

Trabajo Fin de Grado
Ingeniería de las Tecnologías Industriales

Diseño de un sistema empotrado basado en DSP
C2000 de Texas Instruments para control de armario
de potencia de 12 fases

Autor: Juan Pérez Romero

Tutores: Federico José Barrero García

Mario Bermúdez Guzmán

Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, Julio 2015



Ingeniería de las Tecnologías Industriales
Trabajo Fin de Grado

**Diseño de un sistema empotrado basado en
DSP C2000 de Texas Instruments para control
de armario de potencia de 12 fases**

Autor:

Juan Pérez Romero

Tutores:

Federico José Barrero García

Profesor titular

Mario Bermúdez Guzmán

Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, Julio 2015

Trabajo Fin de Grado: Diseño de un sistema empotrado basado en DSP C2000 de Texas Instruments
para control de armario de potencia de 12 fases

Autor: Juan Pérez Romero

Tutores: Federico José Barrero García
Mario Bermúdez Guzmán

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2015

El Secretario del Tribunal

Índice General

Capítulo 1. Introducción	11
1.1. Antecedentes	11
1.2. Objetivos	12
Capítulo 2. Sistema experimental	13
2.1. Introducción	13
2.2. Motor multifásico	15
2.3. Convertidor de tensión	15
2.3.1. Sondas Hall	18
2.4. Fuente de alimentación	18
2.5. Encoder incremental	19
2.6. Sistema de control	22
Capítulo 3. Estudio y validación del DSP	23
3.1. Tarjeta de control	23
3.2. Módulo PWM	25
3.3. Módulo eQEP	29
3.3.1. Métodos de medida del módulo	30
3.3.1.1. Medida de baja velocidad	30
3.3.1.2. Medida de alta velocidad	32
3.3.2. Solución adoptada para el sistema	33
3.4. Convertidor Analógico-Digital	40
Capítulo 4. Diseño del sistema de control	45
4.1. Placa base	46
4.1.1. Descripción del funcionamiento	46

4.1.2. Componentes	50
4.2. Placa de adaptación de velocidad	52
4.2.1. Descripción del funcionamiento	52
4.2.2. Simulaciones.....	55
4.2.3. Componentes	57
4.3. Placa de adaptación de corriente.....	58
4.3.1. Descripción del funcionamiento	58
4.3.2. Simulaciones.....	64
4.3.3. Componentes	65
4.4. Placa de adaptación de tensión	66
4.4.1. Descripción del funcionamiento	67
4.4.2. Componentes	74
4.5. Placa de gestión de los contactores.....	75
4.5.1. Descripción del funcionamiento	75
4.5.2. Simulaciones.....	78
4.5.3. Componentes	79
4.6. Placa de adaptación del convertidor de tensión	81
4.6.1. Descripción del funcionamiento	81
4.6.2. Simulaciones.....	87
4.6.3. Componentes	89
4.7. Placa de adaptación de la tarjeta de control.....	90
4.7.1. Descripción del funcionamiento	90
4.7.2. Componentes	92
4.8. Placa de almacenamiento de datos.....	93
4.8.1. Descripción del funcionamiento	93
4.8.2. Componentes	95
Capítulo 5. Diseño del armario eléctrico	97
5.1. Esquema general del armario.....	97
5.2. Circuitos de potencia	99
5.2.1. Protecciones para la conexión a red.....	99
5.2.2. Contactor de conexión a red	100
5.2.3. Convertidor SKS-22F	101
5.2.4. Resistencia de descarga de condensadores del SKS-22F	101

5.3. Circuitos auxiliares y de aparamenta	102
5.3.1. Protecciones del circuito monofásico	102
5.3.2. Relé de aparamenta.....	103
5.3.3. Fuentes de alimentación	104
5.3.4. Ventilación del armario	106
5.3.5. Transformador para aparamenta	106
5.3.6. Circuito marcha/paro	108
Capítulo 6. Conclusiones.....	111
6.1. Conclusiones del trabajo realizado	111
6.2. Trabajos futuros	112
Bibliografía.....	113
Anexo A. Índice de figuras.....	115
Anexo B. Índice de tablas.....	119
Anexo C. Índice de gráficas	121
Anexo D. Tablas de correspondencia	123
D.1. Conector Eurocard	123
D.2. Tarjeta de control TMS320F28335 DIMM-100	124
Anexo E. Esquemas del armario eléctrico.....	127
E.1. Nomenclatura de los componentes del armario	127
E.2. Circuitos de potencia	128
E.3. Circuitos auxiliares y de aparamenta.....	129
Anexo F. Código DSP	131
Anexo G. Fichas técnicas	141
G.1. Convertidor de tensión.....	142
G.2. Driver del convertidor de tensión	145
G.3. Sonda Hall del convertidor de tensión	148
G.4. Fuente de DC para alimentar el bus de continua	151
G.5. Encoder	154

Capítulo 1. Introducción

1.1. Antecedentes

El primer uso de máquinas multifásicas para aplicaciones industriales se remonta a finales de la década de 1960, sin embargo no fue objeto de mucho estudio durante los siguientes 20 años. En la década de 1990 aumentó el estudio de estas máquinas, pero es a comienzo de este siglo cuando han tomado gran interés y se han convertido en foco de estudio en la comunidad de investigadores de todo el mundo. Este interés se ve reflejado en el extenso volumen de publicaciones relacionadas con las máquinas multifásicas de los últimos 10 años.

Se denomina máquina multifásica a aquella máquina eléctrica de inducción que conste de más de 3 fases. Las máquinas de 3 fases, conocidas como máquinas trifásicas, son hasta hoy las más usadas en la industria. Sin embargo, la máquina multifásica posee varias ventajas sobre la máquina trifásica, destacando las tres siguientes:

1. La excitación del estator en una máquina de múltiples fases produce un campo con un contenido espacio-armónico inferior, lo que conlleva una eficiencia mayor que en una máquina trifásica.
2. Las máquinas multifásicas tienen una tolerancia a fallos mayor que sus homólogas trifásicas. En el caso en que se produzca una falta en una de las fases de la máquina trifásica, ésta dejaría de funcionar. Si la falta se produjera en una de las fases de una máquina de 12 fases, la máquina podría continuar funcionando igualmente con 11 fases.
3. Las máquinas multifásicas son menos susceptibles que sus homólogas trifásicas a componentes armónicos en la forma de onda de la excitación.

Actualmente se están empezando a utilizar cada vez con mayor frecuencia las máquinas multifásicas por todas estas ventajas que posee sobre las máquinas de 3 fases.

No obstante, las máquinas trifásicas siguen siendo las más utilizadas debido a su estandarización entre diferentes fabricantes y su bajo coste unitario de producción.

El reciente interés por las máquinas multifásicas se ha incrementado gracias al gran desarrollo de éstas para tres áreas de aplicación muy específicas, a saber, la propulsión eléctrica naval, la tracción para vehículos eléctricos e híbridos, y el concepto de *more-electric* en las aeronaves. También cabría destacar su uso para sistemas de conversión de energía, siendo muy interesante su uso en generación eólica *off-shore*, dada la gran tolerancia a faltas en las máquinas multifásicas, lo que permitiría que un aerogenerador en medio del mar pudiera seguir suministrando energía mientras se acude a reparar la falta, aprovechando así una gran cantidad de energía que en el caso de un generador trifásico se habría perdido.

1.2. Objetivos

El objetivo principal que se busca conseguir en este trabajo es diseñar un sistema empujado para controlar una máquina eléctrica multifásica de hasta 12 fases. Para ello se diseñarán varias placas con un diseño modular, para la adquisición de datos e implementar el control del sistema.

La metodología que se va a llevar a cabo a lo largo de este trabajo será, para cada placa de adaptación, el diseño de los circuitos electrónicos necesarios para llevar a cabo la función requerida, su posterior simulación, una comprobación del correcto funcionamiento en placa de prueba o *protoboard*, y, por último, la elaboración del esquemático en el software *Altium Designer 10*.

Como objetivos secundarios, se va a estudiar, elegir y programar el Procesador Digital de Señales (DSP, por sus siglas en inglés) necesario para el control del sistema, implementando un algoritmo capaz de medir la velocidad de giro de la máquina tanto a bajas como a altas velocidades. También se llevará a cabo una descripción del armario eléctrico necesario para controlar la máquina multifásica.

Hay que destacar que este trabajo constituye una parte de un proyecto de investigación del Plan Nacional (DPI2013-44278-R), que tiene como objetivo la implementación de sistemas para la propulsión de vehículos eléctricos basada en motores multifásicos. Por ello la consecución del objetivo de este trabajo es fundamental para poder llevar a cabo los ensayos necesarios en la máquina multifásica.

Capítulo 2. Sistema experimental

2.1. Introducción

Este trabajo fin de grado se enmarca en el proyecto de investigación anteriormente expuesto, consistente en la implementación de una bancada de ensayos con el fin de controlar motores multifásicos para su aplicación en la propulsión de vehículos eléctricos. El sistema experimental implementado para el control de la máquina de 12 fases se representa en la figura 2.1. Los componentes principales del sistema se resumen a continuación:

- Motor multifásico: constituye la unidad de potencia del sistema. Los motores multifásicos presentan un mayor grado de tolerancia a fallo si son comparados con los motores trifásicos tradicionales. El sistema experimental está diseñado para controlar motores de hasta doce fases, siendo posible por lo tanto controlar una gran variedad de motores multifásicos.
- Convertidor de potencia: formado por cuatro convertidores de tensión trifásicos de dos niveles, conectados todos ellos en paralelo al bus de continua, obteniendo así un convertidor de doce fases.
- Fuente de tensión: evita tener que conectar el sistema a la red, fijando la tensión de bus de continua mediante esta fuente de tensión DC.
- Medidor de velocidad: más conocido como *encoder*, es el dispositivo que se encarga de medir la velocidad de giro de la máquina y transmitirla al sistema de control.
- Sistema de control: formado por un DSP y una serie de placas de circuito impreso. Todo el sistema en conjunto es el encargado del control del motor multifásico.

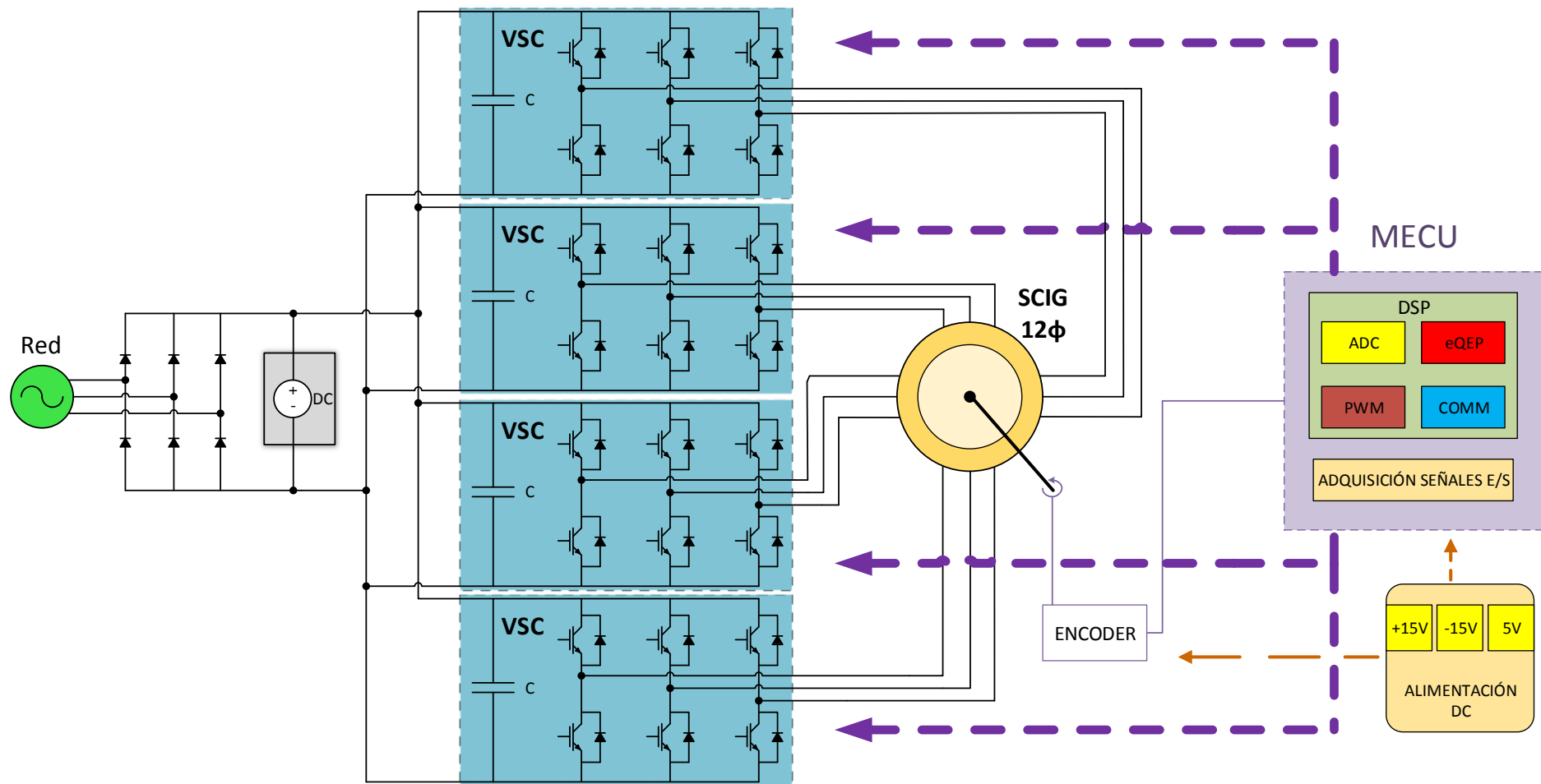


Figura 2.1. Sistema experimental utilizado para el control del sistema de propulsión multifásico.

Fuente: Elaboración propia.

A continuación, se detallan cada una de las partes que conforman el sistema experimental.

2.2. Motor multifásico

El sistema que se quiere diseñar, como se explicó anteriormente, permite el control de motores multifásicos de hasta 12 fases. Sin embargo, en el laboratorio de ensayos sólo se dispone actualmente de un motor multifásico de 7 fases, con una potencia nominal de 3,6 kW del fabricante Siemens. Dicho motor viene representado en la figura 2.2.

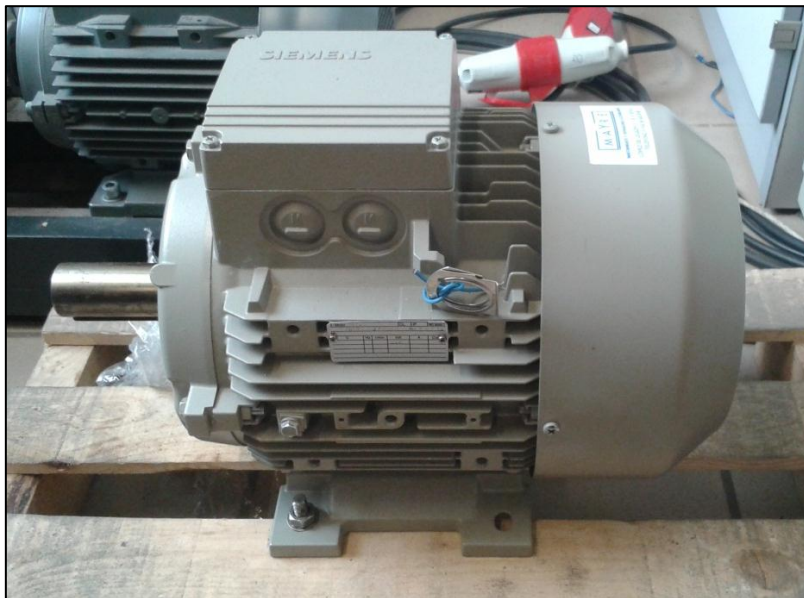


Figura 2.2. Motor multifásico del sistema experimental.

Fuente: Elaboración propia.

2.3. Convertidor de tensión

Es necesario un convertidor de tensión que transforme la tensión continua del *DC-link* en tensión alterna para cada una de las doce fases para las que se diseña el sistema experimental. Para ello se emplearán cuatro convertidores trifásicos de fuente de tensión (*Voltage Source Converter – VSC*) de dos niveles.

Cada convertidor de tensión está compuesto por seis interruptores (S_i), dos por fase, acompañados cada uno por un diodo de libre circulación en antiparalelo (D_i). Dichos interruptores son activados por tensión en la puerta (g_i). Los interruptores

Capítulo 2. Sistema experimental

pueden ser de tipo transistor bipolar de puerta aislada (*Insulated Gate Bipolar Transistor – IGBT*) o tiristor integrado por puerta conmutada (*Integrated Gate-Commutated Thyristor – IGCT*), aunque en este caso se utilizará el primer tipo.

Cada una de las tres fases de cada convertidor será conectada a una de las fases del motor multifásico en estudio.

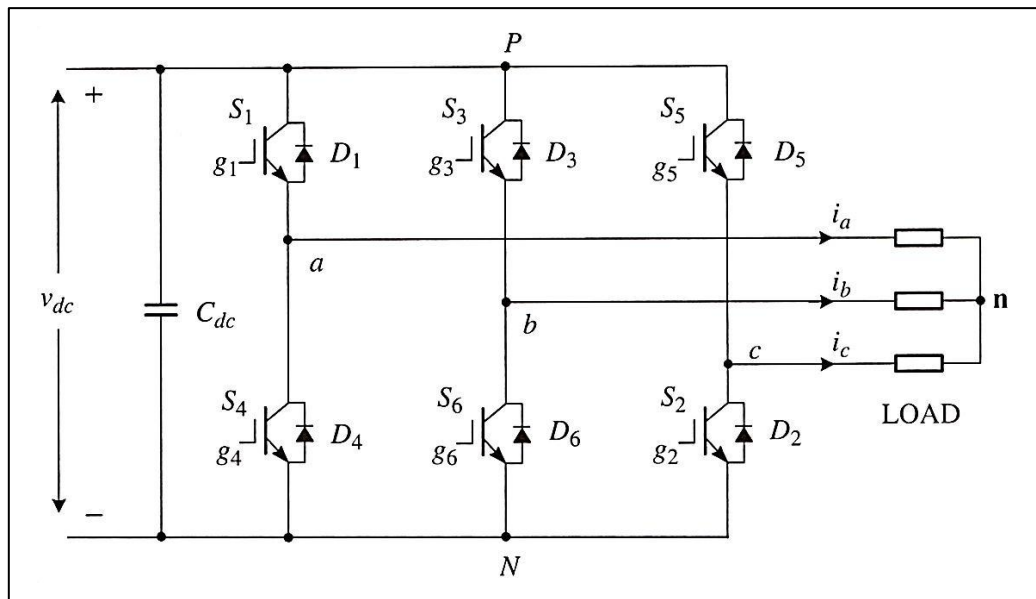


Figura 2.3. Esquema del convertidor de tensión de dos niveles trifásico.

Fuente: [3].

Para realizar la conmutación de los interruptores a través de las puertas (g_i) de cada interruptor, se utilizará el método de modulación por ancho de pulso (*Pulse Width Modulation*) basada en onda portadora o PWM, por sus siglas en inglés. Más adelante, en el capítulo 3, se detallará cómo se realiza la conmutación de los IGBTs mediante las señales PWM, y qué requisitos han de cumplirse.

El modelo utilizado del convertidor es el SKS-22F B6U+E1CIF+B6CI 13 V12 (a partir de ahora se referirá a él como convertidor SKS-22F), fabricado por SEMIKRON y mostrado en la figura 2.4.



Figura 2.4. Convertidor de tensión SKS-22F.

Fuente: [7].

La ficha técnica del convertidor se encuentra en el anexo G.1. Como características más importantes cabe destacar las siguientes:

- Intensidad eficaz máxima admisible sin sobrecarga de 22 A, para frecuencias de conmutación de 10 kHz.
- Frecuencia de conmutación de los interruptores máxima de 15 kHz.
- Tensión máxima admisible en el bus de continua de 750 V.

Cada uno de los pares de IGBTs del convertidor es disparado a través de un *driver* que a su vez está gestionado por el sistema de control. El modelo de *driver* existente en el convertidor elegido es el SKHI 20opA fabricado por SEMIKRON, cuya ficha técnica se encuentra en el anexo G.2. Además, se utilizará el mismo modelo de *driver* para controlar el IGBT encargado de la señal *break*. Dicha señal activa la descarga del condensador del bus de continua mediante una resistencia, *crowbar*, en el caso de que se produzcan sobretensiones en dicho bus.

El convertidor consta de una gran variedad de pines accesibles agrupados en varios conectores. La relación de pines, con sus valores de tensión, se recoge en la ficha técnica del convertidor en el anexo G.1. Los aspectos más importantes de cada conector son:

- Conectores CN1 y CN2: contienen los pines que se encargan de controlar los disparos de los IGBTs de las fases U, V y W, así como del IGBT encargado de la señal *break*. Se encuentran también en este conector los pines de salida de los errores de cada fase, además de la alimentación y la tierra de potencia.

- Conector CN3: es el conector vinculado a las dos sondas Hall que incluye el convertidor para la medida de corriente. Contiene los pines de alimentación, de tierra analógica y de las medidas en corriente de las sondas Hall.
- Conector CN4: contiene los pines para la conexión a red del convertidor, los pines de salida de las fases U, V y W, así como los pines para alimentar el bus de continua a través de una fuente de tensión. Además, reserva dos pines para la conexión de la resistencia de *crowbar*.
- Conector K1: contiene los pines para la alimentación de los ventiladores del convertidor, los cuales serán controlados por el armario eléctrico.

2.3.1. Sondas Hall

Como ya se ha mencionado anteriormente, el convertidor empleado posee dos sondas Hall para medir la corriente que circula por dos de sus tres fases, concretamente las fases U y V.

El modelo de la sonda existente en el convertidor es el LA 25_NP, del fabricante LEM, y su hoja de características se encuentra en el anexo G.3. Según aparece en la hoja, se puede configurar la relación de conversión entre la corriente a la entrada y a la salida. Se ha elegido la configuración de medida de las intensidades más grandes, con una intensidad nominal de 25 A. Según la hoja de características, esta configuración presenta una relación de conversión de 1/1000, por lo que, a la salida, la intensidad nominal será de 25 mA. Esta intensidad medida de salida será a la que se podrá acceder a través del conector CN3 del convertidor.

Debido a que a la salida de la sonda se obtiene una señal de intensidad, es necesario colocar tras esta señal una resistencia de medida (R_M) si se quiere obtener una señal correspondiente de tensión. Dicha resistencia tiene que estar en el rango correspondido entre 100 Ω y 185 Ω , según la hoja de características de la sonda.

2.4. Fuente de alimentación

Se empleará una fuente de alimentación de continua para alimentar el bus de continua de los convertidores. El modelo de la fuente de DC elegida es el KDC 300-50, del fabricante ARGANTIX. Su ficha técnica se encuentra recogida en el anexo G.4 y aparece representada en la figura 2.5.



Figura 2.5. Fuente de alimentación del bus de continua de los convertidores.

Fuente: www.programmablepower.com.

De todas las características descritas en su ficha técnica, cabe destacar las más importantes:

- Potencia máxima suministrada: 15 kW.
- Rango de tensión a la salida: 0-300 V.
- Rango de intensidad a la salida: 0-50 A.
- Ruido y rizado de la salida: 100 mV.

2.5. Encoder incremental

El encoder incremental es un transductor rotativo que transforma un movimiento angular en una serie de impulsos digitales. La detección de dicho movimiento angular se produce en base al principio de exploración fotoeléctrica. El sistema de lectura está basado en la rotación de un disco graduado con un reticulado radial formado por líneas opacas, alternadas con espacios transparentes. Este conjunto está iluminado de modo perpendicular por una fuente de rayos infrarrojos. El disco proyecta así su imagen sobre la superficie de varios receptores oportunamente enmascarados por otro reticulado que tiene el mismo paso del anterior. Los receptores tienen la tarea de detectar las variaciones de luz que se producen con el desplazamiento del disco, convirtiéndolas en las correspondientes variaciones eléctricas [5].

El encoder proporciona tres señales para poder obtener información sobre la posición y/o la velocidad de cualquier máquina rotativa. Dos de las señales consisten en dos formas de ondas cuadradas y desfasadas entre sí 90° eléctricos, las cuales son “canal A” y “canal B”. Con la lectura de un solo canal se dispone de la información correspondiente a la velocidad de rotación, mientras que si se capta también la señal del “canal B”, es posible determinar el sentido de rotación en base a la secuencia de datos

Capítulo 2. Sistema experimental

que producen ambas señales. Además, se dispone de otra señal llamada “canal I” o “cero”, que proporciona la posición absoluta de cero del eje del encoder.

En la figura 2.6 se representa el funcionamiento del encoder, mientras que en la figura 2.7 se indica la distinta disposición de los pulsos de cuadratura en función del sentido de rotación del encoder.

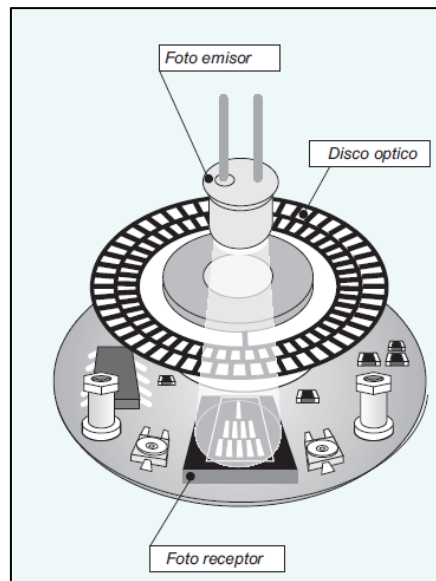


Figura 2.6. Esquema del funcionamiento del encoder.

Fuente: [5].

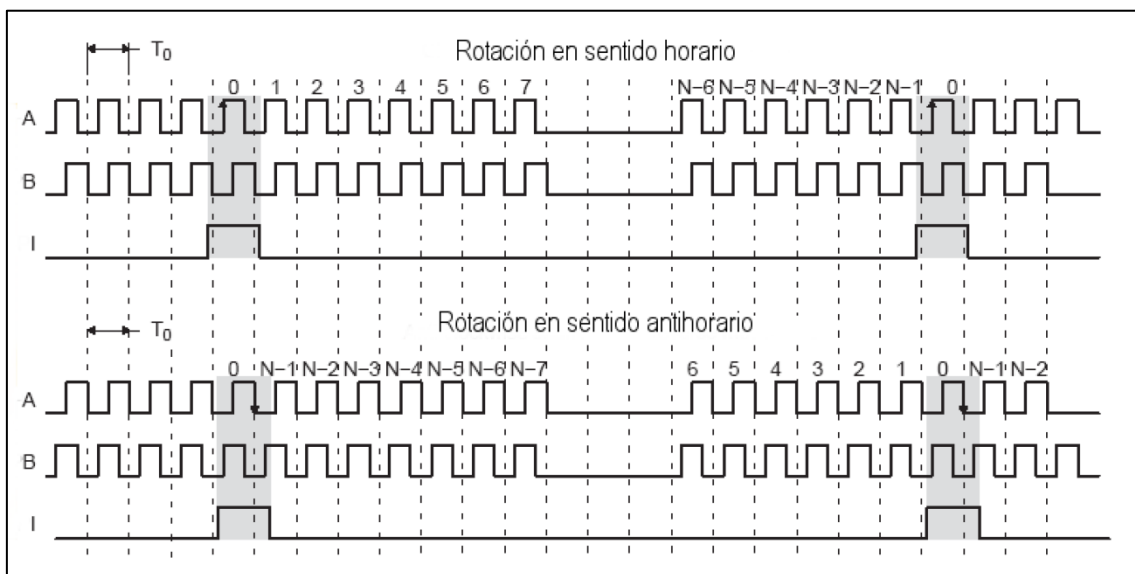


Figura 2.7. Señales del encoder para distintos sentidos de rotación.

Fuente: [6].

Este dispositivo irá acoplado al eje de la máquina multifásica, lo que permitirá conocer la velocidad angular de dicha máquina en cada instante, tratando previamente las señales desde el sistema de control. Es fundamental conocer la velocidad de la máquina si se quiere posteriormente hacer un control de velocidad de la misma.

El encoder seleccionado es el 10-11657-2500, del fabricante Hohner, cuya hoja de características viene recogida en el anexo G.5 y aparece representado en la figura 2.8.



Figura 2.8. Encoder incremental utilizado en el sistema experimental.

Fuente: www.encoderhohner.com.

Entre todas las características recogidas en su ficha técnica, cabe destacar las siguientes:

- Tensión de alimentación: $5\text{ V} \pm 5\%$.
- Consumo: típico 70 mA, máximo 150 mA.
- Longitud de cable admisible: 1200 m.
- Número máximo de revoluciones permisibles mecánicamente: 6000 rpm.
- Nivel de señal “bajo”: $V_{OL} < 0,5\text{ V}$.
- Nivel de señal “alto”: $V_{OH} > 2,5\text{ V}$.
- Frecuencia: 300 kHz.
- Señales de salida: $A\tilde{A} + B\tilde{B} + I\tilde{I}$.
- Número de impulsos por vuelta: 2500.

2.6. Sistema de control

El sistema de control diseñado para poder gestionar el funcionamiento del motor multifásico consta de una tarjeta de control basada en un procesador digital de señales, y un conjunto de placas encargadas del tratamiento de distintas señales necesarias para el control del sistema. El procesador digital de señales seleccionado para el control del sistema será explicado y detallado en el capítulo 3. Por otro lado, en el capítulo 4 se detallará el conjunto de placas diseñado, basado en dicho procesador de señales y necesario para la adquisición y tratamiento de todas las señales que se necesitan para implementar el control de la máquina multifásica.

Capítulo 3. Estudio y validación del DSP

El Procesador Digital de Señales, de ahora en adelante nombrado como DSP (*Digital Signal Processor*), es el elemento fundamental en el sistema de control, ya que es el encargado de las tareas más importantes para el control del sistema. Dichas tareas son la adquisición de datos para su posterior procesamiento, y la generación de señales para poder llevar a cabo un algoritmo de control de velocidad implementado por el usuario para la máquina multifásica.

Por ello, a lo largo de este capítulo se van a estudiar los periféricos del DSP más importantes que se usarán para el control de la máquina de 12 fases, como son los módulos de generación PWM, el módulo eQEP y el convertidor analógico-digital (ADC, por sus siglas en inglés). Para estos tres periféricos, se plantearán las especificaciones que demandan cada uno de ellos, y se detallará la resolución paso a paso de todas ellas. Se han programado todos los módulos para comprobar su correcta configuración, empleando para ello el software *Code Composer Studio*.

Este estudio se realiza con el objetivo de validar el DSP elegido, para poder diseñar posteriormente el sistema embebido para el control del armario de potencia en torno a dicho DSP.

3.1. Tarjeta de control

El procesador digital de señales utilizado para el control del sistema es el TMS320F28335 del fabricante Texas Instruments, y ha sido elegido a posteriori del estudio realizado a lo largo de este capítulo. La tarjeta elegida tiene un formato DIMM de 100 contactos e irá conectada al sistema de control diseñado. Dicha tarjeta se muestra en las figuras 3.1 y 3.2.

El DSP será accesible y programable a través del puerto *JTAG* desde un PC, que deberá tener instalado el software *Code Composer Studio v5* y permitirá programar el microprocesador mediante el lenguaje *C++*.

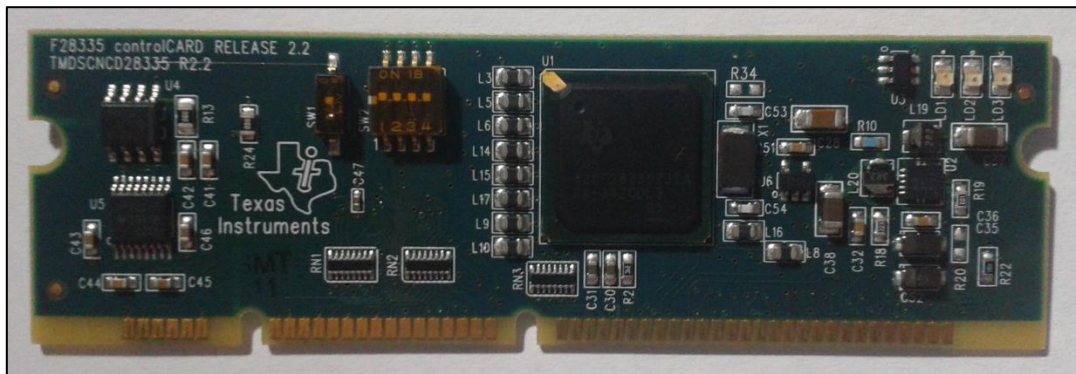


Figura 3.1. Control Card TMS320F28335 (vista anterior).

Fuente: Elaboración propia.

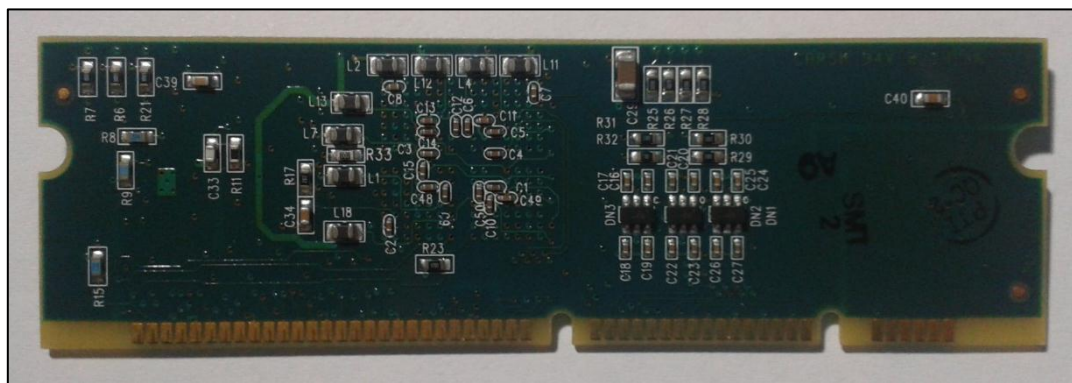


Figura 3.2. Control Card TMS320F28335 (vista posterior).

Fuente: Elaboración propia.

Entre las características de la tarjeta de control TMS320F28335 pueden destacarse las siguientes:

- Tensión de alimentación: 5 V.
- Lógica de las señales de entrada y salida: 0/3,3 V.
- 12 salidas PWM.
- 6 entradas digitales de 32 bits o PWM auxiliares.
- Convertidor analógico-digital de 12 bits, con dos unidades de *sample and hold*, y 16 canales de conversión.
- Interfaz de periféricos en serie (SPI) e interfaz de comunicación en serie (SCI).
- Entradas y salidas digitales de propósito general: 88.
- Interrupciones externas al microprocesador: 8.
- Unidad de encoder de cuadratura.
- Reloj a 150 MHz como máximo.

3.2. Módulo PWM

Este módulo es el encargado de generar las señales PWM, del inglés “*Pulse Width Modulation*”, es decir, modulación por ancho de pulsos. Estas señales son necesarias para implementar el control de velocidad de la máquina multifásica, ya que está basado en el disparo de hasta 12 ramas de IGBTs, usando las señales PWM para tal propósito.

Dos parámetros básicos son los que se podrán controlar a la hora de generar las señales: la frecuencia de la señal, que dependerá de la velocidad del control que se quiera realizar posteriormente; y el *duty cycle*, o ciclo de trabajo, que nos indica el tiempo que está activa la señal en relación al periodo de la misma. Este ciclo de trabajo viene detallado en la figura 3.3.

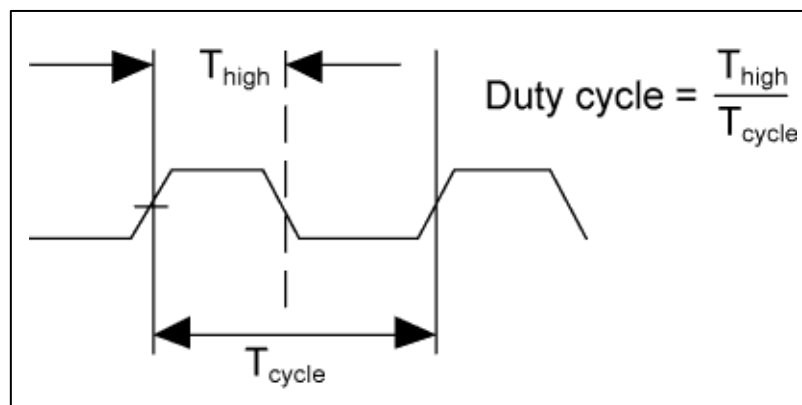


Figura 3.3. Detalle del duty cycle en la onda PWM.

Fuente: electronics.stackexchange.com.

El DSP posee seis módulos de generación PWM independientes, obteniendo de cada módulo a su vez dos salidas de la misma frecuencia, pero con un ciclo de trabajo independiente para cada una de ellas. Para el sistema que se pretende diseñar, es necesario generar 24 señales PWM para controlar los disparos de los dos IGBTs de cada una de las 12 fases que posee el motor a controlar. Como no es posible generar más de 12 señales PWM con el DSP seleccionado y aprovechando que las señales de los dos IGBTs de cada rama son opuestas, se generarán 12 señales PWM, una por cada rama, mientras que las 12 restantes se invertirán por hardware.

Para comprobar que se pueden generar 12 señales PWM y que éstas son independientes, se ha programado el DSP para tal fin. El método de modulación escogido aparece en la figura 3.4, caracterizado por usar una onda triangular para comparar, y modular las señales PWM activas a nivel bajo.

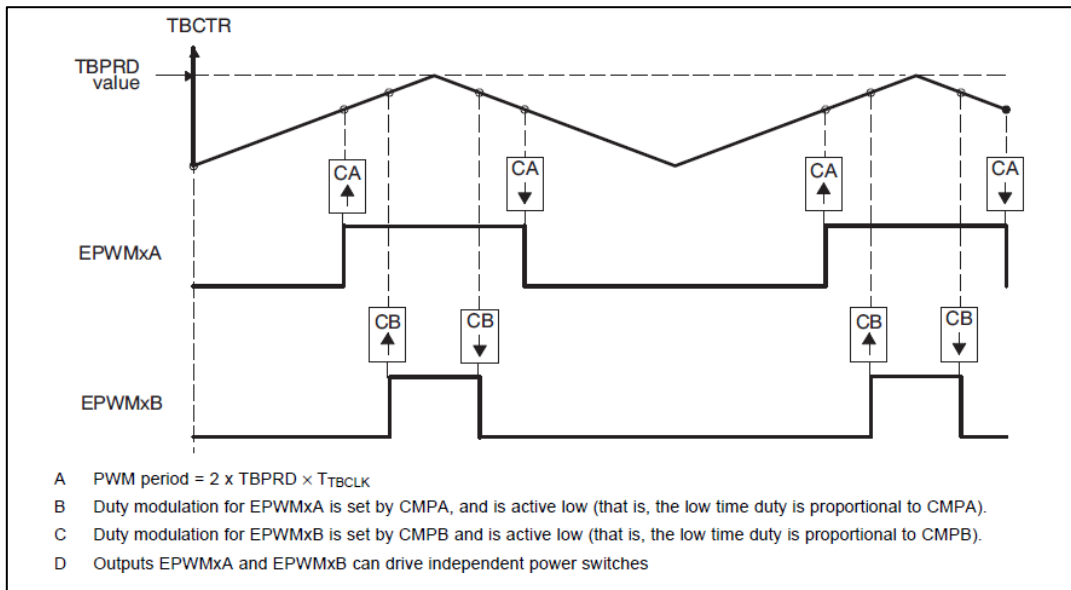


Figura 3.4. Modulación PWM independiente con onda triangular.

Fuente: Texas Instruments Datasheet SPRU791F.

Con cada uno de los seis módulos se han generado dos señales, EPWMxA y EPWMxB, asignándole a cada una de ellas un ciclo de trabajo independiente de la otra. Para programar dichas señales se utilizan dos registros distintos: el registro “EPwmxRegs.CMPA.half.CMPA” para la señal A de cada módulo PWM, y el registro “EPwmxRegs.CMPB” para la señal B. La frecuencia de la onda triangular de comparación se puede fijar mediante el registro “EPwmxRegs.TBPRD”. En él se ha de introducir el valor resultante de la ecuación 3.1.

$$TBPRD = \frac{1}{2} * \frac{f_{sysclk}}{f_{pwm} * CLKDIV * HSPclkdiv} \quad (3.1)$$

Siendo:

- f_{sysclk} : frecuencia máxima del reloj del DSP (150 MHz).
- f_{pwm} : frecuencia de la onda PWM.
- $CLKDIV$: parámetro para dividir la frecuencia del reloj.
- $HSPclkdiv$: parámetro para dividir la frecuencia del reloj.

En el caso bajo estudio, no ha sido necesario dividir la frecuencia del reloj, con lo cual los parámetros de división del reloj del denominador quedan a 1. Se ha fijado la frecuencia de la onda PWM a 10 kHz, así como los distintos valores de *duty cycle* para

comprobar que se generan las 12 señales independientes necesarias para el control del sistema. Todas estas señales aparecen representadas en las figuras 3.5, 3.6 y 3.7.

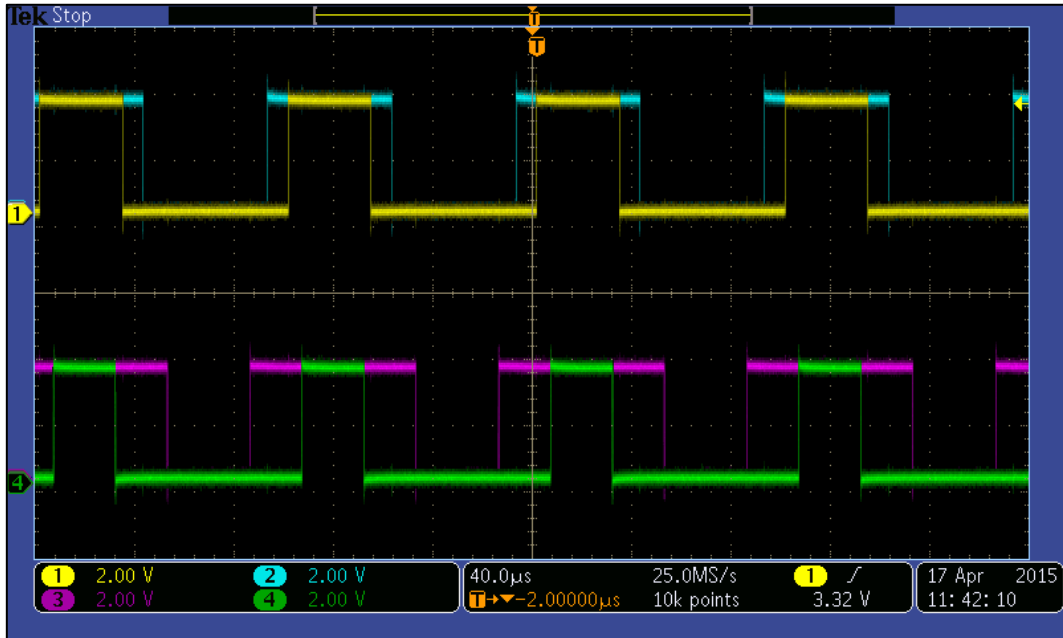


Figura 3.5. Señales PWM de los módulos 1 y 2.

Fuente: Elaboración propia.

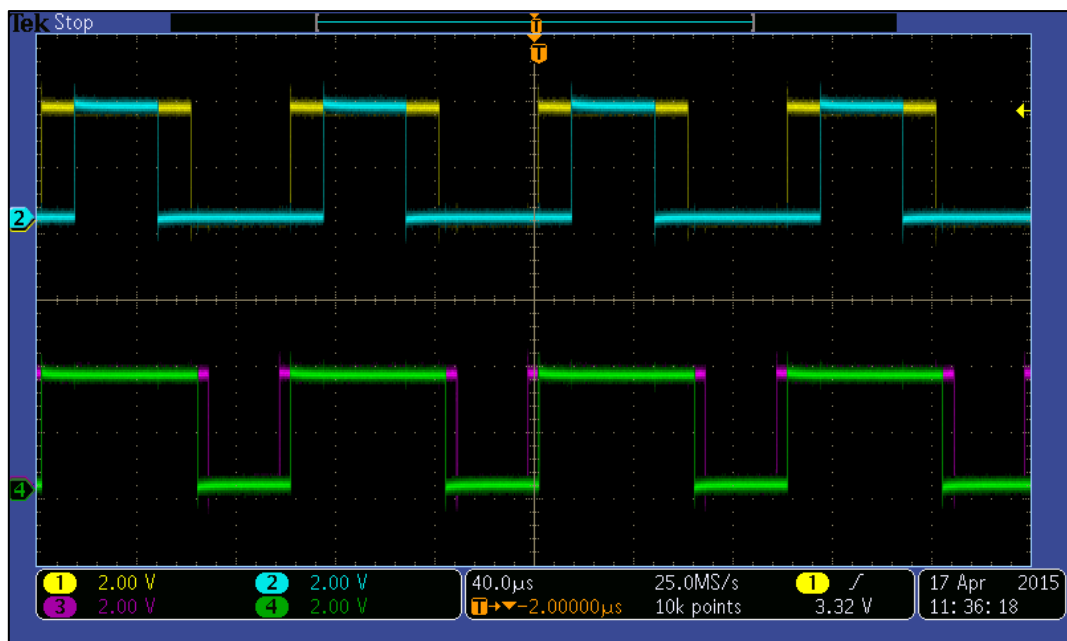


Figura 3.6. Señales PWM de los módulos 3 y 4.

Fuente: Elaboración propia.

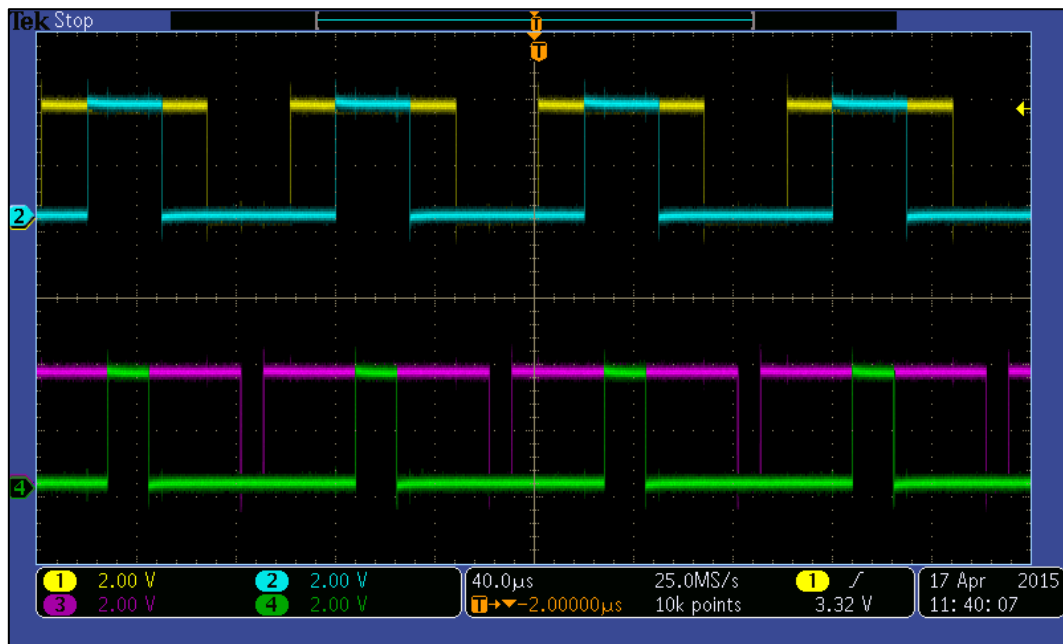


Figura 3.7. Señales PWM de los módulos 5 y 6.

Fuente: Elaboración propia.

Por otro lado, hay que cumplir una especificación en cada una de las 12 ramas de IGBTs, y es evitar que los dos IGBTs de una misma rama estén cerrados simultáneamente, lo que provocaría un cortocircuito a tierra de la tensión del *DC-link*. Por tanto, hay que evitar que por software se puedan tener cerrados a la vez los dos interruptores. Esto se soluciona generando una única señal PWM para cada rama, invirtiéndola por hardware en la placa de adaptación del convertidor, obteniendo así las dos señales de disparo necesarias para cada rama. Sin embargo, la inversión de cada señal de disparo no se produce instantáneamente, sino que, al realizarse con una puerta lógica, posee un retraso de propagación que podría provocar el cortocircuito que se intenta evitar. Por ello es necesario estudiar y comparar ese retraso de propagación con el retraso en la conmutación de los IGBTs en el driver del convertidor SKS-22F.

La inversión de la señal PWM de cada rama supone un pequeño retraso del orden de 15 ns según el *datasheet* de la puerta inversora empleada en la placa de adaptación del convertidor. Por otro lado, el propio driver del convertidor SKS-22F impone un retraso de propagación en los disparos de los IGBTs de cada rama, para evitar que los dos interruptores conmuten a la vez. Este retraso se puede ajustar dentro del rango de 0.25 μ s hasta 4 μ s, abriendo o cerrando unos *jumper*s habilitados para ello. El funcionamiento de la conmutación de los IGBTs de cada rama del convertidor consiste, como viene ilustrado en la figura 3.8, en abrir los dos interruptores durante un tiempo muerto o *dead time* para posteriormente fijar la posición correspondiente a cada uno de los interruptores.

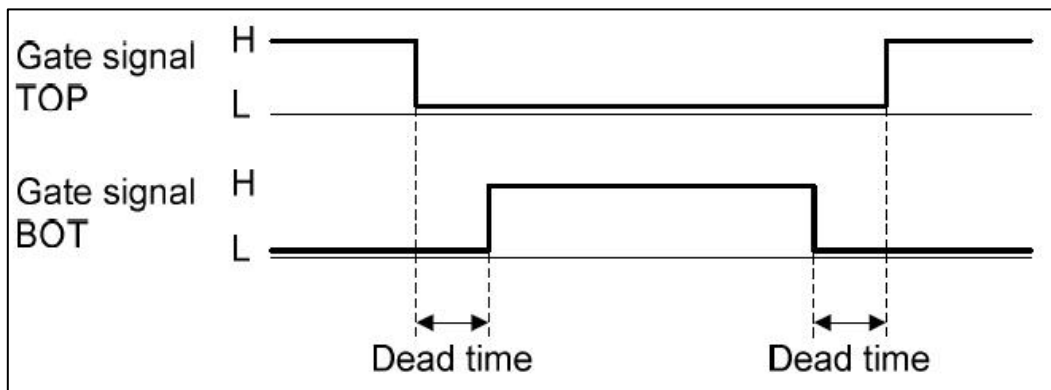


Figura 3.8. Tiempo muerto en conmutación de IGBTs.

Fuente: [4].

Como el tiempo que tarda la señal en invertirse es mucho menor que el tiempo muerto en conmutación, no habrá problemas en que ambos IGBTs estén cerrados en algún instante, ya que a la hora de conmutar los IGBTs la señal de disparo de cada rama ya estará invertida.

3.3. Módulo eQEP

Las siglas eQEP provienen del inglés “*enhanced quadrature encoder pulse*”, es decir, codificador de pulsos de cuadratura. Este módulo se utiliza para recibir y medir señales procedentes de un encoder, y obtener así información sobre la posición, velocidad y sentido de giro de una máquina rotativa. Para el sistema que se quiere controlar no será necesario medir la posición angular de la máquina, pero sí habrá que medir la velocidad y el sentido de giro de la máquina de forma continua. Es un módulo de gran importancia, ya que la precisión en la medida de la velocidad de la máquina multifásica irá relacionada con la calidad en el control que posteriormente se quiera implementar.

El objetivo de la configuración del módulo eQEP es medir la velocidad de rotación de la máquina con la mayor precisión posible, así como poder abarcar todo el rango de velocidades en el que se moverá dicha máquina. Antes de empezar a describir el módulo se ha de saber cuál es el encoder con el que se va a medir la velocidad, para conocer sus características. La característica que interesa para realizar dicha medición es el número de pulsos por vuelta que proporciona el encoder, que en el caso del dispositivo utilizado serán 2500 pulsos/vuelta. Más adelante se mostrarán los cálculos realizados a partir de este valor para hallar la velocidad de giro de la máquina.

A continuación se estudiarán las distintas formas que tiene el módulo para poder medir velocidades y, posteriormente, se explicará el método de medida que se ha implementado en el DSP basándose en dicho estudio previo.

3.3.1. Métodos de medida del módulo

El módulo posee dos formas distintas para medir, una diseñada para medir bajas velocidades, y otra para altas velocidades. En la figura 3.9 se muestra el diagrama de bloques del módulo eQEP, y posteriormente se describirán las dos formas distintas de medir, detallando qué bloques del módulo eQEP se emplean para ello.

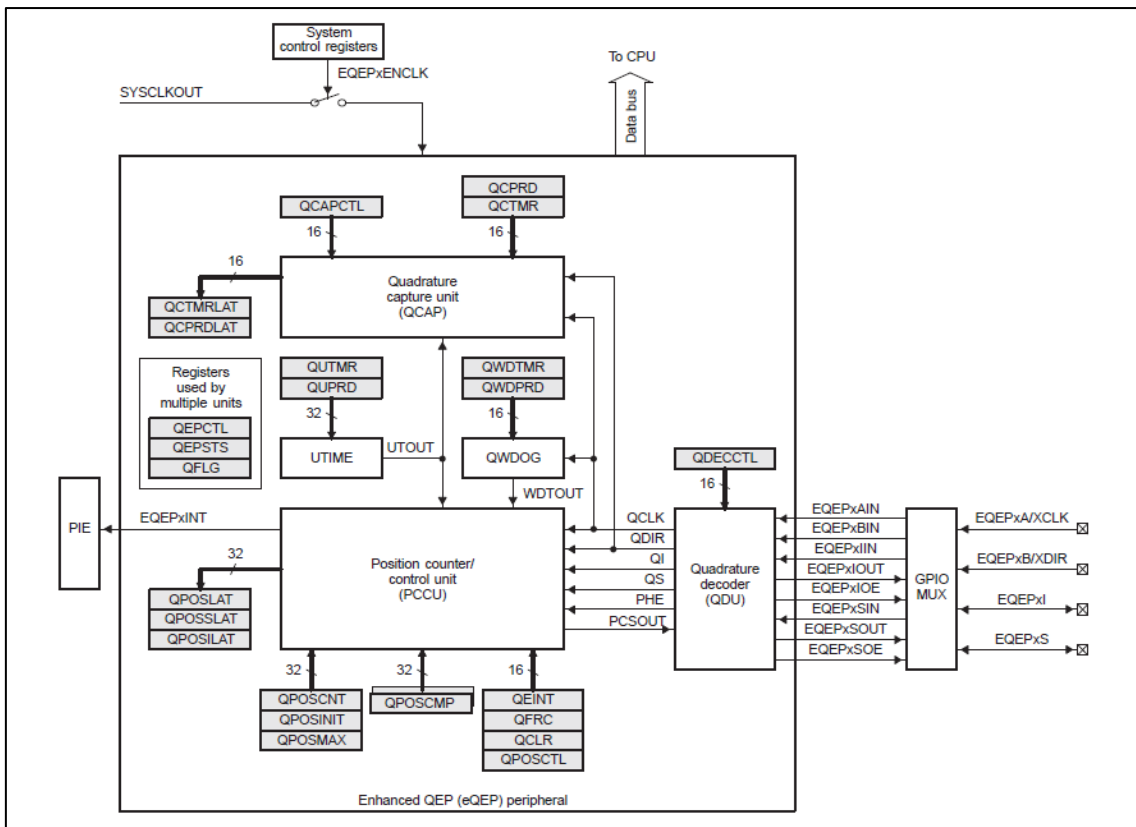


Figura 3.9. Diagrama de bloques del módulo eQEP.

Fuente: Texas Instruments Datasheet SPRUG05A.

3.3.1.1. Medida de baja velocidad

Para realizar la medida de bajas velocidades se empleará el módulo QCAP (*Quadrature Capture Unit*), que se encarga de medir el tiempo que transcurre entre una serie de pulsos procedentes del encoder. Este método es interesante utilizarlo en bajas

velocidades porque los tiempos que medirá a estas velocidades serán relativamente altos, ya que la frecuencia de los pulsos recibidos es reducida. A medida que aumenta la velocidad, la frecuencia de los pulsos recibidos aumenta y, por ello, el tiempo que tendrá que medir disminuye. En altas velocidades, por tanto, el tiempo que medirá el módulo será muy pequeño y se verá afectada la medida por la resolución del temporizador, lo que acarreará unos errores muy elevados en la estimación posterior de la velocidad.

El número de pulsos durante el cual estará contando tiempo se programa a través de los registros internos del eQEP, concretamente en el registro “QCAPCTL”. Cada vez que se finaliza la medida del tiempo transcurrido entre pulsos, éste se almacena en el registro “QCPRDLAT”. En la figura 3.10 se describe con detalle el funcionamiento del módulo QCAP.

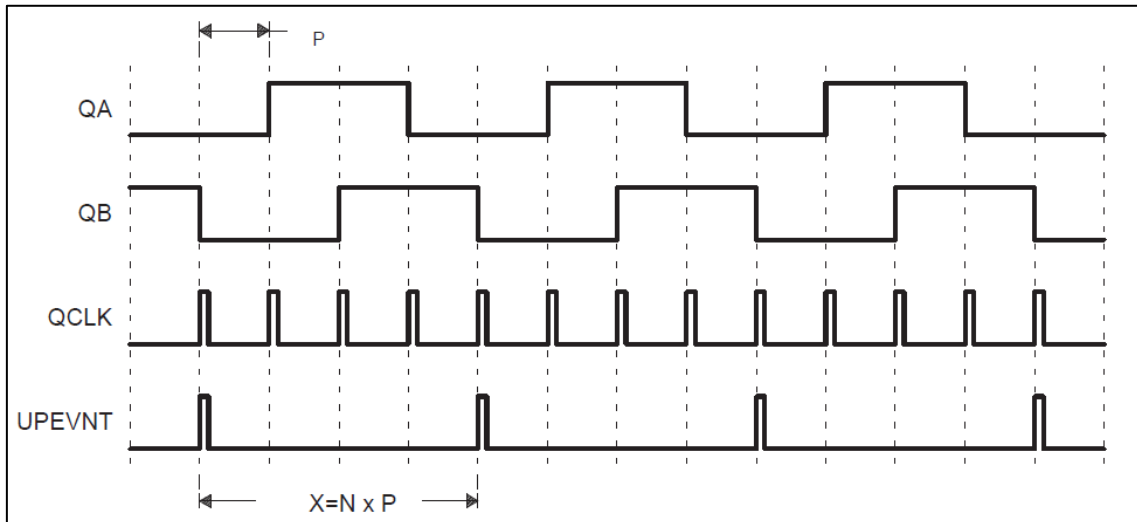


Figura 3.10. Funcionamiento del módulo QCAP.

Fuente: Texas Instruments Datasheet SPRUG05A.

Como se observa en la figura anterior, el QCAP contará el tiempo que transcurre entre cada pulso del UPEVNT, y posteriormente se usará la ecuación 3.2 para calcular la velocidad.

$$v(k) = \frac{X}{t(k) - t(k - 1)} = \frac{X}{\Delta t} \quad (3.2)$$

Siendo:

- $v(k)$: Velocidad en el instante " k ".
- $t(k)$: Instante de tiempo " k ".
- $t(k-1)$: Instante de tiempo " $k-1$ ".
- X : Pulsos fijados a medir.
- Δt : Tiempo transcurrido entre los pulsos fijados.

3.3.1.2. Medida de alta velocidad

Para realizar medidas de altas velocidades se usará el módulo PCCU (*Position Counter/Control Unit*), que se encarga de contar pulsos procedentes del encoder en un tiempo determinado. Es interesante utilizar este método para medir velocidades elevadas porque, a estas velocidades, la frecuencia de los pulsos recibidos es muy elevada, por lo que se podrá contar una gran cantidad de pulsos en el periodo establecido para ello. Por lo tanto, la precisión de la medida posterior de la velocidad será muy elevada, ya que, en el caso de contabilizarse un pulso más o un pulso menos, la medida se verá poco afectada. Suponiendo el caso en que se contabilicen 1000 pulsos en el tiempo determinado, la cuenta de un pulso más o un pulso menos supondrá un error en la medida del $\pm 0.1\%$. Sin embargo, a medida que disminuye la velocidad, la frecuencia de los pulsos recibidos en el módulo disminuye y con ello disminuye por tanto la precisión de la medida. Por otro lado, si se contabilizasen 10 pulsos, es decir, una velocidad 100 veces más baja que la del supuesto anterior, el error que supondrá la cuenta de un pulso más o un pulso menos será del $\pm 10\%$, un error mucho mayor al cometido a altas velocidades.

El tiempo dedicado a contar pulsos es fijado por el usuario en el registro "QUPRD". Este parámetro es muy importante, ya que necesita ser lo suficientemente grande para tener una gran precisión en la medida, pero también suficientemente pequeño para poder actualizar la medida de la velocidad lo más rápido posible, y poder así realizar un control posterior a la máquina multifásica lo más eficiente posible. La cuenta de pulsos resultante se almacena en el registro "QPOSLAT" del módulo PCCU. El funcionamiento del módulo PCCU se describe gráficamente en la figura 3.11.

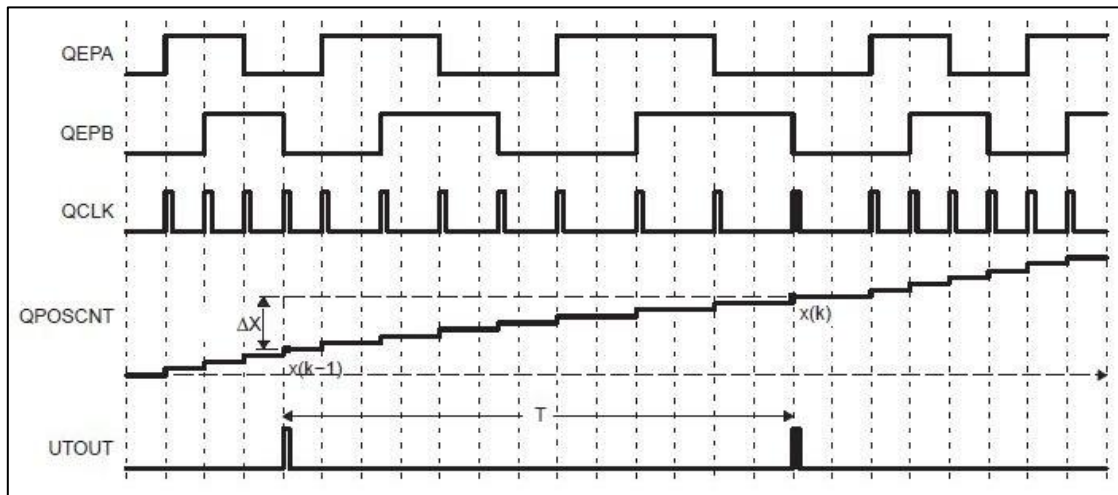


Figura 3.11. Funcionamiento del módulo PCCU.

Fuente: Texas Instruments Datasheet SPRUG05A.

Para medir alta velocidad con este módulo se fija el tiempo de medida y se calcula el número de pulsos que transcurren en ese tiempo, es decir, justo lo contrario que se hacía en el módulo QCAP para el cálculo de bajas velocidades. Por ello será necesario modificar la ecuación necesaria para calcular la velocidad, llegando a la ecuación 3.3.

$$v(k) = \frac{X(k) - X(k - 1)}{T} = \frac{\Delta X}{T} \quad (3.3)$$

Siendo:

- $v(k)$: velocidad en el instante "k".
- $X(k)$: valor de la cuenta en el instante "k".
- $X(k-1)$: valor de la cuenta en el instante "k-1".
- T : tiempo fijado para contar pulsos.
- ΔX : número de pulsos recibidos en el tiempo fijado.

3.3.2. Solución adoptada para el sistema

En el sistema que se quiere controlar, la máquina multifásica se moverá en el rango de ± 1000 revoluciones por minuto. Se ha de elegir en este rango de velocidades,

con qué método se tendría mayor precisión y que método realiza la medida más rápidamente, ya que, como se ha visto anteriormente, tanto precisión como tiempo de cálculo son fundamentales para la calidad de un control posterior.

Empezando por el método de alta velocidad, a partir de la ecuación 2 se calcula la velocidad de giro del motor multifásico en revoluciones por minuto, en función tanto de la cuenta obtenida en el módulo PCCU, como del tiempo fijado para que realice dicha cuenta. Suponiendo que se configura el módulo de forma que contabilice tanto los flancos de subida y bajada de las señales A y B del encoder, es decir, dándole la mayor resolución posible, se obtiene la ecuación 3.4.

$$v = \frac{\Delta X}{T} = \frac{Np(\text{pulsos})}{t(s)} * \frac{10.000 \left(\frac{\text{pulsos}}{\text{vuelta}} \right)}{1(\text{min})} * \frac{60(s)}{500 * t} = \frac{3 * Np}{500 * t} (\text{rpm}) \quad (3.4)$$

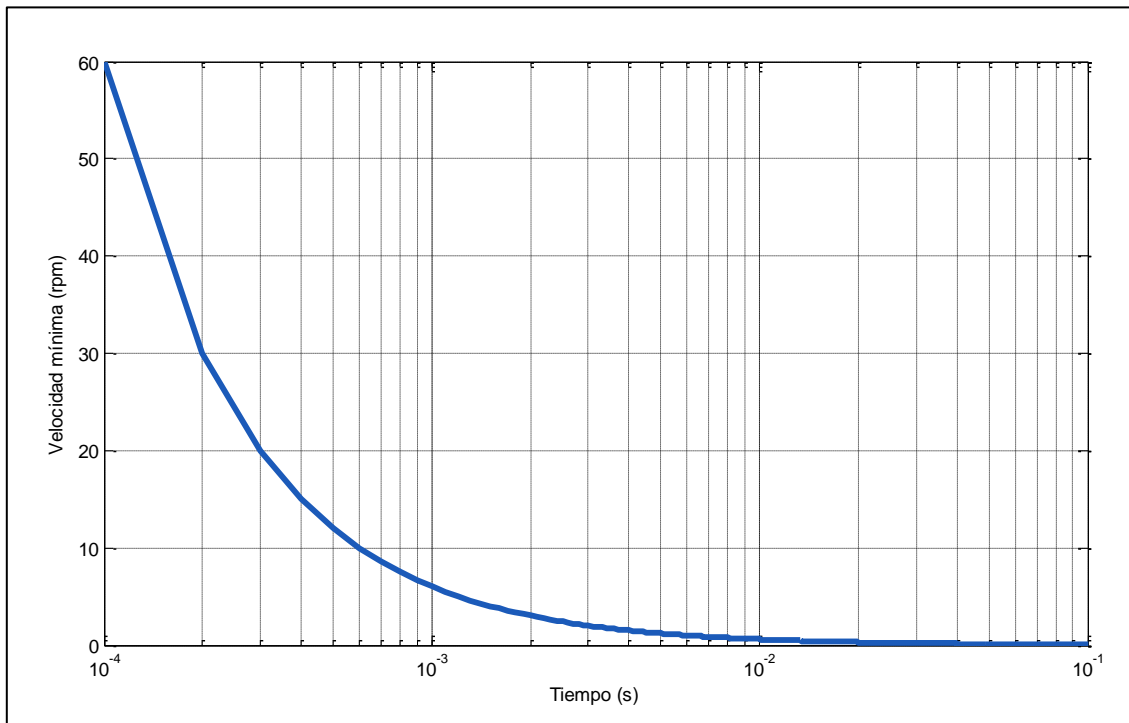
Siendo:

- Np : valor de la cuenta de pulsos almacenado en el registro “QPOSLAT”.
- t : tiempo que se están contando pulsos, fijado en el registro “QUTPRD”.

Es intuitivo que a medida que aumente el tiempo empleado en contar pulsos, aumenten tanto la precisión como la resolución en el cálculo de la velocidad, pero es de vital importancia cuantificar esta dependencia para poder determinar si es viable implementar este método en el sistema. Por ello, a partir de la ecuación 3.4 es posible calcular la resolución teórica del método de alta velocidad fijando el valor de la cuenta realizada al mínimo, es decir, a 1. De este modo se consigue el valor mínimo de velocidad que se puede medir, siendo los demás valores medidos múltiplos de éste. Dicho valor mínimo de velocidad ($v_{\text{mín}}$) aparece recogido en la ecuación 3.5.

$$v_{\text{mín}} = \frac{3}{500 * t} \quad (3.5)$$

Ahora, al tener una ecuación de la forma $v_{\text{mín}} = f(t)$, es posible representar gráficamente la relación existente entre ambos valores. Esta relación aparece en la gráfica 3.1, donde se observa que cuando el tiempo es reducido la resolución es muy mala y a medida que aumenta el tiempo la resolución mejora, tal y como se había predicho anteriormente.



Gráfica 3.1. Resolución de la medida en función del tiempo de medida.

Fuente: Elaboración propia.

Para un tiempo de medida de 6 ms, la resolución de la medida será de 1 rpm. Dicha resolución dará un error en la medida de ± 1 rpm en el caso de que se contabilice un pulso más o un pulso menos en el módulo. Este error será significativo a bajas velocidades, pero a altas velocidades es aceptable. Sin embargo, se descarta este método para medir velocidades, porque en el rango de velocidades que se moverá la máquina (± 1000 rpm) emplea demasiado tiempo en realizar la medida de la velocidad para una resolución aceptable. El tiempo es muy elevado ya que se pretende realizar un posterior control de la máquina en el orden de 100 μ s, más de dos órdenes de magnitud inferior al tiempo empleado para una resolución de 1 rpm.

Para el método de baja velocidad se parte de la ecuación 3.2. Se calcula la velocidad de giro en revoluciones por minuto en función de la frecuencia de reloj en el módulo QCAP, del número de flancos esperados de las señales del encoder y del tiempo medido entre dichos flancos. Se obtiene así la ecuación 3.6.

$$v(k) = \frac{X}{\Delta t} = \frac{\frac{X(\text{pulsos})}{10.000(\frac{\text{pulsos}}{\text{vuelta}})}}{t_{med} * \frac{1}{f_{clk}}(s)} * \frac{60(s)}{1(\text{min})} = \frac{3 * X * f_{clk}}{500 * t_{med}}(rpm) \quad (3.6)$$

Siendo:

- *fclk*: frecuencia de reloj a la que trabaja el módulo QCAP.
- *X*: número de flancos de subida o bajada entre los que se va a contabilizar el tiempo.
- *tmed*: número de ciclos de reloj medidos entre *X* flancos. Este valor es almacenado en el registro “QCPRDLAT”.

Como se observa en la ecuación 3.6, existe mucha mayor flexibilidad a la hora de programar el módulo QCAP para medidas de baja velocidad, ya que son dos los parámetros a configurar: la frecuencia de reloj y el número de flancos entre los que se desea medir.

En este caso no tiene sentido calcular la resolución de la medida, sino que se calculará el valor mínimo que puede medir el módulo en función de los parámetros configurables. Existe un valor mínimo puesto que el registro “QCPRDLAT” es de 16 bits, por lo que la cuenta satura cuando llega al valor $2^{16}-1$. Para ello, despejando en la ecuación 3.6 el valor de *tmed* por el límite al que satura, se obtiene una ecuación del tipo $v(k) = f(X, fclk)$:

$$v(k) = \frac{3 * X * fclk}{500 * 65535} = \frac{X * fclk}{10922500} (rpm) \tag{3.7}$$

Se representa ahora esta doble dependencia en una tabla. Para ello se varía la variable *X* entre 1 y 4, que indica el número mínimo y máximo de flancos que puede ser medido en un periodo (un flanco de subida y de bajada por cada una de las dos señales procedentes del encoder). Además se varía la frecuencia de reloj, dividiéndola por múltiplos de 2. Como resultado, se observa en la tabla 3.1 la velocidad mínima que se puede medir en función de dichos parámetros, en revoluciones por minuto.

DIVCLK	X=1	X=2	X=4
1	13,73	27,47	54,93
2	6,87	13,73	27,47
4	3,43	6,87	13,73
8	1,72	3,43	6,87
16	0,86	1,72	3,43
32	0,43	0,86	1,72
64	0,21	0,43	0,86

Tabla 3.1. Velocidad mínima (rpm) a medir en función de *X* y *fclk*.

Fuente: Elaboración propia.

Para el sistema bajo estudio interesa medir velocidades por debajo de ± 1 rpm, para poder medir de la mejor forma posible el paso por 0 rpm en ensayos de la máquina multifásica. Se observa que hay varias combinaciones posibles en los parámetros para conseguir una misma velocidad mínima. Por ello, se representa en una tabla los tiempos empleados en cada caso, para elegir posteriormente el que realice la medida más rápidamente.

DIVCLK	X=1	X=2	X=4
1	0,44	0,44	0,44
2	0,87	0,87	0,87
4	1,75	1,75	1,75
8	3,5	3,5	3,5
16	7	7	7
32	13,98	13,98	13,98
64	27,96	27,96	27,96

Tabla 3.2. Tiempo máximo empleado (ms) en medir en función de X y fc_{clk} .

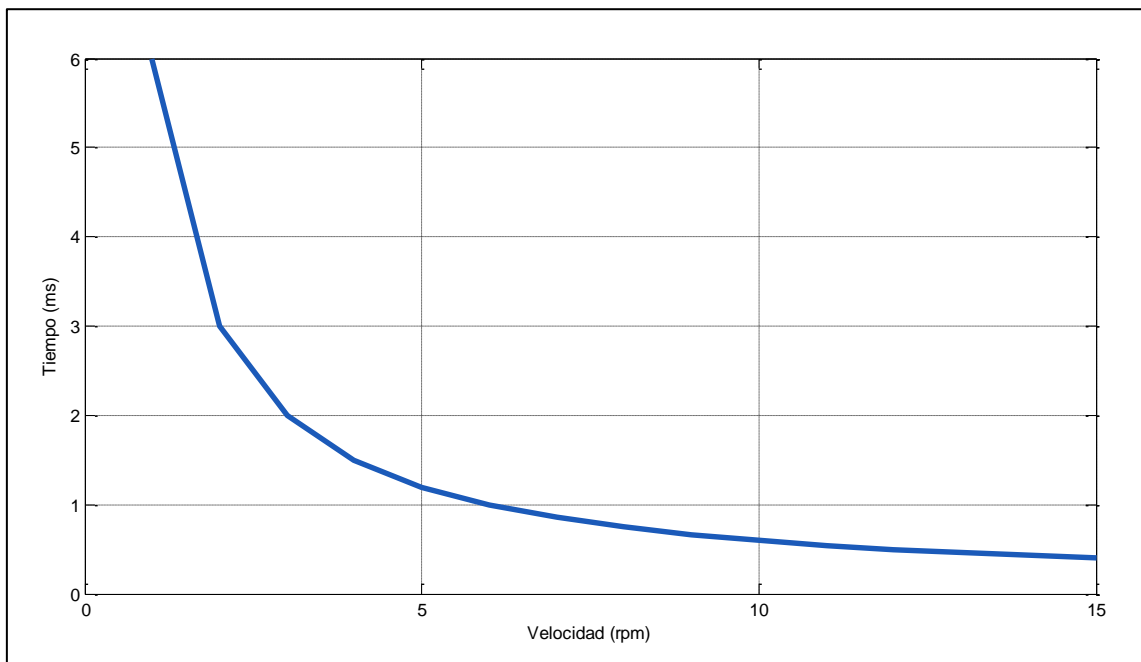
Fuente: Elaboración propia.

La velocidad mínima que interesa medir es de $\pm 0,43$ rpm, y la opción más rápida para llegar a esa velocidad es con los valores en los parámetros de $X=1$ y el reloj dividido por 32. El tiempo empleado en medir tan baja velocidad es de unos 14 ms, un tiempo demasiado elevado, pero asumible a tan bajas velocidades, en las que la precisión ha de ser fundamental.

Por último, se realiza estudio de cómo varía el tiempo de medida en función de la velocidad que ha de medir. Para ello se utilizan las ecuaciones vistas anteriormente, obteniendo la ecuación 3.8.

$$v = \frac{3 * X}{500 * t_{medido}} = \frac{3}{500 * t_{medido}}; \quad t_{medido} = \frac{3}{500 * v} \text{ (s)} \quad (3.8)$$

A continuación se representa esta relación existente en la gráfica 3.2. En ella se muestra la tendencia esperada, ya que a medida que aumenta la velocidad disminuye el tiempo empleado por el módulo para medir. Se observa también que el tiempo disminuye muy rápidamente a muy pequeñas velocidades, con lo que se empleará demasiado tiempo para medir un pequeño rango de velocidades.



Gráfica 3.2. Tiempo de medida en función de la velocidad a medir.

Fuente: Elaboración propia.

Por todo lo expuesto anteriormente en este apartado, se ha elegido el módulo QCAP, es decir, el método recomendado para bajas velocidades, para realizar la medida de la velocidad en todo el rango en el que se moverá la máquina. Para ello se ha programado la medida en tres franjas de velocidades, modificando en cada franja los parámetros del módulo QCAP para medir con suficiente precisión cualquier velocidad. Para evitar estar conmutando los parámetros a ciertas velocidades se programarán dos bandas de histéresis en las transiciones entre las tres franjas.

A continuación se muestra en la figura 3.12 el esquema de cómo se han colocado las bandas de histéresis, y posteriormente en la tabla 3.3 se explican los parámetros configurados en cada una de las tres distintas franjas utilizadas, así como el tiempo máximo empleado en medir en cada una de ellas.

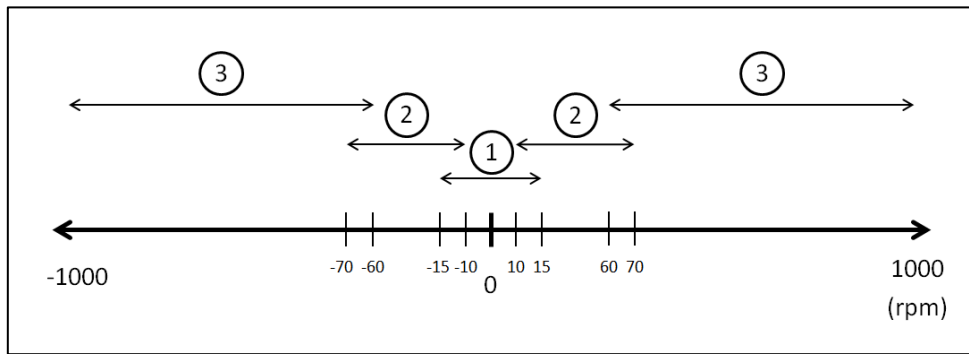


Figura 3.12. Franjas de medida con histéresis.

Fuente: Elaboración propia.

	Franja 1	Franja 2	Franja 3
X	1	1	4
$CLKDIV$	32	16	1
$T_{m\acute{a}x}$	14 ms	600 μ s	100 μ s

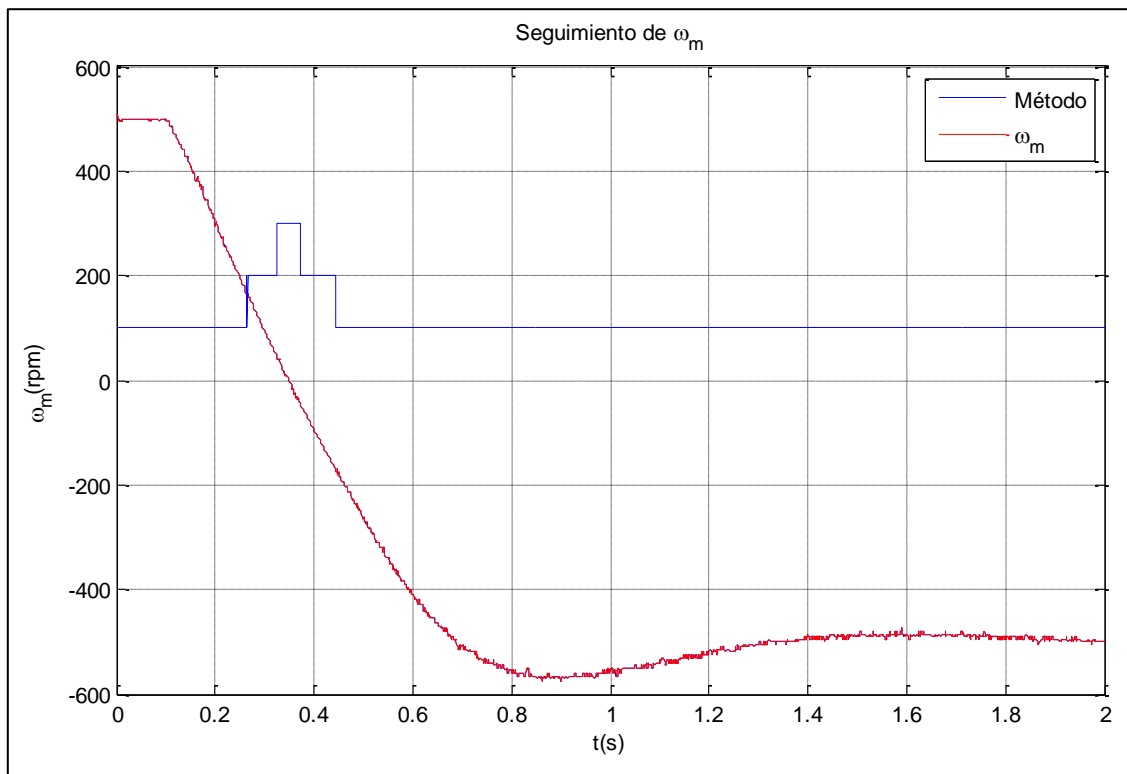
Tabla 3.3. Parámetros de cada franja de medida.

Fuente: Elaboración propia.

Para comprobar el funcionamiento de la programación implementada en el módulo eQEP, se han emulado las señales procedentes del encoder con el módulo PWM anteriormente explicado. Para ello se han generado dos señales PWM desfasadas 90° eléctricos. La frecuencia de ambas señales es la misma, pero ésta varía en función de la velocidad de giro del motor. La dependencia de la velocidad de giro, en revoluciones por minuto, con la frecuencia de las señales PWM viene cuantificada en la ecuación 3.9.

$$f_{pwm} = v \left(\frac{rev}{min} \right) * \frac{2500 (pulsos)}{1 (rev)} * \frac{1 (min)}{60 (s)} = \frac{v * 2500}{60} (Hz) \quad (3.9)$$

Tras comprobar el funcionamiento esperado en la programación implementada mediante la emulación de las señales del encoder, se procedió a comprobar el correcto funcionamiento del código de medida en un motor multifásico. Concretamente se realizó un ensayo del tipo *reversal* consistente en el cambio de la velocidad de referencia de la máquina desde 500 rpm hasta -500 rpm. Se realizó dicho ensayo en la bancada del motor de 5 fases presente en el laboratorio, que posee el mismo encoder para el cual se ha diseñado el código. El código del algoritmo implementado para la medida de la velocidad se encuentra recogido en el anexo F. El resultado de la medida realizada viene representado en la gráfica 3.3.



Gráfica 3.3. Medida de la velocidad en ensayo *reversal*.

Fuente: Elaboración propia.

En la gráfica anterior se representa la velocidad de giro medida del motor multifásico y la variable *método* que modifica el método de medida del módulo eQEP en función de la velocidad de giro del motor.

3.4. Convertidor Analógico-Digital

El convertidor analógico-digital (ADC) es un periférico capaz de convertir una señal analógica de tensión en una señal digital con valor en binario, de manera que pueda ser leída y manipulada por el microprocesador del sistema. Para ello necesita previamente una unidad de *Sample and Hold* (S/H), de muestreo y retención, es decir, que mantenga constante el valor analógico de la tensión para poder convertirlo posteriormente en el convertidor.

La tarjeta de control incluye dos módulos independientes, cada uno con 8 señales susceptibles de ser medidas. Cada módulo posee un multiplexor para acceder al único convertidor, y una unidad propia de *Sample and Hold*. Desde ambas unidades de S/H se accede al convertidor analógico-digital.

El esquema del periférico previamente explicado, viene detallado en la figura 3.13. El convertidor analógico-digital es de 12 bits, por ello, se obtendrá un valor digital a la salida en el rango expuesto en la figura 3.14.

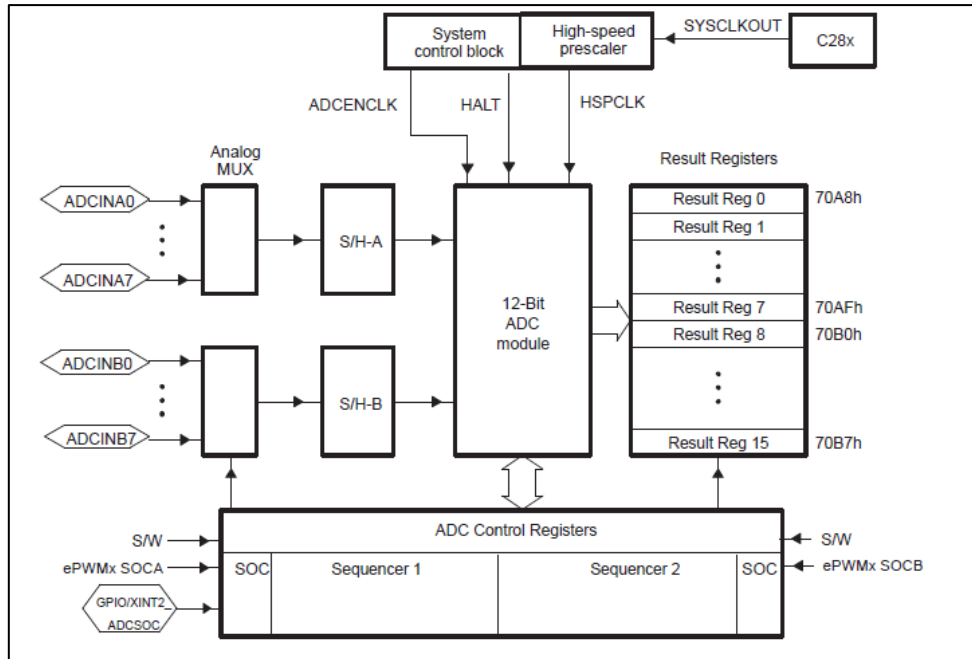


Figura 3.13. Diagrama de bloques del módulo ADC.

Fuente: Texas Instruments Datasheet SPRU812A.

Digital Value = 0,	when input ≤ 0 V
Digital Value = $4096 \times \frac{\text{Input Analog Voltage} - \text{ADCLO}}{3}$	when 0 V < input < 3 V
Digital Value = 4095,	when input ≥ 3 V

Figura 3.14. Valor digital convertido en el ADC.

Fuente: Texas Instruments Datasheet SPRU812A.

El registro “ADCLO”, visto en la figura anterior, se corresponde a la referencia de tensión analógica con la que se compara la señal de entrada. Los registros “ADCTRL1”, “ADCTRL2” y “ADCTRL3” son los registros de control del ADC, encargados de configurar el modo de conversión que se utilizará posteriormente. Cabe destacar también el registro “ADCMAXCONV” que fija el número de conversiones que se realizarán en cada secuencia.

La conversión es posible realizarla de diversas formas. Una opción consiste en elegir la secuencia que se pretende convertir, es decir, el orden en que se leerán las señales. Este método se denomina modo “autosecuencia” y es útil a la hora de sobremuestrear señales, ya que es posible en la misma secuencia convertir varias veces la misma señal, consiguiéndose así mayor precisión en la medida si se aplican métodos estadísticos con las distintas medidas obtenidas de la misma señal. Este método es idóneo cuando hay que realizar pocas medidas, y se dispone de suficiente tiempo para poder realizarlas.

Sin embargo, el modo en el que se va a usar el convertidor para el sistema bajo estudio es el modo “cascada”. En este modo, se muestrean los 16 canales como si fuera un único módulo, leyendo en una sola secuencia los 16 canales en orden, y almacenándolos en sus respectivos registros. Este modo es más rápido, porque las unidades de S/H funcionan en paralelo, con lo que se reduce el tiempo de conversión total a la mitad. Es por esto por lo que se ha elegido este modo del convertidor, porque en este caso es necesario que la medida sea lo más rápida posible para cumplir las especificaciones que se detallan a más adelante.

Para activar el comienzo de la conversión se usarán las señales PWM generadas previamente para el control de los disparos de los interruptores de cada rama. Por defecto la conversión se realiza en el paso por cero de la onda triangular, como se detalla en la figura 3.15.

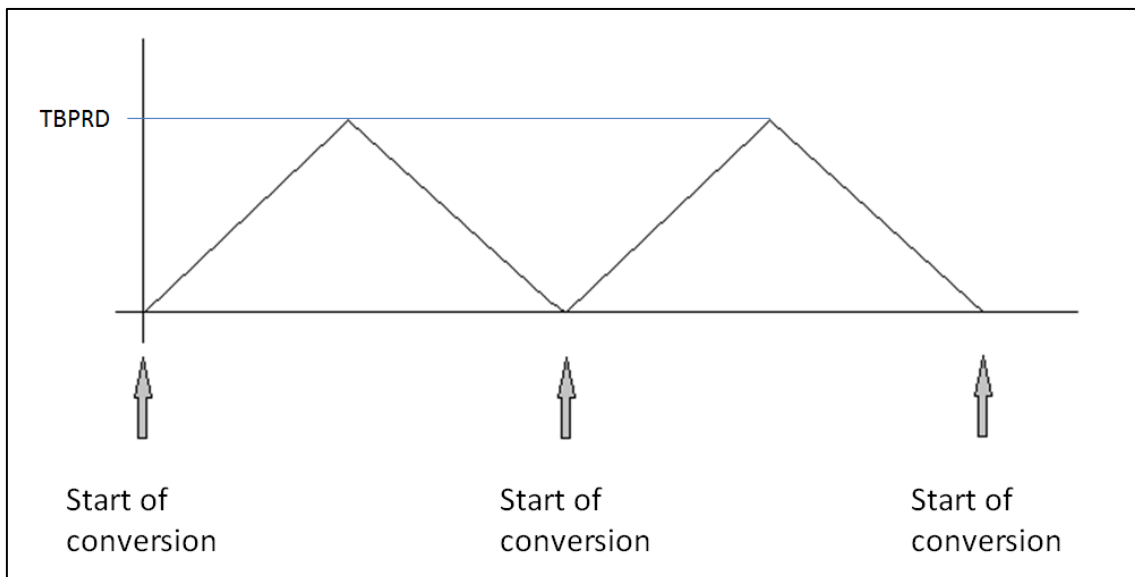


Figura 3.15. Comienzo de la conversión por defecto con onda PWM.

Fuente: Elaboración propia.

De esta forma, se obtendrá una medida por cada periodo de la señal PWM. Como se vio anteriormente en el apartado del módulo PWM, la frecuencia utilizada en la señal PWM será de 10 kHz, con lo que se realizará una medida cada 100 μ s. En este caso, se pretende duplicar el número de medidas, midiendo entonces cada 50 μ s. Por ello, se deben disparar dos conversiones en el mismo periodo de la señal PWM.

Para conseguir disparar estas dos conversiones en el mismo periodo se usará otra señal PWM. Se han configurado pues las señales A y B del módulo 1 de generación PWM (EPwm1A y EPwm1B) para disparar las dos conversiones, ya que ambas señales comparten la onda triangular de comparación. La señal A se ha configurado para disparar en el paso por cero de la onda, y la señal B para disparar la conversión en el pico de la onda PWM. En la figura 3.16 se puede observar cómo se ha programado el disparo de las conversiones.

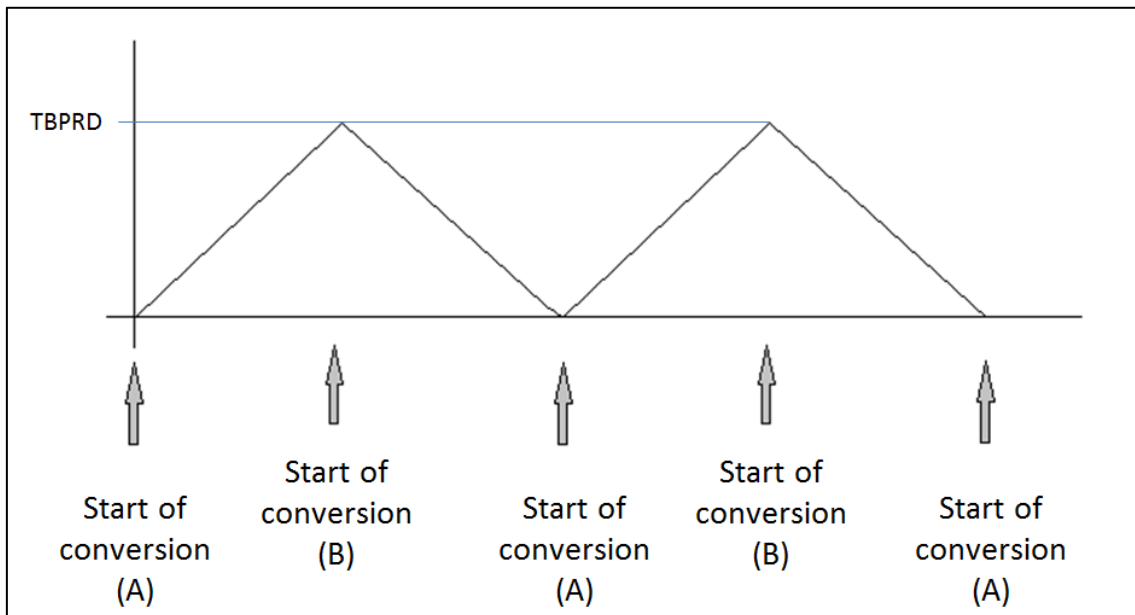


Figura 3.16. Comienzos de conversiones programadas con ondas PWM.

Fuente: Elaboración propia.

Por último, se ha de cumplir una última especificación, consistente en evitar realizar las medidas cuando conmuten los IGBTs ya que se pueden ver afectadas las medidas por interferencias electromagnéticas relacionadas con las conmutaciones. Por tanto, es importante estudiar y conocer en qué momentos se producirán las conmutaciones de los IGBTs. En la figura 3.17 se detalla con claridad esta situación.

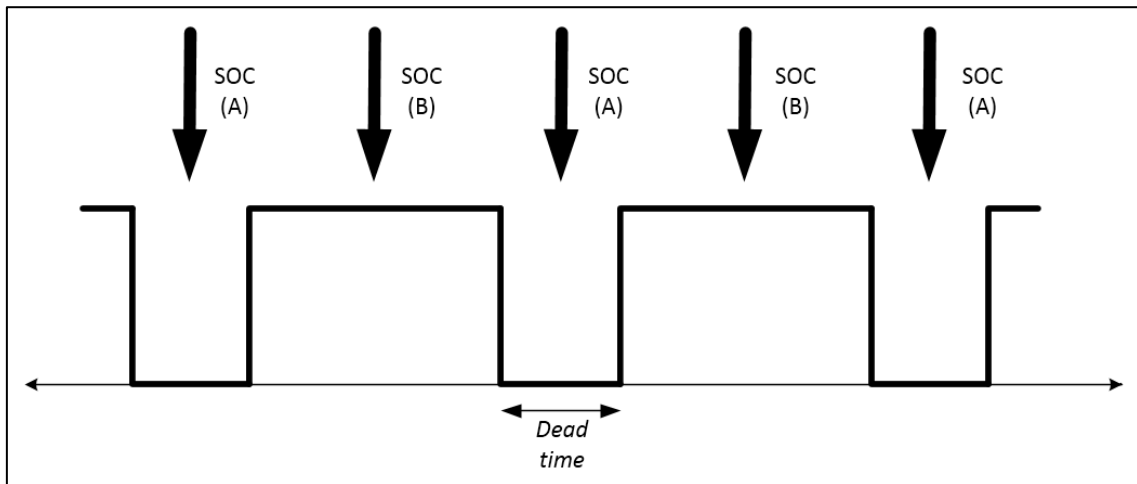


Figura 3.17. Disparos de las conversiones frente a las conmutaciones de los IGBTs.

Fuente: Elaboración propia.

De la figura anterior es posible sacar la condición de cuánto ha de durar la conversión como mucho para evitar que la conmutación de los interruptores distorsione la medida. La conversión ha de durar por tanto menos de la mitad del tiempo muerto de conmutación de cada rama de IGBTs, descrito en el apartado del módulo PWM. De todo lo anterior, se deduce la ecuación 3.10.

Para el control del sistema es necesario realizar la medida de 9 magnitudes, a saber: 8 corrientes procedentes de los 4 convertidores de potencia y la tensión del *DC-link*. Por tanto, el tiempo máximo de conversión saldrá del producto entre el número de canales a convertir y el tiempo de conversión por canal. Sin embargo, al haber configurado el ADC en modo “cascada” con *dual-sampling*, el tiempo global se verá reducido a la mitad, ya que se emplearán las dos unidades de *Sample and Hold* simultáneamente. Teniendo en cuenta que el convertidor trabaja a una frecuencia de 6,25 MS/s, se obtiene la ecuación 3.11.

$$T_{max\,conversion} < \frac{Dead_time}{2} \quad (3.10)$$

$$T_{sample} * N_{dobles\,conversiones} * 2 < Dead_time; \quad Dead_time > \frac{1}{6.25MS/s} * 5 * 2$$

$$Dead_time > 1.6 \mu s \quad (3.11)$$

Por tanto, para cumplir la especificación y evitar la contaminación de la medida ocasionada por la conmutación de los interruptores, se elegirá un tiempo muerto mayor que el calculado. Para el convertidor, el tiempo muerto inmediato superior que es posible configurar es de 2 μs , por lo que se elegirá ese tiempo.

Capítulo 4. Diseño del sistema de control

Tal y como se ha explicado en los capítulos anteriores, es fundamental adaptar tanto las señales que se reciben del sistema, como aquéllas que actúan sobre él. Es necesario adaptar estas señales porque proceden de distintos elementos del sistema, con niveles de tensión y de corriente muy distintos, lo cual obliga a convertir todas las señales al rango de tensiones con el que funciona el DSP, que será el encargado de leer esas señales.

Por ello, a lo largo de este capítulo se procederá a realizar el diseño de todo el sistema empotrado necesario para la adaptación de todas las señales. Se ha optado por una solución modular en el sistema a diseñar, en la cual se adapten las distintas señales en placas independientes. Esta estructura modular viene detallada en la figura 4.1.

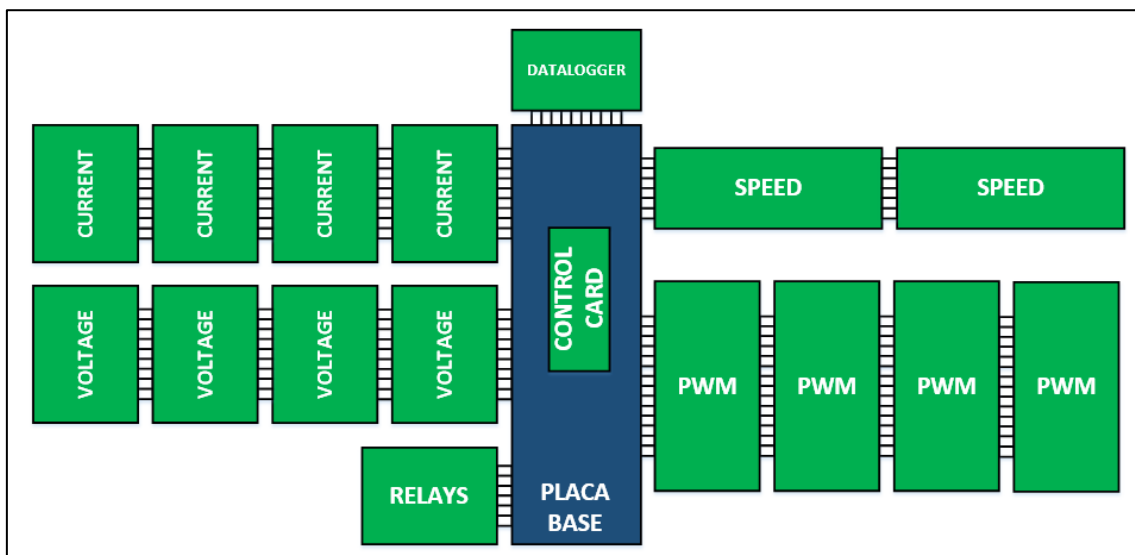


Figura 4.1. Diagrama de bloques de la estructura modular.

Fuente: Elaboración propia.

Las distintas placas de circuito impreso representadas en la figura anterior serán explicadas a lo largo de este capítulo, exponiendo cuales son las funciones de cada una de ellas, y cómo se han diseñado. Para realizar su diseño se han seguido los siguientes pasos:

1. Diseño de los circuitos electrónicos a nivel teórico para resolver la adaptación de señales necesarias en cada placa, y la posterior simulación de cada uno de los circuitos diseñados en el software *Micro-Cap 9*. En esta etapa se seleccionan también los componentes físicos que se emplearan para conseguir tales adaptaciones.
2. Comprobación del correcto funcionamiento de los circuitos diseñados realizando un montaje físico de los mismos en placas de prueba o *protoboards*.
3. Elaboración del esquemático de la placa de adaptación completa usando el software *Altium Designer*. Este paso incluye también la elaboración de las librerías necesarias para cada componente, en el caso de no existir previamente en el programa.

4.1. Placa base

La función principal de la placa base es servir de unión entre el resto de placas de adaptación del sistema sin incluir etapas de adaptación electrónica para ninguna señal. Se encarga pues de repartir las señales procedentes del controlador del sistema a cada una de las placas de adaptación que se encuentran en su periferia.

4.1.1. Descripción del funcionamiento

Se describe a continuación las funcionalidades de la placa base, así como la funcionalidad de cada uno de los conectores que posee la misma.

La placa base está alimentada por las dos fuentes de alimentación conmutadas presentes en el armario eléctrico, como se verá en el siguiente capítulo. Llegan a la placa las alimentaciones de +24 V, +15 V, -15 V y 5 V, con su correspondiente tierra, y en la placa se realiza el filtrado de cada una de las tensiones de alimentación. Además, se genera una alimentación de 3,3 V a partir de los 5 V procedentes de las fuentes de alimentación, ya que en las placas de adaptación será necesaria dicha señal de alimentación. Para generar la alimentación de 3,3 V se implementa el circuito representado en la figura 4.2 que se basa en un regulador lineal de tensión para generar la alimentación requerida.

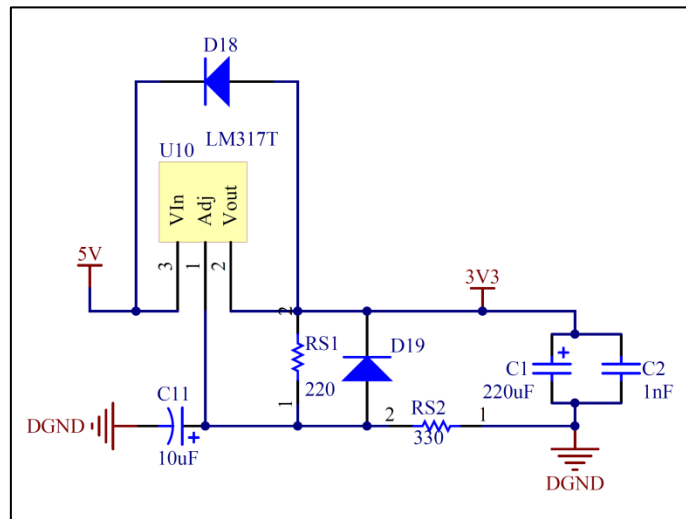


Figura 4.2. Esquemático de la generación de la alimentación de 3,3 V.

Fuente: Elaboración propia.

En la placa existen cuatro tierras distintas: tierra analógica, tierra digital, tierra de potencia y tierra del controlador. Las tierras analógicas y digitales son las que se emplean en los circuitos analógicos y digitales, respectivamente. Se incluye una tierra de potencia para desacoplar el ruido electromagnético inducido en las conmutaciones de los convertidores de potencia. Y por último, se incluye la tierra del controlador que es la correspondiente a la tierra de la tarjeta de control del DSP, que no distingue entre tierra analógica y digital. Por tanto, es necesario unir todas estas tierras y la tierra procedente de las fuentes de alimentación en un punto concreto de la placa con sus correspondientes filtros EMI para evitar la transmisión de ruidos entre ellas.

Se incluye además en la placa base los circuitos lógicos para el tratamiento de las señales de error del sistema, forzando el paro del sistema en el caso de que se produzca un error, y almacenando dicho error en el DSP, para posteriormente ser consciente del error obtenido y actuar en consecuencia. Dicho circuito viene representado en la figura 4.3.

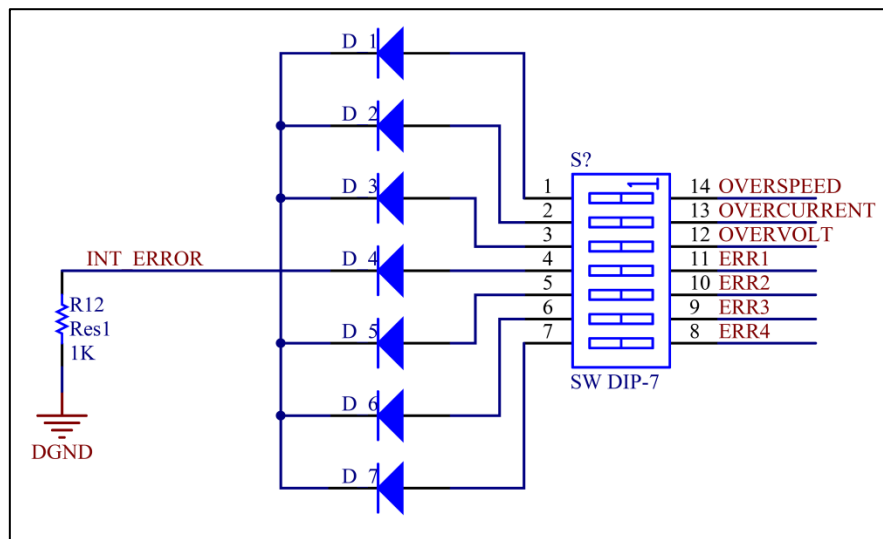


Figura 4.3. Esquemático de la lógica de errores.

Fuente: Elaboración propia.

Al presentar la placa un esquema modular, puede ser reutilizada en otros sistemas de control, añadiéndoles las placas de adaptación necesarias para el control de dichos sistemas.

A continuación, se explicarán cada uno de los conectores de los que consta la placa base, a partir del esquema de la placa representado en la figura 4.4.

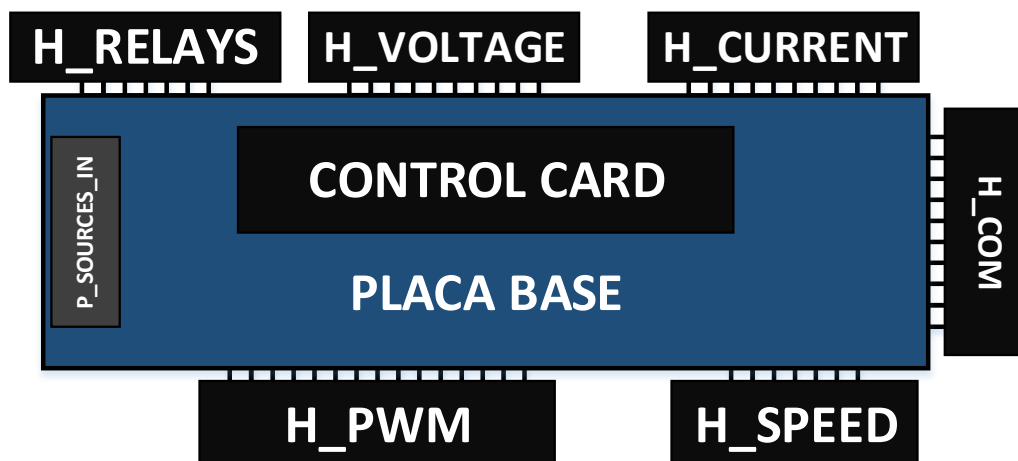


Figura 4.4. Esquema de la placa base.

Fuente: Elaboración propia.

CONTROL CARD

Se trata de un conector del tipo Eurocard de 96 contactos, a través del cual se conectan la placa base y la placa de adaptación de la tarjeta de control. Por lo tanto, este conector es multipropósito, ya que es posible conectar a la placa base cualquier tarjeta de control que esté adaptada a este conector Eurocard de 96 contactos. En el sistema bajo estudio la tarjeta de control elegida está basada en un DSP del fabricante Texas Instruments, como se explicó anteriormente, en el formato DIMM de 100 contactos, con lo que tendrá que ser adaptada al conector CONTROL CARD en la placa de adaptación de la tarjeta de control.

P_SOURCES_IN

A través de este conector se reciben las distintas alimentaciones procedentes de las fuentes de alimentación del armario eléctrico, que se necesitan en las placas del sistema de control.

H_RELAYS

Este conector comunica la placa base con la placa de relés, que son los encargados de controlar la aparamenta del armario. A través de este conector se reciben las señales de activación de dichos relés, que permiten abrir o cerrar los contactores que habilitan la alimentación del armario, y poder así desconectar el sistema en caso de que se detecte un fallo.

H_VOLTAGE

Este conector permite la conexión a la placa base de las placas encargadas de la medida de tensión. A través de este conector se pueden recibir simultáneamente 8 medidas de tensión, dos por cada placa de medida de tensión, habilitando pues la conexión de cuatro placas de medida de tensión en serie. Sin embargo, en el sistema estudiado sólo hará falta una placa de este tipo, ya que sólo nos interesa medir la tensión del DC-link.

H_CURRENT

Este conector está destinado a conectar la placa base con las placas encargadas de la medida de intensidades. A través de él, es posible recibir hasta un máximo de 8 medidas de intensidad, dos por cada placa de medida de intensidad, habilitando también la conexión de cuatro placas de este tipo en serie.

H_COM

A través de este conector es posible conectar a la placa base módulos relacionados con la comunicación, para almacenar variables del algoritmo de control o compartirlas con otros sistemas de control. Es de gran importancia si se quieren realizar ampliaciones de entradas/salidas analógicas o digitales mediante el puerto I2C, o

realizar *datalogging* mediante el puerto SPI. En este caso, se utilizará este conector para colocar una placa cuya función sea la de *datalogger* del sistema.

H_PWM

A través de este puerto se conectarán las placas de adaptación de los convertidores de tensión del sistema. Cada placa permitirá el control de uno de los cuatro convertidores de los que consta el sistema, generando las 3 señales de disparo hacia los IGBTs, y adaptando las señales de error del convertidor, enviándolas directamente hacia la tarjeta de control. Por tanto, será posible enviar hasta 12 señales PWM para disparar los IGBTs de los convertidores, permitiendo pues la conexión en serie de hasta cuatro placas de adaptación de los convertidores, una placa por cada convertidor.

Para el sistema estudiado, al constar éste de cuatro convertidores de tensión, se necesitarán cuatro placas de adaptación de las señales de dichos convertidores.

H_SPEED

Este conector permite la conexión con la placa base de los módulos encargados de la adaptación de las medidas de velocidad de giro de la máquina. A través de él es posible recibir hasta dos señales de medida de velocidad, una por placa, pudiendo por tanto conectar un máximo de dos placas en serie.

Para el caso en estudio, será necesaria exclusivamente una placa de adaptación de medida de la velocidad, para medir la velocidad de giro de la máquina multifásica.

4.1.2. Componentes

Los componentes que se han seleccionado para realizar la placa base se resumen en la tabla 4.1. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente.

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
C1, C3, C5, C7, C9, C12, C14, C16	Condensador electrolítico 220uF	MAL2038502 21E3	VISHAY	8	0,229 €
C2, C4, C6, C8, C10, C13, C15, C17	Condensador cerámico 100nF	C322C104K1 R5TA	KEMET	8	0,272 €
CONTROL CARD	Conector Eurocard 96 pines	5535089-5	TE CONECTIVITY	1	5,13 €
D1- D20, D_1- D_7	Diodos schottky	1N5817	SAMTEC	27	0,159 €
H_COM, H_CURRENT, H_RELAYS, H_SPEED, H_VOLTAGE	Conector macho 20 vías 2,54 mm	IPT1-110-01-L-D-RA	SAMTEC	5	3,28 €
H_PWM	Conector macho 30 vías 2,54 mm	IPT1-115-01-L-D-RA	SAMTEC	1	5,57 €
L1-L8	Bobina de choque	BL01RN1A1 D2B	MURATA	8	0,306 €
P_SOURCES_IN	Conector macho vertical 5 vías	640454-5	TE CONECTIVITY	1	0,328 €
R12, R13, R14, R15, R_pull_up	Resistencia 2,2K, 0,125 W	MF12 2K2	MULTICOMP	5	0,053 €
SOURCES_OUT	Conector macho vertical 8 vías	640454-8	TE CONECTIVITY	1	0,295 €
U2	Amplificador operacional	LM358P	TEXAS INSTRUMENTS	2	0,314 €
SWITCH HALT DRV_HW	Switch 4 interruptores	MCEI-04	MULTICOMP	1	0,81 €
SWITCH.BRK_HW, SWITCH_BRK_SW	Switch 2 interruptores	MCEI-02	MULTICOMP	2	1,55 €
SWITCH_ERROR	Switch 7 interruptores	MCEI-07	MULTICOMP	1	0,85 €
U10	Regulador de tensión	LM317KCT	TEXAS INSTRUMENTS	1	0,468 €

Tabla 4.1. Componentes de la placa base.

Fuente: Elaboración propia.

El presupuesto para la adquisición de los componentes de la placa base es de 44,84 €.

4.2. Placa de adaptación de velocidad

La función de esta placa es realizar la adaptación de la señal procedente del encoder, correspondiente a la medida de la velocidad de giro de la máquina, para introducirla en la placa base a unos niveles de tensión y corriente soportables por el DSP.

El encoder, tal y como se comentó en el apartado 2.5, tiene como salidas tres señales de onda cuadrada, los canales A, B e I. Con los dos primeros se puede obtener la velocidad angular y el sentido de giro de la máquina, y con el último canal la posición angular de la máquina. Según la hoja de características del encoder empleado (anexo G.5), el nivel alto de la onda cuadrada es mayor de 2,5 V, y el nivel bajo será de menos de 0,5 V.

Por ello, el objetivo de esta placa es la adaptación de estas tres señales a los niveles de tensión 0/3,3 V, para ser compatibles con el rango de tensiones con el que trabaja el módulo eQEP del DSP.

Al presentar la placa una estructura modular, como se ha comentado anteriormente, la placa base está preparada para recibir dos ternas de señales del encoder por el mismo conector, susceptibles de ser medidas posteriormente en el DSP. La placa que se describe en este capítulo está preparada para adaptar una sola terna de señales procedentes del encoder. Por lo tanto, el número máximo de placas de adaptación de velocidad conectadas en serie será de 2. Sin embargo, para el control de la máquina de 12 fases, se necesitará una única placa de adaptación de la velocidad.

4.2.1. Descripción del funcionamiento

A continuación se van a explicar las partes fundamentales de la placa diseñada a partir del esquema de la figura 4.5.

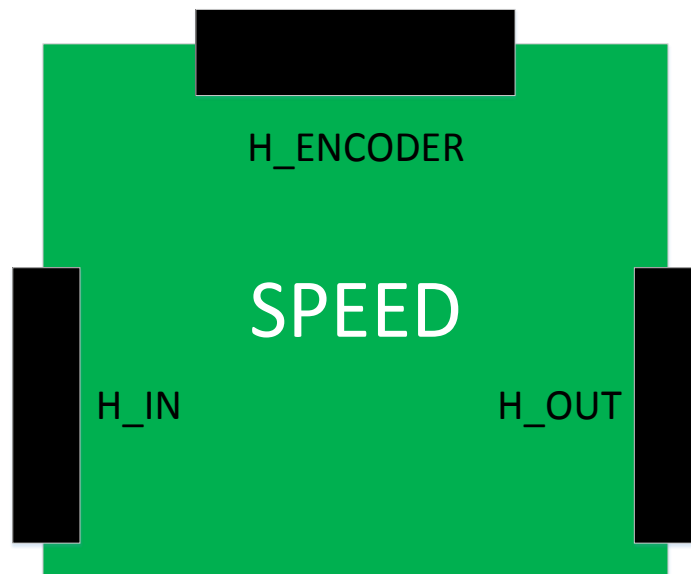


Figura 4.5. Esquema de la placa de adaptación de la velocidad.

Fuente: Elaboración propia.

Puerto de conexión a la placa base

A través de este conector (H_IN), se recibe de la placa base las distintas alimentaciones que se necesitan para los circuitos electrónicos de la placa (± 15 V, 5 V y 3,3 V) y se envían a la placa base las señales de los tres canales del encoder tras ser adaptadas a los niveles de tensión admisibles en la tarjeta de control del DSP.

Puerto de conexión a otra placa de adaptación de velocidad

Este puerto (H_OUT) permite la ampliación en las placas de adaptación de velocidad. En él se puede conectar otra placa de adaptación de velocidad y conseguir así aumentar el número de medidas de velocidad si fuera necesario. Como ya se ha mencionado, en este caso sólo se precisará de una única medida de velocidad.

Puerto de conexión al encoder

Este conector permite la conexión de la placa con el encoder a través de cables. A través de este conector (H_ENCODER), se recibe la terna de señales cuadradas procedentes del encoder, que posteriormente serán tratadas en la placa.

Filtros de alimentación

Es necesario colocar filtros en las tensiones de alimentación que se van a demandar posteriormente en la circuitería empleada. Por ello se ha filtrado la señal de 3,3 V colocándole dos condensadores de *bypass*, uno electrolítico y otro cerámico, para filtrar tanto ruidos de alta frecuencia como de baja frecuencia. Con estos condensadores se consigue también aportar picos de corriente a la carga cuando ésta los demande y la fuente no sea capaz de suministrarlos. Estos condensadores hay que ponerlos lo más próximo posible a la señal de alimentación para optimizar su funcionamiento como filtros.

Adaptación de la señal de velocidad

A través del conector H_ENCODER se reciben las señales cuadradas de los tres canales del encoder (A, B e I), con unos niveles de tensión que no son compatibles con el DSP. Estas señales poseen un nivel alto $V_{OH} > 2,5$ V y un nivel bajo $V_{OL} < 0,5$ V, y por lo tanto han de ser adaptadas a los niveles 0/3,3 V con los que trabaja el DSP.

El circuito diseñado para adaptar cada uno de los tres canales es el representado en las figuras 4.6 y 4.7, siendo necesarios por tanto tres circuitos análogos a éste para la adaptación de los tres canales. Se puede descomponer dicho circuito en varias etapas:

1. Primera etapa. Se hace pasar la señal del encoder con su correspondiente tierra, ambas procedentes del conector del puerto de conexión al encoder (H_ENCODER) previamente explicado, a través de un optoacoplador. El optoacoplador permite un desacople eléctrico de la señal, y proporciona un rango de tensión a la salida de 0/5 V. Al incluir el optoacoplador un inversor, el nivel alto de la señal procedente del encoder se corresponderá con 5 V a la salida de esta etapa y el nivel bajo con 0 V.
2. Segunda etapa. La señal de salida del optoacoplador se pasa por un divisor de tensión que fija la tensión en el rango 0/3,3 V. Posteriormente, se coloca un amplificador operacional en modo seguidor de tensión para aislar la salida de esta etapa en corriente.
3. Tercera etapa. Por último se introduce un saturador con dos diodos, para evitar que la tensión de salida supere el rango 0/3,3 V ante cualquier incidencia. Se usarán diodos *schottky* de baja caída de tensión directa en esta etapa.

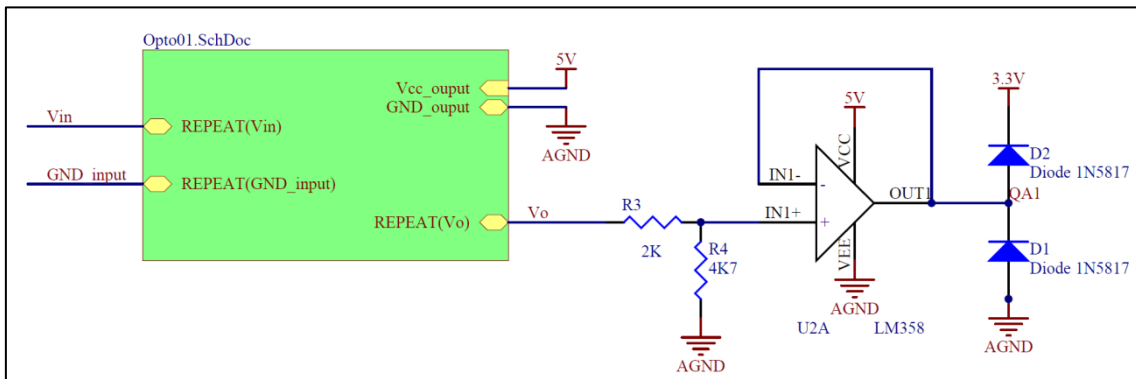


Figura 4.6. Esquemático del circuito de adaptación de la velocidad.

Fuente: Elaboración propia.

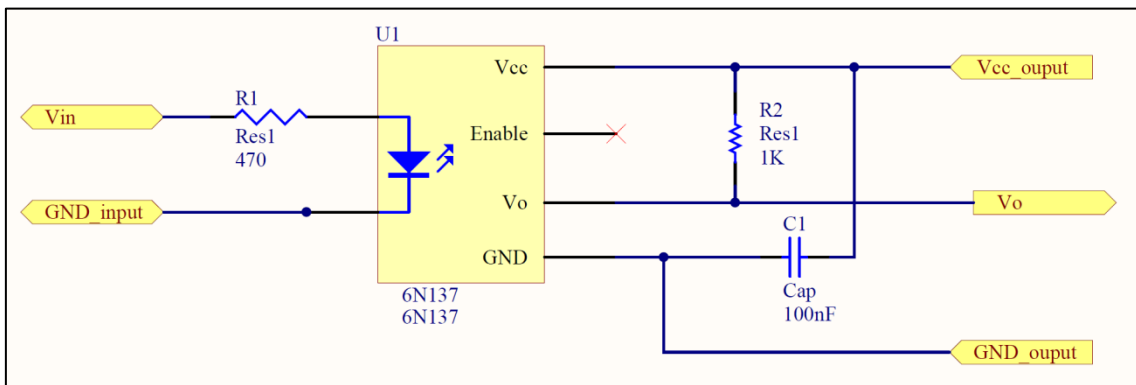


Figura 4.7. Detalle del bloque Opto01 del esquemático de adaptación de la velocidad.

Fuente: Elaboración propia.

Se han introducido además puntos de medida, de alimentación y de tierra para poder posteriormente hacer comprobaciones del correcto funcionamiento del sistema una vez montada la placa.

4.2.2. Simulaciones

Previamente al diseño del esquemático del circuito, se ha simulado el montaje del circuito en el software *MicroCap-9*. El esquema que se ha simulado es el representado en la figura 4.8. Este esquema corresponde a las etapas 2 y 3 del montaje antes expuestas. La fuente de tensión V5 emula la tensión procedente del optoacoplador. Se ha variado esa tensión de entrada y se ha representado la tensión de salida en función de dicha tensión. Esta simulación viene representada en la gráfica 4.1, donde la tensión de salida se muestra en rojo, y la tensión procedente del optoacoplador en azul.

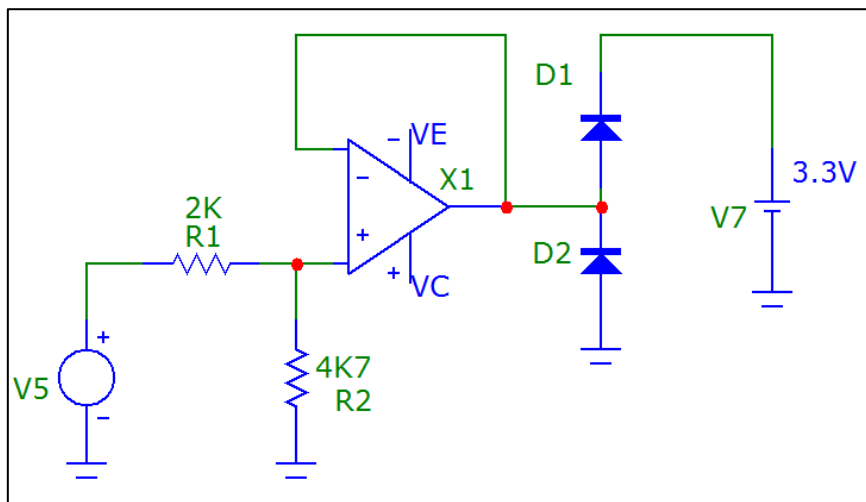
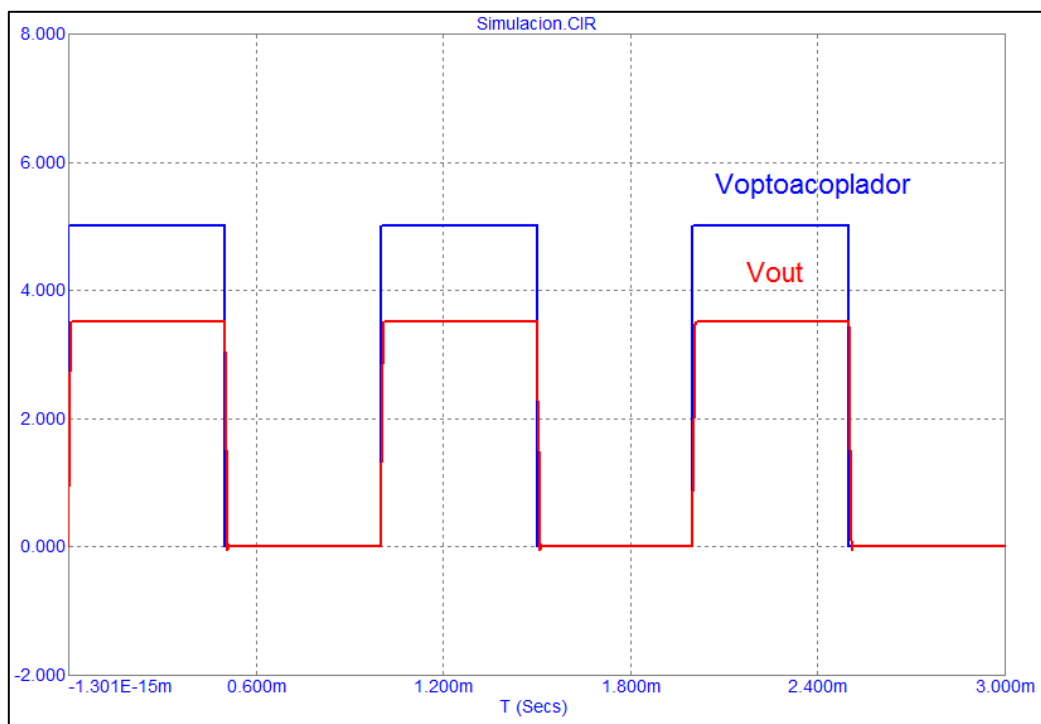


Figura 4.8. Montaje de etapas 2 y 3 de la adaptación de la velocidad.

Fuente: Elaboración propia



Gráfica 4.1. Tensión de salida del circuito de adaptación de la velocidad en función de la tensión a la salida del optoacoplador.

Fuente: Elaboración propia

En la figura anterior se observa el comportamiento esperado, ante una entrada del tipo escalón entre los niveles de tensión de 0 y 5 V (señal azul) el divisor resistivo adapta la tensión a los niveles 0 y 3,3 V (señal roja). Finalmente, la señal queda adaptada a los niveles de tensión en los que trabaja el DSP.

4.2.3. Componentes

Los componentes físicos que se han escogido para realizar la adaptación de la velocidad se resumen en la tabla 4.2. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente.

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
C1 (x3), C2	Condensador polipropileno 100nF	C322C104K 1R5TA	KEMET	4	0,272 €
C3	Condensador electrolítico 100uF	EEUFR1C10 1	PANASONIC	1	0,139 €
D1, D2, D3, D4, D5, D6	Diodos saturación	1N5817	STM	6	0,159 €
H_A1, H_B1, H_I1, H_A2, H_B2, H_I2	Conector terminal encoder	MC000046	MULTICOMP	6	0,629 €
H_IN	Conector macho 20 vías 2,54 mm	IPT1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,57 €
H_OUT	Conector hembra 20 vías 2,54 mm	IPT1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,97 €
Mochila 8 pines	Mochila 8 pines	1-2199298-2	TE CONNECTIVITY	5	0,195 €
R1 (x3)	Resistencia 470R, 0,25 W	MF25 470R	MULTICOMP	3	0,046 €
R2 (x3)	Resistencia 1K, 0,25 W	MF25 1K	MULTICOMP	3	0,045 €
R3, R5, R7	Resistencia 2K, 0,25 W	MF25 2K	MULTICOMP	3	0,046 €
R4, R6, R8	Resistencia 4,7K, 0,25 W	MF25 4K7	MULTICOMP	3	0,045 €
TDGND, TAGND, T3.3V, T5V, TQA1, TQB1, TQI1	Pin de test 0,8mm	TEST-12	MULTICOMP	7	0,11 €
U1 (x3)	Optoacoplador	6N137	FAIRCHILD	3	0,96 €
U2	Amplificador operacional	LM358P	TEXAS INSTRUMENTS	2	0,314 €

Tabla 4.2. Componentes de la placa de adaptación de la velocidad.

Fuente: Elaboración propia.

El presupuesto total para la adquisición de los componentes de la placa de adaptación de la velocidad es de 21,29 €.

4.3. Placa de adaptación de corriente

La función de esta placa es realizar la adaptación de las señales procedentes de las sondas Hall de cada uno de los cuatro convertidores trifásicos que posee el sistema experimental. Como se expuso anteriormente, cada sonda Hall del convertidor nos proporciona la medida de corriente de una de las fases del sistema. Cada convertidor posee dos sondas Hall para medir las corrientes de dos de las tres fases. Por tanto, al tener cuatro convertidores en el sistema, será necesario medir un total de ocho corrientes.

Según se comentó en el apartado 2.3.1, la sonda Hall proporciona una señal de corriente a la salida de ± 25 mA, en el caso de que no se supere la intensidad nominal de medida de la sonda, cuyo valor es de 25 A, como viene reflejado en la hoja de características del fabricante (anexo G.3). Por ello, la placa ha sido diseñada teniendo en cuenta que el rango de medida estará en ± 25 A, aunque la corriente de salida máxima del convertidor es de 22 A, como ya se vio también anteriormente.

Por ello, el objetivo de esta placa es adaptar la señal de salida de las sondas Hall del rango de corrientes ± 25 mA al rango de tensiones 0/3 V al que trabaja el convertidor analógico-digital del DSP donde serán leídas y cuantificadas dichas medidas.

La placa base está diseñada para recibir 8 señales de medida de corriente por un el conector H_CURRENT. Sin embargo, la placa en estudio sólo realiza la adaptación de dos señales de medida de corriente. Por tanto, esta placa presenta también una estructura modular, de forma que la cantidad de medidas obtenidas es función de las placas que se conecten en serie, como máximo 4 placas para obtener el máximo de 8 señales aceptadas en la placa base. Para el control de la máquina de 12 fases, será necesario conectar 4 placas en serie para medir 8 de las 12 corrientes de la máquina.

4.3.1. Descripción del funcionamiento

A continuación se van a explicar las partes fundamentales de la placa de adaptación diseñada a partir del esquema de la figura 4.9.

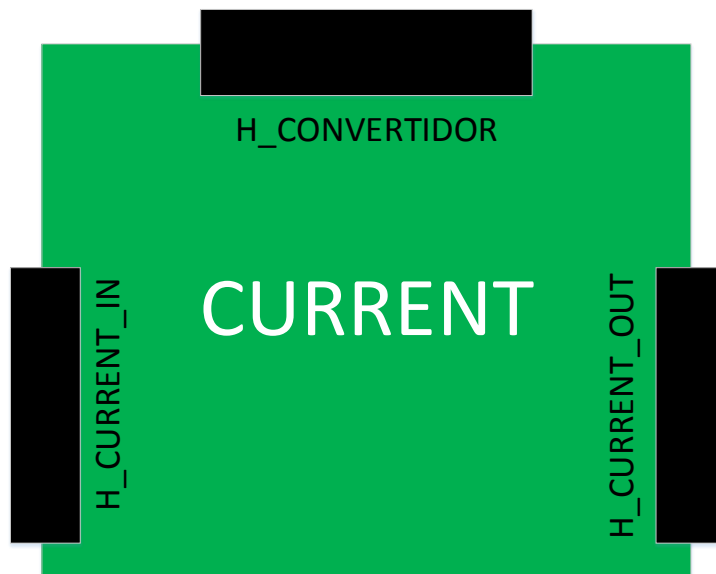


Figura 4.9. Esquema de la placa de adaptación de la corriente.

Fuente: Elaboración propia.

Puerto de conexión a la placa base

A través de este conector (H_CURRENT_IN) se reciben de la placa base las distintas alimentaciones que se necesitan para los circuitos electrónicos de la placa (± 15 V, 5 V y 3,3 V) y se envían a la placa base las señales de corriente tras ser adaptadas al rango de tensión 0/3 V en el que trabaja el convertidor analógico-digital de la tarjeta de control del DSP.

Puerto de conexión a otra placa de adaptación de corriente

Este puerto (H_CURRENT_OUT) permite la estructura modular en las placas de adaptación de corriente. En él se puede conectar otra placa de adaptación de corriente y conseguir así aumentar el número de medidas de corriente si fuera necesario. Como ya se ha mencionado, se necesitarán conectar a través de este puerto hasta cuatro placas en serie para medir ocho corrientes.

Puerto de conexión al convertidor SKS-22F

Este conector permite la conexión de la placa con el conector CN3 del convertidor a través de un cable. El conector CN3 es el puerto de conexión con las sondas Hall del convertidor, como se comentó en el capítulo anterior. A través de este

conector (H_CONVERTIDOR), se reciben las señales de corriente medidas por las sondas Hall, que posteriormente serán tratadas en la placa.

Filtros de alimentación

Para evitar propagaciones de ruidos indeseables a través de las señales de alimentación, en esta placa se colocarán dos tipos de filtro:

- Filtros EMI. Formados por un diodo y una bobina de choque, que filtran las interferencias electromagnéticas y estabilizan la tensión. Este filtro se le aplica a las señales de +15 V y de -15 V.
- Filtros de ruido. Formados por dos condensadores de *bypass*, uno electrolítico y otro cerámico, para filtrar ruidos de alta y de baja frecuencia. Tal y como se ha explicado para los filtros de alimentación en la placa de adaptación de la velocidad, con estos condensadores se consigue también aportar picos de corriente a las cargas cuando éstas los demanden y la fuente no sea capaz de suministrarlos. Se le aplica a las señales de +15 V, -15 V y 5 V.

Generación de referencia de 1,5 V

Para la realización de la adaptación de la señal de medida de corriente será necesario generar una tensión de referencia de 1,5 V, para poder centrar la medida realizada en el rango de tensión con el que trabaja el ADC (0/3 V). Si la corriente medida es positiva, se tendrá una tensión equivalente en el ADC comprendida en el rango 1,5/3 V. Si por el contrario es negativa, la tensión equivalente en el ADC estará entre 0 y 1,5 V.

Para generar esta referencia se ha implementado el esquemático expuesto en la figura 4.10. Se parte de una referencia de tensión de precisión de 2,5 V y se hace pasar por un divisor de tensión que divide la tensión a 1,5 V constantes. Por último, se coloca un amplificador operacional en modo seguidor de tensión para aislar la salida en corriente.

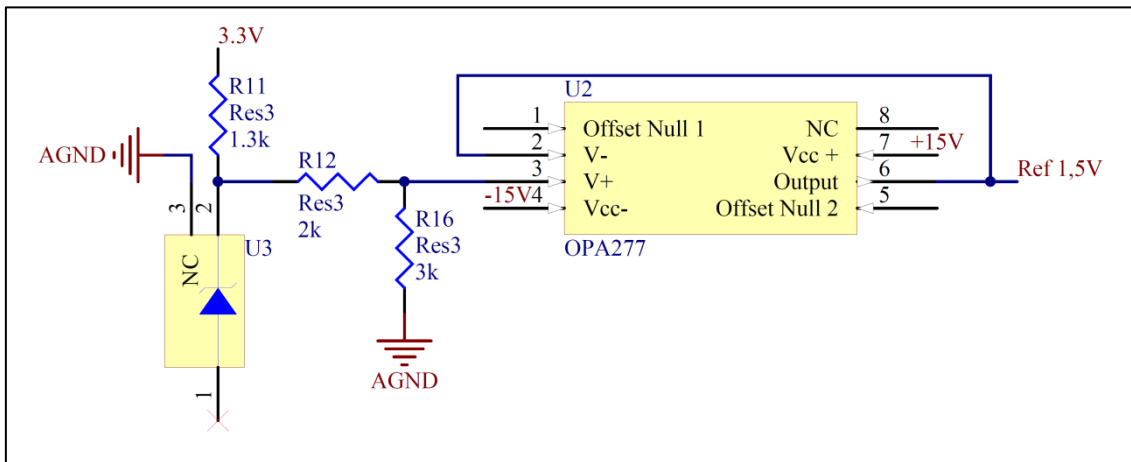


Figura 4.10. Esquemático de la generación de referencia de 1,5 V.

Fuente: Elaboración propia.

Adaptación de la señal de corriente

Las señales procedentes de la sonda Hall están en el rango de corriente de ± 25 mA y hay que transformarlas al rango de tensión de 0/3 V que poseen las entradas analógicas del DSP.

El circuito diseñado para adaptar cada una de las dos medidas de corriente de la placa es el representado en la figura 4.11, representado en *Micro-Cap*, siendo necesarios por tanto dos circuitos análogos a éste para la adaptación de las dos corrientes. Se puede descomponer dicho circuito en varias etapas:

1. Primera etapa. Se transforma la señal de corriente procedente de la sonda Hall a una señal de tensión a través de una resistencia de medida de 120 Ω . El rango de tensiones obtenido a la salida es de ± 3 V.
2. Segunda etapa. La señal pasa por un divisor de tensión, referido a la tensión de referencia de 1,5 V generada anteriormente, y por un filtro activo paso bajo, para filtrar el ruido procedente de la medida, evitando que se introduzca ruido de conmutación en la medida de la intensidad. La frecuencia de corte seleccionada permitirá un correcto filtrado para frecuencias de conmutación superiores a 1 kHz en el convertidor. El rango de tensión de la señal en la salida de esta etapa es -3/0 V.
3. Tercera etapa. Se hace pasar la señal por un amplificador operacional en modo inversor con ganancia unitaria. Se obtiene así a la salida de la etapa un rango de tensión de 0/3 V.

4. Cuarta etapa. Finalmente se introduce un saturador mediante dos diodos. Para corrientes procedentes de la sonda Hall mayores de $|25 \text{ mA}|$, la tensión saturará en esta etapa en el rango $0/3,3 \text{ V}$.

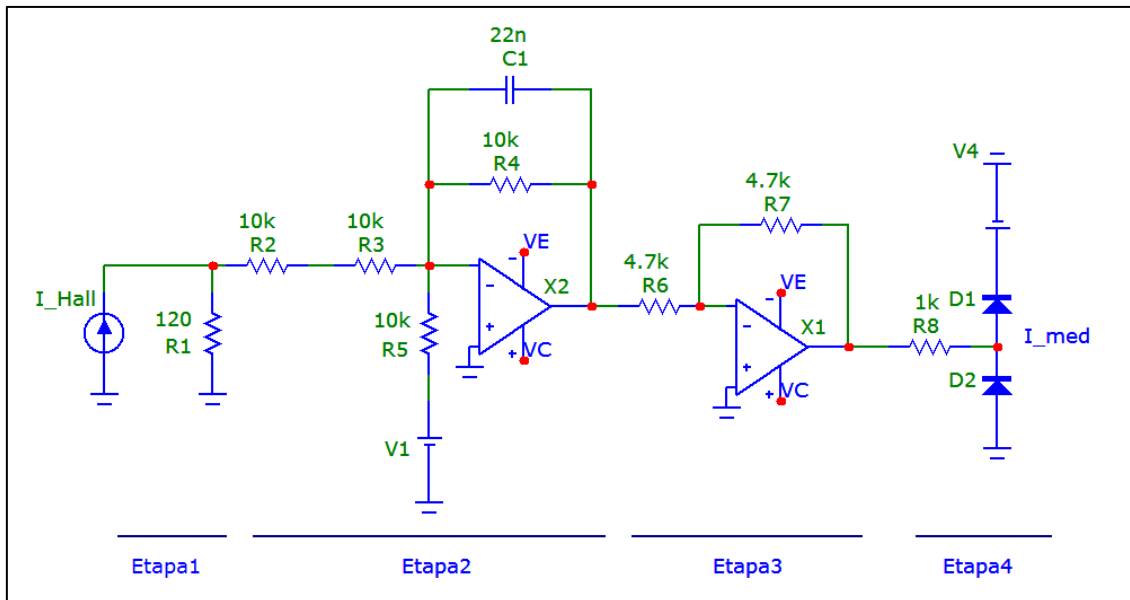


Figura 4.11. Circuito electrónico para la adaptación de la medida de corriente.

Fuente: Elaboración propia.

Se han introducido también puntos de medida, alimentación y tierra en distintos puntos de la placa para facilitar la comprobación de su correcto funcionamiento una vez esté montada. Los esquemáticos del circuito previamente explicado y visualizado en la figura anterior se corresponden con los representados en las figuras 4.12 y 4.13.

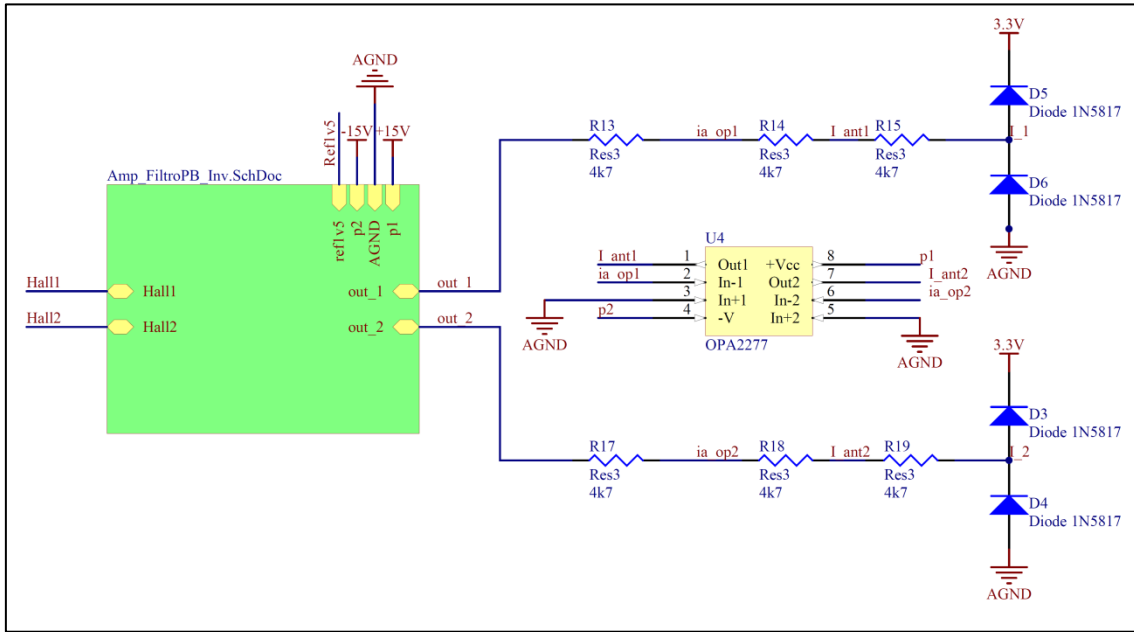


Figura 4.12. Esquemático de la adaptación de la medida de corriente.

Fuente: Elaboración propia.

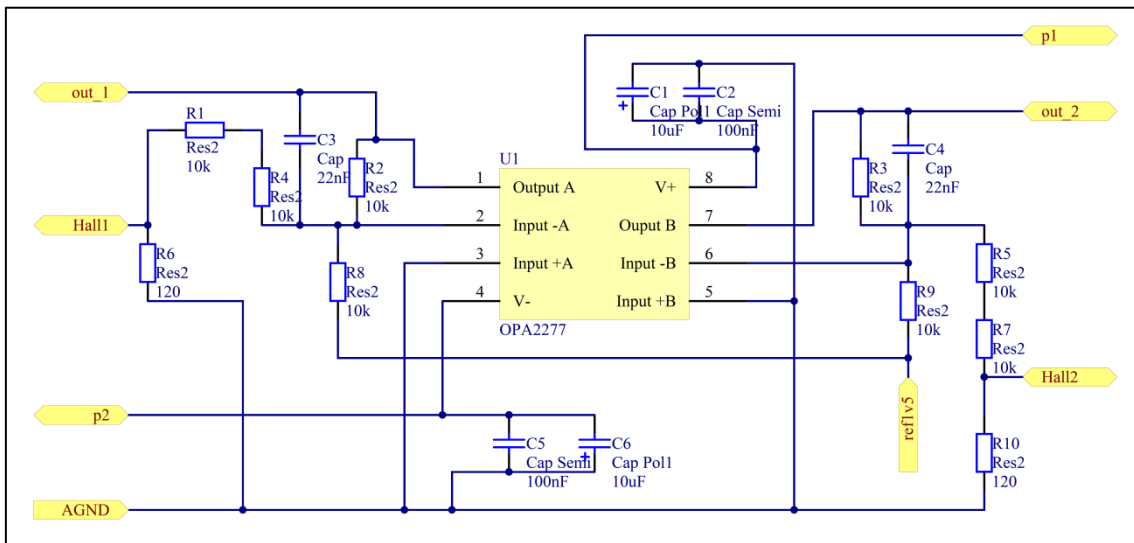


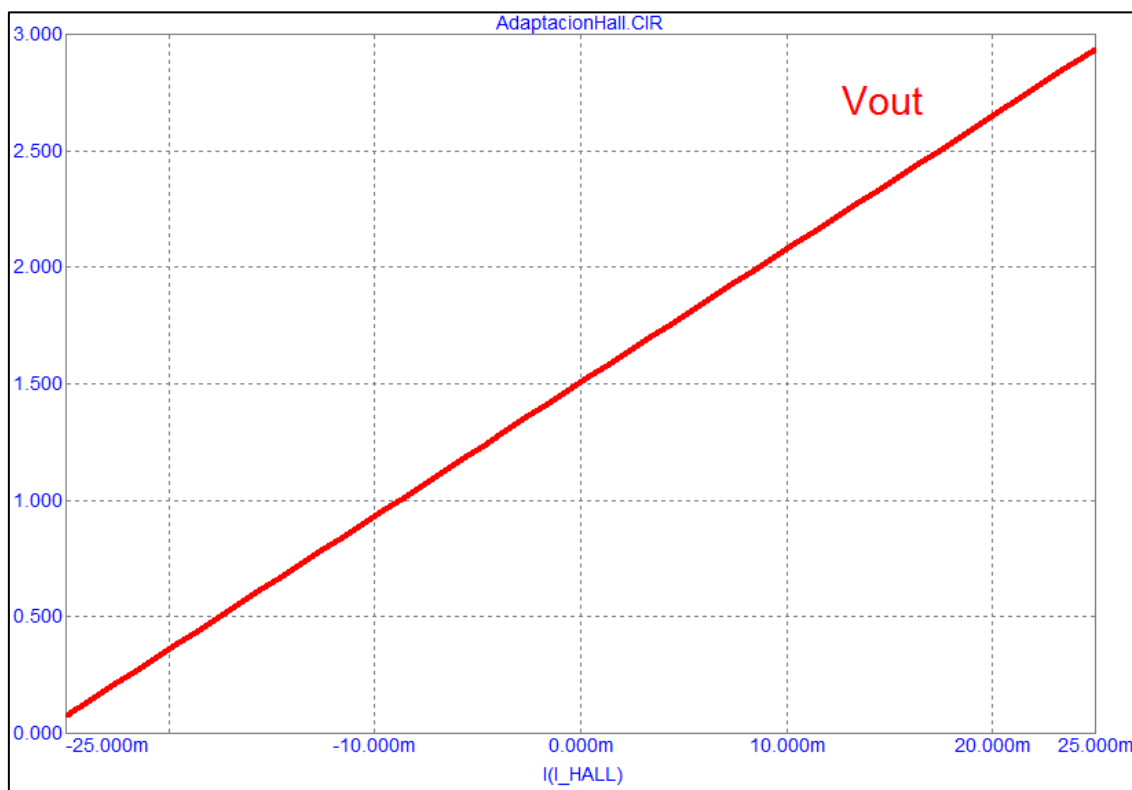
Figura 4.13. Bloque *Amp_FiltroPB_Inv* del esquemático de la adaptación de la medida de corriente.

Fuente: Elaboración propia.

4.3.2. Simulaciones

Previamente al diseño del esquemático del circuito, se ha simulado el montaje del circuito en el software *MicroCap-9*. El esquema que se ha simulado es el representado anteriormente en la figura 4.11.

La simulación que se ha realizado consiste en variar la corriente de entrada de la fuente, que emula la salida de medida en corriente de la sonda Hall, entre los valores ± 25 mA. Esta simulación viene representada en la gráfica 4.2.



Gráfica 4.2. Simulación de la adaptación de la medida de corriente.

Fuente: Elaboración propia.

Se observa en la simulación el comportamiento esperado, ya que en el rango de medida de la sonda Hall del convertidor (± 25 mA) se maximiza el rango de entrada del convertidor analógico-digital (0/3 V). Además, existe una relación lineal entre la entrada en corriente y la salida en tensión, lo que posteriormente a la hora de programar el DSP para controlar el sistema experimental, facilitará el cálculo de la corriente en función de la tensión medida por el convertidor analógico-digital.

4.3.3. Componentes

Los componentes físicos que se han escogido para realizar la adaptación de la medida de corriente se resumen en la tabla 4.3. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente.

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
C1, C6, C7	Condensador electrolítico 100uF	EEUFR1C101	PANASONIC	3	0,139 €
C2, C5, C8	Condensador cerámico 100nF	MCCR50104X7RK0100	MULTICOMP	3	0,539 €
C3, C4	Condensador cerámico 22nF	MCCR50223X7RK0100	MULTICOMP	2	0,261 €
D1, D2	Diodos (bobinas de choque)	1N4148	NTE	2	0,07 €
D3, D4, D5, D6	Diodos (referencia)	1N5817	STM	4	0,159 €
H_SEMIKRON_IN1	Conector hembra 20 vías 2,54 mm	IPS1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,97 €
H_SEMIKRON_OUT1	Conector macho 20 vías 2,54 mm	IPT1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,57 €
H_SONDA	Cable sonda (macho)	280381-2	TE CONNECTIVITY	1	1,65 €
L1, L2	Bobina de choque	BL01RN1A1D2B	MURATA	2	0,306 €
R1, R2, R3, R4, R5, R7, R8, R9	Resistencia 10K, 0,25 W	MF25 10K	MULTICOMP	8	0,044 €
R11	Resistencia 1.3 K, 0,25 W	MF25 1K3	MULTICOMP	1	0,046 €
R12	Resistencia 2K, 0,25 W	MF25 2K	MULTICOMP	1	0,046 €
R13, R14, R15, R17, R18, R19	Resistencia 4,7K, 0,25 W	MF25 4K7	MULTICOMP	6	0,045 €
U1, U4	Doble amplificador operacional	OPA2277	TEXAS INSTRUMENTS	2	5,35 €
U2	Amplificador operacional	OPA277	TEXAS INSTRUMENTS	1	3,51 €
U3	Regulador lineal	LM4040AIZ-2.5/NOPB	TEXAS INSTRUMENTS	1	1,75 €

Tabla 4.3. Componentes de la placa de adaptación de la medida de corriente.

Fuente: Elaboración propia.

El presupuesto total para la adquisición de los componentes de la placa de adaptación de la medida de corriente es de 33,41 €.

4.4. Placa de adaptación de tensión

La función de esta placa es la de medir tensiones, bien sean tensiones en continua o tensiones en alterna. Además genera errores por sobretensión que se integrarán en el sistema de detección y acción hardware ante fallos y errores del sistema de control.

Lo primero es elegir el transductor de tensión adecuado, barajando para ello dos opciones:

1. Transformador de aislamiento. Industrialmente es muy utilizado para medir tensión, por ser sencillo y robusto. Sin embargo, sólo es apto para medir tensión alterna, con lo que queda descartado, porque no se podría medir la tensión del bus de continua, que es la tensión principal a medir.
2. Amplificador de aislamiento. Tiene un funcionamiento similar al de un amplificador diferencial, pero la zona de medida está aislada galvánicamente de la zona de salida, transmitiendo la información a través de modulación sigma-delta de forma óptica internamente. Este amplificador es apto para medir tensión alterna y tensión continua, por ello será el transductor a emplear para medir la tensión.

Es importante la elección del amplificador de aislamiento a utilizar, pues de la elección dependerá todo el circuito de adaptación posterior. Más adelante, en el apartado en el que se describen los circuitos empleados, se detallará el amplificador de aislamiento empleado para medir la tensión.

En una misma placa se realizará la medida de dos tensiones, adaptando la tensión medida al rango de tensión 0/3 V en el que trabaja el convertidor analógico-digital del DSP.

La placa base está diseñada para recibir 8 señales de medida de tensión por un el conector H_VOLTAGE. Sin embargo, la placa en estudio sólo realiza la adaptación de dos señales de medida de tensión. Por tanto, esta placa presenta también una estructura modular, de forma que la cantidad de medidas obtenidas es función de las placas que se conecten en serie, como máximo 4 placas para obtener el máximo de 8 señales aceptadas en la placa base. Para el sistema experimental, sólo hará falta una placa de adaptación de tensión, pues sólo interesa medir la tensión del *DC-link*.

4.4.1. Descripción del funcionamiento

En este apartado se van a explicar las partes fundamentales de la placa de adaptación diseñada a partir del esquema de la figura 4.14, y describir cómo funcionan los distintos circuitos electrónicos empleados para la adaptación.

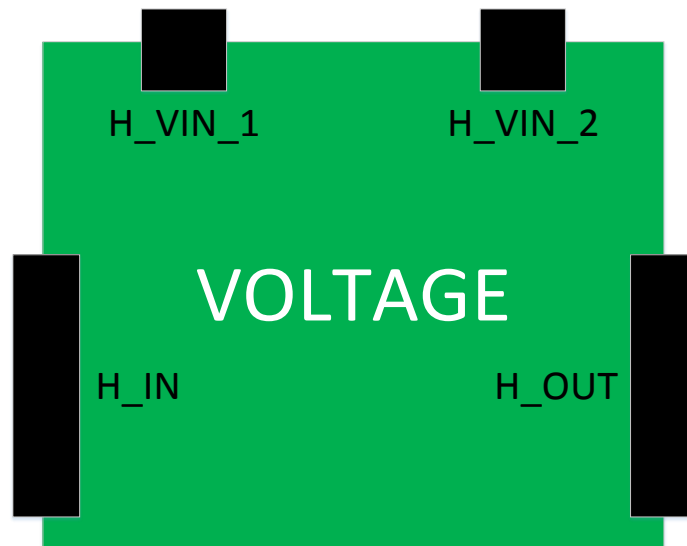


Figura 4.14. Esquema de la placa de adaptación de la medida de tensión.

Fuente: Elaboración propia.

Puerto de conexión a la placa base

A través de este conector (H_IN), se reciben de la placa base las distintas alimentaciones que se necesitan para los circuitos electrónicos de la placa (± 15 V, 5 V y 3,3 V) y se envían a la placa base las señales de tensión adaptadas en las placas que estén colocadas en serie.

Puerto de conexión a otra placa de adaptación de tensión

Este puerto (H_OUT) permite la estructura modular en las placas de adaptación de tensión. En él se puede conectar otra placa de adaptación de tensión y conseguir así aumentar el número de medidas de tensión si fuera necesario. Como ya se ha mencionado, en este caso sólo se precisará de una única medida de tensión.

Capítulo 4. Diseño del sistema de control

Puertos de entrada de tensión

A través de estos conectores (H_VIN_1 y H_VIN_2), se reciben en la placa las dos tensiones que se adaptarán con sus correspondientes tierras.

Filtros de alimentación

Se emplean los filtros EMI y filtros de ruido previamente explicados en la placa de adaptación de la corriente. Por necesidades en la circuitería de la placa, se le aplica el filtro EMI a las señales de +15 V, -15 V y 5 V, y el filtro de ruido a las anteriores y a la señal de 3,3 V.

Generación de referencias de tensión

Será necesario generar varias señales de referencia en la placa, para los distintos circuitos que se emplean. Se generará una señal de 1,5 V para centrar el rango de tensión medida en el rango de medida del convertidor analógico-digital del DSP, tal y como se hizo en la placa de adaptación de la corriente. Sin embargo, esta señal de referencia se genera de forma distinta a la generada en la placa de la corriente, como se puede observar en el esquemático de la figura 4.15.

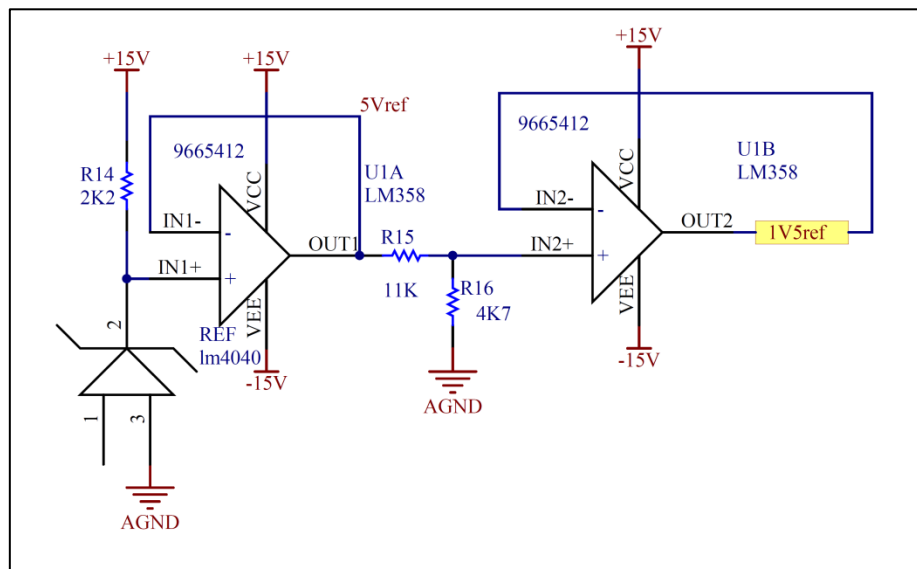


Figura 4.15. Esquemático de la generación de 1,5 V de referencia.

Fuente: Elaboración propia.

Se generan además las señales de 0,3 V y 2,7 V para implementar una lógica para la detección de sobretensiones.

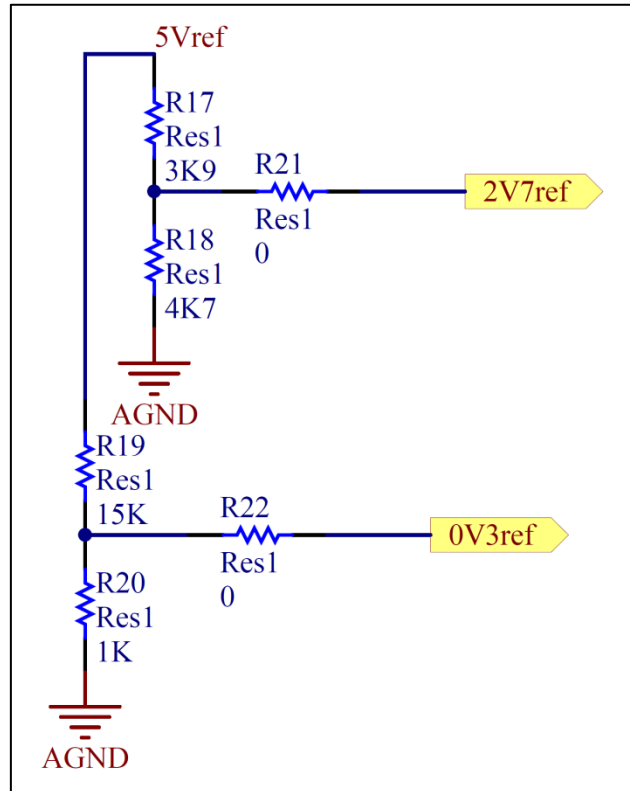


Figura 4.16. Esquemático de la generación de 0,3 V y 2,7 V de referencia.

Fuente: Elaboración propia.

Adaptación de la medida de tensión

Como se mencionó anteriormente, es de gran importancia la elección del transductor de tensión. Se ha elegido el amplificador de aislamiento AMC1100 del fabricante Texas Instruments, que cuenta con lectura y salida diferencial, lo cual aporta una gran inmunidad frente al ruido. Como características principales del amplificador cabe destacar las siguientes:

- Rango de tensión a la entrada de 250 mV.
- Ganancia fija a 8.
- Bajo ruido (3,1 mV típico).
- Tensión de trabajo máxima de 1200 V.
- Nivel de tensión a la salida dependiente del nivel de tensión de alimentación.

Capítulo 4. Diseño del sistema de control

En la figura 4.17 se observan las características de la tensión a la entrada y a la salida, en función de la tensión de alimentación empleada.

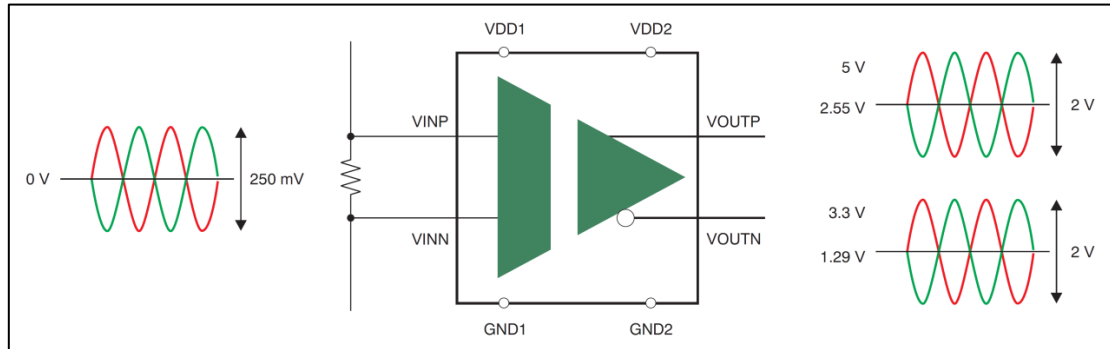


Figura 4.17. Rango de tensiones a la entrada y a la salida del amplificador AMC1100.

Fuente: SBAS562 AMC1100 *datasheet*.

Para realizar la medida de tensión con este amplificador se usará la topología facilitada por el fabricante, representada en la figura 4.18.

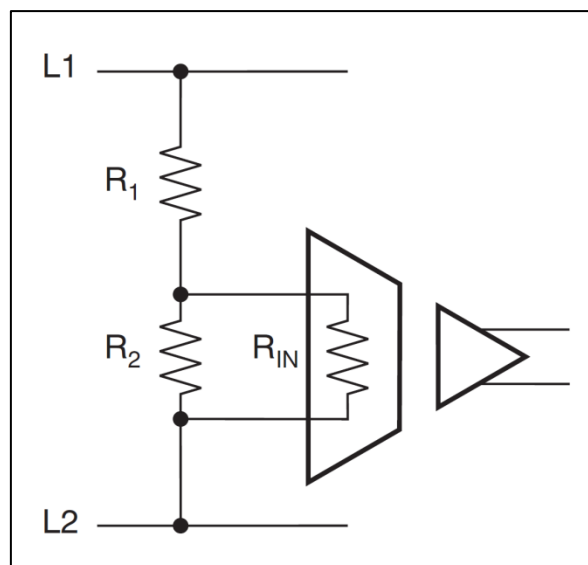


Figura 4.18. Configuración para medida de tensión.

Fuente: SBAS562 AMC1100 *datasheet*.

El error que proporciona esta configuración es el representado en la ecuación 4.1, donde G_{ERR} es el error en ganancia del dispositivo.

$$G_{ERRTOT} = G_{ERR} + \frac{R_2}{R_{IN}} \quad (4.1)$$

Por tanto, se debe escoger una $R_2 \ll R_{IN}$ para reducir el error total en ganancia del dispositivo, así como cumplir también que $R_I \gg R_2$ para poder medir tensiones elevadas, ya que la entrada máxima permisible en el dispositivo es de 250 mV.

El circuito empleado para realizar la adaptación de una medida de tensión, a partir del transductor de tensión seleccionado, es el representado en la figura 4.19. Por tanto, en la placa habrá dos circuitos idénticos a éste. El circuito se puede descomponer en varias etapas:

1. Primera etapa. Se coloca un divisor resistivo a la señal de tensión de entrada que se desea medir, consistente en cinco resistencias en serie de 100 kΩ seguida de una resistencia de medida de 200 Ω a la entrada del amplificador de aislamiento. Cada una de las cinco resistencias de 100 kΩ soportan hasta 150 V, lo que permite medir tensiones de hasta 750 V.
2. Segunda etapa. A la entrada del amplificador de aislamiento se incluye un filtro diferencial de paso bajo de primer orden con frecuencia de corte muy superior a los 50 Hz de las tensiones de alterna que serían susceptibles de ser medidas. Es necesario alimentar el amplificador de aislamiento con una señal de 5 V aislada, que será generada posteriormente en la placa. A la salida de esta etapa se obtiene una señal diferencial centrada en 2,5 V.
3. Tercera etapa. A la salida del amplificador de aislamiento se coloca un amplificador de instrumentación. Introduciéndole la referencia de 1,5 V, el amplificador de instrumentación pondrá la salida a 1,5 V cuando la tensión de entrada sea nula. Posteriormente, en función de la R_g que se le introduzca al amplificador podrá controlarse la ganancia de dicho amplificador. Para poder maximizar el rango de medida entre las tensiones de 0/3 V para cualquier rango de tensiones a la entrada, se coloca un *switch* con cuatro distintas resistencias para variar la ganancia del amplificador de instrumentación y optimizar así la tensión de salida.

La tensión a la salida de todo el circuito diseñado puede ser calculada en función de la tensión de entrada y la R_g que controla la ganancia del amplificador de instrumentación. Este cálculo viene representado en la ecuación 4.2.

$$V_{OUT} = V_{IN} * \frac{R_{a0}}{5 * R_g} * G_{ais} * G_{ins} + 1,5 = V_{in} * 4 * 10^{-4} * 8 * \left(1 + \frac{10k}{R_g}\right) + 1,5;$$

$$V_{OUT} = V_{in} * 3,2 * 10^{-3} * \left(1 + \frac{10k}{R_g}\right) + 1,5 \text{ (V)} \quad (4.2)$$

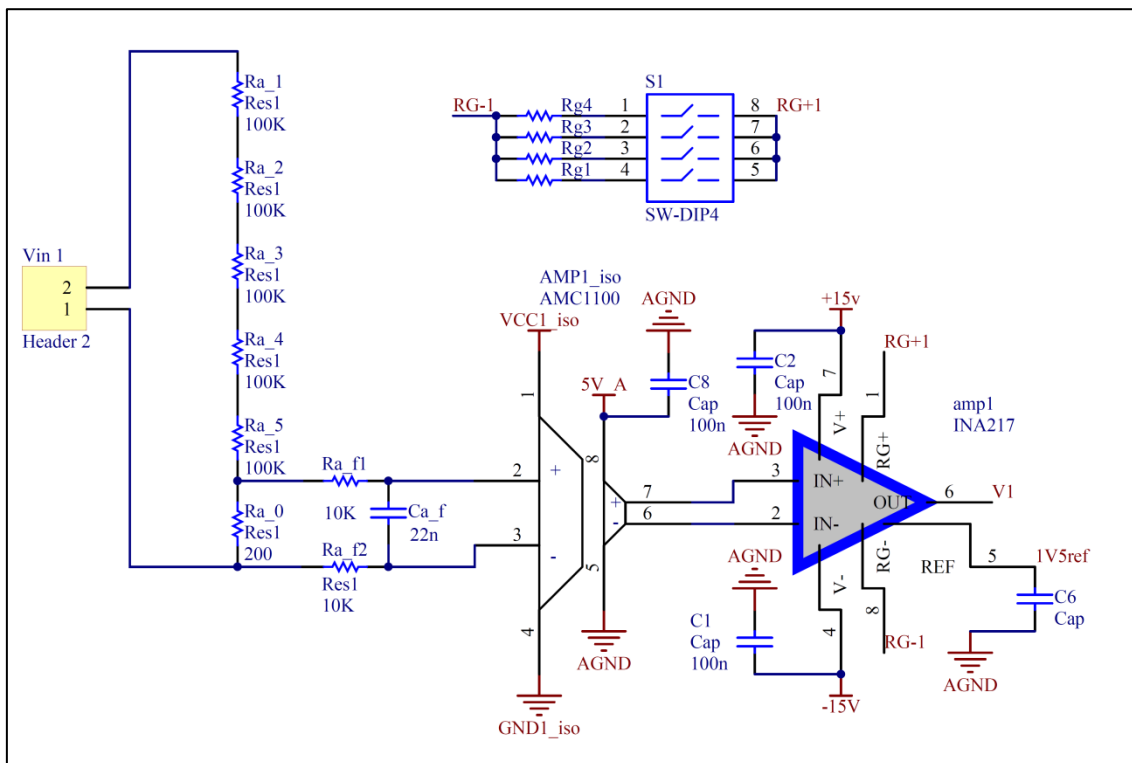


Figura 4.19. Esquemático de la adaptación de la medida de tensión.

Fuente: Elaboración propia.

Generación de fuentes aisladas

Como se ha explicado antes, el amplificador de aislamiento empleado como transductor de tensión necesita ser alimentado por una fuente de tensión aislada, para reducir el nivel de ruido en la medida.

El circuito implementado para generar cada una de las dos fuentes aisladas necesarias en la placa es el representado en la figura 4.20. El circuito se puede dividir en varias etapas:

1. Primera etapa. Mediante el driver para transformadores SN6501, se generan pulsos dirigidos hacia un transformador que aísla la salida galvánicamente. En el transformador se dobla la tensión de entrada de 5 V a 10 V. Posteriormente en el secundario sólo es necesario rectificar la tensión de salida con un par de diodos.
2. Segunda etapa. Se coloca un condensador para reducir el rizado de la tensión previo a un regulador lineal de tensión. El regulador estabiliza la tensión a la salida en 5 V con una precisión del 0,1%, lo que proporciona la fuente aislada necesaria para alimentar el amplificador de aislamiento AMC1100.

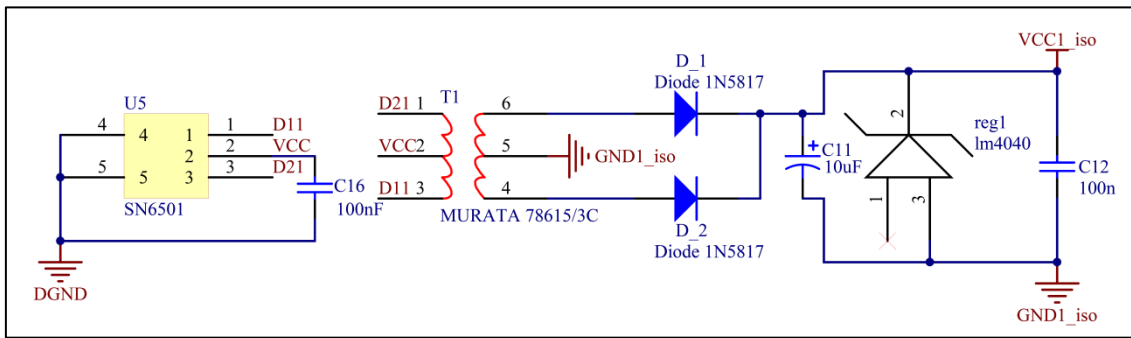


Figura 4.20. Esquemático de la generación de la fuente aislada.

Fuente: Elaboración propia.

Detección de sobretensiones

En la placa también se generan errores por sobretensiones para que sean tratados en el sistema de detección y acción hardware ante fallos y errores del sistema de control.

Para ello se generan las señales de referencia de 0,3 V y 2,7 V y se comparan con la tensión que se está midiendo una vez adaptada al rango 0/3 V. Para realizar la comparación se usa un amplificador operacional en modo comparador y, posteriormente, se hace una puerta OR a partir de dos diodos para activar el error por sobretensión para sobretensiones positivas o negativas.

El circuito diseñado viene representado en la figura 4.21. En la placa se implementan dos circuitos como éste, uno para cada una de las tensiones medidas.

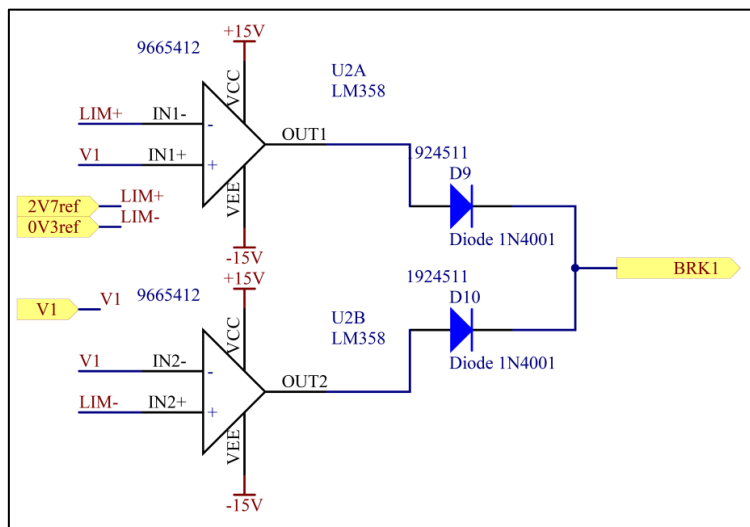


Figura 4.21. Esquemático de la generación de errores por sobretensión.

Fuente: Elaboración propia.

Posteriormente, se introduce un *switch* de dos canales para seleccionar qué señales de error se van a tener en cuenta posteriormente en la placa base.

4.4.2. Componentes

Los componentes físicos que se han escogido para realizar la adaptación de la medida de tensión se resumen en la tabla 4.4. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente.

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
AMP 1, AMP 2	Amplificador de instrumentación	INA217AIP	TEXAS INSTRUMENTS	2	7,66 €
AMP1iso, AMP2iso	Amplificador de aislamiento	AMC1100DUB	TEXAS INSTRUMENTS	2	6,80 €
C1- C8, C12, C14, C16, C17	Condensador polipropileno 100nF	C322C104K1R5TA	KEMET	12	0,272 €
C11, C13, C15, C18, C19, C20	Condensador electrolítico 100uF	EEUFR1C101	PANASONIC	6	0,139 €
D1-D12, Df1-Df4	Diodos schottky	1N5817	STMICROELECTRONICS	16	0,159 €
H_IN	Conector hembra 20 vías 2,54 mm	IPS1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,97 €
H_OUT	Conector macho 20 vías 2,54 mm	IPT1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,57 €
L1- L4	Bobina de choque	BL01RN1A1D2B	MURATA	4	0,306 €
REF, reg1, reg2	Regulador lineal	LM4040CIZ-5.0/NOPB	TEXAS INSTRUMENTS	3	0,397 €
S1, S2	Switch 4 interruptores	MCEI-04	MULTICOMP	2	0,81 €
S3	Switch 2 interruptores	MCEI-02	MULTICOMP	1	1,5 €
T1, T2	Transformador de pulsos	78615/2C	MURATA	2	0,998 €
U1, U2, U3	Doble amplificador operacional	LM358P	TEXAS INSTRUMENTS	3	0,314 €
U5, U7	Driver transformador	SN6501DBVT	TEXAS INSTRUMENTS	2	2,20 €
Vin1, Vin2	Bloque terminal, 2 vías	MC24361	MULTICOMP	2	0,198 €

Tabla 4.4. Componentes de la placa de adaptación de la medida de tensión.

Fuente: Elaboración propia.

El presupuesto total para adquirir todos los componentes necesarios para realizar la placa de adaptación de tensión es de 61,62 €.

4.5. Placa de gestión de los contactores

La función de esta placa es actuar sobre los contactores y la aparamenta del armario eléctrico donde van instalados los convertidores, para que sea posible la operación del armario de forma automática a través del DSP, y poder establecer protocolos de arranque y parada automáticos que garanticen la seguridad de los equipos y de las personas que los operan. La placa presenta tres relés, cada uno de los cuales podrá controlar uno de los tres contactores que presenta el armario eléctrico, que será explicado en el capítulo 5 del presente trabajo.

La placa presenta también un puerto para conectar una placa idéntica y ampliar así el número de relés a controlar. Sin embargo, al necesitar sólo tres relés para manejar la aparamenta del armario eléctrico, sólo se usará una placa de este tipo.

4.5.1. Descripción del funcionamiento

En este apartado se procede a explicar las partes fundamentales de la placa diseñada y su funcionamiento a partir del esquema de la figura 4.22.

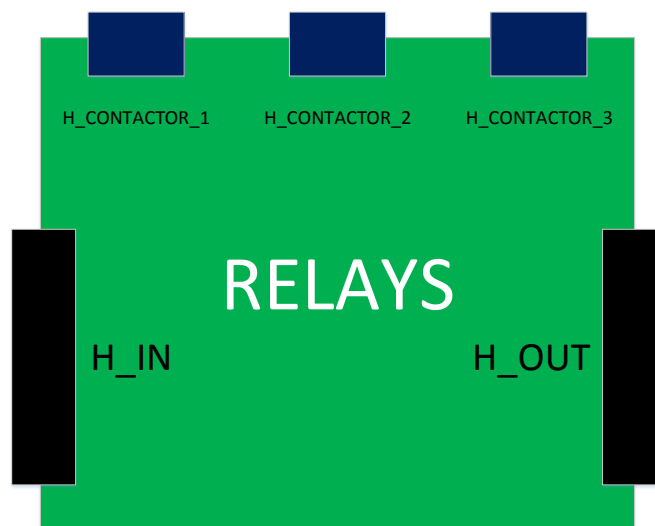


Figura 4.22. Esquema de la placa de gestión de los contactores.

Fuente: Elaboración propia.

Capítulo 4. Diseño del sistema de control

Puerto de conexión a la placa base

A través de este conector (H_IN), se recibe de la placa base las tres señales de activación de los contactores, además de la señal de alimentación que se necesita para los circuitos electrónicos de la placa (5 V).

Puerto de conexión a otra placa de gestión de contactores

Este puerto (H_OUT) permite la estructura modular en las placas de gestión de los contactores. En él se puede conectar otra placa del mismo tipo y conseguir así aumentar el número de contactores que se podrían manipular desde el DSP. Como ya se ha mencionado, en este caso sólo se precisará de una única placa.

Puertos de conexión a los contactores

Estos tres conectores (H_CONTACTOR_n) permiten la conexión de la placa con cada uno de los tres contactores, enviándole las señales que abren o cierran cada contactor.

Filtros de alimentación

En esta placa sólo se usará la alimentación de 5 V, a la que se le aplicará el filtro de ruido previamente explicado. Por tanto, consistirá en dos condensadores de *bypass*, uno electrolítico y otro cerámico, para filtrar tanto ruidos de alta frecuencia como de baja frecuencia.

Gestión de los contactores

El circuito diseñado para disparar cada uno de los tres relés, que a su vez harán conmutar los contactores del armario eléctrico, es el representado en la figura 4.23, siendo necesarios, por tanto, tres circuitos análogos a éste para el disparo de los tres contactores.

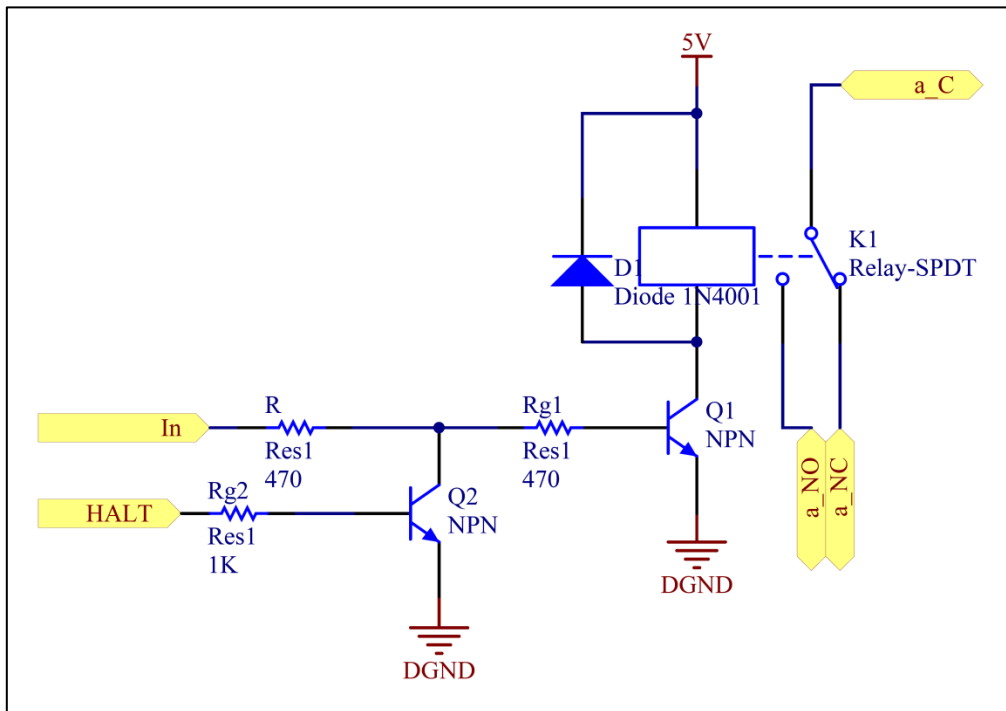


Figura 4.23. Esquemático del disparo de un relé.

Fuente: Elaboración propia.

La bobina de cada relé es activada a través de un transistor BC547 de 100 mA de corriente de colector. El transistor Q1 será el driver de la bobina del relé y será activado mediante la señal procedente del DSP. El relé utilizado será el OMRON G5LA124DC y su corriente por la bobina es de 72 mA, corriente capaz de ser suministrada por el transistor Q1 en saturación.

El transistor Q2 se usa para inhabilitar la activación del relé, ya que una vez es activado por la señal de interrupción hardware, fuerza que la corriente de puerta de Q1 pase a través del colector de Q2, y por ello no se active Q1 ni el relé.

Además, se incluye un selector para cada uno de los tres circuitos existentes, para seleccionar cuales de los circuitos de disparo de relés será susceptible a la señal de interrupción por hardware. Este circuito viene representado en la figura 4.24.

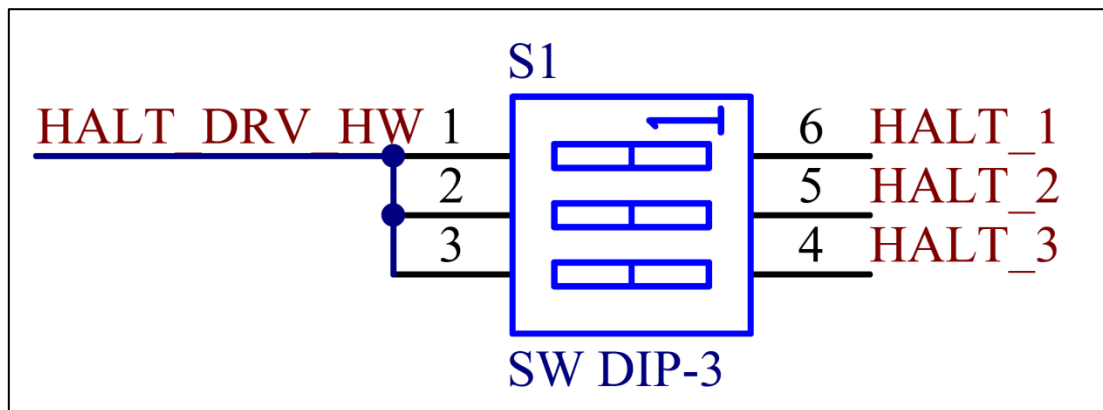


Figura 4.24. Esquemático de la selección de inhabilitación de relés.

Fuente: Elaboración propia.

4.5.2. Simulaciones

Para comprobar el funcionamiento del circuito de disparo de los relés, se ha simulado dicho circuito en el software *MicroCap-9*. El esquema que se ha simulado es el representado en la figura 4.25.

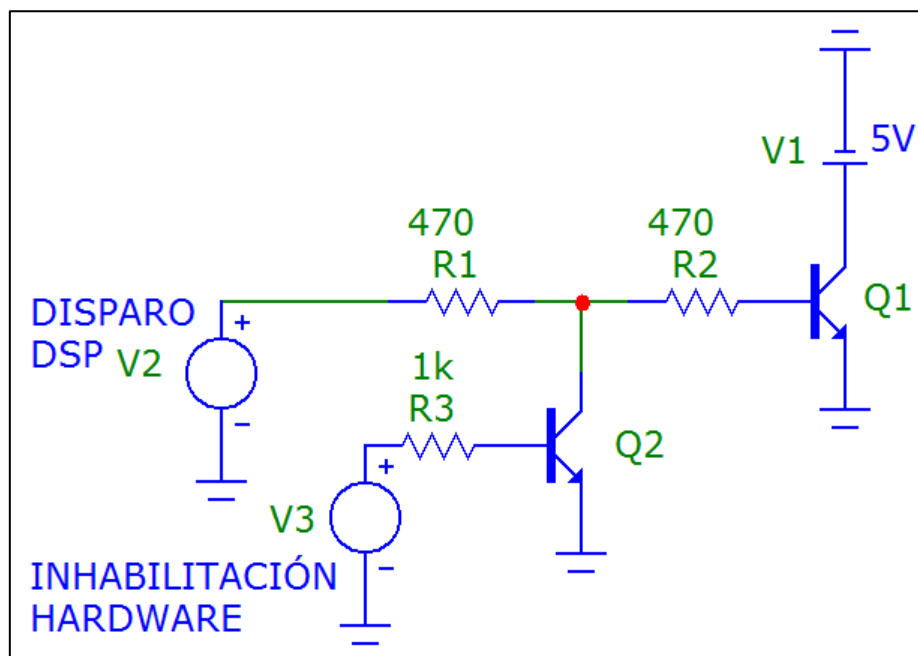
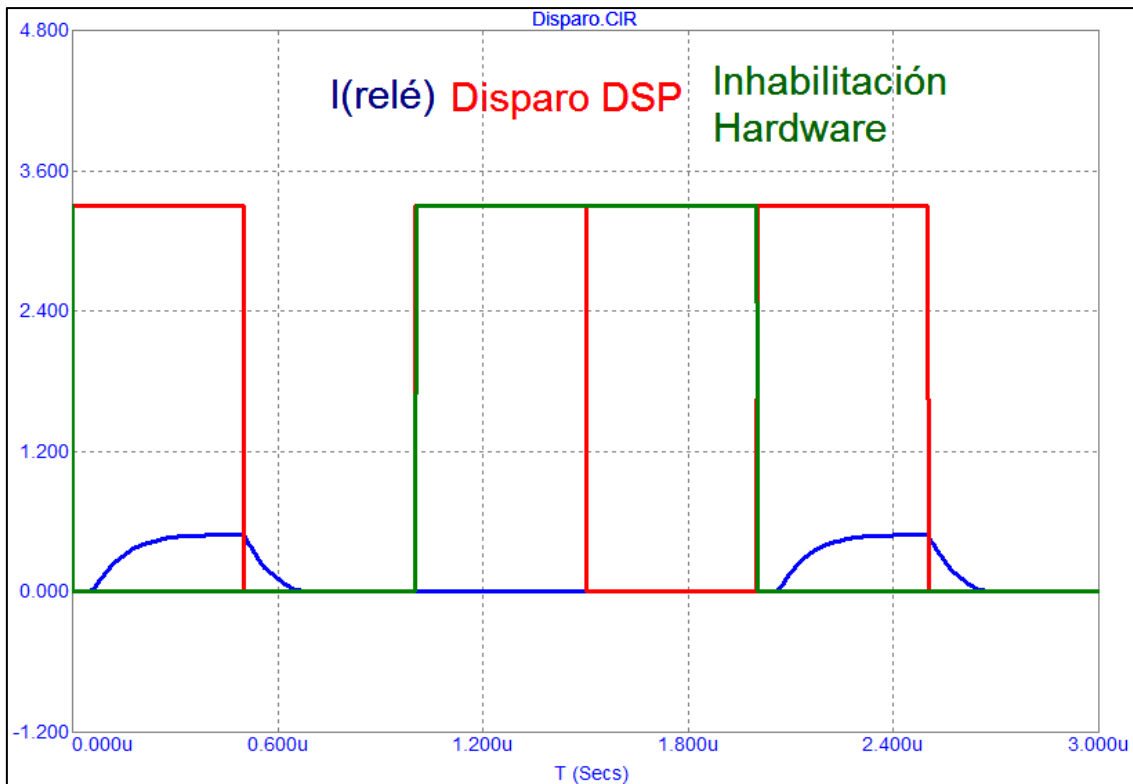


Figura 4.25. Circuito de disparo de los relés.

Fuente: Elaboración propia.

Los resultados de la simulación vienen representados en la gráfica 4.3. Cuando la señal de disparo procedente del DSP está a nivel alto (señal roja), por el colector del transistor Q1 se obtiene la corriente suficiente para activar la bobina del relé (señal azul). En el caso en que la señal de interrupción hardware esté activa (señal verde), independientemente del valor de la señal de disparo del DSP, el transistor Q1 quedará cortado y no habrá suficiente corriente para activar la bobina del relé.



Gráfica 4.3. Corriente de salida en función de las señales de activación.

Fuente: Elaboración propia.

4.5.3. Componentes

Los componentes físicos que se han escogido para realizar la adaptación de los contactores se resumen en la tabla 4.5. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente.

Capítulo 4. Diseño del sistema de control

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
C1, C2, C3	Condensador polipropileno 100nF	C322C104K1R5TA	KEMET	3	0,272 €
C4	Condensador electrolítico 100uF	EEUFR1C101	PANASONIC	1	0,139 €
D1, D2, D3	Diodos schottky	1N5817	STM	3	0,159 €
H_IN	Conector hembra 20 vías 2,54 mm	IPS1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,92 €
H_OUT	Conector macho 20 vías 2,54 mm	IPT1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,97 €
K1, K2, K3	Relé, PCB, SPDT, 5 V	G5LA-1E 5DC	OMRON	3	1,27 €
Mochila 6 pines	Mochila 6 pines	1-390261-1	TE CONECTIVITY	1	0,177 €
P1, P4, P5	Bloque terminal, 3 vías	MC24362	MULTICOMP	3	0,30 €
P2, P3, P6	Bloque terminal, 2 vías	MC24361	MULTICOMP	3	0,198 €
Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6	Transistor NPN	BC547BTA	FAIRCHILD	6	0,096 €
Rg1, Rg2, Rg3, R_Ry1, R_Ry2, R_Ry3	Resistencia 470R, 0,25 W	MF25 470R	MULTICOMP	6	0,046 €
Rg4, Rg5, Rg6	Resistencia 1K, 0,25 W	MF25 1K	MULTICOMP	3	0,048 €
S1	Switch 3 canales	MCEI-03	MULTICOMP	1	0,584 €

Tabla 4.5. Componentes de la placa de gestión de los contactores.

Fuente: Elaboración propia.

El presupuesto resultante para la adquisición de los componentes de la placa de gestión de los contactores es de 18,38 €.

4.6. Placa de adaptación del convertidor de tensión

La función de esta placa es realizar la adaptación tanto de las señales de disparo de los IGBTs (señales de entrada al convertidor) como de las señales de error de los *driver* (de salida del convertidor).

Según las fichas técnicas del convertidor y del *driver* de éste (anexos G.1 y G.2), los IGBTs trabajan en lógica 0/15 V, cerrándose cuando reciben 15 V y abriéndose cuando reciben 0 V. Las señales de disparo de los IGBTs proceden del DSP, en el rango de tensión de 0/3,3 V y deberán ser adaptadas al rango de tensión del convertidor, para que ejecute dichos disparos. Las señales de error procedentes del convertidor se encuentran en el rango 0/15 V y deberán ser adaptadas a los 0/3,3 V del DSP, para que puedan ser leídos.

Como se ha comentado anteriormente, la placa base está preparada para recibir 12 señales de PWM por un mismo conector, y en las placas de adaptación son invertidas todas esas señales, obteniendo las 24 señales necesarias. Sin embargo, la placa en estudio tan sólo realiza la adaptación de 3 señales de PWM, y de sus 3 complementarias. Por ello, esta placa presenta una estructura modular, de forma que la cantidad de señales obtenidas es función de las placas que se conecten en serie (máximo 4 placas).

Para el sistema experimental estudiado serán necesarias las cuatro placas de adaptación de los convertidores, una por cada uno de los cuatro convertidores necesarios.

4.6.1. Descripción del funcionamiento

A continuación se procede a explicar las partes fundamentales de la placa diseñada, y su funcionamiento a partir del esquema de la figura 4.26.

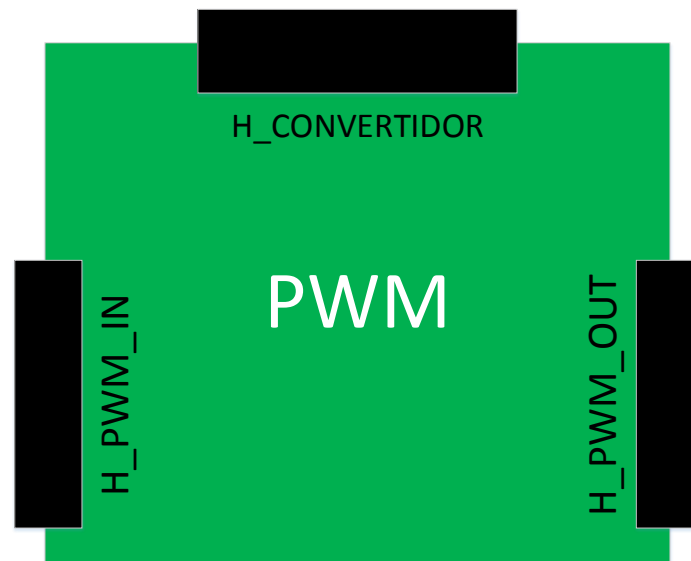


Figura 4.26. Esquema de la placa de adaptación del convertidor.

Fuente: Elaboración propia.

Puerto de conexión a la placa base

Este conector (H_PWM_IN) permite la conexión de la placa del convertidor con la placa base y a través de él se recibirán las señales de la alimentación (+15 V, 5 V y 3,3 V), las señales de disparo de los IGBTs, procedentes del DSP en el rango 0/3,3 V, y se enviarán las señales de error adaptadas para poder ser leídas por el DSP, en el rango 0/3,3 V.

Puerto de conexión a otra placa de adaptación del convertidor

Este conector (H_PWM_OUT) será el encargado de habilitar la estructura modular de las placas de adaptación del convertidor. A él se puede conectar otra placa idéntica, ampliando el número de convertidores a controlar, según sea necesario, hasta un máximo de cuatro placas en serie.

Puertos de conexión al convertidor SKS-22F

Permite la conexión, a través de dos cables, entre los conectores CN1 y CN2 del convertidor SKS-22F y la placa de adaptación. Ya se comentó en el capítulo 2 que los conectores CN1 y CN2 contienen las señales de disparo y error del convertidor. Por tanto, su misión es recibir en la placa las señales de error y enviar al convertidor las señales de disparo.

Filtros de alimentación

Se filtra la señal de +15 V a través de un filtro EMI formado por un diodo y una bobina de choque, adjuntándole además en este caso un condensador de *bypass* electrolítico conectado a la tierra de potencia, para así filtrar aún más el nivel de ruido.

Adaptación de las señales de error

Las señales de error son señales digitales de salida del convertidor con lógica 0/15 V. Toman el valor 0 V cuando se produce un error en el convertidor y el valor 15 V cuando no hay error (activo bajo). Dicha señal se desea transformar en una señal digital de entrada a la placa base con lógica 0/3,3 V, que tome el valor 0 V cuando hay error y el valor 3,3 V cuando no lo haya (activo bajo).

Para realizar dicha adaptación se ha implementado el circuito de la figura 4.27. En él se hace pasar la señal de error procedente del convertidor a través de un optoacoplador, el cual posibilita el desacoplamiento eléctrico entre el convertidor y la placa bajo estudio. Se conecta la señal de error al cátodo del diodo del optoacoplador y la señal de 15 V al ánodo del mismo. Por tanto, cuando exista error (Err=0 V), el diodo del optoacoplador emitirá una luz, saturando el fototransistor del optoacoplador, forzando 0 V a la salida. Además, se ha introducido un LED en serie con el diodo del optoacoplador, que genera una señal luminosa en caso de que haya error. En el caso de que no exista error (Err=15 V), el diodo del optoacoplador no conducirá y a la salida se obtendrán los 3,3 V fijados por la resistencia de *pull-up*.

Este circuito se repetirá tres veces, una por cada señal de error por fase procedente del convertidor.

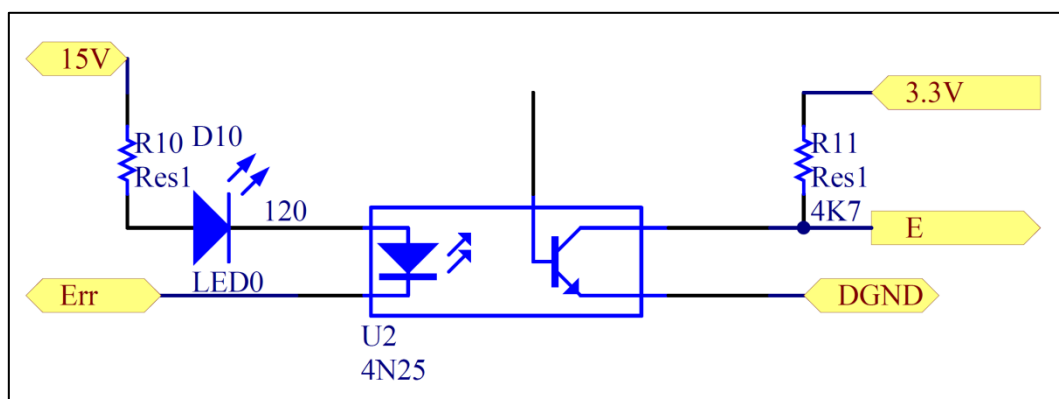


Figura 4.27. Esquemático de la adaptación de las señales de error.

Fuente: Elaboración propia.

Unión y selección de las señales de error

A partir de las tres señales de error por fase, se activa una señal de error del convertidor cuando lo haga alguna de las tres señales comentadas, recordando que estas señales son de lógica activo bajo. Para ello se implementa el circuito de la figura 4.28, que actúa como una puerta OR, obteniendo el error total.

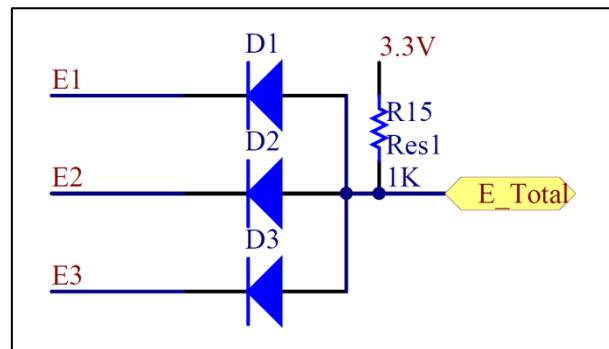


Figura 4.28. Esquemático de la unión de señales de error.

Fuente: Elaboración propia.

Además, con la configuración representada en la figura 4.29 se puede seleccionar qué señales de error serán leídas en la placa base. Se pueden elegir hasta 4 señales de error (una por fase y el error general). Para ello se ha introducido un selector de 4 pines.

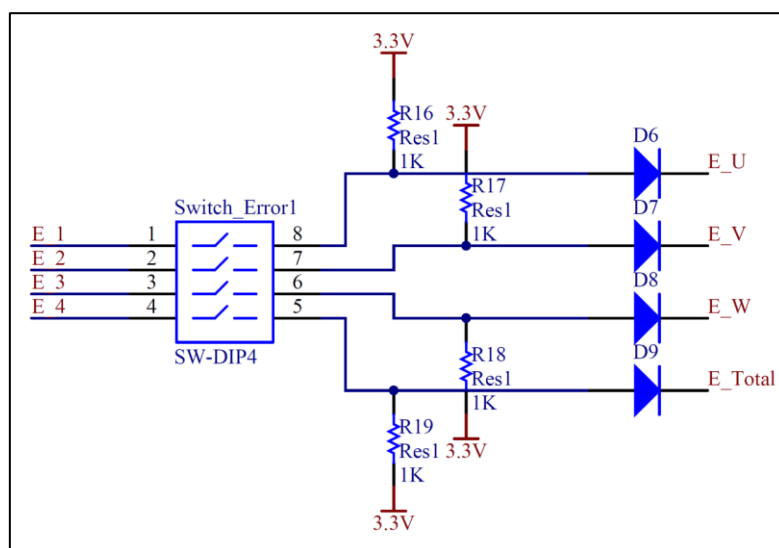


Figura 4.29. Selección de las señales de error.

Fuente: Elaboración propia.

Unión y selección de las señales break

La placa de adaptación del convertidor recibe de la placa base 2 señales de *break*, mientras que el convertidor sólo permite recibir una. Por ello, dichas señales son unidas mediante una puerta OR. Además, se ha incluido un selector de dos pines que permite seleccionar qué señales *break* actuarán sobre el convertidor.

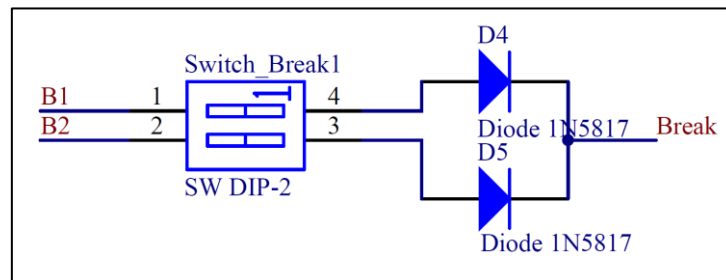


Figura 4.30. Unión de señales *break*.

Fuente: Elaboración propia.

Adaptación de las señales de disparo de los IGBTs

Tanto las señales PWM como la señal *break* son señales de disparo de los interruptores IGBTs del convertidor, por lo que se adaptarán de igual manera. Dichas señales proceden de la placa base con lógica 0/3,3 V y deben ser convertidas a una lógica 0/15 V que sea compatible con el driver del convertidor. Además, se deberá invertir cada una de las tres señales PWM para obtener la señal de disparo del segundo interruptor de cada rama del convertidor.

Para ello se implementa el circuito de la figura 4.31, el cual puede ser descompuesto en las siguientes etapas:

1. Primera etapa. Las señales de disparo procedentes de la placa base con lógica 0/3,3 V se hacen pasar por un optoacoplador, para desacoplarlas eléctricamente del resto del sistema. El optoacoplador incluye un inversor, y el rango de tensión a la salida será de 0/5 V, equivalente por tanto a la lógica anterior invertida 3,3/0 V.
2. Segunda etapa. En esta etapa se invierten las señales de disparo PWM mediante un inversor, obteniendo los tres pares de señales necesarios para los disparos de los IGBTs del convertidor. Con esta negación hardware se garantiza que sólo estará cerrado uno de los dos interruptores de cada fase, evitando cortocircuitos indeseados.

Capítulo 4. Diseño del sistema de control

3. Tercera etapa. Se eleva la tensión de las 6 señales PWM y de la señal *break* del rango 0/5 V al rango 0/15 V en el que trabaja el convertidor. Para ello se usan transistores Darlington de alta tensión y altas intensidades, que negarán las señales y aumentarán los niveles de tensión y corriente. Además, se añade un relé que permite habilitar o deshabilitar la alimentación del Darlington. Si se activa este relé, se ponen a 0 V las salidas del Darlington, evitando así que el sistema module ya que todas las señales de los IGBTs se pondrán a 0 V. Mediante el DSP se podrá enviar una señal a dicho relé para desactivarlo, de forma que el Darlington pueda ser alimentado y las señales de todos los IGBTs tomen su valor correspondiente.

También se han introducido *test points* en diferentes puntos de la placa para facilitar la comprobación a la hora de probarla una vez montada. Se representa en las figuras 4.31, 4.32 y 4.33 los esquemáticos de las distintas etapas de la adaptación implementada.

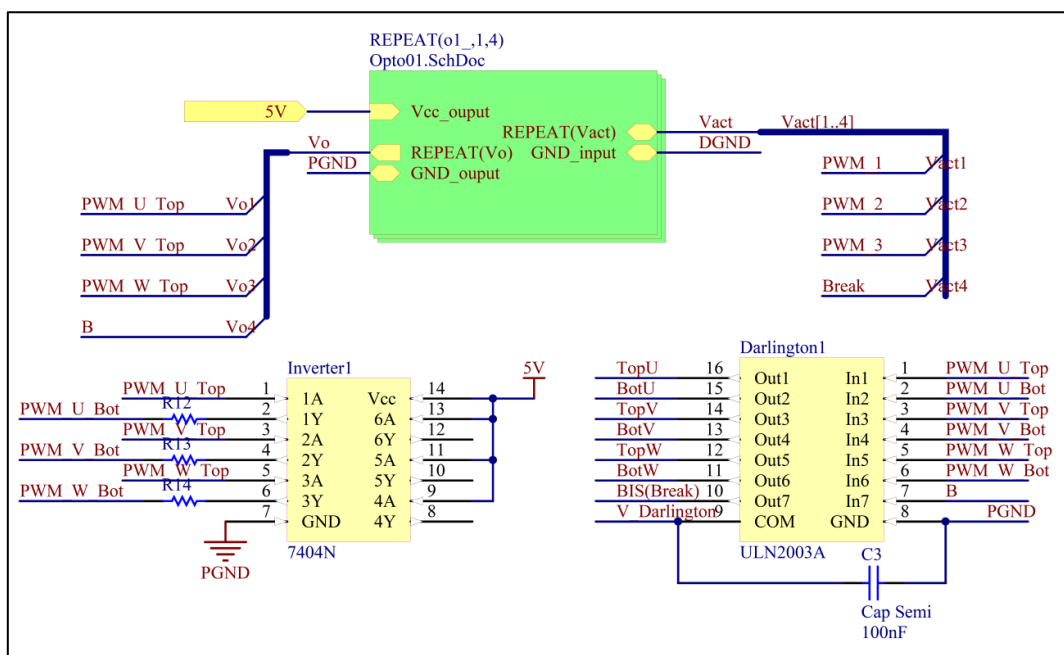


Figura 4.31. Esquemático de las tres etapas del circuito de adaptación.

Fuente: Elaboración propia.

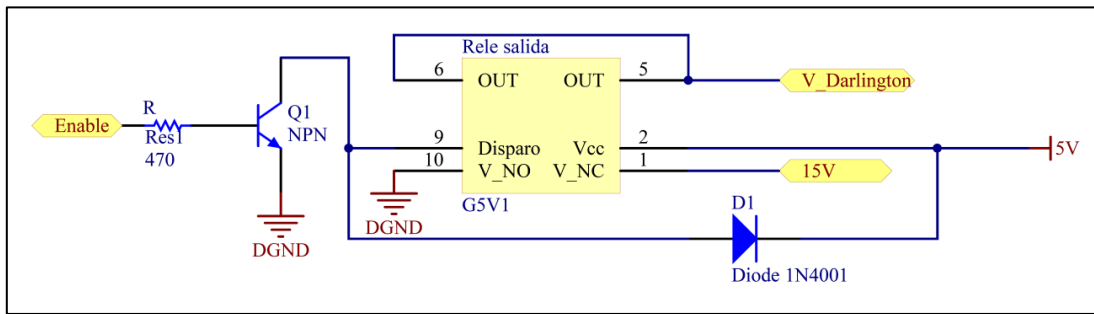


Figura 4.32. Esquemático de la habilitación de la alimentación del Darlington.

Fuente: Elaboración propia.

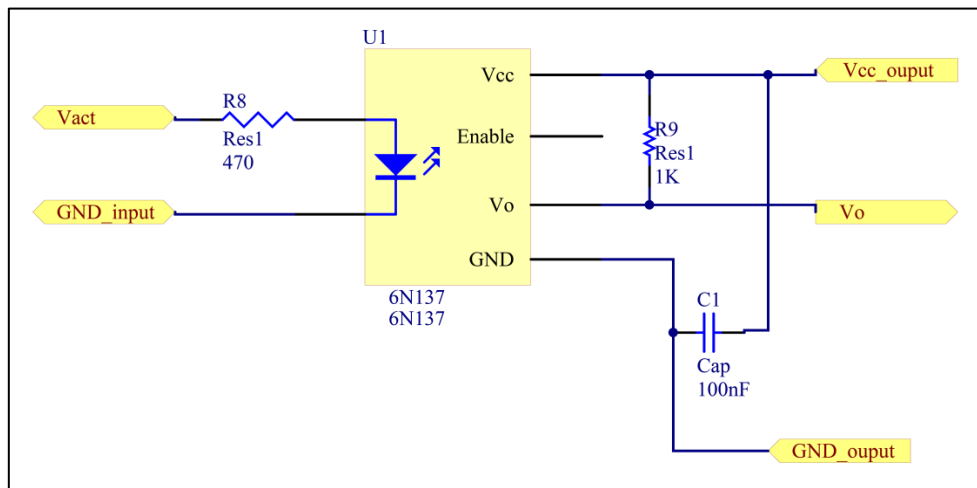


Figura 4.33. Esquemático del bloque Opto01 de la primera etapa de adaptación.

Fuente: Elaboración propia.

4.6.2. Simulaciones

Para comprobar el correcto funcionamiento de los circuitos implementados para esta placa de adaptación, se ha usado el software *MicroCap-9* para simulación de circuitos.

El circuito que se ha simulado para esta placa ha sido el de la adaptación de las señales de error procedentes del convertidor de tensión. En las figuras 4.34 y 4.35 vienen representados los resultados de la tensión de salida en función de la tensión de entrada.

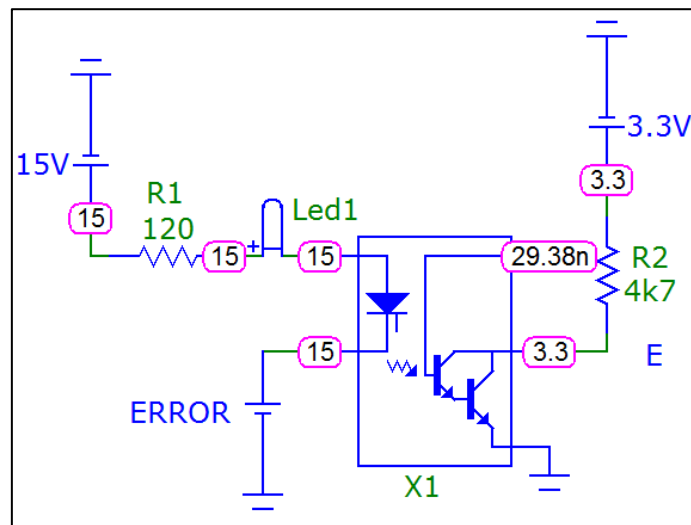


Figura 4.34. Circuito de adaptación de la señal de error (ERROR = 15 V).

Fuente: Elaboración propia.

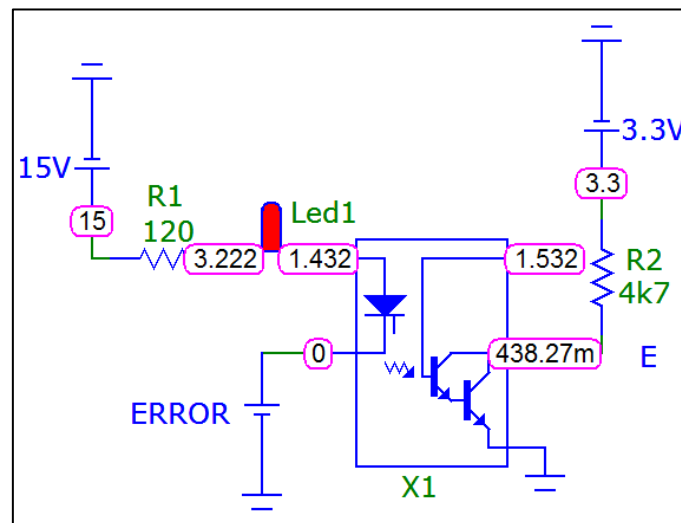


Figura 4.35. Circuito de adaptación de la señal de error (ERROR = 0 V).

Fuente: Elaboración propia.

Se observa en las simulaciones el comportamiento esperado. En caso de producirse un error (ERROR = 0 V), el LED indicador se enciende, y a la salida se obtienen 0 V (aunque en la simulación, por los parámetros del modelo, se obtienen 438 mV). En caso de no haber error, no se enciende el LED indicador, y a la salida se obtienen 3,3 V, estando pues la señal adaptada a la lógica del DSP.

4.6.3. Componentes

Los componentes físicos que se han escogido para realizar la adaptación de las señales del convertidor se resumen en la tabla 4.6. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente. El presupuesto calculado para la adquisición de los componentes esta placa de adaptación es de 37,76 €.

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
C2	Condensador electrolítico 100uF	EEUFR1C101	PANASONIC	1	0,139 €
C1(x4), C3	Condensador cerámico 100nF	MCRR50104X7 RK0100	MULTICOMP	5	0,539 €
D1-D15	Diodos schottky	1N5817	STM	15	0,159 €
D10 (x3)	LED rojo de alta eficiencia	L4RR5000E1	LED TECHNOLOGY	3	0,341 €
D11	Diodo (bobina de choque)	1N4148	NTE	1	0,07 €
Darlington	Transistor Darlington	ULN2003A	STM	1	0,618 €
Inversor	Puerta inversora	SN7404N	TEXAS INSTRUMENTS	1	1,43 €
J_IN1	Conector macho 30 vías 2,54 mm	IPT1-115-01-S-D-RA	SAMTEC	1	3,40 €
J_OUT1	Conector hembra 30 vías 2,54 mm	IPS1-115-01-S-D-RA	SAMTEC	1	5,80 €
JP1	Conector macho 10 vías 2,54 mm	HTSS-105-04-L-D-RA	SAMTEC	1	2,85 €
JP2	Conector macho 14 vías 2,54 mm	HTSS-107-04-L-D-RA	SAMTEC	1	2,93 €
L1	Bobina de choque	BL01RN1A1D2 B	MURATA	1	0,306 €
R11 (x3)	Resistencia 4,7K, 0,25 W	MF25 4K7	MULTICOMP	3	0,045 €
Switch_Break 1	Switch 2 canales	MCEI-02	MULTICOMP	1	1,55 €
Switch_Error 1	Switch 4 canales	MCEI-04	MULTICOMP	1	0,81 €
U1 (x4)	Optoacoplador	6N137	FAIRCHILD	4	0,96 €
U2 (x3)	Optoacoplador	4N25	VISHAY	3	0,458 €
K1	Relé 5V SPDT	G5V-1-DC5	OMRON	1	1,85 €
Q1	Transistor NPN	BC547BTA	FAIRCHILD	1	0,096 €

Tabla 4.6. Componentes empleados para la placa de adaptación del convertidor.

Fuente: Elaboración propia.

4.7. Placa de adaptación de la tarjeta de control

La función de esta placa es adaptar la conexión de la tarjeta de control con la placa base. Como ya se explicó anteriormente, el conector existente en la placa base es un conector del tipo Eurocard de carácter genérico, de manera que es posible conectar cualquier tarjeta de control con su propia placa de adaptación.

La tarjeta de control a utilizar en el sistema está basada en el DSP 320F28335 de Texas Instruments, la cual fue descrita en el capítulo 3. Dicho DSP está integrado en una tarjeta del formato DIMM de 100 contactos, por ello es necesario realizar una correspondencia entre los pines de la tarjeta de control y los pines del conector Eurocard.

4.7.1. Descripción del funcionamiento

Esta placa diseñada no contiene circuitos electrónicos complejos, ya que su función es casi exclusivamente la de corresponder pines entre conectores. En la figura 4.36 viene representado el esquema de la placa, y a partir de él se describirá el funcionamiento de dicha placa.

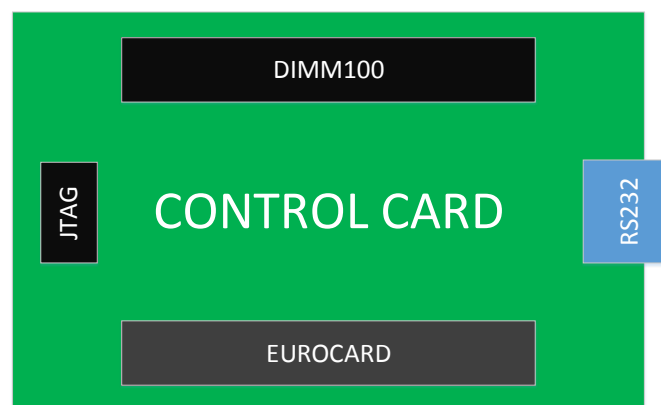


Figura 4.36. Esquema de la placa de adaptación de la tarjeta de control.

Fuente: Elaboración propia.

Puerto de conexión a la placa base

A través del conector Eurocard se reciben de la placa o se envían a ella todas las señales necesarias para el control del sistema, que a su vez proceden o se envían a la tarjeta de control.

Puerto de conexión a la tarjeta de control

A través del conector DIMM100 se conecta la tarjeta de control con la placa de adaptación de la misma para realizar la correspondencia requerida con el conector Eurocard. La tabla de correspondencias entre ambos conectores viene recogida en el anexo D.

Conector JTAG

Este conector permite programar el DSP a través del ordenador, previamente habiendo compilado y depurado el programa implementado en el software *Code Composer Studio*. Para ello permite la conexión de un programador/simulador XDS100 a través del puerto JTAG implementado el esquema que aparece en la hoja de características del dispositivo XDS100. Dicho esquema viene representado en la figura 4.37.

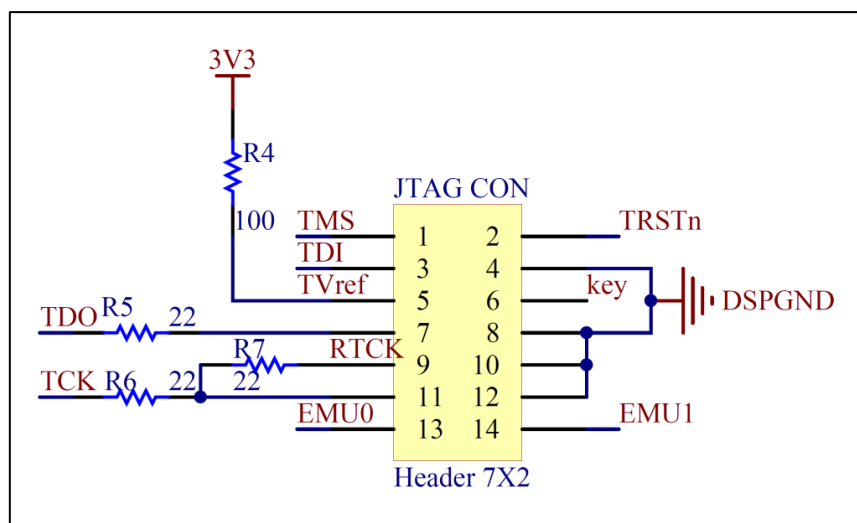


Figura 4.37. Esquemático de configuración del puerto JTAG.

Fuente: Elaboración propia.

Conector RS232

Se coloca además en la placa un conector del tipo DSUB9 que internamente adapta internamente el protocolo RS232 a UART, teniendo simplemente que hacer el conexionado. El puerto RS232 no tendrá ninguna utilidad en el sistema que se ha diseñado, pero se deja habilitado puesto que es útil para diseñar una interfaz gráfica para el posterior control del sistema. El esquemático de la conexión del puerto RS232 viene representado en la figura 4.38.

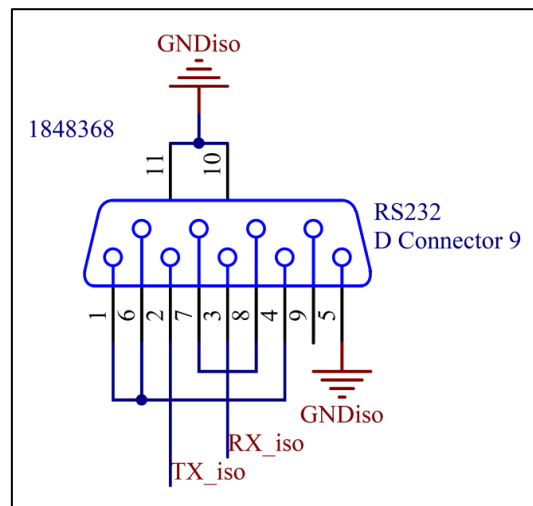


Figura 4.38. Esquemático del conexionado del puerto RS232.

Fuente: Elaboración propia.

4.7.2. Componentes

A continuación se incluyen en la tabla 4.7 los componentes que se han seleccionado para realizar la adaptación de la tarjeta de control. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente. Finalmente, el presupuesto para la adquisición de los componentes de esta placa es de 14,89 €.

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
R4	Resistencia 100R, 0,125 W	MF12 100R	MULTICOMP	1	0,052 €
R5, R6, R7	Resistencia 22R, 0,125 W	MF12 22R	MULTICOMP	3	0,052 €
CONTROL CARD	Conector Eurocard 96 pines	5650908-5	TE CONECTIVITY	1	5,08 €
RS232	Conector DSUB, PCB, 9 vías	5504F1-09S-02A-03	MULTICOMP	1	1,25 €
JTAG CON	Conector macho vertical 14 vías 2,54 mm	TSW-107-25-F-D	SAMTEC	1	1,21 €
DIMM 100	Conector DIMM 100	TMDSDIM100 CON	TEXAS INSTRUMENTS	1	7,14 €

Tabla 4.7. Componentes seleccionados para la placa de adaptación de la tarjeta de control.

Fuente: Elaboración propia.

4.8. Placa de almacenamiento de datos

Es importante almacenar los resultados obtenidos de los ensayos que se realicen en el sistema experimental, ya que es interesante observar el comportamiento de las variables que se miden en el sistema para detectar errores o vías de mejora en el control de la máquina. Para cubrir esa necesidad se ha diseñado esta placa, cuya función principal es hacer de *datalogger*, es decir, almacenar la evolución temporal de cada una de las variables que se miden en el sistema de control.

Como medio físico para almacenar los datos se ha elegido una tarjeta SD, por su portabilidad y comodidad a la hora de leer los datos y graficarlos en un PC.

4.8.1. Descripción del funcionamiento

Se procede a continuación a explicar las partes fundamentales de la placa diseñada y su funcionamiento, a partir de la figura 4.39.

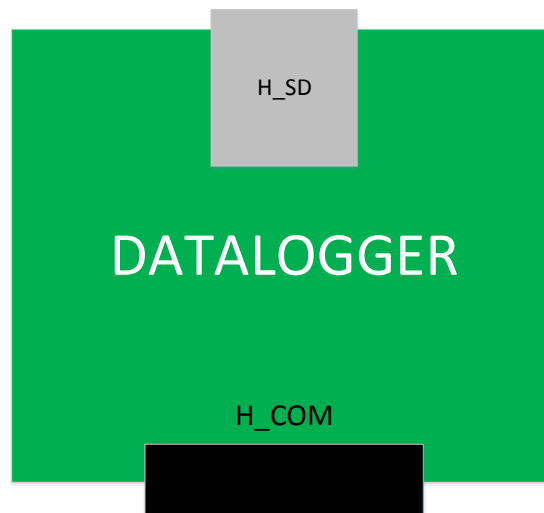


Figura 4.39. Esquema de la placa de almacenamiento de datos.

Fuente: Elaboración propia.

Puerto de conexión a la placa base

A través de este conector (H_COM), se recibe de la placa las distintas señales correspondientes a los distintos protocolos de comunicación serie que posee el DSP, tales como SPI, I2C o CAN. Además se reciben las señales de alimentación y tierra procedentes de la placa base.

Conector tarjeta SD

Este conector (H_SD) permite la conexión de una tarjeta SD con la placa de almacenamiento de datos, pudiendo así escribir datos en la tarjeta SD.

Adaptación SPI a SD

Para poder escribir en la tarjeta SD a partir del protocolo de comunicación serie SPI que posee el DSP, es necesaria una pequeña etapa para la adaptación de ambos protocolos de comunicación. El circuito empleado para la adaptación consiste en corresponder cada una de las cuatro señales del protocolo SPI (*SPICLK*, *SPISTE*, *SPISIMO*, *SPISOMI*) en su lugar equivalente en el conector de la tarjeta SD del tipo DM1 AA-SF-PEJ. Se coloca también un LED rojo que se encenderá cuando se estén transmitiendo datos a la tarjeta. El circuito implementado viene representado en la figura 4.40.

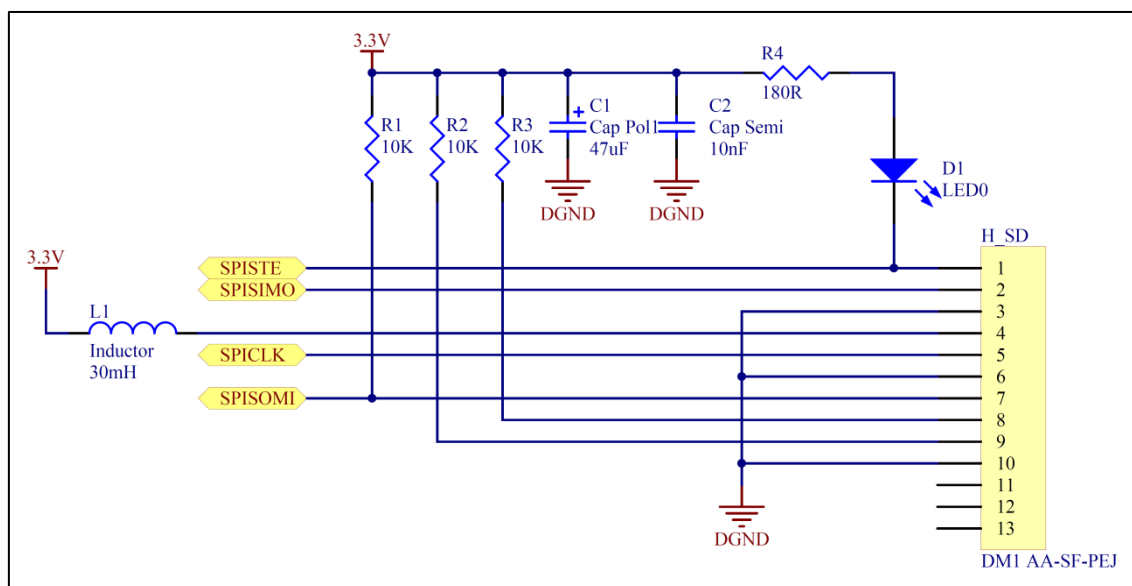


Figura 4.40. Esquemático de la placa de almacenamiento de datos.

Fuente: Elaboración propia.

Además, se han añadido *test points* en la placa para poder comprobar su funcionamiento una vez se haya montado.

4.8.2. Componentes

Los componentes que se han seleccionado para realizar la placa de almacenamiento de datos se resumen en la tabla 4.8. Para cada componente se incluye una pequeña descripción, el código de fabricante, el propio fabricante, el número de componentes necesarios y el precio unitario del componente.

Componente	Descripción	Código	Fabricante	Cant	Precio unidad
C1	Condensador electrolítico 47uF	EEUEB1E470S	PANASONIC	1	0,225 €
C2	Condensador cerámico 10nF	MCRR25103X7 RK0100	MULTICOMP	1	0,09 €
D1	LED rojo de alta eficiencia	L4RR5000E1	LED TECHNOLOGY	1	0,341 €
H_COM	Conector macho 20 vías 2,54 mm	IPT1-110-01-S-D-RA	SAMTEC	1	4,97 €
L1	Bobina de choque	BL01RN1A1D2 B	MURATA	1	0,306 €
R1-R3	Resistencia 10K, 0,25 W	MF25 10K	MULTICOMP	3	0,044 €
R4	Resistencia 180R, 0,25 W	MF25 180R	MULTICOMP	1	0,045 €
H_SD	Conector tarjeta SD	SDK-9BNS-K13-GS-TB	JST	1	3,91 €
TDGND, T3.3V	Pin de test 0,8mm	TEST-12	MULTICOMP	2	0,11 €

Tabla 4.8. Componentes seleccionados para la placa de almacenamiento de datos.

Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, se calcula el presupuesto para la adquisición de los componentes de la placa *datalogger* obteniendo un precio de 10,24 €.

Sumando los precios para adquirir los componentes de todas las placas que conforman el sistema de control diseñado, se obtiene un presupuesto total de 242,43 €.

Capítulo 5. Diseño del armario eléctrico

El armario eléctrico es el lugar donde irán ubicados los cuatro convertidores de tensión necesarios y las placas de adaptación del sistema de control, además de toda la aparamenta de protección eléctrica y de maniobra necesaria para operar el sistema experimental completo. Los esquemas eléctricos de los circuitos de potencia y de aparamenta del armario se encuentran en los anexos E.2 y E.3.

5.1. Esquema general del armario

El armario estará compuesto por dos niveles, uno inferior o base, y otro superior o supletorio. En el nivel inferior estarán albergados los convertidores de tensión y todos los circuitos de potencia y de aparamenta necesarios para la operación del sistema. En nivel superior irán las placas de adaptación del sistema de control y las fuentes de alimentación necesarias para alimentar dichas placas.

A continuación, en la figura 5.1 se representa la ubicación de los componentes principales de los que consta el armario, que serán explicados uno por uno a lo largo de este capítulo.

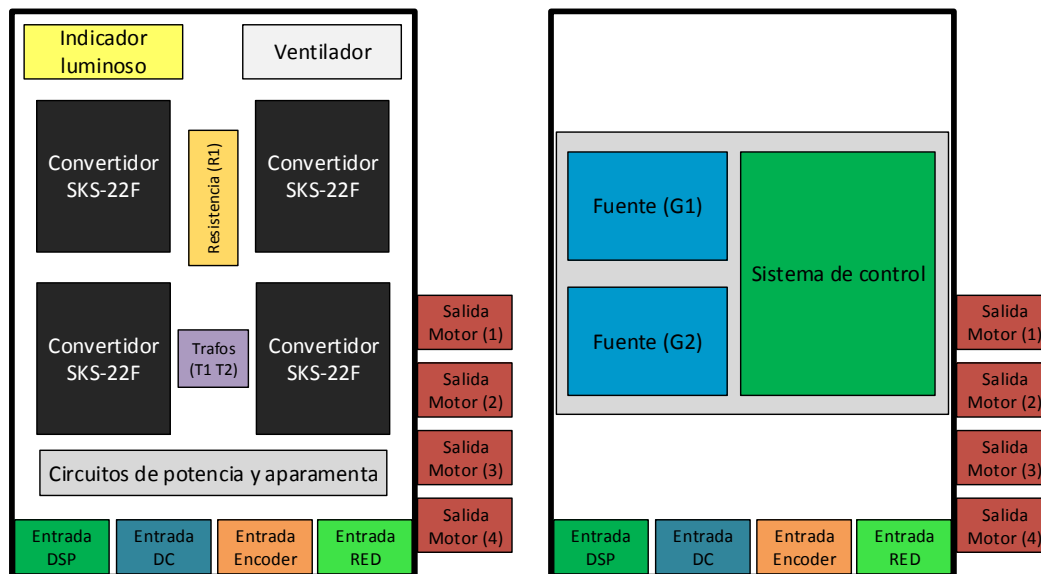


Figura 5.1. Esquema del armario eléctrico (nivel inferior y nivel superior).

Fuente: Elaboración propia.

Antes de empezar a describir los componentes que conforman el armario, se describirán los conectores exteriores de entrada y salida que poseerá el armario:

- Entrada DSP: consiste en una abertura en el inferior del armario para poder pasar el cable que conecta el ordenador con la placa de adaptación de la tarjeta de control.
- Entrada DC: conector hembra de 3 pines que permite la conexión, a través de una manguera, de la fuente de tensión continua con el armario, para alimentar la *DC-link* de cada convertidor.
- Entrada Encoder: consiste en una abertura en el inferior del armario para poder pasar el cable que procede del encoder hacia la placa de adaptación de la velocidad.
- Entrada Red: conector hembra de 5 polos que permite la conexión del armario con la red eléctrica, a través de una manguera. Con ello se alimenta tanto el circuito de potencia como el de aparamenta.
- Salida Motor: conector hembra de 5 polos que permite la conexión del armario con tres de las fases de la máquina multifásica. Se dispone de 4 conectores de este tipo para alimentar las doce fases de la máquina.

En el techo del armario irán ubicados un indicador luminoso que se encenderá cuando el armario esté en funcionamiento, así como un ventilador que se encargará de refrigerar el interior del armario.

Además, en la puerta del armario habrá un botón de marcha/paro y otro de parada de emergencia. Interiormente, también irá ubicado un interruptor de fin de carrera que desconectará la alimentación del armario en caso de que se abra la puerta del mismo.

5.2. Circuitos de potencia

Los circuitos de potencia estarán formados por todos aquellos elementos que conectan la red con la entrada del convertidor y la salida del mismo con la máquina multifásica. Los elementos que lo conforman se describen a continuación, donde se justifica y calcula su dimensionamiento.

Para el dimensionamiento se han considerado las características nominales del convertidor SKS-22F vistas en el capítulo 2: tensión de salida de $230\sqrt{2}$ V y una corriente de salida máxima de 22 A.

El esquema de los circuitos de potencia viene representado en el anexo E.2. Las características de cada uno de los elementos, y la nomenclatura utilizada para éstos, aparecen en el anexo E.1.

5.2.1. Protecciones para la conexión a red

Primero se han de seleccionar las protecciones contra sobrecargas y contra contactos indirectos. Se selecciona un interruptor automático magnetotérmico de tres polos para la protección contra sobrecorriente, para una corriente nominal de 25 A. El modelo elegido es S 203-D 25, del fabricante ABB y se representa en la figura 5.2.



Figura 5.2. Interruptor magnetotérmico trifásico.

Fuente: Farnell.com.

A continuación, se elige un interruptor diferencial para la protección contra contactos indirectos, con una corriente nominal de 25 A y una sensibilidad de 30 mA. El modelo elegido es 2CSF 204 001 R1250, del fabricante ABB y queda representado en la figura 5.3.



Figura 5.3. Interruptor diferencial trifásico + neutro.

Fuente: Farnell.com.

5.2.2. Contactor de conexión a red

Se selecciona un contactor principal trifásico de conexión a red, con una capacidad de 40 A y dos contactos auxiliares (1 NO + 1 NC). El modelo elegido es 3RT1026-3AP00, del fabricante Siemens y su imagen se muestra en la figura 5.4.



Figura 5.4. Contactor trifásico.

Fuente: Farnell.com.

Su puesta en funcionamiento queda ligada al contactor de marcha/paro, que se analizará en el apartado del circuito de aparamenta, y a la placa de adaptación de los relés, previamente comentada en el capítulo 4. Tal y como se detalla en el esquema de conexión de contactores del anexo E.3, la bobina del contactor de red K1 (terminales A1 y A2 de K1) se activa gracias a la tensión de 24 Vac de salida del contactor del circuito de marcha/paro, pasando previamente a través de la placa de adaptación de los relés, la cual debe mandar la señal de activación.

5.2.3. Convertidor SKS-22F

Se trata del convertidor utilizado en el sistema experimental, consistente en un convertidor de tensión trifásico de dos niveles del fabricante SEMIKRON. Tanto su descripción como sus características principales fueron detalladas en el apartado 2.3 del presente trabajo.

5.2.4. Resistencia de descarga de condensadores del SKS-22F

Es necesario incluir resistencias de *crowbar* para la descarga de los condensadores del bus de continua en caso de sobretensión, y para llevar al sistema a una parada segura como paso previo a la desconexión. Se incluirán 4 resistencias para la descarga de cada uno de los 4 convertidores de los que consta el armario.

Para dimensionar cada una de las resistencias hay que considerar la máxima tensión que podría aparecer en bus de continua, de valor $230\sqrt{2}$ V. Se elige una resistencia de valor típico de 470 Ω y se calcula la potencia que debe disipar dicha resistencia para la tensión máxima en el bus de continua:

$$P = \frac{V_{max}^2}{R} = \frac{(230\sqrt{2})^2}{470} = 225,11 W \quad (5.1)$$

Por tanto, habrá que escoger una resistencia cuya potencia nominal sea superior al valor anterior. Se selecciona el modelo HSC250 470R J, del fabricante TE Connectivity, de valor 470 Ω y 250 W de potencia nominal. Esta resistencia escogida aparece en la figura 5.5.



Figura 5.5. Resistencia de descarga de los condensadores del bus de continua.

Fuente: Farnell.com.

5.3. Circuitos auxiliares y de aparamenta

Los circuitos auxiliares y de aparamenta son los encargados de alimentar el sistema de control, las bobinas de todos los contactores, los ventiladores, las fuentes de alimentación y además integran todas las protecciones eléctricas del circuito marcha/paro.

Para la alimentación de estos circuitos se empleará una derivación monofásica de la toma de red trifásica de 230 Vac, evitando alimentar desde la toma de red del convertidor para así desacoplar ambos circuitos.

El esquema de los circuitos auxiliares y de aparamenta viene representado en el anexo E.3. Las características de cada uno de los elementos, y la nomenclatura utilizada para éstos, aparecen en el anexo E.1.

5.3.1. Protecciones del circuito monofásico

Para proteger frente a sobrecargas, se coloca a la entrada del circuito monofásico un interruptor automático magnetotérmico con una corriente nominal de 10 A, de un polo más neutro. El modelo elegido es el A9F53210 de Schneider Electric, representado en la figura 5.6.



Figura 5.6. Interruptor magnetotérmico monofásico.

Fuente: Farnell.com.

A continuación, se elige un interruptor automático diferencial monofásico, para protección frente a contactos indirectos, con una sensibilidad de 30 mA y una corriente nominal de 25 A. El modelo elegido es el 2CSF 202 001 R1250, del fabricante ABB, representado en la figura 5.7.



Figura 5.7. Interruptor diferencial monofásico.

Fuente: Farnell.com.

5.3.2. Relé de aparamenta

El relé de aparamenta (K2) tiene como objetivo permitir la alimentación del ventilador del armario y de las fuentes de alimentación de las placas de adaptación.

El relé elegido viene representado en la figura 5.8. Se trata de un relé de dos polos y dos posiciones (DPDT), donde una posición es normalmente abierta y otra es

normalmente cerrada. El modelo es el PT270524, del fabricante TE Connectivity, con corriente nominal de 12 A y bobina alimentada a 24 Vac.



Figura 5.8. Relé DPDT de aparamenta.

Fuente: Farnell.com.

En el esquema de conexión de los contactores del anexo E.3, se observa que su funcionamiento queda controlado por el contactor de marcha/paro (K4), que se analizará posteriormente. La bobina del relé de aparamenta se alimenta con los 24 Vac procedentes de la salida del contactor de marcha/paro cuando éste se pone en funcionamiento, es decir, cuando se pone en marcha el sistema.

5.3.3. Fuentes de alimentación

Se necesita incluir en el armario dos fuentes de alimentación independientes, una para alimentar los ventiladores de los convertidores SKS-22F, y otra para alimentar las placas de adaptación del sistema de control.

Para alimentar los ventiladores de los convertidores de tensión se empleará una fuente de tensión conmutada. Tal y como viene detallado en la ficha técnica del convertidor empleado en el armario (anexo G.1), existen dos ventiladores por convertidor que deben ir alimentados a 24 Vdc y consumen 0,11 A cada uno. Por tanto, teniendo en cuenta de que se emplearán hasta cuatro convertidores, se necesitan al menos 0,88 A para la línea de alimentación de 24 Vdc. Se elige una fuente de 25 W, sobredimensionada con respecto a la potencia demandada, concretamente el modelo TRACOPOWER TXL 025-24S, cuya tensión de salida es 24 Vdc y la corriente máxima de salida es 1,1 A.



Figura 5.9. Fuente de alimentación 24 Vdc (G1).

Fuente: Farnell.com.

Además, se precisa de otra fuente de alimentación, con entrada 230 Vac y con salidas 5 Vdc y ± 15 Vdc. Esta fuente se encargará de la alimentación de las placas de adaptación. Se elige una fuente con una potencia de 60 W, con un dimensionamiento holgado y suficiente para la alimentación de todo el sistema de control. Concretamente se selecciona el modelo TRACOPOWER TXL 060-0533TI, que cuenta con las tres salidas de tensión requeridas.



Figura 5.10. Fuente de alimentación conmutada (G2).

Fuente: Farnell.com.

5.3.4. Ventilación del armario

En el techo del armario se incluye un ventilador (M1) para la refrigeración del armario completo. El modelo elegido es SEMIKRON SKF 3-230-01, con caudal de ventilación de $150\text{ m}^3/\text{h}$ y alimentado a 230 Vac, el cual viene representado en el figura 5.11.

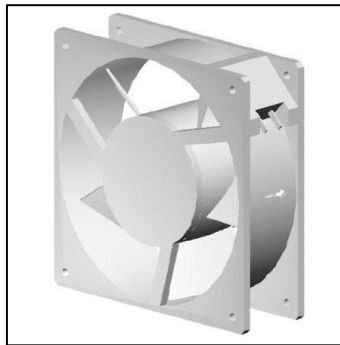


Figura 5.11. Ventilador del techo del armario (M1).

Fuente: www.shop.semikron.com.

5.3.5. Transformador para aparamenta

Para alimentar todas las bobinas y circuitos de aparamenta se necesita una señal de 24 Vac. Para conseguir dicha señal se emplea un transformador que convierte los 230 Vac procedentes de la derivación monofásica de la red a los 24 Vac que necesitan los circuitos de aparamenta.

Para dimensionar el transformador respecto a la previsión de potencia, se han considerado las bobinas de los contactores, el indicador luminoso que se instalará en el circuito de marcha/paro y el ventilador del techo del armario como cargas principales. En el caso más desfavorable, se tendrá:

- Los tres contactores encendidos. Según la hoja de características de los contactores, cada bobina requiere un valor típico de 10 VA. Por tanto, se requiere un total de 30 VA para los tres contactores.
- El indicador luminoso consume 110 mA al alimentarlo a 24 V, por lo que requerirá 2,64 VA.
- El ventilador requiere 15 VA según su hoja de características.

Por todo lo anterior, la necesidad de potencia es de unos 48 VA en el caso de mayor demanda. Sin embargo, se ha seleccionado un transformador de 75 VA, para que el factor de carga del transformador sea bajo y evitar posibles sobrecalentamientos del mismo. El modelo elegido es un transformador proporcionado por RS, de 75 VA y dos salidas, similar al mostrado en la figura 5.12.

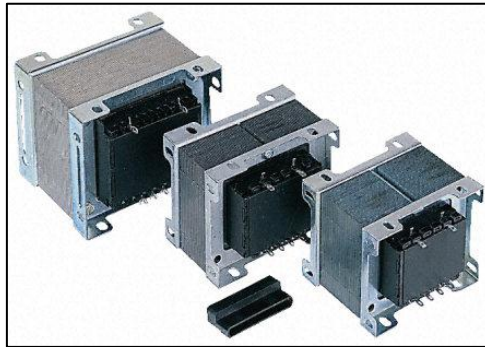


Figura 5.12. Transformadores del modelo utilizado (T1, T2).

Fuente: RS-online.

A las salidas del transformador, se colocan unos portafusibles de montaje sobre panel, para fase y neutro respectivamente, de 5x20 mm de tamaño de fusible.

En su interior irán colocados los fusibles, que protegerán el secundario del transformador y todos los circuitos que éste alimenta. Para seleccionar el fusible hay que tener en cuenta que, según la normativa, su intensidad nominal debe encontrarse en el rango entre la intensidad de cálculo y la máxima prevista de las cargas. Es decir:

$$I_c \leq I_n \leq I_{max} \quad (5.2)$$

$$I_c = \frac{P_c}{U \cdot \cos\varphi} = \frac{48}{24} = 2 \text{ A} \quad (5.3)$$

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{U \cdot \cos\varphi} = \frac{75}{24} = 3,125 \text{ A} \quad (5.4)$$

Por ello, se escogen fusibles de intensidad nominal 2,5 A y 250 V, cumpliendo así la normativa. El fusible elegido viene representado en la figura 5.13.



Figura 5.13. Fusible 2,5 A.

Fuente: RS-online.

5.3.6. Circuito marcha/paro

El circuito marcha/paro tiene la función de arranque y paro del sistema, activando y desactivando para ello los distintos contactores del armario.

Los elementos principales de este circuito son: un contactor de marcha/paro (K4) y un pulsador de marcha/paro (S2). Su funcionamiento, representado en el circuito del anexo E.3, se describe a continuación:

- El contactor de marcha/paro (K4) está formado por 3 contactos principales más uno auxiliar, todos normalmente abiertos. Los tres contactos principales habilitarán las señales de ± 24 Vdc y 0 V que posteriormente alimentarán a los contactores K1 y K2 del sistema.
- El pulsador de marcha/paro (S2) está formado por un botón verde de marcha (normalmente abierto) y un botón rojo de paro (normalmente cerrado). Por lo tanto, antes de arrancar el sistema, el circuito se encuentra abierto debido al botón de marcha.
- El interruptor de marcha se conecta en paralelo con el contacto auxiliar de K4 y seguidamente, en serie con éstos, el interruptor de paro.
- La bobina de activación de K2 se alimenta a través de los 24 Vac de salida del transformador. Una vez activada, los contactos de K2 se cierran todos.
- Al pulsar el botón de marcha, el circuito se cierra momentáneamente, activando la bobina de K2 y con ella los contactos de K2. Aunque se suelte el botón de marcha, el circuito quedará cerrado igualmente, por el contacto auxiliar de K4 que está en paralelo con el botón de marcha y que seguirá activado.
- El sistema seguirá funcionando hasta que se pulse el botón de paro, que abrirá el circuito y cortará la alimentación.

El contactor marcha/paro (K4) seleccionado es un contactor tripolar, que cuenta además con un contacto auxiliar, concretamente se ha elegido el modelo BF09 10 A024, del fabricante LOVATO Electric. El pulsador marcha/paro (S2) elegido es del fabricante Schneider Electric. Ambos vienen representados en las figuras 5.14 y 5.15.

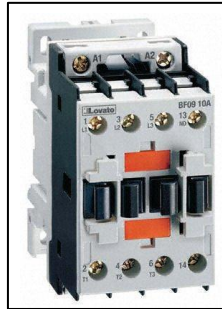


Figura 5.14. Contactor de marcha/paro (K4).

Fuente: RS-online.



Figura 5.15. Pulsador marcha/paro (S2).

Fuente: RS-online.

Además de estos dos elementos principales, se incluyen en el circuito de marcha/paro los siguientes elementos adicionales de seguridad, cuyos contactos estarán normalmente cerrados y se abrirán en caso de falta, provocando el paro forzado del sistema:

- Seta de emergencia (S1): Se trata de un elemento de seguridad activado de forma externa por el usuario del sistema. Al pulsarse este dispositivo se abre automáticamente el circuito marcha/paro y el sistema se detiene inmediatamente. Una vez activado el dispositivo, se queda fijo en la posición de contacto abierto, para volver al modo de operación normal, hay que girar la seta en una dirección especificada mediante unas flechas sobre la misma, de forma que vuelve a cerrar de nuevo el circuito. El modelo elegido es del fabricante ABB y se muestra en la figura 5.16.



Figura 5.16. Seta de emergencia (S1).

Fuente: RS-online.

- Interruptor fin de carrera de la puerta (K3): Este interruptor permanece cerrado cuando la puerta del armario se cierra, y se abre cuando la puerta del armario está abierta, abriendo por tanto el circuito de marcha/paro del sistema. Todo esto impide que se pueda manipular el armario mientras se encuentra en funcionamiento, evitando así el contacto con zonas del armario que se encuentran a elevado potencial que pueden suponer un peligro para el usuario del sistema. El modelo elegido es del fabricante Panasonic y se puede ver en la figura 5.17.

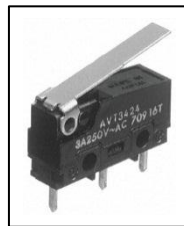


Figura 5.17. Interruptor fin de carrera de la puerta (K3).

Fuente: RS-online.

- Indicador luminoso (H1): Es un indicador colocado en el techo del armario que emite intensos destellos luminosos de forma intermitente para avisar que el sistema está alimentado y puede empezar a operar. El modelo seleccionado es el MOFLASH X80-02-01, que viene representado en la figura 5.18.



Figura 5.18. Indicador luminoso (H1).

Fuente: RS-online.

Capítulo 6. Conclusiones

6.1. Conclusiones del trabajo realizado

A lo largo del trabajo se ha ido diseñando y explicando cada una de las partes necesarias para componer la bancada experimental para posteriormente poder ensayar la máquina multifásica.

En la primera parte del trabajo se expusieron los distintos componentes que conformaban el sistema experimental, ya que para realizar el posterior diseño del sistema de control es fundamental conocer el funcionamiento de los componentes que el propio sistema ha de ser capaz de controlar.

Posteriormente, se hizo un estudio profundo de los módulos principales del DSP que servirán más adelante para el control del motor multifásico, tales como el módulo PWM, el ADC y el eQEP. Para cada uno de los módulos se buscó la configuración más eficiente que lograra que el control implementado posteriormente al motor multifásico fuera el óptimo. Concretamente, se ha elaborado un algoritmo para medir la velocidad de giro de la máquina, tanto para altas como para bajas velocidades, con una gran precisión, tal y como puede observarse en el ensayo realizado en la bancada del motor de 5 fases. En este aspecto, se puede concluir el DSP escogido cumple todas las necesidades requeridas para el sistema experimental que se pretende realizar, lo cual suponía uno de los objetivos buscados por este trabajo.

Además, se ha diseñado el sistema de control completo del sistema, cumpliendo así el objetivo principal del trabajo. Este diseño incorpora un esquema modular en el que cada placa realiza una adaptación independiente a las demás, siendo muy interesante a la hora de localizar pequeños fallos en el diseño y poder corregirlos. Cabe destacar el diseño de la placa de adquisición de datos, *datalogger*, que permitirá almacenar la evolución temporal de las variables del sistema en cada ensayo y posteriormente poder graficarlas en un software tipo *Matlab*.

Finalmente, se han diseñado los circuitos que han de conformar el armario eléctrico, con las protecciones correspondientes que ha de incluir, y los elementos de maniobra y control que permitirán la manipulación del armario por el usuario del mismo. Con este armario quedan diseñados todos los elementos necesarios para poner en marcha el sistema experimental deseado, cumpliendo de esta forma todos los objetivos fijados al inicio de este trabajo fin de grado.

6.2. Trabajos futuros

El siguiente paso a llevar a cabo es la implementación de todo el sistema diseñado a lo largo de este trabajo para poder poner en funcionamiento la bancada del motor multifásico y empezar a ensayar dicho motor. Para ello, se hace necesario realizar las siguientes tareas:

- Diseño de la placa de circuito impreso (PCB) utilizando *Altium Designer* y envío de dichos diseños al fabricante para la construcción física de las placas.
- Montaje mediante soldadura de todas las placas de circuito impreso con sus respectivos componentes.
- Montaje físico del armario eléctrico acorde al diseño realizado.
- Implementación de un código en C++ para cargarlo en el DSP del sistema de control, pudiendo realizar de esta forma ensayos para controlar la máquina multifásica de la bancada.

Además, a modo de ampliación del sistema, se podría elaborar una interfaz gráfica de usuario que permita el manejo del sistema a través de dicha interfaz gráfica, realizando tareas como la variación temporal de parámetros o la puesta en marcha o paro del sistema, facilitando con ello el manejo del mismo por parte del usuario. Dicha interfaz podría ser implementada en distintos software, tales como *Java* o *Labview*, por ejemplo.

Bibliografía

- [1] Levi, E.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Toliyat, H.A.; Williamson, S. “Multiphase induction motor drives – a technology status review”, IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 4, July 2007.
- [2] Levi, E. “Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications”, IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 55, No. 5, May 2008.
- [3] Wu, B.; Lang, Y.; Zargari, N.; Kouro, S. “Power Conversion and Control of Wind Energy System”, USA: A John Wiley&Sons, Inc., Publication, 2011.
- [4] Application Manual Power Modules, SEMIKRON International, [Fecha de consulta: 01/06/2015].
- [5] ELTRA S.p.A. “Incremental encoder description”, www.eltra.it, [Fecha de consulta: 07/06/2015].
- [6] Venegas Requena, Javier. “Encoder”, Mayo 2009, [Fecha de consulta: 07/06/2015].
- [7] Bermúdez Guzmán, Mario. Proyecto fin de carrera: “Control de velocidad de una máquina de corriente continua para emular turbinas eólicas”, Málaga: PFC Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales – Universidad de Málaga, junio de 2014.
- [8] Gómez Del Río, Manuel. Proyecto fin de carrera: “Control de un aerogenerador eólico trifásico”, Málaga: PFC Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales – Universidad de Málaga, septiembre de 2013.
- [9] Castillo Valenzuela, Sebastián. Proyecto fin de carrera: “Diseño, simulación y construcción de un inversor trifásico de tres niveles NPC para conexión a red”, Málaga: PFC Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales – Universidad de Málaga, febrero de 2014.

Bibliografía

- [10] TEXAS INSTRUMENTS. “TMS320C2000 Microcontrollers: Teaching Materials, Tutorials and Applications”.
- [11] TEXAS INSTRUMENTS. “SBAS562 AMC1100 datasheet” <http://www.ti.com> [Fecha de consulta: 07/05/2015].

Anexo A. Índice de figuras

Figura 2.1. Sistema experimental utilizado para el control del sistema de propulsión multifásico.	14
Figura 2.2. Motor multifásico del sistema experimental.	15
Figura 2.3. Esquema del convertidor de tensión de dos niveles trifásico.	16
Figura 2.4. Convertidor de tensión SKS-22F.	17
Figura 2.5. Fuente de alimentación del bus de continua de los convertidores.	19
Figura 2.6. Esquema del funcionamiento del encoder.	20
Figura 2.7. Señales del encoder para distintos sentidos de rotación.	20
Figura 2.8. Encoder incremental utilizado en el sistema experimental.	21
Figura 3.1. Control Card TMS320F28335 (vista anterior).	24
Figura 3.2. Control Card TMS320F28335 (vista posterior).	24
Figura 3.3. Detalle del duty cycle en la onda PWM.	25
Figura 3.4. Modulación PWM independiente con onda triangular.	26
Figura 3.5. Señales PWM de los módulos 1 y 2.	27
Figura 3.6. Señales PWM de los módulos 3 y 4.	27
Figura 3.7. Señales PWM de los módulos 5 y 6.	28
Figura 3.8. Tiempo muerto en conmutación de IGBTs.	29
Figura 3.9. Diagrama de bloques del módulo eQEP.	30
Figura 3.10. Funcionamiento del módulo QCAP.	31

Anexo A. Índice de figuras

Figura 3.11. Funcionamiento del módulo PCCU.	33
Figura 3.12. Franjas de medida con histéresis.	39
Figura 3.13. Diagrama de bloques del módulo ADC.	41
Figura 3.14. Valor digital convertido en el ADC.	41
Figura 3.15. Comienzo de la conversión por defecto con onda PWM.	42
Figura 3.16. Comienzos de conversiones programadas con ondas PWM.	43
Figura 3.17. Disparos de las conversiones frente a las conmutaciones de los IGBTs....	44
Figura 4.1. Diagrama de bloques de la estructura modular.	45
Figura 4.2. Esquemático de la generación de la alimentación de 3,3 V.	47
Figura 4.3. Esquemático de la lógica de errores.	48
Figura 4.4. Esquema de la placa base.	48
Figura 4.5. Esquema de la placa de adaptación de la velocidad.	53
Figura 4.6. Esquemático del circuito de adaptación de la velocidad.	55
Figura 4.7. Detalle del bloque Opto01 del esquemático de adaptación de la velocidad.	55
Figura 4.8. Montaje de etapas 2 y 3 de la adaptación de la velocidad.	56
Figura 4.9. Esquema de la placa de adaptación de la corriente.	59
Figura 4.10. Esquemático de la generación de referencia de 1,5 V.	61
Figura 4.11. Circuito electrónico para la adaptación de la medida de corriente.	62
Figura 4.12. Esquemático de la adaptación de la medida de corriente.	63
Figura 4.13. Bloque <i>Amp_FiltroPB_Inv</i> del esquemático de la adaptación de la medida de corriente.	63
Figura 4.14. Esquema de la placa de adaptación de la medida de tensión.	67
Figura 4.15. Esquemático de la generación de 1,5 V de referencia.	68
Figura 4.16. Esquemático de la generación de 0,3 V y 2,7 V de referencia.	69
Figura 4.17. Rango de tensiones a la entrada y a la salida del amplificador AMC1100.	70
Figura 4.18. Configuración para medida de tensión.	70
Figura 4.19. Esquemático de la adaptación de la medida de tensión.	72

Figura 4.20. Esquemático de la generación de la fuente aislada.	73
Figura 4.21. Esquemático de la generación de errores por sobretensión.	73
Figura 4.22. Esquema de la placa de gestión de los contactores.	75
Figura 4.23. Esquemático del disparo de un relé.....	77
Figura 4.24. Esquemático de la selección de inhabilitación de relés.	78
Figura 4.25. Circuito de disparo de los relés.	78
Figura 4.26. Esquema de la placa de adaptación del convertidor.....	82
Figura 4.27. Esquemático de la adaptación de las señales de error.....	83
Figura 4.28. Esquemático de la unión de señales de error.	84
Figura 4.29. Selección de las señales de error.	84
Figura 4.30. Unión de señales <i>break</i>	85
Figura 4.31. Esquemático de las tres etapas del circuito de adaptación.....	86
Figura 4.32. Esquemático de la habilitación de la alimentación del Darlington.	87
Figura 4.33. Esquemático del bloque Opto01 de la primera etapa de adaptación.....	87
Figura 4.34. Circuito de adaptación de la señal de error (ERROR = 15 V).....	88
Figura 4.35. Circuito de adaptación de la señal de error (ERROR = 0 V).....	88
Figura 4.36. Esquema de la placa de adaptación de la tarjeta de control.	90
Figura 4.37. Esquemático de configuración del puerto JTAG.	91
Figura 4.38. Esquemático del conexionado del puerto RS232.....	92
Figura 4.39. Esquema de la placa de almacenamiento de datos.....	93
Figura 4.40. Esquemático de la placa de almacenamiento de datos.....	94
Figura 5.1. Esquema del armario eléctrico (nivel inferior y nivel superior).	98
Figura 5.2. Interruptor magnetotérmico trifásico.	99
Figura 5.3. Interruptor diferencial trifásico + neutro.....	100
Figura 5.4. Contactor trifásico.....	100
Figura 5.5. Resistencia de descarga de los condensadores del bus de continua.....	102

Anexo A. Índice de figuras

Figura 5.6. Interruptor magnetotérmico monofásico.....	103
Figura 5.7. Interruptor diferencial monofásico.....	103
Figura 5.8. Relé DPDT de aparamenta.....	104
Figura 5.9. Fuente de alimentación 24 Vdc (G1).	105
Figura 5.10. Fuente de alimentación conmutada (G2).	105
Figura 5.11. Ventilador del techo del armario (M1).....	106
Figura 5.12. Transformadores del modelo utilizado (T1, T2).	107
Figura 5.13. Fusible 2,5 A.	108
Figura 5.14. Contactor de marcha/paro (K4).....	109
Figura 5.15. Pulsador marcha/paro (S2).	109
Figura 5.16. Seta de emergencia (S1).	110
Figura 5.17. Interruptor fin de carrera de la puerta (K3).	110
Figura 5.18. Indicador luminoso (H1).	110

Anexo B. Índice de tablas

Tabla 3.1. Velocidad mínima (rpm) a medir en función de X y $fclk$	36
Tabla 3.2. Tiempo máximo empleado (ms) en medir en función de X y $fclk$	37
Tabla 3.3. Parámetros de cada franja de medida.	39
Tabla 4.1. Componentes de la placa base.	51
Tabla 4.2. Componentes de la placa de adaptación de la velocidad.....	57
Tabla 4.3. Componentes de la placa de adaptación de la medida de corriente.	65
Tabla 4.4. Componentes de la placa de adaptación de la medida de tensión.	74
Tabla 4.5. Componentes de la placa de gestión de los contactores.	80
Tabla 4.6. Componentes empleados para la placa de adaptación del convertidor.	89
Tabla 4.7. Componentes seleccionados para la placa de adaptación de la tarjeta de control.....	92
Tabla 4.8. Componentes seleccionados para la placa de almacenamiento de datos.	95

Anexo C. Índice de gráficas

Gráfica 3.1. Resolución de la medida en función del tiempo de medida.	35
Gráfica 3.2. Tiempo de medida en función de la velocidad a medir.	38
Gráfica 3.3. Medida de la velocidad en ensayo <i>reversal</i>	40
Gráfica 4.1. Tensión de salida del circuito de adaptación de la velocidad en función de la tensión a la salida del optoacoplador.	56
Gráfica 4.2. Simulación de la adaptación de la medida de corriente.	64
Gráfica 4.3. Corriente de salida en función de las señales de activación.	79

Anexo D. Tablas de correspondencia

D.1. Conector Eurocard

FILA	COLUMNA A	COLUMNA B	COLUMNA C
1	+15V	AGND	-15V
2	DGND	DGND	DGND
3	3V3	3V3	3V3
4	I1	DSPGND	I2
5	I3	DSPGND	I4
6	I5	DSPGND	I6
7	I7	DSPGND	I8
8	V1	DSPGND	V2
9	V3	DSPGND	V4
10	V5	DSPGND	V6
11	V7	DSPGND	V8
12	TEMP1	VENT	TEMP2
13	J_BRK1_SW	DIR	J_BRK2_SW
14	OFF_IN	AN SPEED	GENERAL OFF
15	AGND	AGND	AGND
16	5V	5V	5V
17	PWM1	5V	PWM2
18	PWM3	5V	PWM4
19	PWM5	DSPGND	PWM6
20	PWM7	DSPGND	PWM8
21	PWM9	5V	PWM10
22	PWM11	5V	PWM12
23	HALT_DRV_SW	ERR1	RST_DRV
24	ERR2	ERR3	ERR4
25	OVERSPEED	DSPGND	OVERTEMP

26	OVERVOLT	CONTACTOR	OVERCURRENT
27	QA2	QB2	QI2
28	QA1	QB1	QI1
29	RX_A	5V	TX_A
30	RX_B	5V	TX_B
31	CAN_RX	DSPGND	CAN_TX
32	I2CSDA	DSPGND	I2CSCL

D.2. Tarjeta de control TMS320F28335 DIMM-100

Número de pin	Nombre	Tipo	Dirección
1	V33D-ISO	Comunicación	-
2	ISO-RX-RS232	Comunicación	Entrada
3	NC	NC	-
4	NC	NC	-
5	NC	NC	-
6	GND ISO	GND	-
7	CORRIENTE 1	Analógico	Entrada
8	GND	GND	Entrada
9	CORRIENTE 3	Analógico	Entrada
10	GND	GND	Entrada
11	CORRIENTE 5	Analógico	Entrada
12	GND	GND	Entrada
13	TENSION 1	Analógico	Entrada
14	GND	GND	Entrada
15	TENSION 3	Analógico	Entrada
16	GND	GND	Entrada
17	TENSION 5	Analógico	Entrada
18	BRK1	Digital	Salida
19	AN SPEED	Analógico	Entrada
20	DIR	Digital	Entrada
21	CORRIENTE 7	Analógico	Entrada
22	OFF IN	Digital	Salida
23	PWM1A	PWM	Salida
24	PWM2A	PWM	Salida
25	PWM3A	PWM	Salida
26	PWM4A	PWM	Salida
27	GND	GND	Entrada

Anexo D. Tablas de correspondencia

28	PWM5A	PWM	Salida
29	PWM6A	PWM	Salida
30	RST_DRV	Digital	Salida
31	CFG	Configuración DSP	-
32	CFG	Configuración DSP	-
33	ERR1	Digital	Entrada
34	ERR4	Digital	Entrada
35	QEPA-2	Digital	Entrada
36	QEPI-2	Digital	Entrada
37	GND	GND	Entrada
38	CANTX-B / SPIp1	Comunicación	Salida
39	SCITX-B/SPIp2	Comunicación	Salida
40	QEPA-1	Digital	Entrada
41	OVERSPEED	Digital	Salida
42	CFG	Configuración DSP	-
43	RS232-RX	Comunicación	Entrada
44	OVERTEMP	Digital	Entrada
45	I2CSDA/SYNC PWM-ADC	Comunicación	-
46	OVERCURRENT	Digital	Entrada
47	GND	GND	Entrada
48	JTAG	Programación	-
49	JTAG	Programación	-
50	JTAG	Programación	-
51	V33D-ISO	Comunicación	-
52	ISO-TX-RS232	Comunicación	Salida
53	NC	NC	-
54	NC	NC	-
55	NC	NC	-
56	GND-ISO	GND	-
57	CORRIENTE 2	Analógico	Entrada
58	GND	GND	Entrada
59	CORRIENTE 4	Analógico	Entrada
60	GND	GND	Entrada
61	CORRIENTE 6	Analógico	Entrada
62	GND	GND	Entrada
63	TENSION 2	Analógico	Entrada
64	GND	GND	Entrada
65	TENSION 4	Analógico	Entrada
66	NC	NC	-
67	TENSION 6	Analógico	Entrada

Anexo D. Tablas de correspondencia

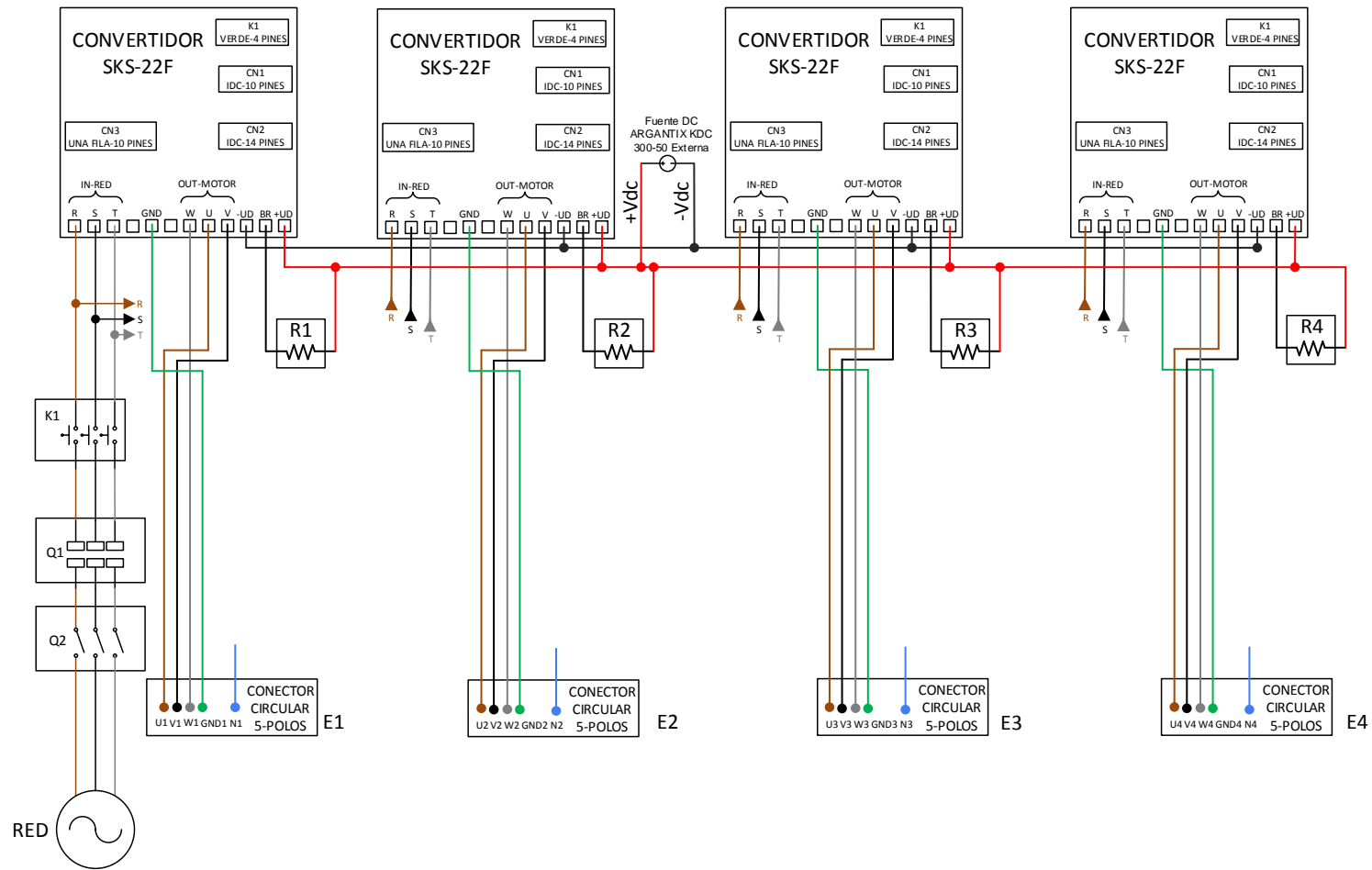
68	BRK2	Digital	Entrada
69	TEMP	Analógico	Entrada
70	VENT	Digital	Salida
71	CORRIENTE 8	Analógico	Entrada
72	GENERAL OFF	Digital	Salida
73	PWM1B	PWM	-
74	PWM2B	PWM	-
75	PWM3B	PWM	-
76	PWM4B	PWM	-
77	5Vin	5V	Entrada
78	PWM5B	PWM	-
79	PWM6B	PWM	-
80	HALT DRV SW	Digital	Salida
81	CFG	Configuración DSP	-
82	5Vin	5V	Entrada
83	ERR1	Digital	Entrada
84	ERR3	Digital	Entrada
85	QEPB-2	Digital	Entrada
86	CONTACTOR	Digital	Salida
87	5Vin	5V	Entrada
88	CANRX-B/SPIp3	Comunicación	Entrada
89	SCIRX-B/SPIp4	Comunicación	Entrada
90	QEPB-1	Digital	Entrada
91	QEPI-1	Digital	Entrada
92	5Vin	5V	Entrada
93	SCITX-A ISO232	Comunicación	Salida
94	OVERVOLT	Digital	Entrada
95	I2CSCL	Comunicación	-
96	5Vin	5V	Entrada
97	JTAG	Programación	-
98	JTAG	Programación	-
99	JTAG	Programación	-
100	JTAG	Programación	-

Anexo E. Esquemas del armario eléctrico

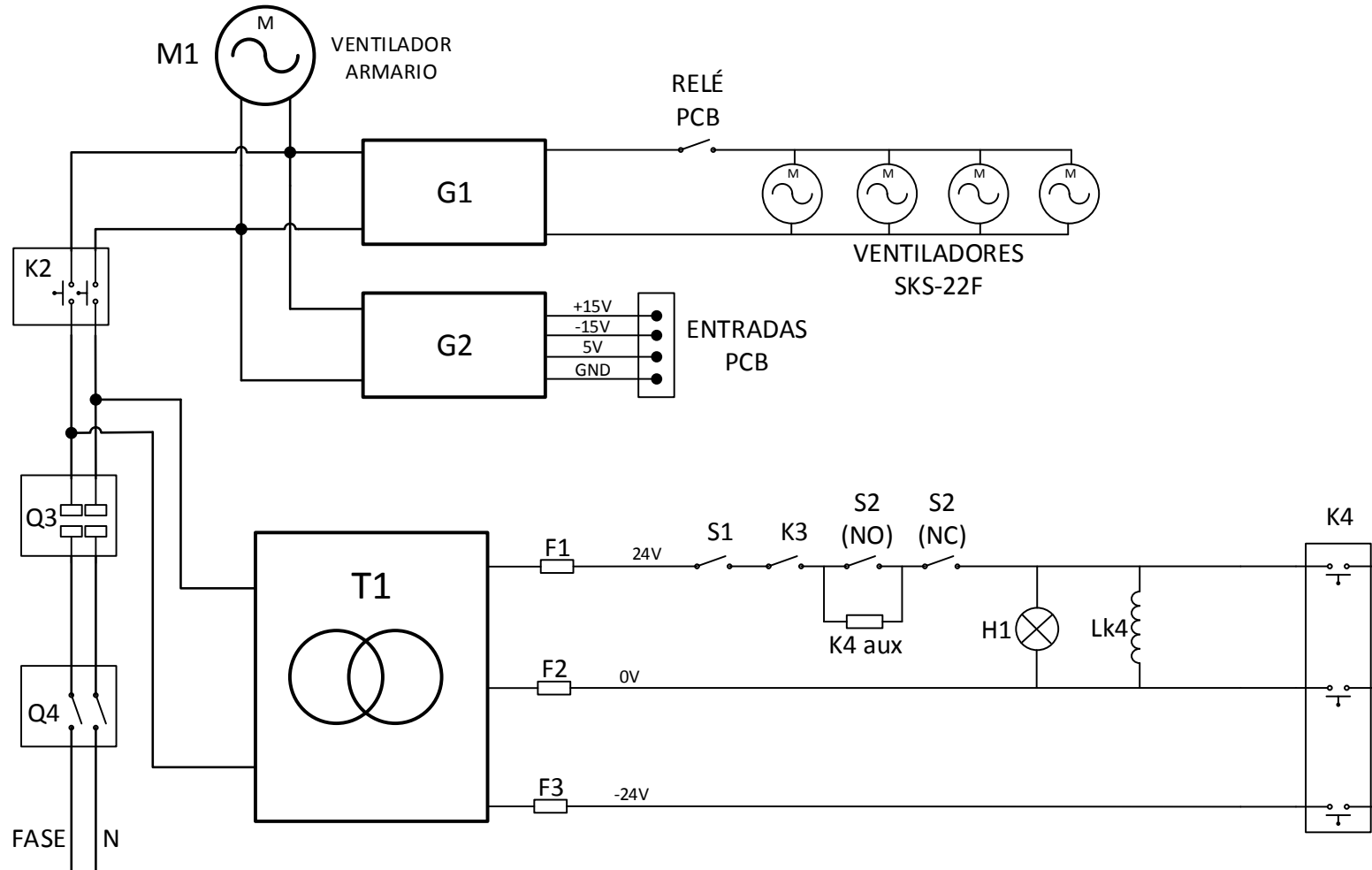
E.1. Nomenclatura de los componentes del armario

Nomenclatura	Descripción
E1-E4	Conector circular en panel, 5P HEMBRA, 32 A
F1-F3	Fusible 5x20 mm, 250 V, 2,5 A
G1	Fuente alimentación 50 W. Salida: +24 Vdc
G2	Fuente alimentación 60 W. Salida: +5 Vdc, ±15 Vdc
H1	Indicador luminoso, 10-100 Vdc, 20-72 Vac
K1	Contactador, 3P, 40 A
K2	Relé DPDT, 24 Vac
K3	Fin de carrera puerta (NO)
K4	Contactador, 3P, 24 Vac
M1	Ventilador techo armario
Q1	Magnetotérmico, 3P, 25 A
Q2	Diferencial, 3P+1N, 25 A/30 mA
Q3	Magnetotérmico, 1P+N, 10 A
Q4	Diferencial, 1P+N, 25 A/30 mA
R1-R4	Resistencia de break para SKS-22F, 470 Ω , 250 W
S1	Seta stop (NC)
S2	Interruptor de marcha (NO)/paro (NC)
S3	Interruptor trifásico de dos posiciones
T1	Transformador, 2X24 Vac, 75 VA

E.2. Circuitos de potencia



E.3. Circuitos auxiliares y de aparamenta



Anexo F. Código DSP

```

/*=====
                                MAIN eQEP
                                Author: Juan Pérez
=====*/
#include "DSP2833x_Device.h"

// DEFINICIÓN DE CONSTANTES

#define FRECUENCIA_MUESTREO_HZ 10000 //frecuencia muestreo en Hz
#define DEADBAND_VALUE 150
#define frecuencia 25
#define Tm 1/FRECUENCIA_MUESTREO_HZ // Sampling Period (s)
#define pwm_period 75000000/f_pwm // 37500000/(2*FRECUENCIA_MUESTREO_HZ)
#define pi 3.141592653589; // PWM CNTR overflow flag
#define CONST_VELOC_RADSEC 0.06283185
#define CONST_VELOC_RPM 0.6
#define CONST_VELOC_HZ 0.01
#define RADPSTORPM (float) 9.549296 // Conversion Constant from rad/s to rpm
#define RADPSTOHZ (float) 0.159155 // Conversion Constant from rad/s to Hz
#define HZTORADPS (float) 6.283185 // Conversion Constant from Hz to rad/s
// TBCTL (Time-Base Control)
// =====
// TBCTR MODE bits
#define TB_COUNT_UP 0x0
#define TB_COUNT_DOWN 0x1
#define TB_COUNT_UPDOWN 0x2
#define TB_FREEZE 0x3
// PHSEN bit
#define TB_DISABLE 0x0
#define TB_ENABLE 0x1
// PRDL bit
#define TB_SHADOW 0x0
#define TB_IMMEDIATE 0x1
// SYNCOSSEL bits
#define TB_SYNC_IN 0x0
#define TB_CTR_ZERO 0x1
#define TB_CTR_CMPB 0x2
#define TB_SYNC_DISABLE 0x3
// HSPCLKDIV and CLKDIV bits
#define TB_DIV1 0x0
#define TB_DIV2 0x1

```

```

#define TB_DIV4 0x2
#define TB_DIV8 0x3
#define TB_DIV16 0x4
// PHSDIR bit
#define TB_DOWN 0x0
#define TB_UP 0x1
// CTRDIR bit
#define TB_CTRDIR_DOWN 0x0
#define TB_CTRDIR_UP 0x1
// CMPCTL (Compare Control)
// =====
// LOADAMODE and LOADBMODE bits
#define CC_CTR_ZERO 0x0
#define CC_CTR_PRD 0x1
#define CC_CTR_ZERO_PRD 0x2
#define CC_LD_DISABLE 0x3
// SHDWAMODE and SHDWBMODE bits
#define CC_SHADOW 0x0
#define CC_IMMEDIATE 0x1
// AQCTLA and AQCTLB (Action-qualifier Control)
// =====
// ZRO, PRD, CAU, CAD, CBU, CBD bits
#define AQ_NO_ACTION 0x0
#define AQ_CLEAR 0x1
#define AQ_SET 0x2
#define AQ_TOGGLE 0x3
// DBCTL (Dead-Band Control)
// =====
// MODE bits
#define DB_DISABLE 0x0
#define DBA_ENABLE 0x1
#define DBB_ENABLE 0x2
#define DB_FULL_ENABLE 0x3
// POLSEL bits
#define DB_ACTV_HI 0x0
#define DB_ACTV_LOC 0x1
#define DB_ACTV_HIC 0x2
#define DB_ACTV_LO 0x3
// PCCTL (chopper control)
// =====
// CHPFREQ bits
#define CHP_DIV1 0x0
#define CHP_DIV2 0x1
#define CHP_DIV3 0x2
#define CHP_DIV4 0x3
#define CHP_DIV5 0x4
#define CHP_DIV6 0x5
#define CHP_DIV7 0x6
#define CHP_DIV8 0x7
// CHPDUTY bits
#define CHP1_8TH 0x0
#define CHP2_8TH 0x1
#define CHP3_8TH 0x2
#define CHP4_8TH 0x3
#define CHP5_8TH 0x4
#define CHP6_8TH 0x5
#define CHP7_8TH 0x6
// TZCTL (Trip-zone Control)

```

```

// =====
// TZA and TZB bits
#define TZ_HIZ 0x0
#define TZ_FORCE_HI 0x1
#define TZ_FORCE_LO 0x2
// ETSEL (Event-trigger Select)
// =====
// INTSEL, SOCASEL, SOCBSEL bits
#define ET_CTR_ZERO 0x1
#define ET_CTR_PRD 0x2
#define ET_CTRU_CMPA 0x4
#define ET_CTRD_CMPA 0x5
#define ET_CTRU_CMPB 0x6
#define ET_CTRD_CMPB 0x7
// SOCAEN, SOCBEN, INTEN
#define ET_ETSEL_ENABLE 0x1
#define ET_ETSEL_DISABLE 0x0
// ETPS (Event-trigger Prescale)
// =====
// INTPRD, SOCAPRD, SOCBPRD bits
#define ET_DISABLE 0x0
#define ET_1ST 0x1
#define ET_2ND 0x2
#define ET_3RD 0x3
// =====
// Const eQEP
#define UPEVENTDIV1 0x00
#define UPEVENTDIV2 0x01
#define UPEVENTDIV4 0x02
#define UPEVENTDIV8 0x03
#define UPEVENTDIV16 0x04
#define SYSCLKDIV1 0x00
#define SYSCLKDIV2 0x01
#define SYSCLKDIV4 0x02
#define SYSCLKDIV8 0x03
#define SYSCLKDIV16 0x04
#define SYSCLKDIV32 0x05
#define SYSCLKDIV64 0x06
#define SYSCLKDIV128 0x07
#define VELOCFACTORX1 (float) 94247.77961
#define VELOCFACTORX2 (float) 188495.5592
#define VELOCFACTORX4 (float) 376991.1184
#define VELOCFACTORX8 (float) 753982.2369
#define VELOCFACTORX16 (float) 1508000
#define VSTEPMAX (float) 3.2
#define QCPRDMAX 40000L
#define QCPRDMIN 10000L
#define wm_MAX (float) 110 // rad/seg
#define QEPUTOPRD 900000L // Unit Out Time Period
#define QEPCNTMAX 10000L // EQEP Counter Maximum Value
#define VELOCK (float) 94247.77961

// FUNCIONES EXTERNAS
extern void InitSysCtrl(void);
extern void InitPieCtrl(void);
extern void InitPieVectTable(void);
extern void InitCpuTimers(void);

```

```

extern void ConfigCpuTimer(struct CPUTIMER_VARS *, float, float);

// FUNCIONES DEFINIDAS EN EL FICHERO
void Gpio_select(void);
void Setup_ePWM1(void);
void Setup_eQEP(void);

//INTERRUPCIONES
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
interrupt void eQEP_isr(void);

// VARIABLES GLOBALES
float Ia_medido;
float wm_k;
float wm_km1;
// eQEP
float eqeptmr = 1;
float hdx = 0;
float wm_kp1max = 0;
float wm_kp1min = 0;
float chgflag = 0; //Uint16
int stvel = 2;
float velocfactor = 376991.1184; // for X = 4
float velocfactor_x1_x16= 5890.486225; //for X=1; SYSCLOCKDIV16
float velocfactor_x1_x32= 2945.243113; //for X=1; SYSCLOCKDIV32

float factorwm[5] = {VELOCFACTORX1, VELOCFACTORX2, VELOCFACTORX4,
VELOCFACTORX8, VELOCFACTORX16};
float uvdiv[5] = {UPEVENTDIV1, UPEVENTDIV2, UPEVENTDIV4, UPEVENTDIV8,
UPEVENTDIV16}; //Uint16
float veloc_radsec;
float veloc_rpm;
float veloc_hz;
float veloc_radsec;
float veloc_rpm;
float veloc_hz;
float hvfactor = 0.1047197551; // for QEPUTOPRD=900000L
float hvel_radsec;
float hvel_hz;
float auxeqeptmr=0; //Uint 16
float wm_ref; // Valor inicial de wm_ref

float f_pwm; //Frecuencia del PWM
float Duty1A,Duty2A;
int estado=1;
int inicio=1;
float transicion;

/*#####
MAIN CODE
#####*/
void main(void) // main
{
    float Vrpm;
    float Lvelocidad_rpm=0;
    float Hvelocidad_rpm=0;
    InitSysCtrl(); // Basic Core Init from DSP2833x_SysCtrl.c
    EALLOW;

```

```

SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF; // Re-enable the watchdog
EDIS; // 0x00AF to NOT disable the Watchdog, Prescaler = 64
DINT; // Disable all interrupts
Gpio_select(); // GPIO9, GPIO11, GPIO34 and GPIO49 as output to 4 LEDs
at Peripheral Explorer Board
Setup_ePWM1(); // ePWM register mapping
InitPieCtrl(); // basic setup of PIE table; from DSP2833x_PieCtrl.c
InitPieVectTable(); // default ISR's in PIE
Setup_eQEP();

EALLOW;
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr; // CPU Interrupt Address
PieVectTable.EQEP1_INT = &eQEP_isr; // eQEP Interrupt Address
EDIS;

InitCpuTimers(); // basic setup CPU Timer0, 1 and 2
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,150,1); //100000
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; // CPU Timer 0

IER |=1;
EINT;
ERTM;

CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0; // start timer0

while(1) // while
{
    while(CpuTimer0.InterruptCount == 0);
    CpuTimer0.InterruptCount = 0;
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55; // service WD #1
    EDIS;

    Lvelocidad_rpm=veloc_radsec*RADPSTORPM;
    Hvelocidad_rpm=hvel_radsec*RADPSTORPM;
    if(Hvelocidad_rpm>0)
    {
        transicion=Hvelocidad_rpm;
    }
    else
    {
        transicion=-Hvelocidad_rpm;
    }
    if(estado==1 && transicion>15 && inicio!=1)
    {
        EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = UPEVENTDIV1; // EQEP Unit
Event /2 (X=4)
        EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = SYSCLKDIV16;
        estado=2;
    }
    if(estado==2)
    {
        if(transicion>70)
        {
EQEP Unit Event (X=1)
            EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = UPEVENTDIV4; //
            EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = SYSCLKDIV1;
            estado=3;
        }
    }
}

```

```

        }
        if(transicion<10)
        {
EQEP   Unit Event (X=1)
            EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = UPEVENTDIV1; //
            EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = SYSCLKDIV32;
            estado=1;
        }
    }
    if(estado==3 && transicion<60)
    {
Event /2 (X=4)
        EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = UPEVENTDIV1; // EQEP   Unit
        EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = SYSCLKDIV16;
        estado=2;
    }

    } // while
} // main

void Gpio_select(void) // GPIO_Select
{
    EALLOW; // Enable writing to EALLOW protected registers
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0; // GPIO15 ... GPIO00 = General Purpose
I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0; // GPIO31 ... GPIO16 = General Purpose
I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0; // GPIO47 ... GPIO32 = General Purpose
I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0; // GPIO63 ... GPIO48 = General Purpose
I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0; // GPIO79 ... GPIO64 = General Purpose
I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0; // GPIO87 ... GPIO80 = General Purpose
I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0; // GPIO0-31 as inputs
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0; // GPIO63-32 as inputs
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0; // GPIO87-64 as inputs
    //##### SA_UP & SA_DOWN #####
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // ePWM1A active
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; // Configure GPIO0 as digital
Output
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1; // Clear GPIO0
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // ePWM2A active
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1; // Configure GPIO2 as digital
Output
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1; // Clear GPIO2
    EDIS; // Disable writing to EALLOW protected registers
} // GPIO_Select

void Setup_eQEP(void) // Setup_eQEP
{
    // GPIO Configure:
    EALLOW; // Enable writing to EALLOW protected registers
    SysCtrlRegs.PCLKCR3.bit.GPIOINENCLK = 1; // Enable the   SYSCLKOUT to
the GPIO

```



```

SysCtrlRegs.PCLKCR1.bit.EQEP1ENCLK = 1; // EQEP1 Module is Clocked by
the SYSCLKOUT
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 1; // JP3 #13 GPIO20 as
EQEP1A(Input)
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 1; // JP3 #14 GPIO21 as
EQEP1B(Input)
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO23 = 1; // JP3 #14 GPIO23 as
EQEP1I(Input)
EDIS; // Disable writing to EALLOW protected registers
// End GPIO Configure
// QDU Module Configuration:
EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSRC = 00; // EQEP1 as Quadrature Count Mode
EQep1Regs.QDECCTL.bit.QAP = 0; // EQEP1A input      polarity No Effect
EQep1Regs.QDECCTL.bit.QBP = 0; // EQEP1B input      polarity No Effect
EQep1Regs.QDECCTL.bit.QIP = 0; // EQEP1I input      polarity No Effect
EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSP = 0; // EQEP1S polarity    No Effect
EQep1Regs.QDECCTL.bit.SWAP = 0; // Quadrature-clock inputs are not
swaped
EQep1Regs.QDECCTL.bit.IGATE = 0; // Disable gating of      index pulse
EQep1Regs.QDECCTL.bit.XCR = 0; // 2x Resolution      Count
EQep1Regs.QDECCTL.bit.SOEN = 0; // Disable position compare      syn
output
EQep1Regs.QDECCTL.bit.SPSEL = 0; // Index pin is used      for sync
output
// End QDU Module Configuration
// PCCU Module Configuration:
EQep1Regs.QEPCTL.bit.WDE = 0; // Disable the EQEP      watchdog timer
EQep1Regs.QEPCTL.bit.QCLM = 1; // EQEP capture      latch on Unit Time
Out
EQep1Regs.QEPCTL.bit.QPEN = 1; // Enable EQEPposition counter
EQep1Regs.QEPCTL.bit.PCRM = 3; // Position Counter      Reset on Unit Time
Event
EQep1Regs.QEPCTL.bit.SEI = 0; // Strobe Eventactions disable
EQep1Regs.QEPCTL.bit.IEI = 0; // Index Event      actions disable
EQep1Regs.QEPCTL.bit.SWI = 0; // Software      Initialization action
enable
EQep1Regs.QEPCTL.bit.IEL = 0; // Index Event Latch      Reserved
EQep1Regs.QEPCTL.bit.SWI = 0; // Enable Software      initialization
EQep1Regs.QEPCTL.bit.FREE_SOFT = 0x10; // Position Counter is
Unaffected by emulation suspend
// End PCCU Module Configuration
EQep1Regs.QPOSINIT = 0; // EQEP Counter      Initial Position
EQep1Regs.QPOSMAX = QEPCNTMAX; // EQEP Counter      Max Position
EQep1Regs.QPOSCMP = QEPCNTMAX; // EQEP Position      Compare
EQep1Regs.QCTMR = 0; // EQEP Position      Compare
// Position-Compare Configuration:
EQep1Regs.QPOSCTL.bit.PCSHDW = 0; // EQEP Position-      Compare Load
Immediate
EQep1Regs.QPOSCTL.bit.PCLOAD = 0; // Position Compare      Loads in
QPOSCNT=0
EQep1Regs.QPOSCTL.bit.PCPOL = 0; // Polarity of sync      output
Active High pulse output
EQep1Regs.QPOSCTL.bit.PCE = 0; // Position Compare      Disable
// End Position-Compare Configuration
// Edge Capture Unit Configuration:
//w_measure = velocfactor * X/dT
EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = UPEVENTDIV1;
//EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = UPEVENTDIV4; // EQEP Unit Event /2 (X=4)

```

Anexo F. Código DSP

```
    //EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = SYSCLKDIV1; // EQEP Capture Timer
    Prescaler /1
    //EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = SYSCLKDIV16; // EQEP Capture Timer
    Prescaler /1
    EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = SYSCLKDIV32; // ultrabaja velocidad:
    mínimo 0.428 rpm con X=1
    EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN = 1; // EQEP Capture is Enable
    // End Edge Capture Unit Configuration
    //UTIME Configuration:
    EQep1Regs.QUPRD = QEPUTOPRD;
    // Unit Time Out Period
    EQep1Regs.QEPCTL.bit.UTE = 1; // Enable the EQEP Unit Timer
    //End UTIME Configuration
    // Unit Time Out Interrupt:
    IER |= M_INT5; // Enable EQEP1 CPU-PIEIER5 for INT5 (Group 5)
    PieCtrlRegs.PIEIER5.bit.INTx1 = 1; // Enable the EQEP1_INT PIEIER5.1
    to interrupt request sent to CPU Level
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK5 = 1; // Clear the PIEACK of Group 5
    for enables Interrupt Request at CPU Level
    EQep1Regs.QEINT.bit.UTO = 1; // Unit Time OutInterrupt Enable
    // End Unit Time Out Interrupt
} // Setup_eQEP

interrupt void cpu_timer0_isr(void) // CPU Interrupt Subrutine
{
    // CPU Interrupt Subrutine
    CpuTimer0.InterruptCount++;
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA; // service WD #2
    EDIS;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
} // CPU Interrupt Subrutine

interrupt void eQEP_isr() // eQEP Interrupt Subrutine
{
    if(EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF) // Forward Direction QDF=1, but the
    position of the encoder is reverse
    {
        eqeptmr = 0 - (float)EQep1Regs.QCPRDLAT;
        hdx = 0 - (float)EQep1Regs.QOSLAT;
    }
    else // Reverse Direction QDF=0
    {
        eqeptmr = (float)EQep1Regs.QCPRDLAT;
        hdx = (float)QEPCNTMAX - (float)EQep1Regs.QOSLAT;
    }

    hvel_radsec = (float)hdx*(float)hvfactor;

    if(estado==1)
    {
        veloc_radsec = (float)velocfactor_x1_x32/(float)eqeptmr;
    }
    else if(estado==2)
    {
```

```
        veloc_radsec = (float)velocfactor_x1_x16/(float)eqeptmr;
    }
    else if(estado==3)
    {
        veloc_radsec = (float)velocfactor/(float)eqeptmr;
    }

    if(hdx==0 && eqeptmr<30000)
    {
        veloc_radsec = 0;
    }
    inicio=0;

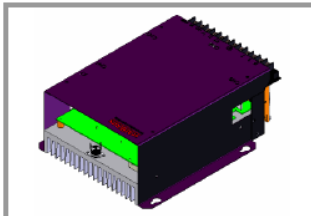
    EQep1Regs.QCLR.bit.UTO = 1; // Clears Unit Time Out Interrupt Flag
    EQep1Regs.QCLR.bit.INT = 1; // Clears Global EQEP1 Interrupt Flag
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK5 = 1; // Clear the PIEACK of Group 5 for
enables Interrupt Resquest at CPU Level
} // eQEP Interrupt Subrutine

/*=====
End of SourceCode
=====*/
```


Anexo G. Fichas técnicas

G.1. Convertidor de tensión

SEMISTACK - IGBT



SEMISTACK 1)

Three-phase inverter

SKS 22F B6U+E1CIF+B6CI 13 V12
 SK 30 GB 128
 SK 30 GAL 123
 SK 95 D 12
 P 35/260F
 SKHI 20opA
 Preliminary Data

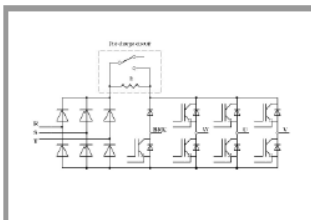
Features

- Compact design
- Hall Effect Current Sensor
- Circuit for soft charge the capacitors
- IGBT Braking chopper
- Vce monitoring

Typical Applications

- AC Motor Control
- Elevator
- Industrial

1) Photo non- contractual

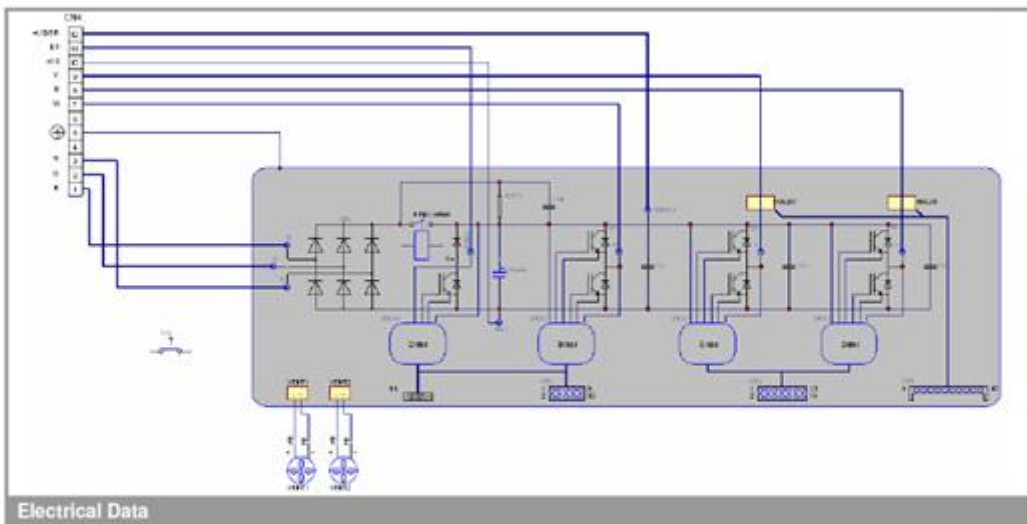
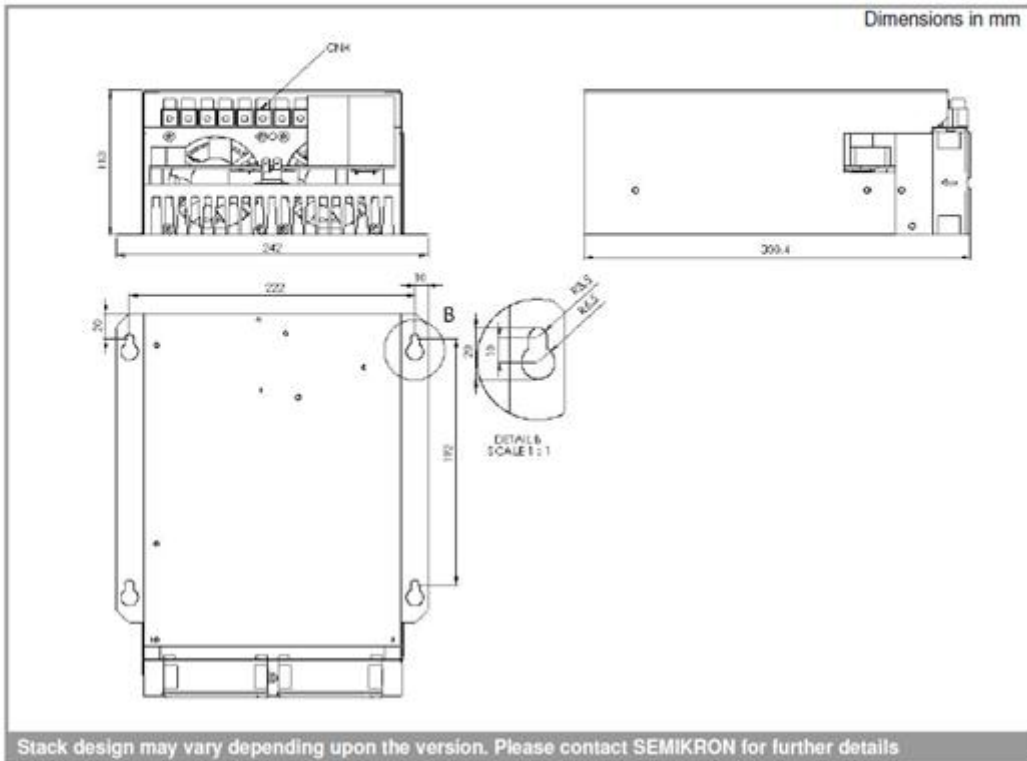


B6U+E1CIF+B6CI

Circuit	I _{rms}	V _{ac} (V _{dc})		Types
B6CI	22	380	750	SKS 22F B6U+E1CIF+B6CI 13 V12

Symbol	Conditions	Values	Units
I _{rms} max	No overload; 10 kHz	22	A
T _{amb} = 35 °C	150% overload, 60s every 10min (I _{ov} /I _N)	27/18	A
	200% overload, 10s every 10min (I _{qv} /I _N)	30/15	A
V _{ce} max		1200	V
f _{sw} max	Absolute maximum switching frequency	15	kHz
f _{sw} maxCsl	Advise maximum switching frequency	6	kHz
C	Type EPCOS B43303A0687	680/400	µF/V
C _{eqvl}	Equivalent capacitor bank	1360/800	µF/V
T _{ds%}	Discharge time of the capacitor bank	240	s
V _{DC} max	Max DC voltage applied to capacitor bank	750	V
Rectifier		380	V _{ac}
V _{net} max	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T _{vj}	Junction temperature for continous operation	-40...+125	°C
T _{stg}	without requirement of reforming of capacitors	-20...+40	°C
T _{amb}		-20...+55	°C
V _{isol}	60Hz/1min	2500	V
w	Aprox. total weight	5.5	Kg
Cooling	Fan, DC power supply	24	V
	Current Consumption (per fan)	0.11	A
	Required air flow (per fan)	42.5	m ³ /h
Losses	B6CI, Converter at P _{max} , T _{amb} = 35 °C	300	W
	Efficiency	97	%
Current sensor	Hall-type LEM LAH 25-NP		
Thermal trip	normally closed	71	°C
Others components	Relay Metalltex J1NAC3		
Options			
Tests	Functional Test		
	Short Circuit Test		
	Visual Inspection		
	-		

SEMISTACK - IGBT



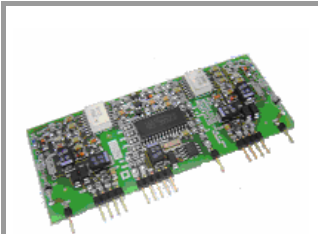
SEMISTACK - IGBT

Connectors						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN1:1	TOP W	Top phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:2	ER W	Vce phase W error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:3	BOT W	Bot phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:4	GND	Ground		0		V
CN1:5	Vin(BRK)	Break input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:6	ER BRK	Vce Break error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:7	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:8	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:9	GND	Ground		0		V
CN1:10	GND	Ground		0		V
CN2:1	TOP U	Top phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:2	ER U	Vce phase U error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:3	BOT U	Bot phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:4	GND	Ground		0		V
CN2:5	TOP V	Top phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:6	ER V	Vce phase V error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:7	BOT V	Bot phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:8	GND	Ground		0		V
CN2:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:10	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:11	GND	Ground		0		V
CN2:12	GND	Ground		0		V
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				
CN3:1	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:2	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:3	GND	Ground		0		V
CN3:4	HALL U	Output Hall phase U				
CN3:5	HALL V	Output Hall phase V				
CN3:6		NC				
CN3:7	GND	Ground		0		V
CN3:8	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:9	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:10						
CN4:1	R	Input Phase R	176	220	253	V
CN4:2	S	Input Phase S	176	220	253	V
CN4:3	T	Input Phase T	176	220	253	V
CN4:4	(+)	Positive FAN Power Supply		24		V
CN4:5	(-)	Reference FAN Power Supply				
CN4:6		NC				
CN4:7	U	Output U Inverter Phase		220	253	V
CN4:8	V	Output V Inverter Phase		220	253	V
CN4:9	W	Output W Inverter Phase		220	253	V
CN4:10	-UD	DC Link Negative				
CN4:11	BR	Break Resistor Input				
CN4:12	+UD/BR	DC Link Positive Reference and Break Resistor Input				
K1:1		NC				
K1:2	CIS	Charge Input Signal	0	0/18	26,5	V
K1:3	GND	Ground		0		V
K1:4		NC				

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

G.2. Driver del convertidor de tensión

SKHI 20 opA



SEMIDRIVER®

SKHI 20opA

Preliminary Data

SEMIDRIVER®

Features

- For IGBT with V_{CES} up to 1200V
- Dual driver for half bridge IGBT modules
- May be used as two independent single drivers
- CMOS compatible input drivers
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring with soft turn-off
- Secondary side supply under voltage protection
- Error memory, output signal with external or automatic reset
- Interlock TOP/BOTTOM
- DC BUS up to 800V

Typical Applications

- IGBT Driver for UPS, inverter drivers, welding inverter and SMPS

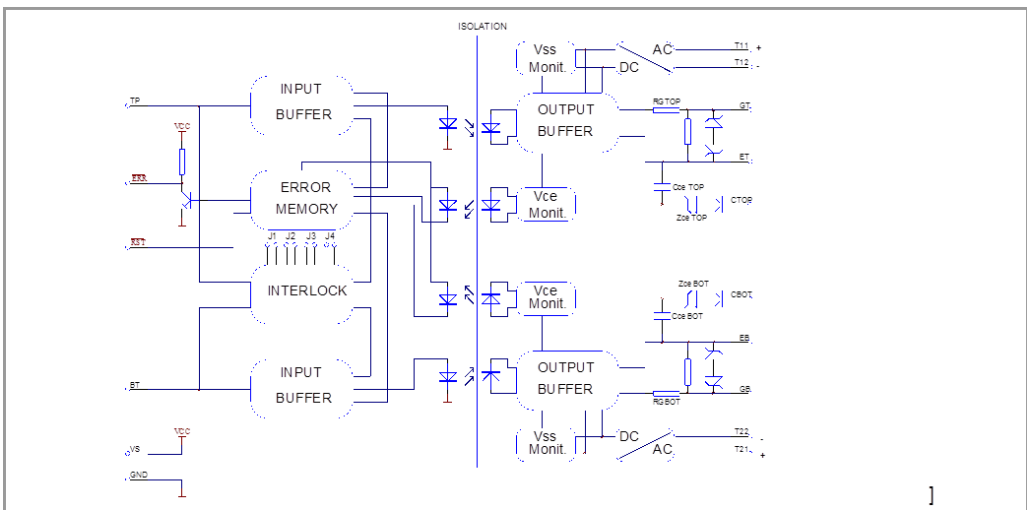
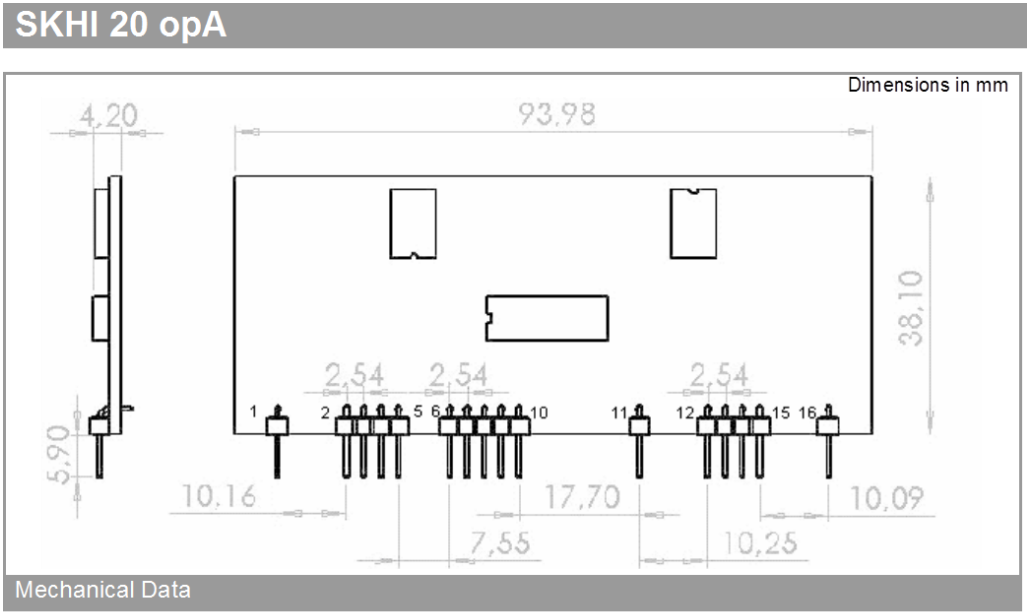
Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Term	Value	Types
V_S	Supply voltage primary	18	V
V_{SS}	Supply voltage secondary	30	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	2,5	A
f_{max}	max. switching frequency	100	kHz
V_{CE}	Collector-Emitter voltage sense across the IGBT	1000	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	15	kV/ μ s
V_{isolIO}	Isolation test voltage input-output (1 min. AC)	2500	Vac
R_{Gmin}	Minimum rating for R_G	7.5	\square
T_{op}	Operating temperature	- 40... + 70	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	- 40... + 85	$^{\circ}$ C

Electrical Characteristics ($T_a=25^{\circ}$ C)					
Symbol	Term	min	typ	max	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_S	Supply current primary side			45	mA
V_{SS}	Isolated supply voltage secondary side	24	25,5	27	V
I_{SS}	Isolated supply current secondary side			20	mA
V_i	Input signal voltage (on/off)		15 / 0		V
V_{IT+}	Input threshold voltage (High)	11,0	12,4		V
V_{IT-}	Input threshold voltage (Low)		4,8	6,4	V
R_{in}	Input resistance		10		k \square
$V_{G(on)}$	Turn-on gate voltage output		15	16	V
$V_{G(off)}$	Turn-off gate voltage output	-9	-8	-6	V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance		10		k \square
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	350	550	750	ns
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	500	700	900	ns
t_{TD}	Top-bottom interlock dead time		4 ¹⁾		μ s
V_{CEstat}	Ref. voltage for V_{CE} monitoring	6,5	7 ²⁾	7,5	V
$t_{d(err)}$	Error input-output propagation time		0,6		μ s
$t_{pERRreset}$	Error reset time		9 ²⁾		μ s
C_{ps}	Coupling capacity primary-secondary		3		pF
w	weight		17,5		g

¹⁾ Factory adjusted; see table Jumper Settings for other values.

²⁾ For resetting the driver is necessary to turn off both pulses (top and bottom) or put reset signal low for at least 9 μ s.

³⁾ V_{ce} threshold is adjustable.



Jumper 1 (JP1)	Jumper 2 (JP2)	Jumper 3 (JP3)	Interlock Time t_{TD}
close	open	Close	0.25 μ s
close	open	Open	2 μ s
open	open	Close	3 μ s
open	open	Open	4 μ s
x	close	X	no interlock

The interlock circuit prevents the two IGBTs (top/bottom) to switch at the same time, and its dead time can be adjusted with the jumpers JP1 and JP3 as above. This feature can be disabled by solder bridging the pads of JP2. JP4 is not used in this version, left it open always.

SKHI 20 opA

Jumper Settings

C_{CE} e Z_{CE} are applied for adjusting the steady-state threshold and short circuit dynamic. The Vce monitoring must remain disabled for a short time period following the turn-on of the IGBT to allow the collector voltage to fall below the voltage threshold. This time is set by the C_{CE} capacitor and the voltage threshold is set by the Z_{CE} zener diode.

The disable time is calculated by the following formula:

$$t_{\text{disable}} = (68 + C_{CE}) * 7 / 250 \text{ usec.} \quad (C_{CE} \text{ is in pF})$$

The voltage threshold is calculated by the following formula:

$$V_{\text{threshold}} = (7 - 1.4 * V_{\text{Zener}}) \text{ V} \quad (V_{\text{Zener}} \text{ is the zener voltage})$$

Vce Setting

PIN No.	Designation	Explanation
6	RST	reset input signal (active low)
7	TP	switching signal top input (15V logic)
8	ER	error output, low=error, Max 30V/15mA
9	VS	+15V (± 3%) voltage supply
10	GND	related earth for input signals
11	BT	switching signal bottom input (15V logic)

Primary side PIN array

PIN No.	Designation	Explanation
1	CTOP	collector output IGBT 1 (TOP)
2	GT	gate output IGBT 1 (TOP)
3	ET	emitter output IGBT 1 (TOP)
4	T11	related earth for power supply (TOP)
5	T12	Switching signal for power supply ($f_{sw}=450\text{kHz}/V_{pk}=27\text{V}$)
12	T22	Switching signal for power supply ($f_{sw}=450\text{kHz}/V_{pk}=27\text{V}$)
13	T21	related earth for power supply (BOTTOM)
14	EB	emitter output IGBT 1 (BOTTOM)
15	GB	gate output IGBT 1 (BOTTOM)
16	CBOT	collector output IGBT 1 (BOTTOM)

The driver has an internal rectifier for the power supply of the secondary sides. The power supply for secondary sides can be a square wave of maximum 450kHz (50% duty cycle) and 27V peak.

Secondary side PIN array

This technical information specifies devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Sales Information

Code	Description	Description 2	Status
97627930	SKHI 20 opA		K

G.3. Sonda Hall del convertidor de tensión



Current Transducer LA 25-NP

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.

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



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	25	At				
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 36	At				
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$					
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$				
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$				
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$				
	with ± 15 V	@ ± 25 At _{max}	100 320	@ ± 36 At _{max}	100 190	100 185	Ω
I_{SN}	Secondary nominal current rms	25	mA				
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5 : 1000					
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 15	V				
I_C	Current consumption	10 + I_S	mA				

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
ϵ_L	Linearity error	< 0.2	%
I_O	Offset current ¹⁾ @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
		± 0.05	± 0.15
I_{OM}	Magnetic offset current ²⁾ @ $I_p = 0$ and specified R_M , after an overload of 3 x I_{PN}	0°C .. + 25°C	± 0.05 ± 0.15
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.06 ± 0.25
		- 25°C .. + 85°C	± 0.10 ± 0.35
		- 40°C .. + 85°C	± 0.5
			± 1.2
t_r	Response time ³⁾ to 90 % of I_{PN} step	< 1	µs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/µs
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 45 .. + 90	°C
R_p	Primary coil resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25	mΩ
R_s	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	115
			Ω
R_{IS}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	MΩ
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Notes: ¹⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning
²⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit
³⁾ With a di/dt of 100 A/µs.

Features

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

Advantages

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

Applications

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

Application domain

- Industrial.



Current Transducer LA 25-NP

Isolation characteristics			
V_d	Rms voltage for AC insulation test, 50 Hz, 1 min	2.5	kV
\hat{V}_w	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	9	kV
		Min	
dCp	Creepage distance	10.63	mm
dCI	Clearance	10.63	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group IIIa)	175	

Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
dCp, dCI, \hat{V}_w	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Basic insulation	1700 V	1700 V
Reinforced insulation	600 V	600 V

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.

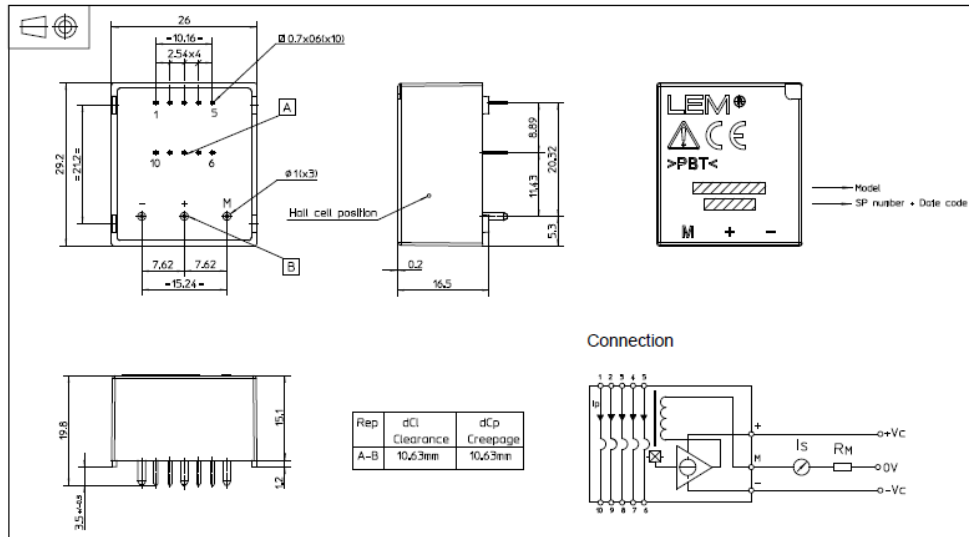


Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply). Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage. This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation. A protective housing or additional shield could be used. Main supply must be able to be disconnected.



Dimensions LA 25-NP (in mm)



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



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins Ø 1 mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

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

G.4. Fuente de DC para alimentar el bus de continua

Argantix KDC Series		5–15 kW	
Overview		30–600 V	
<ul style="list-style-type: none"> • High Precision Power Very high precision, very low noise, excellent dynamics • 5 to 15 kW And Beyond Modular construction supports 5, 10 and 15 kW versions. Higher output using parallel operation of multiple KDC units. • Protection Modes User selectable constant voltage trip or constant current modes. • Built-in Measurements Voltage, current and power readback capability standard. • Transient Programming User defined output sequence programming from the front panel. • Standard RS232C Interface and optional GPIB. Instrument drivers and software support for easy system integration. <p>Compact Power The KDC Series packs up to 15 kW of DC power into a small rack mount chassis. Despite the high power density of this design, the KDC Series provides low noise, stable output.</p> <p>A full set of measurements is built-in to provide instant feedback on EUT load characteristics.</p> <p>The KDC Series offers all the basic DC power supply capabilities needed for a wide range of applications and provides cost effective alternative to larger and more expensive products typically used for these applications.</p> <p>Easy To Use Controls Simple menu driven operation and familiar rotary controls for setting voltage and current ensures that the KDC Series Power Supplies are easy to operate. All front panel controls including the rotary knobs are digitally encoded for long lasting, trouble free operation. The voltage and current control knobs can be used to quickly slew output parameters.</p> <p>The intuitive front panel controls allow for easy operation of the supply by both novice and experienced users alike.</p>			
		<p>AMETEK Programmable Power 9250 Brown Deer Road San Diego, CA 92121-2267 USA</p>	
			
858.458.0223		sales@ProgrammablePower.com	
		63	

KDC Series : Specifications

Output

Power: Maximum 5, 10 or 15 kW
 Voltage: Line Regulation: < 0.1% of Range
 Load Regulation: < 0.1% of Range
 Accuracy: $\pm 0.05\%$ Setting + 0.1% Range
 Transient Response: Voltage will recover to within 2% of voltage range within 2 msec for a 30 % load step.
 Stability: $\pm 0.05\%$ of max. rating per 8 hours after 30 mins warmup at fixed line, load and temperature.

Current

Line Regulation: < 0.1% of Range
 Load Regulation: < 0.1% of Range
 Accuracy: $\pm 0.05\%$ Setting + 0.1% Range
 Stability: $\pm 0.05\%$ of setting after 8 hour warmup at fixed line, load and temperature.

Input

Voltage: 208 - 10 % to 230 + 10% VAC
 400 \pm 10 % VAC
 480 \pm 10 % VAC
 All inputs are L-L, 3 phase, 3-wire plus safety ground. Input rating must be specified at time of order.
 Current RMS: Typical RMS current per phase at low line input voltage.
 Power Factor: > 0.65
 Efficiency: > 85 % at full load.

Power Level			
Volt	5 kW	10 kW	15 kW
187V	27 A	54 A	81 A
360V	15 A	30 A	45 A
432V	12 A	24 A	36 A

Measurements

Voltage
 Accuracy: 0.05% + 0.1% Full Scale
 Resolution: 0.025% Full Scale

Current
 Accuracy: 0.1% + 0.2% Full Scale
 Resolution: 0.025% Full Scale

Power
 Accuracy: 0.2% + 0.3% Full Scale
 Resolution: 0.05% Full Scale

Protection
 Over temperature, short circuit, over current protection, open sense.

Controls and Indicator

Controls: Dual digitally encoded rotary knobs, Function keys, Output on/off, Power on/off

Indicators

Display: Alphanumeric LCD, dual line.
 LED's for: Output on/off, CC mode, CV mode, CP mode and Remote.

Remote Control

A standard RS232C is included with all KDC Series DC Power Supplies. An optional GPIB/IEEE-488 with analog RPV (0-10 VDC) input is available as well.

RS232C / RS485 - Standard

9 pin D-shell connector, 115200 baud max., SCP syntax.

-I-F option:

IEEE-488 Interface
 IEEE-488 (GPIB) talker/listener.
 Subset: AH1, C0, DC1, DT1, L3, PPO, RL2, SH1, SR1, T6
 IEEE-488.2 SCP syntax

Analog Interface:

Voltage control: 0-10 VDC, 0-5 VDC or R for 0-100% range
 Current control: 0-10 VDC, 0-5 VDC or R for 0-100% range
 VO Connectors: Analog VO, 15 Pin D-sub, Isolated
 Auxiliary MO, 9 Pin D-sub nonisolated.
 Functions:
 Remote Output On/Off
 Trigger Input
 Function strobe out.
 Volt Monitor out
 Current Monitor out

Environmental

Temperature Coefficient
 Voltage set point: 0.02%/°C of V Range
 Current set point: 0.03%/°C of I Range

Ambient Temperature
 Operating: 0° to 40° C / 32° to 104° F
 Storage: -40° to 75° C / -40° to 167° F

Humidity
 Operating: 0 to 80% RH, non condensing

Cooling
 Forced air, side and top intake, rear exhaust.

© 2009 AMETEK Programmable Power All rights reserved. AMETEK Programmable Power is the trademark of AMETEK Inc., registered in the U.S. and other countries. Elga, Sorensen, California Instruments, and Power Ten are trademarks of AMETEK Inc., registered in the U.S.

KDC Series : Specifications

5–15 kW

Mechanical

Dimensions

Height: 5.25" / 133.35 mm
 Width: 19" / 482.6 mm
 Depth: 22.19" / 563.3 mm excl. bus bars
 and cover 24.74" / 628.4 mm incl. bus
 bars and cover
 Weight 15 kW 10 kW 5kW
 Net: 84 lbs. 70 lbs. 56 lbs.
 38.1 Kg 32 Kg 25.4 Kg
 Shipping (approx.): 110 lbs. 96 lbs. 82 lbs.
 50 Kg 44 Kg 37.2 Kg

Rack Mounting

Unit must be supported by shelf or brackets when mounted in 19" cabinet. No provisions for rack slides are made on instrument.

Ordering Information

Model

All KDC Series model numbers specify voltage and current range.

KDC VVV-CCC-LLL-XX.

VVV = Voltage

CCC = Current

LLL = Input Line Voltage

XX = Options

Refer to table shown for model numbers and configurations.

Supplied with

User manual and programming manual on CD ROM.
 Windows GUI software on CD ROM.
 RS232C serial cable.

Options

-F GPB / IEEE-488 interface and analog remote voltage programming option.

Ordering Examples:

Model	Description
KDC 50-200-208	Output voltage 50 Vdc, maximum current is 200 Adc, line input is 208 V line to line, three phase. Includes standard RS232C remote interface.
KDC 80-187-400-F	Output voltage 80 Vdc, maximum current is 187 Adc, line input is 400 V line to line, three phase. Includes optional IEEE/RS232 and analog interfaces.

XDS Series Products

For applications requiring only basic controller functions but similar power levels and voltage ranges as the KDC Series, refer to the Argantix XDS Series.

KDC Series - Models ¹				
Model	Output			RMS Noise & Ripple (Typ.)
	KW	Volts	Amps	
KDC 30-167	5	30	166.7	15 mV
KDC 30-333	10	30	333.3	15 mV
KDC 30-500	15	30	500	15 mV
KDC 50-100	5	50	100	15 mV
KDC 50-200	10	50	200	15 mV
KDC 50-300	15	50	300	15 mV
KDC 80-62	5	80	62.5	25 mV
KDC 80-125	10	80	125	25 mV
KDC 80-187	15	80	187.5	25 mV
KDC 100-50	5	100	50	25 mV
KDC 100-100	10	100	100	25 mV
KDC 100-150	15	100	150	25 mV
KDC 150-33	5	150	33.3	25 mV
KDC 150-66	10	150	66.7	25 mV
KDC 150-100	15	150	100	25 mV
KDC 300-17	5	300	16.7	100 mV
KDC 300-33	10	300	33.3	100 mV
KDC 300-50	15	300	50	100 mV
KDC 600-8	5	600	8.3	250 mV
KDC 600-17	10	600	16.7	250 mV
KDC 600-25	15	600	25	250 mV

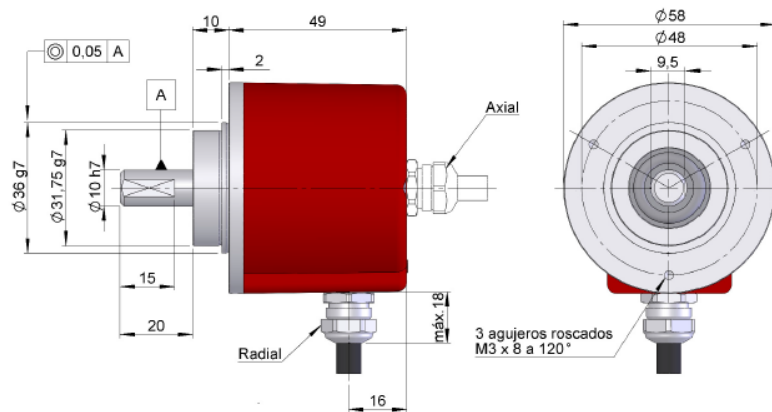
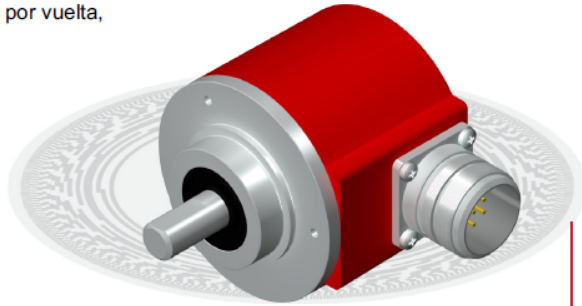
Note 1: Contact factory for availability of models with output voltage ranges not listed here.

G.5. Encoder

SERIE 10

ENCODER INCREMENTAL EJE SALIENTE PARA APLICACIONES INDUSTRIALES

- Disponible cualquier número de impulsos por vuelta, de 1 hasta 10.000
- Diámetro exterior 58 mm
- Eje de 6 a 12 mm
- Protección IP65 según DIN 40050
- Gran flexibilidad en bridas y diferentes configuraciones
- Ejecuciones mecánicas, electrónicas y ópticas especiales bajo pedido
- Conexión cable (disponible cualquier longitud de cable) o conector industrial



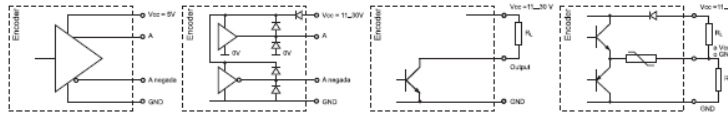
Previo montaje e instalación del encoder, se recomienda la lectura del apartado "CONSIDERACIONES TÉCNICAS".

CARACTERÍSTICAS MECÁNICAS

Cuerpo	Aluminio.
Eje	Acero inoxidable.
Rodamientos	De bolas.
Vida de los rodamientos	1x10 ⁶ rev.
Nº máx. rev. permisible mecánicamente	6000 rpm.
Protección contra polvo y salpicaduras según DIN 40050	IP65.
Momento de inercia del rotor	30 gcm ² .
Par de arranque a 20°C (68°F)	Max. / 2,0 Ncm.
Carga máxima admisible sobre eje axial	40 N.
Carga máxima admisible sobre eje radial	60 N.
Peso aprox.	0,5 Kg.
Gama de temperatura en funcionamiento	-20°C a +80°C.
Vibración	100 m/s ² (10Hz...2000Hz).
Impacto	1000 m/s ² (6ms).
Nº máximo de impulsos por vuelta	10.000.
Conexión axial o radial	Cable 2 metros o conector industrial. (otras long. de cable o conector aéreo sobre pedido).

CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS

SEÑALES DE SALIDA



	RS422 (TTL compatible)	Push-Pull Diferencial	NPN Open Collector	Push-Pull sin complementarias
Tensión de Alimentación	5 V ±5%	11...30 V	11...30 V	11...30V
Consumo	Típico: 70 mA Máximo: 150 mA	Típico: 45 mA Máximo: 150 mA	40 mA	Típico: 45 mA Máximo: 150 mA
Capacidad de carga máxima	±20 mA	±30 mA	40 mA	±30 mA
Longitud de cable admisible	1200 m	100 m	50 m (a 24 V)	50 m
Nivel de señal "Low"	$V_{OL} < 0,5 V$	$V_{OL} < 2,5 V$	$V_{OL} < 0,4 V$ (a 24 V)	$V_{OL} < 2,5 V$
Nivel de señal "High"	$V_{OH} > 2,5 V$	$V_{OH} > V_{CC} - 3 V$	$V_{OH} > 22 V$ (a 24 V)	$V_{OH} > V_{CC} - 3 V$
Frecuencia	300 kHz	200 kHz	100 kHz	200 kHz
Protección contra Cortocircuito	Si	Si	No permanente	Si
Protección Inversión Polarida	No	Si	Si	Si

Canal B adelanta 90° eléctricos canal A

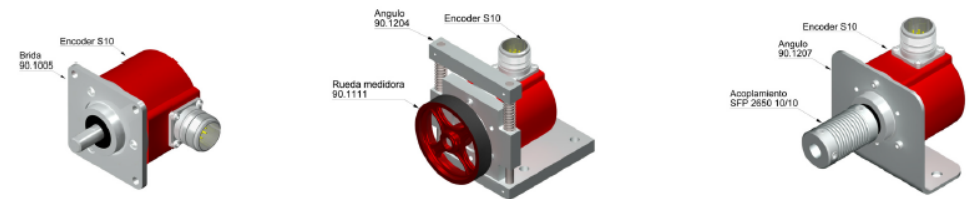
CONEXIONADO

	Cable 5x0,14	Cable 3x2x0,14+2x0,34	90.9504 DIN 43650	90.9507 Mil 7p	90.9508 M12 8p	90.9510 Mil 10p	90.9512 M23 12p
GND	Amarillo	Negro	1	A	1	A	1
Vcc	Blanco	Rojo	2	B	2	B	2
A	Marrón	Amarillo	3	C	3	C	3
B	Verde	Verde	4	D	4	D	4
A complementaria		Marrón		E	5	E	5
B complementaria		Azul		F	6	F	6
0 (referencia)	Gris	Gris		G	7	G	7
0 complementario	Gris	Naranja		G	8	H	8

REFERENCIA

SERIE	EJE	BRIDA	SEÑALES SALIDA	CONEXIÓN	SALIDA ELECTRONICA	NUMERO DE IMPULSOS	EJECUCION ESPECIAL
10	●	●	●	●	●	●●●●●●	●●●●●●
	1- Ø10 x 20 mm 2- Ø6 x 10 mm 3- Ø8 x 20 mm 5- Ø9,52 x 20 mm 6- Ø6,35 x 10 mm 8- Ø12 x 20 mm	1- Sin brida 2- 90.1002 3- 90.1003 4- 90.1004 5- 90.1005 7- 90.1006	1- A 2- A + B 3- A + B + 0 5- AA + BB 6- AA + BB + 00 9- A + B + 0	1- 90.9504 radial 3- Cable radial 4- 90.9507 radial 5- 90.9512 radial 6- 90.9504 axial 8- Cable axial 9- 90.9507 axial 0- 90.9512 axial M- 90.9510 radial N- 90.9510 axial L- 90.9508 radial K- 90.9508 axial	0- Open collector NPN 11...30V 1- Push-Pull 11...30V (sin complementarios) 7- Standard RS422. 5V. Compatible TTL 9- Diferencial line driver. Push-Pull 11...30V		

ACCESORIOS



Todos los accesorios disponibles en los apartados "MODULOS ELECTRONICOS Y CONTADORES" y "ACCESORIOS DE MONTAJE".

S10_01



www.hohner.es - info@hohner.es - Tel: (00 34) 972 160 017 - Fax: (00 34) 972 160 230