

UAH

DISEÑO HARDWARE DE UNA TARJETA DE CONTROL Y COMUNICACIONES

**Máster Universitario en Sistemas
Electrónicos Avanzados. Sistemas
Inteligentes**

Departamento de Electrónica

Presentado por:

D. DAVID SÁNCHEZ SALVADOR

Dirigido por:

Dra. SIRA E. PALAZUELOS CAGIGAS

Alcalá de Henares, a 22 de mayo de 2017

ÍNDICE GENERAL

Capítulo	Descripción	Página
1.	RESUMEN	1-1
2.	ABSTRACT	2-1
3.	INTRODUCCIÓN DEL PROYECTO	3-1
3.1	OBJETIVOS DEL PROYECTO	3-1
3.2	ALCANCE DEL PROYECTO	3-1
3.3	FLUJO DE TRABAJO	3-2
4.	REQUISITOS Y DESCRIPCIÓN DEL DISEÑO	4-1
4.1	DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	4-1
4.2	DEFINICIÓN DEL MÓDULO	4-2
4.2.1	Descripción	4-2
4.2.2	Diagrama de bloques	4-3
4.3	ESPECIFICACIONES Y RENDIMIENTO	4-4
4.3.1	Procesador.....	4-4
4.3.2	Memorias de Programa y Datos	4-5
4.3.3	Mantenimiento	4-5
4.3.4	Drivers	4-5
4.3.5	Fuentes de alimentación.....	4-5
4.3.6	Modos de funcionamiento	4-5
4.4	INTERFACES EXTERNOS.....	4-6
4.4.1	Interfaz con módulo procesador de vídeo.....	4-6
4.4.2	Interfaz con los actuadores	4-9
4.4.3	Interfaz con la óptica.....	4-15
4.4.4	Interfaz con el detector	4-15
4.4.5	Alimentación	4-16
4.4.6	Otros	4-17
4.4.7	Definición de conector Interfaz procesadora.....	4-18
4.4.8	Definición de conector de motores.....	4-20
4.4.9	Resto de conectores	4-21
4.5	CARACTERÍSTICAS FUNCIONALES	4-22
4.5.1	Comunicaciones.....	4-22

ÍNDICE GENERAL

Capítulo	Descripción	Página
4.5.2	Sensor de temperatura interno	4-22
4.5.3	Memoria NV	4-22
4.5.4	Medida de tiempo de funcionamiento del cooler	4-22
4.5.5	Built in test (BIT).....	4-22
4.5.6	Standby.....	4-23
4.5.7	Power off.....	4-23
4.6	CARACTERÍSTICAS FÍSICAS.....	4-24
4.6.1	Tarjeta de Circuito Impreso	4-24
4.6.2	Tecnología	4-24
4.6.3	Consumo.....	4-24
4.6.4	Tamaño	4-24
4.6.5	Posicionado de los conectores.....	4-25
4.7	FACTORES DE CALIDAD DEL SISTEMA	4-26
4.7.1	Mantenibilidad	4-26
4.8	CONDICIONES AMBIENTALES.....	4-26
4.9	COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA	4-26
4.10	HERRAMIENTAS DE DISEÑO	4-27
4.10.1	Altium	4-27
5.	DISEÑO Y DESARROLLO	5-1
5.1	DIAGRAMA DE BLOQUES	5-1
5.2	DISEÑO POR ETAPAS.....	5-2
5.2.1	Microcontrolador.....	5-2
5.2.2	Dispositivos auxiliares	5-7
5.2.3	Alimentaciones.....	5-12
5.2.4	Comunicaciones.....	5-29
5.2.5	Drivers de motores PP.....	5-33
5.2.6	Drivers de motores CC	5-37
5.2.7	Encoders y fin de carrera	5-40
5.2.8	Control referencia térmica.....	5-41
5.2.9	Control refrigeración/cooler.....	5-47
5.2.10	Otros.....	5-50
5.2.11	Conectores	5-54
5.3	CONSIDERACIONES LAYOUT PCB	5-56

ÍNDICE GENERAL

Capítulo	Descripción	Página
5.3.1	Requisitos mecánicos.....	5-56
5.3.2	Requisitos de posicionado	5-57
5.3.3	Requisitos de rutado	5-58
5.3.4	Requisitos de serigrafiado.....	5-59
5.4	REPRESENTACIÓN 3D	5-60
6.	CONCLUSIONES	6-1
6.1	TRABAJOS FUTUROS	6-2
7.	PRESUPUESTO Y PLIEGO DE CONDICIONES	7-3
7.1	MATERIAL EMPLEADO EN LA REALIZACIÓN DEL PROYECTO	7-3
7.2	PRESUPUESTO	7-4
7.2.1	Costes materiales	7-4
7.2.2	Costes de desarrollo	7-4
8.	BIBLIOGRAFÍA	8-1
9.	SIGLAS Y TÉRMINOS	9-2
10.	ANEXO	10-1
10.1	LISTA DE MATERIALES.....	10-1
10.2	ESQUEMA ELÉCTRICO TARJETA.....	10-6

ÍNDICE FIGURAS

Descripción	Página
Figura 2-1. Diagrama de flujo de trabajo.....	3-2
Figura 3-1. Diagrama de bloques del sistema CT.....	4-2
Figura 3-2 Diagrama de bloques T. CTRL MCA.	4-4
Figura 3-3 Dimensiones T. CTRL MCA.	4-24
Figura 3-4. Esquema de posicionado de los conectores fijos.	4-25
Figura 4-1. Diagrama alimentaciones T. CTRL.....	5-1
Figura 4-2. Diagrama microcontrolador T.CTRL.....	5-2
Figura 4-3. Esquema eléctrico circuito de reset.	5-7
Figura 4-4. Esquema eléctrico puerto de mantenimiento.....	5-8
Figura 4-5. Esquema eléctrico contador de horas.	5-9
Figura 4-6. Esquema eléctrico sensor de temperatura.	5-10
Figura 4-7. Esquema eléctrico memoria no volátil.	5-11
Figura 4-8. Esquema eléctrico protecciones de entrada.	5-12
Figura 4-9. Esquema eléctrico alimentación 3V3.....	5-14
Figura 4-10. PTH12060W: Eficiencia vs corriente de salida.	5-16
Figura 4-11. Esquema de diseño PTH12060.....	5-17
Figura 4-12. Esquema eléctrico PTH12060.	5-18
Figura 4-13. Esquema eléctrico LT8610AB.	5-21
Figura 4-14. Esquema de simulación LT8610AB.....	5-22
Figura 4-15. Curvas DC/DC LT8610AB.	5-22
Figura 4-16. Diagrama alimentación ED_A_VCC.....	5-24
Figura 4-17. Diagrama potencias etapa ED_A_VCC.....	5-25
Figura 4-18. Esquema eléctrico ED_A_VCC.....	5-25
Figura 4-19. Esquema eléctrico DC/DC aislado 12V.	5-27
Figura 4-20. Esquema eléctrico bites de alimentación.....	5-28
Figura 4-21. Diagrama comunicaciones externas.	5-29
Figura 4-22. Entradas/salidas ADuM5401.	5-30
Figura 4-23. Esquema eléctrico comunicaciones aisladas.	5-31
Figura 4-24. Esquema eléctrico comunicación serie RS-422.	5-32
Figura 4-25. Esquema eléctrico líneas discretas.	5-32
Figura 4-26. Esquema simplificado driver motor paso a paso.	5-33
Figura 4-27. Esquema eléctrico DAC referencia paso a paso.	5-34

ÍNDICE FIGURAS

Descripción	Página
Figura 4-28. Control de corriente.	5-35
Figura 4-29. Esquema eléctrico driver motor paso a paso.	5-36
Figura 4-30. Diagrama motor BDC.	5-37
Figura 4-31. Diagrama funcional driver A3950.	5-38
Figura 4-32. Esquema eléctrico driver A3950.	5-39
Figura 4-33. Esquema eléctrico buffers.	5-40
Figura 4-34. Diagrama funcional DRV8412.	5-42
Figura 4-35. Esquema eléctrico driver potencia TEC.	5-45
Figura 4-36. Esquema eléctrico lectura RTD.	5-46
Figura 4-37. Selección alimentación cooler.	5-47
Figura 4-38. Señales control cooler.	5-48
Figura 4-39. High-side y low-side switch.	5-49
Figura 4-40. Esquema eléctrico control cooler.	5-50
Figura 4-41. Circuito de opto aislamiento.	5-50
Figura 4-42. Esquema eléctrico control ventiladores y calentadores.	5-51
Figura 4-43. Esquema eléctrico LEDs indica.	5-54
Figura 4-44. Pinout conector M80-5301042.	5-55
Figura 4-45. Dimensiones PCB.	5-56
Figura 4-46. Vista cara TOP.	5-60
Figura 4-47. Vista cara BOTTOM.	5-60

ÍNDICE TABLAS

Descripción	Página
Tabla 3-1. Modos de funcionamiento.	4-5
Tabla 3-2. Alimentaciones procesador de vídeo.	4-8
Tabla 3-3. Alimentaciones de los detectores.	4-9
Tabla 3-4. Pinout conector Procesadora de Vídeo.	4-18
Tabla 3-5. Pinout conector interfaz motores.	4-20
Tabla 4-1. Comparativa de microcontroladores PIC32.	5-5
Tabla 4-2. Comparativa DC-DCs 12V/3V3.	5-15

ÍNDICE TABLAS

Descripción	Página
Tabla 4-3. Comparativa DC/DCs de bajo rizado.....	5-19
Tabla 4-4. Potencia estimada regulador 12V.....	5-26
Tabla 4-5. Selección de modo driver paso a paso.....	5-36
Tabla 4-6. Conexiones PIC.....	5-51
Tabla 4-7. Configuración indicadores LED.....	5-54
Tabla 4-8. Pinout conector Cooler.....	5-55
Tabla 4-9. Pinout conector auxiliar.....	5-55
Tabla 6-1. Presupuesto costes materiales.....	7-4
Tabla 6-2. Presupuesto costes desarrollo.....	7-4
Tabla 8-1. Siglas y términos.....	9-2
Tabla 9-1. Lista de materiales T. CTRL MCA.....	10-1

1. RESUMEN

En la actualidad convivimos con infinidad de sistemas electrónicos, desde pequeños *weareables* como las pulseras inteligentes a grandes equipos como radares, pasando por equipos sin ningún tipo de lógica programada como una radio. Estos dispositivos electrónicos se desarrollan en base a un software generalmente, obviando la diferencia de complejidad según la aplicación, pero todos ellos se crean sobre un hardware. Dicho hardware puede ser una PCB sencilla con algunos componentes o un conjunto de tarjetas electrónicas que interactúan entre sí.

En el diseño hardware se trabaja a partir de especificaciones y requisitos funcionales que marcan dichas tarjetas y equipos electrónicos. Es un trabajo extendido en el que se tiende a la especialización en sectores: médico, industrial, aeroespacial, comercial...

En este proyecto se ha realizado el diseño de una tarjeta electrónica para un sistema real a partir de unas determinadas especificaciones técnicas marcadas por el proyecto.

2. ABSTRACT

Nowadays we live together with many electronic systems, from small wearables like smart bracelets to big equipments like radars, passing through equipments without any programmed logic like a radio. These electronic devices are generally based on a software development, obviating the difference of complexity according to the application, but all of them are manufactured on a hardware. Hardware can be a simple PCB with some components or a set of electronic boards which interact with each other.

Hardware design starts off from specifications and functional requirements which conditions board design and electronic equipment design. It is an extended work which tends to specialization in sectors: medical, industrial, aerospace, commercial ...

In this project it has been made the design of an electronic board for a real system based on different technical specifications marked by the project.

3. INTRODUCCIÓN DEL PROYECTO

Este Trabajo Fin de Máster aborda todas las etapas del diseño hardware de una tarjeta electrónica ubicada dentro de un equipo o sistema superior.

Dicho trabajo se ha desarrollado dentro del ámbito profesional, por tanto algunos términos y conceptos serán omitidos o modificados para garantizar la confidencialidad del proyecto.

La tarjeta a diseñar deberá, en general, controlar parte del entorno de una cámara de visión térmica y comunicarse e interactuar con otras tarjetas y equipos. Además, la tarjeta estará ubicada dentro de un conjunto mecánico del sistema, junto a otras tarjetas, motores, cámara y demás elementos.

En adelante nos referiremos al entorno hardware que se va a diseñar como *Tarjeta de Control de Motores, Comunicaciones y Alimentaciones* (T. CTRL MCA).

En el siguiente capítulo se detallarán las especificaciones técnicas del sistema con el que se debe interactuar.

3.1 OBJETIVOS DEL PROYECTO

Con este trabajo se pretende presentar todo el proceso de desarrollo de la tarjeta electrónica, desde que se plantean las necesidades y requisitos que debe cumplir, hasta que se lanza la fabricación y montaje de la misma, siguiendo una metodología de trabajo estructurada en distintos grupos o departamentos dedicados.

También se tratará de adaptar, gestionar y conocer el trabajo de otros departamentos que influye directamente el proyecto en cuestión, como, por ejemplo, el desarrollo de la parte software o el diseño de las mecánicas, que afectan a la integración final del sistema.

Por último, dentro de esta parte de diseño, será necesario encontrar soluciones de ingeniería para que el proyecto cubra las funcionalidades y requisitos planteados. Es decir, dimensionar correctamente los elementos de la tarjeta e investigar en el mercado para encontrar las mejores opciones.

3.2 ALCANCE DEL PROYECTO

Este trabajo está basado en un proyecto real y operativo, sobre el que se puede aplicar. También pueden utilizarse de forma individual o combinada sus módulos de comunicaciones, control de alimentaciones o control de motores para cualquier aplicación que requiera de estos elementos.

3.3 FLUJO DE TRABAJO

Las tareas relacionadas con un proyecto de diseño hardware se pueden estructurar según el diagrama que se muestra a continuación. El *presupuesto*, a pesar de ser muy importante en el desarrollo de un proyecto, se tratará al concluir esta memoria, dando así más importancia al proceso de diseño de la propia tarjeta. Las pruebas y validaciones se tratarán como trabajos futuros a realizar con la tarjeta física ya diseñada.

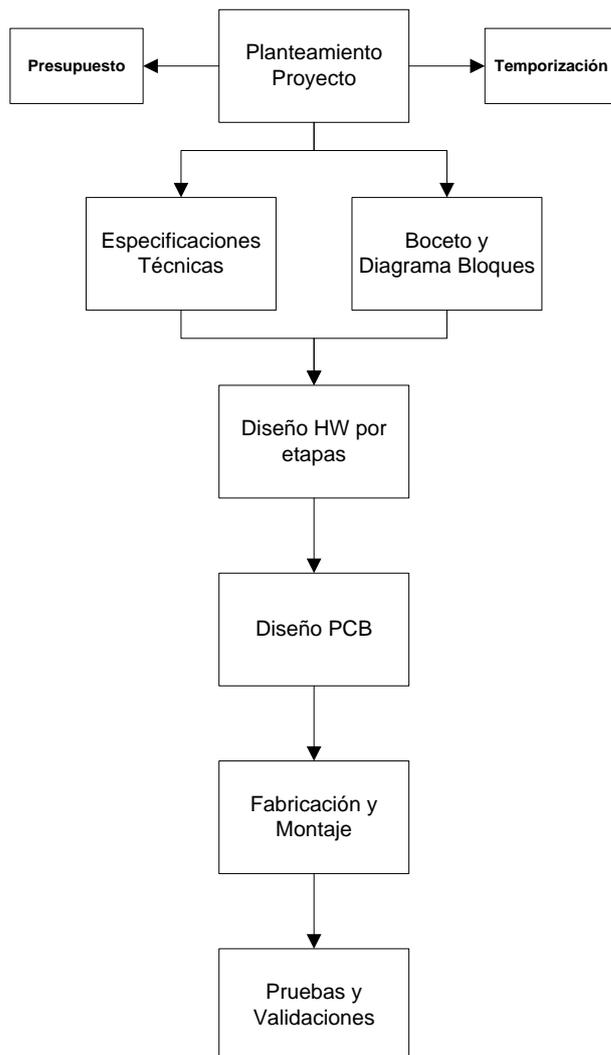


Figura 3-1. Diagrama de flujo de trabajo.

4. REQUISITOS Y DESCRIPCIÓN DEL DISEÑO

En este capítulo se plantearán las especificaciones previas de diseño del proyecto.

El primer paso para el diseño de la tarjeta electrónica es conocer las funcionalidades que debe tener, así como el alcance y los elementos con los que debe interactuar. Esto es importante ya que no se tendrán las mismas consideraciones para una tarjeta de potencia, donde prima, por ejemplo, la disipación y se manejan grandes corrientes, que para una tarjeta de comunicaciones de alta velocidad o radiofrecuencia, donde cualquier elemento puede inducir ruido y una simple pista mal rutada se convierte en una antena.

No todos los requisitos son estrictos, sino más bien son recomendaciones de diseño a seguir y en muchas ocasiones se requiere de los ingenieros mecánicos, de software o de hardware para definir correctamente las necesidades que se pueden cubrir y las que no.

4.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

Una cámara térmica o cámara de infrarrojos es un dispositivo que forma una imagen usando la radiación infrarroja, similar a una cámara común que forma una imagen captando la luz visible. Esta radiación es emitida por todos los cuerpos en función de su temperatura. [1]

La cámara que se quiere controlar con la tarjeta de control T. CTRL MCA es una cámara térmica (CT) basada en un detector matricial refrigerado de infrarrojo medio. Es decir, está compuesta por una matriz de sensores infrarrojos (IR), que podemos relacionar con cada uno de los píxeles de una imagen. Además, es una cámara refrigerada, los detectores están en un entorno sellado al vacío y enfriado por un equipo criogénico o cooler, lo que aumenta notablemente la sensibilidad de la cámara.

El sistema de la cámara dispone también de un conjunto de ópticas sobre las que se actuará para calibrar la captura de las imágenes.

En la siguiente figura se muestra los distintos componentes del entorno que engloba a la cámara y se explicarán brevemente a continuación:

- El objetivo tiene como función principal recoger la luz de la escena y formar su imagen sobre el detector IR. Dicho detector, como se ha dicho previamente, consta de una matriz de elementos sensores que captan la radiación emitida por los objetos de la escena y traducen fotones en carga acumulada. Además, se dispone de un mecanismo con una referencia térmica (TRS – *Thermal Reference Source*) o célula Peltier, para poder calibrar y calcular la corrección de las no uniformidades del detector.
 - El refrigerador criogénico o cooler se encargará de mantener el detector enfriado a temperaturas criogénicas. Esto es requerido para reducir el nivel de ruido intrínseco a los materiales de los elementos detectores.
 - La electrónica del detector (ED) es un módulo que realiza las funciones de generar las alimentaciones y señales de control necesarias para el detector, así como de convertir a formato digital la salida analógica del mismo.
-

- El módulo de procesado de vídeo se encarga del procesado de la información entregada por el detector (corrección de no uniformidad, corrección de histograma, filtrado, etc....), generación de vídeo analógico y ejecución de los comandos recibidos del exterior.
- Por último, el módulo de control que se va a diseñar implementará las funcionalidades de control de los elementos ópticos y electromecánicos de la cámara, así como el suministro de alimentaciones a todos los módulos del sistema.
- Estas tres tarjetas electrónicas (Electrónica del detector, procesadora de vídeo y tarjeta de control) se conectarán entre sí de forma apilada. Este formato tipo *sándwich* está condicionado por la estructura mecánica del sistema y será importante en el diseño.

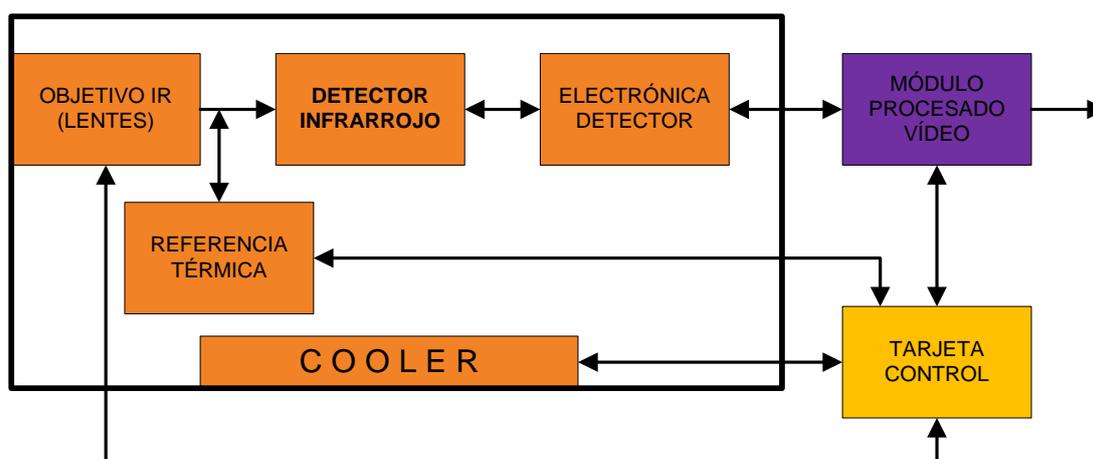


Figura 4-1. Diagrama de bloques del sistema CT.

4.2 DEFINICIÓN DEL MÓDULO

Este apartado establece los requisitos de diseño y desarrollo, al igual que las prestaciones de la *Tarjeta de Control de Motores, Comunicaciones y Alimentaciones* para una cámara térmica con zoom óptico, referido en el resto del documento como T. CTRL MCA.

4.2.1 Descripción

El módulo T. CTRL MCA se plantea como una tarjeta basada en un microprocesador que tiene que satisfacer dos funciones principales. La primera es controlar el estado de los elementos ópticos y electromecánicos. La segunda es el suministro de alimentaciones controladas para todos los módulos de la cámara. Entre sus funciones también incluye las comunicaciones con la tarjeta procesadora de vídeo de la que se recibirán comandos de actuación, una comunicación externa y el control de los elementos de refrigeración y calentamiento de todo el equipo.

La comunicación entre el módulo de procesado de vídeo y la tarjeta de control se realizará a través de un canal serie de comunicaciones. Además, se dispondrá en este módulo de otro canal serie que permita comunicarse externamente con el conjunto de la CT. A través de este canal de comunicación, la tarjeta recibirá comandos del módulo de procesado de vídeo que indicarán las acciones a realizar sobre los actuadores de la cámara. Una vez realizadas dichas acciones, la tarjeta informará sobre su ejecución. Asimismo, la procesadora podrá requerir información sobre el estado de dichos elementos.

Las acciones que desempeñarán los motores de la cámara controlados por la T. CTRL MCA son *cambios de campo*, *enfoque*, *zoom* y control de la referencia térmica o *TRS*.

Los comandos podrán indicar varias acciones a los motores controlados, dependiendo del tipo de mecanismo asociado:

- *Cambio de campo*: la acción consistirá en seleccionar una posición del motor de entre un conjunto de posiciones prefijadas.
- *Enfoque, zoom*: para mover el motor a una posición determinada dentro de un rango continuo.
- *TRS*: para seleccionar una temperatura dentro de un margen y colocar la referencia térmica frente a los detectores para la calibración.
- *Fuentes de alimentación*: también podrán ser controladas, tanto por comandos del módulo de procesado, como por comandos de la línea externa de control de la CT.

El módulo T. CTRL MCA también incorporará funciones de BIT (*Build-In Test*) que permitan detectar errores, aislarlos en la medida de lo posible identificando la etapa con deficiencias y registrar el error en un dispositivo de memoria.

4.2.2 Diagrama de bloques

Con esta breve descripción de las funcionalidades de la tarjeta se plantea el siguiente diagrama de bloques previo, que se representa en la Figura 4-2.

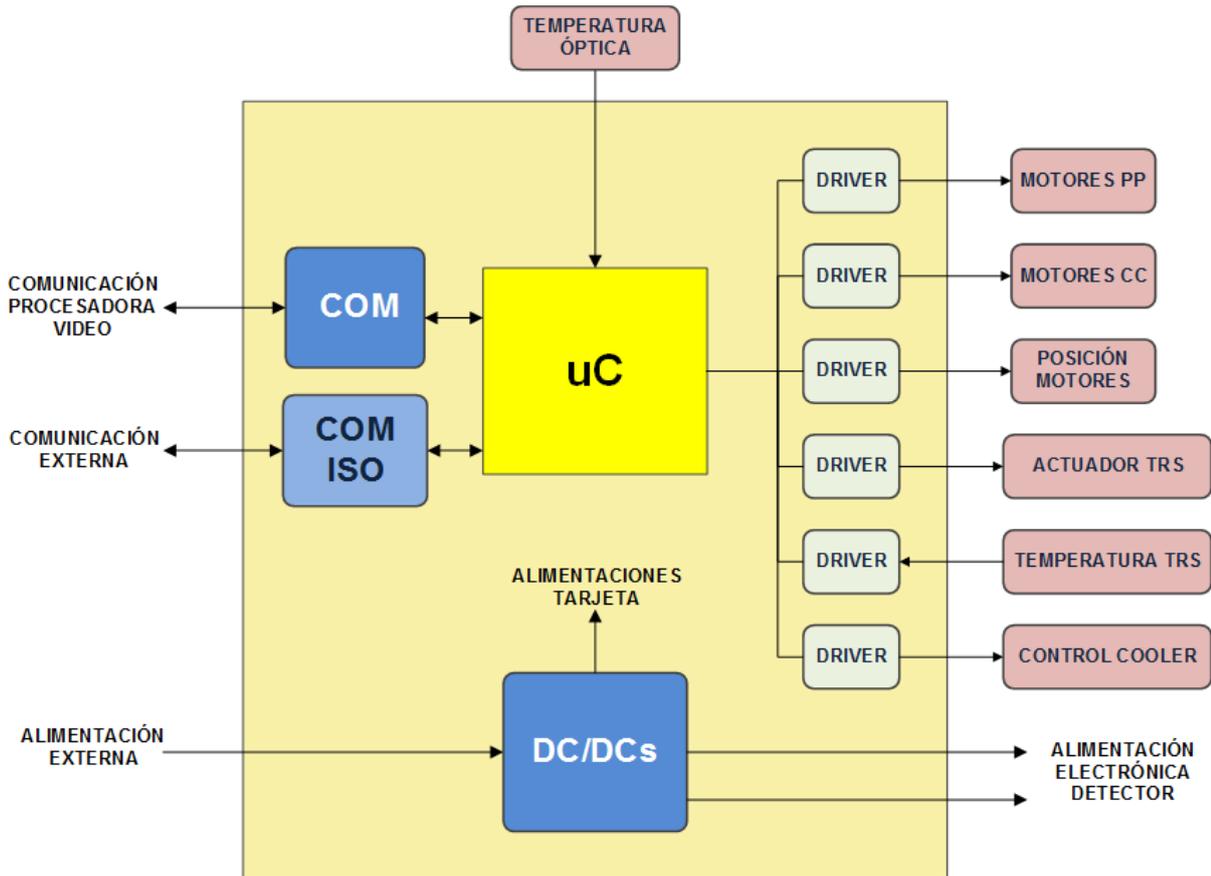


Figura 4-2 Diagrama de bloques T. CTRL MCA.

4.3 ESPECIFICACIONES Y RENDIMIENTO

4.3.1 Procesador

Se utilizará un microcontrolador de la familia PIC32 del fabricante Microchip.

Dicho microcontrolador contará con pines y periféricos suficientes para gestionar todos los elementos de la tarjeta que se deben controlar.

El diseño preverá entradas/salidas de propósito general (GPIO) de reserva.

4.3.1.1 Capacidad de procesamiento

Se preverá una capacidad de procesamiento que satisfaga las necesidades planteadas para la tarjeta, contemplando la viabilidad de crecimiento de hasta un 200%.

4.3.1.2 Programación

El procesador se programará por ICSP con un ICD3 de Microchip.

4.3.1.3 Reprogramación

El procesador de la tarjeta será capaz de modificar la memoria de programa con los datos recibidos a través de la línea de comunicaciones externa de configuración.

4.3.2 Memorias de Programa y Datos

La capacidad de las memorias de programa y de datos del módulo será, como mínimo, del 200% de la necesaria, para permitir aumentar las funciones de procesamiento en caso de ser necesario.

4.3.3 Mantenimiento

El diseño deberá contar con un puerto de comunicación de mantenimiento que permita operar la tarjeta de control sin necesidad de conectarse a la procesadora de vídeo.

4.3.4 Drivers

Los drivers de los mecanismos deberán soportar el doble de los valores nominales de tensión, intensidad y potencia.

4.3.5 Fuentes de alimentación

Las fuentes de alimentación deberán poder suministrar hasta un 30% más de sus valores nominales de intensidad.

4.3.6 Modos de funcionamiento

Se implementarán en la tarjeta los siguientes modos de operación:

Tabla 4-1. Modos de funcionamiento

Modo	Descripción
Normal	Modo en el que se atienden y ejecutan los comandos del módulo de procesamiento.
StandBy	Modo de bajo consumo. Se desactiva el detector y se reduce la velocidad de funcionamiento del cooler.
Power Off	Modo de muy bajo consumo. Se desactiva el mayor número de componentes posible.
BIT	Modo en el que se verifican las funcionalidades del módulo.
Apagado	Alimentaciones apagadas.

El modo de funcionamiento será configurado por parte del procesador dependiendo de los comandos recibidos desde la procesadora de vídeo. Además, se dispondrá de líneas discretas para salir de los modos de StandBy y Power Off.

4.4 INTERFACES EXTERNOS

Los apartados siguientes definen los interfaces con los diferentes módulos del sistema que se conectan a la T. CTRL MCA.

4.4.1 Interfaz con módulo procesador de vídeo

4.4.1.1 Canal de control externo

DESCRIPCIÓN

Interfaz serie por el que se recibirán los comandos de la línea de control externa de la cámara térmica. Este interfaz se comparte con la procesadora de vídeo, que servirá, además, de puente con el exterior.

Mediante esta interfaz se recibirán los comandos de programación y los comandos para salir de modo Power Off, ya que en ese modo el procesador de vídeo estará inactivo.

En caso de programación, se pondrá en alta impedancia la salida serie de la procesadora para que no interfiera con los comandos enviados por la T. CTRL MCA.

En modo normal, tanto la procesadora como la tarjeta de control, solamente recibirán comandos por este interfaz, por tanto, la transmisión en este modo permanecerá en alta impedancia.

INTERFAZ FÍSICA

Estas señales deberán estar aisladas del resto de las señales del módulo T. CTRL MCA.

La interfaz física estará acorde con el estándar RS-422 ó RS-232. El estándar lo configurará el microcontrolador en función de los comandos recibidos.

Según la descripción [2] de los estándares de comunicación serie:

- El estándar RS-232 es una comunicación serie muy utilizada, diseñada para comunicaciones punto a punto, define una transmisión single ended para distancias cortas y velocidades de comunicación bajas, de no más de 20kbps. Con solamente 3 líneas (transmisión, recepción, y masa) se puede conseguir una interfaz full dúplex, aunque el estándar define más conexiones que aportan más información a la comunicación.
- La norma RS-422 define una transmisión serie diferencial que permite velocidades de hasta 10Mbps y distancias que pueden llegar al kilómetro a bajas velocidades. Se usan dos señales para transmisión y dos para recepción, además de la referencia, normalmente conectada al blindaje del cable. En cada par, viajan la señal de transmisión y su negada. En el receptor, la señal original se obtiene restando una de la otra. Esta técnica reduce notablemente el ruido en la línea, ya que éste se induce por igual en ambas líneas del par y es al final cancelado.

Las líneas de comunicación del interfaz RS-232 se compartirán con el bus de comunicación RS-422.

4.4.1.2 Canal serie

DESCRIPCIÓN

Interfaz serie que comunicará la procesadora de vídeo con la tarjeta de control. Mediante esta interfaz se recibirán los comandos de cambio de campo, enfoque, activación de referencia térmica, temperatura de dicha referencia, control del cooler, etc. También se enviará la posición de enfoque, el campo actual, la temperatura de la óptica, el estado de la referencia térmica y su temperatura.

INTERFAZ FÍSICA

La interfaz física deberá ser acorde con el estándar RS-422, explicado en el apartado anterior.

4.4.1.3 Líneas discretas

DESCRIPCIÓN

Se dispondrán 4 líneas discretas de entrada y de salida. Estas líneas discretas permiten implementar funciones adicionales que no puedan ser llevadas a cabo a través de la línea serie.

Una señal se usará para habilitar (nivel '1') ó deshabilitar (nivel '0') el driver de transmisión del módulo de procesado de vídeo. Esta transmisión hay que deshabilitarla cuando se use la línea serie del canal de control externo.

Otra señal se usará para salir de modo Power Off cuando el sistema se controle externamente. Esta señal irá protegida frente a sobretensiones y descargas.

INTERFAZ FÍSICA

Las entradas y salidas discretas deberán ser compatibles con la familia lógica LVCMOS (+3.3V).

4.4.1.4 Alimentaciones

ALIMENTACIONES DEL PROCESADOR DE VÍDEO

La tarjeta de control deberá generar las tensiones de alimentación para el procesador de vídeo. El módulo de procesamiento después convertirá, internamente, estas tensiones de entrada a los niveles requeridos. Puesto que estas alimentaciones tendrán que arrancar una tarjeta completa se requerirá que proporcionen la corriente suficiente según las estimaciones del procesador de vídeo.

Además, dichas alimentaciones podrán ser compartidas con los distintos componentes de la T. CTRL MCA que lo requieran para evitar redundar los convertidores DC/DC, por tanto, no serán exclusivas.

Las alimentaciones que se suministran al módulo de procesamiento son las siguientes:

Tabla 4-2. Alimentaciones procesador de vídeo.

Nombre	Descripción	Tensión	Corriente	Rizado
+3V3_D	Alimentación digital	+3.3V \pm 5%:	6000mA	-
+5V_D	Alimentación digital	+5V \pm 5%:	500mA	<50mV p-p
DGND	Masa digital	-	-	-

Cada una de las alimentaciones deberá ser filtrada, adecuada y monitorizada.

La habilitación de estas alimentaciones se controlará desde el microprocesador, de forma que se pueda secuenciar el arranque de todos los elementos de la tarjeta, para evitar problemas de consumo excesivo de corriente en la inicialización.

ALIMENTACIONES PARA EL DETECTOR

La tarjeta de control deberá generar las tensiones de alimentación para los detectores de la cámara. Estas alimentaciones deberán ser estables y con un nivel de rizado mínimo, especialmente en la alimentación analógica. Además, los valores de tensión suministrados deberán ser configurables para poder adaptarse a diferentes detectores con diferentes alimentaciones.

Las siguientes alimentaciones se suministrarán al detector, siendo su conexión física a través de la procesadora:

Tabla 4-3. Alimentaciones de los detectores.

Nombre	Descripción	Tensión	Corriente	Rizado
ED_A_VCC	Alimentación analógica	+5V \pm 10%	600 mA*	<15mV RMS (a 10 MHz BW)
ED_A_GND	Retorno analógico	-	-	-
ED_DIG_VCC	Alimentación digital	Configurable**	600 mA*	<50mV RMS (a 10 MHz BW)
ED_D_GND	Retorno digital.	-	-	-

*En estado normal el consumo será menor.

**+5V \pm 5% ó +6V \pm 5%. Configurable mediante resistencias.

La rampa de encendido de estas dos alimentaciones será menor que 50ms y configurable vía hardware o software. La rampa se define desde 0V al voltaje mínimo.

Los retornos analógico y digital del detector deberán estar separados y aislados. El retorno digital puede estar conectado con el retorno digital común de la tarjeta (DGND).

4.4.2 Interfaz con los actuadores

A través de esta interfaz se controlan los distintos dispositivos electromecánicos de la cámara, que se dividen a continuación en diferentes conjuntos de motores.

4.4.2.1 Motores de zoom

La tarjeta controlará dos motores paso a paso, para ajustar la posición de las lentes de zoom, y un motor de corriente continua con escobillas, BDC (Brush DC), para activar o desactivar el módulo de campo ultra estrecho (Ultra Narrow). Alternativamente podrán ser tres motores paso a paso o dos motores de corriente continua. Se diseñará para contemplar todos los casos y poder escoger una configuración u otra.

En los motores paso a paso, para cada una de las dos bobinas de cada motor (A/B y C/D) la tensión y corriente que se le aplique deberá de poder cambiar su polaridad. Los motores se controlarán en modo corriente, limitando la corriente a su valor nominal. Esta limitación deberá poder variarse fácilmente para acomodar distintos motores. El diseño contemplará motores de hasta 2000mA.

Cuando no haya movimiento las bobinas A/B y C/D estarán con la corriente mínima de mantenimiento.

Asociadas con el motor de corriente continua (Ultra Narrow) se recibirán dos señales generadas por un encoder que el microprocesador deberá leer y controlar. Asociadas con los motores de paso a paso (Zoom 1 y Zoom 2), sobre los que se tiene más control de posición, habrá dos señales correspondientes a dos sensores de fin de carrera.

El encoder que se manejará es de tipo incremental y permitirá saber la posición del mecanismo, así como si se está moviendo o no. El encoder proporcionará dos señales que serán ondas cuadradas con un desfase de $\pi/2$ entre las dos señales. En un movimiento el canal A va adelantado al canal B; en el otro movimiento será al contrario. La frecuencia de la onda cuadrada dependerá de la velocidad de giro del motor, estimándose que para la velocidad máxima la frecuencia de las señales del encoder será de 5KHz.

En el caso de los fines de carrera, cada uno generará una señal que se activará a nivel bajo cuando el mecanismo llegue a la posición del fin de carrera. Se dispondrá de una señal por cada motor paso a paso y se añadirán, además, entradas de reserva para posibilitar el uso posterior de un encoder.

A fin de alimentar los circuitos activos de los encoder y de los fines de carrera se dispondrá una alimentación de 5V.

El mecanismo del motor de continua para la funcionalidad de *Zoom Ultra Narrow* se moverá siempre entre sus dos extremos del recorrido ya que sólo contempla dos estados, activado o desactivado.

Para conocer el recorrido total se efectuará una calibración detectando la parada en los topes por la falta de pulsos del encoder. Se contará el número de pasos total y se guardará en una memoria no volátil. Cada vez que se realice la operación de cambio de campo se comprobará que el número de pulsos del recorrido no ha cambiado significativamente (se admiten cambios de unos pocos pulsos)

Para detectar el final del recorrido se comprobará que los encoder han cesado de generar pulsos. Si no reciben pulsos durante cierto tiempo se considerará que el motor está detenido.

INTERFAZ FÍSICA

Señales de potencia para los motores y entradas de señal de los fines de carrera y encoders.

MOTORES

Paso a paso:

- Señales de potencia de salida de dos puentes en H completos.
 - Tensiones de $\pm 12V$.
 - Intensidad de corriente por bobina: 1300mA.
-

Corriente continua:

- Señales de potencia puente en H completo.
- Tensiones de $\pm 12V$.
- Intensidad máxima de corriente: 300mA.

ENCODER Y FINES DE CARRERA

Entradas discretas que recibirán señales en drenador abierto, por tanto, será necesaria una resistencia de polarización para los niveles lógicos de las señales. Emplear un pull-up de 10k Ω polarizado a 5V.

Los dispositivos externos requieren una alimentación de 5V con un consumo estimado de 50mA. Se puede utilizar la alimentación digital de la tarjeta.

4.4.2.2 Motor de enfoque

Se controlará un motor paso a paso para el mecanismo de enfoque de la cámara. Existirá, además, un conjunto de dos interruptores de fin de carrera para detectar el movimiento del mecanismo.

Para cada una de las dos bobinas del motor (A/B y C/D), la tensión nominal que se le aplique deberá poder cambiar su polaridad. Se podrá controlar el motor en modo corriente (definiendo la corriente por cada bobina) ó en modo tensión (aplicando una tensión fija de 12V).

El modo tensión es equivalente a un modo corriente con el límite alto de forma que la corriente quede limitada por el propio motor.

Cuando no haya movimiento las bobinas A/B y C/D estarán con la tensión correspondiente al último paso efectuado.

Asociados con el motor de enfoque habrá un conjunto de dos interruptores de fin de carrera que se activen en los extremos del recorrido. En ese caso la señal 'A' se activará (a nivel bajo) en el extremo de enfoque cerca y la señal 'B' se activará (a nivel bajo) en el extremo de enfoque lejos. La alimentación de los fines de carrera se tomará de la existente para los encoders de zoom.

La frecuencia de los pasos será variable. Al principio de cada movimiento se comenzará con una frecuencia baja durante un periodo inicial. A continuación, se irá aumentando la frecuencia linealmente en el tiempo hasta que alcance un valor máximo al cabo de un tiempo.

INTERFAZ FÍSICA**MOTOR**

- Señales de potencia de salida de dos puentes en H completos.
- Tensiones de $\pm 12V$.
- Intensidad de corriente por bobina :
 - En modo tensión: 190mA (max)
 - En modo corriente: 460mA (max)

FIN DE CARRERA

Entradas discretas que recibirán señales en drenador abierto, por tanto será necesaria una resistencia de polarización para los niveles lógicos de las señales. Emplear un pull-up de 10k Ω polarizado a 5V.

Estas señales podrán llevar la información de los dos interruptores de fin de carrera o de un encoder, por tanto deberán dimensionarse como tal.

Los dispositivos externos requieren una alimentación de 5V con un consumo estimado de 50mA. Se puede utilizar la alimentación digital de la tarjeta.

4.4.2.3 Motor de TRS

Se controlará un motor de continua con escobillas, BDC (Brush DC), para el accionamiento de la referencia térmica. Durante la primera mitad del recorrido el motor estará acelerando con una aceleración definida, y durante la segunda mitad decelerando con una aceleración similar, para mantener un movimiento constante. Este mecanismo se moverá siempre entre sus dos extremos del recorrido.

En el motor se controlará su velocidad variando su tensión de alimentación. El valor medio de la tensión se regulará cambiando el ciclo de trabajo de una señal modulada en ancho de pulso (PWM). La tensión de alimentación podrá invertirse para que el movimiento del motor pueda efectuarse en los dos sentidos.

Asociadas con el motor de enfoque habrá dos señales del encoder respectivo, siendo las señales A y B ondas cuadradas desfasadas entre sí. La señal adelantada indica el sentido de giro del motor. La alimentación del encoder se tomará de la existente para los encoder de zoom.

Para conocer el recorrido total se efectuará una calibración detectando la parada en los topes por la falta de pulsos del encoder. Se contará el número de pasos total y se guardará en memoria no volátil.

INTERFAZ FÍSICA

MOTOR

- Señales de potencia de puente en H completo.
- Tensiones de $\pm 12V$.
- Intensidad máxima de corriente: 300mA

ENCODER

Entradas discretas que recibirán señales en drenador abierto, por tanto será necesaria una resistencia de polarización para los niveles lógicos de las señales. Emplear un pull-up de 10k Ω polarizado a 5V.

4.4.2.4 Temperatura de TRS

Se dispondrá un conjunto de drivers para el control de temperatura de una referencia térmica (TRS, Thermal Reference Source).

La referencia deberá poder modificar su temperatura por medio de un refrigerador termoeléctrico. Al hacer circular una corriente a través del refrigerador termoeléctrico (TEC, *Thermoelectric Cooler*) la temperatura de la referencia subirá ó bajará, en función del sentido de la corriente. Para conocer la temperatura existirá un sensor resistivo.

REFERENCIA TÉRMICA

Para la referencia térmica se controlará una célula Peltier. Estos dispositivos se basan en el efecto Peltier, este efecto consiste en la creación de una diferencia térmica a partir de una diferencia de potencial eléctrico. Ocurre cuando una corriente pasa a través de dos metales diferentes o semiconductores, tipo P y tipo N, que están conectados entre sí en dos soldaduras (uniones Peltier). La corriente produce una transferencia de calor desde una unión, que se enfría, hasta la otra que se calienta. Este efecto es muy utilizado para la refrigeración termoeléctrica. [3]

Por tanto, un dispositivo Peltier variará su temperatura en función del sentido de la corriente que circula a través de él, es decir dependiendo si el voltaje aplicado entre sus terminales es positivo o negativo.

Para controlar la referencia térmica se utilizará un driver de potencia que permita regular la corriente que se aplica así como su sentido de forma precisa.

DRIVER DE POTENCIA

El driver de potencia recibirá una señal que indique la tensión a aplicar a la Peltier y generará dicha alimentación. La corriente deberá de poder invertir su polaridad ya que en un sentido calienta la referencia térmica y en el otro la enfría. Cuando la corriente circula por el TEC de A a B se produce un enfriamiento y de B a A un calentamiento, siendo A y B los terminales de eléctricos del TEC.

Esta salida sólo estará activa durante el modo calibración y opcionalmente en modo BIT. El resto del tiempo no habrá tensión en las terminales del TEC pudiendo estar cortocircuitadas ó desconectadas.

Para controlar la alimentación de la TRS se usará un regulador y un puente H.

Se diseñará para dos tipos de dispositivos Peltier, uno de corriente máxima de 2A y una tensión máxima de 12V y otro de corriente máxima de 4A y tensión de 12V. Aunque inicialmente se actuará con el dispositivo de mayor potencia. La corriente de rizado proporcionada no será superior al 10%, pico a pico, de la corriente media.

SENSORES DE TEMPERATURA

Para controlar la temperatura de la referencia térmica se medirá el valor de la resistencia de un sensor RTD (*Resistance Temperature Detector*) colocado en la TRS.

Un sensor RTD es un detector de temperatura resistivo que se basa en la variación de resistencia de un conductor con la temperatura.

El sensor será una Pt1000, es decir un sensor de platino con resistencia de 1000 Ω a 0°C y coeficiente de temperatura positivo de 3.75 Ω /°C.

El microprocesador recibirá del exterior un comando para configurar la TRS a una temperatura determinada. Convertirá esa temperatura a un valor de resistencia y se activará el lazo de control para conseguir la temperatura deseada.

La precisión de medida de resistencia del sensor será la equivalente a 0.3°C y el rango mínimo de temperaturas a medir será entre -30°C y $+60^{\circ}\text{C}$.

LAZO DE CONTROL

El lazo de control medirá un valor de tensión relacionado con la resistencia del sensor, lo comparará con el valor correspondiente al valor objetivo recibido por el comando y generará la señal de control para alcanzar el valor en la referencia térmica.

PROTECCIONES

Se dispondrán dos protecciones que corten la alimentación a la TRS en caso de alta temperatura y alta corriente. Se cortará la alimentación si la temperatura de la TRS es superior a 67°C . Se cortará la alimentación si la corriente es superior a 2A ó 4A dependiendo del Peltier activo. Para ello se emplearán protecciones software y hardware.

INTERFAZ FÍSICA

TRS

- Señales de potencia de puente en H completo.
- Tensión variable hasta $\pm 12\text{V}$.
- Corriente variable hasta $\pm 4\text{A}$.
- Rizado de corriente máximo 5%, pico a pico.

TERMISTOR

- Entradas analógicas.
- Conexión a masa de la pantalla del cable del sensor de temperatura.
- Máxima potencia disipada en la resistencia: 15mW.

Tal y como se ha comentado antes, la resistencia entre los terminales será variable en función de la temperatura. (valor nominal $1\text{K}\Omega$ a 0°C)

Además la sonda del sensor resistivo irá apantallada para que sea más inmune al ruido y garantizar una medida más fiable. La pantalla se conectará a la masa analógica de la tarjeta.

4.4.3 Interfaz con la óptica

4.4.3.1 Temperatura de la óptica

Habrán dos entradas de sensores de temperatura que permitirán medir la temperatura en dos puntos de la óptica (lente principal y telescopio). Esta medida de temperatura se usará por el software para implementar algoritmos de control de la posición del enfoque y para controlar un conjunto de ventiladores externos.

Cada sensor será un conjunto de uno o varios dispositivos externos con salida digital tipo serie. El circuito integrado con el que se interactuará es un sensor de temperatura digital serie **DS18B20** del fabricante Maxim. En el caso de más de un dispositivo compartirán alimentación y el bus de comunicación.

El protocolo de comunicación de estos sensores será tipo 1-Wire. Este protocolo serie desarrollado por Maxim está basado en un único bus con un maestro y varios esclavos con una sola línea de datos. Cada dispositivo 1-Wire contiene un identificador único asignado de fábrica. Los dispositivos se conectan a través de un único cable que actúa como un medio físico para comunicarse entre un maestro y varios dispositivos anclados a lo largo del cable. Es también capaz de alimentar los dispositivos a través de ese mismo cable o uno dedicado. En la práctica, otro cable es necesario para proporcionar el retorno de masa y completar el circuito. [4]

Su descripción detallada se puede encontrar en el datasheet del componente DS18B20. [5]

El rango de temperaturas a medir será de -40°C a $+90^{\circ}\text{C}$. La resolución de la medida de temperatura será de $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ en el intervalo de -10°C a $+85^{\circ}\text{C}$.

La alimentación de los sensores será de $+3,3\text{V}$.

INTERFAZ FÍSICA

Para cada entrada sensora se empleará una señal digital bidireccional con nivel eléctrico CMOS $+3,3\text{V}$. Necesita un pull-up de $4,7\text{K}\Omega$ según se indica en su datasheet.

Cada sensor deberá llevar una salida de alimentación de $+3,3\text{V}$ con un consumo estimado de 50mA .

4.4.4 Interfaz con el detector

4.4.4.1 Control del cooler

Se controlará el estado de la refrigeración del detector para cada uno de los modos de funcionamiento de la tarjeta (encendido / apagado / standby) así como la alimentación a dicho motor.

La alimentación proporcionada al motor del cooler será de $+24\text{V}$ ó $+12\text{V}$ nominal y la configuración se podrá realizar mediante puentes de resistencias:

- En el caso de $+24\text{V}$, su valor real será el mismo que la tensión de alimentación de entrada; se deberá conectar a la alimentación de entrada tras la etapa de filtrado.
- En el caso de $+12\text{V}$ se generará a partir de la tensión de entrada, y podrá tener la misma masa que la masa digital de la tarjeta.

Se añadirá de un filtro para evitar que el ruido eléctrico del motor del cooler se propague a otros componentes.

Además existirán dos señales discretas que permitirán el apagado del motor del cooler o configurarlo en modo de bajo consumo (standby). Estas señales se activarán bajo comandos externos a través del microcontrolador.

Para el caso de que se use un cooler que no disponga de señal de apagado se implementará un circuito que corte la alimentación al cooler. Este circuito se podrá activar bajo comandos externos a través del microcontrolador.

INTERFAZ FÍSICA

SEÑALES DE POTENCIA

- Salida de potencia de +24 V ó +12V.
- Corriente máxima: 1,5A en el caso de +24 V y 1A para +12V.

SEÑALES DE CONTROL

- COOLER_OFF: Señal del tipo Open Collector, activa a nivel bajo (apagado del motor). La tensión a nivel bajo será menor de 0.8V
- COOLER_STDBY: Cuando no está activa será un circuito abierto. Al activarse se conectará al retorno a través de una R de 450K. La conexión a GND se realizará con un transistor MOS de forma que la caída de tensión en el *switch* sea mínima.
- COOLER_GND: Retorno para las dos señales anteriores. Tanto este retorno como las señales deberán estar eléctricamente aisladas de las masas digitales de la tarjeta.

Este retorno se encuentra unido dentro del cooler al retorno de +24V de alimentación pero se contempla la posibilidad de conectarlo en la tarjeta.

4.4.5 Alimentación

4.4.5.1 Entrada de alimentación

A partir de esta alimentación se generarán el resto de tensiones del sistema. Dicha alimentación debe ser filtrada en la tarjeta para eliminar ruido y reducir EMI hacia el exterior.

En esta alimentación se dispondrá un filtro de modo común y diferencial que proteja a la tarjeta de control y a la procesadora de vídeo de transitorios, sobretensiones e inversiones de polaridad así como limitar la emisión EMI.

Esta alimentación deberá entrar al módulo T. CTRL MCA por un conector dedicado a conexiones externas y estará aislada de todas las demás excepto de la alimentación del cooler.

El arranque del resto de alimentaciones de la tarjeta estará controlado por el microprocesador que estará activo siempre que haya una alimentación externa aplicada.

INTERFAZ FÍSICA

- Alimentación de entrada: +24V nominal.
 - Rango de entrada: [+18V ; +32V]
 - Corriente de entrada: 7 A máximo (pico).
-

4.4.6 Otros

4.4.6.1 Control de ventiladores

DESCRIPCIÓN

Alimentación controlada de +24V para un ventilador externo independiente que permita distribuir el aire, caliente o frío, por la mecánica.. Esta alimentación será la misma que la tensión de entrada pero con un interruptor que permita su control desde el microprocesador.

INTERFAZ FÍSICA

- Salida de alimentación: +24V
- Corriente: 1A máximo.

4.4.6.2 Control de calefactores

DESCRIPCIÓN

Alimentación controlable de +24V para un calefactor externo de control de temperatura y otra igual para un calefactor de deshielo de la ventana. Estas alimentaciones serán las mismas que la tensión de entrada pero con interruptores que permitan su control desde el microprocesador.

INTERFAZ FÍSICA

- Salida de alimentación: +24V
- Corriente: 2,5A máximo.

4.4.6.3 Control de ventilador exterior

DESCRIPCIÓN

Alimentación controlable de +24V para el ventilador exterior. Esta alimentación será la misma que la tensión de entrada pero con un interruptor que permita su control desde el microprocesador. El control se realizará en función de la temperatura recibida de los sensores de temperatura de la óptica.

INTERFAZ FÍSICA

- Salida de alimentación: +24V
 - Corriente: 1A máximo.
-

4.4.7 Definición de conector Interfaz procesadora

Como se indicó anteriormente, las tarjetas electrónicas del sistema se conectarán apiladas una sobre otra. La procesadora de vídeo se conecta inmediatamente encima de la tarjeta de control y ya cuenta con un conector concreto. Por tanto, para garantizar la compatibilidad de conexión entre ellas se utilizará el siguiente conector:

- Conector procesadora de vídeo:
 - Fabricante: SAMTEC
 - Tipo: SMT (Montaje Superficial)
 - Orientación: Recto
 - Género: Hembra
 - Número de pines: 30
 - Part Number: SFM-115-02-S-D-TR
- Conector T. CTRL MCA:
 - Fabricante: SAMTEC
 - Tipo: SMT (Montaje Superficial)
 - Orientación: Recto
 - Género: Macho
 - Número de pines: 30
 - Part Number: TFM-115-32-S-D-A

La Tabla 4-4, a continuación, relaciona las señales de interfaz entre el módulo T. CTRL MCA y el módulo de vídeo. La numeración de los pines será según se indica en el datasheet del fabricante.

Tabla 4-4. Pinout conector Procesadora de Vídeo.

Conector Procesadora de Vídeo					
TFM-115-32-S-D-A (SAMTEC)					
PIN	SEÑAL	IN/OUT	TIPO	DESCRIPCIÓN	DISP. EXTERNO
1	PROC_VID_RX_P	OUT	RS-422	Par diferencial de transmisión. Señal positiva.	PROCESADORA VÍDEO
2	PROC_VID_RX_N	OUT	RS-422	Par diferencial de transmisión. Señal negativa.	
5	PROC_VID_TX_P	IN	RS-422	Par diferencial de recepción. Señal positiva.	
6	PROC_VID_TX_N	IN	RS-422	Par diferencial de recepción. Señal negativa.	
3	DGND	-	GND	Retorno señal	
4	DGND	-	GND	Retorno señal	
7	EXT_CTRL_GND	-	GND_CTRL	Retorno aislado	

8	EXT_CTRL_TX_P/ EXT_CTRL_TXD	OUT	RS-422 / RS-232	Par diferencial de recepción. Señal positiva. Señal de recepción	CANAL COMUNICACIÓN EXTERNA
9	EXT_CTRL_TX_N	OUT	RS-422	Par diferencial de recepción. Señal negativa.	
10	EXT_CTRL_RX_P	IN	RS-422	Par diferencial de transmisión. Señal negativa.	
11	EXT_CTRL_RX_N/ EXT_CTRL_RXD	IN	RS-422 / RS-232	Par diferencial de transmisión. Señal negativa. Señal de transmisión	
12	PROC_VID_OUT	OUT	LVC MOS	Control transmisión Procesadora	PROCESADORA VÍDEO
13	SPARE_1	-	LVC MOS	Línea discreta, salida	SPARE
14	SPARE_2	-	LVC MOS	Línea discreta, entrada	SPARE
15	PWR_OFF_IN	IN	LVC MOS	Control modo Power Off	EXT
16	-	-	-	Reserva	-I
17	+3V3	-	ALIM	Alimentación digital de +3.3V	ALIMENTACIÓN PROCESADORA VÍDEO
18	+3V3	-	ALIM	Alimentación digital de +3.3V	
19	DGND	-	GND	Retorno alimentación digital	
20	DGND	-	GND	Retorno alimentación digital	
21	+5V	-	ALIM	Alimentación de +5V	
22	DGND	-	GND	Retorno alimentación de +5V	
23	+3V3	-	ALIM	Alimentación digital de +3.3V	
24	+3V3	-	ALIM	Alimentación digital de +3.3V	
25	DGND	-	GND	Retorno alimentación digital	
26	-	-	-	Reserva	-
27	ED_DIG	-	ALIM	Alimentación Digital a ED_DIG	ELECTRÓNICA DETECTORES
28	DGND	-	GND	Retorno Digital de ED_DIG	
29	ED_A_VCC	-	ALIM	Alimentación Analógica a ED_A	
30	ED_A_GND	-	GND	Retorno Analógico Aislado de ED_A	

4.4.8 Definición de conector de motores

Para la conexión de los elementos electromecánicos y sus dispositivos asociados con la tarjeta se debe empelar el siguiente conector Micro-D u otro similar compatible físicamente:

- Conector T. CTRL MCA:
 - Fabricante: ITT Cannon
 - Tipo: Through-Hole
 - Orientación: Acodado
 - Género: Macho (tipo pin)
 - Número de pines: 51
 - Part Number: MDM-51PCBRP

La Tabla 4-5, a continuación, relaciona las señales externas del módulo **T. CTRL MCA** con los elementos electromecánicos del sistema:

Tabla 4-5. Pinout conector interfaz motores.

INTERFAZ MOTORES					
MDM-51PCBR (MICRO-D)					
PIN	DESCRIPCIÓN	IN/OUT	TIPO	COMENTARIO	DISP. EXTERNO
13	MOT_Z1_CC_A	OUT	PWR	Motor Zoom 1 CC A	MOT CC
14	MOT_Z1_CC_B	OUT	PWR	Motor Zoom 1 CC B	
31	MOT_Z2_CC_A	OUT	PWR	Motor Zoom 2 CC A	
32	MOT_Z2_CC_B	OUT	PWR	Motor Zoom 2 CC B	
30	TRS_MOT_CC_A	OUT	PWR	Motor CC TRS A	
49	TRS_MOT_CC_B	OUT	PWR	Motor CC TRS B	
7	MOT_Z2_PP_A	OUT	PWR	Motor Zoom 2 A	MOT PP
24	MOT_Z2_PP_B	OUT	PWR	Motor Zoom 2 B	
8	MOT_Z2_PP_C	OUT	PWR	Motor Zoom 2 C	
25	MOT_Z2_PP_D	OUT	PWR	Motor Zoom 2 D	
9	MOT_Z1_PP_A	OUT	PWR	Motor Zoom 1 A	
26	MOT_Z1_PP_B	OUT	PWR	Motor Zoom 1 B	
10	MOT_Z1_PP_C	OUT	PWR	Motor Zoom 1 C	
27	MOT_Z1_PP_D	OUT	PWR	Motor Zoom 1 D	
5	MOT_ZN_PP_A	OUT	PWR	Motor Ultra Narrow A	
22	MOT_ZN_PP_B	OUT	PWR	Motor Ultra Narrow B	
6	MOT_ZN_PP_C	OUT	PWR	Motor Ultra Narrow C	
23	MOT_ZN_PP_D	OUT	PWR	Motor Ultra Narrow D	

11	MOT_ENF_PP_A	OUT	PWR	Motor enfoque A	
28	MOT_ENF_PP_B	OUT	PWR	Motor enfoque B	
12	MOT_ENF_PP_C	OUT	PWR	Motor enfoque C	
29	MOT_ENF_PP_D	OUT	PWR	Motor enfoque D	
21	+5V	-	ALIM	Alimentación Encoders	ALIM ENCODERS
38	DGND	-	GND	Retorno alimentación digital	
45	ZOOM_ENCN_A	IN	OC	Encoder motor Ultra Narrow (A)	ENCODERS
46	ZOOM_ENCN_B	IN	OC	Encoder motor Ultra Narrow (B)	
44	ZOOM_ENC2_A	IN	OC	Encoder motor Zoom 2 (A)	
42	ZOOM_ENC2_B	IN	OC	Encoder motor Zoom 2 (B)	
39	TRS_ENC_A	IN	OC	Encoder motor TRS (A)	
40	TRS_ENC_B	IN	OC	Encoder motor TRS (B)	FIN CARRERA
47	FIN_C1	IN	OC	Fin de carrera enfoque inicio recorrido.	
48	FIN_C2	IN	OC	Fin de carrera enfoque fin recorrido.	
41	FIN_C3	IN	OC	Fin de carrera enfoque inicio recorrido.	
43	FIN_C4	IN	OC	Fin de carrera enfoque fin recorrido.	
36	FIN_C5	IN	OC	Fin de carrera enfoque inicio recorrido.	
19	FIN_C6	IN	OC	Fin de carrera enfoque fin recorrido.	PELTIER
4	TRS_A	OUT	PWR	Corriente célula Peltier (A)	
3	TRS_A	OUT	PWR	Corriente célula Peltier (A)	
2	TRS_B	OUT	PWR	Corriente célula Peltier (B)	
1	TRS_B	OUT	PWR	Corriente célula Peltier (B)	TEMP TRS
35	RTD_A	IN	ANALOG	Sensor temperatura TRS	
34	RTD_B	IN	ANALOG	Sensor temperatura TRS	
51	RTD_PANTALLA	-	GND	Pantalla	1 WIRE
17	OPT_T1	IN/OUT	OC	Sensor temperatura 1 óptica	
18	OPT_T2	IN/OUT	OC	Sensor temperatura 2 óptica	
16	+3V3	-	ALIM	Alimentación Sensores	
33	DGND	-	GND	Retorno alimentación digital	SPARE
15	-	-	-	-	
20	-	-	-	-	
37	-	-	-	-	
50	-	-	-	-	

4.4.9 Resto de conectores

La elección del resto de conectores no está marcada por ningún requisito externo o de compatibilidad y se escogerá en función del número de salidas necesarias y la interfaz física de las señales.

4.5 CARACTERÍSTICAS FUNCIONALES

A continuación se detallan algunas especificaciones que debe cumplir la tarjeta en cuanto a funcionalidad, es decir, requisitos de funcionamiento que gestionará el software de la tarjeta. Es importante tenerlos en cuenta ya que algunos implicarán una parte hardware en el diseño.

4.5.1 Comunicaciones

Se atenderán las órdenes del módulo de la tarjeta procesadora y se ejecutarán. A pesar de que la tarjeta de control proporcione las alimentaciones para el resto de módulos de la cámara es el software de la tarjeta procesadora el que tendrá la carga de trabajo en cuanto a la toma de decisiones y ejecución de acciones.

4.5.2 Sensor de temperatura interno

Se incluirá un sensor que permita medir la temperatura en el PCB de la tarjeta. Esta medida de temperatura se usará por el software para pruebas de integración y BIT.

La precisión de la medida de temperatura será de $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ ó mejor ya que no se busca una temperatura exacta sino una medida aproximada del calentamiento de la PCB. El rango de temperaturas a medir deberá ser como mínimo de -40°C a $+100^{\circ}\text{C}$.

4.5.3 Memoria NV

Se incluirá una memoria no volátil (tipo FRAM o similar) que permita guardar valores de parámetros al perderse la alimentación, así como de registrar fallos de BIT almacenados por el microprocesador o cualquier tipo de configuración necesaria. Esta memoria será independiente de la memoria interna del procesador.

4.5.4 Medida de tiempo de funcionamiento del cooler

Se incluirá un circuito que permita conocer el tiempo de funcionamiento acumulado del cooler, este dato es importante para tener en cuenta el tiempo de vida del dispositivo. Aunque deberá poder modificar su comportamiento para contabilizar el tiempo de funcionamiento de la tarjeta completa, dependiendo de las necesidades del sistema.

Este circuito será del tipo *'Elapsed Time Counter'* (tiempo total transcurrido) que permitirá que el software lea el valor de tiempo total acumulado.

En el caso de monitorizar únicamente el cooler, sólo deberá contar el tiempo cuando la alimentación del mismo esté activa.

4.5.5 Built in test (BIT)

El módulo **T. CTRL MCA** ejecutará las operaciones de BIT a nivel de módulo, así como las pruebas de los distintos elementos electromecánicos controlados por la tarjeta.

El BIT se iniciará bajo petición de la procesadora de vídeo o por comando externo. La secuenciación del BIT y la transmisión de los resultados será una funcionalidad software.

A nivel de módulo se verificará el funcionamiento adecuado de todos los bloques que lo componen. Para ello se incluirán todos los elementos hardware que permitan dicha verificación.

Los valores de tensión de todas las fuentes de alimentación deberán estar monitorizados y disponibles al software.

4.5.6 Standby

La entrada en modo Standby se realizará por una orden recibida por la línea serie. Cuando se reciba el comando, la **T. CTRL MCA** entrará en modo Standby.

La **T. CTRL MCA** pasará a un modo de bajo consumo que se produce desconectando las corrientes de los motores (excepto los motores paso a paso de zoom), apagando el cooler y las alimentaciones del detector.

Cuando se reciba el comando de modo normal se conectarán aquellos elementos desconectados al entrar en Standby y se pondrá el cooler en modo normal.

4.5.7 Power off

La entrada en modo Power Off se realizará por una orden recibida por la línea serie. Cuando se reciba el comando, la **T. CTRL MCA** entrará en modo Power Off.

La **T. CTRL MCA** pasará a un modo de muy bajo consumo que se produce desconectando todas las fuentes de alimentación de la CT excepto la necesaria para mantener el microprocesador de la tarjeta, y apagando el cooler.

La salida de este modo se realizará por un comando recibido a través de la línea discreta de control externo. Al recibir dicho comando se conectarán todas las fuentes y se activará el cooler, como si fuera un arranque normal.

4.6 CARACTERÍSTICAS FÍSICAS

4.6.1 Tarjeta de Circuito Impreso

El módulo **T. CTRL MCA** se realizará en una tarjeta de circuito impreso de tipo multicapa con un total de entre 8 y 10 capas. El material de fabricación de la PCB será HTG-FR4 con acabado **ENIG** (Electroless Niquel Inmersion Gold).

4.6.2 Tecnología

Se utilizará tecnología SMD (Montaje Superficial) siempre que sea posible.

4.6.3 Consumo

Se diseñará de forma que el consumo sea lo más bajo posible, siempre que la reducción de consumo no disminuya la fiabilidad o aumente el coste.

En el modo Power-Off únicamente permanecerá activa la lógica necesaria para salir de este modo.

4.6.4 Tamaño

El tamaño de la tarjeta dependerá de las dimensiones mecánicas de la estructura donde se inserte. Por ello las dimensiones de la tarjeta serán de 72x160 mm, siendo este requisito de estricto cumplimiento. El diagrama de dimensiones está en la Figura 4-3.

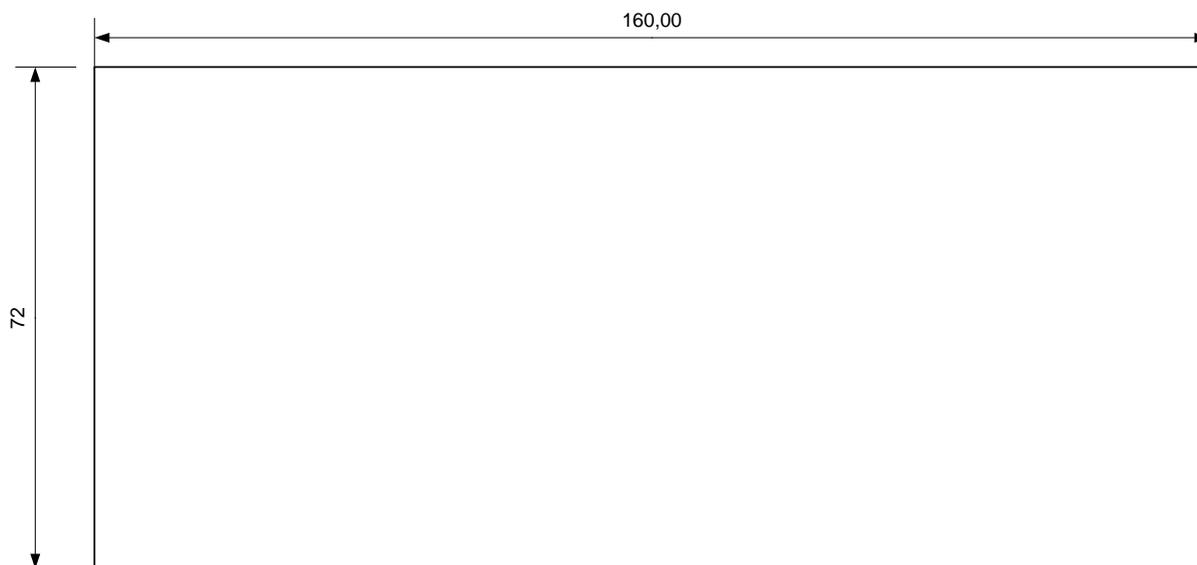


Figura 4-3 Dimensiones T. CTRL MCA.

4.6.5 Posicionado de los conectores

La tarjeta que se va a diseñar debe conectarse con más elementos del sistema a través de los distintos conectores que dispondrá, por tanto el posicionado de algunos de ellos debe ser prefijado para garantizar la compatibilidad con los elementos y las mecánicas del sistema. Como se ha comentado anteriormente, la procesadora de vídeo se conecta apilada sobre la tarjeta de control.

Los conectores que deben estar en posiciones exactas o regiones concretas, para facilitar el cableado y conexión de la tarjeta, son:

- Conector procesadora de vídeo (J1 – cara top)
- Conector interfaz motores (J2 – cara bottom)
- Conector alimentación entrada (J3 – cara bottom)

La posición de cada uno de los conectores se especifica en la siguiente figura:

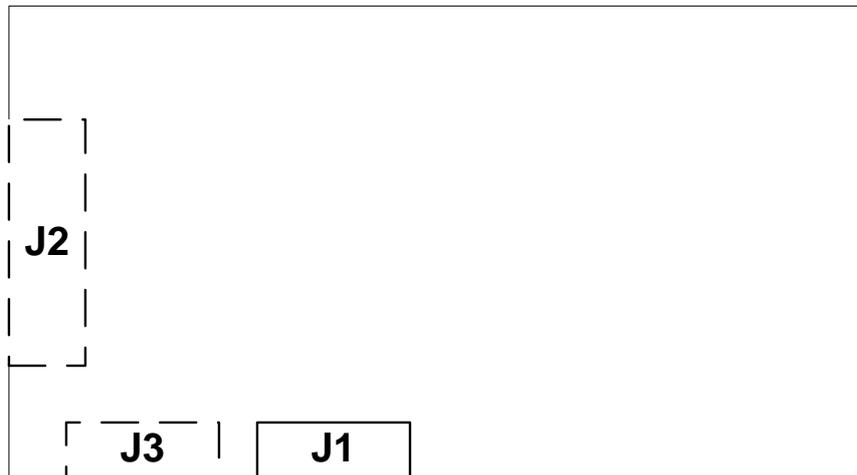


Figura 4-4. Esquema de posicionado de los conectores fijos.

4.7 FACTORES DE CALIDAD DEL SISTEMA

4.7.1 Mantenibilidad

El módulo **T. CTRL MCA** debe ser diseñado, en la medida de lo posible, para un mantenimiento sencillo en todos los niveles de desarrollo e integración de la tarjeta:

- Debe ser diseñado y construido para permitir reparaciones sencillas mediante la sustitución de componentes, a menos que se concluya que no es efectivo en la tarjeta.
- Debe proporcionar el soporte hardware necesario para la funcionalidad de BIT del módulo y del sistema.
- Deben estar accesibles los puertos de programación y/o mantenimiento presentes en la tarjeta una vez se ensamble en la estructura mecánica del sistema. En caso de no estar cerrado el diseño mecánico se estimará la posición de mejor acceso a los conectores.
- Se deben incluir puntos de prueba para permitir el aislamiento de fallos mediante el uso de equipos de prueba externos. Estos puntos de prueba pueden estar disponibles en el propio conector o como puntos dedicados.

4.8 CONDICIONES AMBIENTALES

El módulo **T. CTRL MCA** no sufrirá deterioro físico ni degradación de sus características funcionales cuando sea expuesto a las condiciones ambientales de temperatura. Deberá ser operativo en el rango de temperatura ambiente comprendido entre $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, por tanto todos sus componentes y elementos deben soportar, al menos, este rango de temperatura.

4.9 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA

El diseño del módulo del módulo **T. CTRL MCA** se realizará de tal manera que se minimicen las radiaciones electromagnéticas. Para ello se utilizarán aquellos componentes electrónicos cuyos tiempos de acceso, velocidades y tiempos de transición sean lo más lentos posible o, al menos, que se puedan configurar por parte del microcontrolador.

También se incluirán filtros en la alimentación para limitar la emisión de interferencias conducidas y se deberá diseñar la tarjeta para reducir el ruido de unos componentes sobre otros.

4.10 HERRAMIENTAS DE DISEÑO

4.10.1 Altium

El diseño del esquema eléctrico de la tarjeta se realizará con *Altium Designer*

Es un paquete software de automatización de diseño electrónico para placas de circuito impreso, FPGAs y diseño de software empotrado. Además cuenta con una gran base de datos de librerías que agilizan los diseños. Esta herramienta permite, entre otras funcionalidades:

- Captura de esquemas:
 - Gestión de librerías de componentes.
 - Edición de documentación de esquemáticos: Placement de componentes, edición de conexiones y definición de reglas de diseño.
 - Integración con diversos fabricantes del mercado que permite la búsqueda de componentes y acceso a documentación.
 - Exportación de Netlist
 - Reportes de listas de materiales (BOM – *Bill of Materials*)
 - Jerarquía de esquemas
- Diseño 3D de PCBs:
 - Agrupación de múltiples nets en una única señal.
 - Visualización dinámica de reglas de diseño durante el rutado.
 - Gestión del stack-up de capas mejorada.
 - Mejora del rutado de pares diferenciales.
 - Librerías de huellas de componentes.
 - Placement inteligente de componentes.
 - Rutado de pistas manual con apoyo de pares diferenciales, rutado multi-traza y pin-swapping.
 - Trazado automático de pistas.
 - Análisis de integridad de señales.
 - Generación de ficheros de fabricación.
- Gestión de datos:
 - Control de versiones de cada diseño y comparación de diferencias.
 - Creación de plantillas de documentos y reglas de diseño.
 - Generación agrupada y en formato de ficheros.

En este software tendremos que crear los símbolos de los componentes o descargarlos de las librerías de la propia aplicación si estuvieran disponibles.

5. DISEÑO Y DESARROLLO

En este capítulo se explicará el diseño de las distintas etapas en las que se ha dividido la tarjeta.

Primero se plantea un diagrama de bloques general pero más concreto que el boceto de especificaciones. En los siguientes apartados se detallará cada etapa y se presentarán las soluciones hardware concretas que satisfacen las necesidades planteadas en la tarjeta de control.

5.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

En las siguientes figuras se muestra, tras analizar los requisitos técnicos y funcionales de la tarjeta, un diagrama de bloques con etapas más definidas. Cabe recordar que se trata de una tarjeta basada en microprocesador, por tanto será uno de los elementos más importantes.

- Diagrama Alimentaciones:

Se incluyen las etapas de alimentación necesarias en la tarjeta según los requisitos, así como su monitorización y control por parte del microcontrolador. El funcionamiento de los DC/DCs seguirá un arranque secuencial mediante las señales de habilitación de cada módulo que controla el PIC.

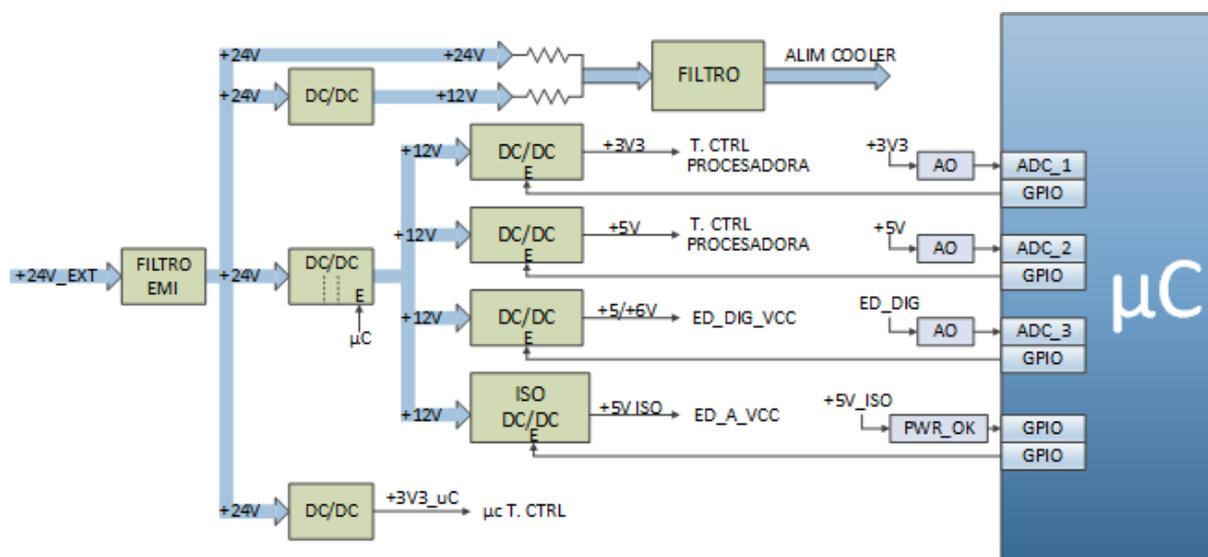


Figura 5-1. Diagrama alimentaciones T. CTRL

- Microcontrolador y periféricos:

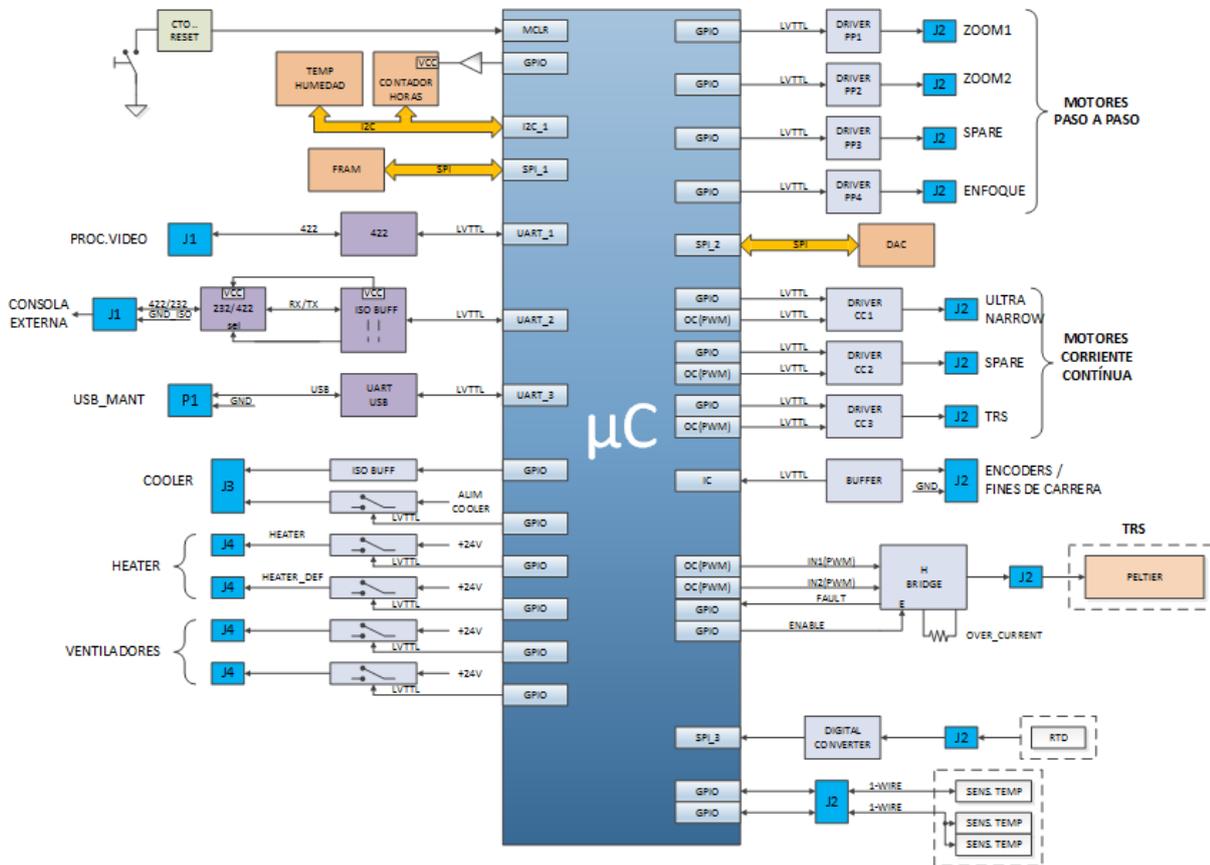


Figura 5-2. Diagrama microcontrolador T.CTRL

5.2 DISEÑO POR ETAPAS

A continuación se describen los diseños para cada uno de los bloques en los que se ha subdividido la tarjeta. Cabe destacar que los componentes escogidos en cada etapa son una posible solución de las múltiples opciones que existen en el mercado. En algunos casos la elección de unos componentes u otros dependerá de haberlos utilizado antes, la confianza en un fabricante en concreto o simplemente que sean más fáciles de conseguir.

5.2.1 Microcontrolador

La elección del procesador que gobernará la tarjeta es importante, ya que no solo debe cubrir las necesidades del proyecto en cuanto a periféricos o cantidad de puertos disponibles, sino que también debe ser flexible y ampliable:

- Flexible para poder remapear los periféricos en distintos pines del integrado para que, una vez rutada la tarjeta puedan modificarse los buses empleados dependiendo de las necesidades y avance del proyecto.
- Ampliable en el sentido de que se puedan utilizar nuevos periféricos que no se indicaron en los requisitos en función de las necesidades y avance del proyecto.

En los requisitos de diseño se indica utilizar un procesador de la familia PIC32 de Microchip.

Prestaciones PIC32

Se trata de una familia de microcontroladores de alto rendimiento y ofrece procesadores de 32 bits con más memoria de programa que otras familias para resolver desafíos de diseño de sistemas integrados cada vez más complejos.

Los MCUs (*Microcontroller Unit*) de Microchip cuentan con altas prestaciones que ofrecen la potencia de procesamiento, la memoria y los periféricos para las aplicaciones más avanzadas. El fabricante cuenta con un software libre y herramientas de desarrollo de bajo coste. Además garantiza la compatibilidad de periféricos con unidades de 16 bits.

Para la elección del microcontrolador analizaremos la familia de PIC32, teniendo en cuenta las siguientes condiciones:

- Capacidad para cubrir un número elevado de elementos en el sistema, es decir, gran cantidad de pines disponibles.
- Operatividad en el rango de temperatura -40°C a 85°C , siendo conveniente un rango más amplio.
- Capacidad máxima de memoria de programa para garantizar fluidez en el funcionamiento.

Dentro de la familia PIC32 encontramos tres series de microcontroladores:

1) PIC32MM

La familia PIC32MM es la más económica y la más rentable de la familia de microcontroladores PIC32 de 32 bits de Microchip. Para aplicaciones que requieren bajo consumo de energía, mayor duración de la batería y limitaciones de espacio, los dispositivos PIC32MM ofrecen modos de suspensión de hasta 500 nA y encapsulados muy pequeños.

Esta familia cuenta con periféricos independientes, diseñados para descargar la CPU, como las células lógicas configurables (CLC) y las salidas múltiples de captura y comparación PWM (MCCPs) que ayudan a habilitar aplicaciones de control de motores BLDC sin sensores.

Los dispositivos PIC32MM son compatibles con la herramienta MPLAB Microchip para ayudar a simplificar los diseños. Las aplicaciones de destino más usuales incluyen conjuntos de sensores IoT (Internet of the Things), termostatos conectados, dispositivos de monitorización ambiental, dispositivos portátiles médicos o de fitness, automatización de edificios y aplicaciones de control de motores de bajo costo.

2) PIC32MX

La familia PIC32MX fue la primera línea de dispositivos del fabricante con una arquitectura RISC de 32 bits. Cuenta con núcleos M4K de hasta 80MHz y alrededor de 105 MIPS (Million Instructions Per Second). Dispone de un amplio conjunto de periféricos estándar, incluyendo Ethernet, CAN y USB (Host/Device/On-The-Go). La memoria flash integrada oscila desde los 32 KB hasta 512 KB, y la memoria RAM incorporada tiene un rango entre 8 KB y 128 KB.

Proporciona un rendimiento computacional mejorado respecto a las arquitecturas de 8 y 16 bits. La familia PIC32MX ofrece una opción de migración para aquellas aplicaciones de alto rendimiento que pueden estar superando otras plataformas de 16 bits.

Las aplicaciones finales más comunes de esta serie son las comunicaciones, electrodomésticos de consumo, electrónica médica e industrial y automovilística.

3) PIC32MZ

La familia de microcontroladores PIC32MZ de Microchip se compone de dispositivos de 32 bits de alto rendimiento basados en un potente núcleo M-Class de 200MHz y más de 300 MIPS (Million Instructions Per Second). Disponen de memoria flash de hasta 2 MB, y una amplia memoria RAM incorporada de hasta 512 KB.

Estos dispositivos PIC32MZ disponen de un amplio abanico de periféricos de conectividad como 10/100 Ethernet MAC, USB MAC/PHY de alta velocidad y puertos CAN duales.

Cuenta con una unidad de punto flotante (FPU) de hardware integrado para añadir un procesamiento más potente y baja latencia para aplicaciones que requieren operaciones matemáticas de precisión simple o doble. El FPU combinado con un amplio conjunto de periféricos integrados convierten a estos MCUs en candidatos ideales para aplicaciones de proceso intensivo de alta velocidad o gran número de recursos.

Además, para la inicialización y programación de este microcontrolador, el fabricante proporciona el framework *MPLAB Harmony*. Consiste en una herramienta software de desarrollo basada en una interfaz gráfica de usuario (GUI) modular que facilita la integración de las aplicaciones. Puede adaptarse a las necesidades de memoria de la aplicación, lo que permite programar y depurar el microcontrolador PIC32, todo ello dentro del mismo entorno de desarrollo.

A continuación en la Tabla 5-1 se hace una comparativa de los procesadores más punteros de cada serie. Dicha tabla se ha obtenido de la búsqueda paramétrica de Microchip [6], que nos permite hacer una comparación seleccionando distintos procesadores.

Tabla 5-1. Comparativa de microcontroladores PIC32.

	PIC32MM	PIC32MX	PIC32MZ
Pin count	36	100	144
MHz	25	80	200
Flash (KB)	64	512	2048
RAM (MB)	8	128	512
Temperature Range	-40 to 85	-40 to 105	-40 to 125
Operation Voltage Range	2V - 3.6V	2.3V - 3.6V	2.2V - 3.6V
DMA Channel	0	8	15
# of A/D Ch.	14	16	48
Max A/D Resolution (bits)	12	10	0
Comparators	2	2	2
Timers	7 x 16-bit	5 x 16-bit	9 x 16-bit
	3 x 32-bit	2 x 32-bit	4 x 32-bit
Capture	0 -Input Capture	5 -Input Capture	9 -Input Capture
Output Compare	16-bit PWM resolutions	16-bit PWM resolutions	32-bit PWM resolutions
PWMs	0 -Std. PWM	5 -Std. PWM	9 -Std. PWM
UART	2 -UART	6 -UART	6 -UART
SPI	2 -SPI	3 -SPI	6 -SPI
I2C	0 -I2C	4 -I2C	5 -I2C
SQI	No	No	Yes
# of CAN Modules	0	2	2
USB	No	FS Device/Host/OTG	HS Device/Host/OTG
Ethernet	No	10/100 Base-TX Mac	10/100 Base-TX Mac

Tras este breve análisis, se decide utilizar un microcontrolador de la familia PIC32MZ, en concreto se utilizará el **PIC32MZ2048EFH144**, dado que es el más completo en prestaciones de toda su serie.

Algunas de las características y funcionalidades del microcontrolador, extraído de [7] son:

Características del microcontrolador:

- Núcleo MIPS32® de clase M de 32 bits, mejorado con DSP (*Digital Signal Processing*)
- 200 MHz de frecuencia máxima - 330 DMIPS
- Unidad de punto flotante (FPU) para cálculos sencillos rápidos y de doble precisión
- Arquitectura de código eficiente
- Modos de administración de baja potencia
- Control de reloj a prueba de fallos
- Temporizador Watchdog independiente
- PLL programables y fuentes de reloj de oscilador
- Activación y arranque rápidos
- Rango de temperatura -40°C a +125°C
- 2MB Flash memory (plus an additional 160 KB of Boot Flash)
- 512KB SRAM memory

Características de los periféricos

- Interfaces gráficas y de audio
 - Interfaces de memoria
 - Motor de cifrado con generador de números aleatorios
 - Controlador On-The-Go (OTG) de alta velocidad compatible con USB 2.0
 - Módulos CAN / UART / SPI / SQI / I2C
 - Puerto maestro paralelo (PMP)
 - Interfaz de bus externo (EBI) de hasta 50MHz
 - Ethernet 10/100 con MII/RMII
 - Módulo ADC de 12 bits y 18 Msps (*Mega samples per second*) con 48 canales
 - Sensor de temperatura interno
 - Nueve temporizadores de 16 bits; se pueden emparejar para proporcionar hasta 4 temporizadores de 32 bits
 - Comparadores analógicos
 - Módulos de comparación de salida (OC) y de comparación de entrada (IC)
 - Selección de contactos periféricos (PPS)
 - Acceso directo a memoria (DMA)
-

5.2.2 Dispositivos auxiliares

A continuación se detallan algunos dispositivos auxiliares incluidos en el diseño de la tarjeta de control. Todos estos dispositivos se alimentan de la misma etapa que el microcontrolador (+3V3_UC). Es una alimentación independiente y aislada de la alimentación externa que se explicará más adelante.

5.2.2.1 Circuito de reset

En la tarjeta se ha incluido un circuito supervisor de reset que se acciona con un micropulsador externo y envía una señal al pin MCLR (*Master Clear*) del microcontrolador. Este pin activo a nivel bajo resetea el dispositivo. Además se enciende un diodo LED de color rojo para indicar visualmente que se ha realizado un reset.

Este circuito permitirá reiniciar la lógica de la tarjeta en caso de que sea necesario, teniendo control y protección sobre la señal de reset del microcontrolador.

El integrado escogido es **TLC7733ID** de Texas Instruments, según el datasheet [8], este integrado proporciona un control sobre la funcionalidad de reset en la tarjeta y se utiliza principalmente en sistemas basados en microprocesador.

Durante encendido (*power-on*) el reset se asegura cuando la tensión de alimentación (V_{DD}) del integrado alcanza 1V. Después de establecerse un mínimo de alimentación ($V_{DD} \geq 2V$), el circuito supervisa la tensión del pin de SENSE y mantiene activas las salidas de reset siempre que dicha tensión permanezca por debajo un umbral interno (2.93V para este integrado en concreto).

Además, un timer interno retrasa el retorno de la salida al estado inactivo para asegurar una correcta estabilización del sistema. El tiempo de retardo, t_d , viene determinado por un condensador externo, C_{EXT} , según la ecuación:

$$t_d(s) = 2,1 \cdot 10^4 \cdot C_{EXT}(F)$$

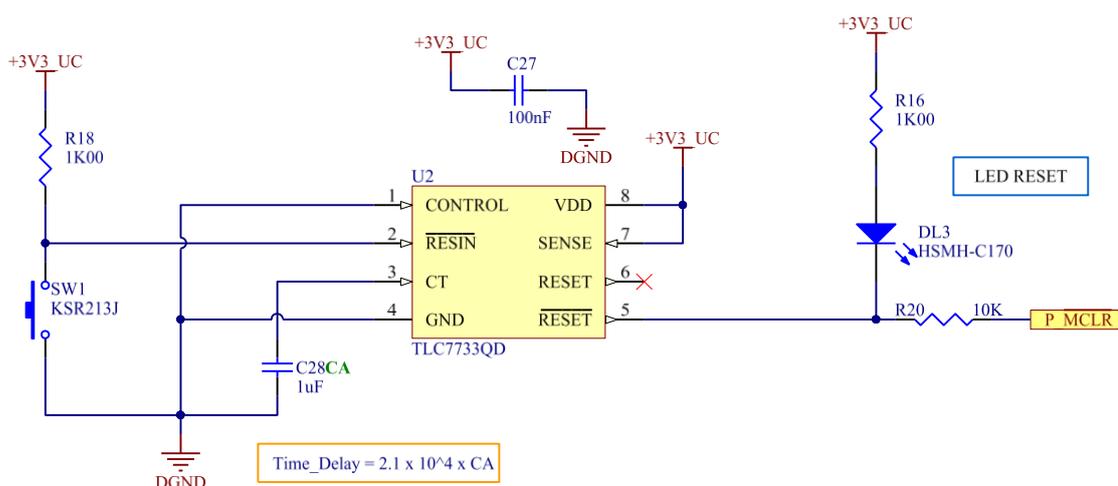


Figura 5-3. Esquema eléctrico circuito de reset.

5.2.2.2 Puerto de mantenimiento

Las tareas de mantenimiento se realizarán a través de una comunicación serie auxiliar desde el extremo del microcontrolador. Las tareas de este puerto serán principalmente:

- Testear todos los integrados de la tarjeta para verificar su operatividad.
- Realizar tareas de calibración y depuración de errores.
- Acceder a la memoria integrada en la tarjeta.
- Facilitar la integración con el sistema.

Se hará uso el módulo UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter) del PIC que requiere únicamente dos pines para la comunicación, transmisión y recepción.

Para facilitar el acceso externo al puerto de mantenimiento, este canal serie se convierte a USB a través del integrado **FT230XS-U** del fabricante FTDI y se accede a la tarjeta mediante un conector micro USB. Este integrado es simplemente un interfaz USB a UART serie que convierte de un estándar a otro.

De esta manera se tiene un interfaz fácilmente programable por el microcontrolador al que nos podemos conectar con un PC mediante un típico cable USB y un terminal serie.

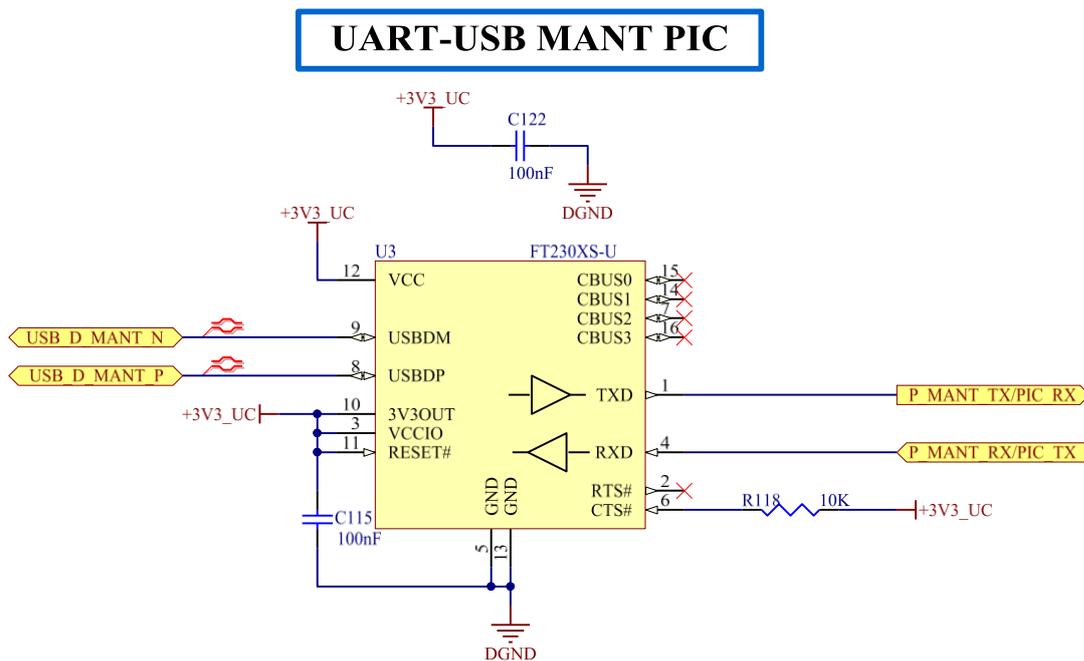


Figura 5-4. Esquema eléctrico puerto de mantenimiento.

5.2.2.3 Contador de horas

Para contabilizar el tiempo de funcionamiento del refrigerador o bien de la tarjeta completa se dispone de un contador de tiempo de horas. Se emplea el integrado **DS1682S+** de tipo *Total-Elapsed-Time Recorder* que se comunica a través de un bus I2C con el microcontrolador. Este integrado cuenta con una memoria EEPROM para mantener los datos en ausencia de alimentación, por lo que no requiere una fuente de alimentación de backup.

Se dispone de una línea discreta que permite controlar el contador de eventos del componente, habilitando o deshabilitando el pin de *event*. Este pin es monitorizado para determinar cuando ocurre un evento. Cuando el pin lee un nivel alto los datos almacenados en la EEPROM se transfieren al contador de tiempo transcurrido (ETC) y el oscilador comienza a funcionar. El ETC empieza a contar en incrementos de cuarto de segundo. Cuando el pin recibe un nivel bajo los datos del ETC se guardan en memoria nuevamente. Durante los cambios de estado en el pin de *event* el bus i2C no está disponible para las comunicaciones durante un cierto tiempo a tener en cuenta, especificado en el datasheet del integrado [9].

Además en este circuito se ha incluido un condensador de mayor capacidad y un diodo en serie para que, una vez cargado el condensador, si se corta la alimentación de $+3V3_UC$, el integrado mantenga durante un tiempo la alimentación y pueda guardar correctamente los datos del contador.

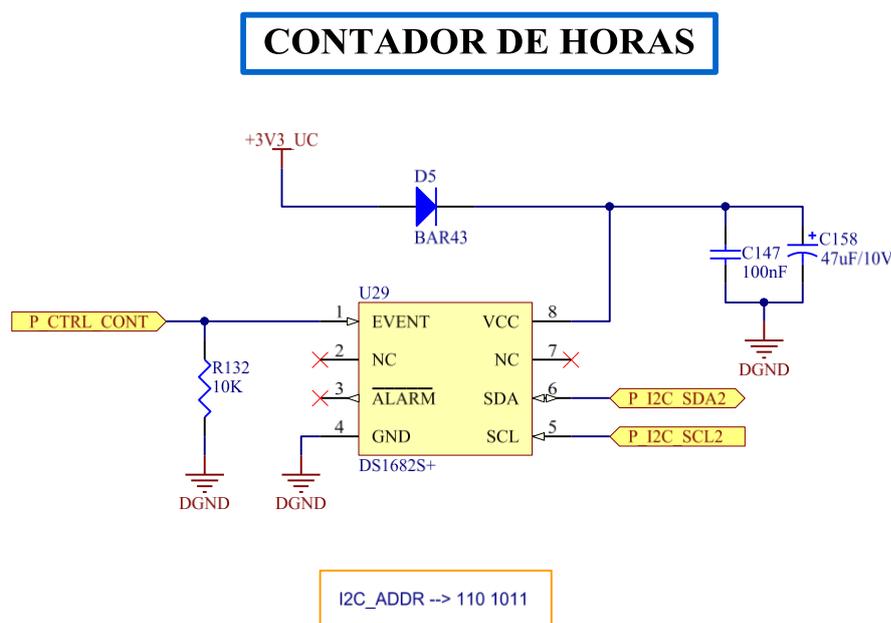


Figura 5-5. Esquema eléctrico contador de horas.

5.2.2.4 Sensor de temperatura

Para monitorizar la temperatura se empleará el integrado **SHT21**, es un sensor de temperatura y humedad que proporciona una señal digital con una resolución modificable por comandos, además dispone de un checksum que ayuda a mejorar la fiabilidad de la comunicación.

Se controla desde el PIC mediante un interfaz I2C que se comparte con el contador de horas, ya que ambos integrados toman medidas que no requieren una constante y rápida monitorización.

Las medidas de humedad relativa (RH) y temperatura se obtienen a partir de las siguientes expresiones obtenidas del datasheet [10], siendo S_{RH} y S_T las señales digitales de salida del sensor:

- Fórmula para cálculo de humedad:

$$RH = -6 + 125 \cdot \frac{S_{RH}}{2^{RES}}$$

- Fórmula para cálculo de temperatura:

$$T = -46,85 + 175,72 \cdot \frac{S_T}{2^{RES}}$$

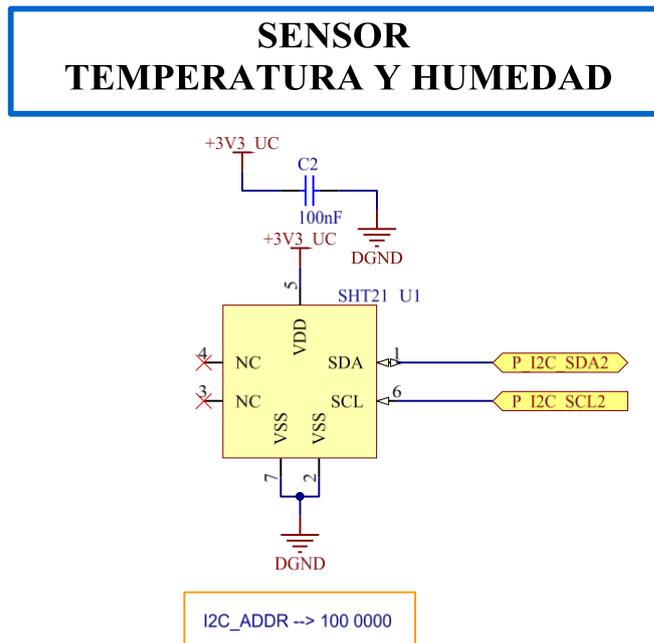


Figura 5-6. Esquema eléctrico sensor de temperatura.

5.2.2.5 Memoria no volátil

En la tarjeta se incluye una memoria no volátil F-RAM (Ferroelectric Random Access Memory) de 256 Kbit (32K x 8), que se comunica mediante un interfaz SPI con el microcontrolador.

La memoria escogida es **FM25V02** y, según podemos extraer de su datasheet [11], soporta un gran número de ciclos de lectura/escritura, cuenta con protecciones de escritura (*Write Protect*) y suspensión de tareas (*Hold*).

Esta memoria emplea un avanzado proceso ferroeléctrico, es no volátil y realiza lecturas y escrituras similares a una RAM. Proporciona una retención de datos segura durante 151 años, al tiempo que elimina las complejidades, la sobrecarga y los problemas de fiabilidad a nivel del sistema causados por flash serie, EEPROMs y otras memorias no volátiles.

A diferencia de las memorias flash serie y EEPROM, la **FM25V02** realiza operaciones de escritura a la velocidad del bus. No se producen retrasos de escritura y los datos se escriben en la matriz de memoria inmediatamente después de que cada byte se transfiera correctamente al dispositivo.

El siguiente ciclo de bus puede comenzar sin la necesidad de realizar sondeos de datos.

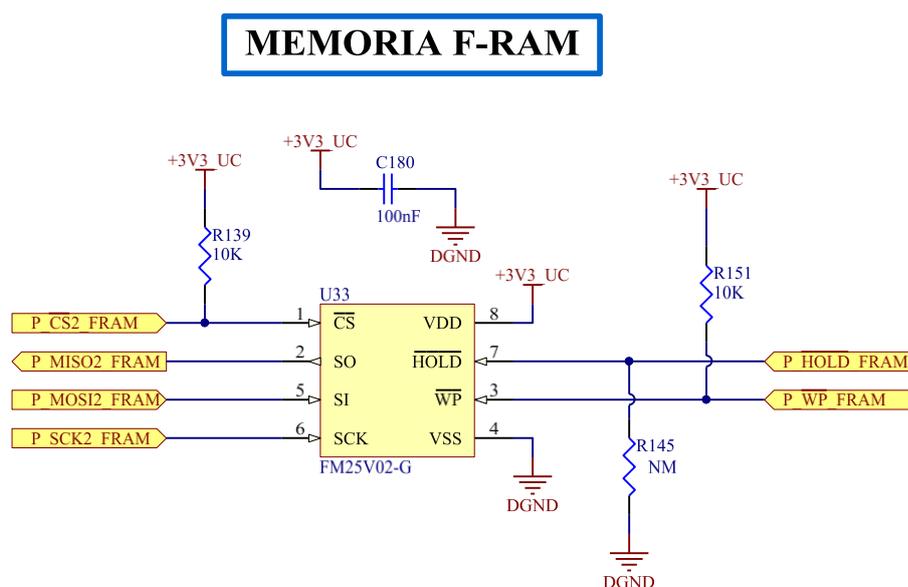


Figura 5-7. Esquema eléctrico memoria no volátil.

5.2.3 Alimentaciones

A continuación se detalla el diseño de cada una de las etapas de alimentación incluidas en la tarjeta, representadas en el diagrama de la Figura 5-1.

En el esquema eléctrico se han nombrado las alimentaciones y retornos de la siguiente forma:

- *PWR_EXT / PWR_EXT_RTN*: Alimentación externa de +24V.
- *PWR_EXT_FIL / PWR_EXT_RTN_FIL*: Alimentación externa filtrada.
- *+3V3_UC / DGND*: Alimentación de +3.3V aislada y generada a partir de la entrada externa. Sirve para alimentar el microcontrolador y algunos dispositivos que operaran en modo bajo consumo.
- *+12V / DGND*: Alimentación de +12V aislada y generada a partir de la entrada externa. Sirve de alimentación de entrada para los convertidores DC/DC y para los motores que controla la tarjeta.
- *+5V / DGND*: Alimentación de +5V generada a partir de +12V. Alimenta a la procesadora de vídeo y a algunos dispositivos de la tarjeta.
- *+3V3 / DGND*: Alimentación de +3.3V generada a partir de +12V. Alimenta a la procesadora de vídeo y a la gran mayoría de dispositivos de la tarjeta.
- *ED_DIG_VCC / DGND*: Alimentación generada a partir de +12V para la electrónica digital de los detectores.
- *ED_A_VCC / ED_A_GND*: Alimentación aislada generada a partir de +12V para la electrónica analógica de los detectores.

5.2.3.1 Protecciones de entrada

Uno de los requisitos marcados en la tarjeta es disponer de una serie de protecciones y filtros que protejan al sistema de transitorios, sobretensiones e inversiones de polaridad así como limitar la emisión de EMI hacia el exterior en la medida de lo posible. La interferencia electromagnética es un efecto no deseado entre dos sistemas eléctricos como resultado de la radiación o la conducción electromagnética. Es el principal efecto adverso causado por la de fuentes de alimentación conmutadas.

Para cumplir con las protecciones de la entrada de alimentación se incluyen los siguientes componentes según se indica en la Figura 5-8.

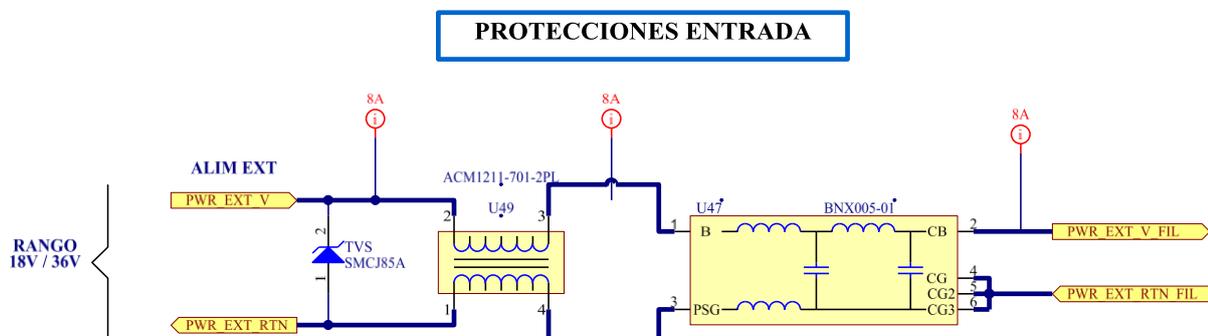


Figura 5-8. Esquema eléctrico protecciones de entrada.

TVS entrada: Con este diodo TVS (Transient-voltage-suppression) se pretende proteger a la tarjeta de los efectos dañinos de los voltajes transitorios y ESD (Electrostatic discharge). Se ha escogido el diodo **SMCJ85A** que soporta picos tensión de hasta 85V y disipa 1,5 kW.

Choque modo común: Se incluye en la protección de entrada una bobina de choque para filtrar las interferencias en modo común. Dichas interferencias son debidas muchas veces a una masa ruidosa del circuito, acoplamiento por capacidades parasitas, falta de desacoplo suficiente en la alimentación, o a señales diferenciales desbalanceadas. Se trata pues de circuitos parásitos que no son evidentes pero se deben tener en cuenta que siempre existen en mayor o menor medida y una forma de filtrar las posibles corrientes en modo común es incluir este choque.

El choque modo común se ocupará principalmente de la susceptibilidad electromagnética conducida y en menor medida de susceptibilidad radiada. Esta protección se pone primero en la cadena para que el sistema sea más inmune susceptibilidad conducida que llega desde el exterior en las líneas de alimentación. Por estas líneas llega normalmente ruido en modo común de más baja frecuencia debido a largos cables o etapas de convertidores.

Se utilizará el filtro **ACM1211-701-2PL**, según podemos ver en su datasheet [12] se trata de un filtro para aplicaciones que manejan grandes corrientes. Además supone una contramedida para el ruido en líneas eléctricas de alimentación y soporta 8A / 80V.

Filtro EMI: Después del choque en modo común se incluye un filtro LC en T. Este filtro EMI se haría cargo de filtrar principalmente las emisiones conducidas desde la tarjeta hacia el exterior.

Se ha escogido el módulo EMIFIL de Murata **BNX005**, de alto rendimiento para circuitos de potencia de corriente continua. El filtro soporta 50V /15A y permite obtener una alta pérdida de inserción en el rango de frecuencia de 0,5MHz a 1GHz, introduce una atenuación mínima de 40dB. Es eficaz para ruidos de impulso como descargas electrostáticas o picos de ruido. Este módulo permite un filtrado a mayores frecuencias que el choque en modo común.

5.2.3.2 Etapas de alimentación

ALIMENTACIÓN 3V3 UC

Esta etapa consiste en una alimentación aislada de +3,3V que se genera a partir de la entrada externa de alimentación tras ser filtrada y sirve para alimentar el microcontrolador y algunos dispositivos necesarios para trabajar en modo bajo consumo. Dado que proporciona alimentación a pocos integrados no es necesario que el DC/DC que genere esta alimentación suministre mucha potencia.

Se ha escogido el convertidor **MTC1S2403MC** de Murata que proporciona aislamiento galvánico y un 1W de potencia, más que suficiente para la curva de arranque del microprocesador y mantener todos los dispositivos. Se trata de un convertidor DC/DC de tamaño reducido y montaje superficial que ofrece una única tensión de salida, en este caso se ha escogido el integrado que proporciona +3,3V.

Para la configuración de este módulo se han seguido las indicaciones de su datahseet [13]. Por ello se han incluido los condensadores de salida según se indica. Un condensador cerámico de 1µF con una tensión nominal que sea mínimo de 3 veces la tensión de salida del convertidor DC / DC y un condensador de tántalo con bajo ESR (*Equivalent series resistance*) y una tensión nominal que sea al menos 1,5 veces la tensión de salida del convertidor.

La tensión de salida es ajustable en un $\pm 10\%$, aunque no se pretende modificarla se ha dejado la opción de trimar la salida si fuera necesario. Para ello sirven las resistencias de ajuste, posicionadas pero sin montar en la tarjeta.

Dado que esta etapa alimenta al microcontrolador siempre estará activa en cuanto reciba la tensión mínima en la entrada sin necesidad de una línea de habilitación.

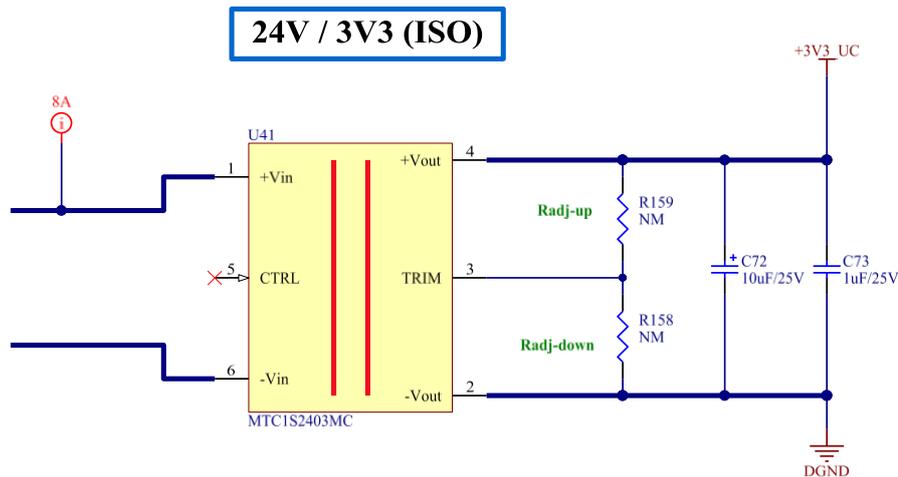


Figura 5-9. Esquema eléctrico alimentación 3V3.

ALIMENTACIÓN 3V3

Esta alimentación se convierte desde los 12V también generados en la tarjeta que se detallarán más adelante. La etapa alimentará a gran parte de los componentes electrónicos y además a la tarjeta procesadora de video.

Por tanto, se trata de buscar un módulo tipo Buck, ya que genera una tensión de salida menor que la que recibe a su entrada. Además se busca una alta eficiencia ya que según los requisitos debe proporcionar hasta 6 A de corriente, lo que se traduce en unos 20W de potencia de salida.

Para esta etapa de mayor potencia se buscará un módulo que integre el convertidor DC/DC junto con la mayoría de los elementos como bobinas y condensadores. De esta forma conseguimos un diseño optimizado y un tamaño reducido para esta aplicación de mayor potencia.

Realizamos una búsqueda paramétrica en la web de Texas Instruments [14]. Este fabricante dispone de diversos módulos de potencia ya integrados además de notas de aplicación y documentación técnica bastante completa.

Dentro de los módulos de potencia no aislados nos encontramos con varios *step-down converters* válidos para nuestra tarjeta. Introducimos los parámetros especificados en los requisitos:

- $V_{IN} = 12V$
- $V_{OUT} = 3,3V$
- $I_{OUT} \geq 8A$
- Funcionalidad de *enable* para poder controlar la salida.

Aunque la corriente marcada en las especificaciones sea de 6A, el módulo también debe cumplir el requisito de proporcionar hasta un 30% más de su valor nominal de intensidad, por ello fijaremos 8A en la búsqueda.

También debemos tener en cuenta que el encapsulado del módulo sea fácil de montar y reparar, por lo que evitaremos los encapsulados del tipo BGA, QFN y PFM. Estos encapsulados tienen unos pads de difícil acceso manual y su montaje requiere normalmente una maquinaria especializada. Además es necesario calentar bastante el componente y sus proximidades para desoldar su terminal pad.

Por último, tras filtrar entre todas las opciones de convertidores tipo Buck de este fabricante, escogeremos el que tenga mejores prestaciones de eficiencia para perder la menor potencia posible, tamaño y fijación a la PCB. La eficiencia se ha obtenido de los datasheets para la situación planteada en los requisitos.

Tabla 5-2. Comparativa DC-DCs 12V/3V3.

Part Number	I _{out} (Max) (A)	V _{in} (Min) (V)	V _{in} (Max) (V)	V _{out} (Min) (V)	V _{out} (Max) (V)	Ef. (%)	Características especiales	Tamaño encapsulado: mm ² (PKG)
PTH12030W	26	10.2	13.8	1.2	5.5	88	Wide-Adjust, Enable, Output Discharge, Tracking	1055 mm ² (Through-Hole Module)
PTV12010W	8	10.8	13.2	1.2	5.5	90	Wide-Adjust, Enable, Output Discharge, Tracking	186 mm ² (SIP MODULE)
PTR08100W	10	4.5	14	0.6	5.5	90	Wide-Adjust, Enable, Tracking	155 mm ² (SIP MODULE)
PTH12040W	50	8	14	0.8	5.5	90	Wide-Adjust, Enable, Output Discharge, Tracking	1460 mm ² (Surface Mount Module)
PTH12010W	12	10.8	13.2	1.2	5.5	92	Wide-Adjust, Enable, Output Discharge, Tracking	600 mm ² (Through-Hole Module)
PTV12020W	16	10.8	13.2	1.2	5.5	92	Wide-Adjust, Enable, Output Discharge, Tracking	384 mm ² (SIP MODULE)
PTV08T250W	50	8	14	0.8	3.6	92	Wide-Adjust, Enable, Tracking	555 mm ² (SIP MODULE)
PTV08040W	50	8	14	0.8	3.6	92	Wide-Adjust, Enable, Tracking	555 mm ² (SIP MODULE)
PTH12020W	18	10.8	13.2	1.2	5.5	93	Wide-Adjust, Enable, Output Discharge, Tracking	901 mm ² (Through-Hole Module)
PTH12060W	10	10.8	13.2	1.2	5.5	93	Wide-Adjust, Enable, Output Discharge, Tracking	441 mm ² (Surface Mount Module)

Finalmente escogemos un convertidor de la familia PTH, esta familia de módulos de potencia está optimizada para aplicaciones que requieren un módulo flexible y de alto rendimiento de tamaño pequeño.

En concreto el módulo **PTH12060W**, físicamente es un módulo de tamaño reducido y es más robusto a vibraciones que la familia PTV de montaje vertical. Con una eficiencia del 93% y hasta 10A de corriente de salida es la mejor opción. Los datos de eficiencia se han obtenido de su datasheet [15] y se representan en la Figura 5-10 en función de la corriente de carga que entrega a la salida.

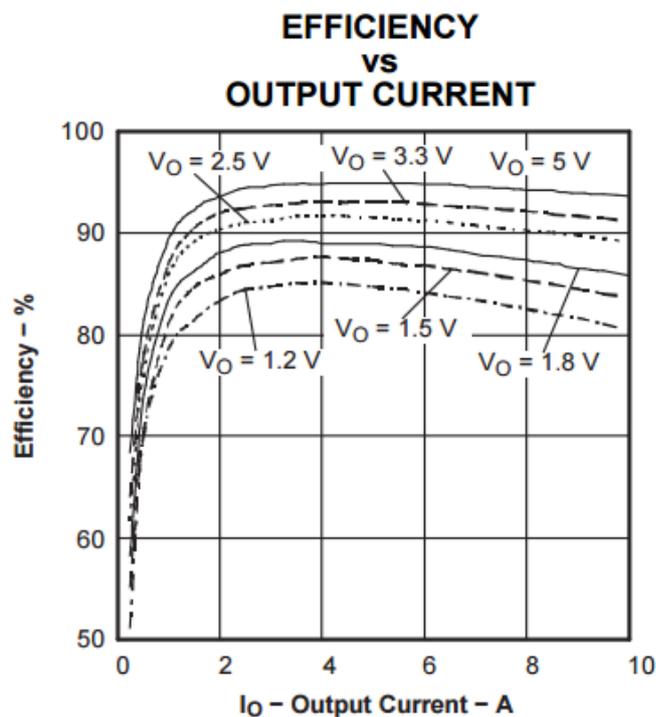


Figura 5-10. PTH12060W: Eficiencia vs corriente de salida.

En la Figura 5-11 se representa el esquema de diseño de la documentación. El pin 4 de control, *adjust*, fija el voltaje de salida y rango de tensión va desde 1.2V a 5.5V.

El método de ajuste requiere añadir una única resistencia externa R_{SET} que debe conectarse directamente entre los pines *adjust* y *GND*. En la documentación encontramos una tabla que indica el valor de la resistencia externa para una serie de tensiones estándar, junto con la tensión de salida real que proporciona el valor de la resistencia. Dicha tabla se rige según la siguiente expresión:

$$R_{SET} = 10k\Omega \cdot \frac{0.8V}{V_o - 1.2V} - 1.82k\Omega$$

$$R_{SET} = 2k\Omega$$

Utilizaremos una resistencia 2kΩ y tolerancia 1% para configurar la salida a 3.3V.

En nuestra aplicación controlaremos el pin de *inhibit* apagar o encender el módulo.

También debemos conectar los pines de *track* y *sense* con entrada y salida respectivamente para que el circuito de regulación interno compense las caídas de tensión entre el módulo y la carga y conseguir la exactitud óptima. Los pines de trimado de la salida *margin_up* y *margin_down* los dejaremos sin conectar.

En el datasheet [15] también encontramos una nota de aplicación con recomendaciones de diseño sobre los condensadores externos de entrada y salida que necesita el módulo para su correcto funcionamiento.

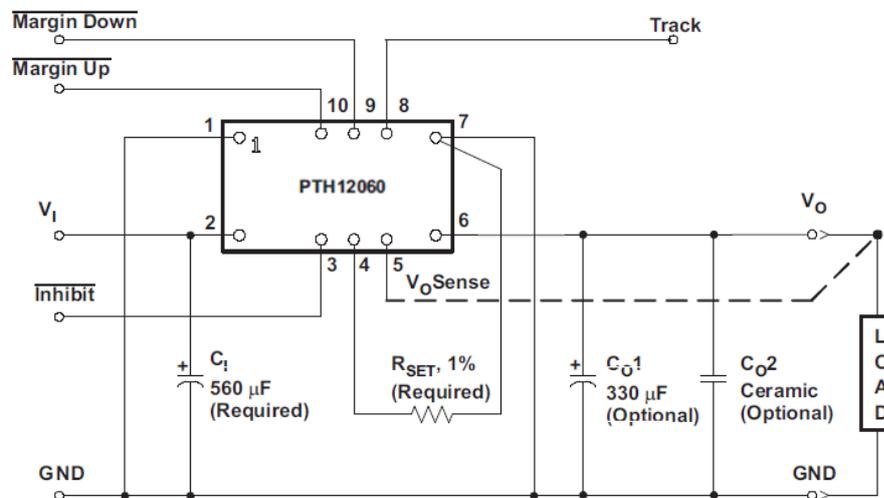


Figura 5-11. Esquema de diseño PTH12060.

La capacidad de entrada recomendada es de $560\mu\text{F}$ y está determinada por la corriente mínima de rizado. Se puede añadir un condensador cerámico para reducir la corriente de rizado reflejada en la entrada. El condensador cerámico debe estar situado entre el electrolítico de entrada y el módulo.

Las consideraciones a tener en cuenta para elegir estos condensadores de entrada son la corriente de rizado, una ESR recomendada menor de $100\text{m}\Omega$ y la temperatura.

En cuanto a los condensadores de salida, para aplicaciones con transitorios en la carga, la respuesta del regulador mejora con un condensador de salida externa. El valor de $330\mu\text{F}$ se utiliza para definir la especificación de respuesta transitoria. Además, añadiendo un condensador cerámico a la salida se reduce el voltaje de rizado y mejora la respuesta transitoria del regulador.

En la Figura 5-12 se muestra la configuración del módulo en el esquema. Se ha añadido dos condensadores cerámicos a la entrada para mejorar el rizado de la corriente y reducir ESR. También se ha añadido un transistor que funciona como un interruptor para controlar desde el microcontrolador el pin de *inhibit*. Este pin es una entrada open collector con lógica negativa. Si el PIC pone un nivel bajo en el transistor el pin de *inhibit* estará abierto, si el micro fija un nivel alto el transistor se activa y pin *inhibit* se cortocircuita con GND, deshabilitando el módulo. Desde el punto de vista del micro se maneja una lógica invertida.

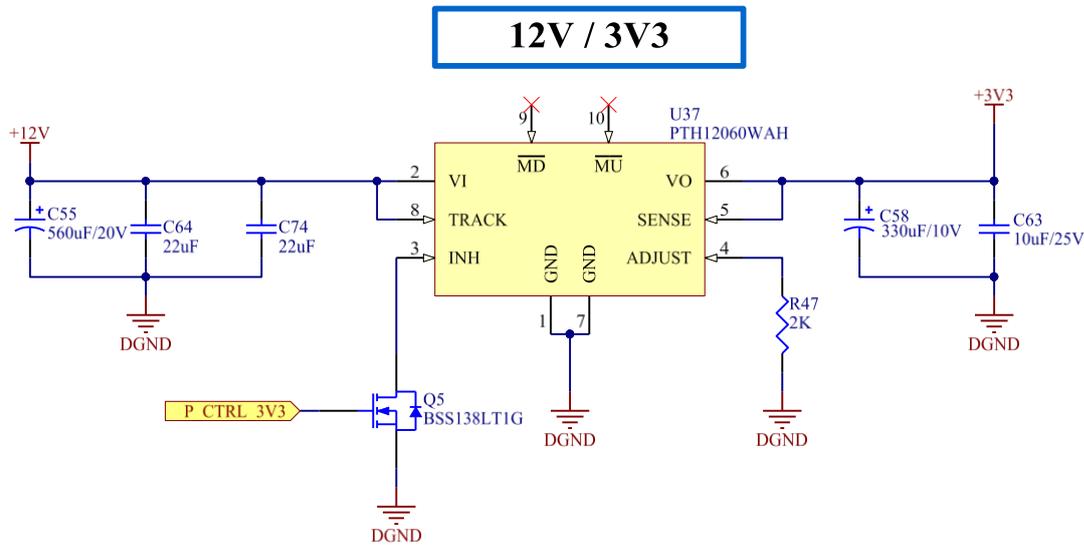


Figura 5-12. Esquema eléctrico PTH12060.

ALIMENTACIÓN ED DIG VCC

Esta alimentación se genera a partir de los 12V, la etapa alimentará directamente a la electrónica de los detectores a través de a la tarjeta procesadora de video.

En este caso buscaremos una solución hardware en el fabricante Linear Technology que dispone de una documentación técnica muy completa y notas de aplicación detalladas. Además proporciona modelos de sus dispositivos y herramientas de simulación de diseño.

En concreto utilizaremos *LTSpice IV*, es un simulador SPICE (Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis) de alto rendimiento, con captura esquemática y representación de formas de onda con mejoras y modelos para facilitar la simulación de los reguladores de conmutación. La simulación de reguladores es extremadamente rápida en comparación con otros simuladores.

El requisito más estricto de este convertidor es generar una alimentación con un rizado de tensión de salida mínimo. Un rizado elevado en la alimentación de los detectores puede inducir ruidos que afecten considerablemente a las medidas.

Realizamos una búsqueda en la web del fabricante [16], dentro de reguladores *step-down* internos de un canal de salida y filtramos aquellos que tengan la característica "*low ripple*". A continuación filtramos según los requisitos del diseño:

- $V_{IN} = 12V$
- $V_{OUT} \geq 5V$
- $I_{OUT} \geq 1A$
- Funcionalidad de *enable* para controlar la salida

Igual que en el caso anterior, en las especificaciones indica un consumo de 0.5A pero el regulador también debe cumplir el requisito de poder proporcionar más potencia, por ello marcamos el requisito de $I_{OUT} \geq 1A$ en la búsqueda.

Eliminamos los componentes con encapsulados del tipo *FN (Flat No-Leads) sin contactos y los *GA (Grid Array) de matriz de rejillas porque son más complejos de reparar y dificultan el montaje en la tarjeta. Además incluimos los datos de eficiencia y rizado de salida en el mejor caso. En la Tabla 5-3 siguiente se muestran las opciones que cumplen los requisitos:

Tabla 5-3. Comparativa DC/DCs de bajo rizado.

Part Number	Iout (Max) (A)	Vin (Min) (V)	Vin (Max) (V)	Vout (Min) (V)	Vout (Max) (V)	Ef. (%) @ 1A	Rizado [mVpp]	Tamaño encapsulado: mm2 (PKG)
LT8631	1	3	100	0.808	60	85	10	42.2mm ² (TSSOP-20)
LT3991	1,2	4.3	55	1.19	30	88	15	14.7mm ² (MS-10E)
LT3480	2	3.6	36	0.79	20	90	15	14.7mm ² (MS-10E)
LT3481	2	3.6	36	1.265	20	85	15	14.7mm ² (MS-10E)
LT3980	2	3.6	58	0.79	57.42	88	15	19.8mm ² (MS-16E)
LT8620	2	3.4	65	0.97	64.75	93	10	19.8mm ² (MS-16E)
LT3975	2,5	4	42	1.197	40.74	90	15	19.8mm ² (MS-16E)
LT8610	2,5	3.4	42	0.97	40	95	10	19.8mm ² (MS-16E)
LT3995	3	4.3	60	1.197	55.8	90	15	19.8mm ² (MS-16E)
LT3972	3,5	3.6	33	0.79	30	91	15	14.7mm ² (MS-10E)
LT3976	5	4.3	40	1.197	38.8	88	15	19.8mm ² (MS-16E)

Comparando las distintas series de reguladores, con prestaciones similares y perfectamente válidas para la aplicación, se escoge la **LT8610** por tener mejores prestaciones de eficiencia y rizado. Son reguladores de conmutación monolíticos síncronos de alta eficiencia y alta velocidad que consumen sólo 2.5µA de corriente de reposo. En concreto utilizaremos la versión **LT8610AB** de la serie con mejoras de EMI y eficiencia en modo ráfaga. Tiene mayor intensidad máxima de salida de y un tiempo de arranque mínimo más rápido.

Configuramos el componente según el datasheet del fabricante [17]. El pin *EN/UV* tiene un umbral para habilitar la etapa o cortar la salida por baja tensión o apagado de la entrada, en este caso se controlará desde el micro. Incluiremos un pull-down en la entrada para que por defecto la etapa tenga la salida deshabilitada hasta que el microcontrolador secuencie el arranque.

Incluyendo un condensador externo en el pin *TR/SS* habilitamos el arranque suave de la salida para evitar el aumento excesivo de la corriente en la alimentación de entrada. Se debe tener en cuenta el requisito marcado para la rampa de arranque de la salida, menor de 50 ms desde los 0V.

También dispone de el pin *SYNC* que permite la sincronización con un reloj externo y el pin *PG* indica cuando la tensión generada está dentro de una tolerancia respecto al nivel configurado, aunque no se utilizarán estas funcionalidades en la tarjeta.

La frecuencia de conmutación se configura con una resistencia entre el pin *RT* y *GND* según la tabla incluida en la documentación del componente. Configuraremos una frecuencia de 1.2MHz con una resistencia de 33.2kΩ, intermedia dentro del rango configurable y recomendada para máxima eficiencia. Esta frecuencia influirá en la frecuencia de rizado de la salida, en la temperatura del DC/DC y en las interferencias EMI producidas, entre otros casos.

Para configurar la tensión de salida debemos conectar un divisor resistivo de realimentación al pin *FB*, además de un condensador de fase entre el pin *FB* y la salida V_{OUT} . Utilizamos la ecuación del datasheet:

$$R2 = R1 \cdot \frac{V_{OUT}}{0.97V} - 1$$

Fijando $R1 = 1M\Omega$, según recomienda el fabricante para reducir el consumo de corriente en reposo. Resolviendo para configurar $ED_DIG = 6V$ se obtiene por tanto, ajustando la resistencia a un valor comercial, $R2 = 191k\Omega$ y por tanto una tensión de salida:

$$V_{OUT} = 0.97V \cdot \left(\frac{R1}{R2} + 1 \right) = 6,048V$$

Entre la salida y el pin *BST* debemos incluir un condensador externo, este condensador de *boost* se utiliza para proporcionar un pico de tensión, superior al voltaje de entrada, al switch de alimentación interno. Se utilizará una capacidad de 100nF, recomendada en la documentación, y conectada lo más cerca posible del integrado para evitar pérdidas de tensión.

Por último es necesario incluir a la salida del DC/DC una red LC que filtre la onda cuadrada generada por el regulador para producir la tensión continua. Este DC/DC está diseñado para minimizar el tamaño de la bobina, para calcular el valor de la inductancia usamos la siguiente expresión:

$$L = \frac{V_{OUT} + V_{SW}}{f_{SW}} [\mu H]$$

Donde f_{SW} es la frecuencia de conmutación en MHz, V_{OUT} es la tensión de salida y V_{SW} es la caída del switch interno ($\sim 0.21V$). Resolviendo la ecuación para $ED_DIG = 6V$ obtenemos un valor inductancia de 5,175 μH que se puede aproximar a una bobina comercial de $L = 4,7 \mu H$. Para evitar el sobrecalentamiento y la mala eficiencia, el inductor debe ser elegido con una corriente nominal RMS mayor que la carga de salida máxima esperada. Además, la intensidad de saturación del inductor debe ser mayor que la corriente de carga más la mitad de la corriente de rizado:

$$I_{L(MAX)} = I_{CARGA} + \frac{1}{2} \Delta I_L$$

La corriente de rizado en la bobina, con la configuración empleada, es $\Delta I_L = 0,53A$ y se puede calcular según la expresión:

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{L \cdot f_{SW}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

Sobredimensionando la corriente demandada a la salida, para 1A de carga, se ha escogido la bobina de Coilcraft, con referencia **LPS5030-472**. Esta es la familia de bobinas de menor tamaño que cumple los requisitos de corriente recomendados en el datasheet, sus características en el peor caso son $I_{RMS} = 1,3A$ y $I_{SAT} = 1,9A$. Cumple por tanto $I_{SAT} > I_{L(MAX)} = 1,265$.

Una vez escogida la bobina seleccionamos la capacidad de la red LC de salida. El condensador de salida tiene dos funciones esenciales. Junto con la bobina, filtra la onda cuadrada generada por el regulador y determina el rizado de salida, por lo que es importante una baja impedancia a la frecuencia de conmutación configurada, f_{SW} .

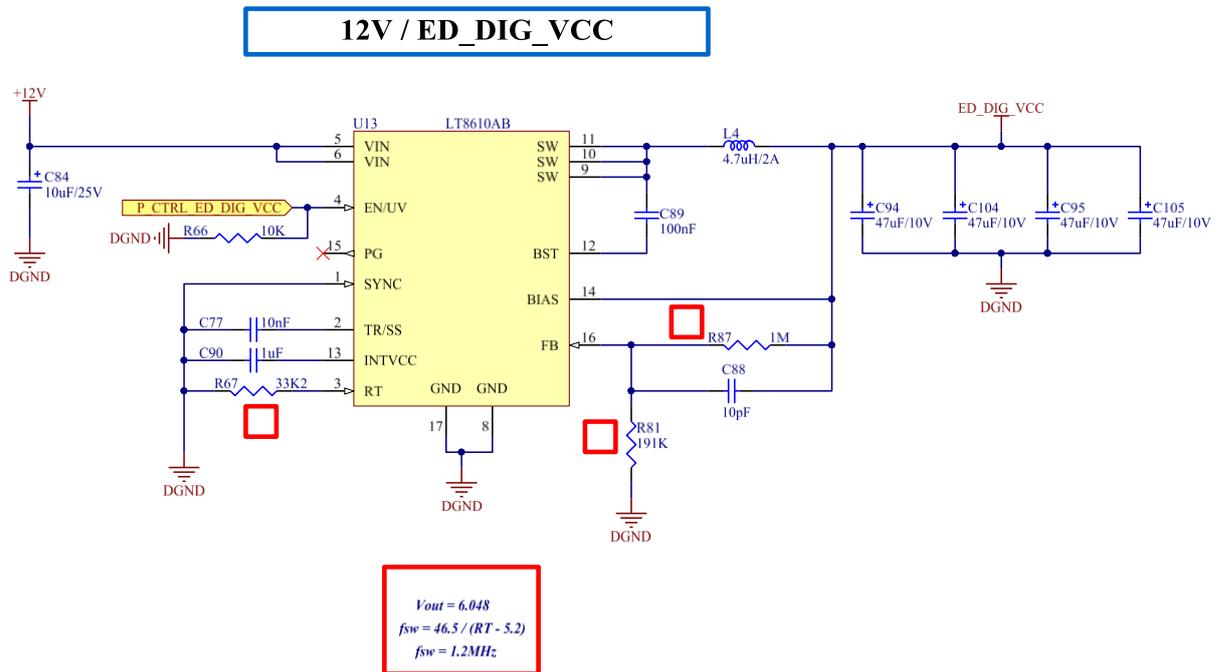


Figura 5-13. Esquema eléctrico LT8610AB.

La segunda función es almacenar energía para soportar las cargas transitorias y estabilizar el lazo de control del regulador. Los condensadores cerámicos tienen una ESR muy baja y proporcionan el mejor rendimiento de rizado. Los condensadores tipo X5R y X7R proporcionarán un rizado de salida bajo y una buena respuesta transitoria. Según el datasheet [17], el rendimiento ante transitorios se puede mejorar con capacidades más altas y añadiendo un condensador de avance (*feedforward*) entre V_{OUT} y FB . Aumentar la capacitancia de salida también disminuirá el rizado de la tensión de salida. Con todo esto y siguiendo la tabla 1 del datasheet se incluyen a la salida 4 condensadores cerámicos X7R de capacidad $47\mu\text{F}$. Al colocarlos en paralelo reducimos aún más el ESR de los condensadores, lo que conllevará una mejora en el rizado de salida que en este caso se estima que sea de 10mV_{pp} .

Con toda esta configuración de la etapa simulamos el DC/DC para verificar que se cumplen los requisitos de tensión, rizado y curva de arranque. Utilizamos el simulador citado anteriormente, *LTSpice IV*, y el modelo de simulación del componente que podemos encontrar en el apartado de documentación de la web del fabricante. En esta simulación incluimos todos los componentes externos comentados en párrafos anteriores para ver su efecto en la salida. Este simulador permite además simular componentes concretos de otros fabricantes por lo que podremos diferenciar, por ejemplo, entre el uso de un condensador cerámico X7R y un condensador de tántalo. En la Figura 5-14 se representa el circuito simulado.

Configuramos una simulación transitoria de 10ms, un tiempo más que suficiente para analizar la curva de arranque y la tensión estable.

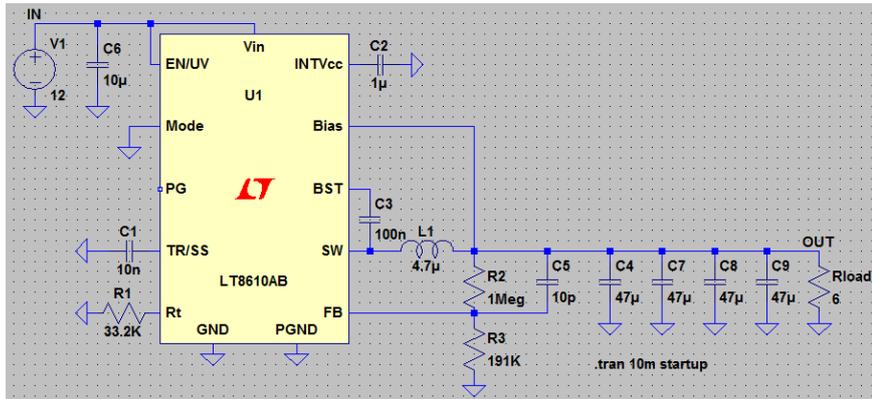


Figura 5-14. Esquema de simulación LT8610AB.

A continuación se muestran las gráficas obtenidas para diferentes simulaciones. En primer lugar, el arranque del regulador. Con el condensador externo de *soft-start* conseguimos una rampa de 5ms. La salida es estable y precisa, $V_{OUT} = 6.05V$ que se aproxima al cálculo con la ecuación del datasheet. En las dos siguientes gráficas se realiza un zoom sobre la salida estabilizada para analizar el rizado de tensión. Ante todo es una simulación, en el caso real la salida será más ruidosa y con mayor rizado, pero nos sirve para analizar el efecto entre condensadores cerámicos o de tántalo.

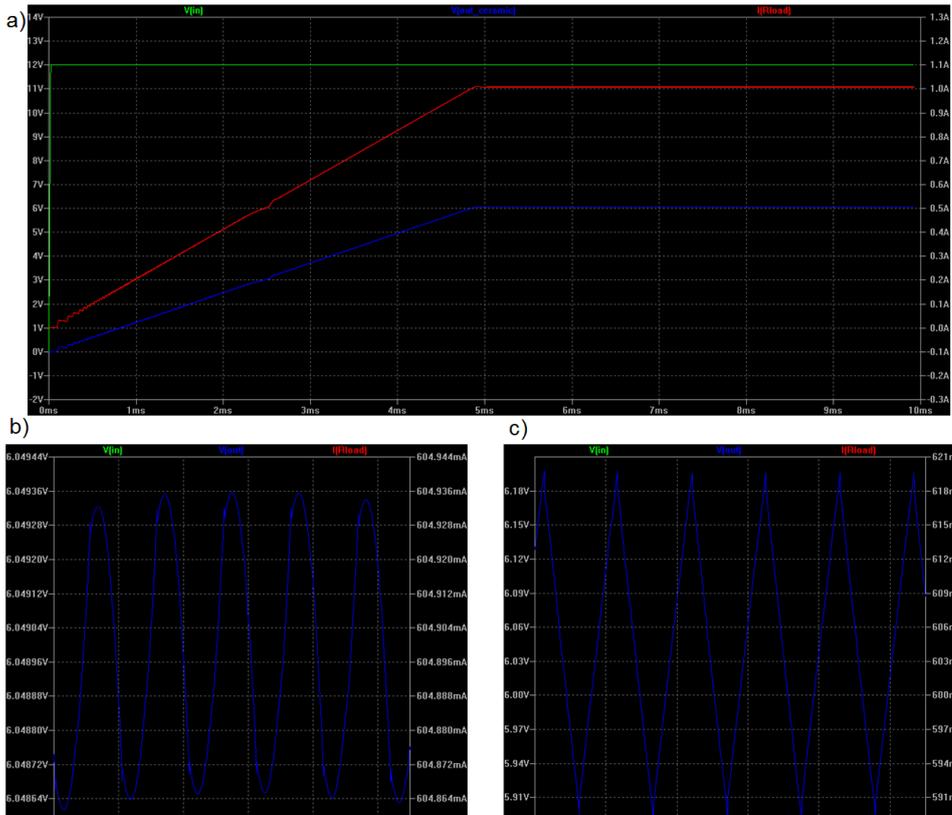


Figura 5-15. Curvas DC/DC LT8610AB.

a) Curva de arranque tensión de salida. b) Rizado de tensión C_{OUT} cerámicos. c) Rizado de tensión C_{OUT} electrolíticos.

El rizado tiene que seguir la frecuencia de conmutación del regulador, f_{SW} , ya que es debido a las conmutaciones de la corriente de salida. Con C_{OUT} cerámicos tenemos un rizado mínimo a la salida, menor de $1mV_{PP}$ en simulación. En cambio con los condensadores electrolíticos de tantalio este rizado es mucho mayor, aproximadamente $300mV_{PP}$. Esto es debido al ESR de cada material, en los cerámicos es típicamente 3 órdenes de magnitud menor y además la conexión en paralelo reduce esta resistencia serie.

ALIMENTACIÓN 5V

Esta alimentación se genera también a partir de los 12V, la etapa alimentará a algunos componentes electrónicos y además a la tarjeta procesadora de video, aunque se requiere menos potencia que en la etapa de 3.3V. Puesto que esta etapa es similar a ED_DIG y menos restrictiva utilizaremos la misma etapa anterior pero ajustada para los 5V de salida. Esto se consigue con la red de resistencias $R1 = 1M\Omega$ y $R2 = 240k\Omega$ que cumplen:

$$V_{OUT} = 0.97V \cdot \left(\frac{R1}{R2} + 1 \right) = 5,011 V$$

ALIMENTACIÓN ED_A_VCC

Esta etapa de alimentación es la más sensible de toda la tarjeta ya que debe alimentar a la electrónica de acondicionamiento de los detectores de infrarrojos. Como se ha citado anteriormente, los detectores necesitan un ajuste fino para reducir el error en la medida, por tanto si la alimentación de esta etapa es ruidosa supondrá un problema para la detección correcta de la matriz de sensores e introduciremos ruido en la imágenes capturadas.

Esta tensión se generará a partir de los 12V de alimentación pero debe estar aislada del resto de etapas de la tarjeta. Además deberemos controlar su encendido y apagado.

Se plantea utilizar un LDO con salida regulada para generar ED_A_VCC . Los LDOs (*Low Dropout Voltage*) se usan generalmente para alimentaciones que requieren potencia y tienen requisitos de bajo ruido. Un LDO es un regulador de continua que puede generar una tensión de salida incluso cuando la alimentación de entrada es muy próxima a la salida. Las ventajas de un LDO frente a un regulador DC/DC es la ausencia de ruido de conmutación, tamaño reducido ya que no necesita grandes bobinas o transformadores y simplicidad en el diseño. El problema de utilizar un LDO frente a una fuente conmutada es que la potencia disipada es proporcional a la corriente de salida y aumenta cuanto mayor es la diferencia entre la tensión de entrada y salida.

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot I_{OUT}$$

Según se indicaba en los requisitos, la corriente máxima demandada a esta etapa será de 600mA aunque en funcionamiento normal será mucho menor.

Si la diferencia entre la entrada y la salida se pierde poca potencia, por tanto deberemos incorporar una etapa intermedia más eficiente entre la alimentación de 12V y el LDO de bajo ruido. Cuando más próxima sea la entrada del LDO a 5V, mejor será la eficiencia. Puesto que es necesario también aislar eléctricamente la alimentación generada se utilizará también un DC/DC de aislamiento para hacer una regulación menos brusca de tensión. En la siguiente figura se representa la etapa de alimentación:

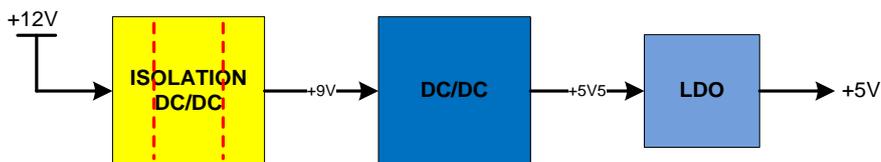


Figura 5-16. Diagrama alimentación ED_A_VCC

Para el regulador intermedio se utilizará el DC/DC **LT8610AB** de las etapas anteriores que nos garantiza bajo rizado y una alta eficiencia, suponemos que es superior al 95% en este caso según la documentación del fabricante [17]. Configuramos la salida del regulador a +5,5V con la red de resistencias $R_1 = 1\text{M}\Omega$ y $R_2 = 215\text{k}\Omega$ que hacen $V_{OUT} = 5,48\text{V}$.

Utilizaremos el regulador lineal **LT1965IMS8E**, también de Linear Technology [18]. Se trata de un LDO de bajo ruido y bajo dropout que puede proporcionar hasta 1,1A de salida con una caída de tensión de 300mV aproximadamente. En nuestro caso las caídas de tensión no son críticas, dentro de los márgenes del $\pm 5\%$, mientras la salida sea estable y poco ruidosa. El regulador tiene un ruido de salida muy bajo ($40\mu\text{V}_{\text{RMS}}$) lo que los hace ideales para aplicaciones que requieran gran sensibilidad.

La tensión generada es estable con condensadores de salida de baja capacidad ($10\mu\text{F}$) e incluye circuitos de protección interna como limitación de corriente, limitación térmica y protección contra corriente inversa. Para configurar el regulador únicamente necesitamos calcular las resistencias de ajuste para generar la tensión de 5V. Utilizamos la ecuación de [18]:

$$V_{OUT} = 1,2\text{V} \cdot (1 + R_2/R_1) + I_{ADJ} \cdot R_2$$

Siendo $I_{ADJ} = 1,3\mu\text{A}$ a 25°C , con las resistencias $R_2 = 10\text{k}\Omega$ y $R_1 = 3,16\text{k}\Omega$ obtenemos una salida ajustada $V_{OUT} = 5,01\text{V}$.

Según la ecuación de potencia disipada, en nuestro caso perderemos 0,3W en calor para el caso de máxima demanda de carga, $I_{OUT}=0,6\text{A}$. No es una pérdida elevada frente a los 3W de potencia a la salida.

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot I_{OUT} = (5,5 - 5) \cdot 0,6 = 0,3\text{W}$$

Sin embargo, si conectáramos a la entrada del LDO directamente los 9V la potencia disipada sería de 2.4W, una potencia demasiado alta para el regulador. El LDO no sería capaz de disipar tanta potencia y se rompería por calor. Para el encapsulado SMD de 8 pines, según [18], el componente presenta una resistencia térmica $\theta_{JA}=60^\circ\text{C}/\text{W}$, es decir que con la potencia anterior podría llegar a calentarse 144°C respecto a la temperatura ambiente. Con 0,3W incrementará su temperatura 18°C respecto al ambiente, mucho más asumible que el caso anterior.

Para el aislamiento utilizaremos un regulador del fabricante RECOM. Buscamos un regulador aislado que proporcione una salida de 9V y un mínimo de 3W, según los cálculos de potencia y eficiencia de los otros módulos. Utilizaremos la serie REC3 de convertidores aislados. Se podría utilizar un convertidor de 5W que proporcione más potencia para las altas demandas de corriente pero los reguladores de 3W son más eficientes para baja carga que los de 5W, que será nuestro caso. Además, según se indica en el datasheet [19], esta familia de convertidores puede suministrar un 140% de potencia nominal durante cortos periodos de tiempo para hacer frente a altas corrientes de arranque. En concreto incluiremos en el diseño el part number **REC3-1209SRW/H2/A/SMD/CTRL** puesto que es el único de la serie que tiene el pin **CTRL** para el control remoto de encendido del regulador.

DISEÑO HW TARJETA CONTROL Y COMUNICACIONES

El regulador no requiere demasiados elementos externos de configuración, salvo la electrónica de control de encendido y un condensador de carga a la salida. Según se indica en el datasheet, el regulador se enciende con un nivel bajo, los niveles la señal de control son:

$$ON = Open \text{ o } 0V < V_{CTRL} < 1,2V$$

$$OFF = 2,2V < V_{CTRL} < 12V$$

Fijaremos un nivel alto en el pin *CTRL* de 6V, valor intermedio del rango de *OFF*, para mantener apagada toda la etapa *ED_A_VCC*. El encendido se hará mediante un transistor controlado desde el micro. De tal forma que, cuando el micro accione la puerta del transistor con un nivel alto, entrará en conducción y fijará un nivel bajo en el pin activando el regulador.

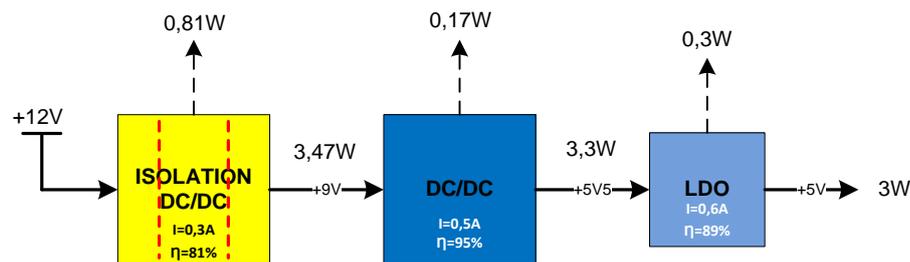


Figura 5-17. Diagrama potencias etapa ED_A_VCC

Este regulador tiene una eficiencia del 81% en el mejor caso, esto significa que para suministrar 3,5W al regulador intermedio necesita consumir a su entrada unos 4,3W. En el diagrama de potencia de la Figura 5-17 podemos ver la relación de potencias transmitidas y disipadas de la etapa completa *ED_A_VCC*. En total perderemos más de 1W de potencia disipada en esta etapa de alimentación.

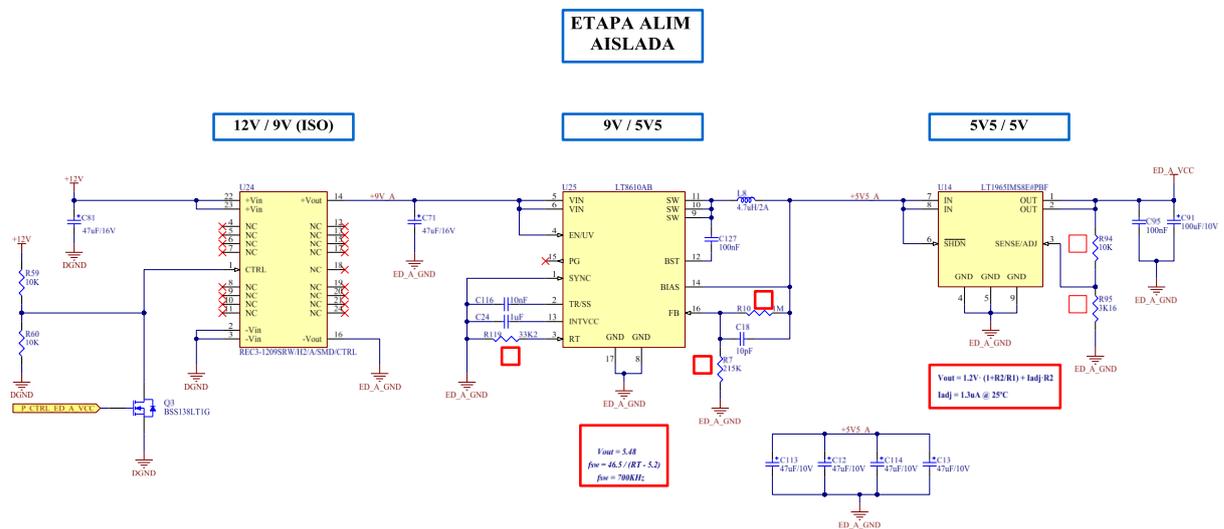


Figura 5-18. Esquema eléctrico ED_A_VCC

Finalmente el diseño de la etapa de alimentación analógica aislada de los detectores queda diseñada según se ha explicado en los párrafos anteriores y se muestra en la Figura 5-18.

ALIMENTACIÓN 12V

La etapa de alimentación de 12V se genera también a partir de la entrada externa filtrada y debe ser aislada. Sin embargo deberá proporcionar bastante más potencia que el convertidor anterior ya que debe alimentar los drivers de motores y el resto de módulos DC/DC detallados en los apartados anteriores.

A partir de los requisitos de potencia de las especificaciones se puede estimar la capacidad que debe tener este módulo. Teniendo en cuenta que los motores sólo deben funcionar en situaciones de calibración de temperatura, zoom y enfoque, que no se producen simultáneamente, su consumo no será elevado en conjunto. La potencia de salida necesaria se puede estimar a partir de los consumos y pérdidas de las etapas que alimenta.

Tabla 5-4. Potencia estimada regulador 12V.

Etapa	Tensión [V]	Corriente [A]	Potencia ideal [W]	Potencia estimada [W]
Alimentación 3V3	3,3	6	19,8	21,29032258
Alimentación 5V	5	0,5	2,5	2,631578947
Alimentación ED_DIG	6	0,6	3,6	3,789473684
Alimentación ED_A	5	0,6	3	4,5
Célula Peltier	12	4	48	49,48453608
Cooler	12	1	12	12
Motores (estimado)	-	-	-	5
TOTAL			88,9	98,6959113

En el modo operativo el consumo será menor, pero se debe dimensionar el regulador para ser capaz de alimentar todos los elementos de forma simultánea si el sistema lo requiere, aunque desde el microcontrolador se puede secuenciar el encendido de los distintos dispositivos y evitar así un gran pico de arranque.

Para esta etapa, igual que para los 3,3V, se utilizará un módulo que integre el convertidor DC/DC aislado junto con la mayoría de los elementos como bobinas y condensadores. De esta forma conseguimos un diseño optimizado y un tamaño reducido para esta aplicación de mayor potencia.

Se ha escogido un convertidor de potencia del fabricante General Electric. Dentro de los módulos de *embedded power* aislados que podemos encontrar en su web emplearemos la serie *Hammerhead* ya que nos permite un rango de tensiones de entrada compatible con nuestra alimentación de 24V. Las series Barracuda, Orca y ATCA de módulos aislados tiene un rango de entrada de 36-75V.

La serie Hammerhead permite un rango de voltaje de entrada extendido de 18-75V con una gran eficiencia que reduce la pérdida de potencia. Estos módulos proporcionan una tensión de salida única regulada de forma precisa y están diseñados para condiciones de temperaturas extremas y son recomendados para los diseños médicos, militares y otras aplicaciones industriales.

Utilizaremos en el diseño el regulador **EHHD010A0B** de la serie, que proporciona 12V de salida y una corriente de 10A, en total 120W de potencia con una eficiencia del 93% según el datasheet [20].

Dispone de control remoto de encendido que se manejará desde el micro a través de un optoacoplador para mantener el aislamiento.

Además permite ajustar la tensión de salida con unas resistencias de trimado un $\pm 10\%$ del valor nominal, que incluiremos en el diseño sin montar, y cuenta con protecciones de sobretensión, sobrecorriente y sobret temperatura.

El regulador está disponible en montaje superficial o en inserción. En este caso emplearemos la opción de inserción ya que incluye una placa de disipación y mejor rendimiento térmico que permite una mayor corriente de salida en aplicaciones de alta temperatura.

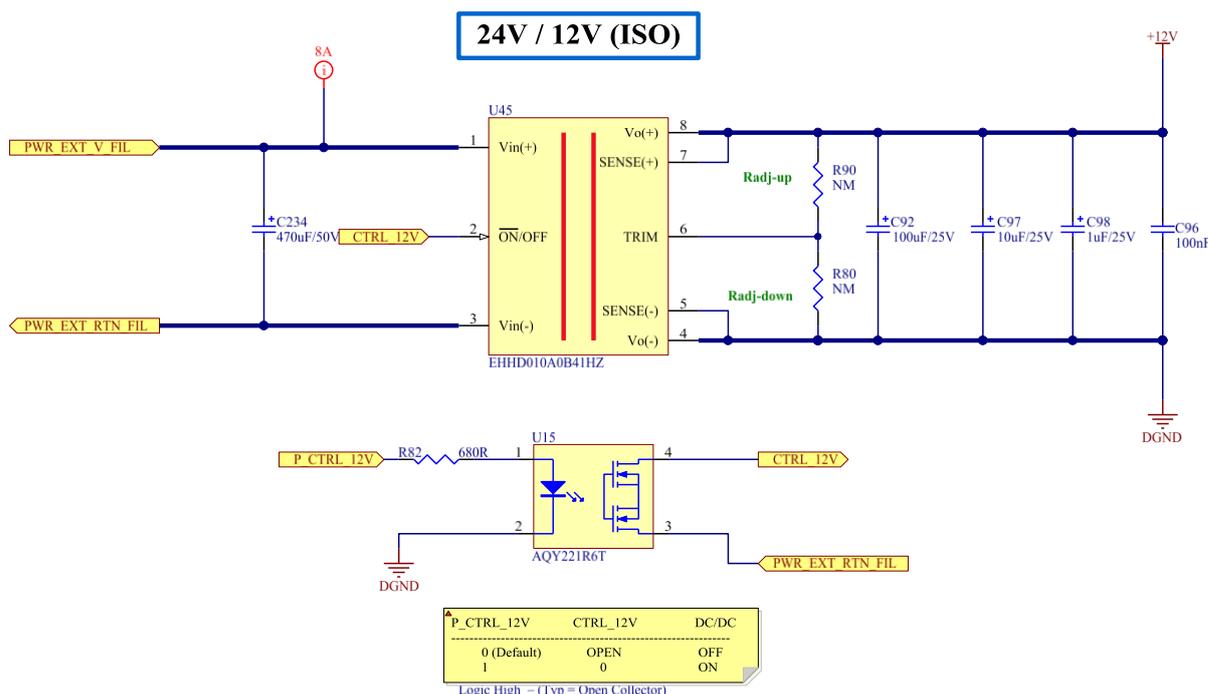


Figura 5-19. Esquema eléctrico DC/DC aislado 12V.

Según se recomienda en el datasheet [20], incluimos en a la entrada del módulo un condensador de baja ESR ($<0,7\Omega$) y capacidad mínima $100\mu\text{F}$ cerca del componente. Este condensador ayuda a asegurar la estabilidad de la alimentación. En este caso utilizaremos en el diseño un condensador de mayor capacidad, $470\mu\text{F}$, para garantizar la estabilidad tanto en la entrada de 12V aislada como en la etapa de 3,3V que alimenta el microcontrolador.

El módulo requiere también otro condensador externo de salida de unos $100\mu\text{F}$ para evitar exceder los límites máximos de OVP (*Over Voltaje Protection*) durante el arranque. Adicionalmente añadimos condensadores de varias capacidades para filtrar posibles ruidos en la salida.

BITES ALIMENTACIÓN

La monitorización de las alimentaciones se realizará a través de los módulos ADC integrados en el microcontrolador **PIC32MZ2048EFH144**. El rango de digitalización del ADC es de 0 a 3,3V porque el micro está alimentado a esa tensión. Según se indica en el datasheet [7] los ADCs tienen una precisión de 12bits por tanto conseguiremos una resolución de:

$$\frac{3,3V}{2^{12} - 1} = 0,8 \text{ mV}$$

Para digitalizar las alimentaciones utilizaremos un divisor resistivo para adecuar la tensión al nivel del ADC y un operacional configurado como seguidor que sirva de buffer para realizar la monitorización de tensión sin que afecte a la medida

El microcontrolador será el encargado de interpretar estas digitalizaciones, traducirlas a tensión y comprobar que los niveles se encuentran dentro de los márgenes establecidos. Además se realizará un filtrado digital para eliminar medidas erróneas.

El bite de alimentación de la etapa aislada ED_A se realizará, por sencillez, como un *Power Ok* con un opto que se active cuando la tensión alcance un nivel aceptable y envíe un nivel alto o bajo al micro.

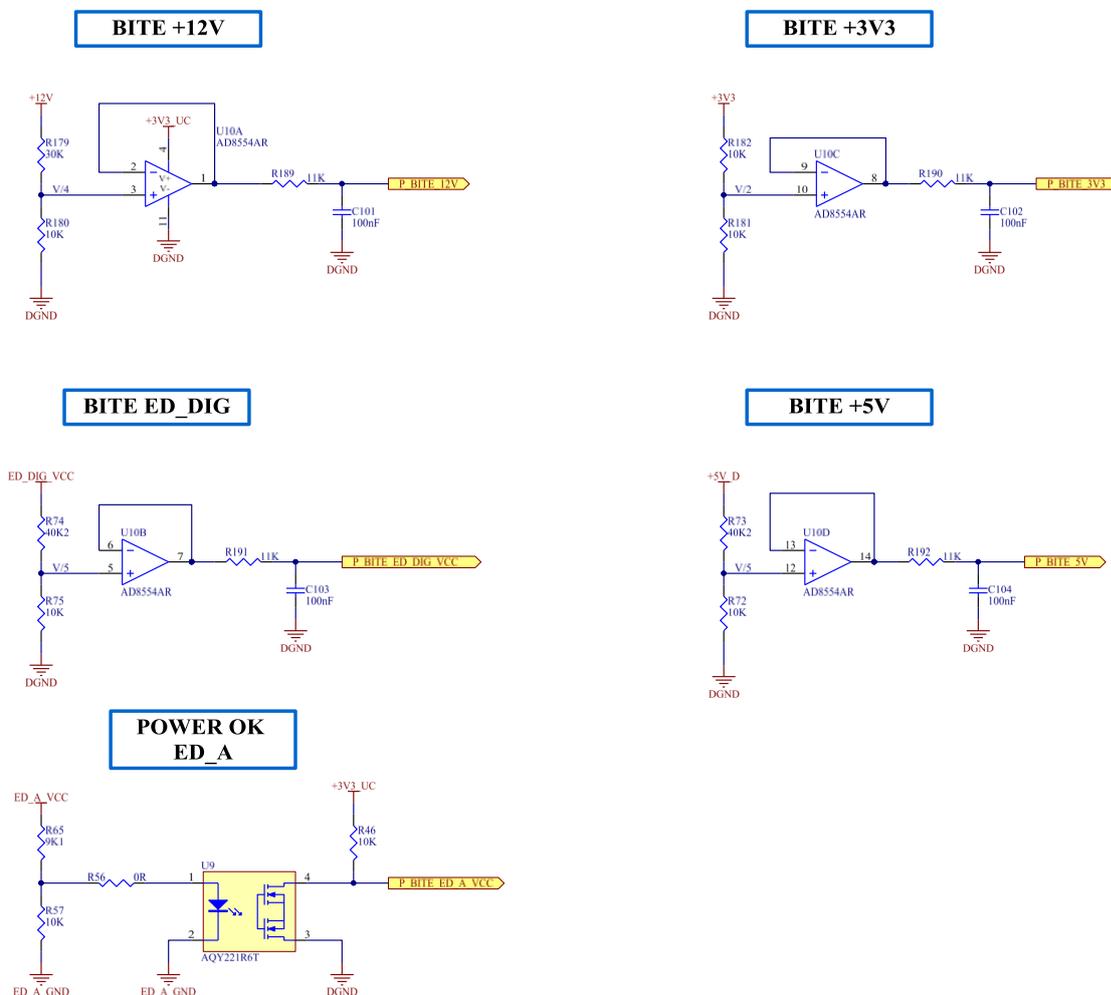


Figura 5-20. Esquema eléctrico bites de alimentación.

5.2.4 Comunicaciones

5.2.4.1 Canal de control externo

En esta etapa necesitamos un canal serie, aislado eléctricamente y con posibilidad de comunicación RS-232 o RS-422 según la configuración del micro en el arranque. Puesto que es difícil de encontrar un integrado que cumpla por sí solo estas funcionalidades se propone utilizar un componente que aisle las señales serie del microcontrolador y después otro que convierta al estándar RS-232 o RS-422. En la Figura 5-21 se muestra un diagrama de bloques de la comunicación. En el bus externo se comparten la línea positiva del interfaz RS-422 con la línea de driver del interfaz RS-232.

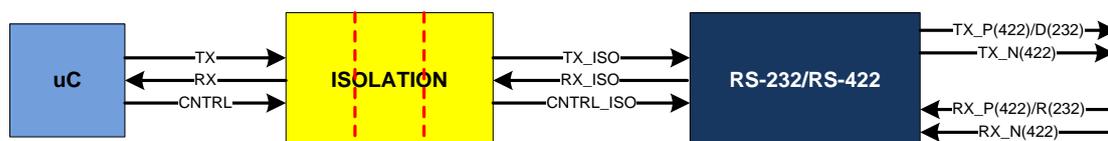


Figura 5-21. Diagrama comunicaciones externas.

Primero seleccionaremos un dispositivo que nos permita esta doble configuración de interfaz y después el aislamiento. Escogemos el fabricante Maxim por disponer una amplia gama de integrados de interfaz que pueden simplificar el diseño y el número de elementos necesarios. Los transceivers implementan protocolos de capa física para varios estándares de comunicaciones e interfaces de bus serie. Dentro de sus transceivers multiprotocolo encontramos la familia **MAX316x**, se trata de unos transceivers programables RS-232 / RS-485 / RS-422 multiprotocolo, mediante un pin de selección de interfaz. Utilizaremos el **MAX3160E** que dispone de 2 líneas de transmisión/recepción en modo RS-232 o un único interfaz RS-422, no siendo posible utilizarlos simultáneamente. En nuestra aplicación, el bus es compartido independientemente del interfaz seleccionado, en modo RS-422 utilizamos las cuatro líneas y en modo RS-232 solamente 2, seleccionaremos el interfaz con el pin *RS-485/RS-232*.

Este transceiver incorpora protección contra descarga electrostática y las entradas del receptor están protegidas a $\pm 15\text{kV}$. Internamente tiene un regulador que permite, mediante condensadores externos y dos bombas de carga, compatibilizar el dispositivo en cualquier modo con una alimentación de +3,3V y +5V.

También cuentan con un pin, *FAST*, que limita la velocidad de transmisión. La configuración de máxima velocidad permite transmitir datos a tasas de hasta 10Mbps en modo RS-422 y hasta 1Mbps en modo RS-232. En cambio, la limitación de la velocidad minimiza las emisiones EMI y reduce las reflexiones causadas por cables incorrectamente terminados, permitiendo la transmisión de datos sin error con tasas de hasta 250kbps. En este caso la velocidad se configurará por hardware pero se dejará la posibilidad de las dos configuraciones. Inicialmente se utilizará la máxima velocidad y si es necesario para evitar emisiones EMI se limitará.

Podemos reducir el consumo controlando el pin SHDN, aunque en este caso el consumo es elevado y es necesario que el dispositivo esté recibiendo datos permanentemente.

El dispositivo cuenta con protecciones de transmisión y recepción. Los transmisores en modo diferencial RS-422 disponen de circuitos a prueba de fallos que garantizan el nivel ante entradas abiertas o cortocircuitadas.

En modo single RS-232 las entradas de los transmisores no tienen pull-ups internos por lo que es necesario fijar su valor externamente, desde el microcontrolador, para evitar oscilaciones en la salida. En cuanto a los receptores, en ambos modos se garantiza un nivel alto en la salida de la recepción cuando las entradas están sin conectar o cortocircuitadas, así que no es necesario incluir unas resistencias externas de *fail-safe* en este caso.

Para configurar el transceiver utilizamos los componentes externos recomendados en su documentación [21]. En este caso sólo necesitamos incluir los condensadores de las bombas de carga y los de desacoplo de la alimentación. El tipo de condensador utilizado para la bomba de carga no es crítico para el funcionamiento como en otras aplicaciones, se pueden utilizar condensadores polarizados o no polarizados. La bomba de carga requiere condensadores de 100nF para el funcionamiento a +3,3V que es nuestro caso. Aumentar el valor de los condensadores reduce el rizado en las salidas del transmisor y ligeramente el consumo de energía.

Con estos condensadores y una simple configuración del dispositivo controlamos el transceiver multiprotocolo desde el micro. Ahora buscaremos un aislamiento para cumplir el requisito.

Una posible opción es un buffer aislado que genere un alimentación, también aislada, para el transceiver y aisle las señales de transmisión y recepción. Se debe tener en cuenta que este buffer debe tener líneas en ambos sentidos ya que tendremos transmisión, selección de modo y control de driver como salidas del microcontrolador y la recepción como entrada, en total 4 canales. Además se busca que la alimentación aislada generada sea de +3,3V ya que el otro extremo del regulador internos se alimentará con la tensión de +3V3_UC. Estos +3,3V son compatibles con la alimentación del **MAX3160E**.

Con los resultados obtenidos en la web de Analog Devices, dentro de los componetes *isoPower*, se escoge la familia de buffers aislados **ADUM540x**. Estos buffers son aisladores digitales de cuatro canales que cuentan además de un regulador interno aislado. El convertidor DC/DC proporciona hasta 200mW alimentándolo a +3,3V, potencia suficiente para alimentar el transceiver. Esta familia de buffers tiene múltiples combinaciones de entradas/salidas, para nuestra aplicación seleccionamos el part number **ADUM5401CRWZ**.

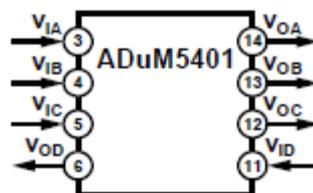


Figura 5-22. Entradas/salidas ADuM5401.

Este buffer no requiere configuración adicional, salvo la selección de la tensión de salida aislada y los condensadores de desacoplo. Conectamos en el extremo no aislado ($V_{DD1}/GND1$) las señales que se conectan directamente al microprocesador, de forma que tendremos un par de líneas de transmisión y recepción de la propia UART, una línea de selección de interfaz y otra de habilitación de transmisión. Es fundamental conectar las líneas serie a pines dedicados del microprocesador con el periférico UART, en cambio las líneas de selección se pueden conectar a cualquier pin de propósito general.

DISEÑO HW TARJETA CONTROL Y COMUNICACIONES

La tensión primaria no aislada se alimentará de los +3V3_UC y la salida de tensión secundaria ya aislada, en adelante +3V3_COM, alimentará el transceiver. Para configurar la salida a +3,3V debemos conectar el pin v_sel a a nivel bajo.

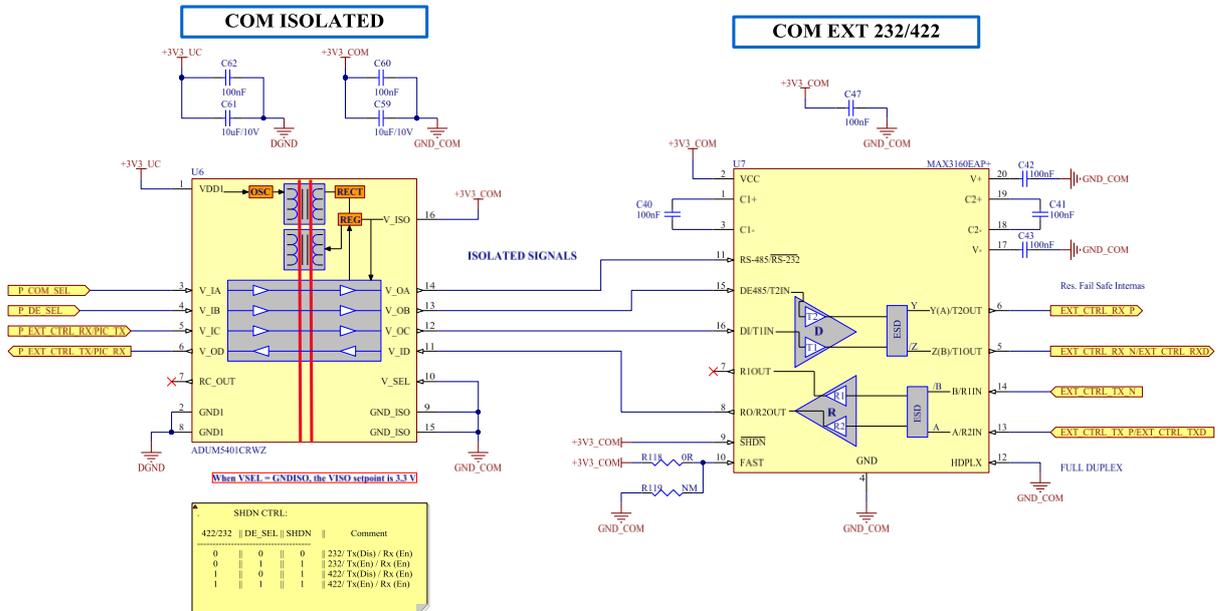


Figura 5-23. Esquema eléctrico comunicaciones aisladas.

5.2.4.2 Canal serie

Este canal serie se comunica directamente, punto a punto, con la procesadora de vídeo. Aunque el interfaz RS-422 está pensado principalmente para comunicaciones cableadas, con sus limitaciones entre distancia y velocidad. En este caso al estar la T. CTRL MCA conectada directamente a la procesadora de vídeo eliminamos el problema del cableado pero en ambas tarjetas tendremos etapas de potencia y fuentes de ruido que pueden generar problemas en las líneas. El uso de una comunicación diferencial garantiza más inmunidad al ruido.

Para este canal se podría utilizar cualquier interfaz sencillo RS-422/RS-485 que admita una alimentación de +3,3V. Se ha escogido el **SN65HVD73DGS** de Texas Instruments.

COM PROC 422

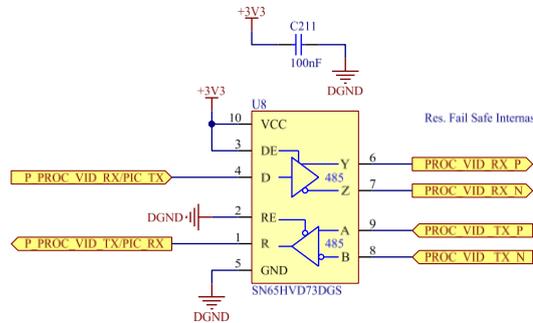


Figura 5-24. Esquema eléctrico comunicación serie RS-422.

Este dispositivo combina un driver diferencial y un receptor diferencial, que funcionan con una única fuente de alimentación de +3,3V. Cuenta con niveles altos de protección ESD ($\pm 30\text{kV}$) y con un amplio rango de tensión en modo común que hace que los dispositivos sean adecuados para aplicaciones multipunto en largos recorridos de cables, a pesar de que no sea nuestro caso. La gran histéresis del receptor proporciona inmunidad al ruido diferencial conducido. Dispone de habilitación de transmisión y recepción, en esa tarjeta operará continuamente pero se deja la posibilidad de controlar la comunicación. El receptor además cuenta con protecciones *fail-safe* que aseguran una salida a nivel alto cuando sus entradas diferenciales se encuentran cortocircuitadas, abiertas o en reposo.

Igual que con la comunicación aislada, debemos conectar las líneas single de transmisión y recepción a pines dedicados del microcontrolador.

5.2.4.3 Líneas discretas

Las líneas discretas externas se conectan directamente al microcontrolador. Una línea se utiliza para habilitar o deshabilitar las transmisiones y otra para sacar a la tarjeta del modo Power Off, además de dos líneas de reserva. Para proteger estas líneas incluimos un pequeño diodo que proteja frente a sobretensiones superiores a la alimentación de +3,3V del microcontrolador y unas resistencias serie de cientos de ohmios que limiten la corriente que circula por la línea.



Figura 5-25. Esquema eléctrico líneas discretas.

5.2.5 Drivers de motores PP

La selección del driver de control de motores paso a paso es delicada ya que se busca tener un control preciso y sencillo para el microcontrolador.

Un motor paso a paso es idealmente controlado por una corriente sinusoidal. Una forma de onda de paso completo es una aproximación poco precisa de una senoide y con esta configuración el motor avanzará con pasos más grandes pero con demasiada vibración, lo que puede suponer un problema para el control de las lentes. A medida que los microsteps se hacen más pequeños, el funcionamiento del motor se vuelve más suave, reduciendo así en gran medida la vibración que pueda generar el motor. La resolución estará limitada por las limitaciones mecánicas y otras fuentes de error entre el motor y el dispositivo final.

Siguiendo los requisitos, se necesita un driver bipolar, que pueda manejarse en modo corriente y dimensionado para motores de 12V y hasta 2000mA, con un funcionamiento típico de 1300mA por bobina, en el caso más restrictivo. Buscamos en la web del fabricante Texas Instruments, dentro de drivers de motores, en la subcategoría *Stepper Drivers*. Primero filtramos los drivers que incluyan los transistores FET integrados para simplificar el diseño. Dado que queremos que cada motor sea controlado por un único driver, necesitaremos un componente que tenga integrados 2 puentes completos.

Después buscamos los requisitos de corriente, con un mínimo de 1,3A RMS de corriente de salida y 2A de pico, además de la condición de bipolaridad. Teniendo en cuenta el encapsulado del componente. Finalmente escogemos el part number **DRV8818**.

El driver **DRV8818** proporciona una solución integrada de controlador de motor paso a paso. El dispositivo tiene dos controladores de puente H y una lógica de micropasos configurable para el control del avance del motor. Esta lógica permite que el driver se controle externamente con pulsos para aumentar los pasos en medidas de paso completo, medio paso, cuarto de paso y octavo de paso. Internamente dispone de dos puentes en H completos con circuitos PWMs de control en corriente sobre los transistores de potencia.

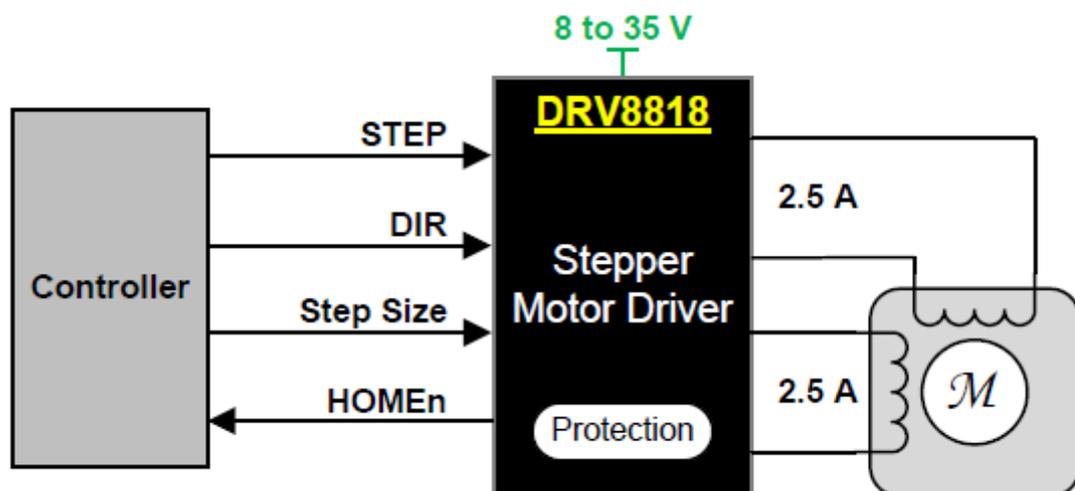


Figura 5-26. Esquema simplificado driver motor paso a paso.

Desde el punto de vista del microcontrolador, el driver es una simple interfaz con las señales de *STEP* y *DIR*. Con estas señales se avanza un paso el motor y se configura la dirección del paso. Los pines *MS1* y *MS2* seleccionan el modo de microstep y permiten controlar el motor con paso completos, medio paso, cuarto de paso u octavo de paso.

La regulación en corriente se realiza con los circuitos de PWM internos. La corriente de corte se fija con un comparador que compara la tensión a través de una resistencia de sensado de corriente con un voltaje de referencia. La referencia se introduce por el pin *REF*. Controlando esta tensión de referencia podemos controlar y cortar la corriente máxima que se inyecta al motor. El límite de corriente sigue la expresión:

$$I_{MAX} = \frac{V_{REF}}{8 \cdot R_{SENSE}}$$

Para configurar la referencia utilizaremos un DAC controlado por el micro, el **AD5664ARMZ** de Analog. Se ha escogido un DAC de 4 canales, uno para cada driver paso a paso presente en la tarjeta y se configurará a través de un interfaz serie.

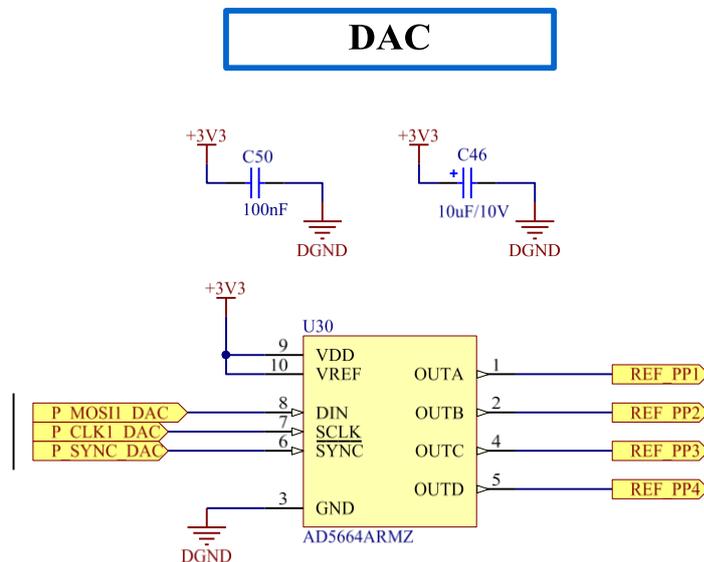


Figura 5-27. Esquema eléctrico DAC referencia paso a paso.

El DAC según se ha configurado en el esquema de la Figura 5-27 proporciona una salida máxima igual a +3,3V. Ajustamos la R_{SENSE} del driver para la corriente máxima que queremos limitar en cada motor. En este caso fijaremos un nivel inferior al límite máximo del motor (2000A) y superior al valor nominal de funcionamiento marcado en los requisitos (1300mA).

$$0,2\Omega = \frac{+3,3}{8 \cdot 2A} \leq R_{SENSE} \leq \frac{+3,3}{8 \cdot 1,3A} = 0,31\Omega$$

Utilizaremos, en una primera aproximación, una resistencia de sensado de $0,25\Omega$ que limitará el máximo de corriente a 1.65A.

En el modo operativo, cuando se actúe sobre los motores y se tenga que variar su par y su velocidad, el microcontrolador modificará la referencia del DAC controlando así la limitación de corriente.

Cuando una bobina es activada, la corriente que la atraviesa sube hasta alcanzar el umbral de corriente descrito anteriormente, entonces la corriente se desconecta durante un tiempo fijo. El tiempo de desconexión está determinado por los valores de una resistencia y un condensador conectados a los pines $RC1$ y $RC2$, según la expresión:

$$t_{OFF} = R \cdot C$$

Para evitar el disparo erróneo del umbral debido a corrientes transitorias cuando se activa por primera vez la bobina, se utiliza un período de blanking inmediatamente después de arrancar los drivers. Durante este tiempo se ignora el estado del comparador de detección de corriente. El tiempo de borrado está determinado por el valor del condensador conectado al pin RC :

$$t_{BLANK} = 1400 \cdot C$$

Usaremos los valores recomendados en el datasheet del fabricante [22] y se ajustarán, en caso de que fuera necesario, operando con los motores durante la integración de la tarjeta en el sistema.

El puente en H estará activado hasta que la corriente alcance el umbral de corte. Una vez se alcance dicho límite el puente puede operar en dos estados diferentes, *fast decay* o *slow decay*. La diferencia entre ambos modos es el camino que sigue la recirculación de corriente por el puente después de cortarse. El **DRV8818** soporta además un modo *mixed decay* que combina los dos anteriores. Este modo comienza con una caída rápida pero después de un periodo de tiempo conmuta a una caída lenta para el resto de tiempo de desconexión, t_{OFF} . Los modos *fast decay* y *mixed decay* sólo se activan si la corriente a través del devanado es decreciente, en los incrementos de corriente siempre se emplea el modo *slow decay*. El modo empleado se selecciona mediante el voltaje aplicado en el pin $DECAY$. En la siguiente figura se muestran los tiempos de blanking, de desconexión y el modo *mixed decay*.

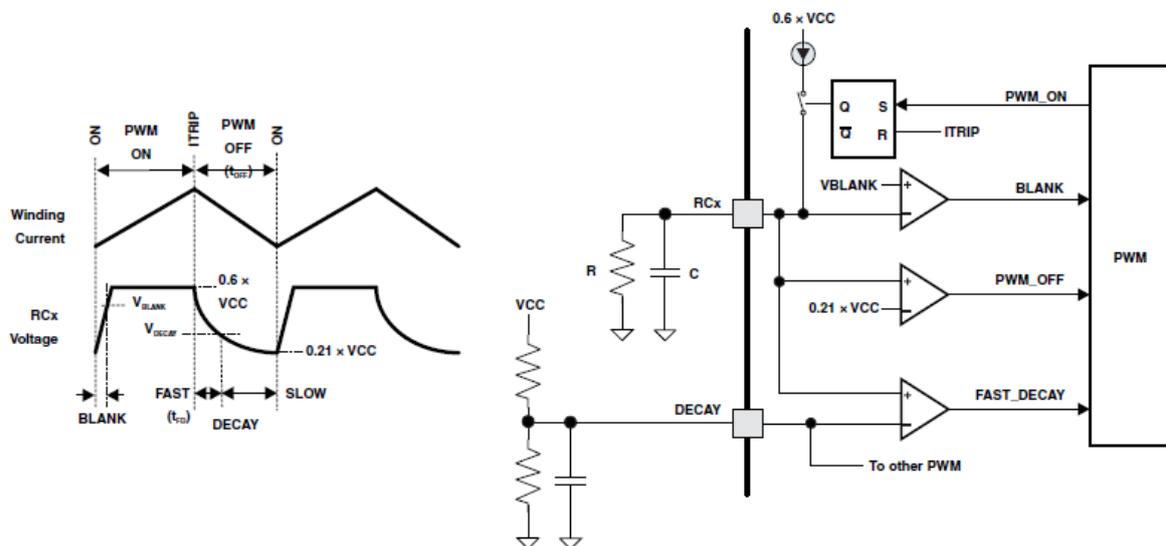


Figura 5-28. Control de corriente.

La corriente a través de las bobinas del motor se regula mediante tiempos de desconexión fijos. Esto significa que la corriente aumentará hasta que alcance el límite de corte actual fijado por la resistencia de sensado y la referencia. Después entrará en el modo *decay* configurado durante un periodo fijo de tiempo.

Por último configuramos el tipo de paso de nuestro motor. La lógica interna permite una serie de configuraciones de *stepping* en función de los pines *MS1* y *MS2*:

Tabla 5-5. Selección de modo driver paso a paso.

MS1	MS2	MODO
0	0	Paso completo
0	1	1/2 paso
1	0	1/4 paso
1	1	1/8 paso

En el datasheet se muestra una tabla con las direcciones relativas de corriente y de paso para diferentes configuraciones de pasos. En cada flanco de subida del pin *STEP*, el motor se desplaza al siguiente estado de la tabla, según el nivel del pin *DIR* que fija la dirección de movimiento del motor. El microprocesador controlará estos pines para cambiar el modo durante la operación si fuera necesario.

Para reducir al mínimo el consumo del motor cuando no haya movimiento utilizaremos el pin de *SLEEP* para llevar el driver a un estado de bajo consumo.

En el esquema nos referiremos a la masa de potencia de los drivers como *GND_MOT*, diferenciando la masa digital *DGND*, para facilitar el posicionado de los drivers y los planos en la PCB. Sin embargo, estas masas se conectarán en la tarjeta.

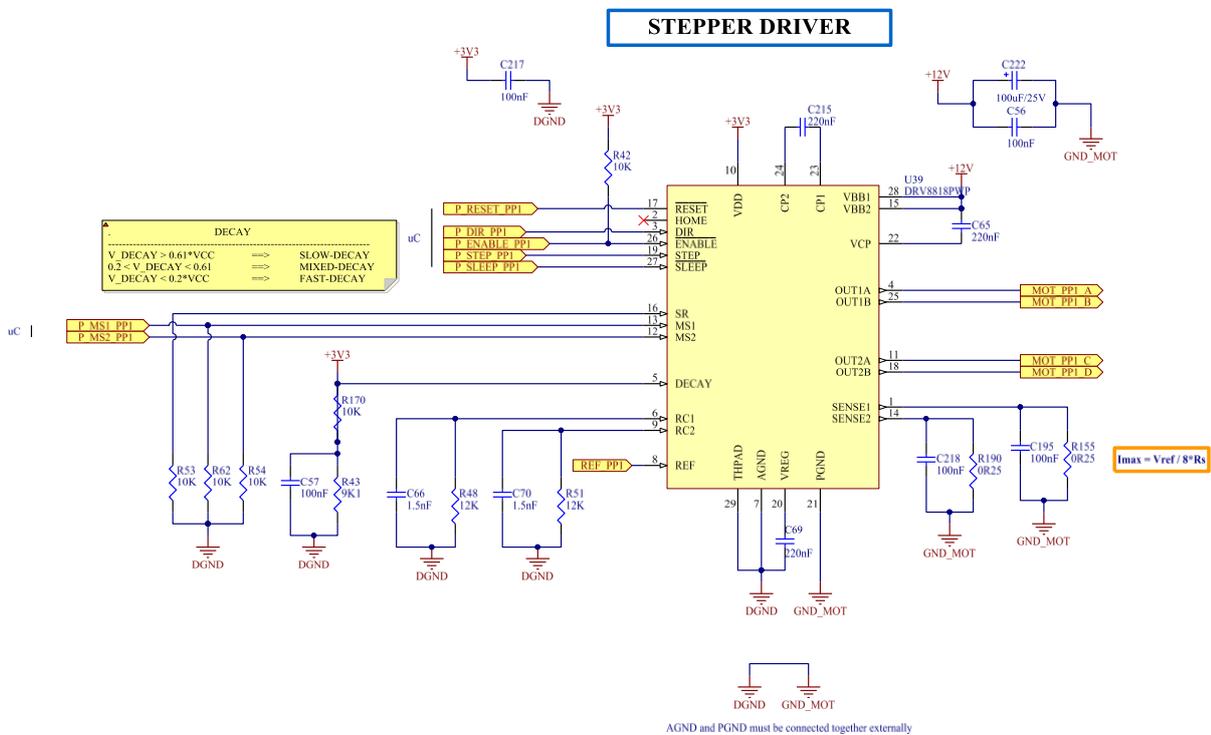


Figura 5-29. Esquema eléctrico driver motor paso a paso.

5.2.6 Drivers de motores CC

Los motores BDC con escobillas son los actuadores más utilizados debido a su bajo coste y la sencillez del control. Los motores BDC típicos consisten en un electroimán giratorio rodeado por un imán. El par de rotación se produce por la interacción de los campos magnéticos y la rotación continua se produce cambiando la polaridad de la bobina giratoria con un conmutador mecánico y escobillas.

Los controladores típicos integran un medio puente para operar el motor en una sola dirección y una configuración de puente completo para el control bidireccional. El control mediante PWM se usa para regular la velocidad, el par o la posición del motor.

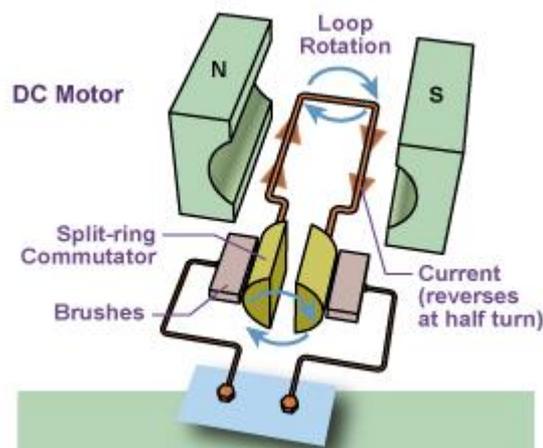


Figura 5-30. Diagrama motor BDC.

Seleccionamos el controlador de motores DC según las especificaciones iniciales. Los motores se controlarán por tensión directamente actuando con una PWM desde el microcontrolador. El driver debe tener una configuración de puente completo ya que debe ser bipolar. Además operará a una tensión de 12V, con una demanda máxima de corriente de 300mA en continua.

Se busca por tanto un driver accionado por PWM y con control de dirección. También se dispondrá de un pin de habilitación para controlar el driver y llevarlo a bajo consumo.

Igual que para el *stepper driver*, buscamos drivers de continua que incluyan los transistores integrados para simplificar el diseño. En este caso utilizaremos el driver **A3950SLP-T** de Allegro MicroSystems. Este driver full-bridge está diseñado para control PWM de motores DC e integra, en un encapsulado bastante pequeño, todas las funcionalidades que buscamos para nuestra aplicación. A pesar de que en el mercado existen drivers con varios puentes completos integrados, que podrían controlar todos los motores DC del sistema, se ha escogido un driver con un único puente en H. El motivo es que, en caso de fallo o problema con el integrado (cortocircuito, sobretensión, acción externa...), no debemos perder el control de todos los motores. Por esa misma razón tenemos un conjunto driver-motor de reserva.

Seguimos el datasheet [23] del componente para la configuración de las señales y elementos externos. En cuanto a características de potencia está sobredimensionado ya que admite tensiones de entrada de hasta 36V y es capaz de entregar a la salida picos de corriente de $\pm 2,8A$.

Los transistores integrados del driver son DMOS canal N y tienen una $R_{DS(ON)}$ baja que permite la conducción de mayor corriente para el motor. La limitación típica de los transistores en conducción es la potencia máxima que pueden disipar. Dependen de la resistencia térmica del encapsulado (θ_{JA}) y la temperatura máxima. El parámetro θ_{JA} nos indica la temperatura que se incrementa por cada watio que se disipa. En nuestro caso, al ser un motor sobredimensionado en cuanto a corriente no tendremos problemas. Calculamos para el peor caso de corriente y $R_{DS(ON)}$:

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

$$P_D = 0,3A^2 \cdot 0,8\Omega = 0,072W$$

El driver disipará un máximo de 72mW de potencia, lo que conlleva un incremento de temperatura de:

$$\Delta T^a = \theta_{JA} \cdot P_D$$

$$\Delta T^a = 43 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W} \cdot 0,072W = 3,096^\circ\text{C}$$

En el diagrama de bloques interno [23] podemos observar la funcionalidades que tiene y la configuración necesaria.

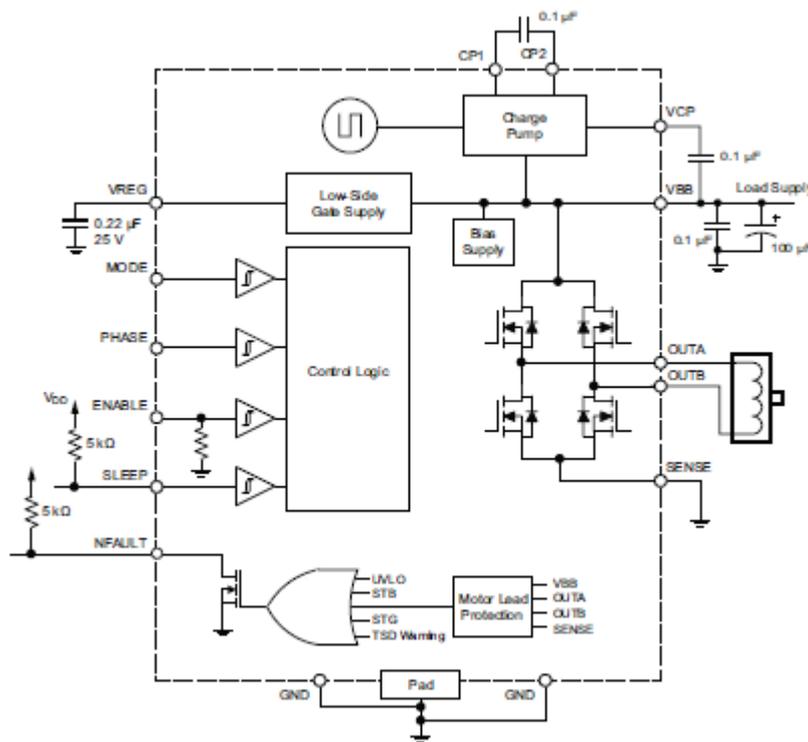


Figura 5-31. Diagrama funcional driver A3950.

Los pines de *ENABLE* y *PHASE* se utilizan para controlar la velocidad y la dirección del motor respectivamente. Internamente dispone de una lógica de control para reducir la disipación de potencia durante el funcionamiento. El pin *PHASE* configura la dirección de giro con un nivel alto o nivel bajo, por tanto se controlará con un simple GPIO desde el micro. Sin embargo, el pin *ENABLE* debe recibir una PWM externa para accionar el giro con una velocidad determinada.

El PIC32MZ [7] puede generar hasta 9 señales PWM con 32 bits de resolución a través del módulo interno *Output Compare*, pero solamente podemos utilizar pines dedicados del microcontrolador.

El pin *MODE* se emplea para configurar los modos *fast decay* o *slow decay*, de forma similar al driver paso a paso explicado en el apartado anterior. Además este pin se utiliza para el frenado del motor.

El pin *SLEEP* activa el modo de bajo consumo que minimiza el consumo de potencia cuando se requiere que el driver no esté operando el motor. Esto deshabilita la mayoría de la circuitería interna incluyendo el regulador y la bomba de carga. Después de salir del modo *sleep* es conveniente dejar un intervalo de tiempo antes de aplicar señales PWM para permitir que la bomba de carga se estabilice. Utilizaremos un pull-up en este pin para que no arranque en modo *sleep* cuando recibe la alimentación inicialmente.

Configuramos el resto de elementos del driver, como se indica en la Figura 5-31, se necesita un condensador externo de 100nF para la bomba de carga, conectado entre los pines *CP1* y *CP2*. La bomba de carga se utiliza para generar una tensión superior a la alimentación *VBB* para accionar la puerta de los transistores en el lado *high-side*. Otro condensador similar debe conectarse entre el pin *VCP* y la alimentación para que sirva de reserva de carga.

El voltaje de alimentación *VREG* se utiliza para activar las puertas de los transistores de *low-side*, el pin debe desacoplarse con un condensador de 220nF a masa. Además se deben incorporar condensadores de desacoplo en la alimentación *VBB*.

Por último conectaremos el pin *ISENSE* a masa porque no utilizamos regulación de corriente en este control sino que controlamos el motor por tensión mediante una señal PWM. Emplearemos tres drivers con la misma configuración para controlar los motores DC del sistema.

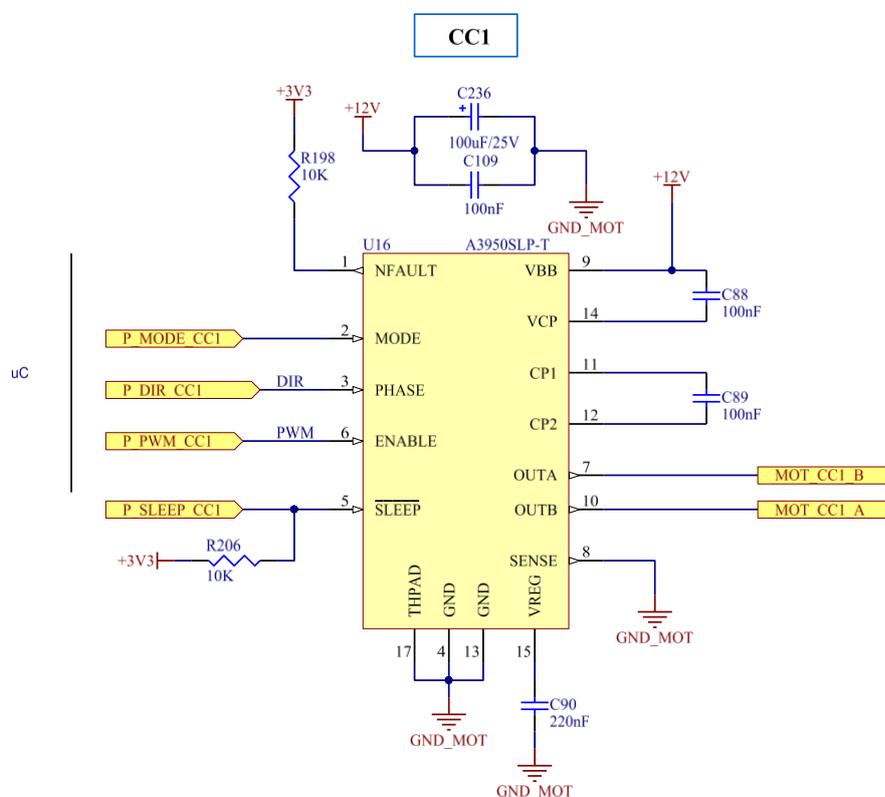


Figura 5-32. Esquema eléctrico driver A3950.

5.2.7 Encoders y fin de carrera

El uso de salidas open drain permite flexibilidad en el diseño con tecnologías diferentes y distintas tensiones de alimentación. Para acondicionar las señales de estado de los motores se plantea utilizar en el diseño unos buffers. Este interfaz recibirá la señal externa con un nivel entre 0 y 5V ya que según los requisitos es necesario incorporar un pull-up de 10KΩ a 5V. Sin embargo, la salida del buffer que se conecta al micro debe tener un nivel entre 0 y 3,3V. Aunque el microcontrolador dispone de pines compatibles con 5V es preferible evitar distintos niveles eléctricos en el mismo integrado. Por ello utilizaremos un buffer que permita esta doble alimentación.

Para nuestra aplicación necesitamos acondicionar 3 pares de señales de encoder y 6 señales de fin de carrera, en total 12 líneas digitales. El transceiver **SN74LVC8T245** de Texas Instruments dispone de 8 canales y cada uno de sus puertos se puede alimentar dentro del rango 1,65 a 5,5V. Usaremos uno para los encoders y otro para los fines de carrera.

En el microcontrolador llevaremos las señales de fin de carrera a GPIOs y el firmware simplemente detectará la activación de ese pin. Sin embargo, los encoders entregan señales con frecuencia que nos marcan la cuenta de posiciones y sentido del motor. Para que el micro maneje correctamente los encoders debemos llevar las señales a pines con *timers* dedicados. Según se indica en el datasheet [7], el microcontrolador cuenta con ocho *timers* síncronos de 16 bits por defecto, que pueden funcionar como un temporizador de intervalo libre para aplicaciones de temporización y contar eventos externos.

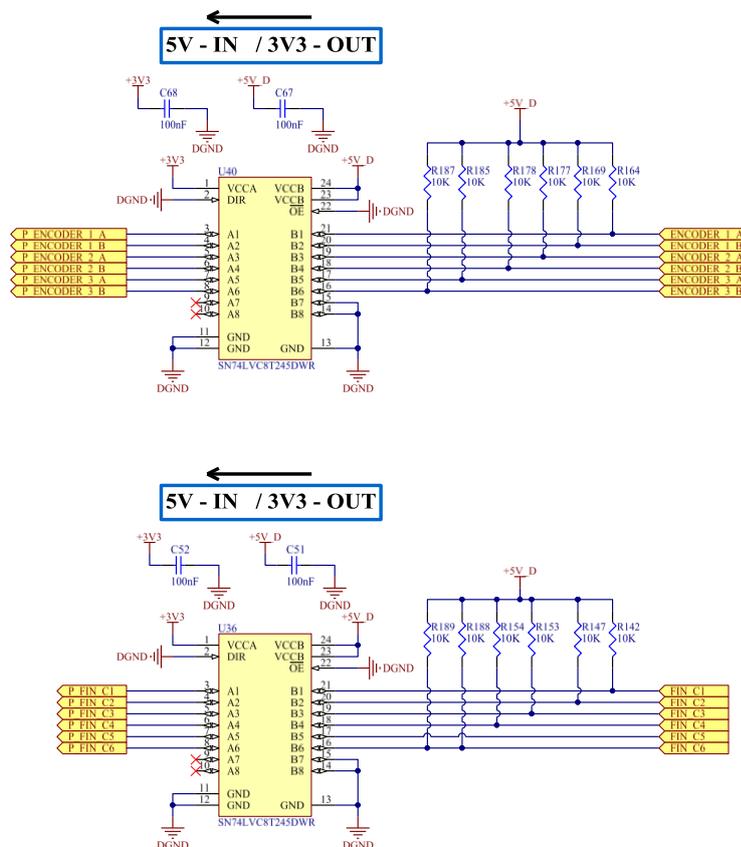


Figura 5-33. Esquema eléctrico buffers.

5.2.8 Control referencia térmica

5.2.8.1 Driver de potencia TEC

Para controlar la célula Peltier es necesario un driver de potencia que permita invertir su polaridad para que la corriente circule en ambos sentidos y además manejar 48W, según el dispositivo que se conecte a la tarjeta. Haciendo una búsqueda en la web de Texas Instruments para “*TEC drivers*” de potencia se obtiene la familia **DRV84x2** de drivers de puente completo integrado, de alto rendimiento y sistemas de protección. En su datasheet [24] podemos ver algunas características importantes en nuestra aplicación:

- Etapa de potencia de alta eficiencia (hasta 97%).
- Tensión de alimentación de funcionamiento hasta 52 V.
- Hasta 2 x 3A de corriente continua de salida en modo de puentes completos dobles o 6A de corriente continua en modo puente completo paralelo.
- Frecuencia de funcionamiento PWM hasta 500 kHz.
- Circuitos de autoprotección integrados.
- No se requiere una red Snubber externa o un diodo Schottky.
- Dedicado para aplicaciones de control de TEC, entre otras.

Se ha elegido el puente completo **DRV8412**, por su thermal pad expuesto hacia la PCB para disipar hacia el plano de masa. El integrado requiere dos fuentes de alimentación, una a +12 V para controlar la puerta de los transistores de potencia (GVDD) y alimentar un regulador digital de tensión interno (VDD), y otra de hasta 50 V para la entrada de alimentación de cada *half-bridge* (PVDD).

También cuentan con un sistema de protección frente a fallos que podrían dañar el sistema. Estas medidas son protección contra cortocircuitos, protección contra sobre corriente, protección contra baja tensión y protección térmica. Tiene un circuito limitador de corriente que evita el apagado del dispositivo durante los transitorios de carga, como el arranque de motores o cargas que demanden corriente. Con una resistencia entre el pin *OC_ADJ* y *GND* configuramos el límite de sobre corriente que se debe alcanzar para cortar el dispositivo, el pin de *OTW* avisará de sobre temperatura en el integrado y por último la señal *FAULT* nos indicará cualquier fallo en el apagado del dispositivo.

El control del integrado se realiza actuando sobre las entradas con señales PWM, que se generarán desde el microcontrolador. Cada una de estas entradas controla un semi-puente dependiendo del modo de funcionamiento. También se utilizarán las señales de reset, bien para habilitar o deshabilitar el dispositivo o para reiniciarlo externamente después de un apagado forzado por alguna protección, según se indica en el datasheet. En la Figura 5-34 se representa un diagrama de bloques interno del componente.

En el diseño de esta etapa de control se ha tenido en cuenta la especificación del datasheet para utilizar el **DRV8412** como controlador de un TEC. En primer lugar se debe configurar el modo de funcionamiento,

- 1) Puentes completos dobles (FB) o 4 semi puentes (HB) con dos entradas PWM por cada puente.
- 2) Puente paralelo completo (PFB)
- 3) Puentes completos dobles con una entrada PWM por cada puente completo.

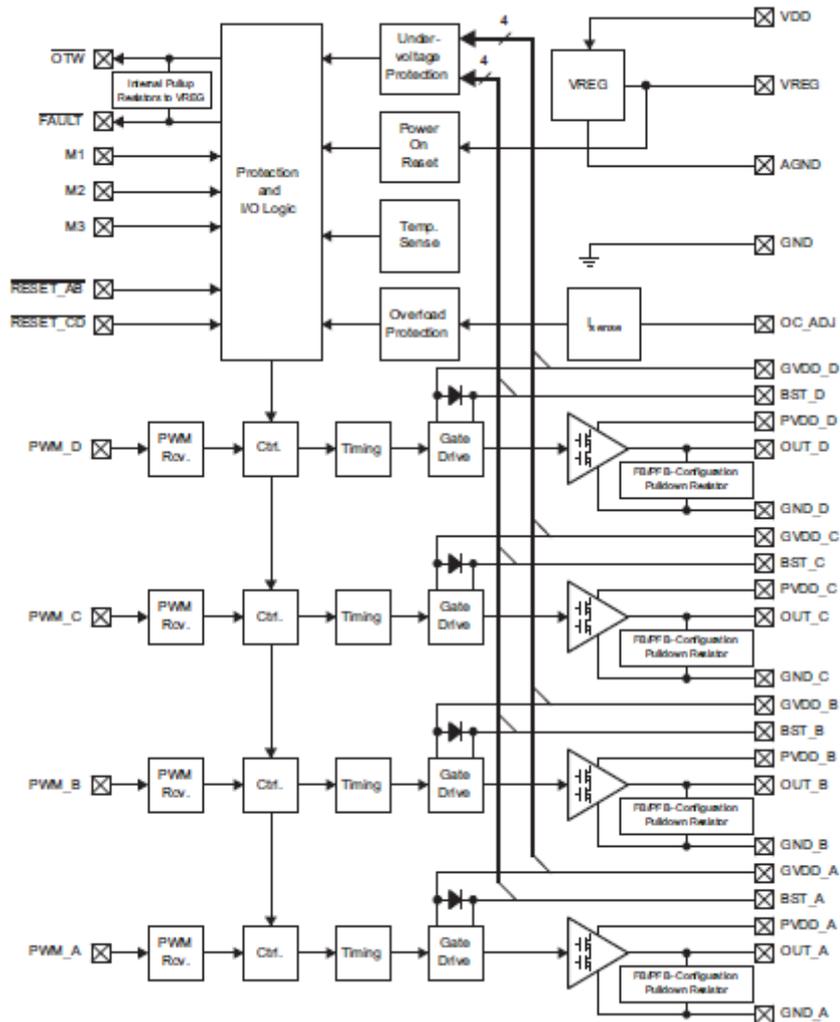


Figura 5-34. Diagrama funcional DRV8412.

En nuestro caso nos interesa paralelizar las ramas de los puentes para dividir la corriente que pasa a través de ellos. Según los requisitos se debe manejar un máximo de 4A de corriente y en modo paralelo el integrado soporta hasta 6A de corriente continua. Se emplea esta configuración para que la corriente entregada a la Peltier se divida, lo que se traduce en 2A por cada rama de transistores. Por tanto, para limitar la corriente acorde a esta configuración conectaremos entre el pin *OC_ADJ* y *GND* una resistencia de 120kΩ, lo que equivale a una corriente máxima de 2,4A por rama antes de que salte la protección de sobrecorriente. Con este valor limite protegemos la célula ante cortocircuitos y permitimos pequeños picos de corriente superiores a la corriente continua máxima, pero necesarios para el control de la temperatura.

En este modo *PWM_A* controla los semi puentes A y B, y *PWM_B* controla C y D, mientras que los pines *PWM_C* y *PWM_D* no se utilizan. Los puentes A y B están sincronizados internamente, así como los puentes C y D. Las señales de control PWM las generará el microcontrolador a partir de un periférico dedicado, por tanto es importante mapear estas señales a pines concretos que disponen de esta funcionalidad.

OUT_A y *OUT_B* deben estar conectados entre sí, al igual que *OUT_C* y *OUT_D*. Si *RESET_AB* o *RESET_CD* están a nivel bajo, las cuatro salidas se ponen en alta impedancia y se resetea el dispositivo.

El modo de funcionamiento se configura en los pines M1, M2 y M3. Para el modo paralelo conectamos estos pines a los pines *VREG* ('1') o *AGND* ('0') y asignamos los valores fijos M1='1', M2='0' y M3='1', según se indica en el datasheet.

Cada semi puente se compone de dos transistores, uno con su drenador conectado a PVDD, que denominamos *high-side* y otro con su fuente conectada a GND, denominado *low-side*. Adicionalmente, el controlador de puerta del *high-side* requiere un aporte de voltaje extra, el cual es adaptado por circuitos internos de arranque que necesitan un condensador externo.

Añadiremos condensadores externos de bootstrap entre los pines de *BST* y masa. Estos condensadores se cargarán durante el funcionamiento en *low-side*. En la conmutación a *high-side* suministrarán energía a la etapa de potencia para garantizar la conmutación y no fatigar los transistores internos.

Por último, según se indica en el datasheet, para control de TEC u otras aplicaciones no relacionadas con motores se debe utilizar en cada rama de salida un filtro LC de paso bajo para cumplir recomendaciones de diseño. El filtro paso bajo convierte la señal de onda cuadrada de potencia procedente del puente en H en una señal continua, elimina todos los armónicos de la onda cuadrada excepto la componente continua. En una onda cuadrada la amplitud de la continua es directamente proporcional al ciclo de trabajo de la señal PWM que acciona el puente: $a_0 = A \cdot D$.

Generalmente en los TEC la corriente máxima de rizado se recomienda que sea inferior al 10% de la corriente nominal, independientemente de la frecuencia del rizado de la corriente. El máximo diferencial de temperatura entre las caras de la célula se reduce según el rizado de la corriente aumenta. También las tensiones térmicas generadas en la Peltier al aplicar transitorios rápidos pueden acortar su vida útil.

Un filtro RC es simple y económico, pero cuando necesita suministrar mucha corriente crea una caída de tensión en continua, lo que requiere un voltaje de entrada más alto para conseguir la misma salida. Sin embargo, un filtro LC con la misma atenuación al rizado y el mismo dimensionamiento del condensador crea mucha menos caída de tensión en continua que el filtro RC, ya que la diferencia es que la inductancia de la bobina reacciona a señales alternas pero se comporta, idelamente, como un cortocircuito en continua. Por estas razones se debe utilizar una red LC correctamente dimensionada para filtrar la corriente que circula al TEC y filtrar la cantidad de rizado, además de proteger al resto de elementos de interferencias electromagnéticas.

El filtro debe diseñarse para las condiciones del peor caso durante el funcionamiento, que es típicamente cuando la salida diferencial del puente está al 50% del ciclo de trabajo. Al diseñar el filtro de salida, se comenzamos con la bobina. La inductancia mínima se calcula sobre la corriente de rizado marcada por las especificaciones, en este caso no será superior al 10%, pico a pico, de la corriente media. Una vez que se ha seleccionado el inductor, se puede determinar la capacidad mínima.

Para el cálculo de la inductancia mínima partimos de la relación tensión/corriente de la bobina, según la ecuación:

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}$$

El rizado de corriente se define como la variación pico a pico durante el tiempo en conducción de los transistores. El rizado en la bobina se puede definir de forma sencilla como ΔI_L expresada en amperios:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{t_{ON}}$$

Combinando las ecuaciones anteriores y despejando el valor mínimo de inductancia tenemos la siguiente relación:

$$L_{MIN} = \frac{V_{L(ON)} \cdot t_{ON}}{\Delta I_L}$$

Dado el peor caso, con $D = 50\%$, suponemos que mientras un extremo de la bobina esté conmutando en el otro tendremos una tensión constante igual a la mitad de la máxima.:

$$L_{MIN} = \frac{\left(V_{MAX} - \frac{V_{MAX}}{2}\right)}{\Delta I_L} \cdot D \cdot T$$

Para nuestra aplicación la corriente máxima es de 4A, con un ciclo de trabajo del 50% la corriente continua media es $I = I_0 \cdot D = 4 A \cdot 0,5 = 2 A$, por tanto el rizado máximo de corriente permitido para la Peltier es $\Delta I_L = 0,2 A$. La frecuencia máxima de la señal PWM de control es de 500kHz, y la tensión máxima de salida del puente es $V_{MAX} = 12V$. Sustituyendo estos datos en la ecuación calculamos la inductancia mínima, $L_{MIN} = 30\mu H$, por lo que podremos utilizar una bobina comercial de $33\mu H$ en cada rama del puente paralelo completo. Con esta conexión en paralelo la corriente que pasa por cada rama se divide, es decir, que la corriente máxima que circulará por la bobina de cada rama es de 2A en vez de 4A. Gracias a esto reducimos el tamaño de las bobinas porque tienen que soportar menos corriente.

La frecuencia de resonancia para el filtro se elige típicamente para ser al menos un orden de magnitud menor que la frecuencia de conmutación del puente. Los condensadores del tienen que tener una baja ESR para que los efectos de la corriente de rizado sean mínimos en tensión, además de una alta capacidad para que la frecuencia de resonancia esté por debajo de los 500kHz.

Si utilizamos unos condensadores de $15\mu F$ y bajo ESR obtenemos una frecuencia bastante menor que la de conmutación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 7,153 \text{ kHz}$$

Por último, para garantizar un correcto funcionamiento del puente, se recomienda es su datasheet [24] incluir condensadores de desacoplo en las alimentaciones. Por un lado, condensadores de desacoplo de alta frecuencia de 100nF en los pines de PVDD que alimentan los puentes. Y en los pines de VDD y GVDD condensadores de decenas o cientos de uF junto con condensadores de desacoplo de 100nF a 1uF para proporcionar un voltaje constante durante el transitorio

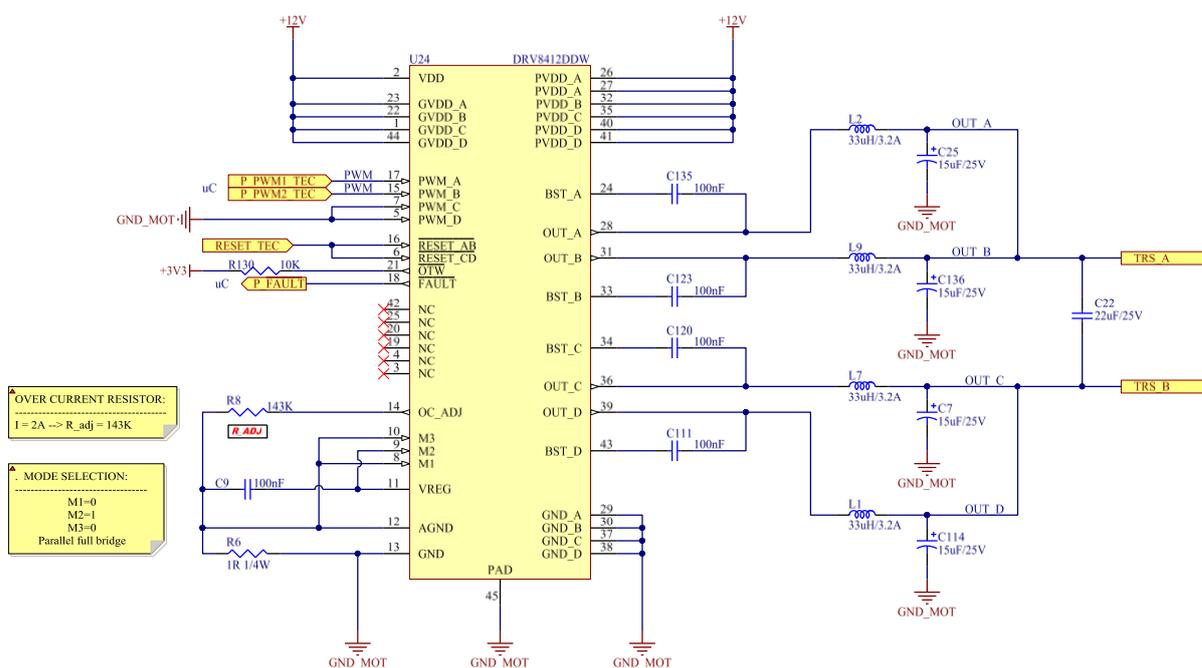


Figura 5-35. Esquema eléctrico driver potencia TEC.

5.2.8.2 Lectura RTD

En el ajuste de temperatura de la referencia térmica cerramos el lazo control con la lectura de un sensor resistivo externo tipo Pt1000. Para la lectura emplearemos el componente **MAX31865** de MAXIM, es un conversor resistencia a digital optimizado para RTDs de platino. Una resistencia externa establece la sensibilidad para el RTD que se está utilizando y un ADC de 15 bits de precisión convierte la relación de la resistencia medida a forma digital. Esta digitalización de la medida se envía a través de un interfaz compatible con SPI integrado en el componente. El circuito de acondicionamiento de señales está optimizado para trabajar con Pt100-Pt1000 y las entradas están protegidas contra fallos de sobretensión de $\pm 45V$ y detecta cortocircuitos o circuito abierto.

Para medir la resistencia del RTD, conectamos una resistencia de referencia R_{REF} , según se indica en el datasheet del fabricante [25], entre los pines *ISENSOR* y *BIAS*. Internamente esta resistencia se conecta en serie con el RTD y se aplica una tensión de polarización, por tanto la corriente de la resistencia de referencia también circula a través de la RTD. El voltaje en R_{REF} sirve de referencia para el ADC y la tensión del RTD se aplica a las entradas diferenciales *RTDIN+* y *RTDIN-*. El ADC genera una salida digital que es igual a la relación entre la resistencia del RTD y la de referencia. Para RTDs de platino la referencia óptima que recomienda el datasheet es una resistencia cuatro veces el valor del RTD a una temperatura de $0^{\circ}C$. En nuestro caso para una Pt1000 usaremos una referencia de $4k\Omega$.

Según las especificaciones, conectaremos la tarjeta a un RTD de dos terminales llevados a través de dos cables apantallados. Una conexión de 2 hilos puede dar resultados aceptables cuando el RTD se encuentra próximo al acondicionamiento pero a medida que aumenta la longitud del cable, el error debido a la resistencia del mismo puede llegar a ser excesivo.

En nuestro caso conviviremos con ese error ya que el sistema emplea exclusivamente un RTD de dos hilos con una longitud de cable determinada. Para reducir ese error se utilizarán otras técnicas externas o FW, como por ejemplo calcular el error constante debido a la longitud de los cables y restarlo a cada medida tomada.

Este componente tiene internamente una parte analógica, que acondiciona y convierte la señal sensada y una parte digital con lógica de control y un interfaz SPI. Para evitar, en la medida de lo posible, que la parte digital introduzca ruido en la parte analógica se añade un filtro en las distintas alimentaciones del integrado.

Por último, llevaremos la señal *DRDY* al microcontrolador para recibir la señal de conversión válida. El PIC controlará el puente en H en función de las lecturas de temperatura recibidas. También implementa la protección contra sobret temperatura, a partir de cierto umbral fijado en el software deshabilitará el puente mediante la señal *P_ENABLE_TEC*.

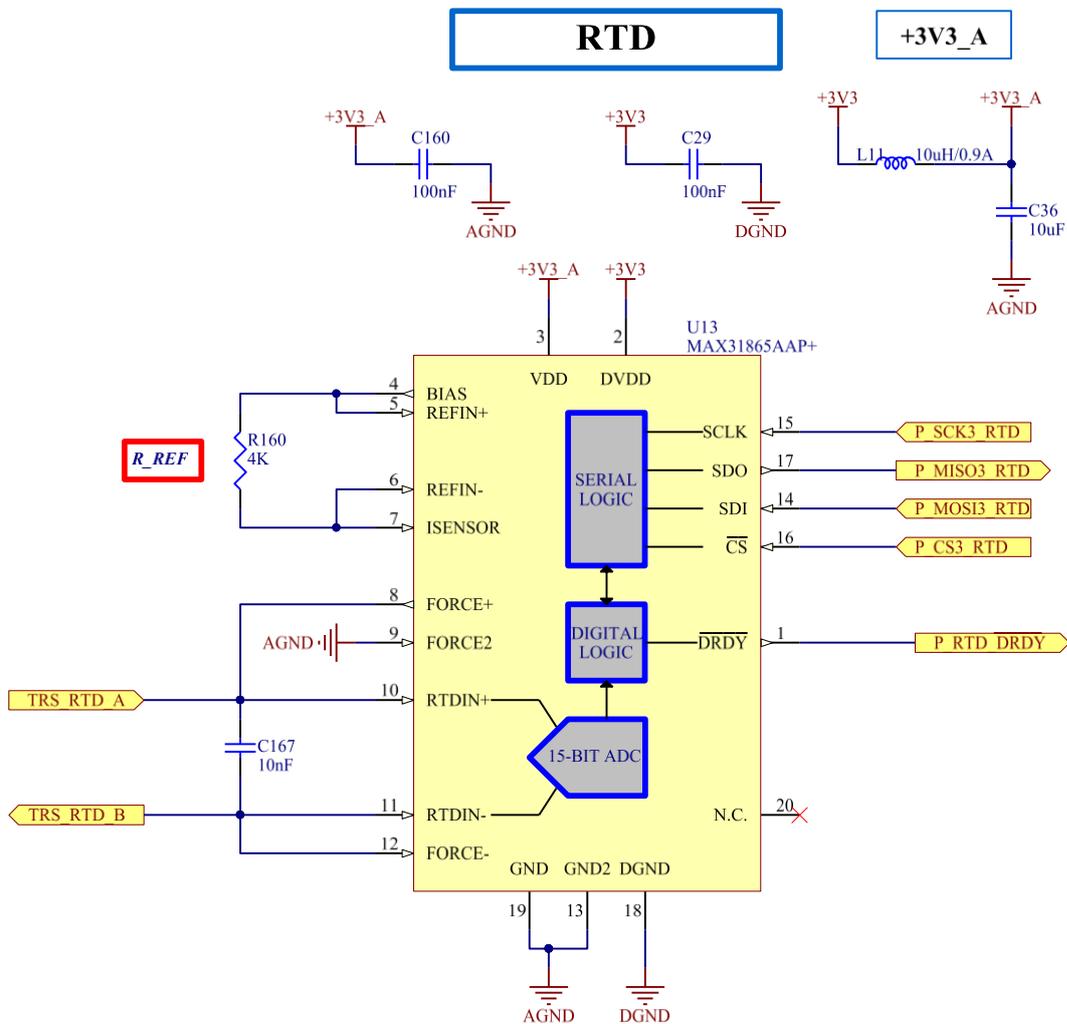


Figura 5-36. Esquema eléctrico lectura RTD.

5.2.9 Control refrigeración/cooler

El cooler que se integra en el conjunto de la cámara térmica se asemeja al sistema de refrigeración de una nevera comercial típica. Se trata de un elemento mecánico formado principalmente por un motor. Se trata de un elemento ruidoso, por tanto, por ello será importante aislar y proteger la T. CTRL MCA en este diseño. Dividimos el control del cooler en tres etapas:

- Configuración de alimentación: montando unas resistencias un otras el cooler se alimentará a +24V ó +12V. Inicialmente emplearemos la alimentación de +12V.
- Aislamiento de señales: las señales de control y estado estarán aisladas eléctricamente del exterior para evitar daños en la tarjeta.
- Control y filtrado: se empleará un *switch* de potencia que corte o conduzca la alimentación del cooler según la señal de control y un filtro intermedio para eliminar los picos de ruido del motor.

5.2.9.1 Configuración de alimentación

Con unas simples resistencias de 0Ω configuramos el camino de alimentación del cooler. Emplearemos en el diseño una huella grande, 1206 en este caso, para mejorar el camino de la corriente que circula a través de ellas.

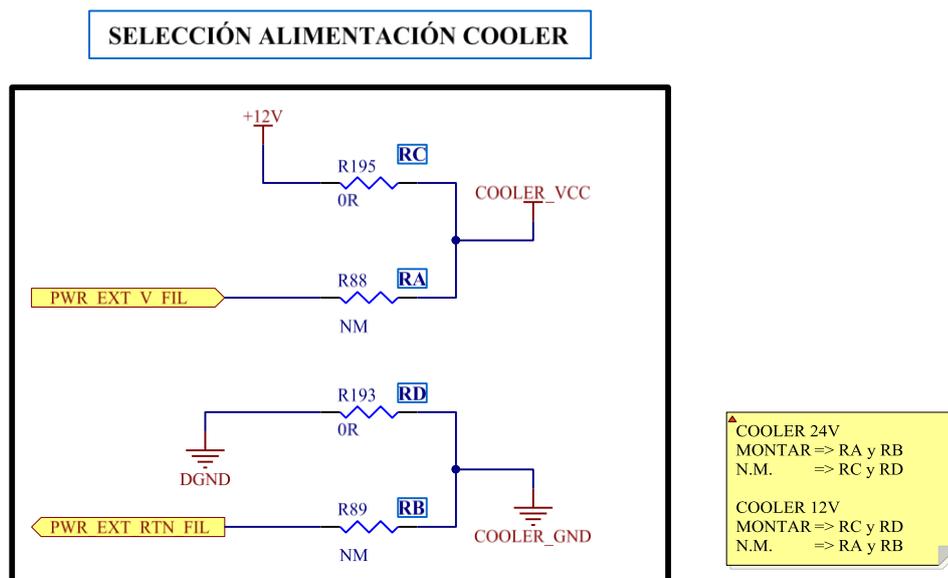


Figura 5-37. Selección alimentación cooler.

5.2.9.2 Aislamiento de señales

El microcontrolador tiene las siguientes señales de salida para interactuar con el cooler:

- COOLER_PWR: controla el *switch* de potencia que alimenta el cooler.
- COOLER_ON_OFF: enciende o apaga el cooler alimentado.
- COOLER_STDBY: controla el modo de bajo consumo del cooler.

Entre el micro y el conector de salida se incluirá un interfaz que sirva de protección frente a posibles ruidos externos del cooler. Por sencillez del diseño se empleará el buffer aislado **ADUM5401CRWZ** empleado en la etapa de comunicaciones.

En el extremo no aislado *VDD1* conectaremos la tensión de +3,3V que alimenta a toda la etapa digital de la tarjeta y al microcontrolador. Configuraremos la salida aislada (*V_ISO*) a un nivel de +5V para ganar más inmunidad en las señales digitales del cooler frente al ruido.

La señal *COOLER_PWR* se conectará directamente al control del switch de potencia. Sin embargo las señales de ON/OFF y STDBY en la tarjeta controlarán, según las especificaciones, la activación de dos transistores. De esta forma, cuando el micro fije un nivel bajo en las señales, el transistor estará abierto y el nivel de la señal de salida dependerá del *weak pull-down* de 1MΩ. Cuando el micro fije un nivel alto, activará la puerta del transistor y entrará en conducción, forzando un 0 a la salida.

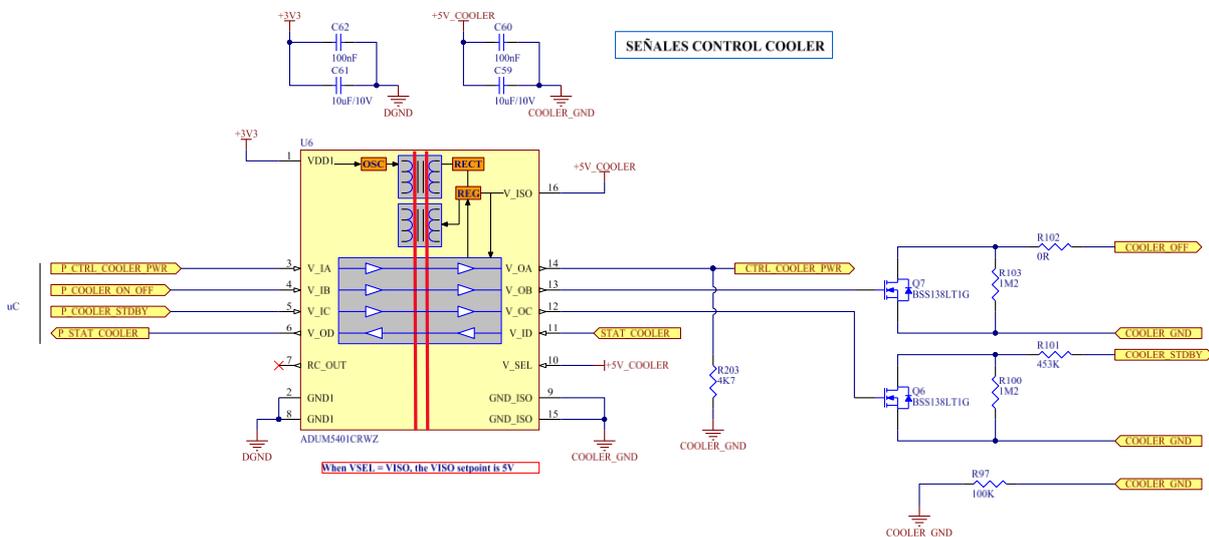


Figura 5-38. Señales control cooler.

Además incluimos en el buffer una señal de estado del switch que nos dará información de la carga y posibles problemas en el funcionamiento.

5.2.9.3 Control y filtrado

Para controlar grandes tensiones con una señal digital de baja tensión en comparación necesitamos emplear un circuito de conmutación. Los transistores MOSFET son empleados como conmutadores gracias a sus características de tamaño, facilidad de uso y bajo consumo de energía. Habitualmente se utilizan en circuitos digitales pero sus características también los hacen idóneos para aplicaciones de potencia, en que se requiere gran capacidad de corriente y conmutaciones rápidas.

El *power switch* que corte o conduzca la alimentación del cooler no tiene que manejar una corriente excesivamente alta, 1A a 12V, lo que implica una potencia de 12W. Pero sí tendrá demandas de picos de corriente de varios amperios en el arranque.

En este caso emplearemos un *switch* tipo *high-side* de tal forma que, cuando esté apagado, la carga quede conectada a GND en lugar de a la tensión de alimentación.

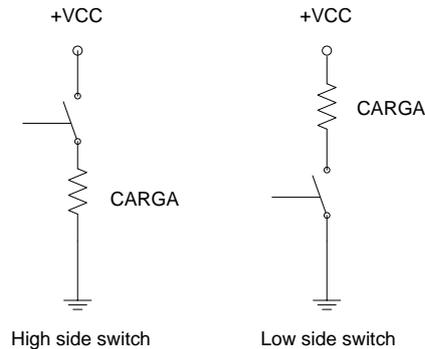


Figura 5-39. High-side y low-side switch.

Los *high-side switch* pueden conducir con seguridad altas corrientes en cargas complejas (resistivas, inductivas y capacitivas) conectadas a tierra. Estos *switches* tienen baja resistencia en conducción y, típicamente, circuitería analógica interna precisa para monitorización, protección y control.

Utilizaremos para el control el integrado **VN750SMPTR-E** de STMicroelectronics. Este switch puede manejar cargas de hasta 6A en un encapsulado relativamente pequeño, SO-8, con una $R_{DS(ON)}$ en el peor caso de 110mΩ. En nuestro caso no habrá ningún problema de calentamiento en el integrado ya que operaremos con una corriente continua máxima de 1A.

La potencia disipada y el aumento de temperatura, en conducción, se calculan a continuación. Teniendo en cuenta una resistencia térmica de $\theta_{JA} = 93^{\circ}C/W$, en el peor caso, obtenemos:

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)} = 0,11 W$$

$$\Delta T = \theta_{JA} \cdot P_D = 10,23 ^{\circ}C$$

Este consumo de corriente implica un aumento de 10°C en el componente respecto a la temperatura ambiente. Dado que la temperatura máxima que puede soportar es de 150°C, no habrá ningún problema por calor en funcionamiento.

Internamente dispone de un circuito de lógica que gestiona las protecciones de tensión, corriente y temperatura. Además detecta cuando la salida se encuentra en *open load*, es decir, sin carga tanto en corte como en conducción. Este aspecto es útil para detectar si ha habido algún problema de cableado o deterioro con la carga.

Conectaremos el pin *INPUT* a la señal de control que sale del buffer aislado y la alimentación del *COOLER_VCC* a la entrada del *switch*. De esta forma, cuando se habilite el transistor entrará en conducción y tendremos en la salida *OUT* la alimentación del cooler.

A fin de proteger el resto de elementos de la tarjeta del ruido eléctrico del cooler conectaremos un filtro entre la salida del *switch* y los pines del conector. Utilizaremos el mismo módulo de la etapa de filtrado de alimentaciones. El módulo **BNX005** de Murata es eficaz para ruidos de impulso como descargas electrostáticas o picos de ruido.

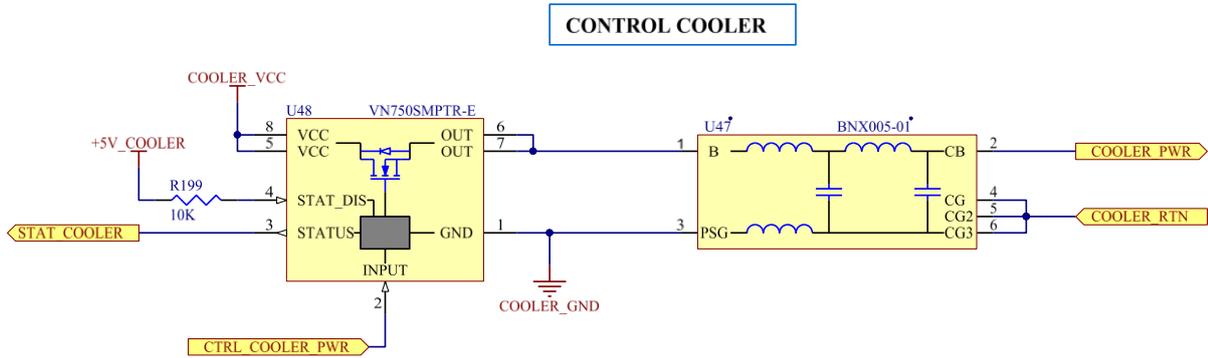


Figura 5-40. Esquema eléctrico control cooler.

5.2.10 Otros

5.2.10.1 Control calentadores y ventiladores

Para controlar la alimentación de estos elementos externos también emplearemos unos *switch* accionados desde el micro. En este caso, los calentadores tienen un consumo superior al cooler. Si utilizáramos el mismo integrado tendríamos problemas de sobre calentamiento.

Además tenemos que mantener un aislamiento entre la señal de control y la salida de alimentación, ya que estos elementos se conectarían a la tensión de +24V externos de entrada de la tarjeta.

Para solucionar este control de potencia aislado utilizaremos transistores MOSFET accionados por un fotodiodo. De esta forma conseguimos un opto-aislamiento entre la señal digital y la salida de potencia. En la Figura 5-41 se muestra el circuito interno.

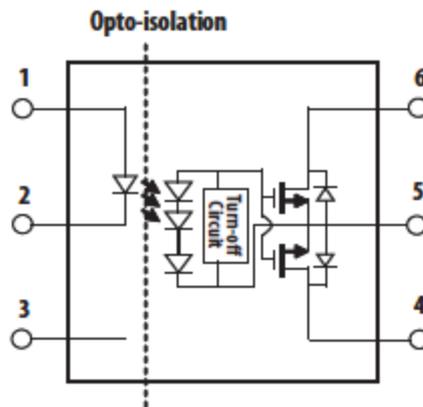


Figura 5-41. Circuito de opto aislamiento.

En concreto se plantea utilizar el **ASSR-1611** de Avago, un relé de estado sólido (SSR). Estos dispositivos consisten en un sensor que responde a una señal de control, un interruptor electrónico de estado sólido que conmuta el circuito de carga y un mecanismo de acoplamiento a partir de la señal de control que activa este interruptor sin partes mecánicas. Hace la misma función que el relé electromecánico, pero sin partes móviles.

El optoacoplamiento permite que el circuito de control esté eléctricamente aislado de la carga. Según el datasheet [26], este SSR integra un diodo LED ópticamente acoplado a un circuito detector. Esta detección consiste en un array de diodos fotovoltaicos y un circuito para accionar dos MOSFET de alto voltaje.

El relé cierra el contacto polarizando el LED con una corriente de mínima de 5mA. Debemos calcular la resistencia de polarización para ajustar esos 5mA con los +3,3V de la señal de control a nivel alto. Teniendo en cuenta la caída máxima en el diodo calculamos:

$$R \leq \frac{3,3V - 1,7V}{5mA} \leq 320\Omega$$

SWITCHES

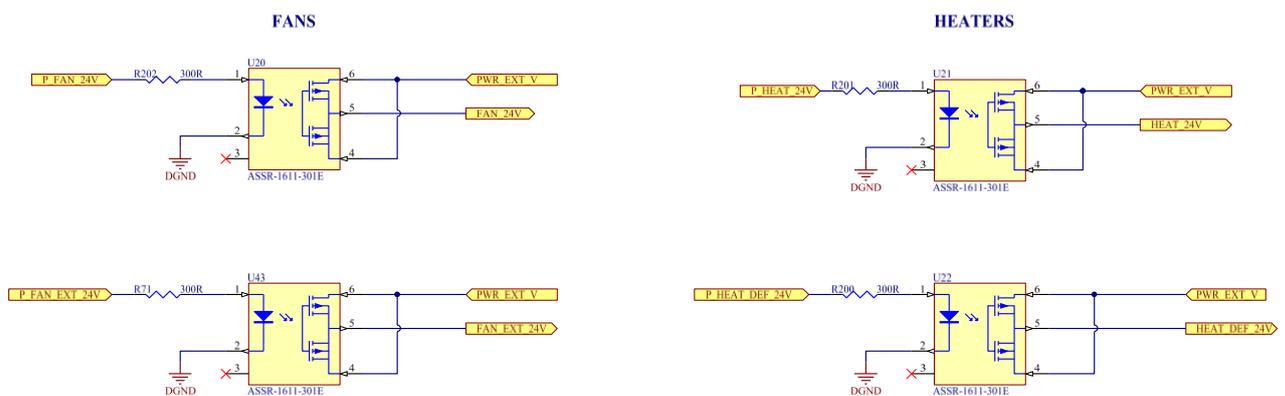


Figura 5-42. Esquema eléctrico control ventiladores y calentadores.

Además conectaremos el switch en modo continua, lo que nos asegura una corriente máxima en la carga de 5A. Por sencillez del diseño utilizaremos la misma etapa para el control de los dos calentadores y los dos ventiladores.

5.2.10.2 Conexiones PIC

A continuación se muestra una tabla con el conexionado de los pines del micro con cada uno de los dispositivos de la tarjeta.

Tabla 5-6. Conexiones PIC.

PIN	NET	ETAPA	PERIFERICO
1	-	-	-
2	P_HEAT_DEF_24V	CNTRL TEMP	DIGITAL OUT
3	P_ENCODER_2_A	ENCODER Y FC	TIMER 7 (T7CK)

PIN	NET	ETAPA	PERIFERICO
73	-	-	-
74	DGND	-	-
75	DGND	POWER	POWER

4	P_COM_SEL	COM EXT ISO	DIGITAL OUT
5	P_DE_SEL	COM EXT ISO	DIGITAL OUT
6	P_SPARE_1	IN/OUT	DIGITAL OUT
7	P_CTRL_12V	ALIM	DIGITAL OUT
8	P_CTRL_5V	ALIM	DIGITAL OUT
9	P_CTRL_ED_A_VCC	ALIM	DIGITAL OUT
10	P_CTRL_3V3	ALIM	DIGITAL OUT
11	P_SPARE_2	IN/OUT	DIGITAL IN
12	P_ENCODER_3_A	ENCDR Y FC	TIMER 8 (T8CK)
13	P_MISO2_FRAM	FRAM	SPI 2
14	P_SCK2_FRAM	FRAM	SPI 2
15	P_MOSI2_FRAM	FRAM	SPI 2
16	P_ENCODER_1_A	ENCDR Y FC	TIMER 6 (T6CK)
17	DGND	POWER	POWER
18	+3V3_UC	POWER	POWER
19	P_MS1_PP3	PP 3	DIGITAL OUT
20	P_MCLR	RESET	RESET
21	P_CS2_FRAM	FRAM	DIGITAL OUT
22	P_CTRL_CONT	CONT HORAS Y TEMP	DIGITAL OUT
23	P_EXT_CTRL_RX/PIC_TX	COM EXT ISO	UART 2
24	P_EXT_CTRL_TX/PIC_RX	COM EXT ISO	UART 2
25	TEST	LED TEST	DIGITAL OUT
26	RUN	LED RUN	DIGITAL OUT
27	P_CTRL_ED_DIG_VCC	ALIM	DIGITAL OUT
28	-	-	-
29	P_ENABLE_TEC	PELTIER	DIGITAL OUT
30	P_SLEEP_PP1	PP 1	DIGITAL OUT
31	P_STAT_COOLER	COOLER	DIGITAL IN
32	DGND	POWER	POWER
33	+3V3_UC	POWER	POWER
34	P_COOLER_STDBY	COOLER	DIGITAL OUT
35	P_COOLER_ON_OFF	COOLER	DIGITAL OUT
36	P_CTRL_COOLER_PWR	COOLER	DIGITAL OUT
37	P_RB6	PROG	PROG

76	-	-	-
77	-	-	-
78	P_MS1_PP1	PP 1	DIGITAL OUT
79	P_MANT_TX/PIC_RX	COM MANT	UART 4
80	P_MANT_RX/PIC_TX	COM MANT	UART 4
81	P_ENABLE_PP2	PP 2	DIGITAL OUT
82	P_STEP_PP2	PP 2	DIGITAL OUT
83	P_MS1_PP2	PP 2	DIGITAL OUT
84	P_MS2_PP2	PP 2	DIGITAL OUT
85	P_I2C_SCL2	CONT HORAS Y TEMP	I2C2
86	P_I2C_SDA2	CONT HORAS Y TEMP	I2C2
87	P_HEAT_24V	CNTRL TEMP	DIGITAL OUT
88	+3V3_UC	POWER	POWER
89	+3V3_UC	POWER	POWER
90	P_MS2_PP1	PP 1	DIGITAL OUT
91	P_RESET_PP2	PP 2	DIGITAL OUT
92	P_ENABLE_PP4	PP 4	DIGITAL OUT
93	P_STEP_PP4	PP 4	DIGITAL OUT
94	P_MS1_PP4	PP 4	DIGITAL OUT
95	P_PROC_VID_TX/PIC_RX	COM PROC	UART 1
96	P_PROC_VID_RX/PIC_TX	COM PROC	UART 1
97	P_RESET_PP1	PP 1	DIGITAL OUT
98	P_DIR_PP1	PP 1	DIGITAL OUT
99	P_ENABLE_PP1	PP 1	DIGITAL OUT
100	P_RESET_PP3	PP 3	DIGITAL OUT
101	P_DIR_PP3	PP 3	DIGITAL OUT
102	P_ENABLE_PP3	PP 3	DIGITAL OUT
103	P_STEP_PP3	PP 3	DIGITAL OUT
104	P_PWM1_TEC	PELTIER	OC9
105	-	-	-
106	-	-	-
107	+3V3_UC	POWER	POWER
108	DGND	POWER	POWER
109	P_CLK1_DAC	DAC	SPI1

DISEÑO HW TARJETA CONTROL Y COMUNICACIONES

38	P_RB7	PROG	PROG
39	P_PROC_VID_OUT	IN/OUT	DIGITAL OUT
40	P_PWR_OFF_IN	IN/OUT	DIGITAL IN
41	AVDD	POWER	POWER
42	DGND	POWER	POWER
43	P_BITE_12V	BITES	ADC
44	P_BITE_5V	BITES	ADC
45	-	-	-
46	BITE_ED_A_VCC	BITES	DIGITAL IN
47	P_SLEEP_PP2	PP 2	DIGITAL OUT
48	P_MISO3_RTD	RTD	SPI3
49	P_MOSI3_RTD	RTD	SPI3
50	P_CS3_RTD	RTD	SPI3
51	P_MS2_PP3	PP 3	DIGITAL OUT
52	P_RESET_PP4	PP 4	DIGITAL OUT
53	P_DIR_PP4	PP 4	DIGITAL OUT
54	DGND	POWER	POWER
55	+3V3_UC	POWER	POWER
56	-	-	-
57	P_FAULT	TEC	DIGITAL IN
58	-	-	-
59	P_SLEEP_PP3	PP 3	DIGITAL OUT
60	P_SLEEP_PP4	PP 4	DIGITAL OUT
61	P_SCK3_RTD	RTD	SPI3
62	P_RTD_DRDY	RTD	DIGITAL IN
63	DGND	POWER	POWER
64	DGND	POWER	POWER
65	P_BITE_ED_DIG_VCC	BITES	ADC
66	P_BITE_3V3	BITES	ADC
67	-	-	-
68	P_DIR_PP2	PP 2	DIGITAL OUT
69	P_ENCODER_2_B	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL
70	P_ENCODER_3_B	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL
71	P_CLK	CLK	CLK
72	P_FIN_C1	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL

110	P_MOSI1_DAC	DAC	SPI1
111	P_SYNC_DAC	DAC	DIGITAL OUT
112	P_STEP_PP1	PP 1	DIGITAL OUT
113	P_ENCODER_1_B	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL
114	P_SLEEP_CC2	CC 2	DIGITAL OUT
115	P_MODE_CC2	CC 2	DIGITAL OUT
116	P_DIR_CC2	CC 2	DIGITAL OUT
117	-	-	-
118	P_PWM2_TEC	PELTIER	OC8
119	P_PWM_CC1	CC 1	OC2
120	P_PWM_CC2	CC 2	OC3
121	P_PWM_CC3	CC 3	OC4
122	+3V3_UC	POWER	POWER
123	DGND	POWER	POWER
124	OPT_T1	1-WIRE	DIGITAL IN/OUT
125	OPT_T2	1-WIRE	DIGITAL IN/OUT
126	P_MS2_PP4	PP 4	DIGITAL OUT
127	P_WP_FRAM	FRAM	DIGITAL OUT
128	P_HOLD_FRAM	FRAM	DIGITAL OUT
129	P_FAN_24V	CNTRL TEMP	DIGITAL OUT
130	P_FAN_EXT_24V	CNTRL TEMP	DIGITAL OUT
131	P_SLEEP_CC3	CC 3	DIGITAL OUT
132	P_MODE_CC3	CC 3	DIGITAL OUT
133	P_DIR_CC3	CC 3	DIGITAL OUT
134	-	-	-
135	P_FIN_C2	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL
136	DGND	POWER	POWER
137	+3V3_UC	POWER	POWER
138	P_FIN_C3	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL
139	P_DIR_CC1	CC 1	DIGITAL OUT
140	P_SLEEP_CC1	CC 1	DIGITAL OUT
141	P_MODE_CC1	CC 1	DIGITAL OUT
142	P_FIN_C4	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL
143	P_FIN_C5	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL
144	P_FIN_C6	ENCDR Y FC	ENTRADA DIGITAL

5.2.10.3 Leds y test points

Para facilitar la validación de las alimentaciones de la tarjeta emplearemos un conjunto de LEDs indicadores y test points sobre los que medir, distribuidos por la PCB.

Los LEDs nos indicarán que hay tensión o no en la etapa, ajustaremos la resistencia de polarización con la tensión de cada alimentación y la corriente mínima de operación. Tendremos en cuenta una caída de tensión de 1,5V en los diodos y una corriente mínima de 5mA.

Tabla 5-7. Configuración indicadores LED.

Tensión [V]	Resistencia [Ω]	Corriente (ON) [mA]
+12V	2K Ω	5,25mA
+5V	560 Ω	6,25mA
ED_DIG (+6V)	560 Ω	8mA
ED_A_VCC (+5V)	560 Ω	6,25mA
+3V3	270 Ω	6,6mA
+3V3_UC	270 Ω	6,6mA

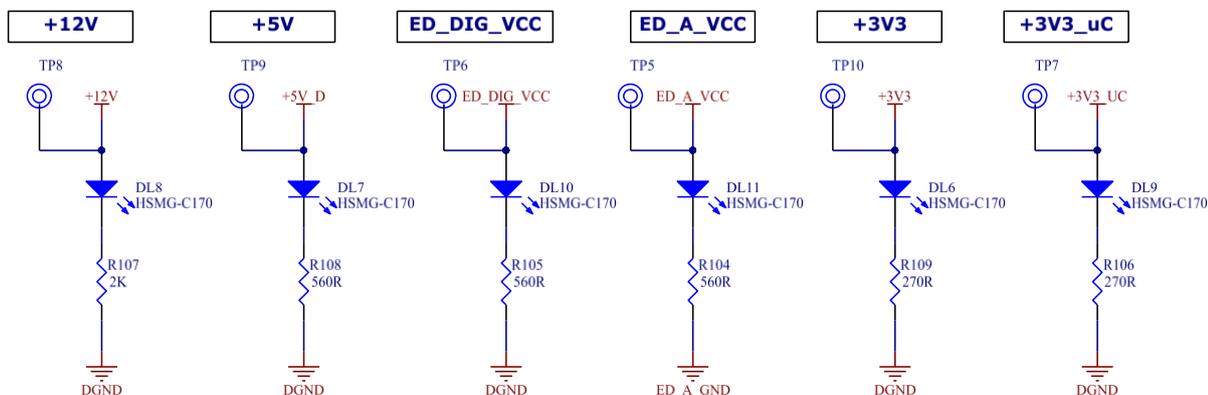


Figura 5-43. Esquema eléctrico LEDs indica.

5.2.11 Conectores

Para el resto de señales externas utilizaremos conectores del fabricante Harwin. Son conectores fáciles de montar y permiten una fijación mediante tornillos con el conector aéreo.

A continuación se especifica el conector y el pinout para cada conexión externa.

5.2.11.1 Cooler

Para las señales de alimentación y control del cooler del detector utilizaremos un conector de 10 pines macho y acodado, de la serie J-Tek. El modelo **M80-5301042** (through hole) es un conector con una pestaña de polarización que nos marca la numeración de los pines. Cada pin del conector soporta, según las especificaciones, un máximo de 3A.

Sería suficiente para las líneas de señal y la alimentación, que será de 1A. Para asegurar una buena conducción y seguridad en los picos de arranque duplicaremos los pines de alimentación en el conector, además se dejarán dos pines sin conectar entre señal y alimentación para evitar posibles ruidos de una sobre otra.

Tabla 5-8. Pinout conector Cooler.

PIN	NET
1	COOLER_GND
2	COOLER_GND
3	-
4	COOLER_RTN
5	COOLER_RTN

PIN	NET
6	COOLER_STDBY
7	COOLER_OFF
8	-
9	COOLER_PWR
10	COOLER_PWR

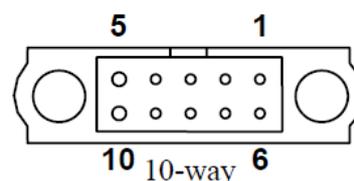


Figura 5-44. Pinout conector M80-5301042.

5.2.11.2 Alimentación Externa

El conector de alimentación externa será de la familia Mix-Tek. Esta serie tiene pines de potencia que soportan 20A, una corriente notablemente superior a la dimensionada en la tarjeta (8A) pero así se evitará calentamiento o caídas de tensión por el cableado. Utilizaremos el modelo **M80-5000000M5-02-333-00-000**, es macho, de tipo acodado y con dos pines de potencia.

5.2.11.3 Definición de conector auxiliar

El conector auxiliar reúne las señales de alimentación de los ventiladores y los calefactores. En este caso utilizaremos también un conector de la serie J-Tek through hole, macho y acodado. El **M80-5300842** con 10 pines cubre todas las señales de alimentación. En este caso no aumentaremos el número de pines para los calefactores (2,5A de consumo) porque su curva de arranque es más lenta y constante. El orden de los pines es idéntico al conector del cooler. Cada alimentación llevará su pin de retorno asociado.

Tabla 5-9. Pinout conector auxiliar.

PIN	NET
1	FAN_24V
2	PWR_EXT_RTN
3	HEATER_24V
4	PWR_EXT_RTN

PIN	NET
5	HEAT_DEF_24V
6	PWR_EXT_RTN
7	FAN_EXT_24V
8	PWR_EXT_RTN

5.3 CONSIDERACIONES LAYOUT PCB

El diseño del esquema eléctrico de la T. CTRL MCA cumple los requisitos funcionales marcados en las especificaciones del proyecto. El siguiente paso es el diseño de la PCB de la tarjeta. En este caso es el diseñador hardware el responsable de marcar los requisitos de rutado y posicionado en la PCB. Se tendrán en cuenta las señales críticas, las conexiones para facilitar un mejor rutado, los planos ruidosos y todo tipo de problemáticas que pueden surgir por un mal rutado.

En este apartado se presentan los requisitos de diseño, teniendo en cuenta:

1. Requisitos mecánicos
2. Requisitos de posicionado de los componentes
3. Requisitos de rutado de las señales y planos
4. Requisitos de serigrafiado y huellas de los elementos.

5.3.1 Requisitos mecánicos

- Las dimensiones mecánicas y posición de los taladros serán iguales a los indicados en la siguiente figura.

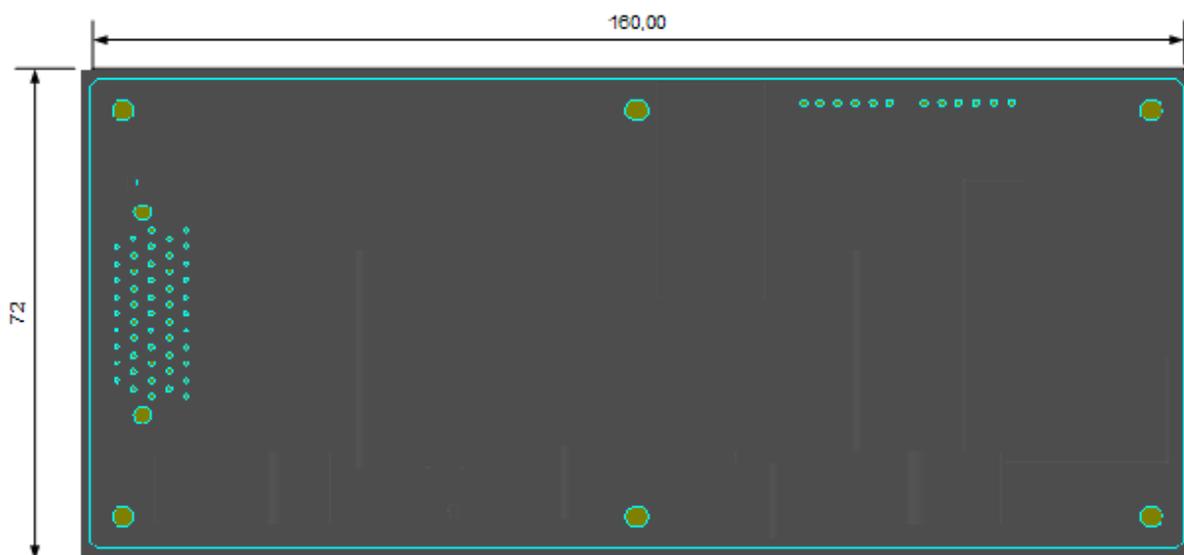


Figura 5-45. Dimensiones PCB.

- La tarjeta llevará 6 tornillos pasantes y de métrica 3 para fijarse a la estructura y al resto de tarjetas.
- Los taladros de la PCB que sujetarán la mecánica serán de corona metalizada y se creará una zona de guarda libre de pistas y planos de 0.8 mm para evitar contacto entre la rosca del tornillo y los planos internos.

5.3.2 Requisitos de posicionado

- Los conectores J1, J2 y J3 se posicionarán tal y como se indica en la Figura 4-4.
- Los conectores J4 y J5 se posicionarán a continuación del conector del cooler (J3), en la misma cara y enrasados al borde de la tarjeta.
- Los de programación (PROG PIC) y mantenimiento (MANT PIC) se colocará lo más cerca posible del micro y enrasados al borde de la tarjeta. Es importante que sean accesibles.
- Los elementos de filtrado se deberán colocar lo más cerca posible de sus respectivos conectores o elementos ruidosos.
- La etapa de alimentación incluye una primera etapa filtrada y aislada sobre la que posteriormente se generan las alimentaciones de la tarjeta, todas ellas controladas por señales discretas desde el microcontrolador para un arranque secuencial. Es importante hacer un posicionado coherente de los DC/DCs, de tal forma que se siga la cascada de alimentaciones.
- Los DC/DCs, las resistencias, inductancias y condensadores asociados a ellos deben posicionarse y rutarse como indica su datasheet y todos los elementos en la misma cara de la PCB. Teniendo especial atención en las etapas aisladas.
- El microcontrolador se posicionará en la cara TOP para tener un mejor acceso en tareas de mantenimiento. Se colocará tratando de facilitar su montaje y reparación, para ello se intentará evitar colocar elementos a su alrededor que dificulten esta tarea.
- El oscilador y los periféricos asociados al micro deben situarse lo más cerca posible y en la misma cara.
- El sensor de temperatura interno (**SHT21**) se colocara en un extremo de la cara **TOP** para que quede lo más alejado posible de las fuentes de alimentación y zonas de disipación de calor.
- El pulsador de reset y el LED indicador se colocarán en la misma cara que el micro y en un borde de la tarjeta para facilitar su acceso.
- Los condensadores de desacoplo del PIC se colocarán alrededor de éste preferiblemente o en la capa inferior, y lo más cerca posible de los pines de alimentación para minimizar lo máximo posible la longitud de las pistas.
- Los componentes asociados a un mismo bloque o etapa se posicionarán juntos para facilitar el rutado y las tareas de validación.
- Los leds de **+12V**, **+5V**, **ED_DIG_VCC**, **ED_A_VCC**, **+3V3** y **+3V3_uC** se colocará en un borde de la tarjeta junto con sus respectivos test points.
- Los drivers de motores deben situarse lo más cerca posible al conector J2 (**MDM-51PCBRP**), para favorecer el rutado de las señales desde estos componentes hasta el propio conector J2 y el PIC32. Estos integrados quedarán posicionados en la capa opuesta al PIC.
- Los componentes **ADUM5401CRWZ** y **MAX3160EAP+**) debes colocarse entre el conector J1 y el microcontrolador. Al tratarse de un conjunto de señales de comunicación aisladas, hay que mantener un plano de referencia GND_COM aislado del resto de señales. Estas líneas de comunicación llegan por el conector J1.

5.3.3 Requisitos de rutado

- Siempre que sea posible, las pistas que van a los dispositivos, entrarán por el exterior del integrado.
 - Se rutará la tarjeta en diez capas y se propone el siguiente stack-up del PCB:
 - 1 .- (TOP) DGND +GND_COM + ED_A_GND (aislada)
 - 2 .- 3V3_UC + 3V3 + 3V3_A + 5V
 - 3 .- DGND
 - 4 .- Rutado pistas H o V (+DGND)
 - 5 .- Rutado pistas H o V (+DGND)
 - 6 .- DGND
 - 7 .- Rutado pistas H y V asociado a los motores (+DGND)
 - 8 .- DGND
 - 9 .- 12V
 - 10 (BOTTOM) DGND
 - No se rutarán pistas por debajo de los DC/DCs ni sus bobinas. Si es necesario rutado de pistas se deberán apantallar con planos de GND, para evitar el ruido de los convertidores.
 - Entre pista y pista, plano y plano, plano y pista (conectores incluidos) en capas externas tiene que haber como mínimo 0,8 mm entre las interfaces aisladas. Así se evitan arcos que rompan dicho aislamiento.
 - Las pistas de alimentación se deben rutado primero a los condensadores de desacoplo y luego a las patillas de los integrados. Esto asegura que los condensadores de desacoplamiento sean los primeros en la cadena de alimentación. Además la longitud de la pista entre el condensador y los pines debe ser lo más corta posible.
 - Las pistas que lleven alimentación deben rutarse con la anchura necesaria para soportar la corriente máxima de cada etapa.
 - La señal de reloj del microcontrolador tiene que ir flanqueadas por la señal GND en toda su extensión para asegurar el apantallamiento.
 - Las señales de programación **P_RB6**, **P_RB7**, **P_MCLR** deberán ir correctamente apantalladas en toda su extensión y se tendrán las consideraciones necesarias para evitar que interferencias de cualquier otra señal.
 - Las señales **P_I2C_SCLX** y **P_I2C_SDAX**, se rutarán en paralelo e irán apantalladas en toda su extensión.
 - Las señales **ENCODER_X_A/B** se rutarán en paralelo a sus respectivos pares y con la misma longitud e irán apantalladas en toda su extensión, primero hasta el buffer y después hasta el microcontrolador.
 - Las señales de alimentación del cooler deben quedar correctamente apantalladas, para evitar que interfieran a otras señales.
 -
-

- Todas las señales acabadas en **_P** y **_N** son pistas diferenciales y deberán rutarse pareadas y apantalladas.
- Las señales de BITE de alimentación son señales analógicas para la medida del estado de las alimentaciones. Se apantallarán en toda su extensión con **AGND**

5.3.4 **Requisitos de serigrafiado**

- La numeración de los componentes se realizará partiendo desde la esquina superior izquierda, en sentido de izquierda a derecha y de arriba a abajo, Todos estos componentes se identificarán de la siguiente manera:
 - Las resistencias se numerarán como Rxx.
 - Los condensadores se numerarán como Cxx
 - Las bobinas se numerarán como Lxx.
 - Los circuitos integrados se numerarán como Uxx.
 - Los osciladores como Xxx.
 - Los diodos LED como: DLxx.
 - Los transistores como: Qxx.
 - La serigrafía de los diferentes componentes se colocará de forma visible con los componentes montados en la placa, siempre que sea posible. Si no es posible se situará sobre la huella.
 - En los conectores se colocará un texto con su nombre y se marcará el pin 1.
 - Se colocará cerca de los indicadores LED un texto de identificación, así como su polaridad.
-

5.4 REPRESENTACIÓN 3D

A continuación se muestra en las figuras un esbozo en tres dimensiones con un posible posicionado de los componentes. Con estas imágenes podemos tener una idea del aspecto físico de la tarjeta.

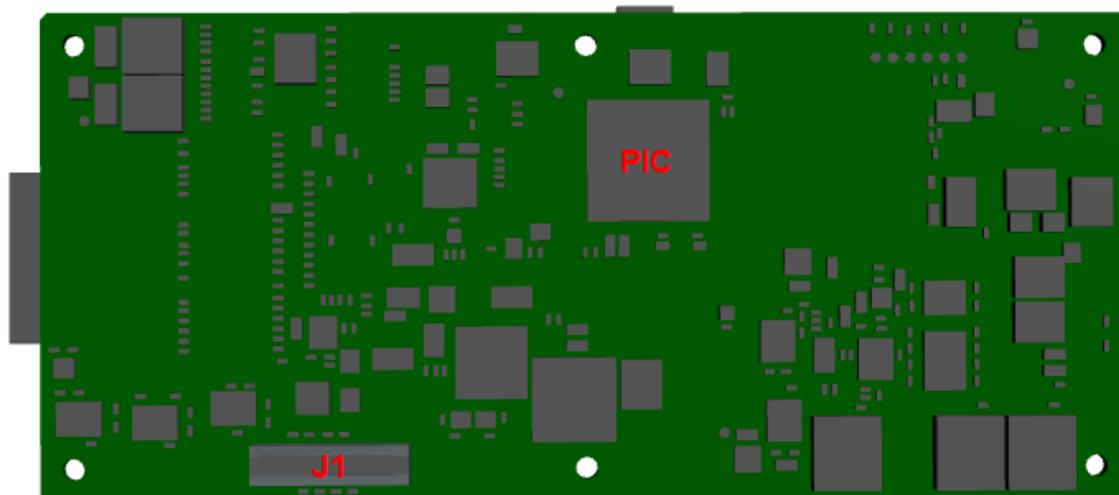


Figura 5-46. Vista cara TOP

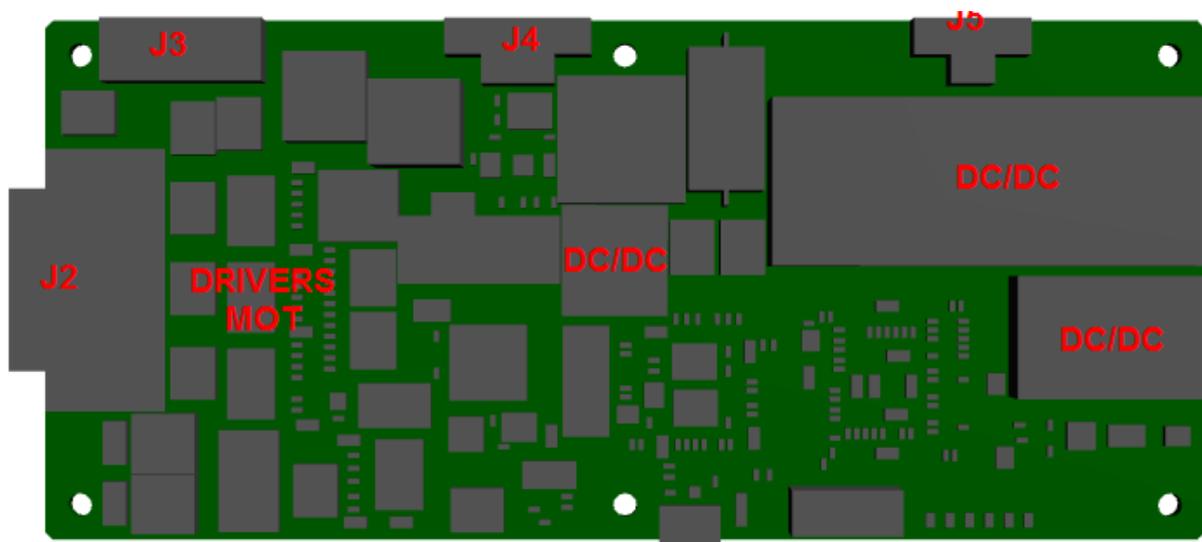


Figura 5-47. Vista cara BOTTOM

6. CONCLUSIONES

Por último, en este capítulo se presentan las conclusiones del proyecto, así como las siguientes líneas de trabajo sobre las cuales se puede continuar con el desarrollo llevado a cabo hasta el momento. En este trabajo se ha realizado el diseño hardware de una tarjeta de control, comunicaciones y alimentaciones dentro de un sistema. Partiendo de los requisitos iniciales se ha planteado una división en bloques para estructurar el diseño y facilitar su revisión.

Existen múltiples soluciones hardware para cumplir las funcionalidades y requisitos marcados, desde emplear otras estrategias en las distintas etapas (estructura de alimentaciones, control de motores, comunicaciones...) a utilizar componentes de otros fabricantes o con diferentes funcionalidades añadidas. Esto implica que un mismo diseño hardware puede ser diferente, a bajo nivel, entre un diseñador y otro, aunque funcionalmente sean idénticos.

Por otro lado, una de las complejidades del diseño está en la compatibilidad eléctrica de todos los componentes electrónicos. Por ello, en la etapa de diseño se han tenido en cuenta las etapas ruidosas o susceptibles de generar interferencias, eligiendo adecuadamente los componentes y empleado distintas técnicas para reducir las interferencias. Además, en los requisitos de posicionado se ha tenido en cuenta, para evitar, en la medida de lo posible, que fuentes de emisión estén próximas a elementos cuya integridad es fundamental en la tarjeta. No obstante, en la integración con el resto de tarjetas y elementos electromecánicos pueden surgir problemas de interferencias y ruido.

Además, tras las distintas búsquedas de componentes, podemos asociar algunos fabricantes según el tipo de solución electrónica que se necesita. En muchos casos la elección depende de la facilidad en las búsquedas, su documentación o las herramientas de simulación web. Algunos ejemplos de los fabricantes utilizados en el proyecto son:

- Texas: Etapas de potencia e interfaces
- Linear: Etapas de potencia
- Maxim: Interfaces
- Analog: Etapas analógicas
- AVX: Condensadores
- VISHAY: Resistencias y bobinas
- HARWIN: Conectores

6.1 TRABAJOS FUTUROS

La inmediata línea de actuación a seguir en este diseño hardware es la validación de la tarjeta ya montada y fabricada. Primeramente se deberá comprobar la fabricación de la PCB y el montaje de los componentes. En ocasiones, durante estos procesos se producen desperfectos en las pistas o malos montajes de los integrados. Después se debe validar que, tanto a nivel eléctrico como funcional, el diseño realizado es correcto y cumple con las especificaciones marcadas. Para ello será necesario un firmware de test y distintos útiles de prueba que permitan al micro controlar las etapas de alimentación y actuar sobre las salidas y elementos internos con la lógica correspondiente. Esta validación nos asegura el correcto funcionamiento de la tarjeta de forma independiente. Aunque en este trabajo se ha realizado un estudio en profundidad de la documentación técnica de los componentes, simulaciones y diferentes análisis, es necesario realizar pruebas de aceptación de la tarjeta. A continuación se debería proceder a hacer una validación similar, en conjunto con el resto de tarjetas y equipos con los que debe interaccionar. Esta validación es importante para asegurar el correcto funcionamiento de los interfaces y elementos externos. Por último se realizaría su integración en el sistema para el que se ha diseñado. De esta forma se comprueba la electrónica a nivel un funcional más elevador y se evalúa el diseño a nivel de sistema.

El siguiente trabajo futuro que se puede contemplar para este diseño es la reutilización de la tarjeta para diferentes sistemas finales. Esto podría conllevar una ampliación de las funcionalidades de la tarjeta y de los elementos que ya controla, como aumentar el número de motores o los requisitos eléctricos.

Por otro lado, el diseño inicial se realizó para una tarjeta integrada dentro de una cámara térmica, pero este sistema final puede ser implementado en vehículos terrestres, aeronaves, embarcaciones o incluso en posiciones fijas de observación. En caso de que se integre dentro de un transporte militar, el diseño deberá cumplir los distintos estándares militares, tanto a nivel eléctrico como mecánico y ambiental. Ello conllevaría una revisión y actualización del diseño.

7. PRESUPUESTO Y PLIEGO DE CONDICIONES

7.1 MATERIAL EMPLEADO EN LA REALIZACIÓN DEL PROYECTO

Para la realización de este proyecto se han empleado los siguientes recursos:

- Hardware:
 - Ordenador portátil Toshiba Satellite L50-A-18R con las siguientes especificaciones:
 - Procesador Intel Core i7 4700MQ a 2.4 GHz.
 - Memoria RAM de 4 GB a 1600 MHz con tecnología ddr3.
 - Tarjeta gráfica GeForce GT 740M de 2 GB.
 - Disco duro de 750 GB a 5400 rpm con interfaz serial ata.

- Software:
 - Sistema operativo Windows 7 Home Premium de 64 bits.
 - Paquete de herramientas Microsoft Office Professional Plus 2010.
 - Herramienta de diseño "Altium Designer" versión 14.2.
 - Herramienta de simulación "LTSpice IV" de Linear Technology.
 - Motor de búsqueda de componentes electrónicos "Findchips".

7.2 PRESUPUESTO

Para completar el proyecto se presenta el presupuesto total del trabajo realizado. Se incluyen las herramientas utilizadas, tanto hardware como software, y la mano de obra. A continuación se desglosan dichos costes:

7.2.1 Costes materiales

En los gastos materiales se incluye una amortización calculada para 6 meses de trabajo en la realización del proyecto.

Tabla 7-1. Presupuesto costes materiales.

Concepto	Precio [€]	Amortización [%/año]	Gasto aplicado [€]
Ordenador Toshiba Satellite	700	20	280
Altium Designer 14.2	7000	33	2345
LTSpice IV	0	-	0
Findchips	0	-	0
Subtotal [€]			2625

7.2.2 Costes de desarrollo

En este caso, se ha considerado un coste de 50 €/hora para las tareas de ingeniería y 20 €/hora para la redacción de documentación.

Tabla 7-2. Presupuesto costes desarrollo.

Concepto	Nº horas [h]	Precio unitario [€]	Gasto aplicado [€]
Análisis requisitos sistema	25	50	1250
Planteamiento diseño	25	50	1250
Diseño hardware*	300	50	15000
Análisis requisitos PCB	25	50	1250
Redacción	150	20	3000
Subtotal [h]	525	Subtotal [€]	21750

*En el diseño hardware se incluye:

- Análisis de documentación técnica y búsqueda de componentes.
- Creación de símbolos y esquemas en Altium.
- Simulaciones.
- Documentación técnica del proyecto.

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Descripción funcionamiento cámara térmica:
<http://www.amperis.com/productos/camaras-termograficas/#funcionamiento>
- [2] Conceptos generales de comunicaciones serie RS232, RS422, RS485:
<http://www.ni.com/white-paper/11390/en/>
- [3] Referencia térmica:
https://es.wikipedia.org/wiki/Efecto_termoel%C3%A9ctrico
- [4] "Overview of 1-Wire Technology and Its Use". Maxim Integrated.
- [5] "Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer". DS18B20 Datasheet.
- [6] Búsqueda paramétrica microcontrolador, Microchip:
<http://www.microchip.com/ParamChartSearch/chart.aspx?branchID=211>
- [7] "PIC32MZ Embedded Connectivity with Floating Point Unit (EF) Family". Microchip.
- [8] "MicroPower Supply Voltaje Supervisors". Texas Instruments.
- [9] "DS1682 Total-Elapsed-Time Recorder with Alarm". Maxim.
- [10] "Datasheet SHT21. Humidity and Temperature Sensor IC". Sensirion.
- [11] "FM25V02. 256-Kbit (32 K x 8) Serial (SPI) F-RAM". Cypress.
- [12] "Common Mode Filters ACM1211 Type". ACM.
- [13] "MTC1 Series". Murata.
- [14] Búsqueda paramétrica modulo DC/DC Potencia, Texas Instruments:
<http://www.ti.com/lscds/ti/power-management/step-down-buck-module-products.page>
- [15] "PTH12060W. Non-Isolated Wide-Adjust Step-Down Power Module". Texas Instruments.
- [16] Búsqueda paramétrica modulo DC/DC Low Ripple, Linear Technology:
http://www.linear.com/parametric/html/Internal_Power_Switch_Buck
- [17] "LT8610A/LT8610AB Series. 42V, 3.5A Synchronous Step-Down Regulator". Linear Technology.
- [18] "LT1965 Series. 1.1A, Low Noise, Low Dropout Linear Regulator". Linear Technology.
- [19] "REC3-S_DRW(Z) Series DC/DC Converters (isolated)". Recom Power.
- [20] "EHHD010A0B HAMMERHEAD Series; DC-DC Converter Power Modules". GE Critical Power.
- [21] "MAX3160E RS-232/RS-485/RS-422 Multiprotocol Transceiver". Maxim.
- [22] "DRV8818 Stepper Motor Controller IC". Texas Instruments.
- [23] "A3950 DMOS Full-Bridge Motor Driver". Allegro MicroSystems.
- [24] "DRV84x2 Dual Full-Bridge PWM Motor Driver". Texas Instruments.
- [25] "MAX31865 RTD-to-Digital Converter". Maxim.
- [26] "ASSR-1611. High Current, 1 Form A, Solid State Relay (MOSFET)". AVAGO.
-

9. SIGLAS Y TÉRMINOS

Tabla 9-1. Siglas y términos.

BIT	Built-In Test
BITE	Built-In Test Equipment
CC	Corriente Continua
DAC	Digital to Analog Converter
DC	Direct Current
ENIG	Electroless Nickel Immersion Gold
GPIO	General Purpose Input/Output
I2C	Inter-Integrated Circuit
LED	Light-Emitting Diode
MCA	Motores, Comunicaciones y Alimentaciones
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect transistor
PCB	Printed Circuit Board
PP	Paso a Paso
PWM	Pulse Width Modulation
SPI	Serial Peripheral Interface
SSR	Solid State Relay
TEC	Thermoelectric Cooler
TRS	Thermal Reference Source
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter

10. ANEXO

10.1 LISTA DE MATERIALES

A continuación se adjunta la lista de materiales empleados en el diseño de la tarjeta.

Tabla 10-1. Lista de materiales T. CTRL MCA.

Nº	DESCRIPCIÓN	VALOR	REF.	CANT.	PART NUMBER	FABRICANT.
1	CAP CERAMIC 10pF 50V C0G 5% SMD 0603	10pF	C160, C169, C177	3	06035A100JAT2A	AVX
2	CAP CERAMIC 1,5nF 16V X7R 10% SMD 0603	1.5nF	C100, C101, C111, C112, C122, C123, C133, C134	8	C0603C152K4RA	KEMET
3	CAP CERAMIC 0.01uF 50V X7R 10% SMD 0603	10nF	C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C20, C53, C158, C167, C175	13	C0603C103K5RAC	KEMET
4	CAP CERAMIC 0.1uF 25V X7R 10% SMD 0603	100nF	C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C24, C26, C27, C29, C31, C32, C33, C34, C37, C38, C39, C40, C41, C42, C43, C44, C45, C46, C47, C49, C50, C51, C60, C61, C62, C63, C64, C65, C66, C68, C69, C72, C74, C75, C79, C80, C81, C82, C83, C84, C86, C89, C90, C94, C95, C97, C98, C99, C105, C106, C108, C109, C110, C116, C117, C119, C120, C121, C127, C128, C130, C131, C132, C136, C137, C143, C152, C166, C173, C174, C182, C183, C184, C185	84	06033C104KAT2A	AVX
5	CAP CERAMIC 0.22uF 25V X7R 10% SMD 0603	220nF	C87, C88, C91, C93, C96, C102, C103, C107, C113, C115, C118, C124, C125, C129, C135	15	06033C224KAT2A	AVX
6	CAP CERAMIC 1uF 25V X7R 10% SMD 0603	1uF	C28, C56, C57, C58, C59, C159, C168, C176	8	06033C105KAT2A	AVX
7	CAP CERAMIC 1uF 25V X7R 10% SMD 1206	1uF	C142, C146	2	12063C105KAT2A	AVX

8	CAP CERAMIC 10uF 25V X7R 10% SMD 1206	10uF	C1, C21, C22, C23, C35, C36, C48, C52, C138, C139, C141, C145, C147, C155, C161	15	12063C106KAT2A	AVX
9	CAP TANT 15uF 25V 0.22 Ohm 10% SMD C CASE	15uF	C67, C70, C73, C76	4	TPSC156K025 R0220	AVX
10	CAP CERAMIC 22uF 25V X7R 10% SMD 1210	22uF	C71, C156, C157	3	C1210C226K3RAC	KEMET
11	CAP TANT 47uF 10V B CASE 10%	47uF	C30, C148, C149, C150, C151, C162, C163, C164, C165, C178, C179, C180, C181	13	TAJB476K010H NJ	AVX
12	CAP TANT 47uF 16V 0.35 Ohm 10% SMD C CASE	47uF	C170, C171	2	TPSC476K016 R0350	AVX
13	CAP TANT 100uF 10V 0.075 Ohm 10% SMD C CASE	100uF	C172	1	TPSC107K010 R0075	AVX
14	CAP TANT 100uF 25V 0.1 Ohm 10% SMD V CASE	100uF	C54, C55, C77, C78, C85, C92, C104, C114, C126, C140	10	TPSV107K025 R0100	AVX
15	CAP TANT 330uF 10V 0.04 Ohm 10% SMD E CASE	330uF	C154	1	TPSE337K010 R0040	AVX
16	CAP TANT WET 470uF 50V 10% Axial 0.75 Ohm	470uF	C144	1	TWAD477K050	AVX
17	CAP ALUMINUM 560uF 20V 0.012 Ohm 20% SMD	560uF	C153	1	20SVPF560M	PANASONIC
18	RES SMD 0.0 Ohm JUMPER 1/10W 0603	0R	R15, R24, R97, R137	4	CRCW06030000 Z0EA	VISHAY
19	RES SMD 0.0 Ohm JUMPER 1/4W 1206	0R	R41, R92, R95	3	CRCW12060000 Z0EA	VISHAY
20	CURRENT SENSE RES 0.25 Ohm 1/2W 1%	0R25	R54, R55, R64, R65, R74, R75	6	LRC-LR1206LF-01- R250-F	IR
21	CURRENT SENSE RES 0.5 Ohm 1/2W 1%	0R5	R84, R85	2	LRC-LR1206LF-01- R500-F	IR
22	RES SMD 1 Ohm 1/8W 0805	1R 1/4W	R45	1	CRCW08051R00 FKEA	VISHAY
23	RES SMD 10 Ohm POWER 1/4W 0603	10R	R11	1	CRCW060310R0 FKEA	VISHAY
24	RES SMD 100 Ohm POWER 1/4W 0603	100R	R2, R3, R4, R5	4	CRCW0603100R FKEA	VISHAY
25	RES SMD 270 Ohm POWER 1/4W 0603	270R	R148, R149	2	CRCW0603270R FKEA	VISHAY
26	RES SMD 300 Ohm POWER 1/4W 0603	300R	R140, R141, R142, R143	4	CRCW0603300R FKEA	VISHAY

DISEÑO HW TARJETA CONTROL Y COMUNICACIONES

27	RES SMD 560 Ohm POWER 1/4W 0603	560R	R145, R146, R147	3	CRCW0603560R FKEA	VISHAY
28	RES SMD 680 Ohm POWER 1/4W 0603	680R	R139	1	CRCW0603680R FKEA	VISHAY
29	RES SMD 1K Ohm POWER 1/4W 0603	1K	R9, R10, R17, R19	4	CRCW06031K00 FKEA	VISHAY
30	RES SMD 2K Ohm POWER 1/4W 0603	2K	R108, R144	2	CRCW06032K00 FKEA	VISHAY
31	RES SMD 2K2 Ohm POWER 1/4W 0603	2K2	R7, R8	2	CRCW06032K20 FKEA	VISHAY
32	RES SMD 3K16 Ohm POWER 1/4W 0603	3K16	R118	1	CRCW06033K16 FKEA	VISHAY
33	RES SMD 4K Ohm POWER 1/4W 0603	4K	R42	1	CRCW06034K00 FKEA	VISHAY
34	RES SMD 4K7 Ohm POWER 1/4W 0603	4K7	R27, R28, R100	3	CRCW06034K70 FKEA	VISHAY
35	RES SMD 9K1 Ohm POWER 1/4W 0603	9K1	R59, R69, R79, R89, R135	5	CRCW06039K10 FKEA	VISHAY
36	RES SMD 10K Ohm POWER 1/4W 0603	10K	R1, R12, R13, R14, R18, R20, R21, R23, R26, R29, R30, R31, R32, R33, R34, R35, R36, R37, R38, R39, R40, R43, R46, R47, R48, R49, R50, R51, R52, R53, R56, R57, R58, R62, R63, R66, R67, R68, R72, R73, R76, R77, R78, R82, R83, R86, R87, R88, R93, R107, R112, R116, R117, R120, R124, R127, R128, R133, R134, R136, R138	61	CRCW060310K0 FKEA	VISHAY
37	RES SMD 11K Ohm POWER 1/4W 0603	11K	R125, R126, R131, R132	4	CRCW060311K0 FKEA	VISHAY
38	RES SMD 12K Ohm POWER 1/4W 0603	12K	R60, R61, R70, R71, R80, R81, R90, R91	8	CRCW060312K0 FKEA	VISHAY
39	RES SMD 30K Ohm POWER 1/4W 0603	30K	R123	1	CRCW060330K0 FKEA	VISHAY
40	RES SMD 33K2 Ohm POWER 1/4W 0603	33K2	R110, R114, R121	3	CRCW060333K2 FKEA	VISHAY
41	RES SMD 40K2 Ohm POWER 1/4W 0603	40K2	R129, R130	2	CRCW060340K2 FKEA	VISHAY
42	RES SMD 100K Ohm POWER 1/4W 0603	100K	R102	1	CRCW0603100K FKEA	VISHAY
43	RES SMD 143K Ohm POWER 1/4W 0603	143K	R44	1	CRCW0603143K FKEA	VISHAY

44	RES SMD 191K Ohm POWER 1/4W 0603	191K	R115	1	CRCW0603191K FKEA	VISHAY
45	RES SMD 215K Ohm POWER 1/4W 0603	215K	R122	1	ERJ3EKF2153V	PANASONIC
46	RES SMD 240K Ohm POWER 1/4W 0603	240K	R111	1	CRCW0603240K FKEA	VISHAY
47	RES SMD 453K Ohm POWER 1/4W 0603	453K	R99	1	CRCW0603453K FKEA	VISHAY
48	RES SMD 1M Ohm POWER 1/4W 0603	1M	R109, R113, R119	3	CRCW06031M00F KEA	VISHAY
49	RES SMD 1M2 Ohm POWER 1/4W 0603	1M2	R98, R101	2	CRCW06031M20 FKEA	VISHAY
50	FILTRO SUPRESION EMI 200MA EMIFIL	-	L1	1	BLM41PG600SN1L	MURATA
51	BOB CHIP 10uH 0.90A 20% LPS4018	10uH/ 0.9A	L2	1	LPS4018-103MLC	COILCRAFT
52	POWER INDUCTOR 33uH 3.2A 20%	33uH/ 3.2A	L3, L4, L5, L6	4	IHLP3232DZER330 M11	VISHAY
53	POWER INDUCTOR 4.7uH 2A 20%	4.7uH/ 2A	L7, L8, L9	3	LPS5030-472MRB	COILCRAFT
54	DIODO BAT64-02V 0603	-	D1, D2, D3, D4	4	BAT64-02V	INFINEON
55	DIODO SCHOTTKY BAR43 SOT-23	-	D5	1	BAR43	FAIRCHILD
56	SMD GREEN LEDs	-	DL1, DL2, DL4, DL5, DL6, DL7, DL8, DL9	8	HSMG-C170	AVAGO
57	SMD RED LEDs	-	DL3	1	HSMH-C170	AVAGO
58	TRT MOSFET TIPO- N 200MA 50V SOT- 23	-	Q1, Q2, Q3, Q4	4	BSS138LT1G	ON SEMI
59	MICROSWITCH SPST SMD	-	SW1	1	KSR213J	ITT CANNON
60	USB TVS PROTECTION	-	TVS1	1	VBUS054B-HSF- GS08	VISHAY
61	DIODE TVS UNIDIRECC PSMS05 5V 350W SOT-23	-	TVS2	1	PSMS05	PROTEK
62	DIODE TVS UNIDIRECC 85V 1.5KW SMC	-	TVS3	1	SMCJ85A	LITTELFUSE
63	MCU 32-bit PIC32 PIC RISC 2048KB Flash 3.3V 144PIN	-	U1	1	PIC32MZ2048 EFH144/E	MICROCHIP
64	MICROPOWER SUPPLY VOLTAGE SUPERVISORS	-	U2	1	TLC7733QD	TI

65	CI SRAM 32KX8 FM25V02 SOIC-8	-	U3	1	FM25V02-G	CYPRESS
66	ELAPSED TIME	-	U4	1	DS1682S+	MAXIM
67	HUMIDITY AND TEMPERATURE SENSOR	-	U5	1	SHT21	SENSIRION
68	SINGLE TRANSCEIVER RS- 232/RS-422/485	-	U6	1	MAX3160EAP+	MAXIM
69	DIGITAL ISOLATOR 2,5KV 25MB/S	-	U7, U26	2	ADUM5401CRWZ	ANALOG
70	USB-UART INTERFACE	-	U8	1	FT230XS-U	FTDI
71	RS-485 TRANSCEIVER	-	U9	1	SN65HVD73DGS	TI
72	VOLTAGE LEVEL TRANSCEIVER	-	U10, U11	2	SN74LVC8T245 DWR	TI
73	DAC 4-CH 16-bit / SPI	-	U12	1	AD5664ARMZ	ANALOG
74	EMI FILTER LC 50A	-	U13, U25	2	BNX005-01	MURATA
75	COMMON MODE CHOKE 8A SMD	-	U14	1	ACM1211-701-2PL	TDK
76	MAX31865 RTD- DIGITAL	-	U15	1	MAX31865AAP+	MAXIM
77	DUAL FULL BRIDGE MOTOR DRIVER	-	U16	1	DRV8412DDW	TI
78	DC MOTOR DRIVER	-	U17, U18, U19	3	A3950SLP-T	ALLEGRO
79	STEPPER MOTOR DRIVER	-	U20, U21, U22, U23	4	DRV8818PWP	TI
80	IC DRIVER HIGH SIDE 8-SOIC	-	U24	1	VN750SMPTR-E	STM
81	ISOLATED DC/DC CONVERTER 18- 75Vin - 12Vout 120W	-	U27	1	EHHD010A0B41HZ	GE Critical Power
82	DC/DC CONVERTER 24Vin - 3.3 Vout 1W	-	U28	1	MTC1S2403MC	MURATA
83	DC/DC CONVERTER 3- 42Vin, 3.5A STEP- DOWN	-	U29, U31, U33	3	LT8610AB	LINEAR
84	DC/DC CONVERTER 12Vin - 1.2V to 5.5Vout, 10A	-	U30	1	PTH12060WAH	TI
85	ISOLATED DC/DC CONVERTER 9- 18Vin - 9Vout 3W	-	U32	1	REC3- 1209SRW/H2/A/ SMD/CTRL	RECOM
86	LDO REGULATOR 1.2Vin - 19.5Vout 1.1A	-	U34	1	LT1965IMS8E#PBF	LINEAR

87	OP AMP 4-CHANNEL	-	U35	1	AD8554AR	ANALOG
88	SSR 350V AISL 5KV DIP-4	-	U36, U37	2	AQY221R6T	PANASONIC
89	SSR SPST-NO 60V 2.5A PDIP-6	-	U38, U39, U40, U41	4	ASSR-1611-301E	AVAGO
90	CLOCK OSCILLATOR 24MHz	-	X1	1	ECS-3963-240-AU-TR	ECS
91	CNC 30 CONTACTS, MALE, STRAIGHT, 2 ROWS, SMD	-	J1	1	TFM-115-32-S-D-A	SAMTEC
92	CNC uD, 51 CONTACTS, MALE, RA, TH	-	J2	1	MDM-51PCBRP	ITT CANNON
93	CNC POWER, 2 CONTACTS, MALE, RA, TH	-	J3	1	M80-5000000M5-02-333-00-000	HARWIN
94	CNC 10 CONTACTS, MALE, RA, 2 ROWS, TH	-	J4	1	M80-5301042	HARWIN
95	CNC 8 CONTACTS, MALE, RA, 2 ROWS, TH	-	J5	1	M80-5300842	HARWIN
96	CNC MICROUSB-AB 2.0 SMD	-	P1	1	ZX62D-AB-5P8	HIROSE
97	CNC 6 CONTACTS, MALE, STRAIGHT, 1 ROW, TH	-	P2	1	22-11-2062	MOLEX

10.2 ESQUEMA ELÉCTRICO TARJETA

A continuación se adjunta el esquema eléctrico de la tarjeta realizado en Altium.

T. CTRL MCA

ÍNDICIE	
	PÁGINA
INDICE	1
DIAGRAMA_BLOQUES	2
CONECTORES	3
PIC	4
RST_CNT_TEMP_HUM	5
COMUNICACIONES	6
BUFFER_IWIRE_DAC	7
PROTECCIONES_ENTRADA	8
TEMP_TEC	9
H_BRIDGE_TEC	10
MOT_CC_1_2_3	11
MOT_PP_1_2	12
MOT_PP_3_4	13
COOLER	14
ALIM_I	15
ALIM_II	16
ALIM_III	17
ALIM_BITES	18
OPTOS_SW	19
LEDS	20

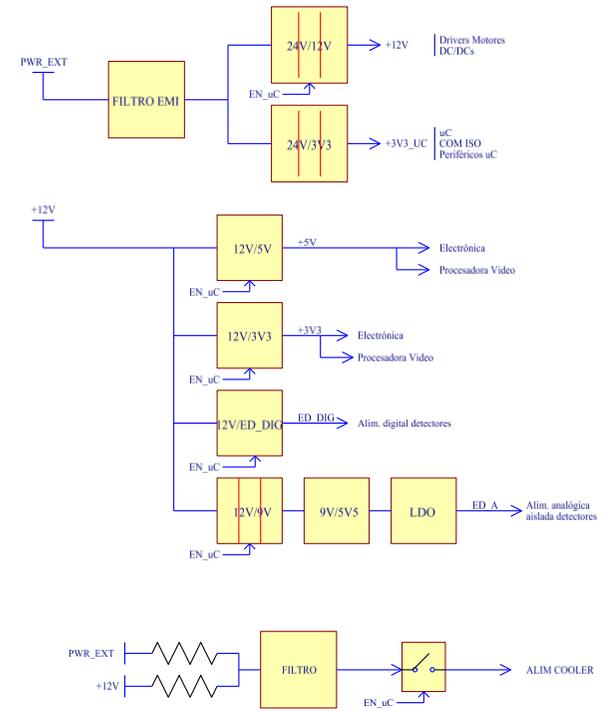
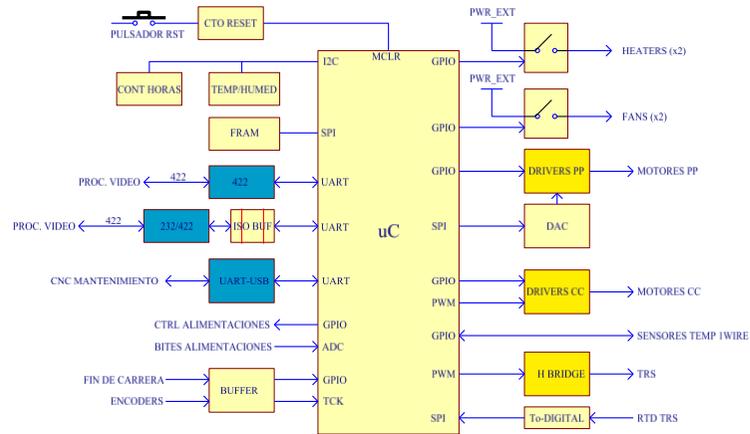
**TARJETA DE CONTROL DE MOTORES, COMUNICACIONES
Y ALIMENTACIONES**

TRABAJO FIN DE MÁSTER. MUSEA.

DAVID SÁNCHEZ SALVADOR

1 / 20

ESQUEMA T. CTRL MCA

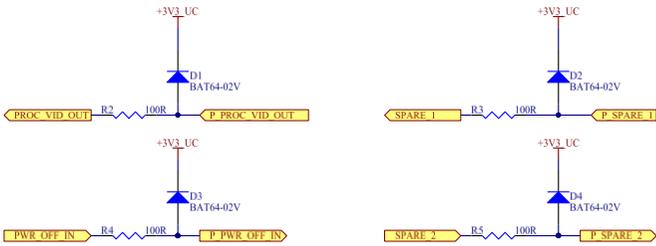
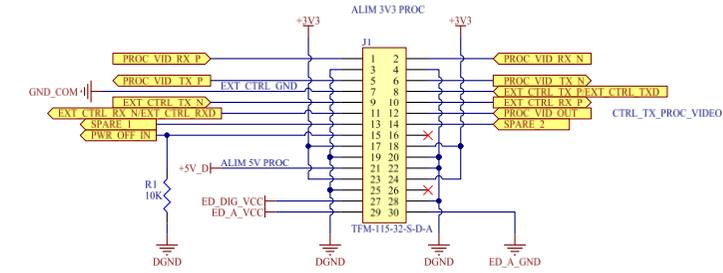


T. CTRL MCA

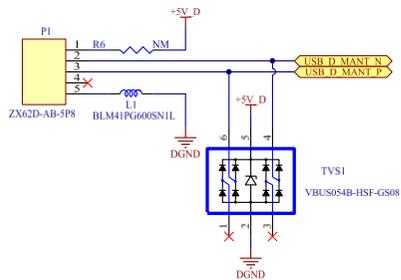
DIAGRAMA DE BLOQUES

2 / 20

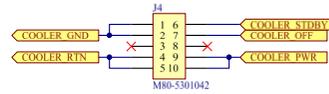
PROCESADORA VIDEO



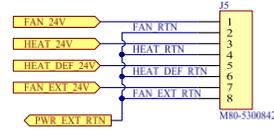
MANTENIMIENTO



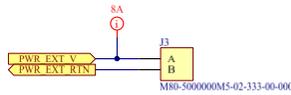
COOLER



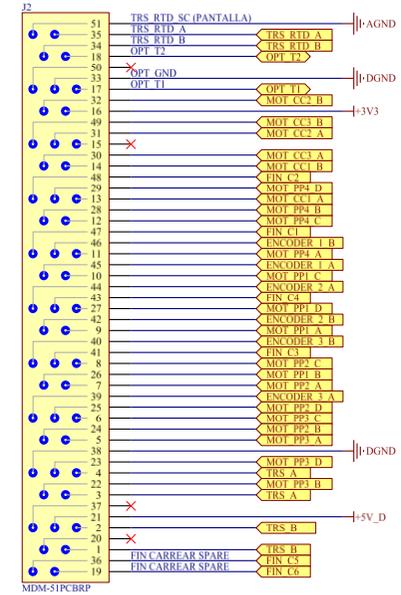
AUXILIAR



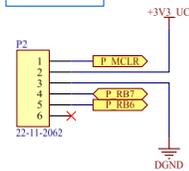
ALIM EXT



INTERFAZ Y MOTORES

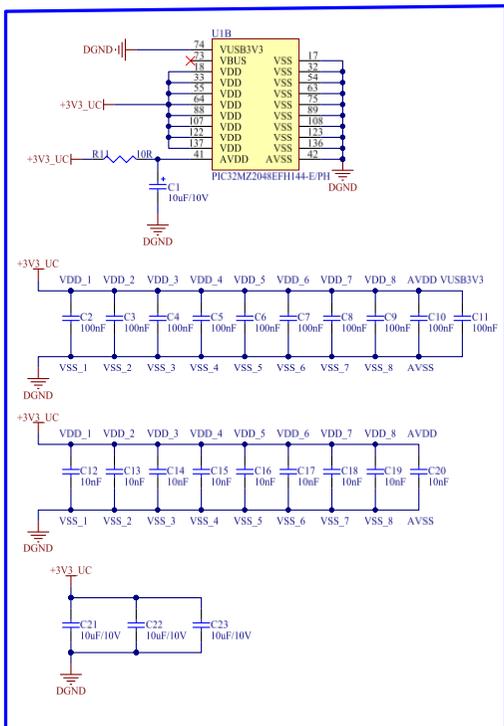


PROG PIC

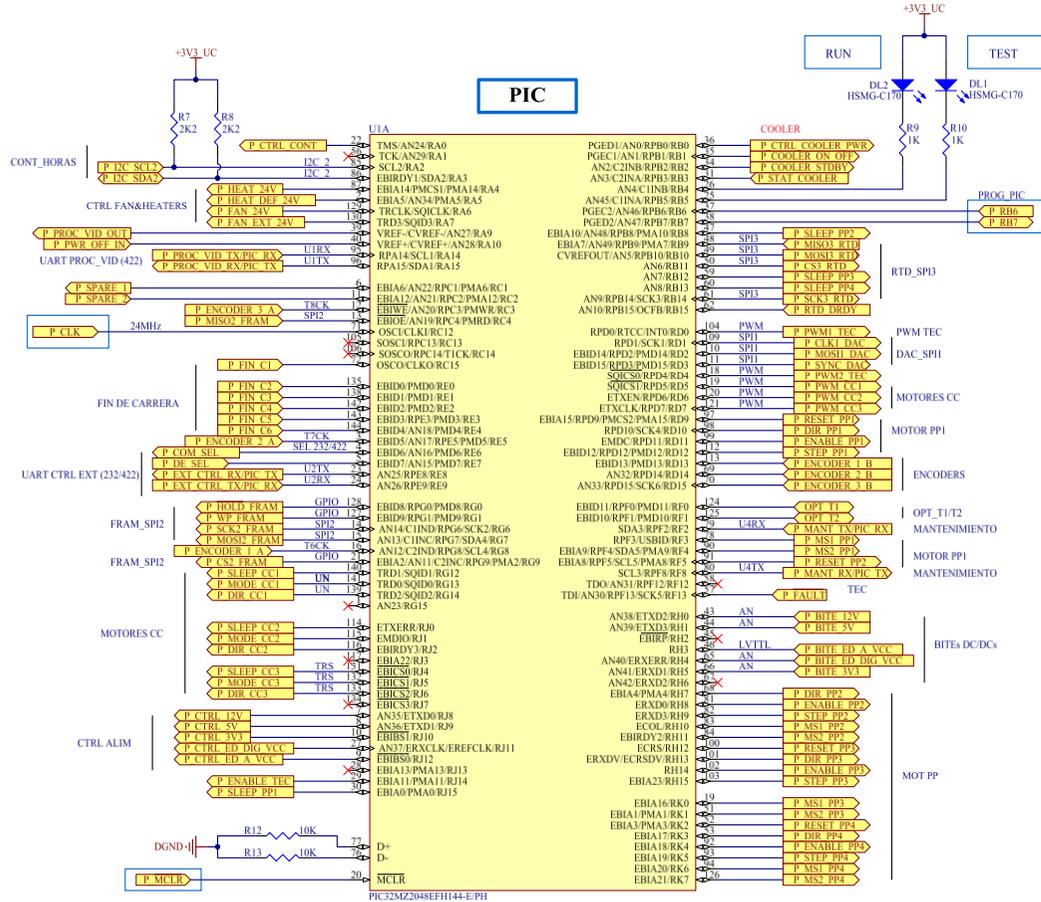
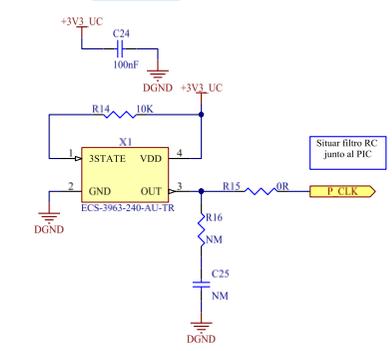


T. CONTROL MCA

DESACOPLOS ALIMENTACIONES PIC



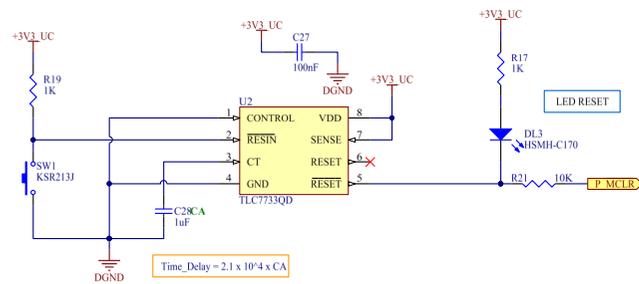
PIC CLOCK



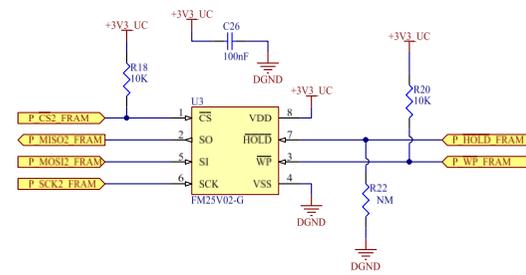
T. CNTROL MCA

MICROCONTROLADOR

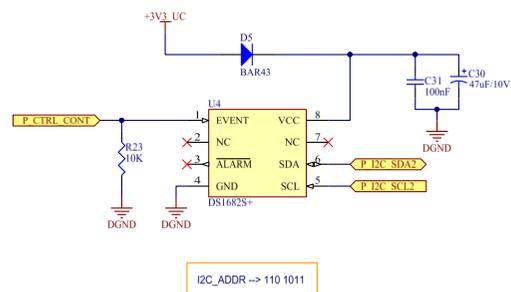
CIRCUITO DE RESET



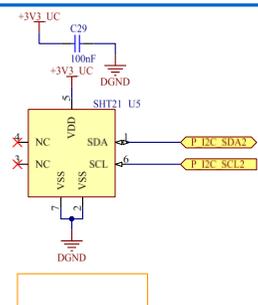
MEMORIA F-RAM



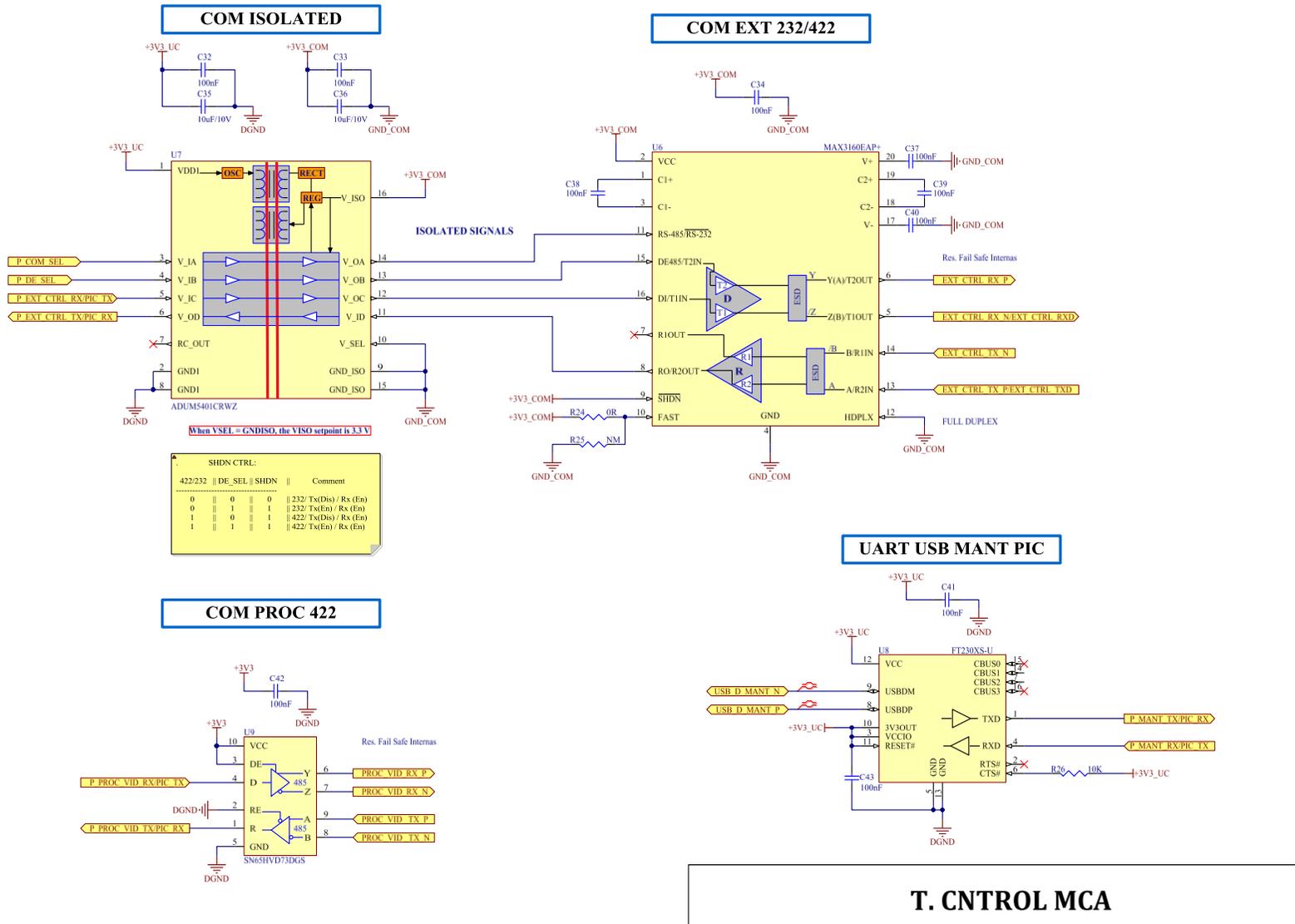
CONTADOR DE HORAS

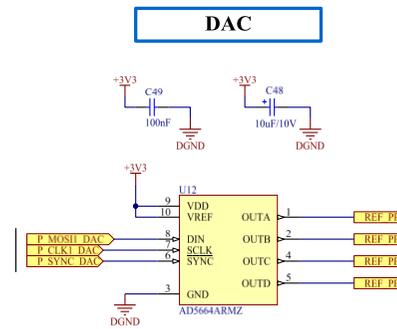
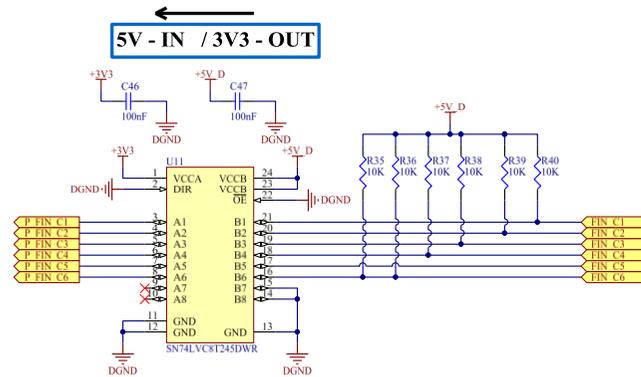
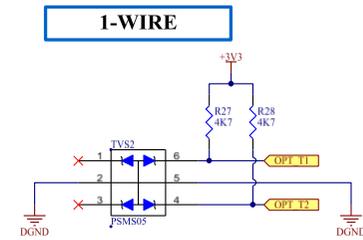
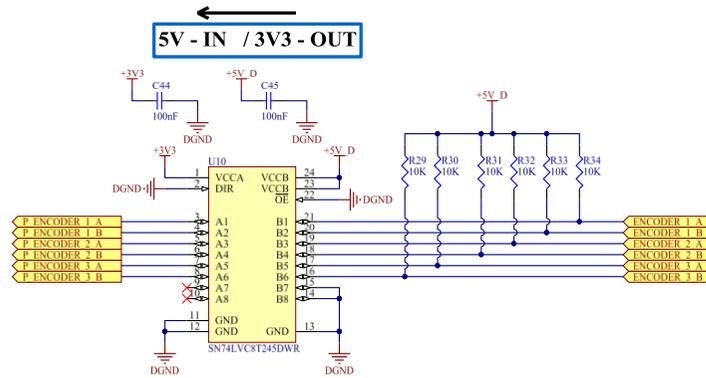


SENSOR TEMPERATURA Y HUMEDAD



T. CNTROL MCA

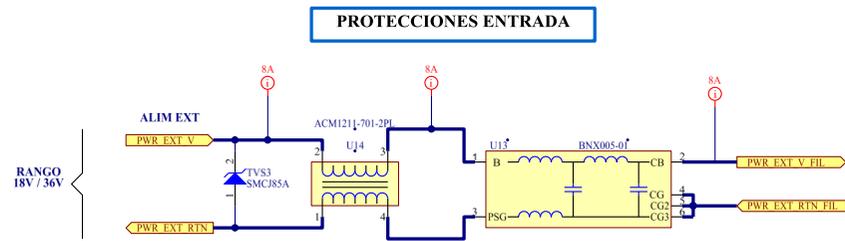




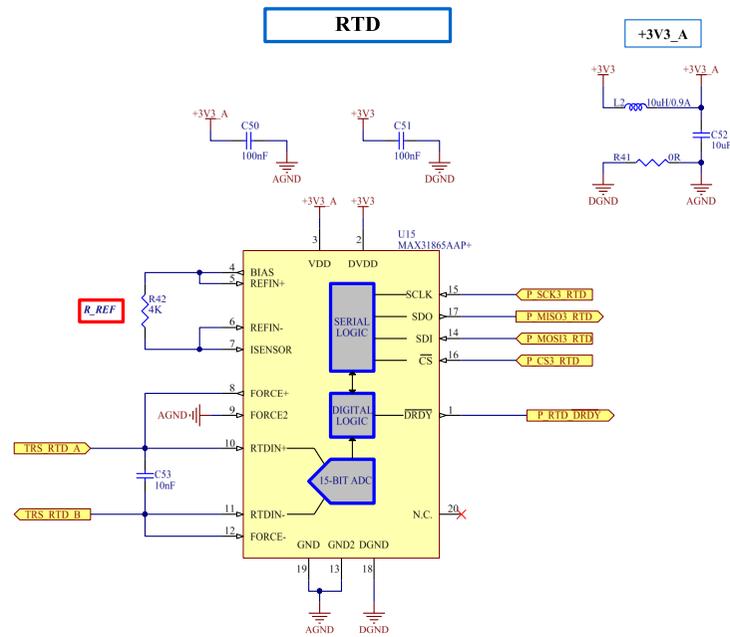
T. CNTROL MCA

BUFFERS - 1WIRE - DAC

7 / 20

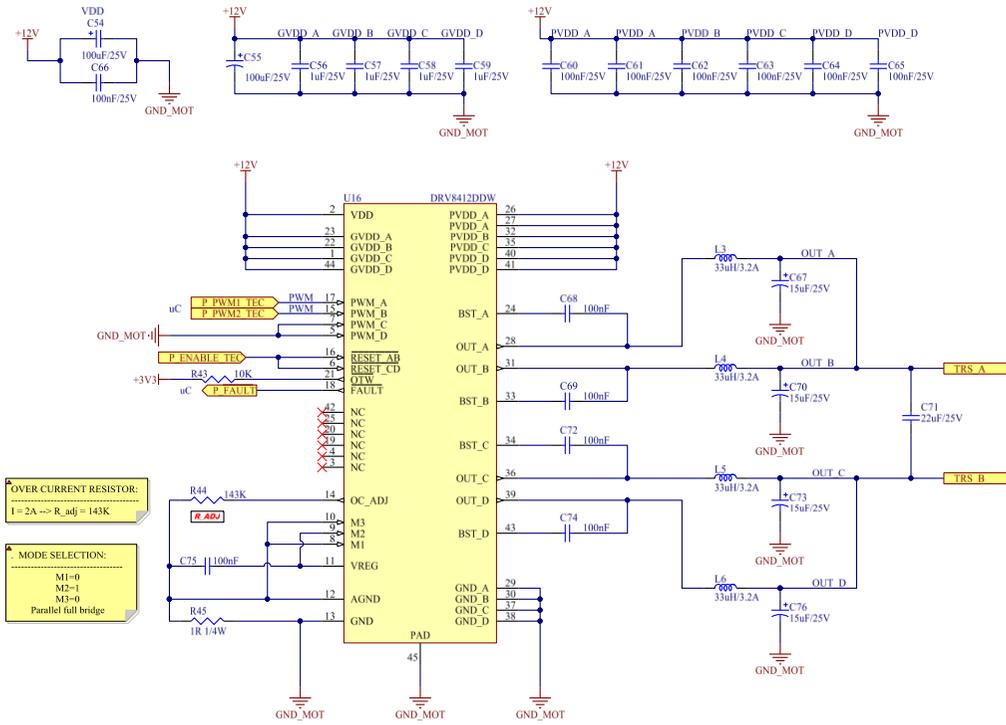


T. CONTROL MCA

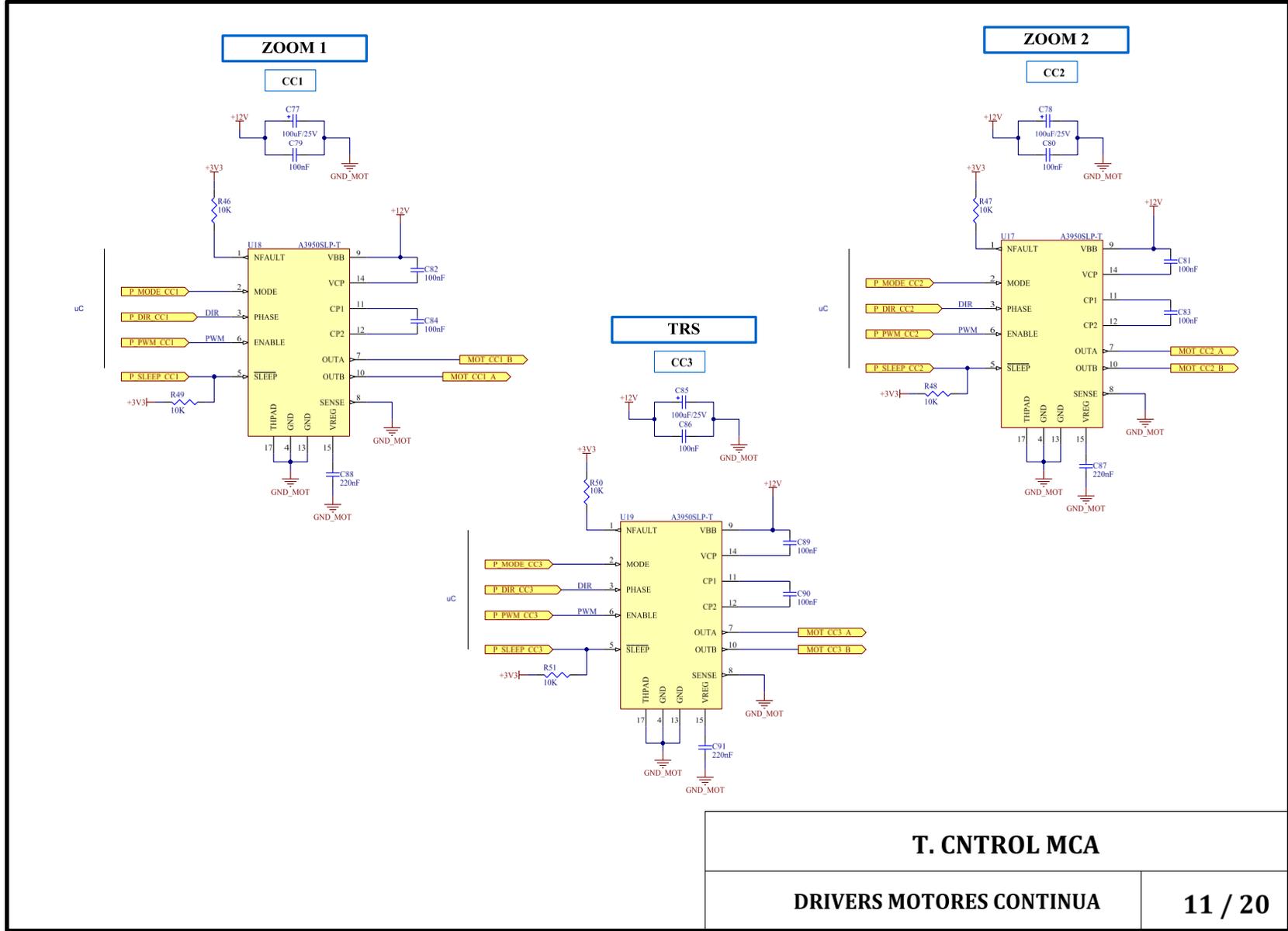


T. CONTROL MCA

TEC



T. CNTROL MCA

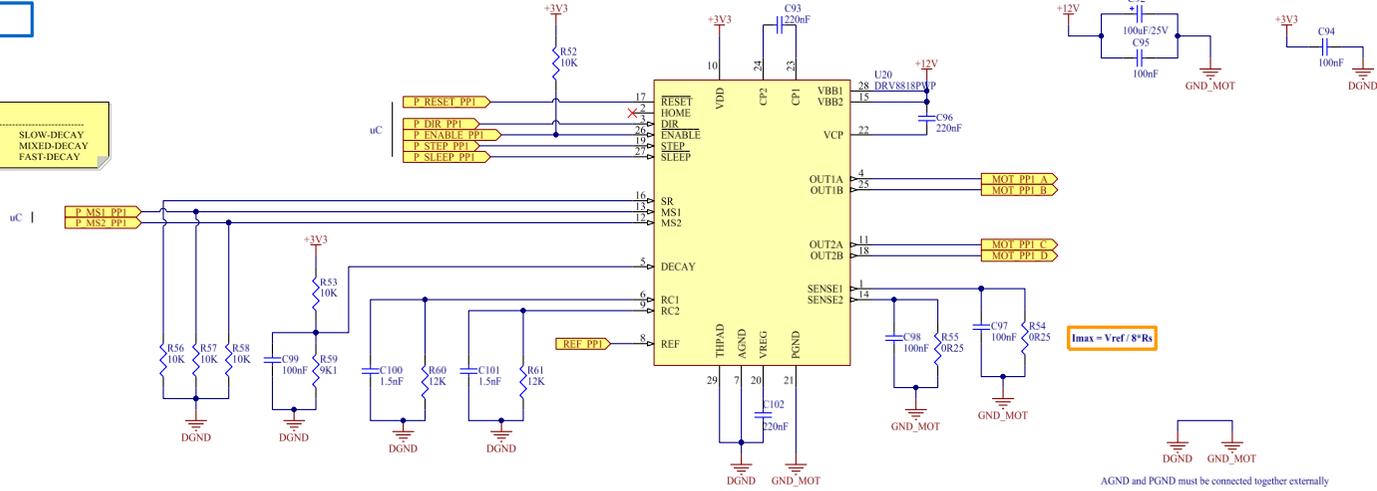


T. CNTROL MCA

ZOOM 1

PP1

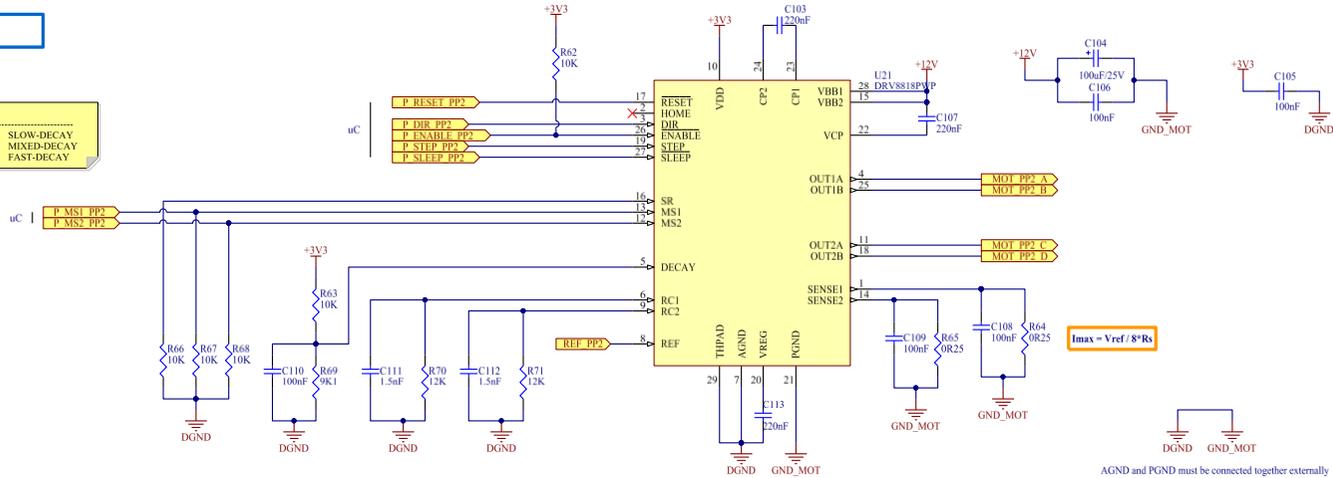
DECAY	
$V_DECAY > 0.61 \cdot V_{CC}$	⇒ SLOW-DECAY
$0.2 < V_DECAY < 0.61$	⇒ MIXED-DECAY
$V_DECAY < 0.2 \cdot V_{CC}$	⇒ FAST-DECAY



ZOOM 2

PP2

DECAY	
$V_DECAY > 0.61 \cdot V_{CC}$	⇒ SLOW-DECAY
$0.2 < V_DECAY < 0.61$	⇒ MIXED-DECAY
$V_DECAY < 0.2 \cdot V_{CC}$	⇒ FAST-DECAY

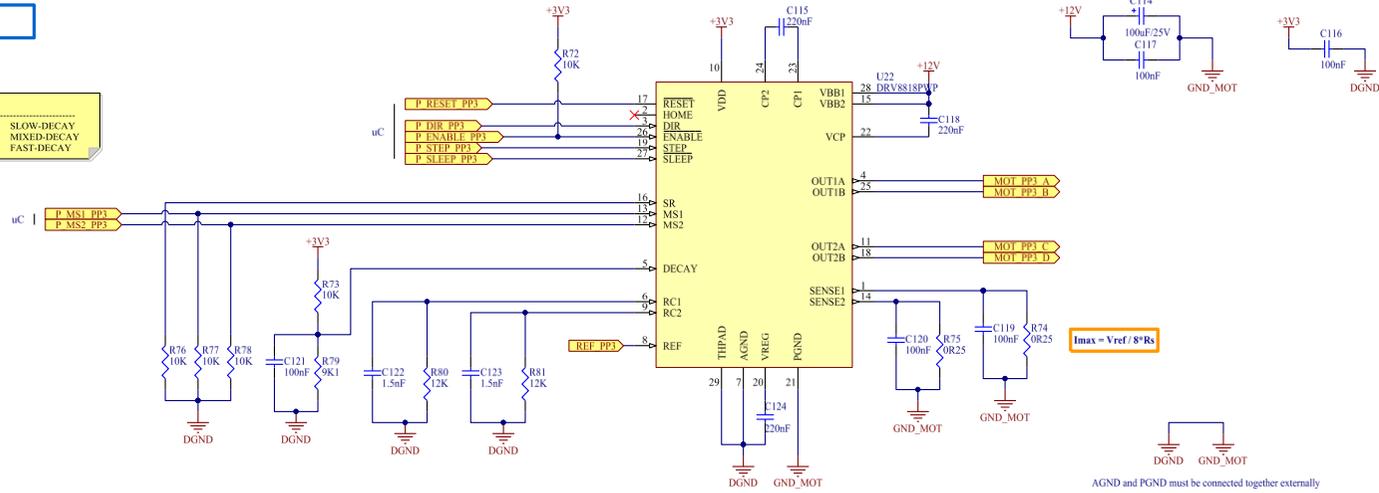


T. CNTROL MCA

ENFOQUE

PP3

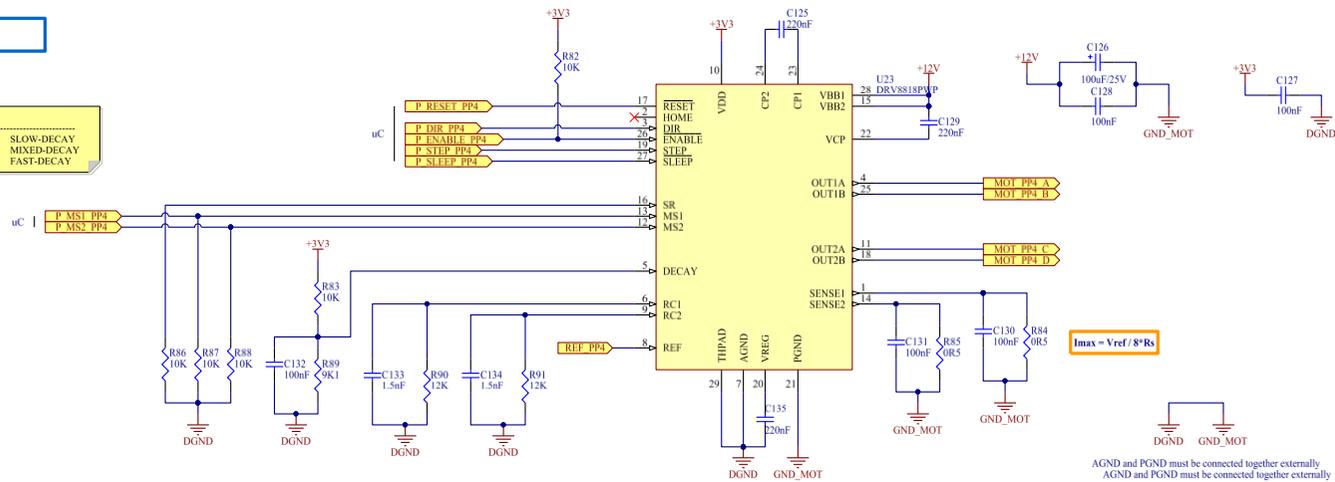
DECAY	
V_DECAY > 0.61*VCC	=> SLOW-DECAY
0.2 < V_DECAY < 0.61	=> MIXED-DECAY
V_DECAY < 0.2*VCC	=> FAST-DECAY



TRS

PP4

DECAY	
V_DECAY > 0.61*VCC	=> SLOW-DECAY
0.2 < V_DECAY < 0.61	=> MIXED-DECAY
V_DECAY < 0.2*VCC	=> FAST-DECAY



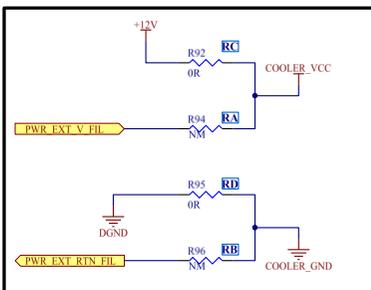
T. CNTROL MCA

DRIVERS MOTORES PASO A PASO

13 / 20

COOLER

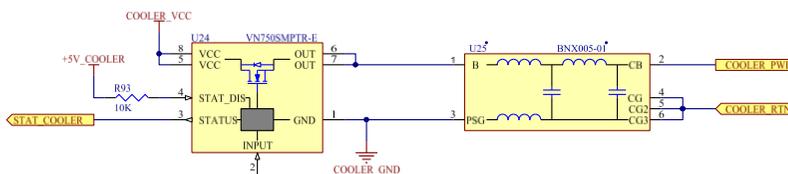
SELECCIÓN ALIMENTACIÓN COOLER



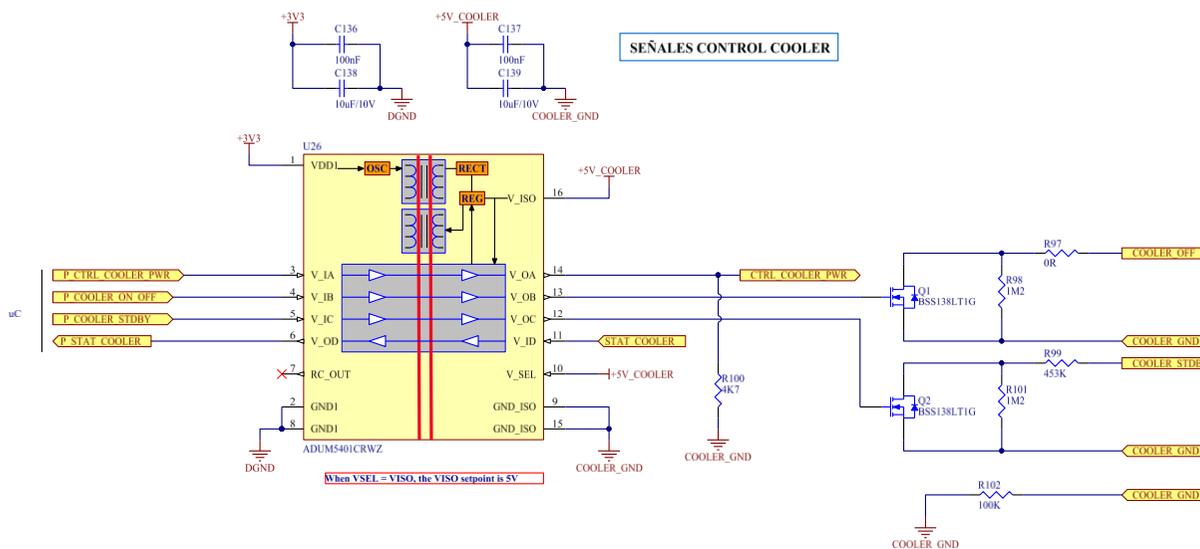
COOLER 24V
MONTAR => RA y RB
N.M. => RC y RD

COOLER 12V
MONTAR => RC y RD
N.M. => RA y RB

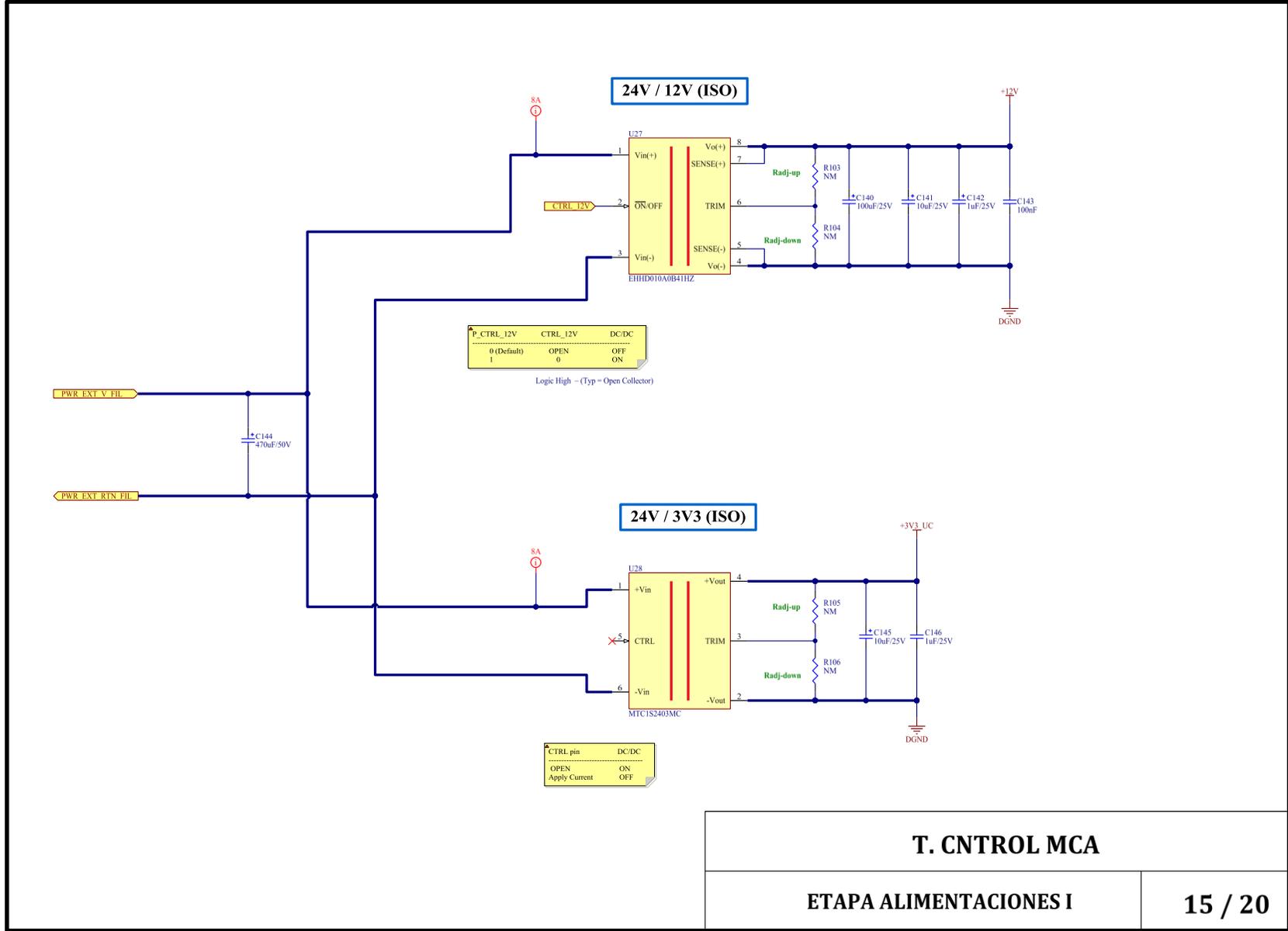
CONTROL COOLER



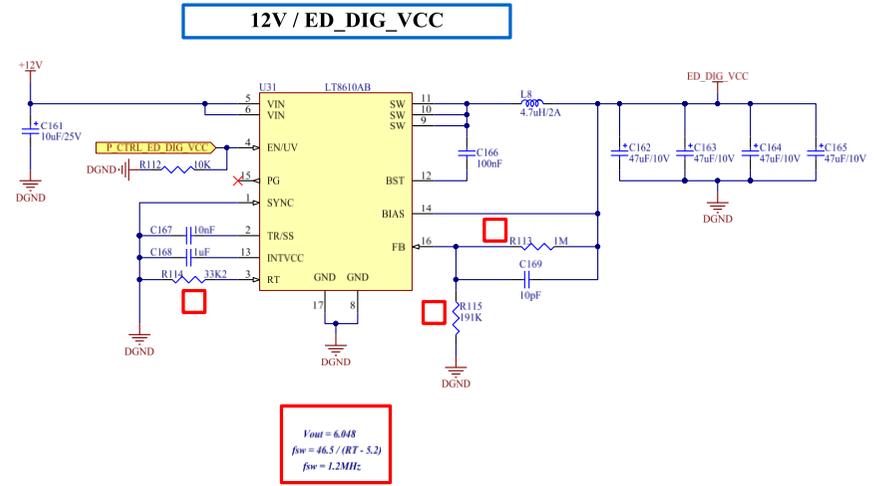
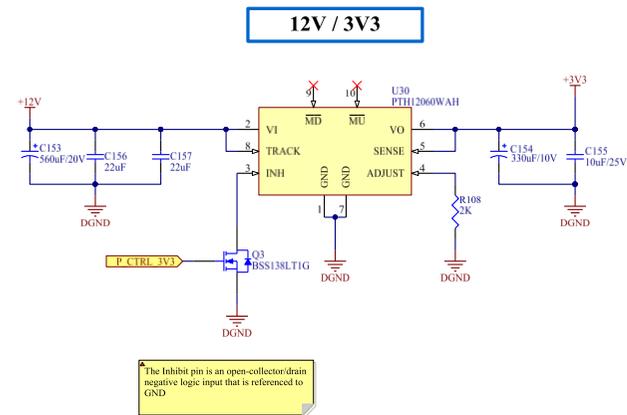
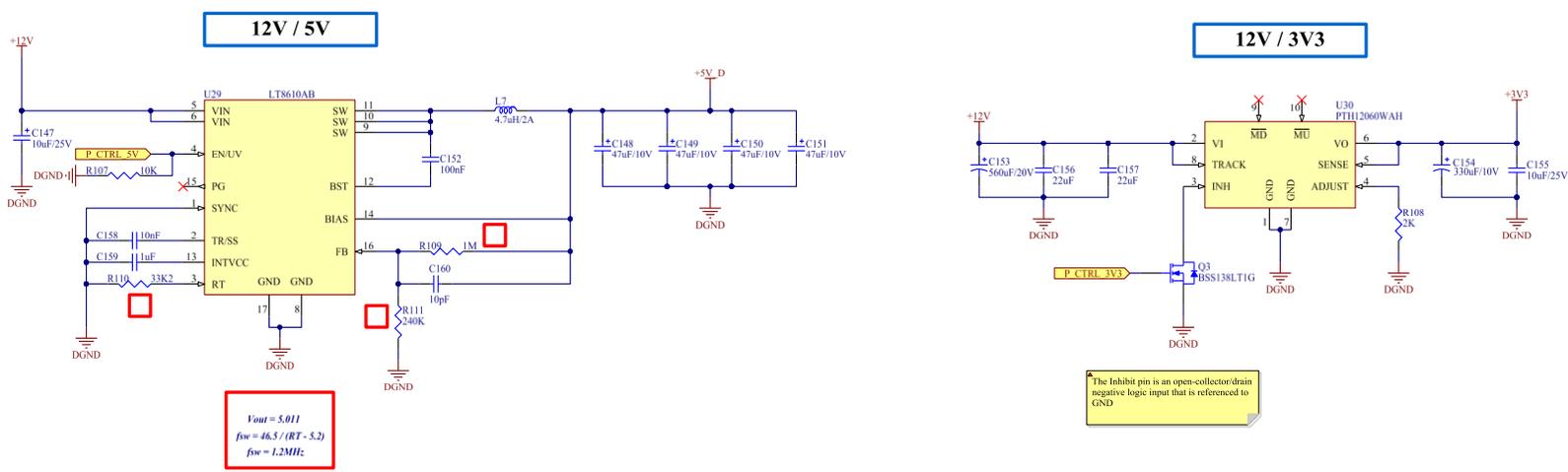
SEÑALES CONTROL COOLER



T. CNTROL MCA



T. CNTROL MCA



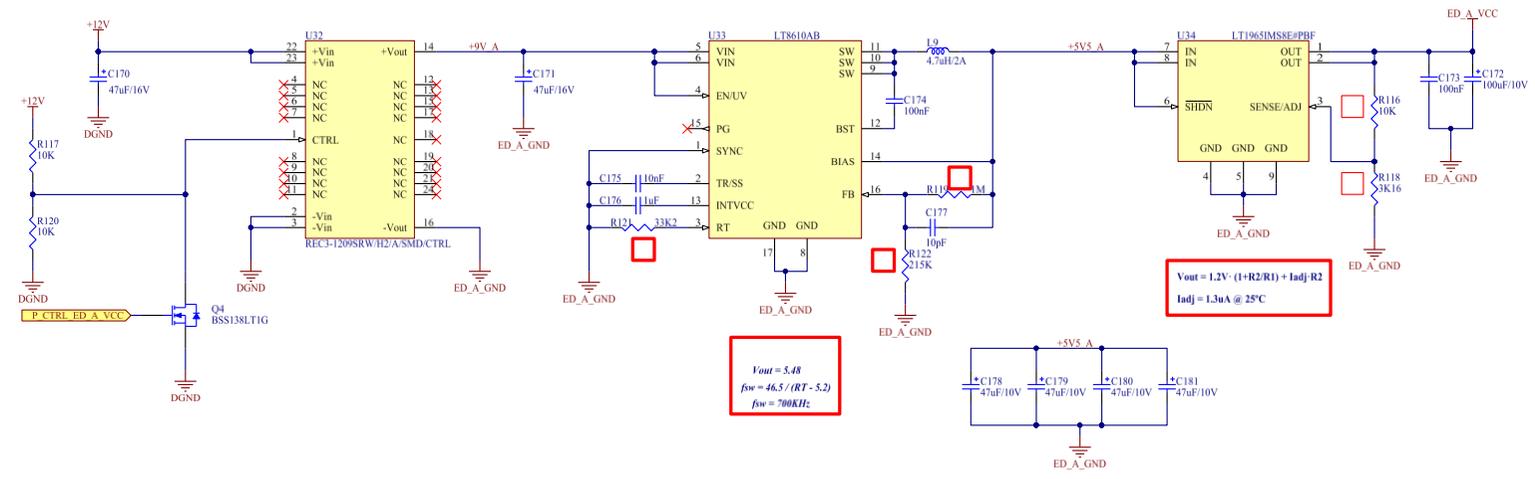
T. CNTROL MCA

ETAPA ALIM AISLADA

12V / 9V (ISO)

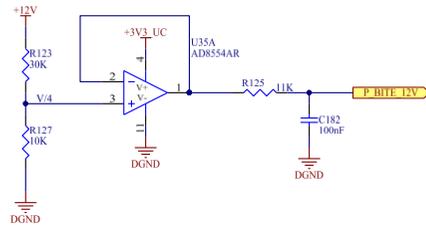
9V / 5V5

5V5 / 5V

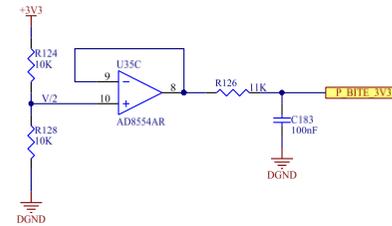


T. CNTROL MCA	
ETAPA ALIMENTACIONES III	17 / 20

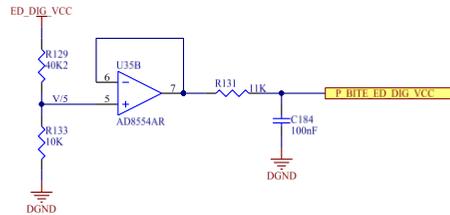
BITE +12V



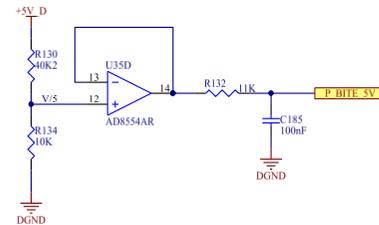
BITE +3V3



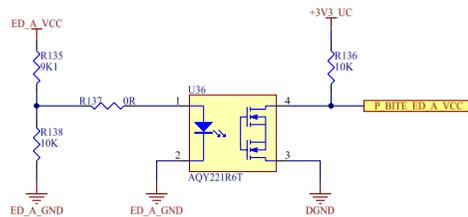
BITE ED_DIG



BITE +5V

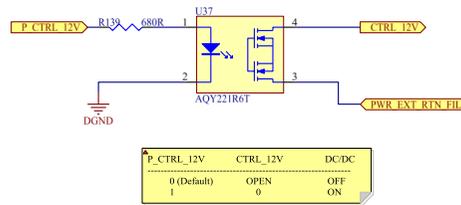


**POWER OK
ED_A**



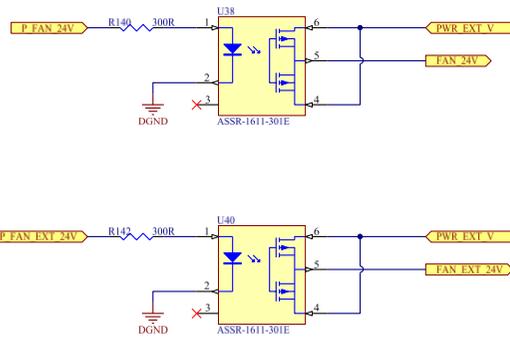
T. CNTROL MCA

OPTOACOPADORES

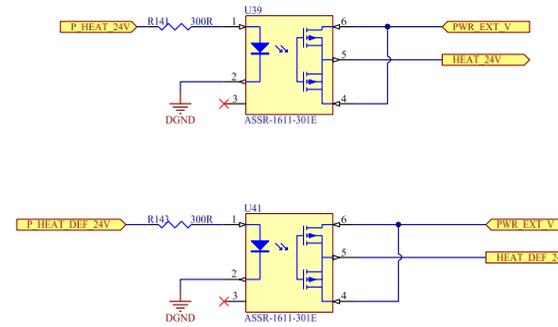


SWITCHES

FANS



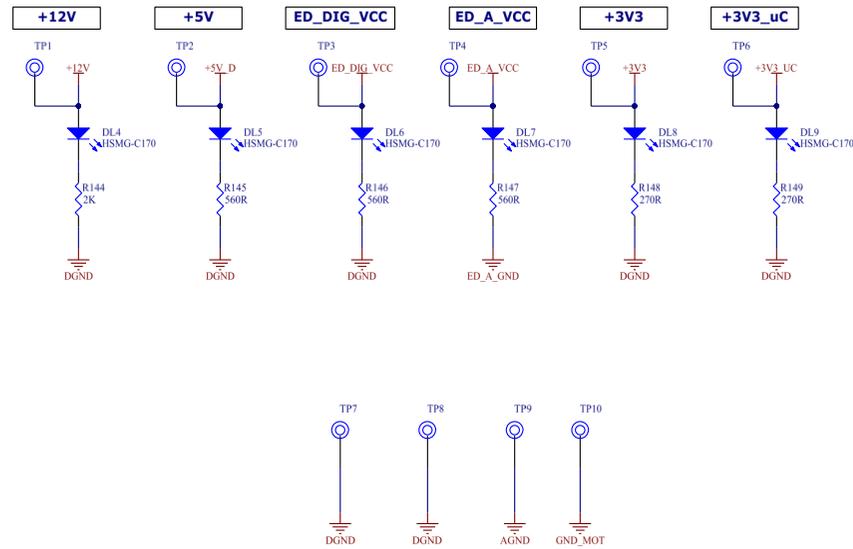
HEATERS



T. CONTROL MCA

CONTROL HEATERS, FANS Y DC/DC

LEDs ALIMENTACIONES



T. CONTROL MCA

INDICADORES LEDS Y TEST POINTS

20 / 20