de 4 partes de las que se elige la primera según la figura 2.48. En la misma figura, del integrado LM339 se han elegido sus dos primeras partes.

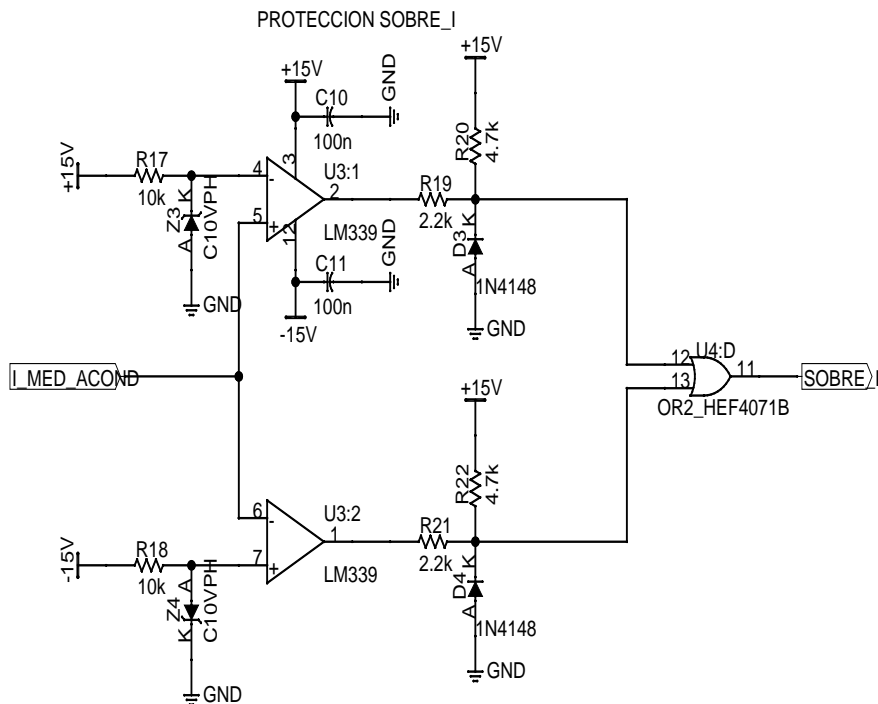


Fig.2.48. Implementación del circuito con las etapas de comparación y lógica de la protección de sobrecorriente.

2.3.10.2. CIRCUITO DE HISTÉRESIS DE LA RAMA DE ARRANQUE.-

Enciende o apaga el relé de la rama de arranque del circuito de potencia de acuerdo a los límites de histéresis establecidos en la figura 2.27 (ver pág.90). La comparación por histéresis se muestra en la figura 2.49. Su característica se muestra en la figura 2.50.

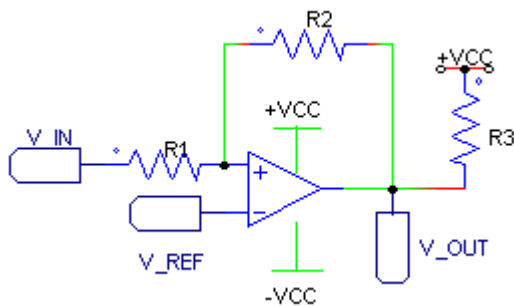


Fig.2.49. Comparador por histéresis No inversor.

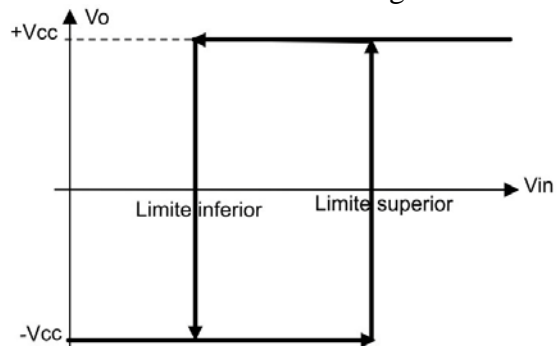


Fig.2.50. Evolución de la salida en histéresis.

En la figura 2.49 se tienen 3 incógnitas: R1, R2, y Vref. Si se fija la relación: $\alpha = \frac{R2}{R1}$,

se consiguen 2 incógnitas cuyos valores se consiguen resolviendo el circuito. La corriente que circula por R1, i_1 , es la misma que circula por R2, i_2 . Luego:

$$i_1 = i_2 \Rightarrow \frac{V_{in} - V^+}{R1} = \frac{V^+ - V_{out}}{R2} \Rightarrow \alpha(V_{in} - V^+) = V^+ - V_{out}, \text{ donde } V^+ = V^- = V_{ref}.$$

De la figura 2.50 y con la expresión anterior, se obtienen dos expresiones en el flanco de subida y de bajada de la tensión de salida.

✓ En el flanco de subida, antes de producirse el paso del nivel bajo al alto:

$$\left. \begin{array}{l} V_{out} = -V_{cc} \\ V_{in} = V_{inferior} \end{array} \right\} \Rightarrow \alpha(V_{inferior} - V_{ref}) = V_{ref} - (-V_{cc})$$

✓ En el flanco de bajada, antes de producirse el paso del nivel alto al bajo:

$$\left. \begin{array}{l} V_{out} = +V_{cc} \\ V_{in} = V_{superior} \end{array} \right\} \Rightarrow \alpha(V_{superior} - V_{ref}) = V_{ref} - (+V_{cc})$$

Las dos incógnitas α y Vref se obtienen resolviendo el sistema de dos ecuaciones. El límite superior es de 200V y el inferior de 170V que en el circuito de señal equivalen a:

$$K_{sv} = \frac{10}{440} = 0,0227; V_{superior} = 200 \cdot 0,0227 = 4,54V; V_{inferior} = 170 \cdot 0,0227 = 3,86V$$

El integrado utilizado es **un segundo LM339**. Las medidas son sólo positivas: su alimentación se hace entre +15V y 0V con su condensador de estabilización. Así, el sistema de ecuaciones que se tiene es:

$$\left. \begin{array}{l} \alpha(3,86 - V_{ref}) = V_{ref} - 0 \\ \alpha(4,54 - V_{ref}) = V_{ref} - 15 \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \alpha = 22 \\ V_{ref} = 4,34V \end{array} \right.$$

Fijando R1=1k Ω se tiene R2=22k Ω . Ambos valores son nominales de 0,5W y del 1%. La Vref se obtiene de la tensión de alimentación con un zéner y su respectiva resistencia. Con las pruebas oportunas del circuito de la figura 2.46, Vref se consigue con un zéner **C3V9PH** y una resistencia de 470 Ω de 0,5W y del 1% de tolerancia.

La resistencia de pull-up debe limitar la corriente de salida a 5mA. Así:

$$R_{pull-up} = \frac{15}{5 \cdot 10^{-3}} = 3k\Omega, \text{ el valor nominal más cercano es } 3,3k\Omega \text{ de } 0,5W \text{ y del } 1\%.$$

Finalmente, la configuración del circuito de histéresis se muestra en la figura 2.51.

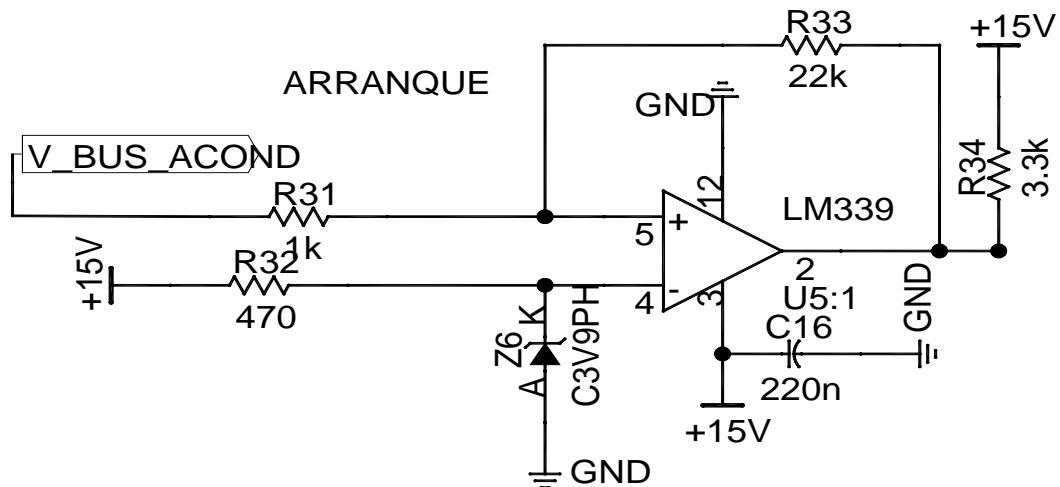


Fig.2.51. Circuito de histéresis para la rama de arranque.

La salida de este circuito tiene dos objetivos:

- Enviar la orden de encendido a la bobina del relé si la salida está a nivel alto.
- Mantener apagado el convertidor ya que la rama de arranque está funcionando.

La primera función se consigue con el circuito de la figura 2.52: un transistor se enciende para cerrar el circuito formado por la alimentación de +15V, la R38 y la resistencia de la bobina del relé situada entre RELE_A+ y RELE_A-. La tensión necesaria para excitar a la bobina del relé según sus especificaciones es de 12V. Con esta tensión, la bobina tiene una resistencia de 90Ω . De esta forma, R38 se obtiene con un divisor de tensión:

$$V_{relé} = 12V = 15 \cdot \frac{R_{bobina}}{R_{bobina} + R38} = 15 \frac{90}{90 + R38} \Rightarrow R38 = 22,5\Omega \text{ cuyo valor nominal es de } 22\Omega.$$

La corriente de colector es: $i_c = \frac{15}{22 + 90} = 134mA$. De esta forma, la potencia

disipada por R38 es: $P38 = i_c^2 \cdot R38 = 395mW$. Por lo que R38 es de 0,5W y del 1%.

Además es necesario un transistor BJT de unión NPN cuya corriente de colector sea superior a 134mA. El transistor que cumple esta exigencia es el **BD139** de 1,5 A.

Cuando la salida del comparador está a nivel alto, entonces la tensión en el punto de unión de R34 y R37 es +15V. Con R37 se logra una corriente de base bastante elevada para llevar el transistor a la saturación y tener tensión colector emisor próxima a 0V.

De las especificaciones del transistor, se necesita una corriente de base, $i_B \geq 900\mu A$. Si en saturación, la tensión base-emisor, $V_{BE}=0,7V$, entonces R37 vale:

$$R37 \leq \frac{15 - 0,7}{0,9 \cdot 10^{-3}} = 15,88k\Omega, \text{ un valor nominal menor al exigido es } 15k\Omega.$$

R38 es de 0,5W de potencia y del 1% de tolerancia.

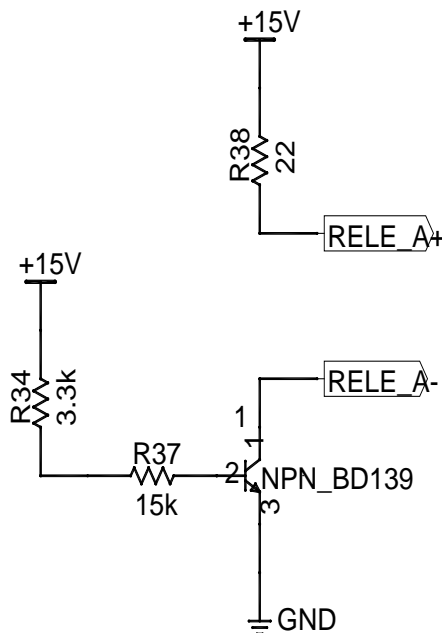


Fig.2.52. Circuito de excitación de la bobina del relé.

La segunda función se consigue con el circuito de la figura 2.53: se realiza un comparador básico inversor. Así, cuando la salida del comparador de histéresis está a nivel bajo, la salida ARRANQUE_ON se pone a nivel alto e imponiendo la condición de arranque (**ver pág.59**).

De la figura 2.53, el comparador utilizado es la segunda parte del **LM339**. La tensión de referencia se puede fijar a cualquier valor por encima de los 0V del nivel bajo. En este caso se ha utilizado el zéner **Z9 C5V1PH** con su resistencia **R35** de 2,2kΩ con la que se obtiene una corriente próxima a los 5mA nominales del zéner. Ambos, zéner y resistencia son de 0,5W y esta última del 1% de tolerancia. **R36** se fija para tener una corriente de salida de 5mA dado que la señal **ARRANQUE_ON** se envía a una puerta lógica de corriente máxima igual a 10mA. De esta forma:

$$R36 = \frac{+V_{cc} - (-V_{cc})}{i_{out}} = \frac{15 - 0}{5 \cdot 10^{-3}} = 3k\Omega. \text{ Se escoge una de } 3,3k\Omega, \text{ de } 0,5W \text{ y del } 1\%.$$

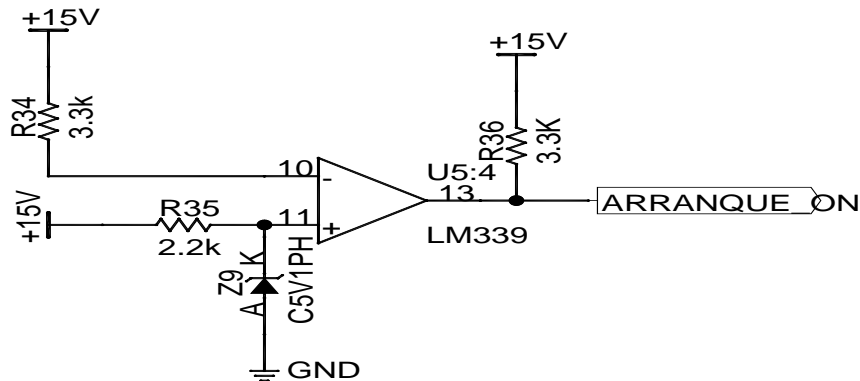


Fig.2.53. Circuito para encender o apagar el convertidor según la condición de arranque.

2.3.10.3. CIRCUITO DE HISTÉRESIS DE LA RAMA DE DISIPACION.-

Activar o desactivar la rama de disipación durante el frenado de la MCC de acuerdo a los límites de histéresis establecidos (**ver pág.90**). La comparación por histéresis es la misma que la de la figura 2.49 de característica igual a la de la figura 2.50. Igual que antes se tienen dos incógnitas $\alpha=R1/R2$ y V_{ref} que se obtienen resolviendo el sistema:

$$\begin{cases} \alpha(V_{inf\ erior} - V_{ref}) = V_{ref} - (-V_{cc}) \\ \alpha(V_{sup\ erior} - V_{ref}) = V_{ref} - (+V_{cc}) \end{cases}$$

El límite superior es de 400V y el inferior de 370V que en la señal corresponden a:

$$K_{sv} = \frac{10}{440} = 0,0227; V_{sup\ erior} = 400 \cdot 0,0227 = 9,1V; V_{inf\ erior} = 370 \cdot 0,0227 = 8,4V$$

El integrado utilizado es también el **LM339** utilizado anteriormente, por lo que la alimentación se realiza entre +15V y 0V. Así, el sistema de ecuaciones queda:

$$\begin{cases} \alpha(9,1 - V_{ref}) = V_{ref} - 0 \\ \alpha(8,4 - V_{ref}) = V_{ref} - 15 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \alpha = 21,2 \\ V_{ref} = 8,69V \end{cases}$$

Fijando $R1=1k\Omega$ se tiene $R2=21,2k\Omega$ cuyo valor nominal cercano es 21,3kΩ realizado con 18k y 3,3k en serie. Las tres resistencias son de 0,5W y del 1%.

Como en los comparadores anteriores, la V_{ref} se obtiene de la tensión de alimentación con un zéner y su respectiva resistencia en serie. Con las pruebas oportunas del circuito de la figura 2.46, la tensión de referencia se consigue con un zéner **C8V2PH** y una resistencia de 220Ω de 0,5W y del 1%. La resistencia de pull-up de la salida se escoge igual que antes por lo que su valor es de 3,3kΩ de 0,5W y del 1% de tolerancia.

Finalmente, la configuración del circuito de histéresis se muestra en la figura 2.54.

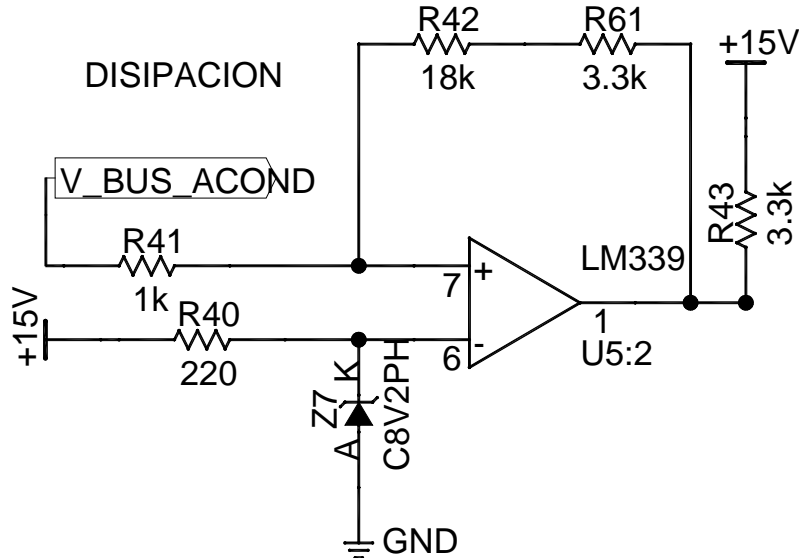


Fig.2.54. Circuito de histéresis para la rama de disipación.

El funcionamiento de la rama de disipación se condiciona al encendido del convertidor. Es una condición lógica ya que si el PUENTE EN H está apagado, la MCC no está alimentada y por tanto no es necesario activar la rama. Para ello, se utiliza una puerta lógica que activa la rama si la tensión de bus supera el límite superior de histéresis y además el convertidor está encendido: se usa una puerta AND. El integrado elegido es el **4081B** de la familia **HEF** de 4 partes. Dado que los niveles alto y bajo del comparador son de +15V y 0V respectivamente, no se deben recortar ya que la alimentación del **4081B** se encuentra entre +15V y 0V igualmente. Así, el circuito que condiciona el funcionamiento al encendido se muestra en la figura 2.55. La señal de ENCENDIDO en la entrada de la puerta AND se obtiene de una báscula que se estudia posteriormente (ver **pág.119**). La salida, DISIPACION, se envía al driver del IGBT de la rama y además al circuito de visualización para encender un LED indicador.

- ✓ **Es importante colocar las entradas de las puertas lógicas no usadas a un valor fijo ya que pueden influir en el comportamiento de las puertas vecinas. En este caso, dado que sólo se utiliza una parte del integrado, las otras tres se han referido a tierra.**

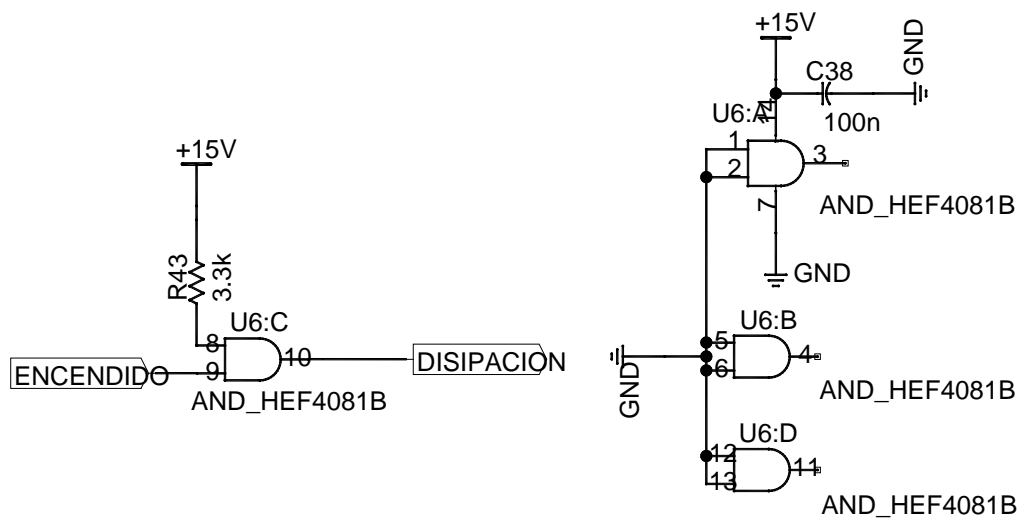


Fig.2.55. Circuito que condiciona el funcionamiento de la rama de disipación al encendido del convertidor.

2.3.10.4. PROTECCIÓN DE SOBRETENSIÓN

Apaga el convertidor si se supera el límite de tensión continua del bus fijado en 430V (ver pág.90). El circuito de esta protección ordenadamente está formado por:

- Un comparador analiza en todo momento si la tensión supera o no los 430V.
- Un biestable que permite visualizar la activación de la protección. De él se hablara más adelante (ver pág.120).

El comparador es la cuarta parte del integrado **LM339** utilizado en la histéresis de arranque alimentado entre +15V y 0V y su configuración es uno básico no inversor según la figura 2.42 cuya salida se muestra en la figura 2.44 (ver pág.109). Así, el circuito implementado se muestra en la figura 2.56.

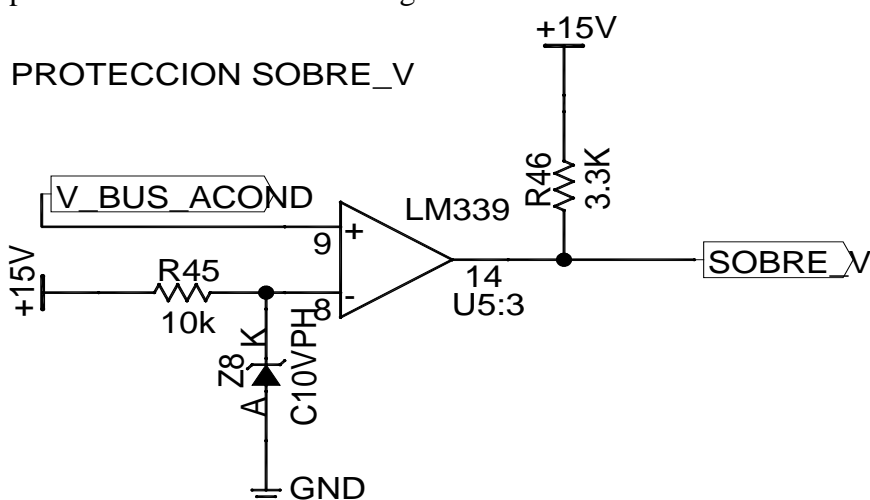


Fig.2.56. Implementación del circuito de la protección electrónica de sobretensión.

La tensión de referencia, nuevamente, se establece a partir de la tensión de alimentación con el zéner, Z8, y su respectiva resistencia en serie, R45. El valor límite es 430V que

equivalen a: $K_{sv} = \frac{10}{14} = 0,0227$; $V_{ref} = 430 \cdot 0,0227 = 9,76V$. Realizando las pruebas

oportunas del circuito de la figura 2.46, se eligen Z8 el **C10VPH** y R45 de 10k Ω , 0,5W con una tolerancia del 1%. El valor de R46 limita, nuevamente, la corriente de salida a 5mA de forma que su valor es el mismo de comparadores anteriores, 3,3k Ω .

2.3.10.5. PROTECCIÓN DE BAJA ALIMENTACIÓN.-

Todos lo integrados se alimentan a tensiones entre -15V y +15V. Además existen los drivers, dimensionados posteriormente, alimentados a este rango de tensiones. Si por algún motivo, la alimentación disminuye de valor, la tensión puerta-emisor necesaria para disparar los IGBTs podría disminuir hasta el valor en el que éste trabaje en la zona lineal y no en saturación. En esta zona, las pérdidas serían enormes, y esto conllevaría la destrucción del IGBT por calor. Además, los integrados no funcionarían correctamente, ya que los valores de entrada se recortan al valor de alimentación si son mayores que esta. Además los valores de salida también se sitúan en el rango de alimentación.

Por estos motivos, se implementa un circuito que permite apagar el sistema si la tensión de alimentación de señal es inferior a cierto límite. El circuito está formado por:

- Un comparador cuya salida se pone a nivel alto si la tensión de alimentación es inferior a 12V.
- Un biestable que permite visualizar la activación de la protección. De ésta se hablará más adelante (**ver pág.120**).

El circuito del comparador se muestra en la figura 2.57.

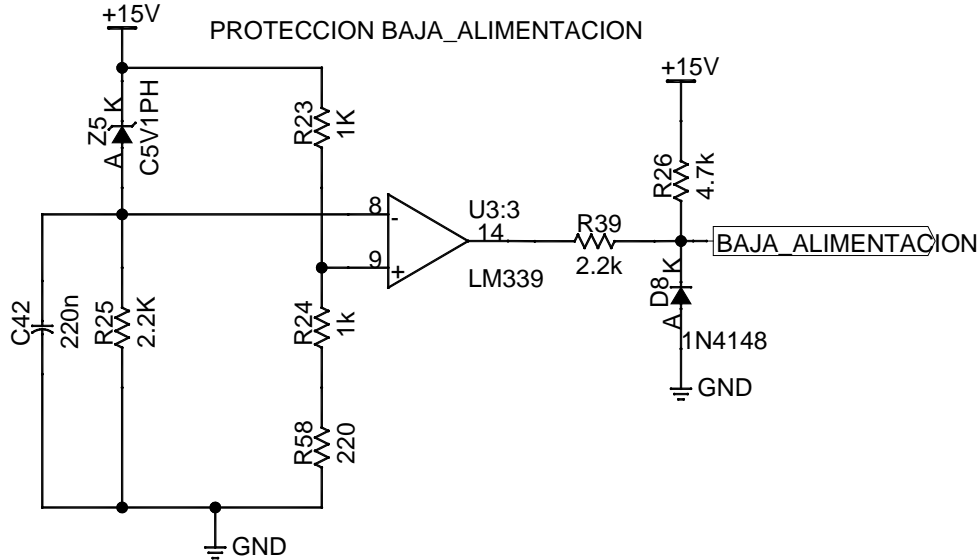


Fig.2.57. Circuito de protección de baja alimentación de señal.

Se utiliza la tercera parte del **LM339** utilizado en la protección de sobrecorriente que se alimenta a $\pm 15V$. Ya que su salida se lleva a una puerta lógica es necesario tener niveles alto y bajo en +15V y 0V respectivamente. Por ello, se implementa a la salida el mismo circuito que en la protección de sobrecorriente. Está formado por R39 y R26 de 2,2k y 4,7k respectivamente de 0,5W y del 1% y D8 es el **1N4148**.

La salida del comparador se pone a nivel alto si: $V+ > V-$. La evolución de ambas tensiones se muestra en la figura 2.58. $V-$ evoluciona igual que la tensión de alimentación pero reducida en la tensión zéner de Z5. Por su parte, $V+$ es proporcional a la alimentación por el divisor resistivo que se tiene con R24 y R58.

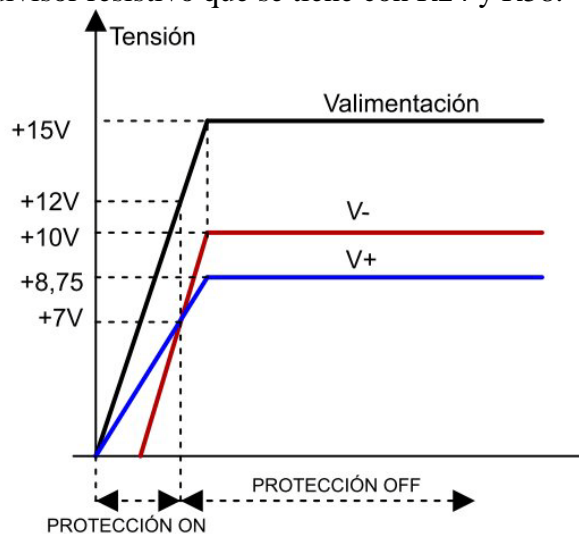


Fig.2.58. Evolución de las tensiones $V+$ y $V-$ del comparador con respecto a la tensión de alimentación.

Con Z5 en 5,1V, si la alimentación es de +15V, en V+ se tiene 10V. R25 limita el valor de corriente por el zéner para tener una corriente próxima a la nominal, 5mA. Así, R25 es de 2,2kΩ, 0,5W de potencia y del 1%. C42 estabiliza V+. Su valor se escoge entre los típicos utilizados para capacidades de estabilización cerámicas, entre 100nF y 200nF, escogiendo uno de 200nF. En cuanto al valor de V-, su valor se calcula por regla de tres dada la proporcionalidad dada por el divisor:

$$\begin{aligned} 12V - 7V \\ 15V - x \rightarrow x = 8,75V \end{aligned}$$

Con este valor se obtiene la relación entre R23 y el conjunto R24-R58 (Rx) para tener 8,75V cuando la alimentación es +15V:

$$V- = +V_{cc} \cdot \frac{R_x}{R_x + R_{23}} \Rightarrow 8,75 = 15 \cdot \frac{R_x}{R_x + R_{23}} \Rightarrow R_x = 1,46 \cdot R_{23}$$

Con R23 en 1kΩ se obtiene Rx=1,46kΩ cuyo valor nominal es de 1,42kΩ que se obtiene con R24 y R58 de 1kΩ y 220Ω respectivamente de 0,5W y del 1%.

2.3.10.6. BÁSCULAS DE ENCENDIDO Y APAGADO.-

En el apartado 1.5.3 (ver pág.59) se fijaron las condiciones para el encendido y apagado del convertidor. Dado que en el apagado se da la condición lógica “Ó” se utilizan puertas OR cuyas entradas son:

- SOBRE_I, señal obtenida de la puerta OR de la protección de sobrecorriente.
- ARRANQUE_ON, señal obtenida del circuito de histéresis del arranque.
- SOBRE_V, señal obtenida del comparador de la protección de sobretensión.
- BAJA_ALIMENTACION, señal obtenida del comparador de la protección de baja alimentación de señal.
- ESTADO_DRIVERS, señal que informa del estado de los drivers .
- PARO, señal enviada por el pulsador de paro.

La configuración del circuito se muestra en la figura 2.59. Se utilizan las 3 puertas OR restantes del 4071B utilizado en la protección de sobrecorriente. La alimentación se realiza a +15V y 0V con su condensador de estabilización de 100nF cerámico. D5, D6 y D7 evitan un cortocircuito entre las salidas de las 3 puertas y son del tipo 1N4148.

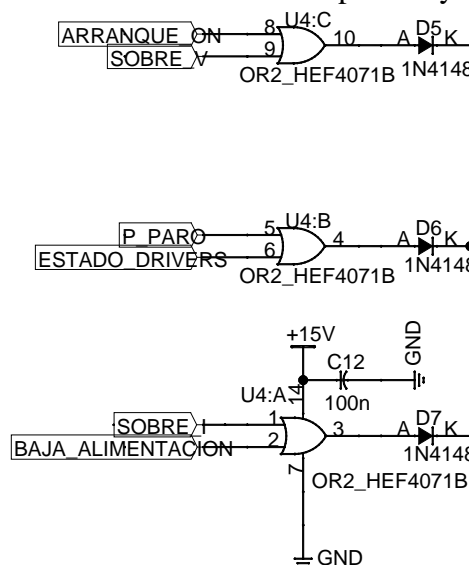


Fig.2.59. Circuito lógico que da lugar al apagado del convertidor.

La etapa definitiva que apaga y enciende el convertidor y permite visualizar la activación de las protecciones electrónicas está formada por básculas biestables. El estado de memoria del biestable mantiene apagado el convertidor mientras no se envíe una señal de RESET para borrar el estado de sus salidas, siempre y cuando no se tenga ningún error activado por la activación de alguno de los mecanismos electrónicos.

El integrado utilizado es el **MC14013** formado por 2 básculas que, según la tabla de verdad de sus especificaciones, pueden funcionar de varias formas. En esta aplicación la báscula debe funcionar de la siguiente manera:

- En el momento de arrancar, no se debe visualizar la activación de ninguna protección ni la indicación del encendido del convertidor.
- Después del arranque y pulsando el botón de RESET, el PUENTE EN H debe ponerse a funcionar normalmente siempre que no exista ningún error activado.
- Si se activa cualquier error o se pulsa PARO, el convertidor debe apagarse.
- Si se pulsa RESET mientras existe un error o al mismo tiempo se pulsa PARO, el convertidor debe mantenerse apagado.
- Si se pulsa RESET en ausencia de errores, el convertidor vuelve a funcionar.

Lo anterior se cumple con la tabla de verdad 2.3 resumida de las especificaciones.



ENTRADAS				SALIDAS	
CLOCK(CLK)	DATA (D)	RESET(R)	SET(S)	Q	\bar{Q}
	1	0	0	1	0
	X	0	0	Q(No cambio)	\bar{Q} (No cambio)
X	X	1	0	0	1

Tabla 2.3. Tabla de verdad de la báscula biestable. X=Condición de indiferencia.

Del funcionamiento descrito se deben tener dos tipos de básculas:

- La primera debe indicar el encendido ó apagado del convertidor.
- La segunda es un conjunto de básculas. Cada una actúa para visualizar la activación de las protecciones correspondientes.

La configuración de la primera se muestra en la figura 2.60. Los errores obtenidos a la salida de las 3 puertas OR se llevan a R de la báscula. La señal de RESET enviada por su pulsador se envía a CLK. Q corresponde con la señal de ENCENDIDO visualizada con un LED que indica el encendido o apagado del convertidor. \bar{Q} es la señal de APAGADO utilizada para descargar el condensador de la integral del PI.

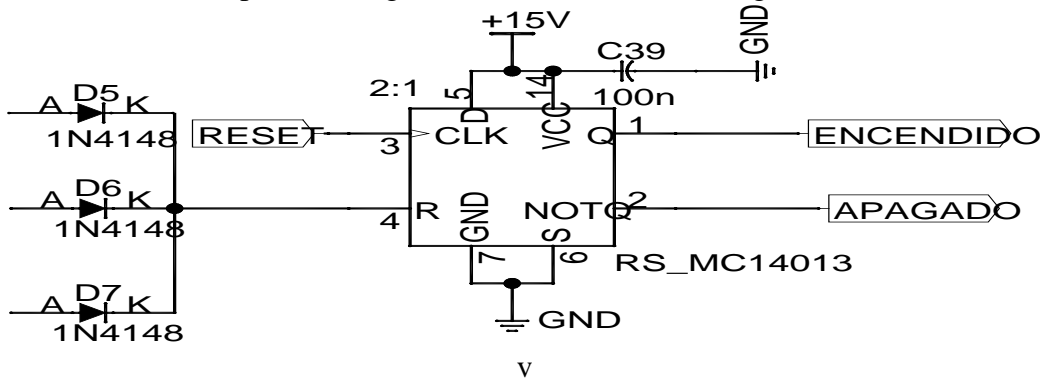


Fig.2.60. Báscula que indica el encendido y apagado del convertidor.

La configuración del segundo tipo se muestra en la figura 2.61 que comparada con la figura 2.60, es la misma que la primera báscula. A diferencia de la anterior, en estas básculas se envía un solo error a R que corresponde con cada protección electrónica. Ordenadamente estos errores son: SOBRE_I, SOBRE_V, BAJA_ALIMENTACION y ESTADO_DRIVERS. La báscula 4:2 se configura para evitar que interfiera en el funcionamiento de su báscula vecina 4:1.

La báscula 3:2 correspondiente con la protección de BAJA_ALIMENTACION tiene en R la señal de error pasada por un filtro paso-bajo usado para evitar la activación de esta protección en el arranque. Como se verá más adelante (**ver pág.148**), existe un transformador cuyo circuito magnético tiene un retardo de carga, por lo que existe un tiempo de retraso desde que se alimenta el transformador hasta que se carga toda la circuitería de señal. Esto conlleva a que se active la protección de baja alimentación lo que se considera un funcionamiento incorrecto de la protección.

Para evitar su activación, se utiliza un circuito de retardo o filtro paso-bajo formado por R27 y C13. R27 se dimensiona para una corriente menor a 5mA por R de la báscula: su valor es 3,3kΩ. Con R27, el valor de C13 se dimensiona para tener una constante de tiempo mayor que la duración del nivel alto de la señal BAJA_ALIMENTACION. Como se verá más adelante (**ver pág.148**), a la salida del transformador existe un rectificador para conseguir tensión continua. A su salida se tienen condensadores de estabilización que se cargan al valor pico de los pulsos positivos de período 10mseg. Teniendo en cuenta el retardo de carga del circuito magnético y el de los condensadores, se puede utilizar un margen de seguridad de 2, por lo que la duración del error se aproxima a 20mseg.

Así, la constante de tiempo debe ser mucho mayor que 20mseg. Se establece que:

$$\tau = 5 \cdot t_{error} = 100mseg \Rightarrow \tau = R27 \cdot C13 \Rightarrow C13 = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{3,3 \cdot 10^3} = 30\mu F$$

Se elige un condensador electrolítico de 33μF, 63V.

\bar{Q} envía las señales de activación de las protecciones a un circuito de visualización formado por cuatro LEDS que indican la activación de su protección correspondiente.

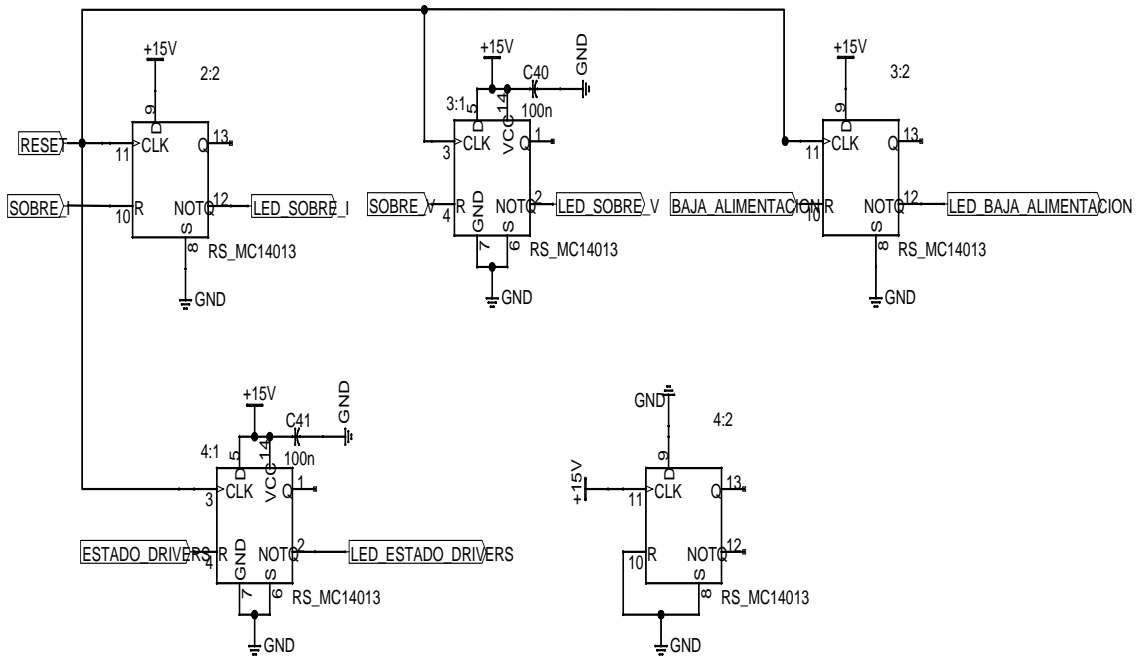


Fig.2.61. Básculas para visualizar la activación de las protecciones electrónicas.

2.3.10.6.1. PULSADORES RESET Y PARO.-

El pulsador de RESET enciende el convertidor siempre y cuando no existan errores en el sistema, mientras que el pulsador de PARO apaga el convertidor después de un funcionamiento normal, es decir si antes no se apaga por la activación de algún error.

La configuración básica de ambos pulsadores se muestra en la figura 2.62.

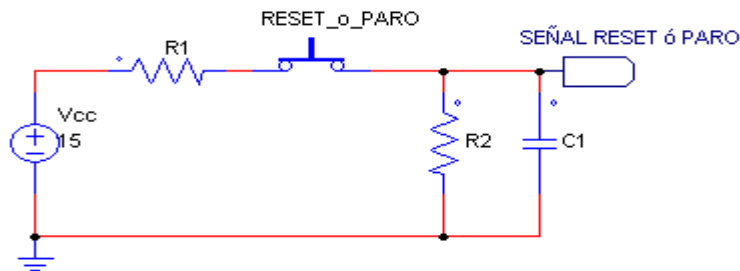


Fig.2.62. Configuración individual de los pulsadores RESET y PARO.

Los pulsadores están normalmente abiertos, su accionamiento permite la carga de C1 según el circuito de primer orden que forma con R1 y R2 a un valor próximo a Vcc. Cuando los pulsadores se abren, C1 se descarga por R2 hasta 0V para volver a cargarse en un posterior accionamiento de un pulsador u otro.

Cuando el pulsador se acciona, se pretende que C1 se cargue rápidamente. Para ello, se desprecia la influencia de R2 en la carga de forma que se dimensiona R1. Su valor se fija para tener una corriente inicial igual o menor a 5mA, ya que en este instante toda ella circula por las entradas de las puertas lógicas o básculas. De esta forma:

$R1 = \frac{V_{cc}}{i_{inicial}} = \frac{15}{5 \cdot 10^{-3}} = 3k\Omega$ cuyo valor nominal es de 3,3k Ω . La constante de carga debe ser mucho menor que la duración del accionamiento del pulsador. Se ha comprobado que una persona tarda un tiempo mínimo de 1mseg desde que pulsa hasta que deja de pulsar. En principio se fija lo siguiente:

$\tau_{carga} = \frac{t_{pulsar}}{10} = 100\mu seg \Rightarrow C1 = \frac{\tau}{R2} = 33nF$. Se tiene en cuenta que R1-C1 actúa también como un filtro paso-bajo cuya frecuencia de corte debe ser próxima a la del lazo de corriente, 500Hz para evitar la atenuación en el valor de tensión de C1. Con lo calculado anteriormente, se consigue una frecuencia de corte de 1461Hz. Para asegurar, un buen funcionamiento de los pulsadores se coloca la frecuencia de corte en 500Hz de forma que C1 es: $C1 = \frac{1}{2\pi \cdot fc \cdot R1} = 96nF$ cuyo valor nominal más próximo es 100nF.

Así, el condensador tarda en cargarse 4τ : $t_{carga} = 4 \cdot R1 \cdot C1 = 1,32mseg$.

Una vez se deja de pulsar, se pretende que C1 se descargue de forma más lenta. Su descarga se produce por R2 y la constante de descarga se fija en 2mseg. Así que:

$\tau_{descarga} = R2 \cdot C1 \Rightarrow R2 = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-9}} = 20k\Omega$ cuyo valor nominal inferior más cercano es

de 18k Ω . En este caso la frecuencia de corte del nuevo filtro es de 88Hz: la tensión del condensador no se atenúa para nada. Así, el tiempo de descarga de C1 es: $t_{descarga} = 4 \cdot R2 \cdot C1 = 7,2mseg$, 6 veces mayor que el de carga. Las resistencias son de 0,5W y del 1% de tolerancia. El condensador es de tipo cerámico.

Para aclarar mejor el funcionamiento del circuito y realizar unos cálculos más exactos se analiza el circuito de otra forma.

En el accionamiento del pulsador se puede ver a C1 como una carga alimentada por R2 y R1: se puede obtener el equivalente Thevenin en los terminales de R2. La tensión vista en R2, tensión Thevenin, se obtiene por el divisor resistivo:

$V_{R2} = V_{th} = V_{cc} \cdot \frac{R2}{R2 + R1} = 15 \cdot \frac{18}{18 + 3,3} = 12,64V$. La resistencia thevenin vista en R2

se obtiene cortocircuitando la alimentación, por lo que:

$R_{th} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{18 \cdot 3,3}{18 + 3,3} = 2,79k\Omega$. Así, el Thevenin obtenido se muestra en la figura

2.63 de la que se tiene: $\tau_{carga} = 2,79 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} = 279\mu seg \Rightarrow t_{carga} = 1,12mseg$, antes se obtuvo un tiempo de carga de 1,32mseg. Es decir, durante la carga del condensador R1 es mucho menor que R2 por lo que se puede despreciar esta última ya que prácticamente toda la corriente de carga va a pasar por C1 y no por R2. Del Thevenin se observa que la tensión a la que se carga C1 no es +15V sino 12,64V.

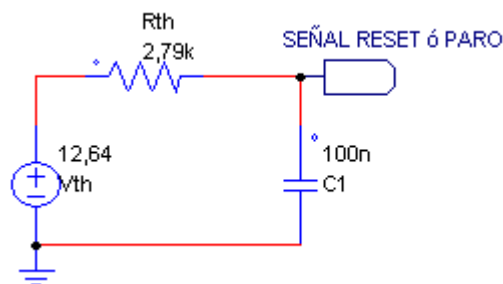


Fig.2.63. Equivalente Thevenin durante el accionamiento de un pulsador.

En conclusión, el equivalente Thevenin permite afirmar que la aproximación hecha al principio es adecuada para dimensionar los elementos del circuito.

El circuito práctico se muestra en la figura 2.64. La señal P_COMUN se envía desde el conector U7 a los dos pulsadores que al accionarse envían ó la señal de RESET o la de PARO a las básculas y puertas lógicas respectivamente.

Se destaca que del RESET se obtiene la señal RESET DRIVER después de la R62 que limita la corriente de base del transistor a la que se lleva esta señal. RESET_DRIVER borra cualquier error producido en los drivers.

Los pulsadores utilizados se muestran en el apartado 3.4 (ver pág.154).

CONECTORES DE PULSADORES

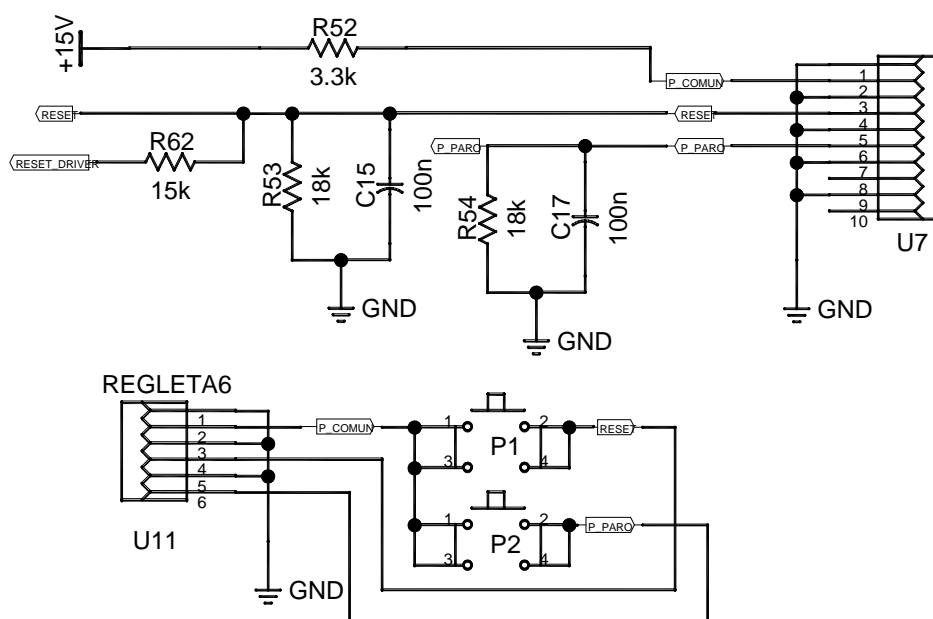


Fig.2.64. Conexión de los pulsadores y de sus respectivas señales de RESET Y PARO.

En los apartados anteriores se han explicado los circuitos de la parte de control, sin embargo, sus salidas y entradas se llevan por medio de conectores no incluidos en estos apartados. Para un mayor conocimiento de los conectores utilizados se recurre al plano 2 del anexo.

2.4. CIRCUITOS DE VISUALIZACIÓN:

2.4.1. CIRCUITO DE DIODOS LEDS.-

Indica las siguientes condiciones de funcionamiento:

- ✓ El encendido o apagado del convertidor.
- ✓ La activación de las protecciones electrónicas.
- ✓ El funcionamiento de la rama de disipación.

Para el encendido de un LED existe una resistencia limitadora de corriente que también evita que el diodo soporte toda la tensión de alimentación. En conducción, un LED tiene una caída de tensión igual a la del resto de diodos: 0,7V. La tensión de alimentación es +15V y la corriente en conducción se fija en un valor igual o inferior a 7mA. Así la resistencia del LED será: $R_{LED} = \frac{+15 - 0,7}{7 \cdot 10^{-3}} = 2k\Omega$. Se usa una resistencia de 2,2kΩ de

0,5W y del 1% de tolerancia que permite tener una corriente menor a 7mA.

El circuito práctico de los 6 LEDS utilizados se muestra en la figura 2.65. Con un conector U9 se envían las señales desde el circuito de control al de LEDS donde se conectan a las resistencias limitadoras desde el conector U10.

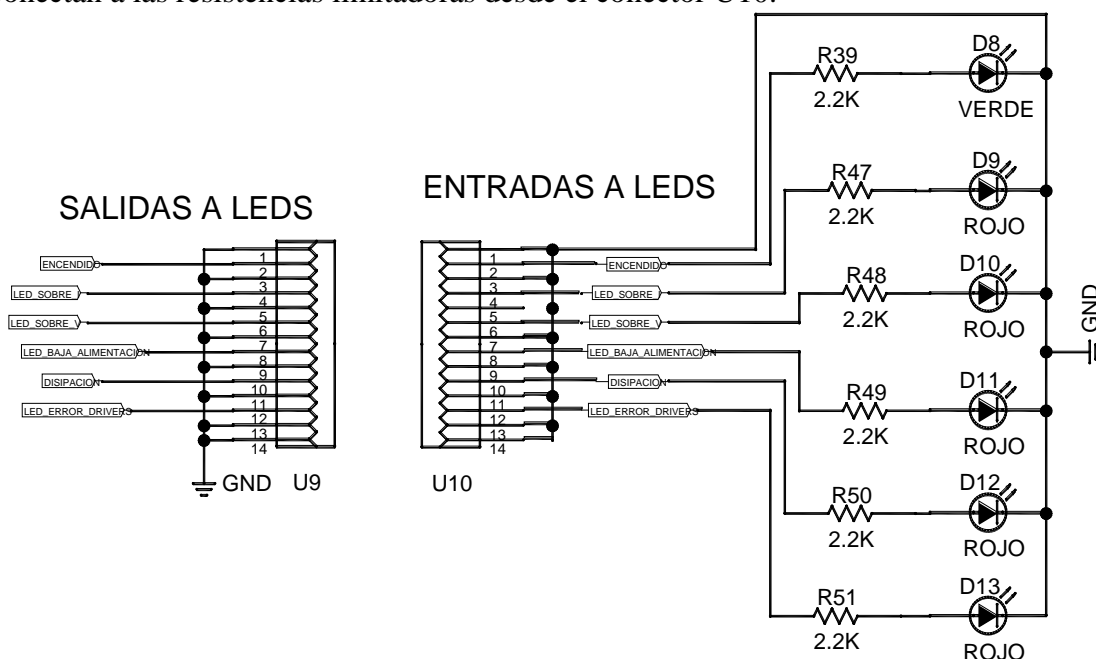


Fig.2.65. Circuito de visualización de los diodos LEDS.

2.4.2. CIRCUITOS DE DISPLAYS DE MEDIDA.-

Permite conocer el valor de las medidas de corriente de armadura y tensión de bus.

Básicamente está formado por dos pantallas LCD escogidas del mercado según las necesidades siguientes:

- La medida de corriente se dé con dos dígitos decimales. Además, deben observarse dos dígitos enteros ya que se tienen decenas de amperios. Se tenga un indicador de signo negativo para medidas de corriente negativas.
- La medida de tensión se dé con 3 dígitos enteros por las centenas de voltios.
- El fondo de pantalla se ilumine para ver las medidas en un ambiente poco iluminado.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

- Opcionalmente, se observen las unidades de medida: A de amperios y V de voltios.
- La alimentación de ambas pantallas se haga con $\pm 15V$.

Se eligió la pantalla denominada **OEM24L-DPM** comprada en Farnell y fabricada por Ander Electronics. Su código Farnell es 1186906 y sus características principales son:

- ✓ Tensión de alimentación máxima de 10V.
- ✓ Voltímetro de $3^{1/2}$ dígitos.
- ✓ Escala máxima de entrada de 199,9mV.
- ✓ Luz de fondo con LED VERDE.
- ✓ Tensión nominal para la luz de fondo de 5V.
- ✓ 10 anunciadores seleccionables de forma manual, entre ellos V y A, y el signo menos que se indica de forma automática.

El resto de características así como los pines que constituyen el circuito de la pantalla se pueden observar en las especificaciones de la pantalla del anexo.

Elegida la pantalla, se procede a configurar su circuito para conseguir las medida de corriente y tensión con cada una. En las especificaciones del display se observan varias configuraciones según la medida de entrada. En esta aplicación, las medidas de entrada son tensiones continuas por lo que la configuración elegida es la de medida de tensión continua mostrada en la figura 2.66 recogida de las especificaciones.

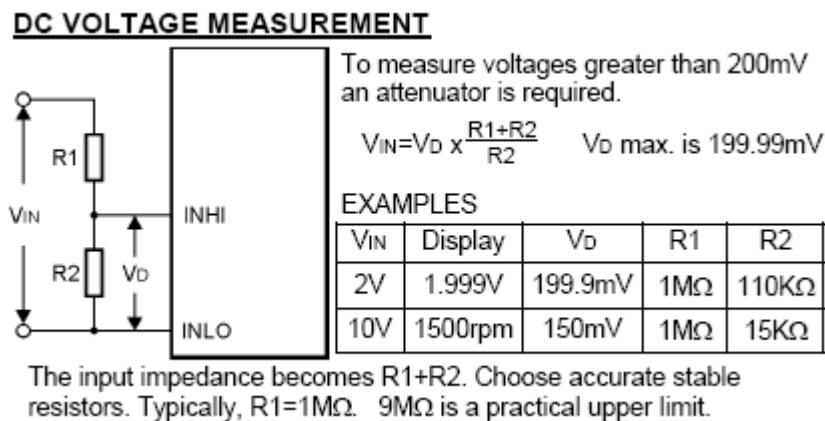


Fig.2.66. Configuración de la pantalla para introducir medidas de tensión continua.

Según la figura 5.67, se introduce una medida V_D que se muestra en la pantalla multiplicada por 10. Su valor máximo es de 199,9mV mostrada como 1,999V.

Dado que las medidas filtradas y acondicionadas tienen un valor mayor a los 199,9mV de entrada se utiliza un divisor resistivo R₁-R₂ según la figura 2.66. R₁ debe ser alta. El fabricante recomienda que sea de 1MΩ.

A continuación se dimensiona el divisor para la medida de la tensión de bus. La tensión máxima del bus se fijó en 440V que corresponden a los 10V de señal. Luego en la pantalla se deben tener 440mV que implican tener 44mV en V_D . Por tanto la expresión del divisor queda: $V_D = V_{señal} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow 44\text{mV} = 10\text{V} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Fijando R₁ se obtiene

R₂. R₁ debe ser elevada pero con su valor se debe conseguir que R₂ pueda ser realizable con los valores nominales existentes. Por ello, se obtienen diferentes valores de resistencias para llegar a los siguientes: $R_1 = 560\text{k}\Omega$; $R_2 = 2474\Omega$. El valor nominal

más cercano de R2 es de 2470Ω que se realiza con dos resistencias de precisión de 2,2kΩ y 270Ω de 0,5W de potencia. R1 es de 0,5W y tolerancia del 1%.

Posteriormente se dimensiona el divisor para la medida de corriente. La corriente de 14 A corresponden a 10V de señal. Con dos dígitos decimales la medida es de 14,00 A. La corriente máxima de 17 A se leerá 17,00 A. Con 14 A en la pantalla se deben tener 1400mV ó 1,4V que implican tener 140mV en V_D. Por tanto la expresión del divisor queda:

$$V_D = V_{señal} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow 140mV = 10V \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$$

Realizando el mismo procedimiento que antes se consiguen R1 y R2: R1 = 100kΩ; R2 = 1419,88Ω. El valor nominal más cercano de R2 es de 1420Ω realizada con dos resistencias de precisión de 1,2kΩ y 220Ω de 0,5W de potencia. R1 es de 0,5W y tolerancia del 1%.

Seguidamente, se establece la configuración de ambos displays según sus especificaciones y necesidades de este PFC. La alimentación se realiza a ± 5V ya que el LED de la luz de fondo se alimenta a +5V. Además con la alimentación negativa se permite que V_D tenga valores negativos como es el caso en la medida de corriente.

La configuración del circuito del display de tensión se muestra en la figura 2.67.

Se ha realizado la configuración de la figura 1 (**ver hoja de especificaciones**). Los pines LMP+ y LMP- forman parte del LED de la luz de fondo. El resto se pueden consultar de las especificaciones.

Aunque en la figura no se incluye, también se ha activado el indicador de la unidad de tensión, **V**, siguiendo las instrucciones de las especificaciones.

La configuración del circuito del display de corriente se muestra en la figura 2.68. Su configuración es igual a la del display de tensión a la que se añade la activación del pin DP2 que indica el punto decimal para visualizar dos decimales. También se activa el indicador de la unidad de corriente, **A**.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

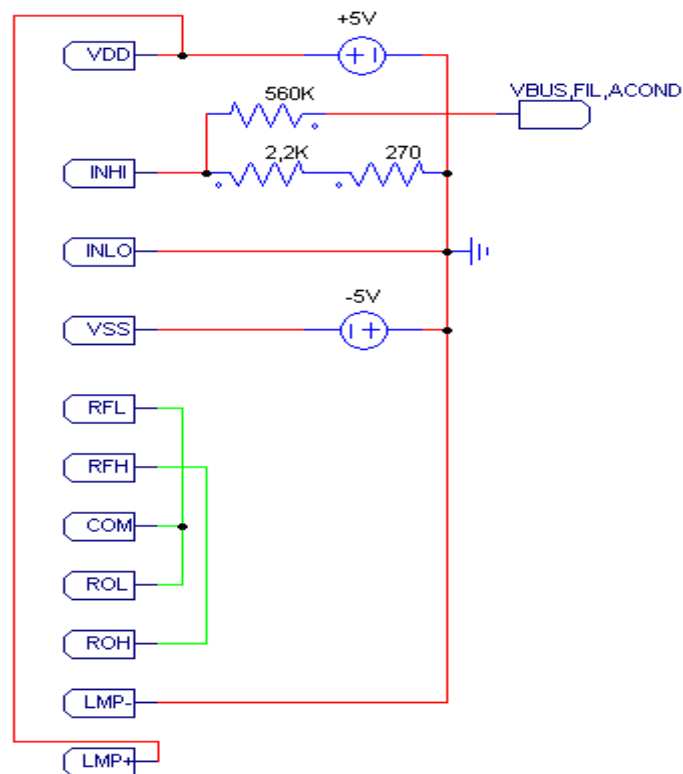


Fig.2.67. Configuración del circuito del display de la tensión del bus de continua.

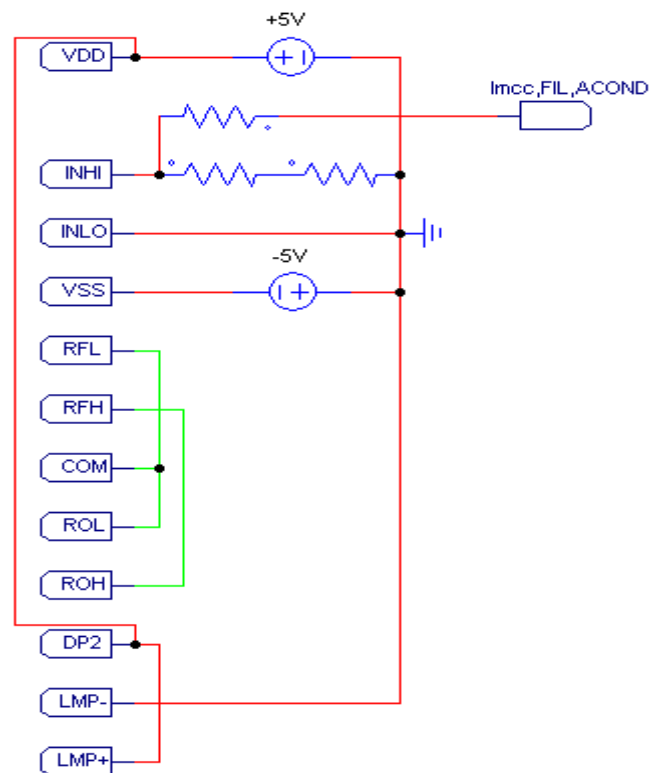


Fig.2.68. Configuración del circuito del display de la corriente de armadura.

2.5. CIRCUITO DE DRIVERS.-

El circuito de drivers permite acondicionar los disparos de los IGBTs de las 2 células de conmutación del PUENTE EN H y el del IGBT de la rama de disipación.

En teoría son necesarios 5 drivers. En la práctica se utiliza el módulo denominado **2SD106AI DUAL SCALE DRIVER CORE** de **CONCEPT**.

De aquí en adelante se le llamará **DRIVER CONCEPT**. Este módulo consta de 2 canales que permiten disparar 2 IGBTs respectivamente: serán necesarios **3 DRIVER CONCEPT** para disparar los 5 IGBTs existentes.

En los siguientes apartados se describe la estructura y configuraciones posibles del DRIVER CONCEPT. Después se procede a dimensionar sus elementos necesarios.

2.5.1. ESTRUCTURA DEL DRIVER CONCEPT.-

El módulo está formado por 20 pines: 12 de entrada y 8 de salida de los que se tienen 2 grupos de 4 pines correspondiente con los 2 canales de disparo. Su estructura se muestra en la figura 2.69.

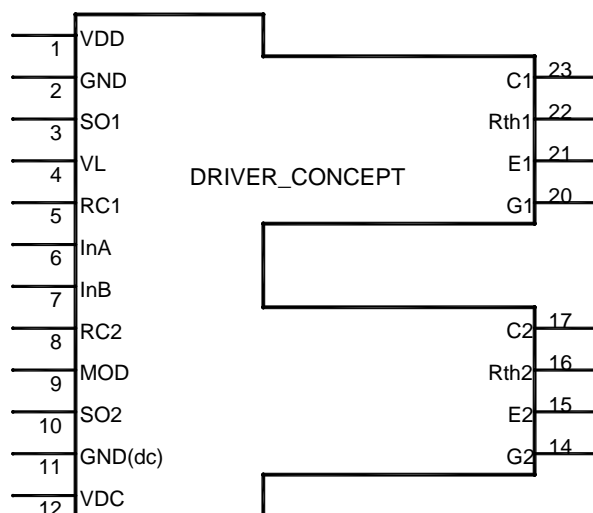


Fig.2.69. Estructura del DRIVER CONCEPT de dos canales.

Los pines de entrada son:

- ✓ *VDD*, +15V de alimentación para los circuitos electrónicos internos del driver.
- ✓ *GND*, tierra de los circuitos electrónicos del driver.
- ✓ *SO1*, estado del canal 1.
- ✓ *SO2*, estado del canal 2.
- ✓ *VL/RESET*, define los niveles lógicos de tensión y borra errores con un RESET.
- ✓ *RC1*, circuito RC para definir el tiempo muerto del canal 1.
- ✓ *RC2*, circuito RC para definir el tiempo muerto del canal 2.
- ✓ *InA*, entrada A, disparo 1/disparos.
- ✓ *InB*, entrada B, disparo 2/disparos.
- ✓ *MOD*, selecciona el modo de funcionamiento.
- ✓ *GND(dc)*, tierra del convertidor DC/DC del módulo.
- ✓ *VDC*, +15V de alimentación del convertidor DC/DC del módulo.

Los pines de salida son:

- ✓ $G1$ ó $G2$, puerta del canal 1 o canal 2 respectivamente.
- ✓ $E1$ ó $E2$, emisor del canal 1 o canal 2 respectivamente.
- ✓ $C1$ ó $C2$, sensor de colector del canal 1 o canal 2 respectivamente.
- ✓ $Rth1$ ó $Rth2$, resistencia de referencia del canal 1 o canal 2 respectivamente.

Los valores principales de funcionamiento del este DRIVER CONCEPT son:

- ✓ $VDC=VDD=0$ a 15 Vdc de valor nominal.
- ✓ Nivel lógico de tensión de entrada=0 a VDD.
- ✓ Corriente de puerta, $I_G=-6$ a +6 A.
- ✓ Tensión de puerta con respecto al emisor, $V_{GE}=\pm 15V$.
- ✓ Tiempo de respuesta=300nseg.
- ✓ Tiempo de bloqueo=1seg.

El resto de valores se pueden consultar en las especificaciones del módulo en el anexo.

2.5.2. FUNCIONES DEL DRIVER CONCEPT.-

Para describir su funcionamiento básico se muestra el diagrama de bloques de la figura 2.70 recogido del “Manual De Aplicación Y Descripción Del DRIVER CONCEPT”.

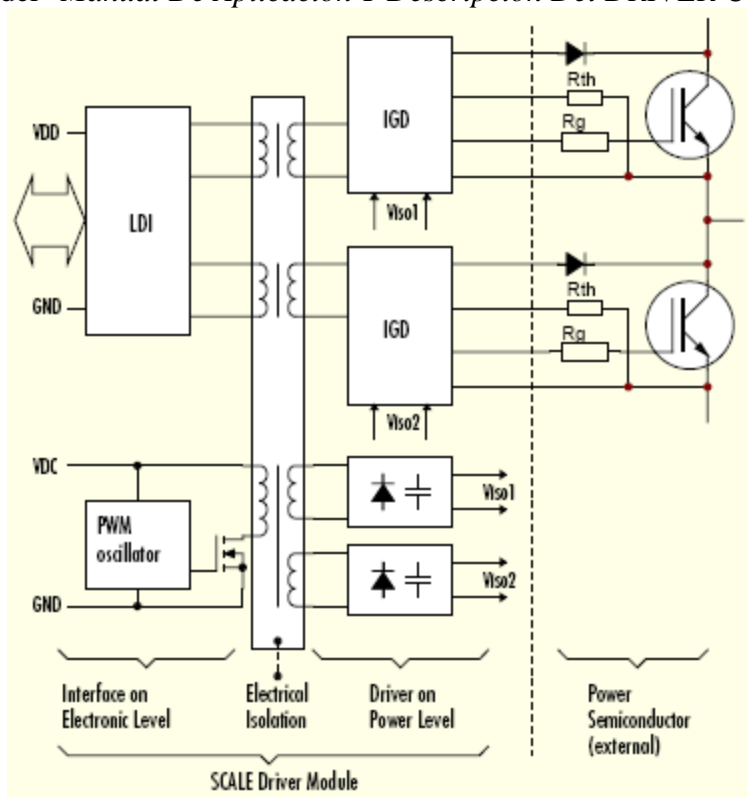


Fig.2.70. Diagrama de Bloques del DRIVER CONCEPT de 2 canales.

La etapa LDI (Logic to Driver Interface) de la figura 2.70 actúa con los disparos enviados por el circuito de control, procesando su información para enviarlos a los dos transformadores de pulsos correspondiente con cada canal de salida. El **transformador de pulsos brinda aislamiento galvánico** entre el circuito electrónico y el de potencia del driver. A la vez, se utiliza para enviar en dirección contraria la información de estado de cada canal al LDI cuyas principales funciones son:

- Creación de los niveles lógicos de los disparos de salida a partir de las señales de entrada. Esto se realiza con un comparador de Schmitt.

- Obtención de los tiempos muertos en el funcionamiento en medio puente.
- Codificación de las señales de disparo para ser transmitidas a través del transformador de pulsos.
- Evaluación de la información de estado recibida de los canales del driver que se procesa y se envía como una señal lógica reconocida por el usuario.

La etapa IGD (Intelligent Gate Driver) de la figura 2.70 recibe la información de los disparos que vienen del transformador de pulsos para reconstruir su forma original y amplificarlos. Estos disparos encienden y apagan el semiconductor introduciendo una corriente de puerta de varios amperios. Además la IGD presenta funciones de protección que evitan un funcionamiento del semiconductor con valores de operación peligrosos. Las funciones principales de la IGD son:

- Decodificación de las señales de disparo recibidas desde el transformador.
- Amplificación de las señales de disparo a los valores del semiconductor.
- Protecciones contra sobrecargas y cortocircuitos del semiconductor.
- Control de baja alimentación de los disparos del driver.
- Generación de los tiempos de respuesta y bloqueo. El **tiempo de respuesta transcurre desde que se envía la orden de encendido hasta que el semiconductor llega al estado de saturación**. Su duración se muestra en la figura 2.71. El **tiempo de bloqueo transcurre desde que se activa cualquier protección y su duración depende del tiempo en que se encuentren activadas dichas protecciones**. Durante este tiempo los canales del driver no aceptan ninguna señal de disparo.

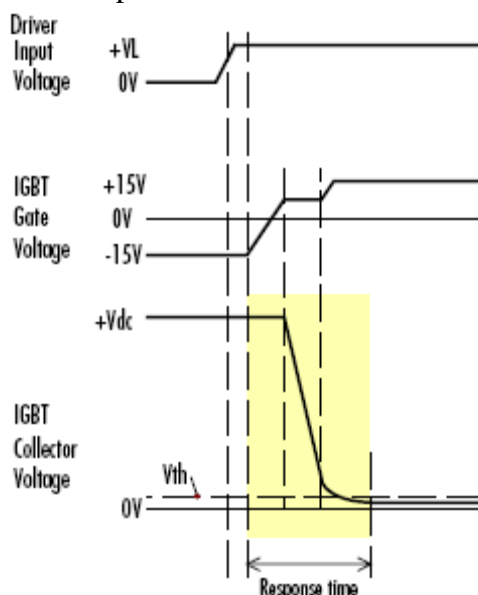


Fig.2.71. Encendido de un IGBT, duración del tiempo de respuesta (response time).

- Envío de la información del estado de los canales de salida al LDI.

A continuación se detallan las protecciones de la IGD:

- El control de baja alimentación mide el valor de las tensiones de disparo de los IGBTs para asegurar su funcionamiento en saturación. Bloquea los canales del driver si la tensión es menor a 11 ó 10V.

- La protección de sobrecorriente implementada con la resistencia R_{th} mide la tensión colector-emisor. El valor de V_{th} fijado con R_{th} es el umbral de activación de la protección que permanece inactivo en el tiempo de respuesta.
- Después de la activación de cualquier protección, en particular la de sobrecorriente, existe el tiempo de bloqueo para enfriar el semiconductor.
- En el momento que se activa la protección de baja alimentación o la de sobrecorriente se inicia el tiempo de bloqueo y en el siguiente flanco del disparo del semiconductor se envía la señal de error de la IGD al LDI según la figura 2.72. El LDI memoriza este error y lo envía al estado de salida del canal correspondiente cuya señal se pone a nivel bajo.
- Si pasado el tiempo de bloqueo no existe una señal de disparo, la señal de error sigue memorizada en el LDI que puede borrarse llevando la entrada VL/RESET a tierra. Sin embargo, la memoria de errores se borra automáticamente en el siguiente flanco de disparo posterior al tiempo de bloqueo según la figura 2.72.

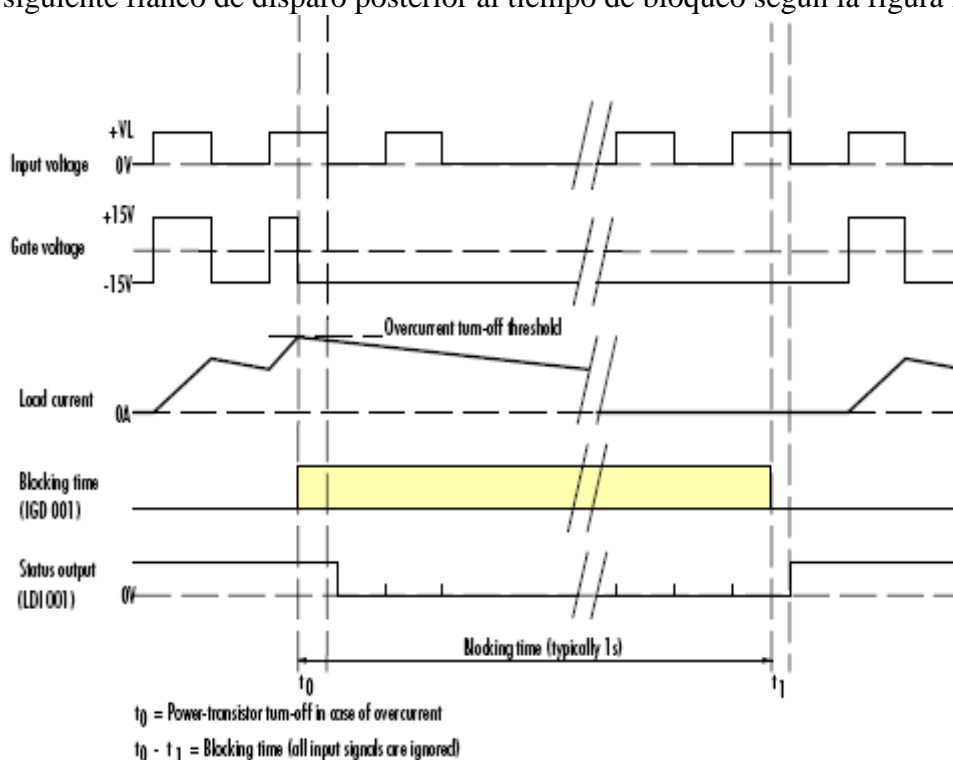


Fig.2.72. Tiempo de bloqueo (blocking time) después de la activación de la protección de sobrecorriente. En el instante t_0 , el IGBT se apaga debido a una sobrecorriente. El tiempo de bloqueo transcurre entre t_0 y t_1 .

El convertidor DC/DC de la figura 2.70 alimenta los dos canales de disparo del driver. Su aislamiento galvánico permite alimentar dichos canales de potencia con la alimentación V_{DC} situada en el circuito de señal.

2.5.3. CONFIGURACIONES DEL DRIVER CONCEPT.-

El DRIVER CONCEPT permite configurar sus dos canales para dos modos de funcionamiento: el **modo directo** y **modo en medio puente**.

El modo directo no obliga al bloqueo mutuo entre los disparos de los canales del driver. El modo en medio puente asegura el bloqueo de un disparo cuando el otro está activo. Para seleccionar una configuración solo es necesario conectar la entrada MOD según las

especificaciones. Una explicación más amplia de ambas configuraciones se realiza en los dos apartados siguientes.

2.5.3.1. CONFIGURACIÓN EN MODO DIRECTO.-

Permite disparar los dos canales del driver de forma independiente. Por ejemplo, permite usar reguladores que ya generen los tiempos muertos. O como se explica en el “Manual De Aplicación Y Descripción Del DRIVER CONCEPT” permite realizar un convertidor medio puente asimétrico según la figura 2.73.

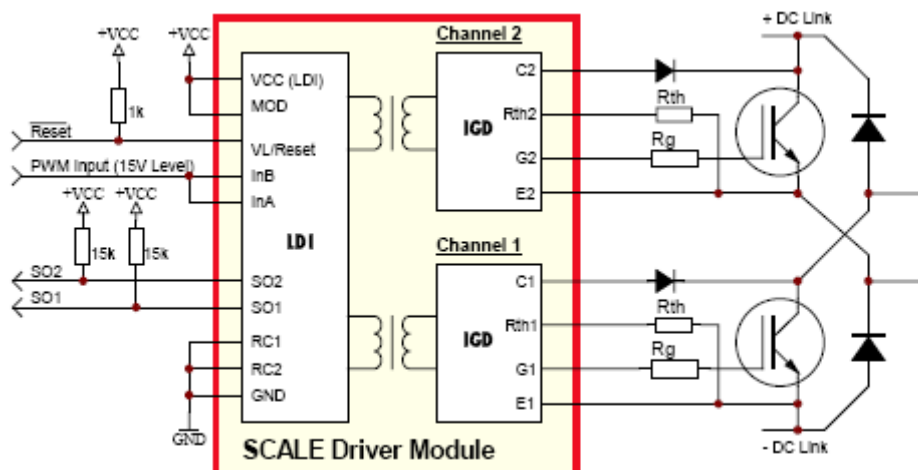


Fig.2.73. Convertidor medio puente asimétrico con la configuración en modo directo.

En esta aplicación las entradas se encuentran conectadas a la misma señal de disparo por lo que los 2 IGBTs disparan de la misma forma. La característica de funcionamiento se observa en la figura 2.74. La entrada VL/RESET se conecta a la alimentación a través de una resistencia PULL-UP. Las señales de disparo PWM de las entradas InA e InB tienen un nivel de 15V. Los estados de salida SO1 y SO2 se conectan de forma independiente para saber el canal en el que se produce errores.

Este modo de funcionamiento se obtiene **conectando la entrada MOD a +Vcc y RC1 y RC2 a GND.**

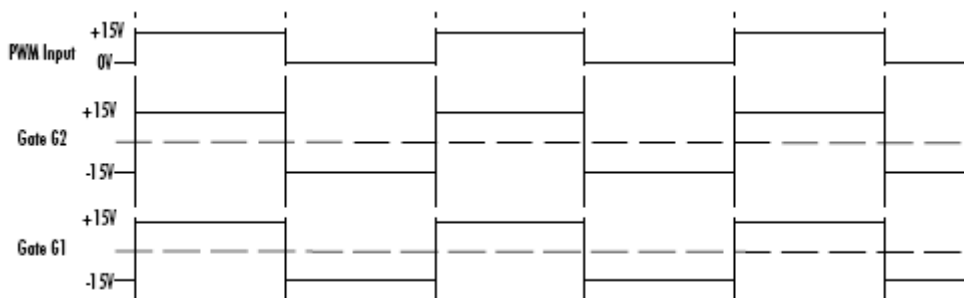


Fig.2.74. Característica de funcionamiento del medio puente asimétrico.

2.5.3.2. CONFIGURACIÓN EN MODO MEDIO PUENTE.-

Permite disparar los dos canales del driver en medio puente. En esta configuración, el DRIVER CONCEPT es capaz de generar los tiempos muertos necesarios en los disparos de los canales que pueden variar desde los 100nseg hasta varios

microsegundos. Para obtener un tiempo muerto, basta con una rama RC de valores según la tabla 2.4 del “manual de aplicación y descripción del DRIVER CONCEPT”.

R	C	typ. dead time
10k	47pF	= 200ns
10k	100pF	= 500ns
15k	120pF	= 1.1μs
22k	150pF	= 2.1μs
33k	220pF	= 4.6μs

Tabla 2.4. Valores de la rama RC para obtener los tiempos muertos típicos.

Esta configuración es muy útil en aplicaciones realizadas con convertidor en medio puente simétrico según la figura 2.75 recogida del “manual de aplicación y descripción del DRIVER CONCEPT”.

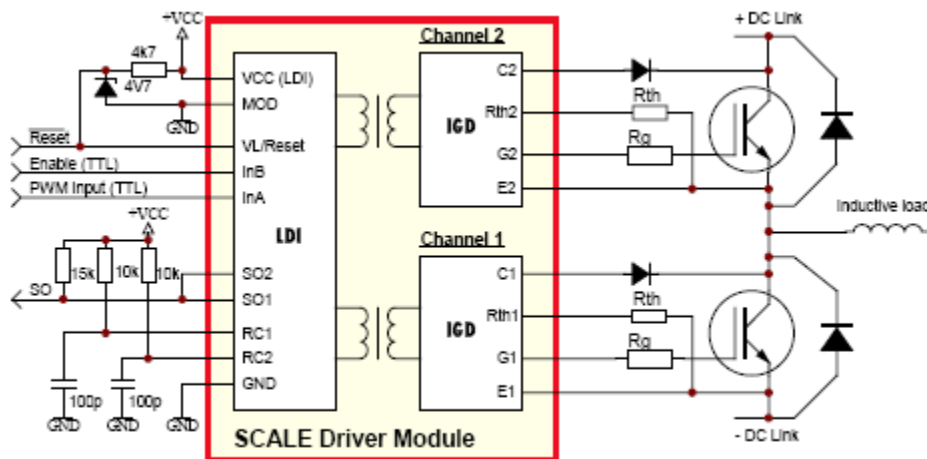


Fig.2.75. Convertidor medio puente simétrico en modo medio puente del DRIVER CONCEPT con la generación de tiempos muertos.

La característica de su funcionamiento se muestra en la figura 2.76.

En esta aplicación, la entrada MOD se conecta a GND para seleccionar el modo medio puente. La señal de disparo PWM se envía a InA y la señal de disparo ENABLE a la InB. Esta última permite disparar los IGBTs si está a nivel alto ó mantenerlos apagados si está a nivel bajo. Las salidas SO1 y SO2 se conectan juntas para tener una señal de error común aunque se pueden enviar por separado. RC1 y RC2 se conectan cada una a una rama RC de 10kΩ/100pF que da lugar a un tiempo muerto de 500nseg.

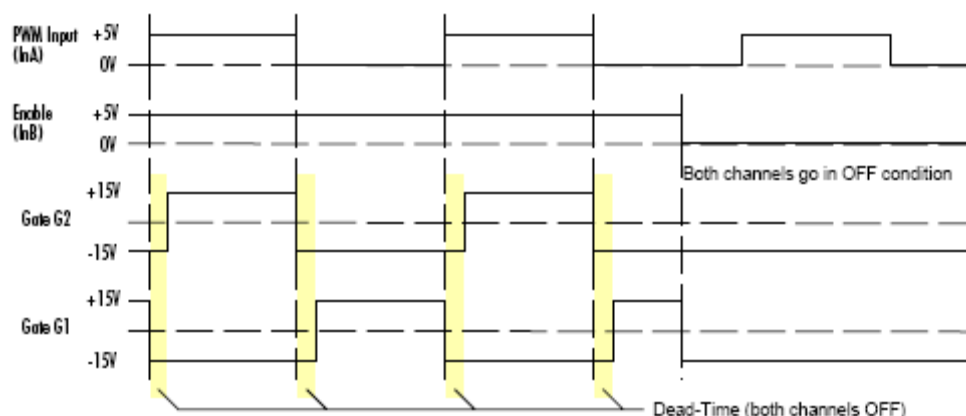


Fig.2.76. Característica de funcionamiento del medio puente simétrico.

De la figura 2.76 se destaca un hecho trascendental:

Con la señal de ENABLE de la InB a nivel alto se pueden disparar los IGBTs con la señal PWM de la InA. Si se tiene **un flanco de subida en la PWM, el canal 1 se apaga (GATE G1) y el canal 2 se enciende (GATE G2) finalizado el tiempo muerto** (dead-time). De forma opuesta, si se tiene **un flanco de bajada en la PWM, el canal 2 se apaga mientras que el canal 1 se enciende finalizado el tiempo muerto**.

- ✓ Esta forma de funcionamiento fue trascendental para configurar el convertidor con su respectivo lazo de control.

2.5.4. CONFIGURACIÓN DE LOS PINES DEL DRIVER CONCEPT.-

2.5.4.1. CONFIGURACIÓN DE LOS PINES DE ENTRADA.-

Se resume el dimensionamiento de cada entrada del DRIVER CONCEPT según las necesidades de este PFC. La información ha sido recogida nuevamente del “*Manual De Aplicación Y Descripción Del DRIVER CONCEPT*”.

- **Pin GND** conectado a la tierra de la fuente de alimentación de señal. Si existen **varias GNDs todas se conectan a la misma tierra**.
- **Pin VDC**, alimentación del convertidor interno DC/DC de +15V con respecto a GND. Se utiliza un condensador de estabilización entre VDC y GND.
- **Pin VDD**, alimentación de la electrónica del DRIVER CONCEPT a +15V con respecto a GND. Se utiliza un condensador de estabilización entre VDD y GND.
- **Pin VL/RESET**, programa los niveles de disparo de los comparadores Schmitt existentes en InA e InB. Estas entradas se activan a 2/3 de la tensión aplicada en VL y se desactivan a 1/3 de dicha tensión. La configuración de VL/RESET depende de los niveles lógicos de entrada. En este PFC, los disparos enviados tienen un nivel de +15V por lo que VL se conecta a +15V a través de una resistencia PULL-UP según la figura 2.77. Así, los niveles de disparo de los comparadores de InA e InB son de 10V para la activación y 5V para la desactivación. Esta conexión es aconsejable con largas conexiones entre el circuito de control y drivers, ya que produce relaciones señal-ruido elevadas. Además VL tiene doble función: si se lleva a GND con un transistor Q1 según la figura 2.77 permite borrar las memorias de error del LDI. Su consumo de corriente es: 0,4...1,4mA@15V.

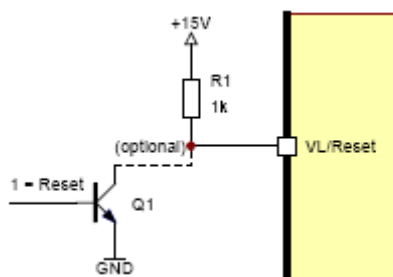


Fig.2.77. Configuración de VL/RESET al nivel lógico de +15V.

- ✓ **VL/RESET no tiene comparador de Schmitt por lo que sólo se admiten NIVELES DIGITALES “LIMPIOS”:** una tensión menor a 1V es un nivel de confianza para el RESET y las tensiones entre 4V y 15V se consideran como niveles lógicos seguros. Deben evitarse valores entre 1V y 4V.
- **Pin MOD** (selección del modo), selecciona el modo de operación del LDI. Conectada a V_{CC} se trabaja en MODO DIRECTO. Conectada a GND se trabaja en MODO MEDIO PUENTE.
- **Pin InA** en modo directo actúa sobre el canal 1 y con un comparador de Schmitt no inversor el nivel alto en su señal PWM supone el encendido del IGBT mientras que un nivel bajo supone su correspondiente apagado. En modo medio puente, la PWM dispara los IGBTs de la célula de conmutación correspondiente.
- **Pin InB** en modo directo actúa sobre el canal 2. Tiene un comparador de Schmitt no inversor. En modo medio puente se conecta la señal ENABLE cuyo nivel alto permite disparar los 2 IGBTs y su nivel bajo los mantiene apagados.
- **Pin SOx con x=1 ó 2** consiste en un transistor de colector abierto. Su salida se pone a GND si se ha producido un error en el canal x. Su salida se pone a nivel alto en caso contrario. Se pueden llevar individualmente o todas juntas si se necesitan conocer el error de cada canal o tener un error común respectivamente. Los transistores se conectan a +5...+15V a través de una resistencia pull-up. La corriente aplicada a estas salidas es de 1,5mA máximo.
- **Pin RCx con x=1 ó 2** en modo medio puente se conectan a una rama RC para implementar los tiempos muertos. Los valores típicos de tiempos muertos se muestran en la tabla 2.4. No se admiten resistencias menores a 5k Ω . La forma de conectarlos se muestra en la figura 2.75.
En modo directo estas entradas deben conectarse a GND necesariamente.

2.5.4.2. CONFIGURACIÓN DE LOS PINES DE SALIDA.-

Se resume el dimensionamiento de cada salida del DRIVER CONCEPT según las necesidades de este PFC. La información se recoge, una vez más, del “Manual De Aplicación Y Descripción Del DRIVER CONCEPT”.

- **Pin Gx con x=1 ó 2**, puerta de salida a la que se envían los disparos acondicionados del canal x. Los disparos de Gx están referidos al emisor Ex. La alimentación del DRIVER CONCEPT a +15V permite tener en la puerta Gx disparos de niveles $\pm 15V$. **Donde los -15V se generan internamente.** La corriente máxima de puerta en el driver utilizado es de $\pm 6A$ y se limita con una resistencia de puerta, R_G , conectada a la salida Gx.

- **Pin Ex con x=1 ó 2**, conectado directamente al emisor del IGBT y lo más cerca posible del semiconductor. Ex sirve de potencial de referencia para la resistencia Rthx que, en lo posible, se debe conectar directamente a Ex.
- **Pin Cx con x=1 ó 2**, mide la caída de tensión del transistor encendido para la protección de sobrecorriente. El circuito de medida se muestra en la figura 2.78. **Cx nunca se conecta directamente al colector del IGBT**. Se conecta un diodo de alto bloqueo, Dm, en serie con Cx que lo protege de las tensiones del IGBT en corte. En este PFC, el módulo de la célula de conmutación es de 1200V por lo que según el manual se ha comprobado que el uso de **2 diodos en serie** del tipo **1N4007** aseguran el bloqueo de Cx. La fuente de corriente de la IGD asegura un flujo de corriente a través de los diodos Dm cuando el IGBT está encendido. En esta situación, se aplica una tensión a la entrada no inversora del comparador de la IGD que es la suma de la tensión colector-emisor del IGBT, la tensión en directa de los diodos y la tensión en Rm (cerca de 250mV). La fuente de corriente y el condensador Ca causan un retraso en la medida del circuito de protección después de que el IGBT se ha encendido. **Este retraso se conoce como tiempo de respuesta** del módulo.

La salida Cx no soporta tensión negativa ya que tampoco lo hacen los IGBTs.

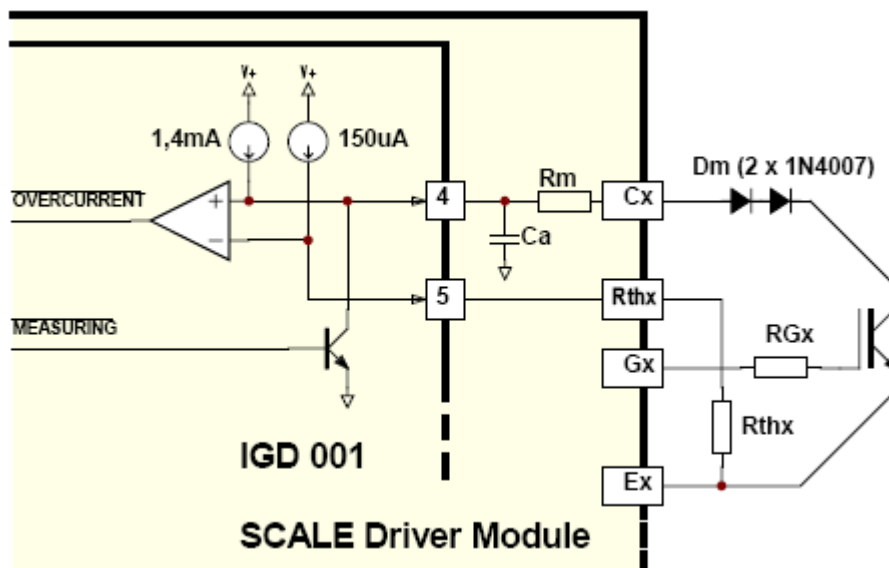


Fig.2.78. Circuito de medida de tensión colector-emisor del IGBT encendido para la protección de sobrecorriente.

- **Pin Rthx con x=1 ó 2**, a él se conecta una resistencia de referencia, Rth, situada lo más cerca a Ex. Rth define la tensión umbral, Vth, del IGBT encendido en la cual se activará la protección de sobrecorriente. Dicha protección se activa si la tensión en Cx con respecto a Ex es superior a la tensión de Rthx. De la figura 2.78, la fuente de corriente para el umbral de protección es de 150μA. La resistencia Rth puede calcularse así: $Rth = \frac{Vth}{150\mu A}$. La tensión colector-emisor

del IGBT con la que se activa la función de protección es menor que el umbral de protección, Vth. Esto se debe a la caída de tensión en el conjunto de diodos Dm (0,6V por diodo) y a la tensión en la resistencia Rm (cerca de 250mV). Lo que implica que con 2 diodos, la tensión colector-emisor sea menor

en: $1,45V = (0,6 * 2) + 0,25$. Por ejemplo, si $V_{th}=5,85V$ entonces la protección se activa si V_{CE} es mayor que $4,4V$. Y en este caso: $R_{th} = \frac{5,85}{150 \cdot 10^{-6}} = 39k\Omega$.

- **Diseño y cableado**, como regla general los drivers deben colocarse lo más cerca posible de los IGBTs de forma que **los cables que conectan ambas partes sean lo más cortos posibles**. Se deben evitar longitudes de cables mayores a 10cm. Es recomendable que la conexión al IGBT de G_x , E_x , y C_x se haga con cables multifilares que se puedan torcer entre ellos según la figura 2.79. Por otro lado, se recomienda utilizar dos zéners de 15V en antiserie entre puerta y emisor del IGBT según la figura 2.79. Así se evita una tensión mayor por efectos parásitos como el Efecto Miller (**ver pág.23**). Una tensión de puerta cada vez mayor aumenta la corriente de cortocircuito a un valor demasiado alto proporcional a dicha tensión lo que puede ocasionar la destrucción del IGBT.

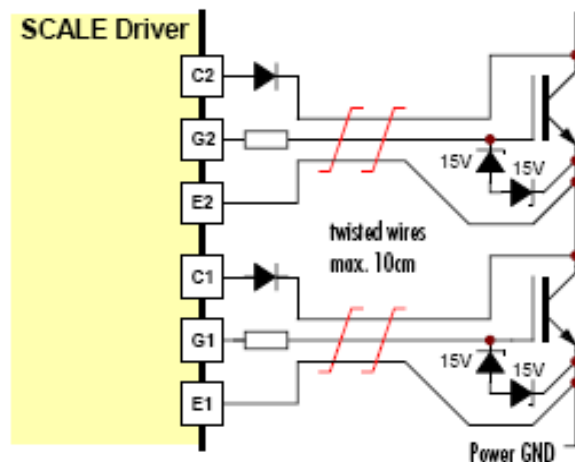


Fig.2.79. Diseño y cableado del DRIVER CONCEPT con el IGBT.

2.5.5. ENTRADAS Y SALIDAS.-

Para dar una idea global del funcionamiento del circuito de drivers se explican brevemente sus entradas y salidas mostradas en la figura 2.80.

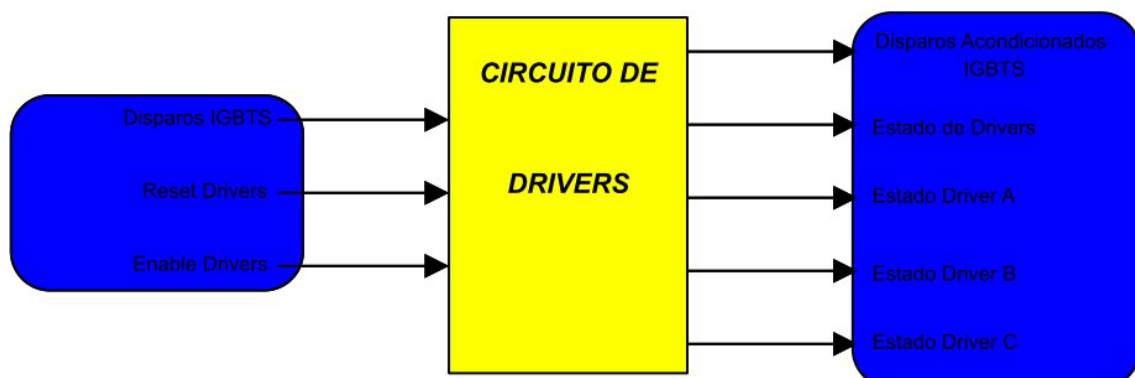


Fig.2.80. Entradas y salidas del circuito de drivers. En azul se muestran las señales digitales.

Según la figura 2.80, como entradas digitales se tienen:

- ✓ Señales de disparo de los IGBTs enviadas por el control. Por un lado están los disparos de la PWM UNIPOLAR, por otro el disparo del IGBT de disipación.
- ✓ Señal del reset de los drivers enviada por el control para borrar los errores.
- ✓ Señal de enable de los drivers que condiciona su funcionamiento al encendido del PUENTE EN H.

Según la figura 2.80, como salidas digitales se tienen:

- ✓ Disparos acondicionados por drivers que encienden y apagan los 5 IGBTs.
- ✓ Estado común de drivers enviado al circuito de control para apagar el convertidor si su valor es un "1".
- ✓ Estado del driver A para conocer un error en cualquiera de sus dos canales. Un "1" se conoce con el encendido de un LED. El driver A dispara la rama A.
- ✓ Estado del driver B para conocer un error en cualquiera de sus dos canales. Un "1" se conoce con el encendido de un LED. El driver B dispara la rama B.
- ✓ El estado del driver C cuyo funcionamiento es el mismo que el de las 2 salidas anteriores. El driver C dispara el IGBT de la rama de disipación.

En los siguientes apartados se dimensionan los elementos necesarios de los drivers. Una vez dimensionados, el circuito de drivers se realiza en **PCAD, versión 2002**.

2.5.6. DRIVERS DE LAS CÉLULAS DE CONMUTACIÓN.-

Son los drivers A y B que disparan respectivamente los IGBTs de dichas células. Dado que cada célula de conmutación debe funcionar en medio puente, los 2 DRIVERS CONCEPT se configuran en modo medio puente para conseguir los tiempos muertos necesarios en los disparos.

2.5.6.1. TIEMPOS MUERTOS DE LOS DISPAROS.-

De lo estudiado en el apartado 1.4.4 (**ver pág.42**) es necesario un tiempo muerto durante el que los IGBT de la misma rama permanezcan apagados. Para obtener su valor es necesario saber sobretodo el t_{doff} ya que su valor es mucho mayor que el t_{don} . En el módulo utilizado su valor es de 400nseg (**ver pág.72**). Utilizando un coeficiente de seguridad de 2 para asegurar el apagado del IGBT se consigue un tiempo muerto de 800nseg, cuyo valor típico más cercano según la tabla 2.4 es de 1,1µseg. Por lo que:

$$R = 15k\Omega : C = 120pF$$

La conexión de esta rama al driver se muestra en la figura 2.84.

2.5.6.2. RESISTENCIA DE PUERTA.-

La resistencia de puerta, R_G , es un parámetro muy importante para definir las conmutaciones del IGBT. Durante su característica dinámica de encendido y apagado se produce la carga y descarga de varias capacidades del IGBT (**ver pág.22**). La capacidad parasita de entrada, $C_{ies} = // (C_{GC} \text{ y } C_{GE})$, es relevante para determinar el t_{don} y t_{doff} del IGBT. R_G permite obtener los tiempos de retraso deseados.

De las especificaciones del módulo de IGBTs se tiene una gráfica de los tiempos de retraso vs. R_G de la que se observa que el rango de valores de t_{doff} va desde los 250nseg hasta los 1000nseg para un rango de R_G entre 5 y 75Ω. Mientras, t_{don} va desde los 50 hasta los 190nseg para el mismo rango de R_G . Existe otra gráfica de los tiempos vs. I_C

en la que $R_G=27\Omega$. En este caso, t_{doff} se mantiene constante en los 400nseg mientras que t_{don} varía entre 65 y 95nseg con el aumento de I_C : **es conveniente un valor bajo de R_G .**

C_{ies} aumenta con la disminución de V_{CE} . De las especificaciones del módulo se tiene una gráfica C_{ies} vs. V_{CE} . Cuando el IGBT está en corte y V_{CE} es alta, el valor de C_{ies} es de 3,3nF; mientras que en conducción cuando V_{CE} es baja se tiene un valor de 8nF de lo que se deduce claramente que $t_{don} \ll t_{doff}$. A la vez, R_G limita la corriente de puerta, $I_G=V_G/R_G$, durante los instantes iniciales de encendido y apagado del IGBT. Este valor limita la elección del driver capaz de dar $\pm 6A$. Utilizando $R_G=27\Omega$ y enviando la orden de encendido $V_{GE}=15V$, la tensión que soporta R_G es de 30V ya que en el flanco de subida del disparo la tensión en C_{ies} se mantiene en -15V, por lo que se

$$\text{tiene: } I_G = \frac{15 - (-15)}{27} = \frac{30}{27} = 1,11A \text{ dentro del margen de trabajo.}$$

Además de R_G dependen las pérdidas de encendido y apagado del IGBT (**ver pág.24**). Éstas pérdidas aumentan con R_G . De las especificaciones del módulo se tiene una gráfica de pérdidas por conmutación vs. R_G con una $I_C=40 A$. Se observa que E_{on} varía entre 4 y 12mWs para R_G entre 10 y 70 Ω ; mientras que E_{off} varía entre 4 y 6mWs. También se tiene una gráfica de pérdidas de conmutación vs. I_C fijando $R_G=27\Omega$. En particular para $I_C=40 A$ se tiene que $E_{on}=7mWs$ y $E_{off}=5mWs$: **es conveniente utilizar un valor bajo de R_G .**

Por otro lado, su valor también determina el comportamiento del diodo antiparalelo de cada IGBT. De las especificaciones del módulo se tiene una gráfica de la corriente de recuperación inversa, I_{RR} vs. I_F variando R_G . De ella se puede observar que para un valor concreto de I_F , I_{RR} aumenta con la disminución de R_G . Por ejemplo si $I_F=40 A$, se tiene que I_{RR} varía entre los 25 A y 75 A para un rango respectivo de R_G entre 60 Ω y 10 Ω : **es conveniente utilizar un valor alto de R_G .**

Se tiene otra gráfica de I_{RR} vs. di_F/dt variando R_G . De ella se puede observar que lógicamente I_{RR} es proporcional a la di_F/dt . Sin embargo, el valor de esta última aumenta con la disminución de R_G . En concreto, se sitúa entre los 250 A/ μ seg y los 2000 A/ μ seg para un rango respectivo de R_G entre 60 Ω y 10 Ω : **es conveniente utilizar un valor alto de R_G .**

Finalmente, se tiene una gráfica de las pérdidas por conmutación vs. I_F variando R_G . Se puede observar que las pérdidas son proporcionales a I_F . Sin embargo, para un valor concreto de I_F , las pérdidas aumentan con la disminución de R_G . Por ejemplo, para $I_F=50 A$, las pérdidas varían entre 1,4mJ y 2,8mJ para un rango respectivo de R_G entre 60 Ω y 10 Ω : **es conveniente utilizar un valor alto de R_G .**

Resumiendo, un **buen comportamiento del IGBT se tiene con valores bajos de R_G** , mientras que **el buen comportamiento del diodo se da con valores altos de R_G** . Se presenta un dilema en el valor de R_G . Este dilema se resolverá utilizando el valor aconsejado por las especificaciones del módulo.

De todas las gráficas analizadas anteriormente se puede concluir que un buen comportamiento de todo el módulo se tiene con un valor **$R_G=27\Omega$** . Con este valor se tiene un compromiso en el comportamiento del IGBT y del diodo. Además es un valor con el que la corriente de puerta demandada es mucho menor a la nominal del DRIVER CONCEPT lo cual es una ventaja importante para el comportamiento de éste.

La potencia disipada por R_G se estudia durante el encendido y apagado del IGBT con la carga y descarga correspondiente de C_{GE} . Para ello se simula en PSIM el circuito de primer orden de la figura 2.81.

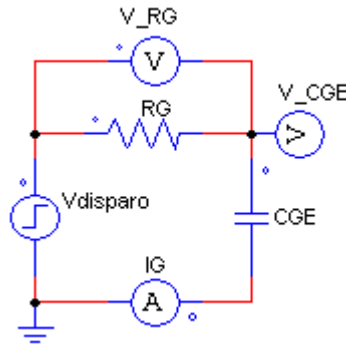


Fig.2.81. Circuito simulado para obtener la potencia media disipada por R_G en el encendido y apagado del IGBT.

El valor de C_{GE} en el encendido se obtiene a partir de la gráfica de capacidades parásitas vs. V_{CE} dada en las especificaciones. En este caso $V_{CE}=400V$ y por tanto:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Capacidad de entrada : } C_{ies} = C_{GE} + C_{GC} = 3300pF \\ \text{Capacidad de salida : } C_{oes} = C_{CE} + C_{GC} = 500pF \\ \text{Capacidad de Miller : } C_{res} = C_{GC} = 220pF \end{array} \right\} \Rightarrow C_{GE} = 3300 - 220 = 3080pF$$

Además el valor inicial de tensión de C_{GE} es de $-15V$. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.82 de la que la potencia media de R_G es de $314mW$.

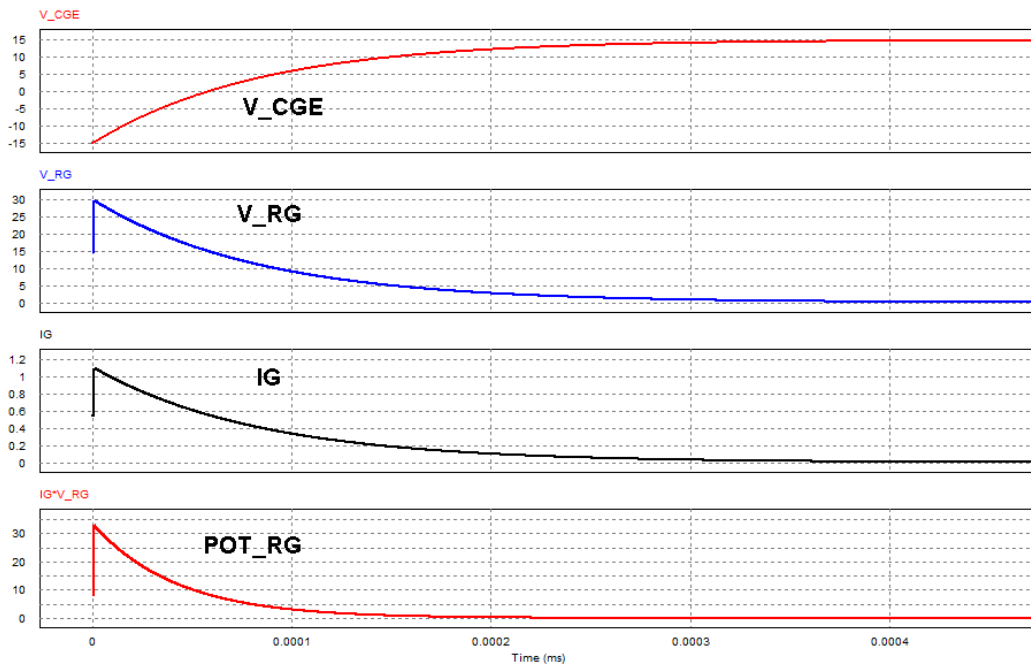


Fig.2.82. Característica de la carga de C_{GE} en el encendido.

El valor de C_{GE} en el apagado también se obtiene a partir de la gráfica de capacidades parásitas vs. V_{CE} dada en las especificaciones. En este caso $V_{CE}=2,13V$ y por tanto:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Capacidad de entrada : } C_{ies} = C_{GE} + C_{GC} = 8000\text{pF} \\ \text{Capacidad de salida : } C_{oes} = C_{CE} + C_{GC} = 1200\text{pF} \\ \text{Capacidad de Miller : } C_{res} = C_{GC} = 1050\text{pF} \end{array} \right\} \Rightarrow C_{GE} = 8000 - 1050 = 6950\text{pF}$$

Además el valor inicial de tensión de C_{GE} es de +15V. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.83 de la que la potencia disipada por R_G es de 1,2W.

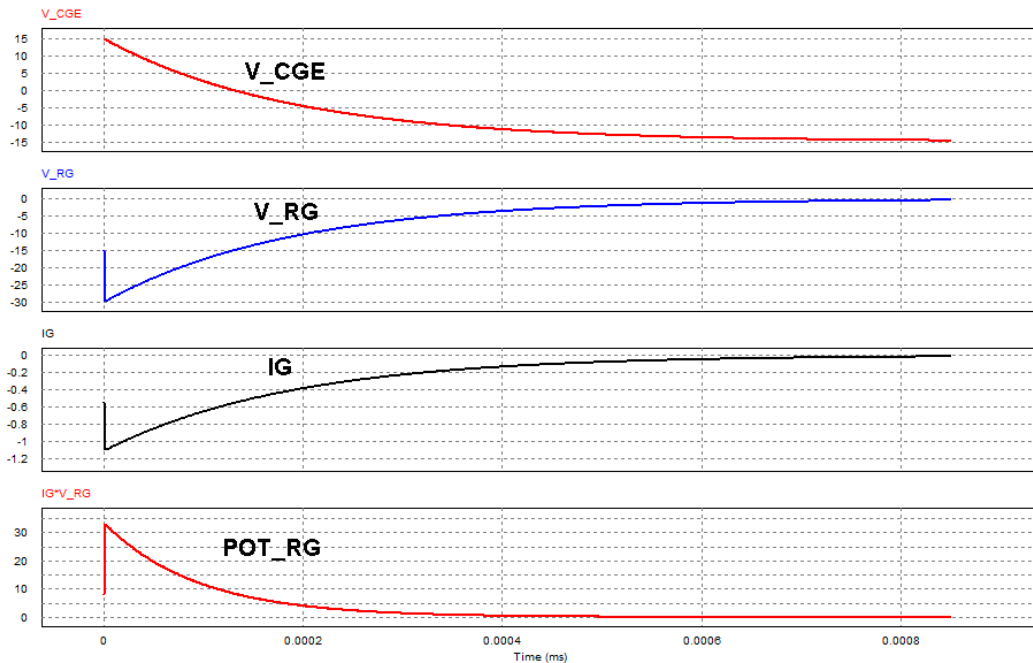


Fig.2.83. Característica de la descarga de C_{GE} en el apagado.

Finalmente se calcula la potencia media disipada en un período de conmutación:

$$P_{dis} = \frac{P_{dis,on} + P_{dis,off}}{2} = \frac{1,2 + 0,3}{2} = 750\text{mW}$$

Por lo que la resistencia utilizada debe ser capaz de disipar más de 750mW. El siguiente valor próximo es de 1W. Sin embargo, aplicaciones anteriormente realizadas han demostrado que es suficiente **una R_G de 500mW**. Por tanto la resistencia de puerta utilizada es de **27Ω de 0,5W y con tolerancia del 1%**. La conexión de esta resistencia al DRIVER CONCEPT puede observarse en la figura 2.85.

2.5.6.3. ELEMENTOS DE LOS PINES DE ENTRADA.-

La configuración de entrada del DRIVER CONCEPT se observar en la figura 2.84.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

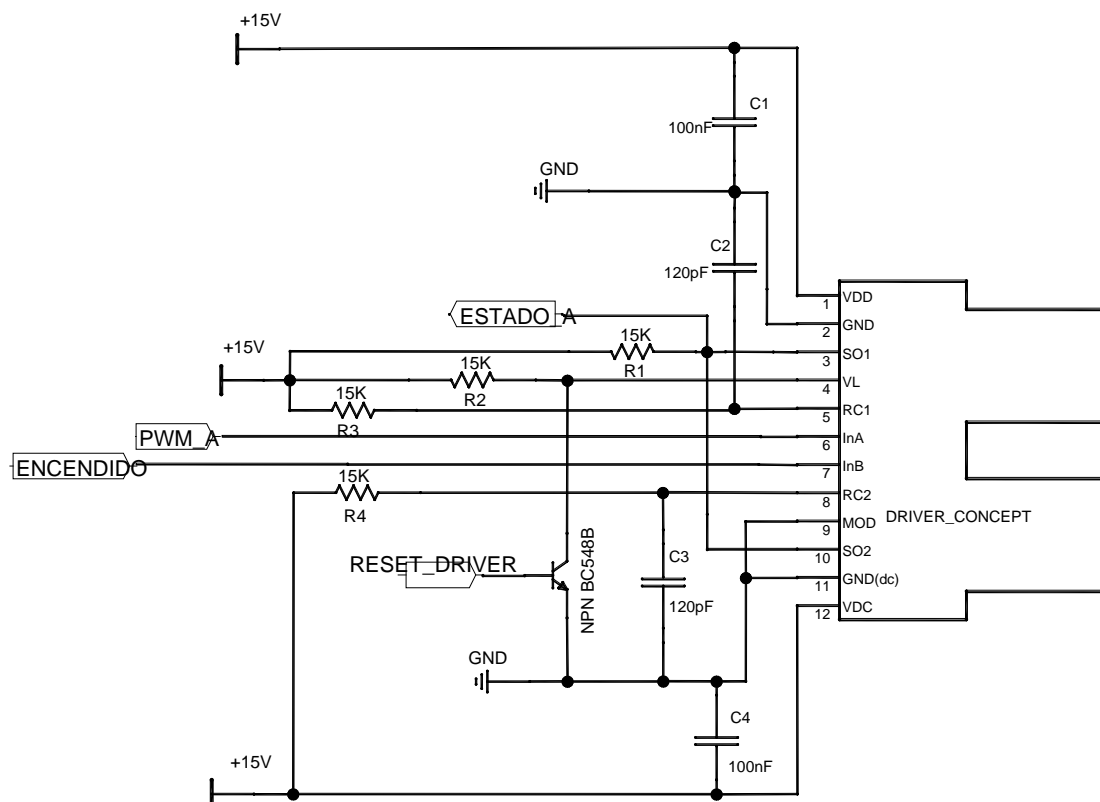


Fig.2.84. Configuración de los pines de entrada del DRIVER CONCEPT para los IGBTs de la célula de conmutación.

- Pines VDD y VDC alimentados a +15V respecto de GND con condensadores de estabilización cerámicos de 100nF, C1 y C4.
- Pines GND y GND(dc) conectadas a la misma tierra.
- Pin VL/RESET conectado a +15V ya que los niveles lógicos de los disparos son de +15V. Su resistencia PULL-UP, R2, permite conseguir una corriente de 1mA.

$$\text{Entonces: } R2 = \frac{15V}{1mA} = 15k\Omega \text{ de } 0,5W \text{ y del } 1\%.$$

Para eliminar errores del DRIVER CONCEPT se envía el RESET_DRIVER a través del BJT BC548 cuya corriente de colector es de 100mA mucho mayor que el miliamperio del circuito. Para llevarlo a la saturación, se utiliza una resistencia de base, R62 mostrada en la figura 2.64 con la que se consigue una corriente de base de 1mA, el doble de la necesaria para conseguir $V_{CE}=0,2V$.

- Pin MOD conectado a GND porque trabajar en medio puente.
- Pin InA al que se envía la señal PWM_A en el driver A correspondiente a la rama A y la PWM_B en el driver B correspondiente a la rama B.
- Pin InB a la que se envía la señal de ENABLE y corresponde a la señal de ENCENDIDO enviada por la báscula de la figura 2.60 que condiciona el funcionamiento del convertidor al encendido.
- Pines SO1 y SO2 conectados juntos para tener una señal de estado común de los 2 canales del DRIVER CONCEPT. En el driver A se tiene la señal ESTADO_A y en el driver B la señal ESTADO_B. El transistor en colector abierto se conecta a +15V con una resistencia PULL-UP, R1. Para tener una corriente de 1mA, $R1=15k\Omega$ de 0,5W, 1%.
- Pines RC1 y RC2, su configuración ya se estudió en el apartado 2.5.6.1.

2.5.6.4. ELEMENTOS DE LOS PINES DE SALIDA.-

La configuración se puede observar en la figura 2.85.

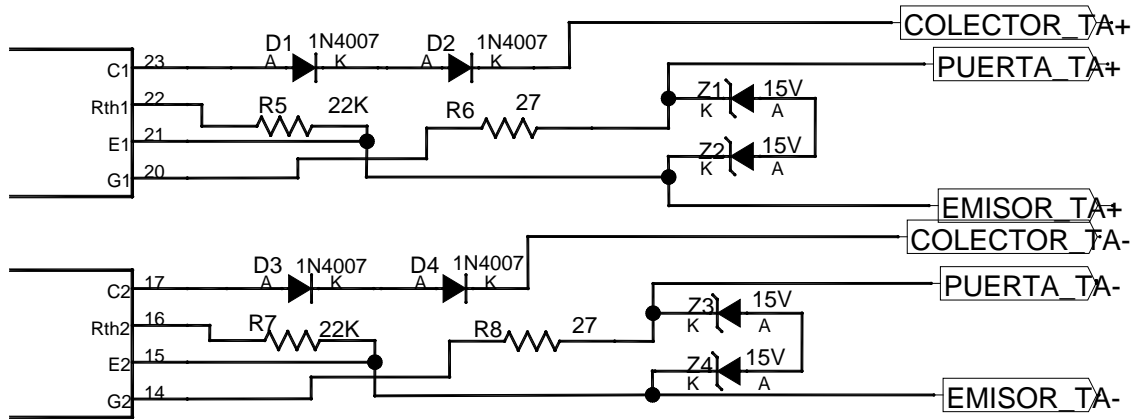


Fig.2.85. Configuración de los pines de salida de los dos canales del DRIVER CONCEPT para los IGBTs de la célula de conmutación.

- Pines G1 y G2, a los que se conecta R_G estudiada en el apartado 2.5.6.2.
- Pines E1 y E2 conectados al emisor del IGBT y lo más cerca posible. Entre puerta y emisor se conectan los reguladores Z1-Z2 y Z3-Z4 de 15V.
- Pines C1 y C2 a los que se conectan dos diodos **1N4007** según lo estudiado en el apartado 2.5.4.2.
- Pines Rth1 y Rth2 a los que se conecta una resistencia Rth para la protección de sobrecorriente que se implementará para apagar el sistema en caso de cortocircuitos. Antes se realizó una protección electrónica cuya actuación es más lenta por el retardo en la medida ocasionado por el filtro de la LEM. En caso de cortocircuito se requiere una actuación rápida ofrecida por el driver. El valor de cortocircuito se fija en dos veces la corriente nominal del motor: $2 \cdot 9,2 \text{ A}$. Para conseguir un valor redondo, se fija un valor de 20 A. En función de esta I_C , la V_{CEsat} del IGBT, según la expresión de las especificaciones del módulo, es: $V_{CEsat} = 1,75 + 30 \cdot 10^{-3} \cdot 20 = 2,35V$. Luego, la tensión umbral, V_{th} , con la caída en directa de los diodos (1,2V) y la de R_m (250mV) según la figura 2.78 es: $V_{th} = 2,35 + 1,2 + 0,25 = 3,8V$. Por tanto el valor de Rth es: $R_{th} = \frac{3,8V}{150\mu A} = 25,33k\Omega$.

El valor nominal más cercano es de una resistencia de $22k$ 0,5W y del 1%.
Con esta resistencia, $V_{th} = 3,3V$, lo que implica $V_{CEsat} = 1,85V$ y $I_{C,cortocircuito} = 18 \text{ A}$ según la gráfica I_C vs, V_{CE} a $25^\circ C$ de las especificaciones del módulo.

2.5.6.5. CONFIGURACIÓN PRÁCTICA DEL PUENTE EN H.-

La conexión de los drivers a los IGBTs según la figura 2.85 brinda al mismo tiempo una ventaja y una desventaja.

La ventaja se tiene en el montaje práctico. Cada canal se puede conectar de forma paralela al IGBT superior e inferior respectivo de cada rama lo que facilita una visualización sencilla en la distinción de los elementos.

La desventaja se da en el funcionamiento del driver. Según la figura 2.76 (ver pág.134) y la figura 2.85 el convertidor funcionará inversamente al funcionamiento teórico. Con

un flanco de subida en los disparos de la rama A ó B se encienden los IGBTs respectivos T_A^- y no T_A^+ ó T_B^- y no T_B^+ . Esta configuración es relevante en el funcionamiento del lazo cerrado de corriente.

Se supone la existencia de una corriente positiva, según el convenio de signos de la figura 1.24 (**ver pág.29**), y que la corriente de referencia es de 0 A. Así, el error de corriente es negativo, por lo que a la salida del PI de la figura 2.35 (**ver pág.103**) se tiene una modulante positiva que intenta anular este error. Según la PWM de la figura 2.37 (**ver pág.105**), con esta modulante se obtienen los disparos de la rama B y con su inversa, es decir, se tienen los de la rama A. Si el error aumenta demasiado, la integral del PI se satura, por lo que las modulantes llegan también a la saturación. Teóricamente, con la modulante positiva de la rama B se mantiene encendido más tiempo T_B^+ y con la modulante negativa de la rama A se mantiene encendido más tiempo T_A^- . De esta forma, el PUENTE EN H se conecta al bus de continua para intentar anular el error mediante una corriente negativa. Sin embargo, se ha visto que con la configuración práctica, el funcionamiento es el inverso, por lo que en este ejemplo, se mantendrán encendidos más tiempo T_B^- y T_A^+ que no elimina el error e incluso hace que su valor aumente.

Para compensar esta desventaja que se tienen con los drivers, es necesario configurar de forma inversa algún elemento del lazo de control. Después de analizar todos los elementos, se observó un aspecto relevante. **El cambio de sentido en la medida de corriente compensa la desventaja de los drivers.** La figura 2.22 (**ver pág.86**) muestra que la LEM tiene marcada la medida positiva de corriente con el sentido de la flecha de su cara superior. Si ahora esta medida es positiva en sentido contrario se podrá compensar la conexión de los drivers a los IGBTs.

Volviendo al ejemplo anterior, la corriente que antes era positiva, ahora vista por la LEM es negativa. En este caso, el error que antes era negativo, ahora es positivo, y el regulador PI dará a su salida una modulante negativa. Si el error sigue aumentando, la modulante se satura. Teóricamente con la PWM, la modulante negativa saturada mantiene encendido más tiempo T_B^- mientras que la modulante positiva saturada mantiene encendido más tiempo T_A^+ . Así, se tendría nuevamente un aumento del error dado que el PUENTE EN H se estaría conectando al bus de continua para seguir teniendo una corriente negativa en la LEM. Sin embargo, con la configuración práctica de los drivers se consigue un funcionamiento inverso. Es decir, en el ejemplo que se está estudiando, se mantendrán encendidos más tiempo T_B^+ y T_A^- . De esta forma, se consigue el objetivo deseado. El convertidor se conecta al bus de continua para tener en la LEM una corriente positiva que intenta disminuir el error de corriente.

Resumiendo, se ha conseguido una configuración práctica en la que el convenio de signos de la figura 1.24 es el inverso. **La corriente de armadura es positiva de la rama B a la A y la tensión de armadura es positiva en la rama B respecto de la A.** O si se desea, el convenio de signos de dicha figura permanece fijo, pero la rama de la izquierda es la B y la de la derecha es la A.

La opción elegida es invertir el convenio de signos.

2.5.7. DRIVER DEL IGBT DE LA RAMA DE DISIPACIÓN.-

El driver C dispara el IGBT de disipación cuando la MCC funciona como generador. El DRIVER CONCEPT se configura en modo directo ya que sólo se dispara un IGBT. El dimensionamiento de los elementos del driver se realiza a continuación.

2.5.7.1. RESISTENCIA DE PUERTA.-

Su valor es el mismo que el de los drivers de las células de conmutación ya que el IGBT utilizado es el mismo que los módulos de dichas células. Por tanto: **27Ω, 0,5W y 1%**.

2.5.7.2. ELEMENTOS DE LOS PINES DE ENTRADA.-

La configuración se puede observar en la figura 2.86.

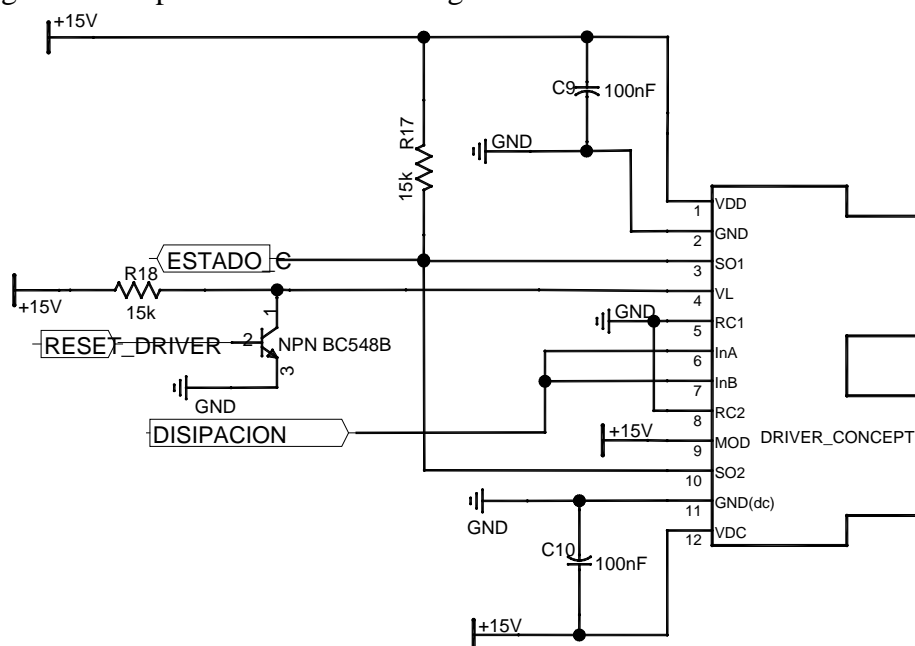


Fig.2.86. Configuración de los pines de entrada del DRIVER CONCEPT para el IGBT de la rama de disipación.

- Pines VDD y VDC alimentadas a +15V respecto de GND con sus condensadores de estabilización cerámicos de 100nF, C9 y C10.
- Pines GND y GND(dc) conectadas a la misma tierra.
- Pin VL/RESET conectado a +15V ya que el nivel lógico de disparo es +15V. Igual que en los drivers del convertidor, la resistencia PULL-UP, R18, permite conseguir una corriente de 1mA, luego $R2 = 15k\Omega$ de 0,5W y del 1%. Para eliminar los errores se envía una señal de RESET_DRIVER a través del transistor BJT BC548. Esta señal es la misma de los drivers del convertidor.
- Pin MOD conectado a +15V porque se trabaja en modo directo.
- Pin InA y Pin InB a los que se envía la misma señal de disparo DISIPACION mostrada en la figura 5.55 (**ver pág.115**). Esta configuración permite utilizar ó el canal 1 ó el canal 2 en caso de avería del anterior.
- Pines SO1 y SO2 conectados juntos para conseguir una señal estado común, ESTADO_C, de los 2 canales del driver. Como en los drivers del convertidor, se deben conectar a +15V con una resistencia PULL-UP, R17. Para conseguir una corriente de 1mA, $R17=15k\Omega$ de 0,5W, 1%.
- Pines RC1 y RC2 conectados necesariamente a GND.

2.5.7.3. ELEMENTOS DE LOS PINES DE SALIDA.-

La configuración se puede observar en la figura 2.87.

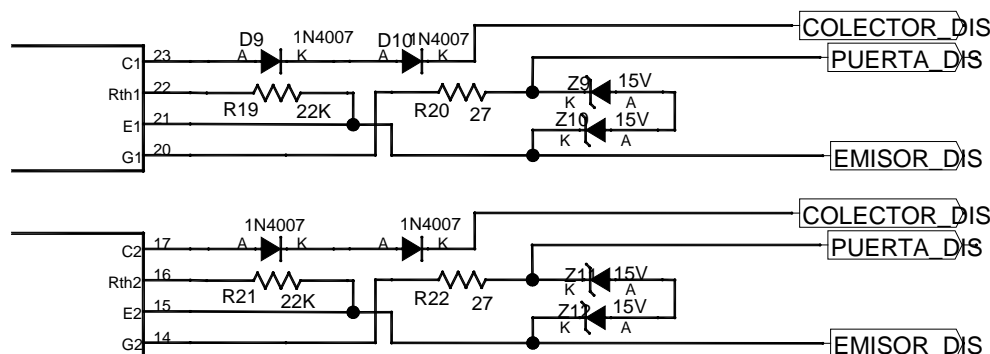


Fig.2.87. Configuración de los pines de salida de los dos canales del DRIVER CONCEPT para el IGBT de la rama de disipación.

La configuración es la misma que la de los drivers de las células de conmutación. Por este motivo se puede consultar el apartado 2.5.6.4 (ver **pág.143**). La única diferencia entre éste y los dos drivers anteriores, a parte del modo de funcionamiento, es el uso de un solo canal de salida. **El canal no utilizado tendrá cortocircuitados colector y emisor para evitar la existencia de un error** en la señal ESTADO_C.

2.5.8. ESTADO COMÚN Y ESTADOS INDIVIDUALES DE LOS DRIVERS.-

En el dimensionamiento de los 3 drivers se ha visto que a sus salidas se tiene una señal de estado común de los dos canales. Estas señales tienen dos objetivos:

- ✓ Ser enviadas al circuito de control con una señal de estado general para apagar el sistema si hubiese errores en alguno de los 3 drivers.
- ✓ Tener conocimiento del driver en el que se ha producido el error.

El primer objetivo se consigue con una puerta lógica cuya salida se ponga a “1” si existe un error en cualquier driver. Se sabe que las señales ESTADO_A, ESTADO_B, ESTADO_C se ponen a GND si existe un error. Por tanto, con un “0” en cualquiera de las 3 señales, a la salida se debe tener una señal ESTADO_DRIVERS que se ponga a “1”. De las puertas lógicas existentes, la que realiza esta función lógica es una puerta NAND de 3 entradas. Se utiliza el integrado **4023B** de la familia **HEF** que consta de 3 partes y permite tener niveles lógicos de +15V en sus entradas. Su configuración se muestra en la figura 2.88.

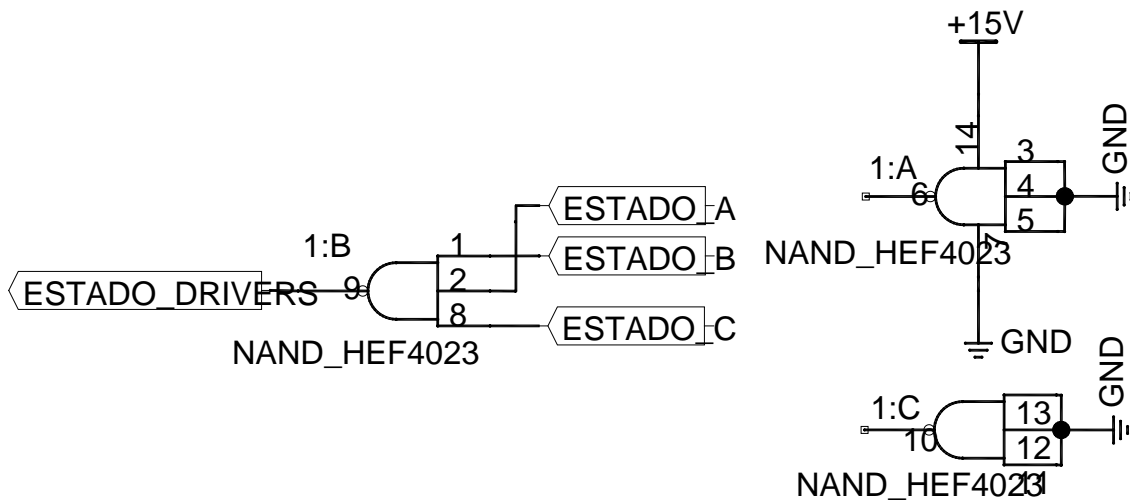


Fig.2.88. Circuito lógico para tener una señal de estado general, ESTADO_DRIVERS, para apagar el convertidor en presencia de algún error en los 3 DRIVER CONCEPT.

El segundo objetivo se cumple con el uso de 3 LEDs que se encienden respectivamente cuando existe algún error en los 3 drivers. Ya que las señales de estado se ponen a “0” con la presencia de algún error, es necesaria la utilización de puertas NOT que invierten estas señales. Se utiliza el integrado **4069B** que consta de 6 partes y su configuración se muestra en la figura 2.89. Así se consigue que LED1, LED2, LED3 se enciendan respectivamente si las ESTADO_A, ESTADO_B ó ESTADO_C se ponen a “0”. R23, R24 y R25 son limitadoras de corriente de los LEDs (ver pág.124).

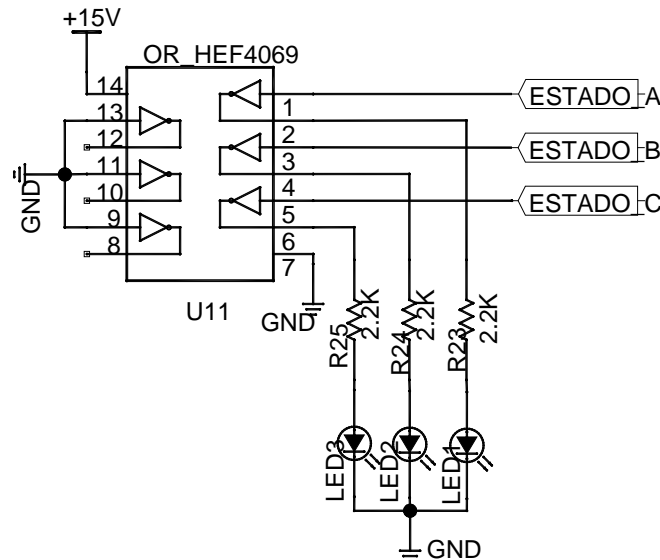


Fig.2.89. Circuito lógico para visualizar la existencia de un error en cualquier de los 3 DRIVER CONCEPT.

En estos apartados se han explicado todos los elementos del circuito de drivers, sin embargo, las salidas y entradas de este circuito se llevan con conectores que no se han incluido en estos apartados. Para un mayor conocimiento de los conectores utilizados se recurre al plano 3 del anexo.

2.6. CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE SEÑAL.-

Los circuitos de control y drivers estudiados anteriormente necesitan ser alimentados para su correcto funcionamiento. Esta alimentación es necesaria en los integrados electrónicos, en las células LEM de medida y en las pantallas de visualización. Los valores de alimentación necesarios son +15V, -15V, +5V, -5V y 0V que equivale a GND. Este punto de la señal se consigue de forma aislada del circuito de potencia gracias al aislamiento galvánico ofrecido tanto por las CÉLULAS LEM como por los DRIVER CONCEPT.

El circuito de alimentación se muestra en la figura 2.93.

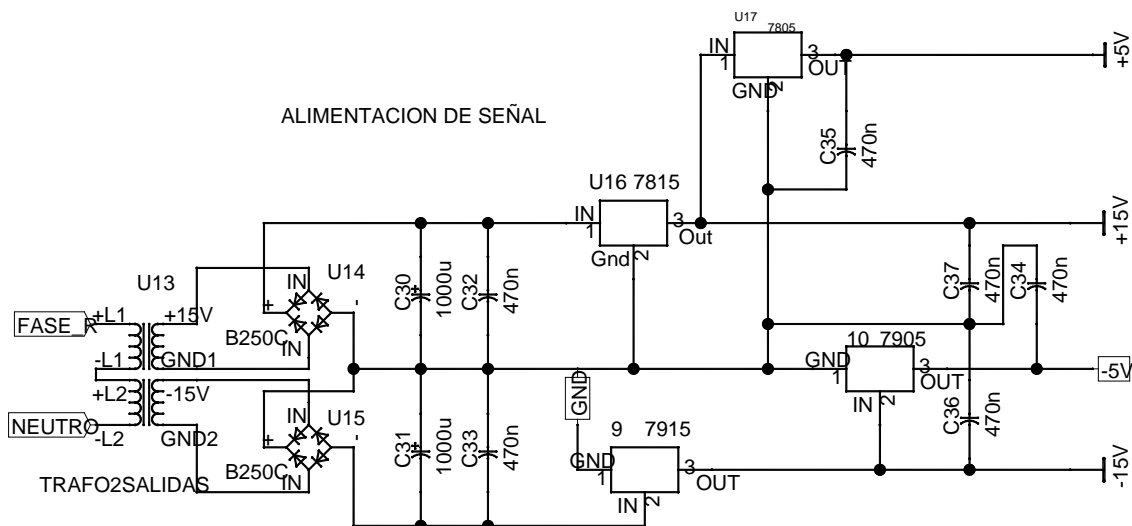


Fig.2.93. Circuito de alimentación de señal.

Se dispone de la tensión alterna de red que debe ser transformada y rectificada. Para ello, se utiliza un transformador con dos devanados en el secundario de 18Veficaces. Aunque sería suficiente con un transformador de 15V es necesario uno de tensión mayor debido al **factor de regulación** con el que la tensión en carga es menor que la de vacío. Por este motivo, ya que el transformador alimenta a toda la circuitería electrónica su tensión en carga disminuye. Así, se escoge un transformador encapsulado de 30VA, 2*18V. Su factor de regulación, R, es del 15% por lo que:

$$R = \frac{(V_{vacío} - V_{carga})}{V_{vacío}} \cdot 100 \Rightarrow V_{carga} = 15,3V. \text{ Es decir, que en carga la tensión en cada}$$

devanado secundario como mucho descenderá hasta los 15,3V.

La tensión de cada secundario es rectificada con un puente de diodos para obtener una tensión a pulsos de valor pico: $V_{2,máx} = \sqrt{2} \cdot V_{2,ef} = \sqrt{2} \cdot 18 = 25,45V$. Los puentes rectificadores son de baja potencia y se denominan **B250C1500** de 1,5 A. GND se obtiene tomando el nivel inferior de un puente y el superior del otro, con lo que se consiguen 3 valores de alimentación: +15V, -15V, 0V.

A la salida de ambos puentes se colocan dos condensadores electrolíticos C30 y C31 y otros dos cerámicos C32 y C33 para respectivamente filtrar y estabilizar en lo posible la alimentación. Los valores respectivos son de 1000µF y 470nF. Para fijar los valores de +15V y -15V se utilizan de forma respectiva dos reguladores de tensión **L7815CV** y **L7915CV**. A su salida se colocan dos condensadores cerámicos C36 y C37 de 470nF para estabilizar aún más la alimentación.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

La alimentación de +5V, -5V para las pantallas se consigue respectivamente con dos reguladores **L7805CV** y **L7905CV** en cuya salida se colocan dos condensadores de estabilización C34 y C35 también de 470nF.

Los reguladores de tensión presentan un disipador de calor para evitar su calentamiento en su funcionamiento normal.

Una vez montado el circuito sobre su respectiva PCB se procedió a comprobar los valores de alimentación y se observó que la tensión de -5V se situaba en -8,2V mientras que la de +5V no presentaba ningún problema. En consecuencia, la alimentación de cada pantalla sería de 13,2V por encima de los 10V máximos que admiten las pantallas. Por este motivo, a la salida del regulador 7905 **se colocó un zéner limitador C5V1PH y su respectiva resistencia en serie** con la salida del regulador y el ánodo del zéner. Dicha resistencia tiene un valor de 2,2k Ω , 0,5W y 1% para conseguir la corriente nominal del zéner que es de 5mA. Con este circuito auxiliar se comprobó que la alimentación descendía hasta -4,9V que permitían alimentar las pantallas a los valores adecuados.

Lo más aconsejable para conseguir una correcta regulación de distintos valores de alimentación, es realizar una configuración en cascada para disminuir los valores de tensión que deben limitar cada regulador. En este caso, si se quiere regular -5V a partir de -15V, es conveniente primero regular a -10V y luego a -5V.

3. MONTAJE DEL PUENTE EN H.-

Una vez finalizado el dimensionamiento teórico de todos los elementos del circuito de potencia, control, drivers, alimentación de señal, visualización, se procedió a realizar el montaje práctico de todos ellos. Para conseguir un montaje robusto, se utilizó el radiador como estructura de fijación. De hecho, de las especificaciones del radiador se ha extraído la figura 3.1 que indica cómo se montan los circuitos necesarios en aplicaciones de electrónica de potencia sobre dicho radiador.

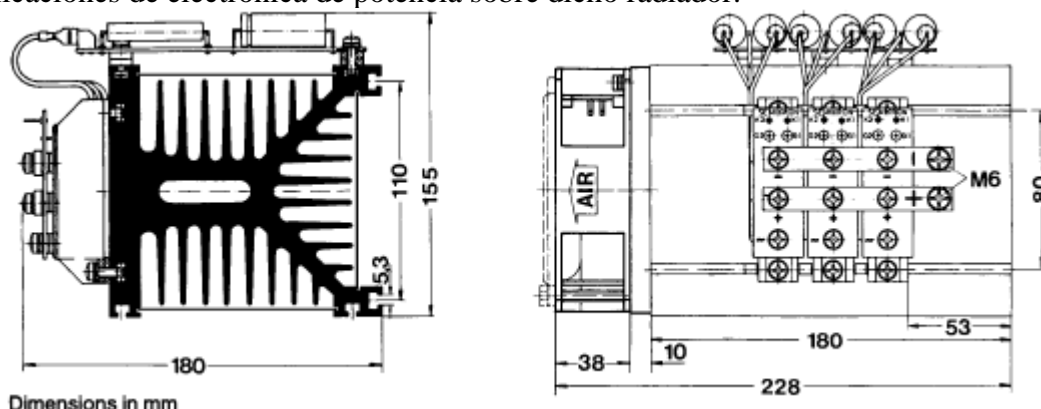


Fig.3.1. Montaje básico de circuitos sobre el radiador en aplicaciones de potencia.

Los módulos de IGBTs de potencia se colocan sobre su cara superior que ya tiene realizadas las ranuras correspondientes para fijarlos con tornillos. En sus caras laterales se colocan, por un lado, los condensadores del bus de continua, y por otro, las PCBs del circuito de control y drivers.

Con esta idea inicial, se procede a realizar un diseño en tres dimensiones, 3D, con el que se consigue una visión en conjunto del equipo que se pretende conseguir.

3.1. DISEÑO EN 3D.-

El diseño en 3D de todo el conjunto del PUENTE EN H permite analizar los pros y contras de una disposición dada, para finalmente escoger la alternativa que más prestaciones brinda en cuanto a montaje y comodidad de uso se refiere.

El diseño en 3D se realiza con el software **SOLID WORKS versión 2008**. Se tuvo en cuenta todas las medidas físicas de cada elemento que componen el conjunto. Después de proponer varios modelos de diseño, se optó por la alternativa mostrada en las vistas explosionadas de las figuras 3.2, 3.3 y en las vistas en conjunto de las figuras 3.4 y 3.5.

Una vista real del equipo se muestra en las fotografías de las figuras 3.6, 3.7, 3.8 y 3.9 en las que se aprecia las vistas de la parte frontal, trasera, derecha e izquierda respectivamente.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

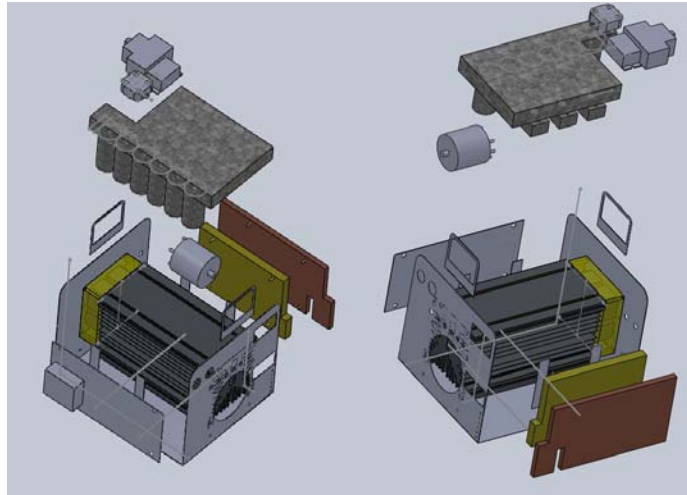


Fig.3.2. Vista explosionada 1

Fig.3.3. Vista explosionada 2

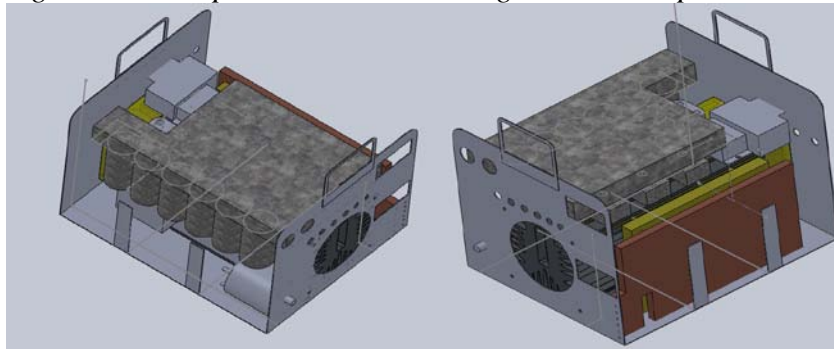


Fig.3.4. Vista en conjunto 1

Fig.3.5. Vista en conjunto 2

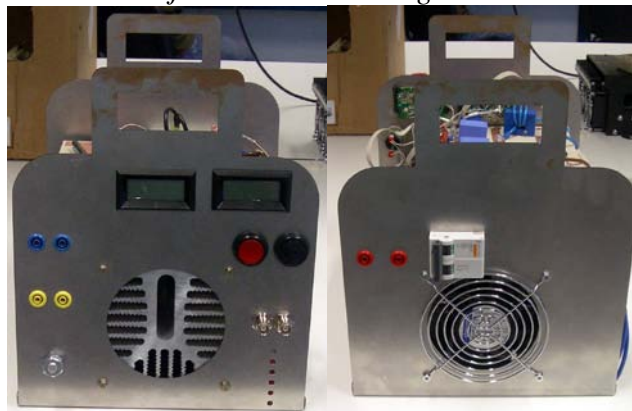


Fig.3.6. Vista frontal del equipo

Fig.3.7. Vista trasera del equipo

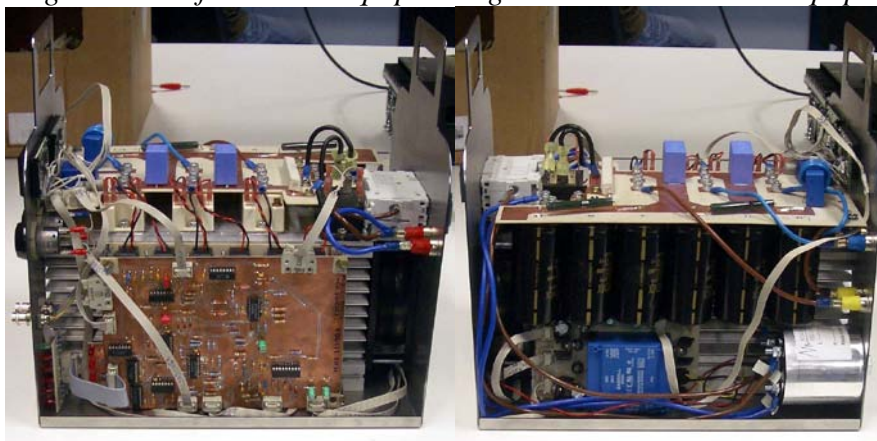


Fig.3.8. Lateral derecho del equipo

Fig.3.9. Lateral izquierdo del equipo

3.2. DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DEL CONVERTIDOR: PCBs.-

Los circuitos del convertidor principalmente fueron realizados en PCBs con el software **PCAD versión 2002** para ser impresas luego en placas de baquelita. Las PCBs pueden observarse en los planos 5, 6, 7, 8 del anexo. En las figura 3.10, 3.11, 3.12 y 3.13 se observan los circuitos de potencia, control, drivers y alimentación de señal respectivamente montados en la práctica. En las figuras 3.14 y 3.15 se observan los circuitos de LEDs y de las pantallas de medida. De este último se destaca que los pocos elementos externos de las pantallas de medida se colocan directamente sobre ellas con soldaduras de estaño: no es necesaria ninguna PCB.

De la PCB de potencia, plano 5 del anexo, se destaca que las pistas de cobre son bastante anchas sobre todo en la etapa del BUS DE CONTINUA. Esto se realiza con el objetivo de disminuir las inductancias parásitas en la conexión de los elementos que forman parte de dicho bus. Así se evitan las posibles sobretensiones en los semiconductores de potencia descritas en el apartado 1.4.5 (**ver pág.42**).

De la PCB de alimentación de señal, plano 8 del anexo, se destaca que existe un conector en paralelo con el de la entrada del transformador de señal para poder alimentar desde aquí el ventilador de disipación de calor del circuito de potencia.

El montaje de los elementos en las PCBs se realiza con sumo cuidado. Por ello, se va comprobando constantemente que no existan cortocircuitos entre las pistas de cobre. Esta comprobación se realiza con un polímetro en el modo de continuidad. Además se realizan puntos de soldadura evitando las soldaduras frías que no brindan un contacto eléctrico adecuado.

Como se puede observar en las figuras, existen cables que permiten conectar por una parte los circuitos entre sí y por otra conectar entre sí elementos del circuito de potencia. Por ello, existen dos tipos de cables:

- ✓ Los cables planos o trenzados de varios hilos que permiten conectar los circuitos entre sí utilizando conectores de varios pines.
- ✓ Los cables multifilares de secciones $2,5\text{mm}^2$ y 4mm^2 utilizados en diferentes partes del circuito de potencia para soportar menor o mayor densidad de corriente.

3.3. DISEÑO DE LA CUBIERTA DEL CONVERTIDOR.-

Del diseño 3D se observa que la estructura montada sobre el radiador está protegida en sus caras frontal, trasera e inferior por una carcasa metálica. Las caras restantes se protegen con una cubierta de metacrilato transparente que permite observar los elementos de los que consta cada circuito del PUENTE EN H. Así se cumplen las exigencias del equipo realizado en este PFC: equipo de tipo académico que responde a las necesidades de enseñanza al alumnado de ingeniería eléctrica.

El plano de la carcasa metálica se realiza en el software **AUTOCAD 2008** y se observa en el plano 9 del anexo. En dicho plano, se observa como una pieza plana ya que es necesario abatir todas sus caras por petición de la fábrica a la que se solicita su realización.

La cubierta de metacrilato se realiza en el laboratorio manualmente. Se utiliza una placa plana de metacrilato plástico y a base de calor se consigue moldear el plástico para conseguir la forma y tamaño exigidos.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

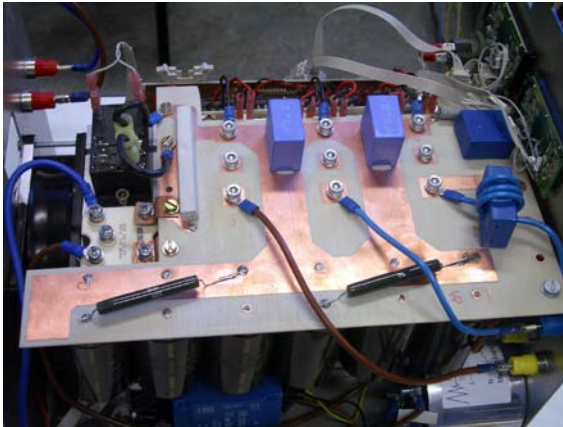


Fig.3.10. PCB de potencia.

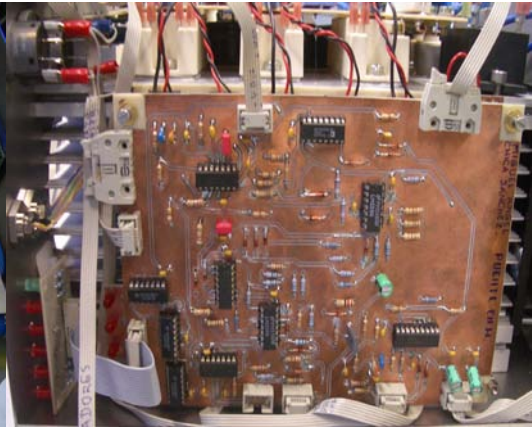


Fig.3.11. PCB de control.

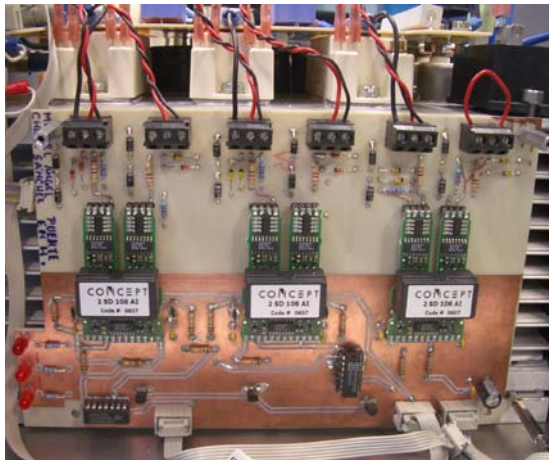


Fig.3.12. PCB de drivers.

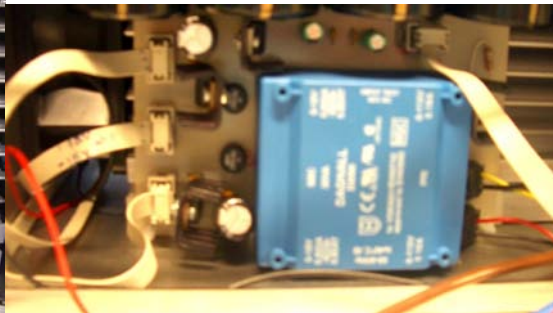


Fig.3.13. PCB de alimentación de señal.

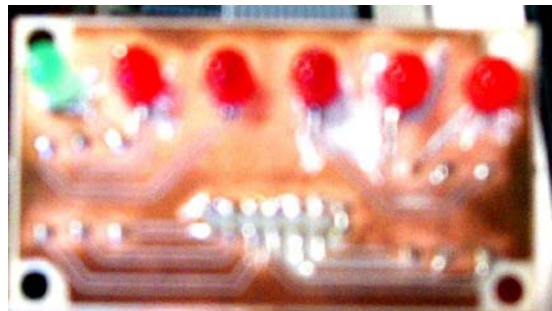


Fig.3.14. PCB de LEDS.



Fig.3.15. PCB de pantallas de medida.

3.4. MATERIAL UTILIZADO.-

Se enumera el material más importante utilizado en la correcta fijación de los elementos tanto al radiador como a la carcasa así como para permitir el buen uso y funcionamiento del convertidor en conjunto con la MCC y el lazo externo de velocidad.

- **-Estaño y soldador** para realizar la fijación de resistencias, condensadores, zócalos y demás elementos en las PCBs diseñadas.
- **Tornillos, arandelas, tuercas** de diferentes métricas y tamaños para fijar los módulos de IGBTs, puente rectificador al radiador, las PCBs al radiador, el ventilador entre la carcasa y el radiador, etc.
- **Conectores BNC** que permiten introducir y enviar la corriente de referencia y la corriente medida respectivamente del lazo de velocidad implementado en el ordenador por medio de cables axiales. Fueron comprados y fabricados por RS. Su código RS es 546-3951.
- **Conectores de seguridad** utilizados para conectar la alimentación de entrada, la MCC y la resistencia externa de la rama de disipación. Se utilizaron de color rojo, azul y amarillo respectivamente. Fueron comprados en RS y sus códigos RS son 404-171, 404-143, 618-8336.
- **Conectores de varios pines** a los que se conectan los cables planos o trenzados que envían señales de un circuito a otro.
- **Conectores faston y de anillo** que permiten, respectivamente, conectar cables multifilares con las lengüetas faston de los conectores de seguridad, relé, ventilador y conectar dichos cables con los tornillos de los módulos de IGBTs, puente rectificador, filtro EMI. Se emplea una pinza especial que permite unir el cable al orificio de entrada del conector faston o en su caso al de anillo.
- **Pulsadores de tipo industrial** para el encendido y apagado del PUENTE EN H en un funcionamiento normal, es decir, sin la activación de ninguna protección. Se utilizó uno de color rojo para el RESET y otro negro para el PARO. Fueron comprados en RS y fabricados por ITW. Sus códigos RS, de forma respectiva son 320-815 y 320-821.
- **Montura para los displays de medida** que permite colocarlos sobre la carcasa. Fue comprada en Farnell y fabricada por ANDER ELECTRONICS. Su código Farnell es 176796.
- **Rejilla metálica protectora** que evita un posible accidente humano por el contacto accidental con las aspas del ventilador. Al igual que el ventilador, fue comprada en COMPONENTES ELECTRONICOS ANGEL SAENZ S.A y sus medidas son 119x119 mm.
- **Goma termorretráctil** que permite unir hilos sueltos de un cable plano o trenzado. Esto se consigue calentando la goma de forma que su diámetro se haga cada vez menor.
- **DYMO** para realizar rótulos que se colocan en la carcasa para saber la función realizada por los elementos colocados sobre ella. Por ejemplo, saber en qué conectores de seguridad se conecta la MCC o qué diodo LED indica el encendido del convertidor.
- **Demás herramientas** tales como pinzas, alicates, cúter, cinta aislante necesarios siempre en un montaje de tipo eléctrico.

4. RESULTADOS.-

Una vez que realizado el montaje práctico de todos los circuitos únicamente queda por probar que el funcionamiento del equipo se corresponde con las exigencias teóricas.

4.1. RESULTADOS INICIALES.-

En primer lugar, con la finalización de cada circuito se procede a probar individualmente cada uno. Se comprueban los circuitos de control, drivers, alimentación y visualización de la siguiente forma:

- Se comprueba la alimentación de señal en los circuitos de control y drivers. Se utiliza una fuente de tensión variable de $\pm 30V$ que permite saber si no existen cortocircuitos entre las pistas de las PCBs montadas. Esto se sabe gracias a la pantalla de corriente que tiene dicha fuente. Si existiesen cortocircuitos, entonces la pantalla muestra una corriente de varios amperios. En un funcionamiento normal, se tienen menos de 500mA.
- En el circuito de control se comprueban los mecanismos de encendido y apagado del convertidor. Se comprueba el correcto encendido del convertidor, las protecciones electrónicas de sobrecorriente, sobretensión, baja alimentación, el estado general de drivers y el circuito de histéresis de la rama de disipación mediante el encendido y apagado de los 6 LEDS respectivos. También se comprueba el circuito de histéresis de la rama de arranque mediante la excitación en el momento oportuno del relé.
Se comprueba la forma de la onda triangular así como sus valores picos y período de conmutación. El circuito del lazo de control se comprueba más adelante con todos los circuitos conectados entre sí.
- En el circuito de drivers se comprueba la activación de los 3 diodos LEDS correspondientes a la existencia de un error en los 3 DRIVERS CONCEPT. Se comprueban los disparos obtenidos en los 2 canales de los 2 módulos utilizados en las células de conmutación: sus niveles son de +15V y -15V así como sus tiempos muertos respectivos de 1,1 μ seg. Se comprueba también el disparo del módulo de la rama de disipación: sus niveles son +15V y -15V. Se comprobó en los 3 módulos su limitación de disparo al encendido del equipo.
- El circuito de alimentación de señal se comprobó primero observando la continuidad entre pistas de la PCB para evitar cortocircuitos. Posteriormente, se alimenta la entrada del transformador del circuito con la tensión de red y se mide con un voltímetro en continua la alimentación a +15V, -15V, +5V, -5V y 0V. Se destaca la introducción de un circuito extra para conseguir -5V según lo explicado en el apartado 2.6 (**ver pág.149**). Una vez comprobados los valores de alimentación se alimentan las PCBs que necesitan dicha alimentación.
- El circuito de visualización de LEDS se comprobó anteriormente junto con el circuito de control. El circuito de visualización de medidas se comprueba primero alimentando las pantallas y posteriormente observando que la medida de pantalla se corresponde con las exigencias de escala establecidas.

Comprobados los circuitos por separado se procede a su acoplamiento para realizar los ensayos del equipo en conjunto.

- Con una fuente de tensión continua variable, se alimenta el rectificador de potencia y la entrada de la alimentación de señal con lo que se comprueba que: no existen cortocircuitos en las PCBs montadas, el funcionamiento correcto del ventilador, la iluminación de fondo de los displays así como la de sus dígitos, el posterior cierre de los contactos del relé de arranque, el encendido del LED que indica el estado de los drivers así como el de los 3 diodos respectivos en la PCB de drivers. Luego se pulsa RESET y se comprueba que: el LED de encendido se activa, se apagan los de estado de drivers. Luego se pulsa PARO y se apaga el LED de encendido.
- Se comprueba circulación de corriente por la rama de disipación. Dado que la fuente de continua no puede suministrar los 400V necesarios para el disparo del IGBT, se “engaña” al circuito de histéresis del control introduciendo una señal, V_{bus_acond} , con una fuente de $\pm 30V$. Así se enciende el IGBT el LED de disipación. Disparado el IGBT, se comprueba con un amperímetro que por la resistencia de disipación circula corriente debida a la tensión de bus soportada por dicha resistencia.
- Se comprueban las escalas de medida. La medida de tensión del bus se comprueba sabiendo que si a 10V de señal se muestra 440V, entonces a 1V se muestra 44V. Alimentando con la fuente a 44V se tuvieron 0,95V de señal, por lo que **el error de medida de tensión es del 5%**.
La medida de corriente se comprueba sabiendo que si a 10V se muestra 14 A, entonces a 1V se muestra 1,4 A. Haciendo pasar una corriente de 1,4 A con la fuente de corriente se tuvieron 1,02V de señal, por lo que **el error de medida de corriente es del 2%**.
- El lazo cerrado de control se comprueba conectando una fuente de corriente según la figura 4.1. Se lleva a GND el conector BNC de la corriente de referencia: $I_{ref}=0A$. Con esta configuración, aunque tiene un funcionamiento extraño, se puede conocer que, efectivamente, la configuración práctica descrita en el apartado 2.5.6.5 (ver pág.143) se cumple.

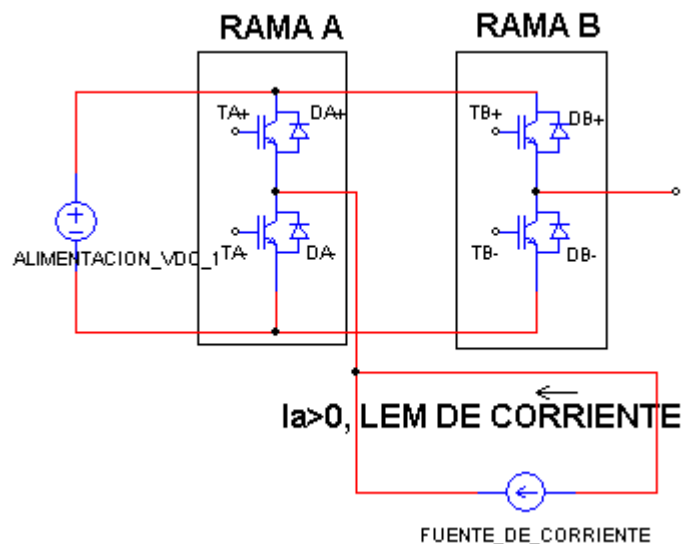


Fig.4.1. Circuito práctico para observar el comportamiento del lazo cerrado de control de corriente.

4.2. SEGUIMIENTO DE LA REFERENCIA A DISTINTAS FRECUENCIAS.-

Realizados los ensayos que permitieron conocer el buen funcionamiento del equipo se procede a comprobar la respuesta del lazo a una referencia de corriente constante en amplitud pero variable en frecuencia. Este ensayo tiene el objetivo de verificar el ancho de banda práctico del lazo de corriente.

Se utiliza un generador de funciones con el que se fija una referencia de tipo senoidal de amplitud $\pm IV$. Al convertidor se conecta la armadura de la MCC sin su excitación para mantenerla parada. Así, se procede a variar la frecuencia de la referencia y con un osciloscopio se observa la evolución de la corriente medida respecto a la referencia a una frecuencia dada. Ambas ondas se toman desde los respectivos conectores BNC situados en la carcasa. Las medidas se toman en un amplio rango de frecuencias. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.1.

Frec (Hz)	Iref, valor pico (mV)	Imed, valor pico (mV)	GANANCIA	GANANCIA (dB)	FASE (grados)
1	990	990	1	0,00	0
10	990	990	1	0,00	0
50	990	940	0,95	-0,45	-10,8
100	990	900	0,91	-0,82	-21,6
170	990	860	0,87	-1,21	-30
335	990	780	0,79	-2,05	-48
400	990	750	0,76	-2,38	-58
460	990	720	0,73	-2,73	-63,3
500	990	700	0,71	-2,97	-72
700	990	580	0,59	-4,58	-100
1000	990	420	0,42	-7,54	-122,4
2000	990	120	0,12	-18,42	-180
5000	990	12	0,012	-38,42	-270
10000	990	5	0,005	-46,02	-360

Tabla 4.1. Resultados obtenidos del ensayo del seguimiento de la referencia de corriente en un amplio rango frecuencial.

Para tener una mayor aclaración de los resultados obtenidos se muestran las gráficas obtenidas en distintos valores de frecuencias. Estas gráficas se muestran en las figuras 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6 y 4.7.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

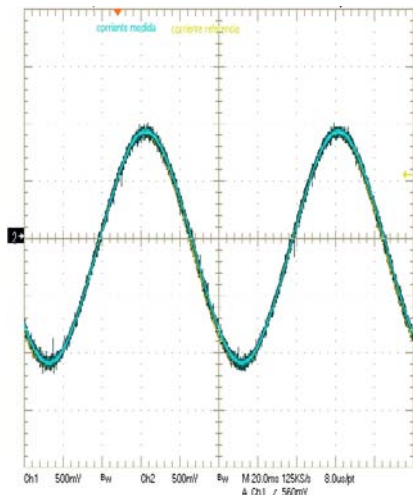


Fig.4.2. Características a 10 Hz.

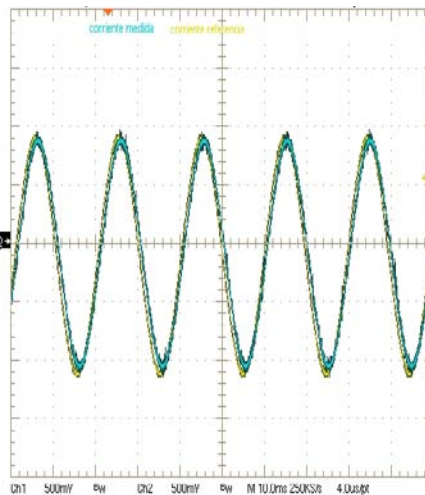


Fig.4.3. Características a 50 Hz.

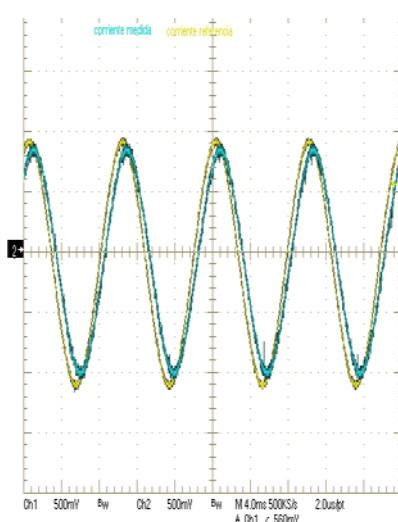


Fig.4.4. Características a 100Hz.

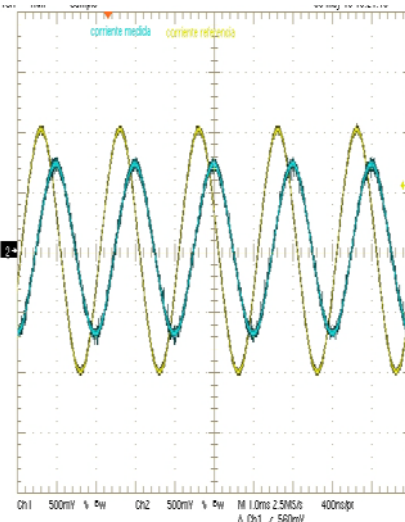


Fig.4.5. Características a 500Hz.

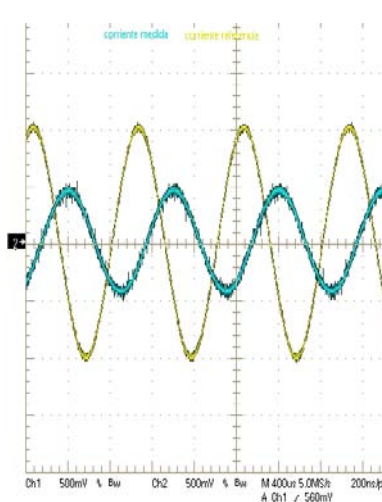


Fig.4.6. Características a 1000Hz.

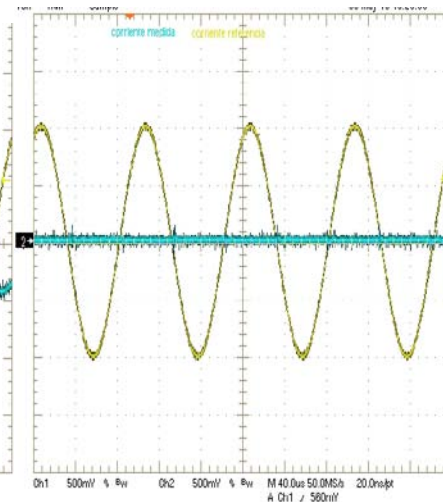


Fig.4.7. Características a 10kHz.

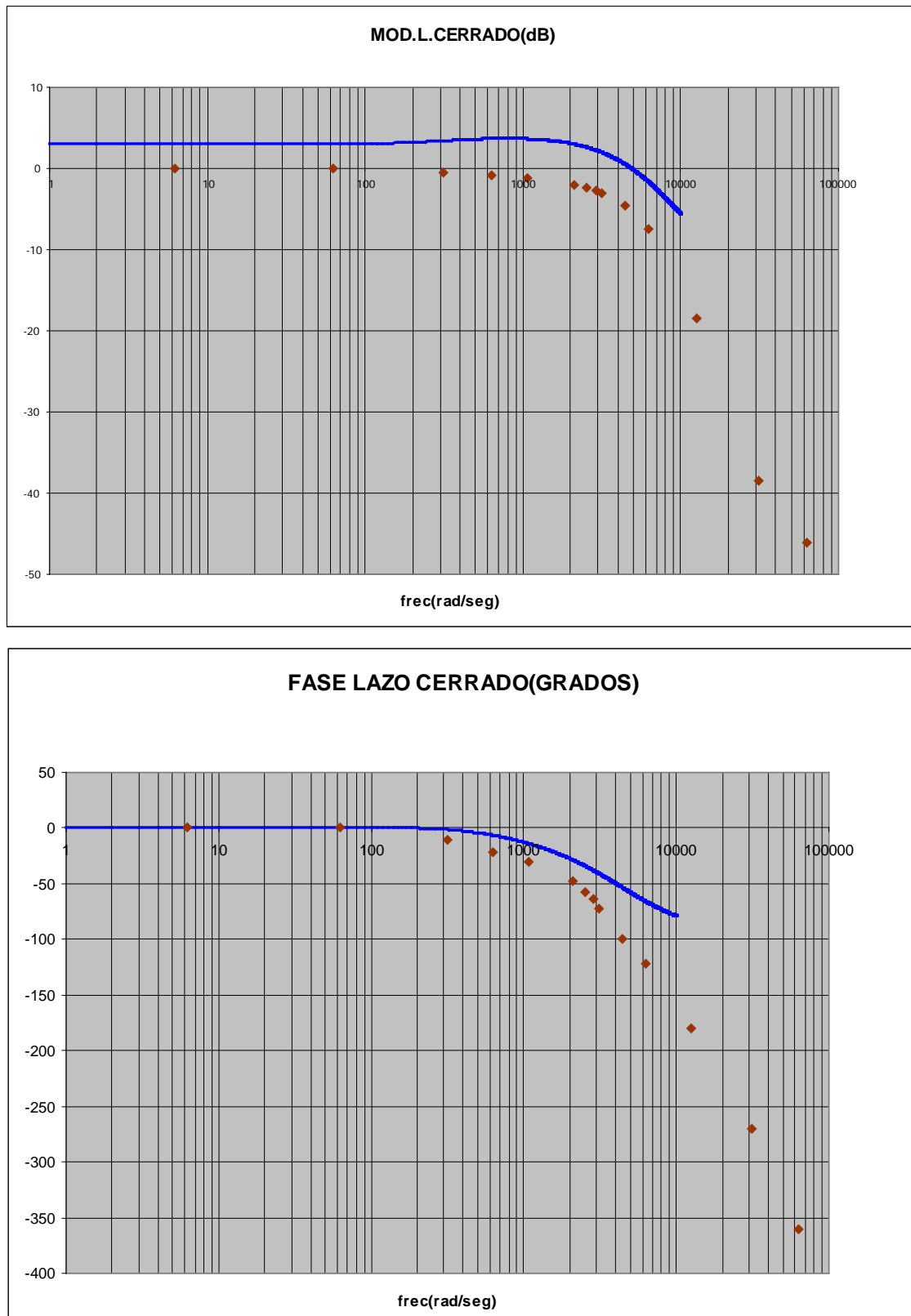


Fig.4.8. Comparación de los diagramas de Bode teórico y práctico. El teórico se muestra en línea continua. El práctico se muestra con los puntos correspondientes a los valores de la tabla 4.1.

El diagrama de fase práctico es próximo al teórico. El diagrama de ganancia teórico está escalado. Por debajo de la frecuencia de corte, $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot 500 = 3141,6 \text{ rad / seg}$, su

ganancia es mayor que 0dB. Esto se debe a que la realimentación del lazo de corriente no es unitaria lo que conlleva a un escalamiento en la corriente de salida. Con la LEM, los 14 A de salida se escalan a 10V para ser comparados con la corriente de referencia. Para poder comparar ambos diagramas de Bode con más claridad, **se realiza el Bode teórico con realimentación unitaria** lo que implica colocar el bloque del sensor más el filtro en la cadena directa. Se calcula la nueva función de transferencia en MATLAB y se realizan los nuevos Bodes en EXCEL. Los resultados se muestran en la figura 4.9. Los resultados prácticos son satisfactorios. Los diagramas de ganancia y de fase prácticos son bastantes próximos a los teóricos.

En cuanto al diagrama de ganancia teórico, se aprecia una pequeña “joroba” entre los 200rad/seg y 1200rad/seg que en el práctico no existe. Además la frecuencia de corte teórica está en torno a los 4000 y 5000rad/seg (630 y 790Hz). Sin embargo, la frecuencia de corte práctica se sitúa en torno a los 3000rad/seg (477Hz) muy próxima a la frecuencia de corte exigida que fue de 3141,6rad/seg (500Hz): **se tienen un sistema que cumple con las especificaciones de rapidez exigidas.**

En cuanto al diagrama de fase práctico, se observa que la fase del sistema se sitúa entre los -70° (4000rad/seg) y los -80° (5000rad/seg) lo que da lugar a un margen de fase entre 110° y 100° respectivamente: se tiene un sistema bastante estable y robusto. El margen de fase se fijó en 70° y, obviamente, no coincide con los valores anteriores. Esto sucede porque se está realizando el Bode de un lazo cerrado y sus diagramas son distintos a los del Bode en lazo abierto, y por tanto el margen de fase en lazo abierto es distinto al margen de fase en lazo cerrado.

En lo que respecta al diagrama de fase práctico, se puede observar que el sistema tiene una fase próxima a los -70° (3000rad/seg), lo que implica que la estabilidad práctica obtenida es muy similar a la teórica: **se tiene un sistema bastante estable y robusto frente a escalones en la referencia.**

Concluyendo, el ancho de banda del sistema se sitúa muy cerca del exigido con el método de la asignatura de accionamientos eléctricos y la implementación analógica del lazo cerrado de control de corriente resulta satisfactoria. **El equipo realizado es idóneo para la enseñanza académica durante las prácticas de los alumnos de ingeniería.**

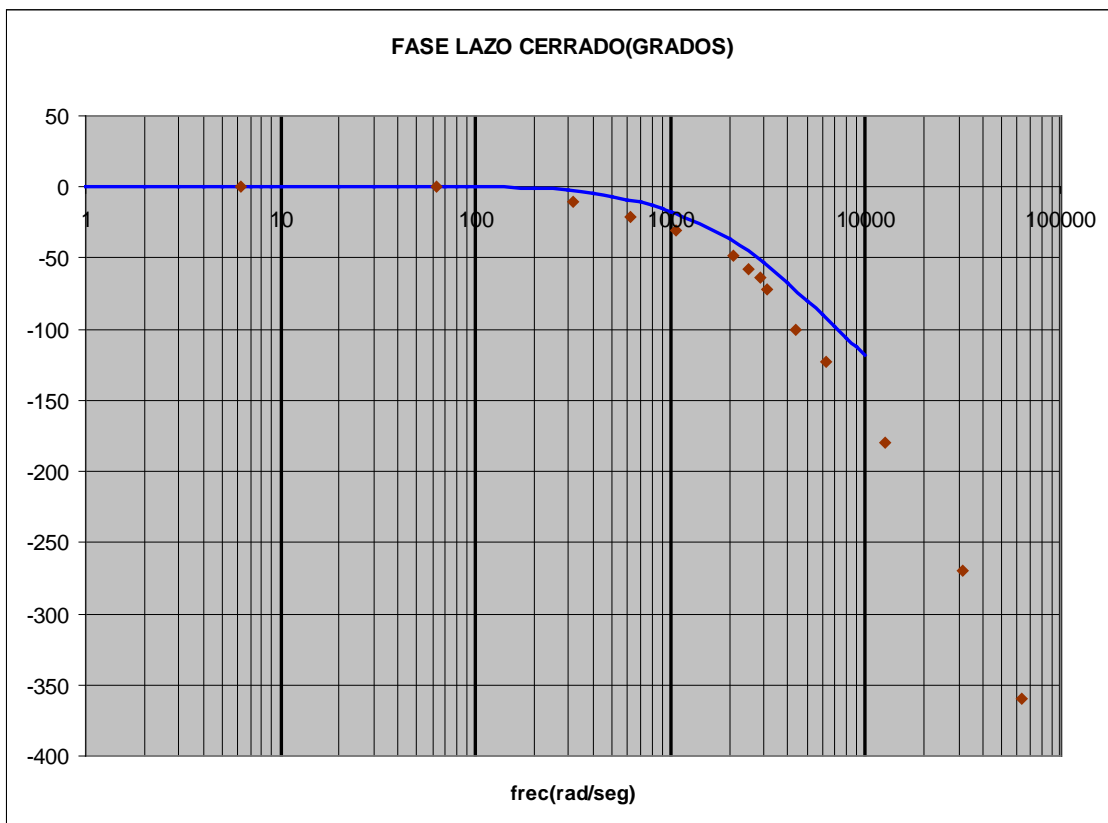
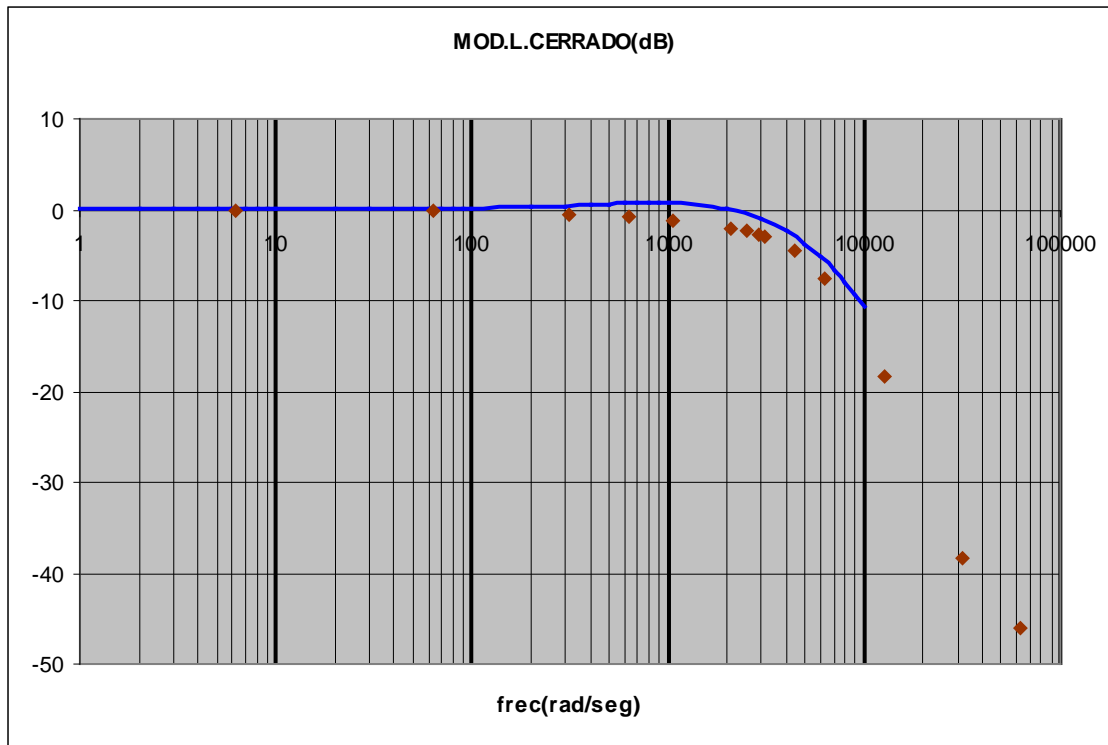


Fig.4.9. Comparación de los diagramas de Bode teórico y práctico. El Bode teórico se obtuvo con el lazo cerrado con realimentación unitaria.

En los dos apartados siguientes se procede a realizar el ensayo final conectando el PUNTE EN H con su lazo cerrado de corriente al lazo externo de velocidad implementado en el ordenador. Es decir, se configura el accionamiento eléctrico con su lazo de control en cascada.

4.3. RESPUESTA DEL SISTEMA COMPLETO FRENTE A ESCALONES DE VELOCIDAD POSITIVOS.

Se prueba la respuesta del sistema frente a variaciones en la velocidad de referencia del lazo externo de velocidad. Sobretodo interesa comprobar como se comporta el accionamiento en la situación más desfavorable: en los saltos o escalones grandes de velocidad. La velocidad máxima de referencia es de 2000rpm.

En primer lugar, se realiza un escalón de 0 a 1000rpm y luego el escalón máximo de 0 a 2000rpm. Se comprobó que el convertidor respondía satisfactoriamente.

A continuación, se observa en las figuras 4.10, 4.11, 4.12 y 4.13 las características obtenidas con distintos saltos de velocidad. En el momento del escalón, la corriente de referencia sube hasta los +14 A. Por su parte, la corriente de armadura va aumentando hasta alcanzar a la referencia y tener un error nulo en régimen permanente.

En las figuras mostradas, **ambas ondas no se solapan en el permanente**. Esto se debe a las escalas de medida. La escala de la referencia es de 7 A/div, mientras que la de la medida es de 8,9 A/div por lo que los 14 A de la referencia se alcanzan en 1,8 divisiones mientras que los 14 de la medida se alcanzan en 1,4 div: la corriente de armadura se sitúa por debajo de la referencia. Se insiste nuevamente en que en el permanente su valor es el mismo.

La **evolución de la corriente medida es lineal y termina en una sobreoscilación** para luego alcanzar el permanente. La **sobreoscilación** es de aproximadamente 0,2 divisiones equivalentes a 1,8 A que **suponen un 13% de los 14 A máximos**: aunque se diseñó un PI bastante robusto con un tiempo de respuesta no muy rápido, aún y todo se tiene un pico de 15,8 A respecto a los 14 A máximos del control. Además con esto se **comprueba la sobreoscilación obtenida en PSIM con la configuración elegida del PI (ver pág.101)**. La escala de tiempos es de 200µseg/div y la sobreoscilación tarda 1 división: su **duración es de 200µseg** aproximadamente, un tiempo pequeño en el que **no existe un calentamiento exagerado de los devanados de armadura**.

En cuanto a la tensión de armadura, si se realiza un zoom como en las figuras 4.14 y 4.15 se observa un aumento del ciclo de trabajo durante el flanco de subida del escalón.

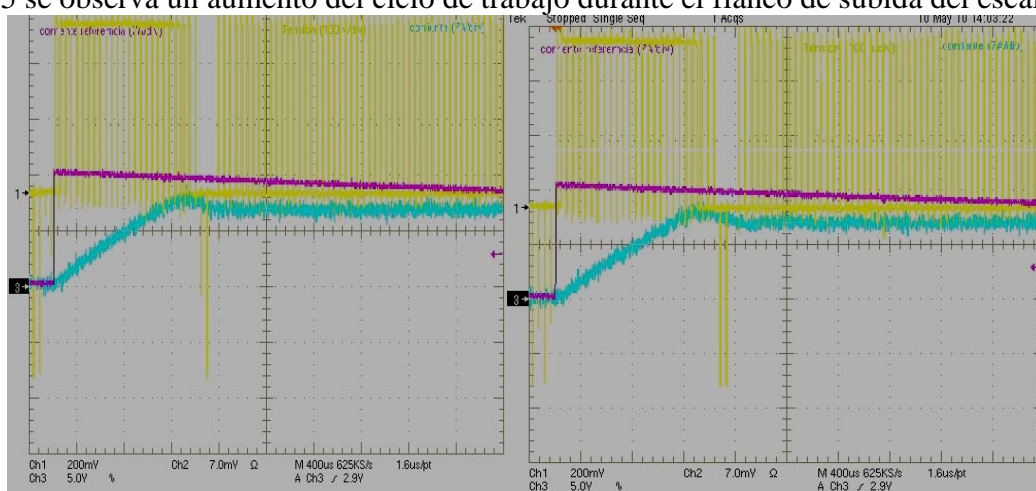


Fig.4.10. Características en un escalón de 0 a 1000rpm.

Fig.4.11. Características en un escalón de 0 a 1500rpm.

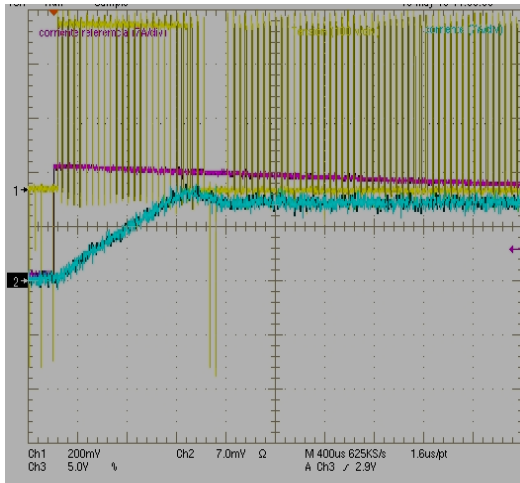


Fig.4.12. Características en un escalón de 0 a 2000rpm.

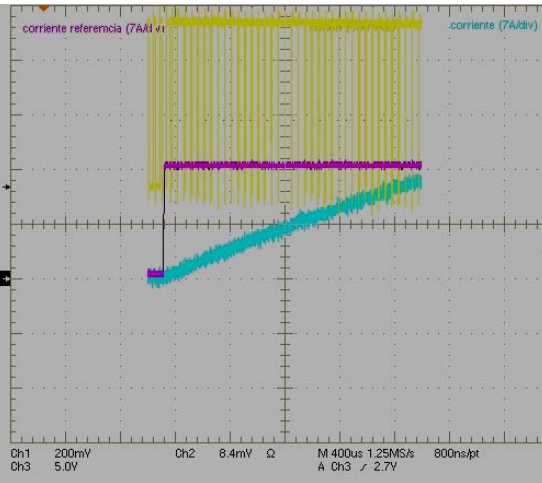


Fig.4.13. Características en un escalón de 1000 a 2000rpm.

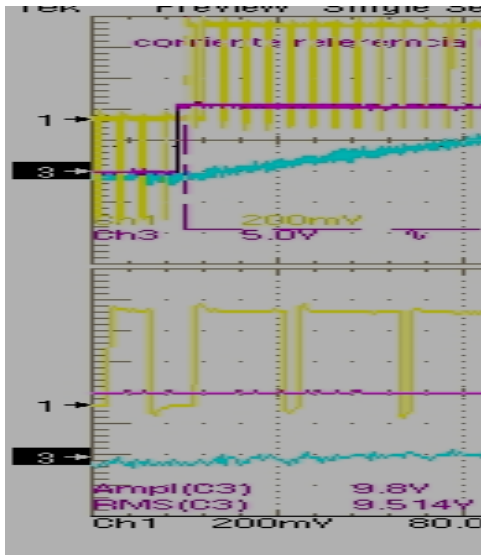


Fig.4.14. Zoom en el escalón de 0 a 1000rpm.

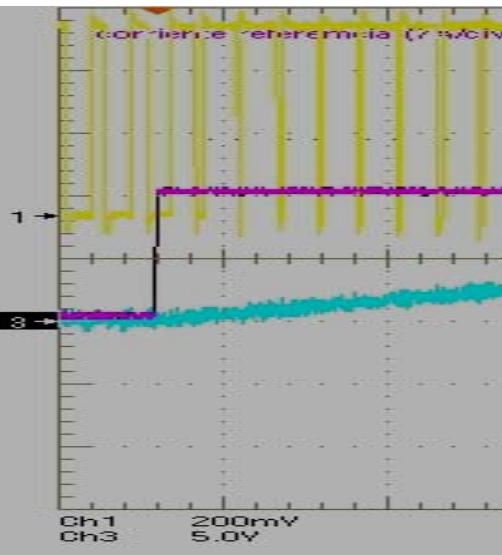


Fig.4.15. Zoom en el escalón de 1000 a 2000rpm.

Esto es lógico porque en el instante inicial el error es muy grande y el PI envía una modulante bastante elevada. Aún y todo se observa un tiempo en el que la tensión es de 0V debida por una parte al margen de seguridad impuesto en la PWM y por otra a los tiempos muertos en los disparos enviados por los DRIVERS CONCEPT. Se puede observar también que el período de conmutación es de aproximadamente 50µseg equivalente a 20 kHz de trabajo: se realiza una PWM UNIPOLAR. Además, el valor medio es positivo: el giro de la MCC es positivo.

Finalmente, cabe destacar **el escaso ruido acústico producido en el funcionamiento del accionamiento** gracias a que una frecuencia de trabajo cercana a los 20kHz en los que el oído humano prácticamente no percibe el ruido de conmutación.

En conclusión, los resultados obtenidos en las condiciones de trabajo son satisfactorios con respecto a las exigencias teóricas. Existe una sobreoscilación que no supone un grave peligro para la MCC.

4.4. RESPUESTA DEL SISTEMA COMPLETO FRENTE A ESCALONES DE VELOCIDAD NEGATIVOS.

Como antes, se realizan saltos de velocidad grandes que son el caso más desfavorable.

En primer lugar, se realiza un escalón de 0 a -1000rpm. Desafortunadamente, se produjo la activación de la protección del estado de drivers que obliga al apagado inmediato del equipo. Observando los LEDs de la PCB de drivers, se observa que el LED activado es el segundo, por lo que se supo que se activó la protección de cortocircuitos del driver B: *¿qué canal falla?*. Para saberlo se utilizaron varias configuraciones.

Primeramente, se cortocircuitaron los terminales del colector y emisor del canal 1. Dado que el colector estaba unido físicamente al IGBT, fue desconectado de su terminal. De esta forma, la protección de sobrecorriente es de 0A ya que $V_{th}=0V$. Nuevamente se sometió al sistema al escalón negativo, y se observó que la protección se volvía a encender: se dedujo que **el canal con error es el 2**.

Para desactivar la protección del canal 2 se tienen dos opciones. De la PCB de drivers, plano 7 del anexo 1, el terminal del emisor del canal 1 está unido con el colector del canal 2 por una pista. Si se quiere cortocircuitar colector y emisor del canal 2 se debe eliminar dicha pista. Otra opción es extraer la resistencia R_{th} del canal 2 de forma que el valor de V_{th} sea muy grande dado que ahora R_{th} tiende a infinito. Es decir, se desactiva la protección. Antes de quitar la pista **se optó por quitar R_{th} por ser la opción más sencilla**. Una vez más se produjo el escalón, y se observó que la protección ya no se encendió. Sin embargo, queda por ver qué pasa con el escalón de 0 a -2000rpm. Se comprobó que no se encendía ninguna protección: el equipo responde de manera satisfactoria.

En conclusión, **para conseguir que el accionamiento pueda responder ante escalones de velocidad negativos fue necesario desactivar la protección de cortocircuitos del canal 2 y mantener activa la del canal 1 del driver B**.

Finalmente, se observa en las figuras 4.16, 4.17 y 4.18 las características obtenidas con varios saltos de velocidad. En el momento del escalón, la corriente de referencia sube hasta los -14 A. La corriente de armadura va aumentando hasta alcanzar a la referencia y tener un error nulo en régimen permanente.

Igual que en los saltos positivos, no se solapan la referencia con la medida debido a las distintas escalas de ambas. También, la evolución de la corriente medida es lineal terminando en una sobreoscilación para luego alcanzar el permanente. El valor y duración de la sobreoscilación son los mismos que en los saltos positivos: no supone ningún peligro grave para los devanados de armadura. En La tensión de armadura, realizando un zoom como en la figura 4.19, se observa un aumento del ciclo de trabajo durante el flanco de bajada del escalón debido al gran error existente al inicio del flanco. Su valor medio es negativo: el giro de la MCC es negativo.

En conclusión, los resultados obtenidos en las condiciones de trabajo son satisfactorios con respecto a las exigencias teóricas. Como en los saltos positivos, **existe una sobreoscilación que no supone un grave peligro para la MCC y además se tiene la desactivación de la protección de sobrecorriente del canal 2 del DRIVER B** que permite la evolución correcta del transitorio de la corriente de armadura.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua

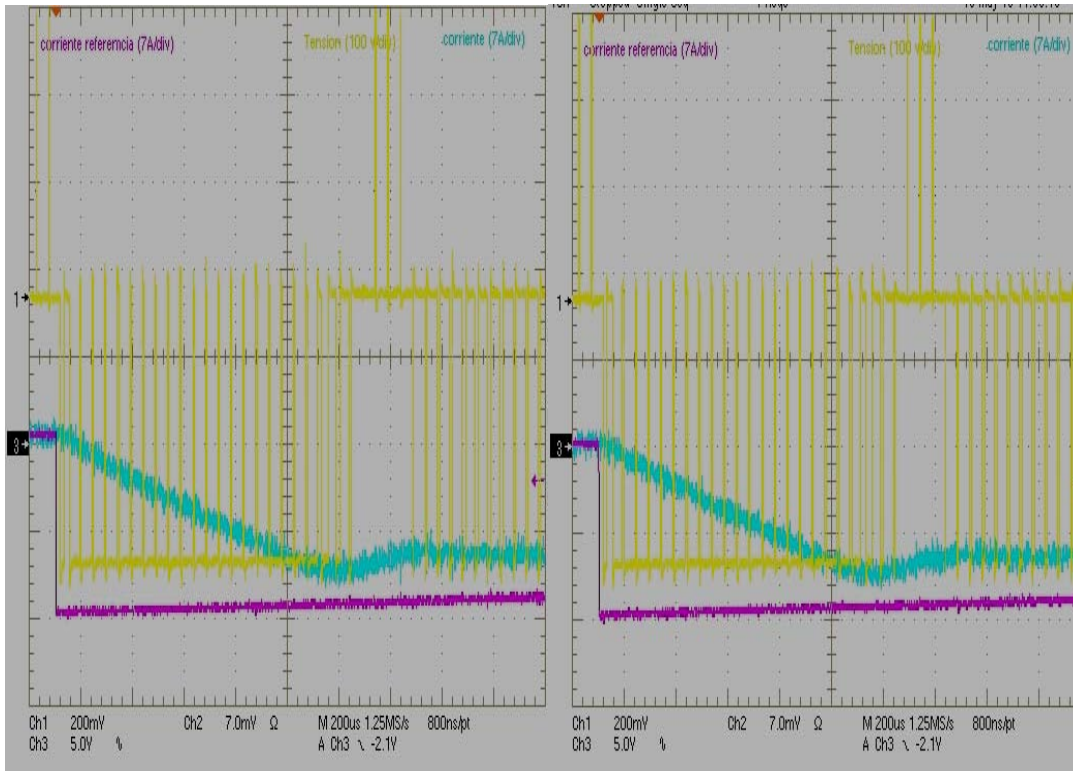


Fig.4.16. Características en un escalón de 0 a -1000rpm.

Fig.4.17. Características en un escalón de 0 a -1500rpm.

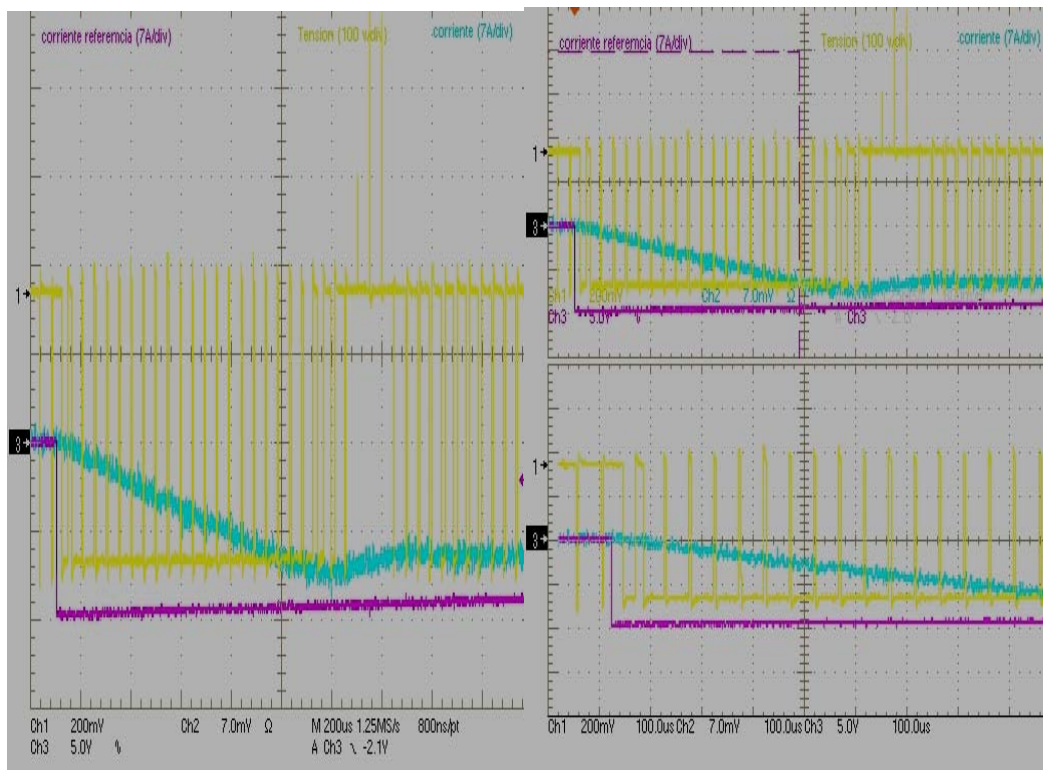


Fig.4.18. Características en un escalón de 0 a -2000rpm.

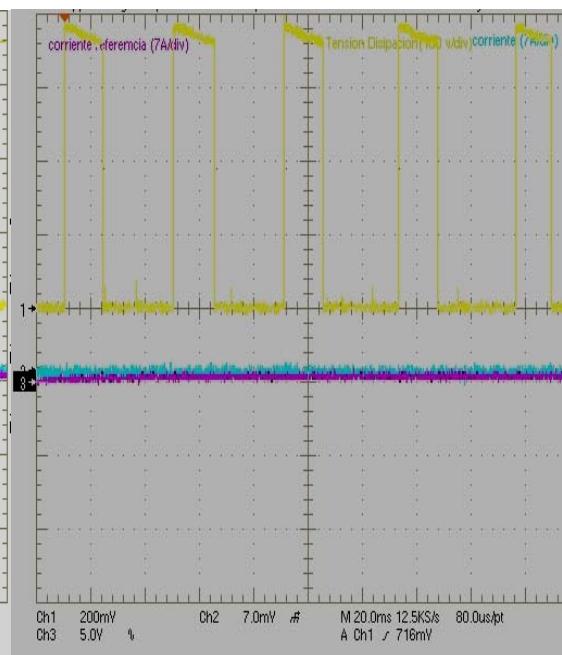
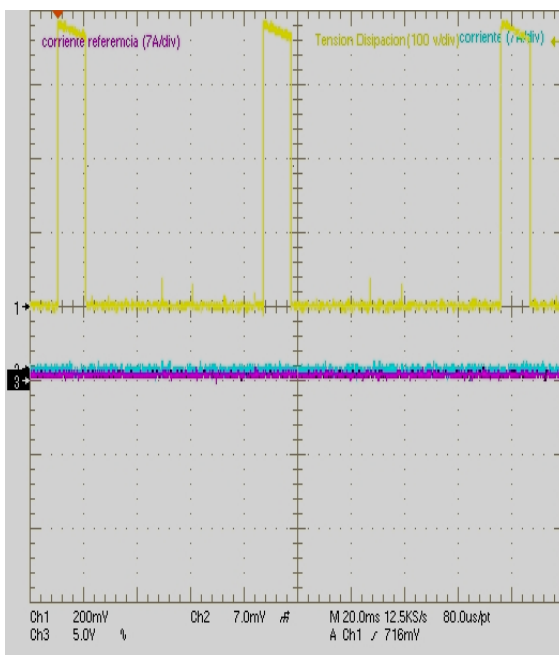
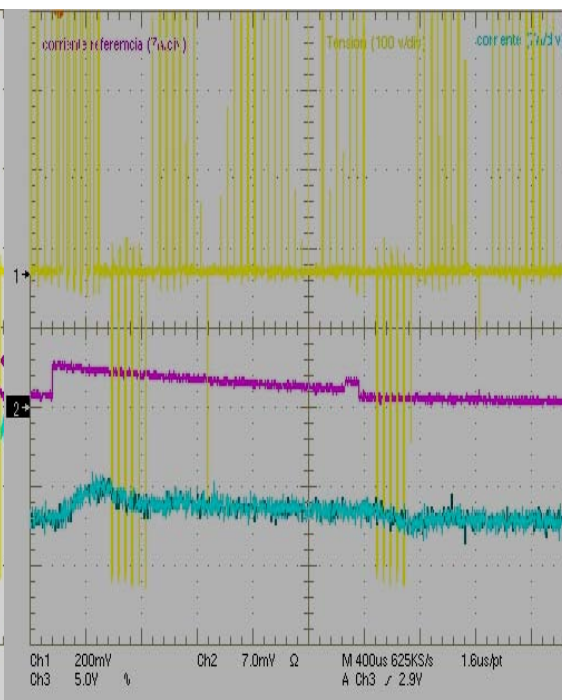
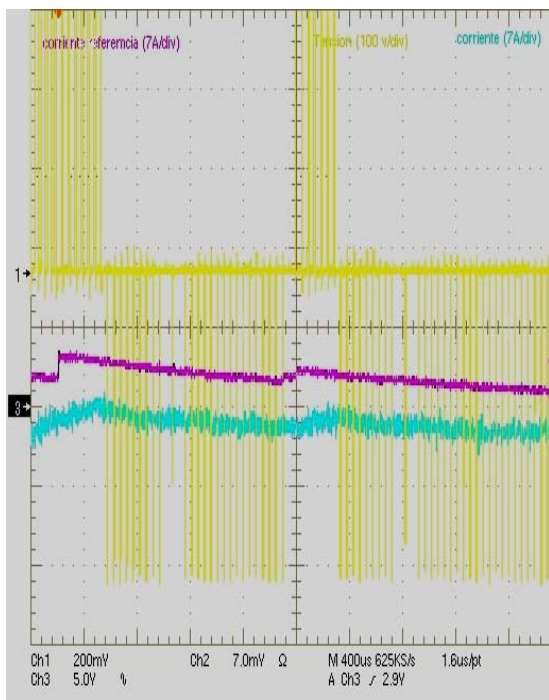
Fig.4.19. Zoom en el escalón de 0 a -2000rpm.

4.5. FUNCIONAMIENTO DE LA RAMA DE DISIPACIÓN.-

Ahora se va a frenar la MCC en los giros positivo y negativo y en los casos más desfavorables en los que la MCC tiene que pararse desde velocidades mayores a 1000rpm. El objetivo es comprobar el funcionamiento de la rama de disipación.

Los resultados del **frenado con un giro positivo** se muestran en las figuras 4.20, 4.21, 4.22, 4.23. En el momento en que se da la orden de frenado, tanto la corriente de referencia como de armadura cambian de valor positivo a negativo. El ciclo de trabajo en la tensión de armadura es cada vez menor hasta tener un valor medio prácticamente de 0V. En cuanto al circuito de histéresis de disipación, se observa su activación y desactivación durante el frenado. La escala de tensión de bus es de 100V/div. **La rama se activa cuando se tiene 3,9 divisiones equivalentes a 390V, y se desactiva en 3,6 divisiones equivalentes a 360V.** La histéresis teórica se fijó en 400-370V. Se puede decir, que el funcionamiento de la rama es satisfactorio y muy próximo a las exigencias teóricas establecidas. Además, **el LED indicador de la disipación parpadea:** la rama se activa y desactiva como se observa en las figuras 4.22 y 4.23.

PUENTE EN H con control de corriente para una máquina de corriente continua



Los resultados del **frenado con un giro negativo** se muestran en las figuras 4.24, 4.25, 4.26, 4.27. En el momento en que se da la orden de frenado, tanto la corriente de referencia como de armadura pasan de negativas a positivas. El ciclo de trabajo en la tensión de armadura es cada vez menor hasta que se tiene un valor medio prácticamente de 0V. En cuanto al circuito de histéresis de disipación, igual que antes, se observa su activación y desactivación durante el frenado. **Los valores de la histéresis son, lógicamente, también de 390-360V.** Igual que antes, el LED de la rama parpadea **indicando su activación y desactivación** para disipar la energía de la MCC.

En conclusión, se puede decir que el funcionamiento de la rama de disipación responde a las exigencias teóricas y académicas establecidas: cumple con la histéresis fijada y se observa su funcionamiento con su LED indicador.

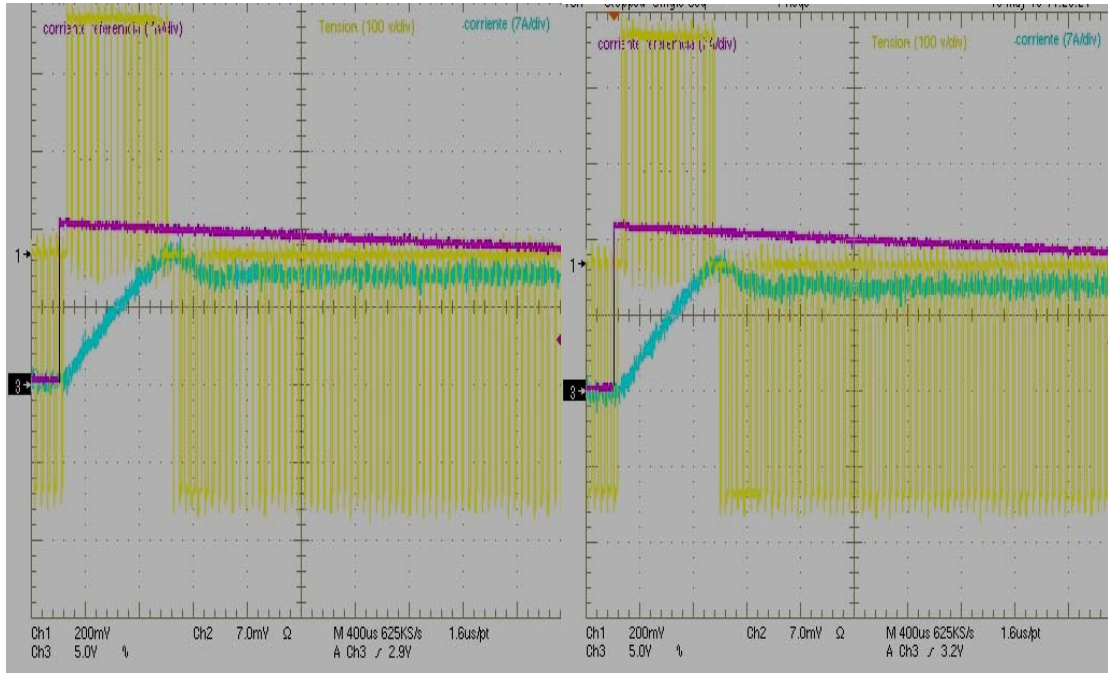


Fig.4.24. Características en el frenado De -1000 a 0rpm.

Fig.4.25. Características en el frenado de -1500 a 0rpm.

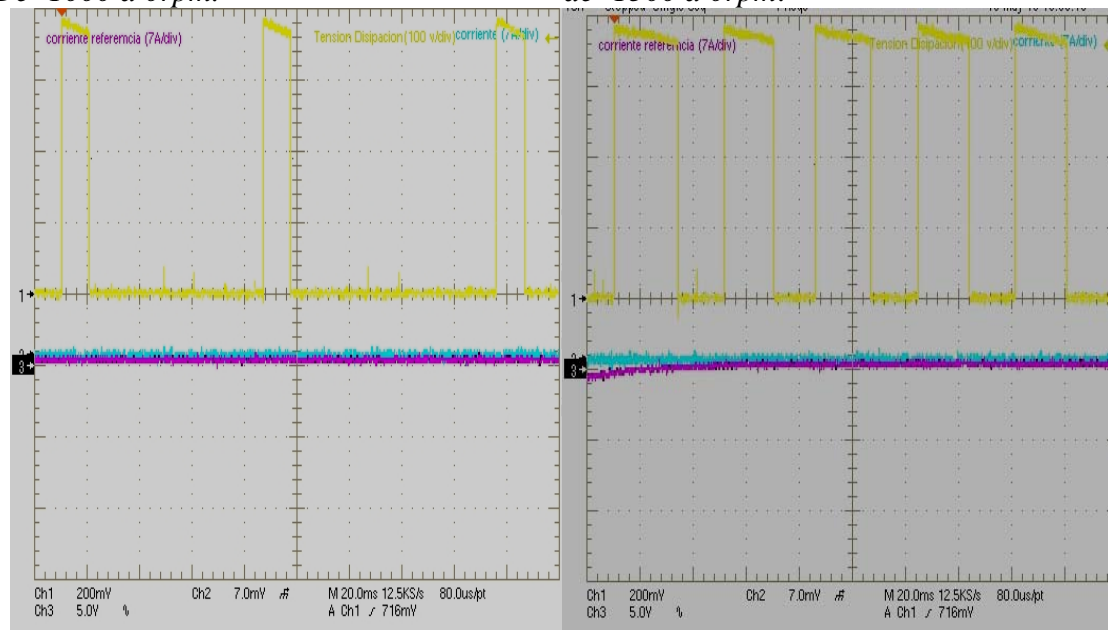


Fig.4.26. Características de histéresis en frenado de -1000 a 0rpm.

Fig.4.27. Características de histéresis en el el frenado de -1500 a 0rpm.

4.6. FUNCIONAMIENTO EN REGIMEN PERMANENTE.-

Como resultados finales se incluyen las características de funcionamiento de la MCC como motor en régimen permanente para observar cómo aumenta el ciclo de trabajo con la velocidad. Los resultados se muestran en las figuras 4.28 y 4.29.

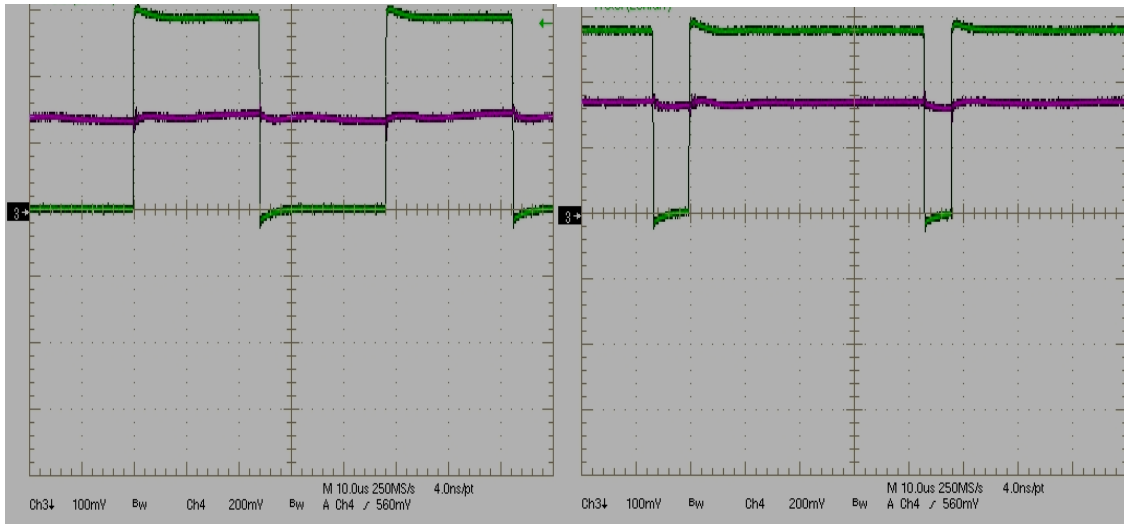


Fig.4.28. Característica a 1100rpm.

Fig.4.29. Características a 2000rpm.

Se observa que a **1100rpm**, el ciclo de trabajo es aproximadamente la mitad que con un giro a **2000rpm**. Además, se puede observar de forma más clara el período de conmutación. La escala de tiempos es de $10\mu\text{seg/div}$. El período es de 4,8 divisiones equivalentes a $48\mu\text{seg}$. Por lo que la frecuencia de trabajo real es de **20,83kHz**, muy próxima a los **20kHz** teóricos.

En conclusión, el régimen permanente del accionamiento cumple con los requisitos teóricos establecidos.

5. CONCLUSIONES Y MEJORAS.-

Después de haber realizado las etapas de diseño, montaje y ensayos del PUENTE EN H con su respectivo control de corriente se pueden obtener las siguientes conclusiones tanto en el montaje como en el funcionamiento del sistema.

En cuanto al montaje, se ha obtenido un equipo compacto y robusto. Esta estructura se consiguió, en gran medida, gracias al radiador del circuito de potencia y a la carcasa metálica que además protege todos los circuitos. Por un lado, se ha realizado un circuito de potencia en el que se distinguen fácilmente el transcurso de las distintas etapas que lo componen, gracias al diseño de su PCB. Por otro lado, los circuitos electrónicos implementados se han simplificado en gran medida. Los módulos de los drivers han permitido el uso de pocos elementos externos facilitaron la implementación del circuito de drivers. En el circuito de control, se ha conseguido reunir en un solo amplificador operacional la obtención del error de corriente así como las dos funciones del regulador PI para obtener la tensión modulante. Además se han utilizado configuraciones básicas en los comparadores gracias sobretodo a las características de las básculas biestables. El uso de puertas lógicas se redujo al máximo posible. Todo esto ha permitido conseguir un circuito de control bastante simplificado.

Con todo lo descrito anteriormente se obtuvo un equipo de peso físico manejable por cualquier persona, lo que permite que el equipo pueda ser transportado manualmente con el empleo de las asas situadas en la parte superior de la carcasa metálica.

Además la cubierta de metacrilato permite observar los elementos que conforman todo el sistema lo que resulta importante para la enseñanza académica durante las prácticas de los alumnos de ingeniería.

En lo que se refiere al funcionamiento, se ha obtenido un equipo que cumple con las exigencias teóricas establecidas en las etapas de potencia y de señal. Por un lado, la etapa de potencia cumple de sobra con las condiciones de funcionamiento gracias al coeficiente de seguridad impuesto durante el dimensionamiento. Por otro lado, la etapa de señal controla de forma precisa el sistema. Se ha visto que el lazo de control implementado es bastante exacto cumpliendo con las condiciones de rapidez y estabilidad teóricas a pesar de tener una pequeña sobreoscilación al final del transitorio de corriente que no resulta peligrosa para la MCC. Además, la configuración de los drivers del convertidor a sus respectivos IGBTs ha sido determinante para la configuración de la CÉLULA LEM de corriente para conseguir un correcto funcionamiento de todo el lazo cerrado de corriente.

Además, se ha conseguido un equipo con bajo ruido acústico gracias al valor en la frecuencia de conmutación y a la PWM UNIPOLAR que permite trabajar al usuario con pocas molestias acústicas.

En definitiva, se piensa que el equipo realizado cumple con el objetivo de ser una herramienta para un accionamiento de corriente continua destinado a la enseñanza académica durante las prácticas de los alumnos de ingeniería.

Una vez implementado este equipo satisfactoriamente, se piensa en realizar una segunda unidad con mejoras sobretodo en su montaje. Esta unidad también será utilizada para las prácticas de los alumnos de ingeniería.

Las mejoras en cuanto al dimensionamiento de elementos se enumeran a continuación:

- ✓ Del circuito de control, se puede observar en su respectiva PCB, plano 6 del anexo I, que la resistencia R39 y el diodo D8 que se muestran en el circuito de baja alimentación de la figura 2.57 (**ver pág.117**) no se incluyen: será necesario incluir estos elementos en la nueva PCB.
- ✓ Del circuito de drivers, no será necesaria la introducción de la resistencia Rth de la protección de sobrecorriente del canal 2 del DRIVER B, R15 del plano 3 del anexo 1.
- ✓ Del circuito de alimentación de señal, será necesario realizar una configuración en cascada de los reguladores de tensión para obtener los $\pm 5V$ de alimentación de las pantallas de medida.

Las mejora en cuanto al montaje físico de elementos se enumeran a continuación:

- ✓ De la PCB de potencia, los pines para soldar los condensadores del bus de continua deben colocarse más afuera respecto de la cara lateral del radiador para evitar que dichos condensadores choquen con esta cara del radiador. Además todo el conjunto de condensadores debe moverse hacia la izquierda para conseguir un mayor espacio en la conexión de los conectores de seguridad de la MCC y de la resistencia de disipación.
- ✓ Una de las pantallas de medida presiona la cara superior de un condensador electrolítico de estabilización situado en la PCB de potencia. El hueco de la pantalla en la carcasa no se puede mover: es necesario mover el condensador.
- ✓ Las medidas llevadas desde la PCB de control a las pantallas se hacen con el mismo cable plano. Por comodidad ambas medidas se llevarán con un cable plano por separado: en la PCB de control se debe añadir un conector más. Lo mismo sucede con la alimentación de señal: se debe añadir un conector más para $\pm 5V$ en la PCB de alimentación de señal.
- ✓ Las señales de los pulsadores desde la PCB de control a los pulsadores se hacen con el mismo cable plano. La señal del RESET y PARO se llevan con cables planos por separado: se debe añadir un conector más en la PCB de control.
- ✓ Los orificios de sujeción del ventilador deben tener un diámetro de 5,5mm para permitir una fácil maniobra de los tornillos que lo sujetan al radiador y a la carcasa.
- ✓ Los orificios roscados para el paso de tornillos de sujeción del ventilador al radiador serán de métrica 4, la profundidad de la rosca como mínimo de 5mm.
- ✓ Se utilizará una chapa metálica para apoyar la PCB de la alimentación de señal sobre la cara lateral del radiador.

Estas son las mejoras principales que deben realizarse en la segunda unidad del convertidor PUENTE EN H.

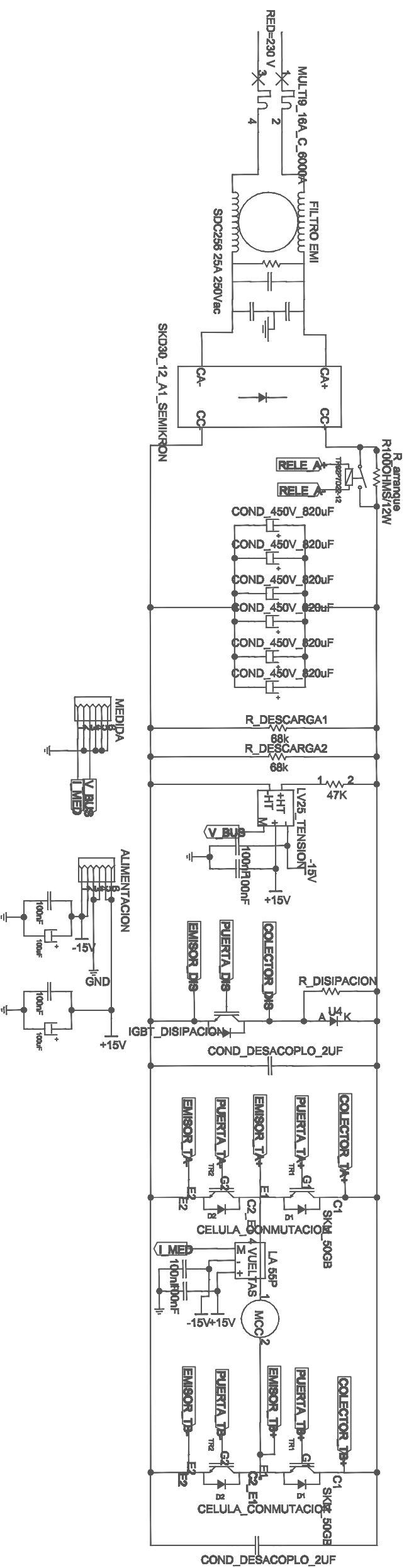
6. BIBLIOGRAFÍA.-

A continuación se enumera la bibliografía utilizada en el dimensionamiento de los circuitos del convertidor PUENTE EN H, manuales y hojas de especificaciones de distintos componentes, enlaces de páginas webs de tiendas en las que se adquirieron los distintos elementos del montaje.

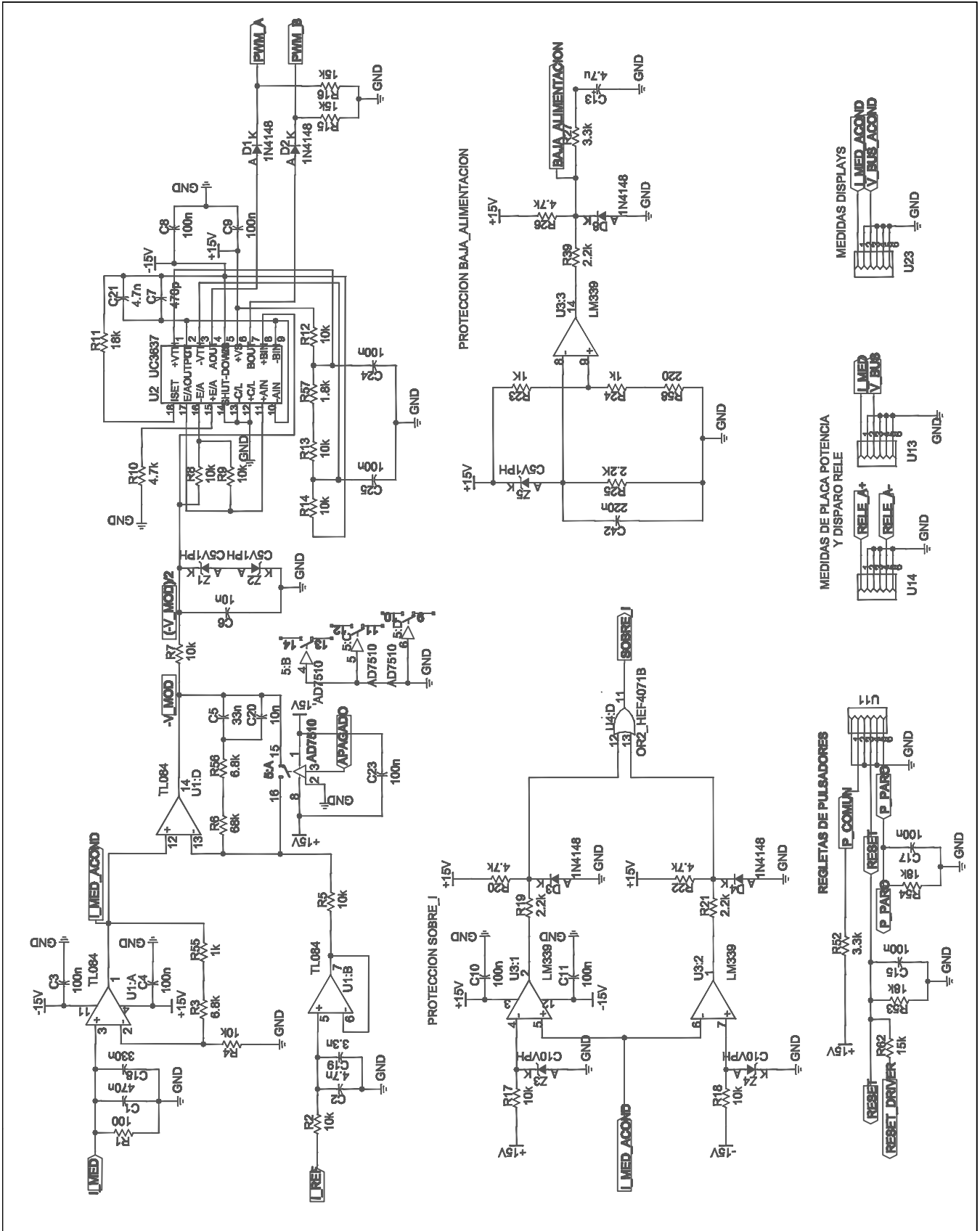
- ✓ PFC de José Luis de Carlos Castillo: “*Convertidor de IGBTs reversible con control de corriente para accionamientos eléctricos de 10 kW*”.
- ✓ PFC de Pablo Sanchis Gúrpide: “*Control de par de la máquina de corriente continua en los cuatro cuadrantes*”.
- ✓ Apuntes de la asignatura “*Accionamiento Eléctricos*” dada por Jesús López.
- ✓ Apuntes de la asignatura “*Electrónica de Potencia*” dada por Luis Marroyo.
- ✓ Apuntes de la asignatura “*Máquinas Eléctricas I*” dada por José Luis Rodríguez.
- ✓ “*Electrónica, 2da. Edición*”, Allan R. Hambley. Editorial Prentice Hall 2001.
- ✓ Catálogo de Schneider Electric: “*Aparamenta Carril DIN, Cofrets Modulares y estancos y tomas de corriente industriales*”
- ✓ “*Description and Application Manual for SCALE Drivers*”, Manual de descripción y aplicación para los Drivers SCALE de CONCEPT.
- ✓ Datasheet de integrados de puertas lógicas: “*Family Specifications for HE4000B*” de Philips Semiconductors, 1995.
- ✓ Datasheet del transistor BJT BC548: “*Semiconductor Technical Data, Amplifier transistors, NPN Silicon, BC546, 547, 548*” de Motorola, 1996.
- ✓ Datasheet del transistor BJT BD139: “*Technical Data for NPN Silicon Transistor, BD135, BD139*” de STMicroelectronics, 1999.
- ✓ Software informático utilizado:
 - PSIM y MATLAB para simular circuitos y realizar cálculo matemático respectivamente.
 - EXCEL para realizar gráficas a partir de una tabla de datos.
 - PCAD 2002 para diseñar PCBs a partir de su esquemático respectivo.
 - SOLID WORKS 2008 para realizar el diseño 3D del equipo.
 - AUTOCAD 2008 para elaborar los planos respectivos.
- ✓ Web de la tienda Farnell-España: <http://es.farnell.com/>
- ✓ Web de la tienda RS: <http://es.rs-online.com/>
- ✓ Web de la tienda Componentes Electrónicos Ángel Sáenz: <http://www.angelsaenz.com/home.asp>

7. ANEXOS

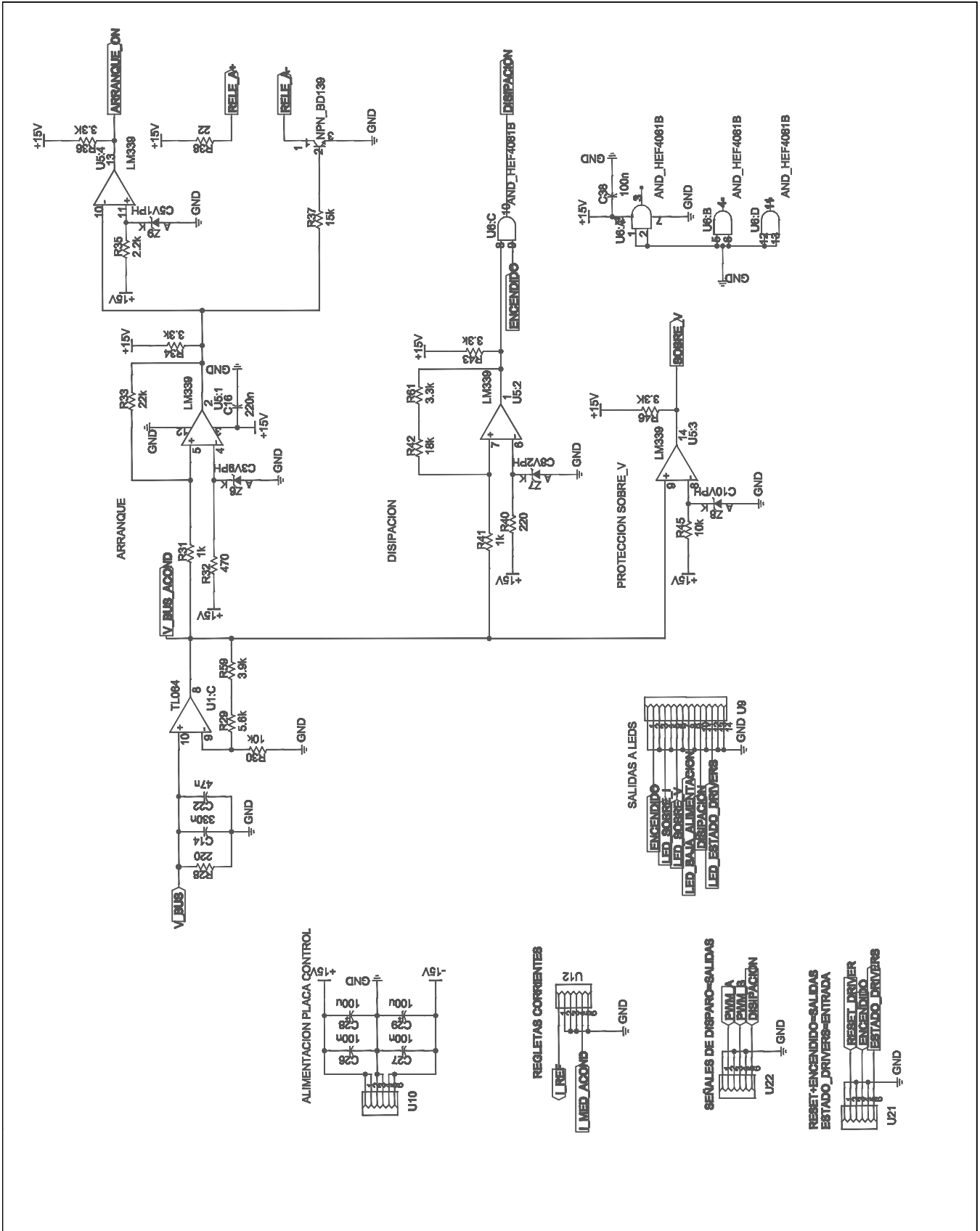
7.1. ANEXO I: ESQUEMATICOS Y PCBS



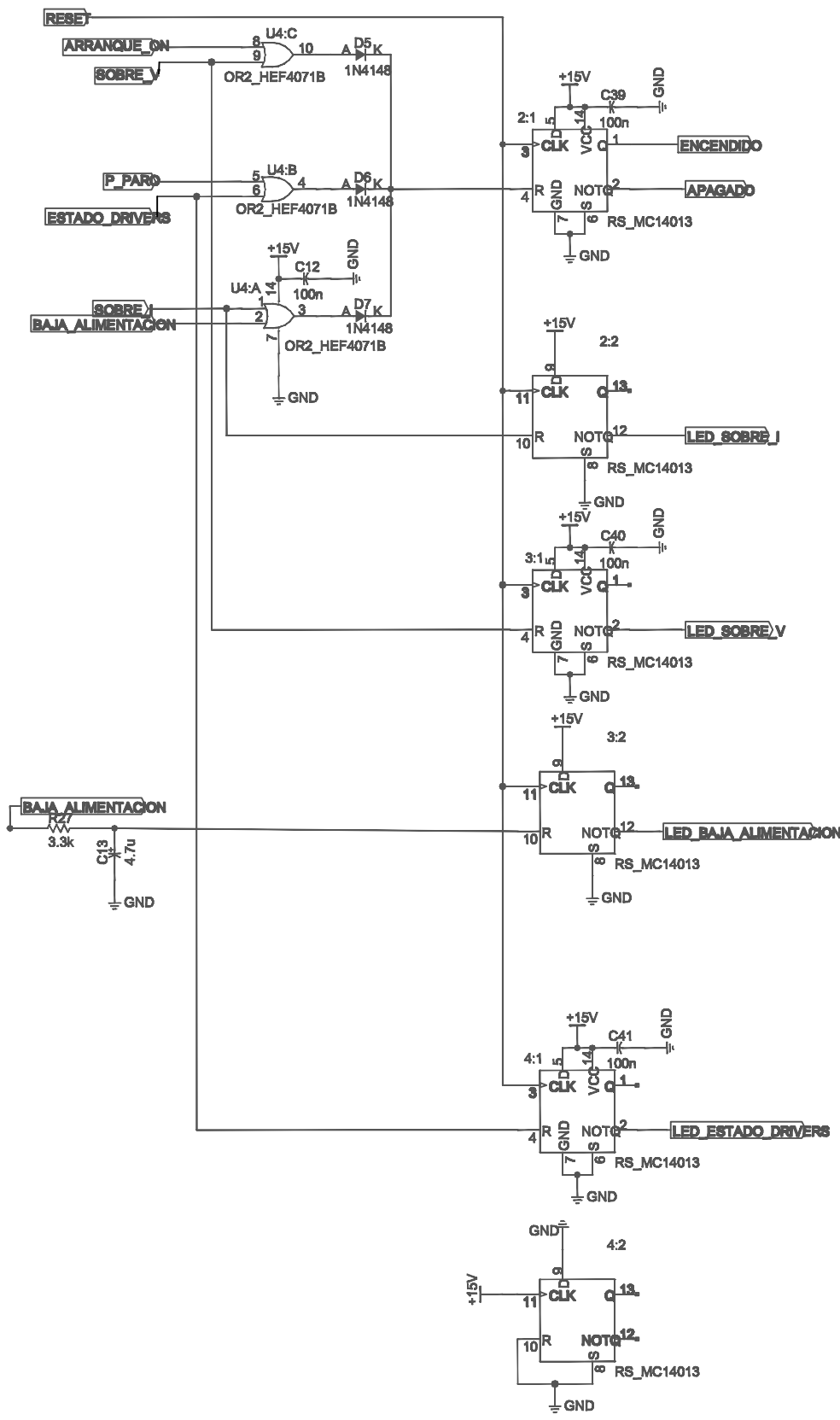
UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA		E.T.S.I.I.T	
INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD		DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA	
PROYECTO:	PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		
REALIZADO:	CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL		
PLANO:	CIRCUITO DE POTENCIA: ESQUEMÁTICO	FECHA:	02-07-10
		ESCALA:	
		No. PLANO:	PLANO 1



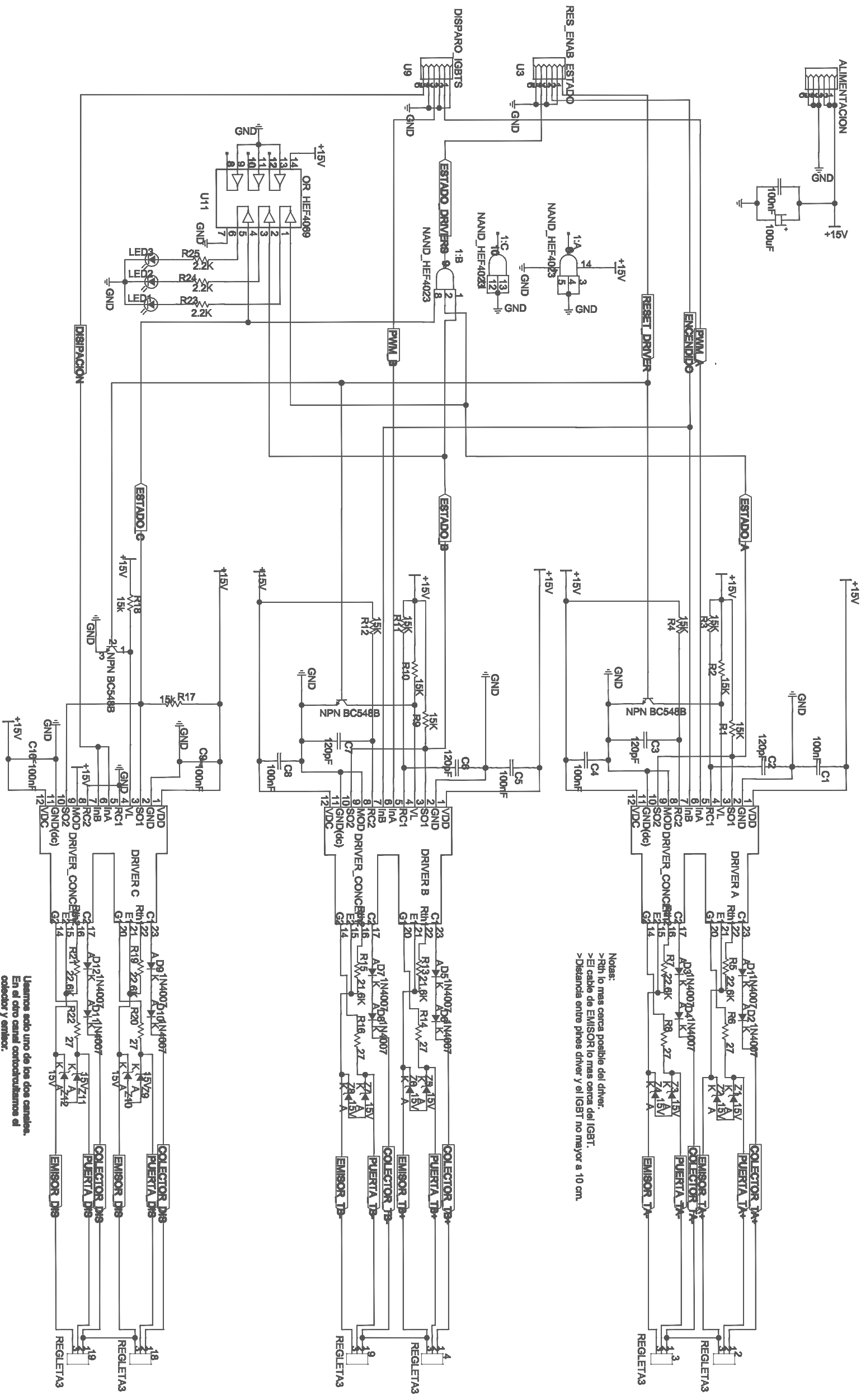
UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
PROYECTO:	PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO:	
PLANO:	CIRCUITO DE CONTROL: ESQUEMÁTICO		CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL	
	FECHA:	02-07-10	ESCALA:	No. PLANO: 2-A



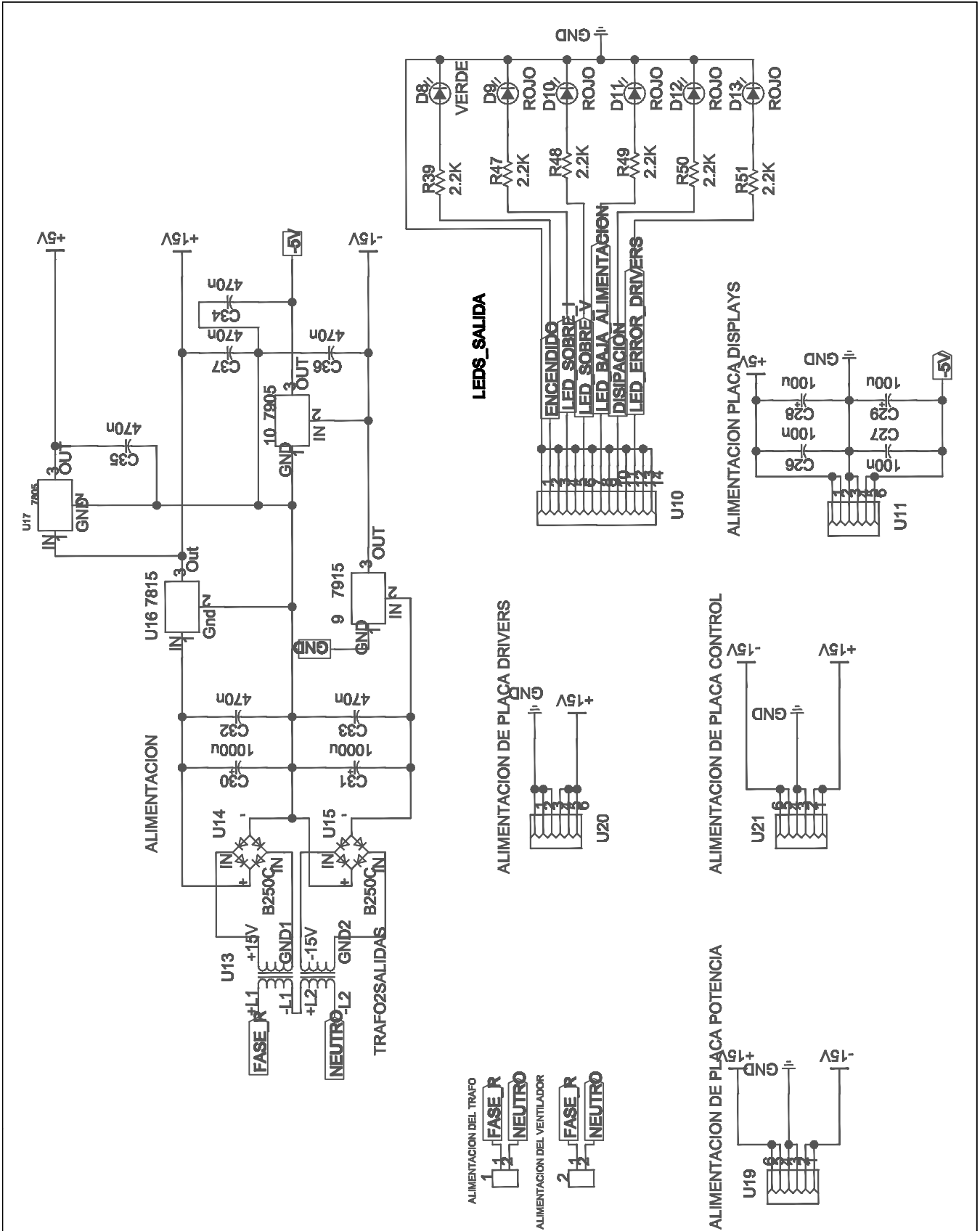
UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO: CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL		
PLANO: CIRCUITO DE CONTROL: ESQUEMÁTICO		FECHA: 02-07-10	ESCALA:	No. PLANO: 2-B



UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO: CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL		
PLANO:	CIRCUITO DE CONTROL: ESQUEMÁTICO	FECHA: 02-07-10	ESCALA:	No. PLANO: 2-C

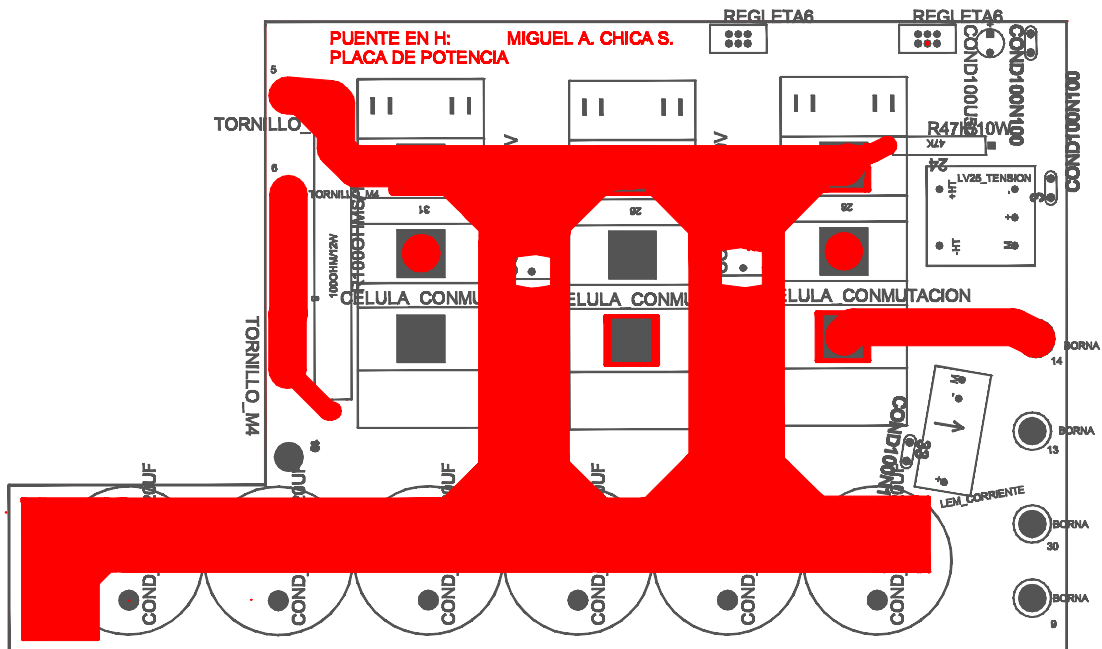


UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA		E.T.S.I.I.T	
INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD		DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA	
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC			
REALIZADO: CHICA SANCHEZ, MIGUEL ANGEL			
PLANO: CIRCUITO DE DRIVERS: ESQUEMATICO		FECHA: 02-07-10	ESCALA:
		No. PLANO: PLANO 3	

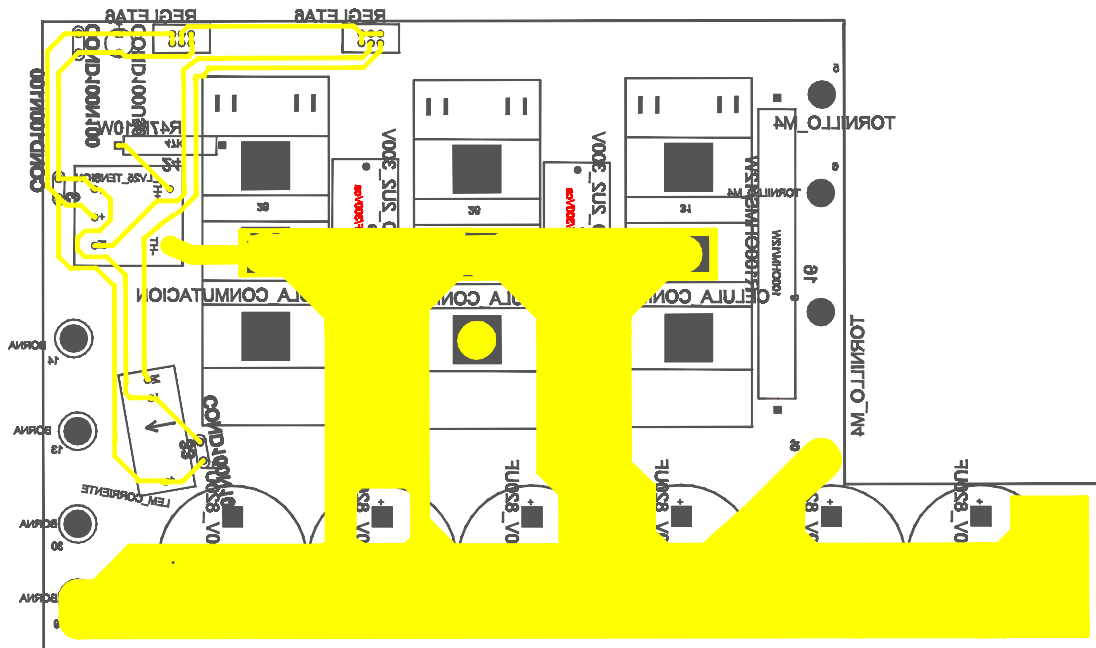


UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:	
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA	
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO: CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL	
PLANO: CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE SEÑAL Y LEDS: ESQUEMÁTICO		FECHA: 02-07-10	ESCALA: No. PLANO: PLANO 4

CAPA SUPERIOR (TOP)

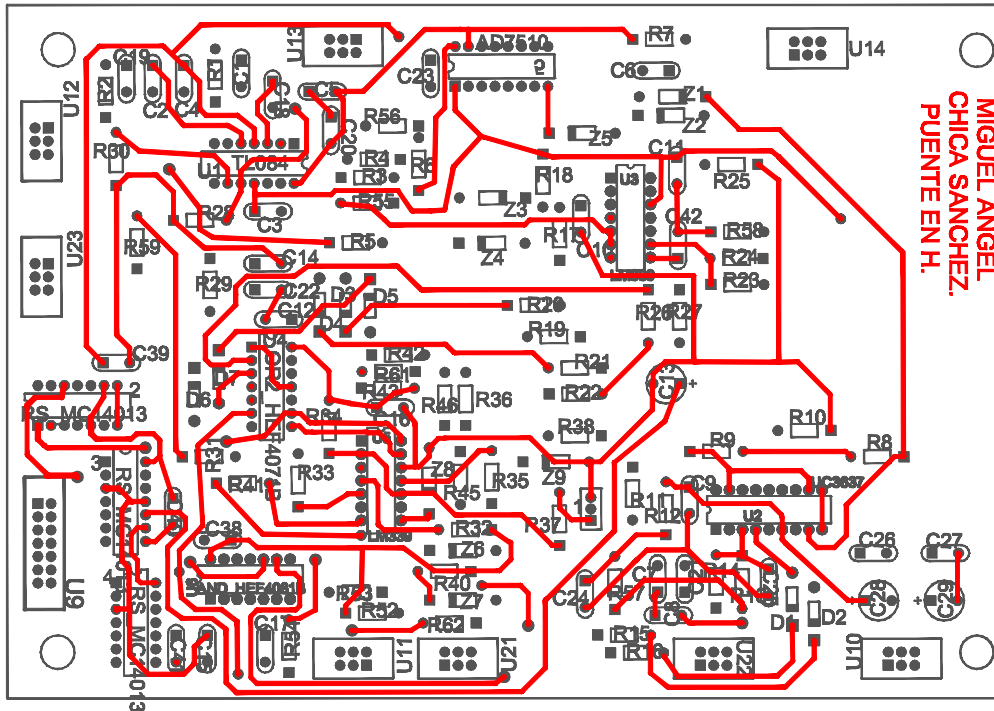


CAPA INFERIOR (BOTTOM) VISTA ESPEJO

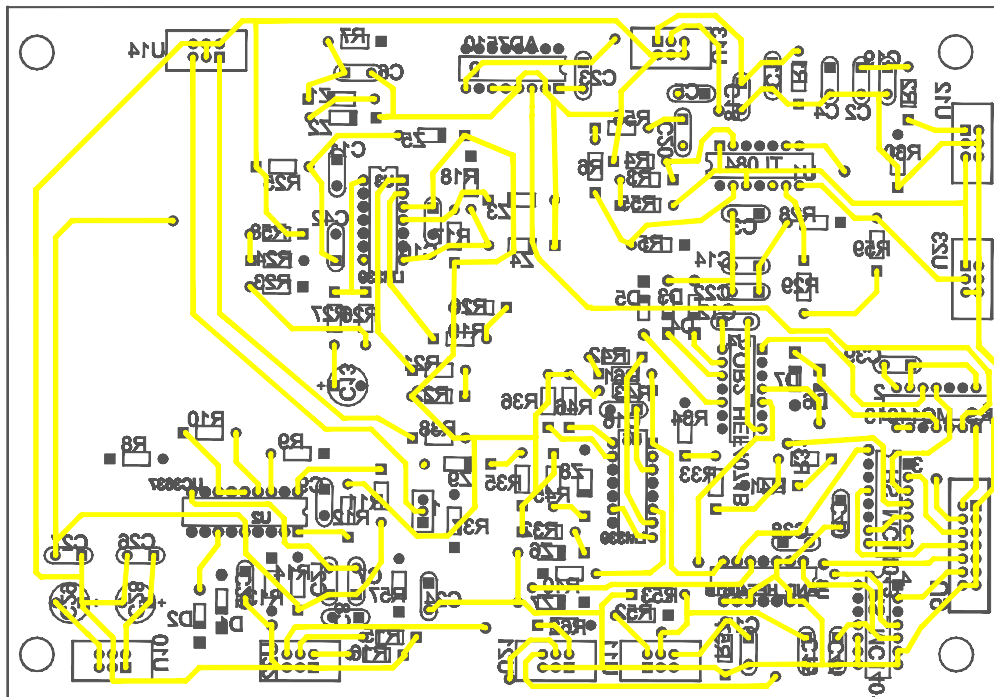


UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
PROYECTO:	PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO:	
PLANO:	CIRCUITO DE POTENCIA: PCB		FECHA:	ESCALA:
			02-07-10	No. PLANO: PLANO 5

CAPA SUPERIOR (TOP)



CAPA INFERIOR (BOTTOM) VISTA ESPEJO



Observaciones:

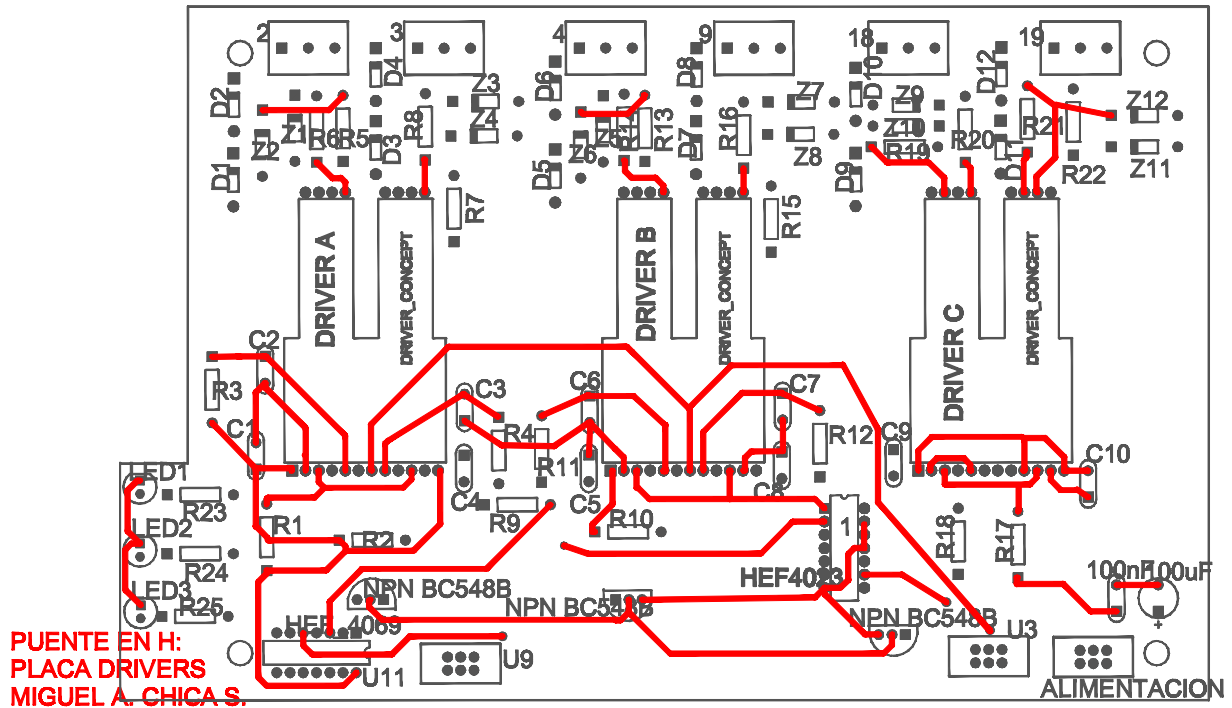
No se ha incluido todo el plano de tierra en ambas caras para poder visualizar los nombres de los elementos.

Para una mejor referencia consultar PCB en software PCAD-2002.

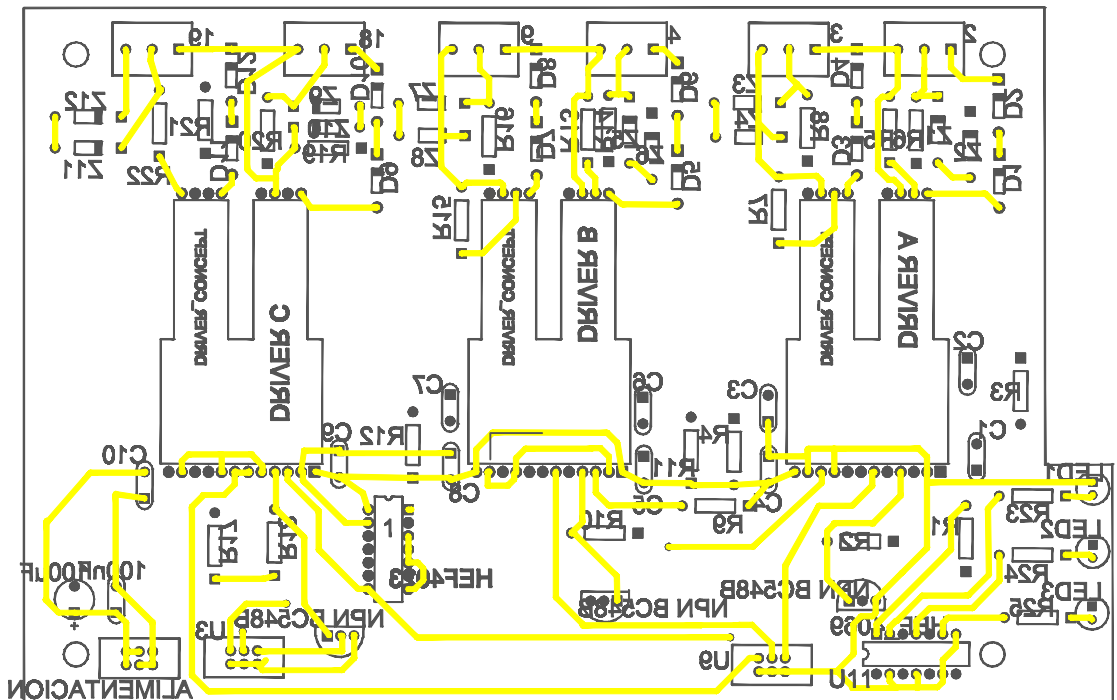
No se incluyen la resistencia R39 y el diodo D8 del PLAN0 2-A. En la segunda unidad del PUENTE EN H deben incluirse.

UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO: CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL		
PLANO:	CIRCUITO DE CONTROL: PCB	FECHA: 02-07-10	ESCALA:	No. PLANO: PLANO 6

CAPA SUPERIOR (TOP)



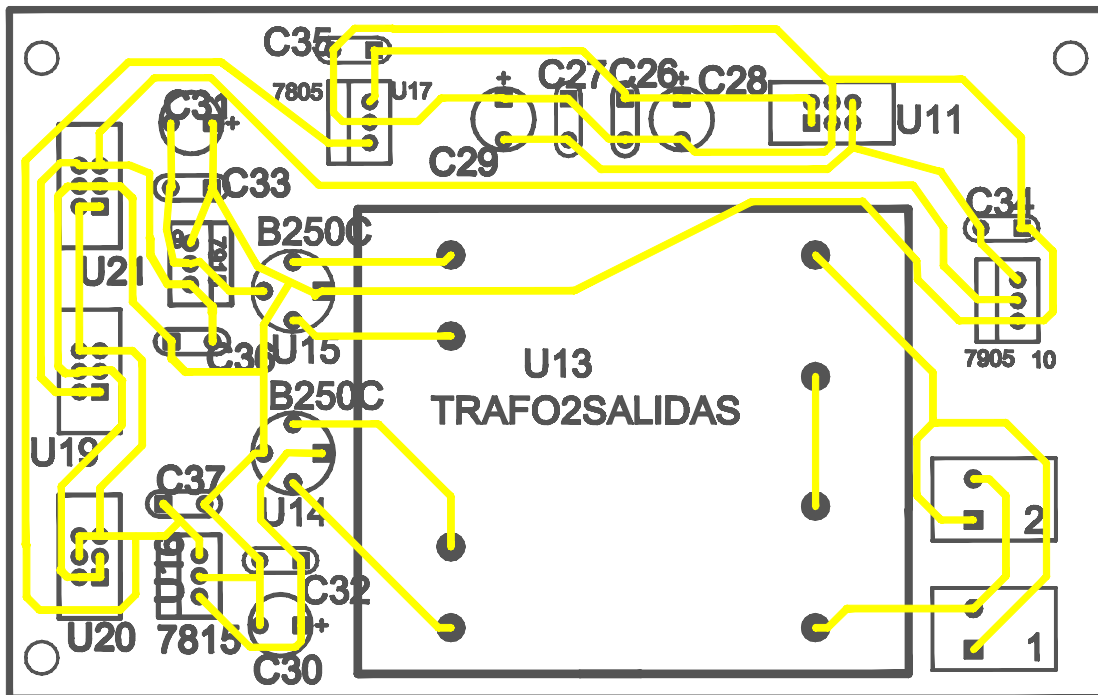
CAPA INFERIOR (BOTTOM) VISTA ESPEJO



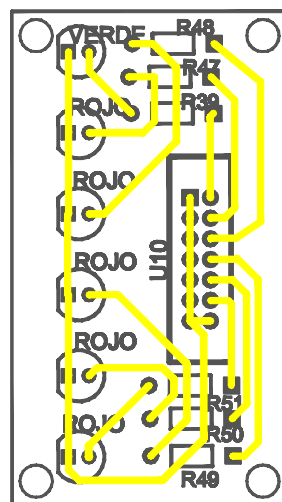
Observaciones:
 No se ha incluido todo el plano de tierra en ambas caras para poder visualizar los nombres de los elementos. Para una mejor referencia consultar PCB en software PCAD-2002.
 En la configuración final, fue quitada R15 del plano 3.

UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO: CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL		
PLANO: CIRCUITO DE DRIVERS: PCB		FECHA: 02-07-10	ESCALA:	No. PLANO: PLANO 7

ALIMENTACIÓN: CARA INFERIOR (BOTTOM)



LEDS: CARA INFERIOR (BOTTOM)



Observaciones:

No se ha incluido todo el plano de tierra de la cara inferior para poder visualizar los nombres de los elementos. Para una mejor referencia consultar PCB en software PCAD-2002.

En la PCB de alimentación, a la salida del 7905 se colocaron un zéner C5V1PH con su resistencia en serie con la salida del regulador y el cátodo del zéner.

UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC	REALIZADO: CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL			
PLANO: CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE SEÑAL Y LEDES: PCB	FECHA: 02-07-10	ESCALA:	No. PLANO: PLANO 8	

PLANO: CARGASA METÁLICA DEL EQUIPO		FECHA: 02-07-10	NO. PLANO: PLANO 9
PROYECTO: PUENTE EN H CON CONTROL DE CORRIENTE PARA UNA MCC		REALIZADO: CHICA SÁNCHEZ, MIGUEL ÁNGEL	
UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA	INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL, ELECTRICIDAD	DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA	
	E.T.S.I.I.T	DEPARTAMENTO:	

