



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

MASTER UNIVERSITARIO EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS

DISEÑO Y DESARROLLO DEL CONTROL DIGITAL CON
MICROCONTROLADOR DE UN CONVERTIDOR DC-DC 400/12V
DE 3.6KW PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS E HÍBRIDOS

AUTOR: JOSÉ CARLOS MERCÉ GODOY

TUTORES: GABRIEL GARCERÁ SANFELIÚ

EMILIO FIGUERES AMORÓS

TUTOR EN LA EMPRESA: JOSÉ ALÁEZ GÓMEZ

CURSO ACADÉMICO 2017/2018

ÍNDICE

1. OBJETO	3
2. ALCANCE	4
3. ANTECEDENTES	5
4. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	6
5. SOLUCIÓN ADOPTADA	10
5.1 DISEÑO DE HARDWARE	11
5.1.1 Selección de microcontrolador	11
5.1.2 Conexiones y funcionalidades de los microcontroladores	13
5.1.3 Sensado de corrientes y acondicionamiento de señal.....	16
5.1.3.1 Corriente de entrada (I_{HV}).....	16
5.1.3.2 Corriente de salida (I_{LV})	21
5.1.4 Sensado de tensiones y acondicionamiento de señal	22
5.1.5 Sensado de temperaturas y acondicionamiento de señal	22
5.1.6 Protecciones hardware	24
5.1.7 Control hardware de pico de corriente de entrada.....	27
5.1.8 Circuitos de alimentación	30
5.1.9 Circuito CAN	32
5.1.10 Circuitos auxiliares para pruebas del prototipo.....	32
5.1.11 Rutado y montaje de la PCB de control	33
5.2 DISEÑO DE SOFTWARE	35
5.2.1 Arquitectura de software	35
5.2.1.1 Arquitectura de flujo de trabajo	36
5.2.1.2 Arquitectura de componentes software	37
5.2.1.3 Arquitectura de flujo de datos.....	39
5.2.1.4 Controlador complejo distribuido.....	41
5.2.2 Diseño del algoritmo de control en lazo cerrado.....	45
5.3 ENSAYOS DEL CONTROL EN LAZO CERRADO	47
5.3.1 Verificación de funcionamiento del control digital	47
5.3.1 Pruebas del control digital sobre el convertidor DCDC 400/12V.....	49
5.3.2.1 Ensayos de rampa de arranque	51
5.3.2.2 Ensayos de respuesta del control digital	55
5.3.2.3 Análisis de estabilidad del convertidor DCDC 400/12V	58
6. CONCLUSIONES	63

7. PRESUPUESTO	64
8. BIBLIOGRAFÍA.....	65
ANEXO I.....	67

1. OBJETO

El presente proyecto tiene como objeto desarrollar el control digital de un convertidor DCDC 400/12V de 3.6kW formado por dos líneas en paralelo de 1.8kW cada una. La topología de cada una de las líneas es de un convertidor Buck en serie con uno Push-Pull.

Se requiere para ello el diseño, tanto del hardware necesario para el sensado de las magnitudes a controlar y para aplicar las acciones de control pertinentes, como del software de los sistemas embebidos encargados de realizar un control en lazo cerrado y de realizar las funciones de comunicación vía CAN.

Como requisitos durante el desarrollo, se consideran la seguridad en la funcionalidad, así como el coste y tamaño de los componentes, ya que se trata de un producto comercial para el sector de la automoción, en el que el volumen disponible para las piezas es limitante.

Durante el desarrollo del proyecto se trabaja sin disponer de una especificación de cliente concreta, pero se toman como base las características de otros convertidores DCDC existentes actualmente en el mercado para la misma funcionalidad, en lo que se refiere a potencia, rendimiento, características de respuesta del control en lazo cerrado y precio de fabricación.

Además cabe destacar que se desarrolla paralelamente con Pablo Delcanto, también estudiante del Master Universitario en Sistemas Electrónicos de la UPV, siendo este el encargado del diseño del circuito electrónico de potencia del convertidor.

2. ALCANCE

El ámbito de aplicación de este proyecto es el sector de la automoción. Concretamente se trata de un producto específicamente diseñado para vehículos eléctricos, desarrollado en una empresa especializada en el diseño electrónico de productos para automoción con sede en el parque tecnológico de Paterna.

Debido a que el proyecto se ha desarrollado en una empresa privada, se han omitido en este documento detalles del diseño por motivos de confidencialidad.

3. ANTECEDENTES

Desde la invención del primer automóvil en el s.XIX hasta el día de hoy, se ha trabajado en todas las disciplinas de la ingeniería para desarrollar tecnologías con la finalidad de mejorar sus prestaciones en lo que se refiere a eficiencia, confort y seguridad en su uso.

El desarrollo de la tecnología aplicada a sistemas electrónicos, ha permitido que sea posible crear sistemas para automoción capaces de controlar gran parte de los sistemas mecánicos de los vehículos de combustión, aumentando su seguridad y prestaciones.

La llegada del vehículo eléctrico ha generado la necesidad de desarrollar nuevos sistemas electrónicos que permitan, no solo realizar tareas de automatización y control, sino de conversión de la energía eléctrica, el cual es el caso de este proyecto.

Tradicionalmente, la carga de la batería de 12V de los vehículos de combustión, se ha realizado mediante un alternador que convierte la energía mecánica en eléctrica, para así poder alimentar todos los sistemas eléctricos ya existentes en los vehículos actuales. Sin embargo, en el caso del vehículo eléctrico, en el que la autonomía de la batería de alta tensión es un punto crítico, no es viable realizar la conversión de energía eléctrica a mecánica y de nuevo en eléctrica, con las pérdidas por rendimiento que cada conversión conlleva. Por lo tanto, surge la necesidad de incluir convertidores de potencia eléctrica en los vehículos, que permitan mejorar la gestión de la energía de estos.

4. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Se quiere realizar el control digital del convertidor de potencia DC/DC cuya topología se muestra en la *Figura 1* y *Figura 2*. Se trata del prototipo 0 de un producto para automoción cuya finalidad es suministrar 3,6kW de potencia a la red de 12V del vehículo desde la red de 400V alimentada por la batería de alta tensión y con un rendimiento superior al 90% en los puntos de trabajo nominales.

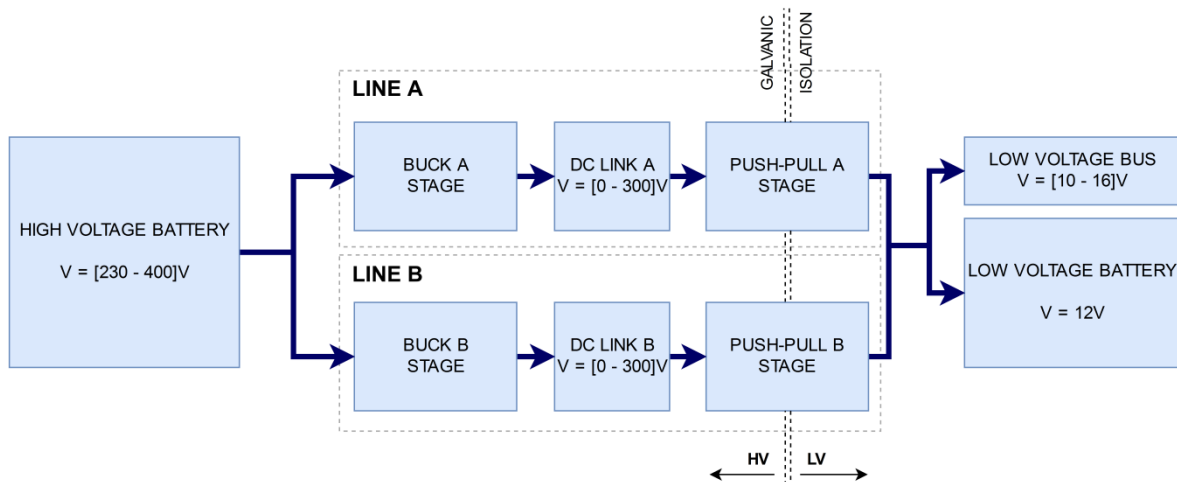


Figura 1. Diagrama del convertidor DCDC 400/12V

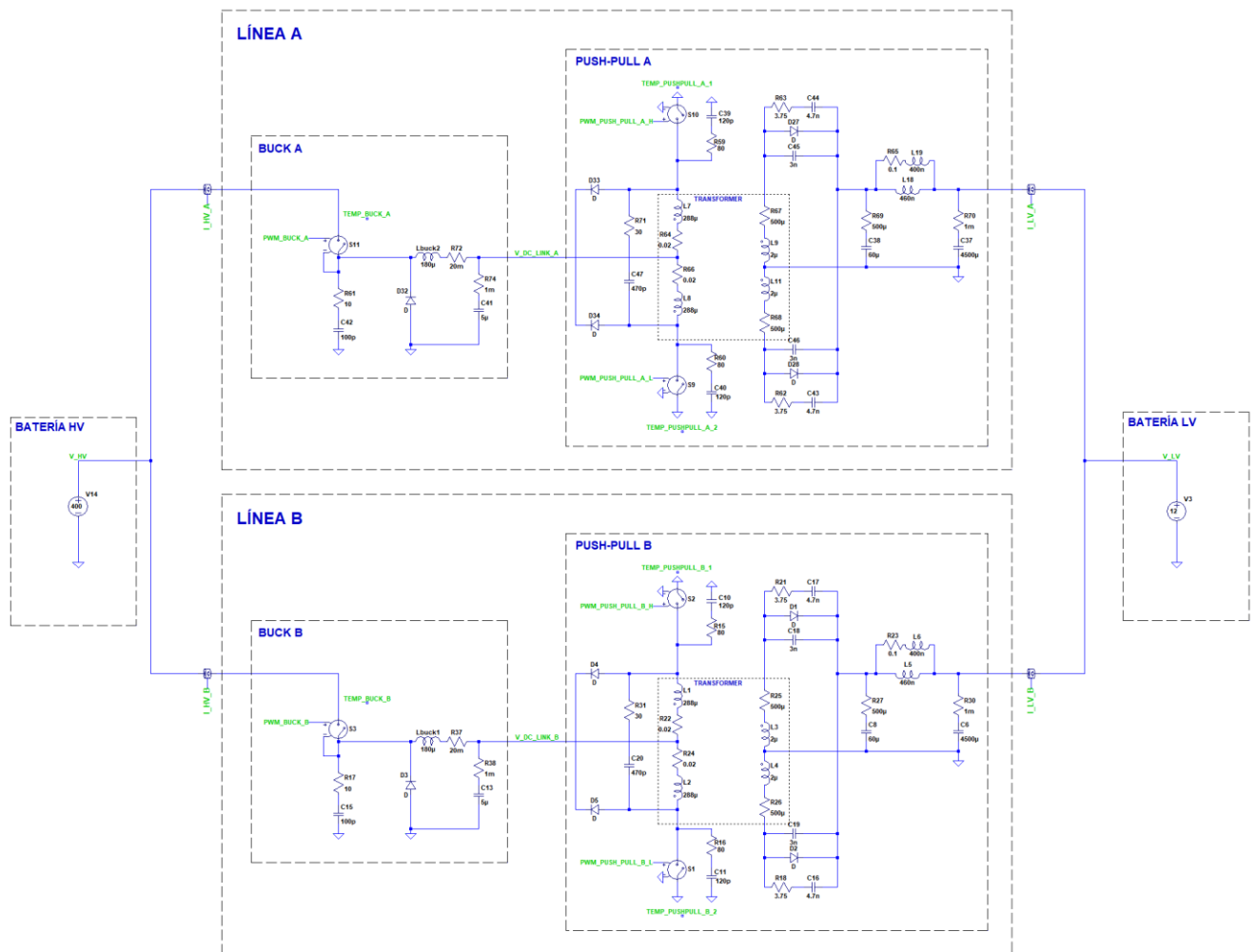


Figura 2. Esquema del convertidor DCDC 400/12V

Para ello se requiere medir varias magnitudes del convertidor con la finalidad de evitar la rotura de los componentes que lo forman y para realizar un control en lazo cerrado que garantice el suministro de potencia a la red de 12V según los puntos de funcionamiento recibidos por comunicación CAN.

El hardware también debe garantizar el aislamiento galvánico entre los componentes referenciados a la masa de la batería de alta tensión (HV) y de los referenciados a la masa de la batería de baja tensión (LV). En la parte del circuito de potencia, los encargados de proporcionar este aislamiento, son los transformadores de las etapas Push-Pull.

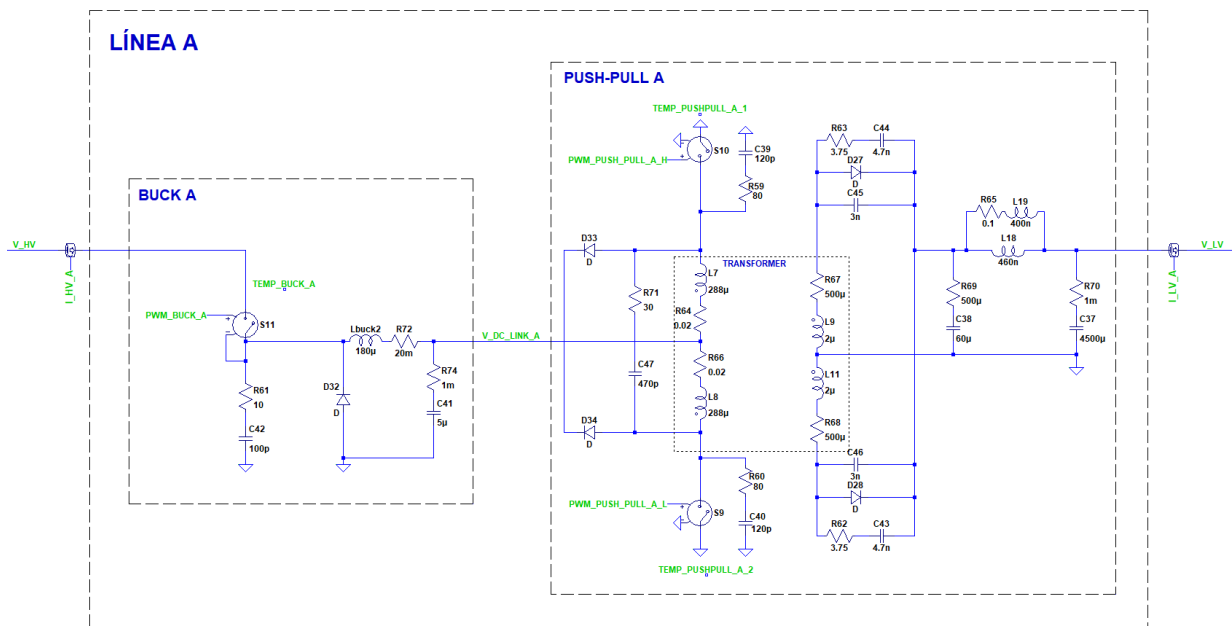


Figura 3. Esquema de la Línea A del convertidor DCDC 400/12V

En la Figura 3 se aprecian con más resolución estas medidas en los diferentes puntos de una de las dos líneas del convertidor, siendo idénticas las correspondiente a la línea B.

V_{HV}: Es la tensión de la batería de alta tensión desde la que se suministra energía al convertidor.

V_{DC LINK A/B}: Son las tensiones a la salida de las etapas Buck de cada una de las líneas (A y B).

I_{HV A/B}: Son las corrientes medidas a la entrada de cada una de las líneas del convertidor.

TEMP_{BUCK}: Es la medida de la temperatura entorno a los mosfets de potencia de las etapas Buck.

TEMP_{PUSH PULL A/B}: Es la medida de la temperatura entorno a los mosfets de potencia de las etapas Push-Pull.

V_{LV}: Es la tensión a la salida del convertidor que coincide con la de la red de 12V a la que está conectada la batería de baja tensión. Se trata además, de una de las magnitudes a controlar en lazo cerrado.

I_{LV A/B}: Son las corrientes medidas a la salida de cada una de las líneas del convertidor, tras las etapas Push-Pull y después del filtro de salida. También son dos magnitudes a controlar en lazo cerrado.

Tal y como se observa en la *Figura 2* y *Figura 3*, para controlar el disparo de los mosfets son necesarias seis señales PWM, tres para cada una de las líneas montadas en paralelo. Las frecuencias de conmutación para las que se diseña el hardware del circuito de potencia son 100kHz para las etapas Buck y 200kHz para las Push-Pull.

Señales PWM línea A:

PWM_BUCK_A

PWM_PUSH_PULL_A_H

PWM_PUSH_PULL_A_L

Señales PWM línea B:

PWM_BUCK_B

PWM_PUSH_PULL_B_H

PWM_PUSH_PULL_B_L

Cabe destacar que el funcionamiento del convertidor consiste en fijar un ciclo de trabajo fijo para la etapa Push-Pull consiguiendo una ganancia constante y realizar el control de la tensión de salida (V_{LV}) y de las corrientes de salida de cada una de las etapas ($I_{LV_A/B}$) actuando sobre el ciclo de trabajo de las señales PWM de las etapas Buck. De esta manera se regula la tensión en el punto intermedio del convertidor ($V_{DC_LINK_A/B}$) para conseguir los valores de referencia de la tensión y corrientes de salida fijados vía CAN, desde otros sistemas propiedad del fabricante del vehículo.

5. SOLUCIÓN ADOPTADA

Para el cumplimiento de los objetivos del proyecto, se empieza diseñando el hardware del circuito de control. Se opta por diseñar dos PCB, una para los componentes del circuito de potencia, drivers para el disparo de los mosfets y componentes de sensado y otra para los componentes de acondicionamiento de señales, comunicaciones y sistemas embebidos encargados del control.

De esta manera se pretende reducir el acoplamiento de ruidos inducidos desde los circuitos de potencia, por los que llegan a circular corrientes mayores a 100 amperios.

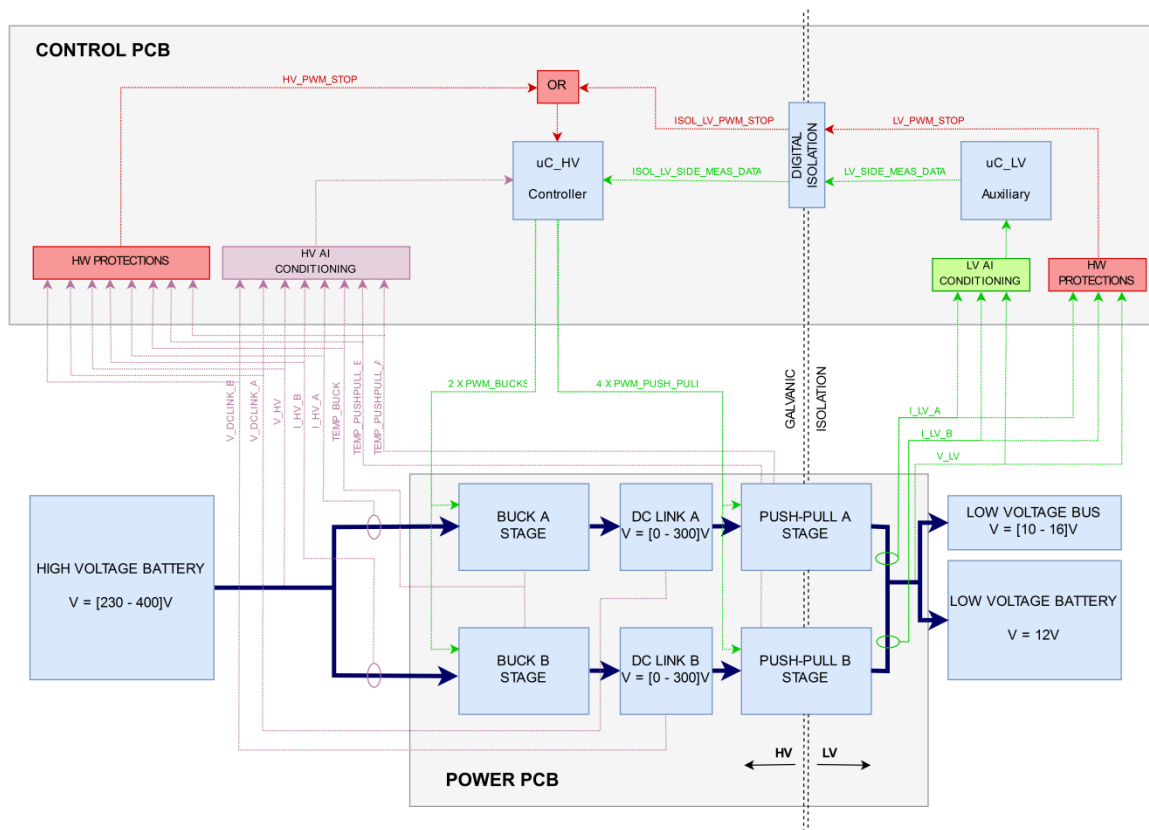


Figura 4. Diagrama de la distribución de circuitos y señales del convertidor DCDC 400/12V en PCB de control y PCB de potencia.

En la Figura 4 se puede ver la distribución elegida de los circuitos del convertidor. En verde se representan las señales implicadas en el control en lazo cerrado de las corrientes y tensión de salida. Estas son, señales analógicas desde los sensores situados en la PCB de potencia y señales PWM para el atacar a los drivers situados en la misma PCB. En morado se representan el resto de señales analógicas cuya finalidad es implementar protecciones software y hardware y el reporte de sus valores vía CAN. Por último, en rojo se representa la cadena de

protección hardware encargada de detener el convertidor, cesando el disparo de las señales PWM, en el caso de que alguna corriente, tensión o temperatura sobrepase un umbral límite.

En este proyecto se abarca el diseño de la PCB de control y de los elementos de sensado emplazados en la PCB de potencia, quedando excluidos los drivers para el disparo de los mosfets y resto de componentes del circuito de potencia.

5.1 DISEÑO DE HARDWARE

5.1.1 Selección de microcontrolador

Puesto que el sistema se divide en dos zonas, debido al aislamiento galvánico, son necesarios dos microcontroladores. Uno encargado del disparo de los mosfets y de procesar el algoritmo de control en lazo cerrado, referenciado a la masa de alta tensión (HV) y otro para la gestión de la comunicación CAN, la cual está referenciada a la masa de la batería de baja tensión (LV). Por otra parte y debido a criterios económicos, las medidas de las señales analógicas de cada parte del sistema se realizan desde el microcontrolador correspondiente. Recuérdese que las magnitudes a controlar (V_{LV} , I_{LV_A} e I_{LV_B}) se encuentran referenciadas a la masa de LV, sin embargo, estas medidas son necesarias para el algoritmo de control implementado en el microcontrolador de HV. Por lo tanto son necesarias comunicaciones digitales para transferir estos datos desde el microcontrolador de LV al de HV.

Además son necesarias señales PWM con suficiente resolución para conmutar los mosfets de potencia a las frecuencias descritas anteriormente, así como un ADC con una resolución adecuada para el sensado de las señales. También se desea sincronizar el muestreo del ADC con las señales PWM, de manera que el momento de muestreo no coincida con los flancos de subida y bajada de las conmutaciones de los mosfets de potencia, evitando así los posibles ruidos inducidos y conducidos en las señales.

Para cubrir estas necesidades se selecciona el microcontrolador dsPIC33EV128GM104 de Microchip. Se trata de un microcontrolador diseñado para el control de convertidores DC/DC, AC/DC, inversores y PFC, con periféricos hardware PWM y ADC con capacidades y configuraciones optimizadas para tal fin. A continuación se enumeran algunas de las características por las que se ha seleccionado:

CARACTERÍSTICAS dsPIC33EV128GM104	
Condiciones de operación	
	<ul style="list-style-type: none"> • 4.5 – 5.5V
	<ul style="list-style-type: none"> • Hasta 60 MIPS desde -40°C a +125°C
Core 16-Bit dsPIC33E CPU	
	<ul style="list-style-type: none"> • Code-Efficient (C and Assembly) Architecture
	<ul style="list-style-type: none"> • Dos acumuladores de 40-Bit
Periférico PWM	
	<ul style="list-style-type: none"> • Tres generadores PWM con 2 señales cada uno configurables en modos redundante, complementario y push-pull
	<ul style="list-style-type: none"> • Tiempo muerto configurable para flancos de subida y bajada
	<ul style="list-style-type: none"> • Resolución de hasta 7.14 ns
	<ul style="list-style-type: none"> • Entradas de fallo configurables
	<ul style="list-style-type: none"> • Trigger para periférico ADC configurable
Periférico ADC	
	<ul style="list-style-type: none"> • Configurable a 10-bit o 12-bit
	<ul style="list-style-type: none"> • Hasta 36 señales analógicas
	<ul style="list-style-type: none"> • Trigger configurable desde distintas fuentes (p.e. desde periférico PWM)
	<ul style="list-style-type: none"> • Configurable hasta 1.1 Msps a 10-bit y hasta 500 ksps a 12-bit
Interfaces de comunicación	
	<ul style="list-style-type: none"> • Dos UART (6.25 Mbps)
	<ul style="list-style-type: none"> • Dos módulos SPI (15 Mbaud)
	<ul style="list-style-type: none"> • Un I2C (1 Mbaud)
	<ul style="list-style-type: none"> • Un CAN (32 buffers, 16 filtros y 3 máscaras)

Entradas/Salidas
<ul style="list-style-type: none"> • 44 pines
<ul style="list-style-type: none"> • Función de remapeado de pines de periféricos (PPS)
Cualificación
<ul style="list-style-type: none"> • AEC-Q100 REVG (-40°C a +125°C)

Tabla 1. Características dsPIC33EC128GM104. Fuente: [1]

5.1.2 Conexiones y funcionalidades de los microcontroladores

En la *Figura 5* se muestra un diagrama en el que se exponen las distintas señales y funciones de los dos microcontroladores del sistema (uC_HV y uC_LV). Cada uno de ellos recoge las señales analógicas referenciadas a su correspondiente masa.

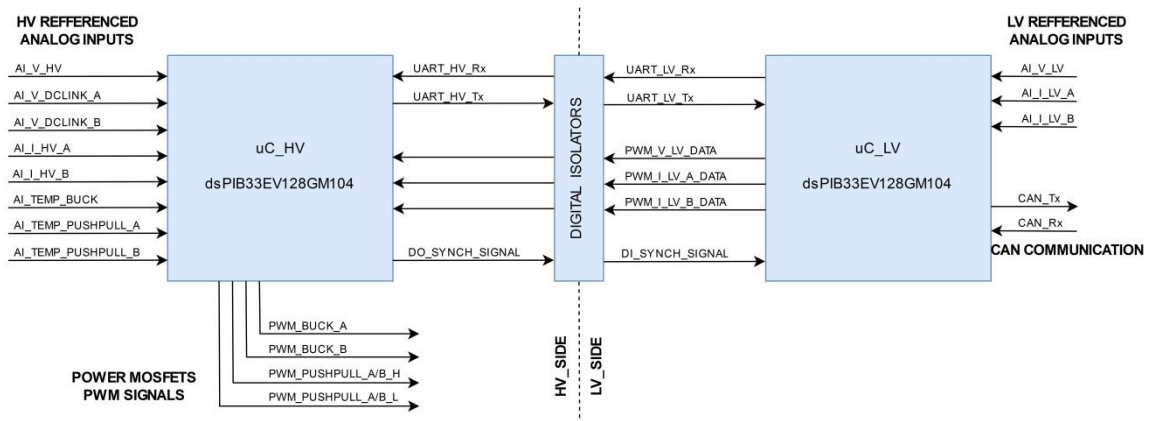


Figura 5. Diagrama de las señales de los microcontroladores uC_LV y uC_HV.

El uC_HV, encargado de realizar el algoritmo de control en lazo cerrado, gestiona el disparo de los mosfets de potencia mediante las señales PWM_BUCK_A, PWM_BUCK_B, PWM_PUSH_PULL_A/B_H y PWM_PUSH_PULL_A/B_L.

Como se ha mencionado en el apartado anterior, cada uC dispone de seis señales PWM configurables dos a dos (PWM1H, PWM1L, PWM2H, PWM2L, PWM3H y PWM3L) en los modos redundante, complementario y push-pull. Puesto que solo se dispone de un registro para actualizar el ciclo de trabajo de

cada pareja de PWM, las señales PWM de los BUCK A y B se conectan a PWM1H y PWM2H, quedando sin usar las señales PWM1L y PWM2L. Esto solo deja disponibles las señales PWM3H y PWM3L para las etapas Push-Pull A y B, pero como solo es necesario fijar un ciclo de trabajo constante para estas etapas, se pueden disparar los mosfets de los Push-Pull de las líneas A y B simultáneamente con las mismas señales (PWM3H y PWM3L). De esta manera es posible controlar el convertidor con cuatro señales PWM en lugar de seis y disponiendo de señales independientes para cada etapa Buck para realizar los controles en lazo cerrado de manera independiente en cada línea.

CONEXIÓN DE SEÑALES PWM AL uC_HV	
PWM1H	PWM_BUCK_A
PWM1L	-
PWM2H	PWM_BUCK_B
PWM2L	-
PWM3H	PWM_PUSHPULL_A/B_H
PWM3L	PWM_PUSHPULL_A/B_L

*Tabla 2. Conexión de señales PWM para los disparos de potencia al uC_HV.
Fuente: [1]*

El muestreo de las medidas referenciadas a HV y el cálculo del algoritmo de control tienen lugar a una frecuencia de 20kHz, mientras que la frecuencia de conmutación de las PWM de los mosfets de potencia es de 100kHz. Por lo tanto, se sincroniza el muestreo para que ocurra una vez cada 5 ciclos de las señales PWM.

Para que las señales analógicas referenciadas a LV ocurra también de forma sincronizada, es necesaria la señal DI_SYNCH_SIGNAL, que está conectada al pin 43 (INT0), el cual permite ser configurado como entrada digital para una interrupción externa en la que se da la orden de muestreo. Con esta sincronización se consigue evitar el ruido en las señales al evitar los flancos de las conmutaciones de potencia y que el muestreo de las señales analógicas de LV y de HV ocurra simultáneamente evitando desfases de tiempo entre las medidas de las magnitudes del convertidor.

Una vez muestreadas las señales referenciadas a LV, deben transmitirse los datos al uC_HV, necesarias para el algoritmo de control. Para ello es necesaria la siguiente tasa de transferencia de datos, ya que se trata de tres datos de 16-bits que deben transmitirse como mínimo a una frecuencia de 20kHz, que es a la que se ejecuta el algoritmo de control.

$$Baud\ rate\ min = 3 \cdot 16bits \cdot 20kHz = 960\ kBd$$

Además es crítica la sincronización de la transmisión de los datos, con la frecuencia de ejecución del algoritmo de control, ya que el retardo en la recepción generado por la transmisión tiene influencia en el ancho de banda.

Por estos motivos, para transmitir las medidas se opta por modular los datos muestreados por el ADC del uC_LV configurado a 10-bit, en ciclo de trabajo de señales PWM y medir el tiempo de los ciclos de trabajo con el uC_HV para demodular de nuevo la información. Para esto último se utiliza un timer para cada señal configurado en modo "Gate" para contar entre el flanco de subida y de bajada de la señal PWM y leyendo el dato en las interrupciones de estos timers.

Al modular la información en ciclo de trabajo, el número máximo de bits que se pueden transmitir a 20kHz está limitado por el paso mínimo al que se pueden configurar los timers que lo miden, que es de 16,64ns. Por lo tanto, a 20kHz se pueden transmitir como máximo,

$$Bits\ max\ per\ signal = \log_2 \left(\frac{1}{20kHz} \cdot \frac{1}{16,64ns} \right) = 11,55bit$$

Transmitiendo 10-bits por señal en paralelo mediante tres señales PWM y considerando que los datos tengan el valor máximo representable, es necesario un tiempo de:

$$Tiempo\ máximo\ de\ transferencia = 2^{10} \cdot 16,64ns = 17,03us$$

Teniendo en cuenta que el periodo del control en lazo cerrado es de 50us, el tiempo sobrante para realizar el cálculo del algoritmo en el uC_HV tras la recepción de los datos, es de:

$$Tiempo\ algoritmo\ de\ control = 50us - 17,03us = 32,97us$$

También se dispone de comunicación UART entre los uC para la comunicación de fallos y recepción de consignas para el control en lazo cerrado, entre otras funciones. Al uC_LV se conectan además señales para la comunicación CAN con otros sistemas del vehículo.

Desarrollo de un control digital para convertidor DCDC 400/12V de 3.6kW

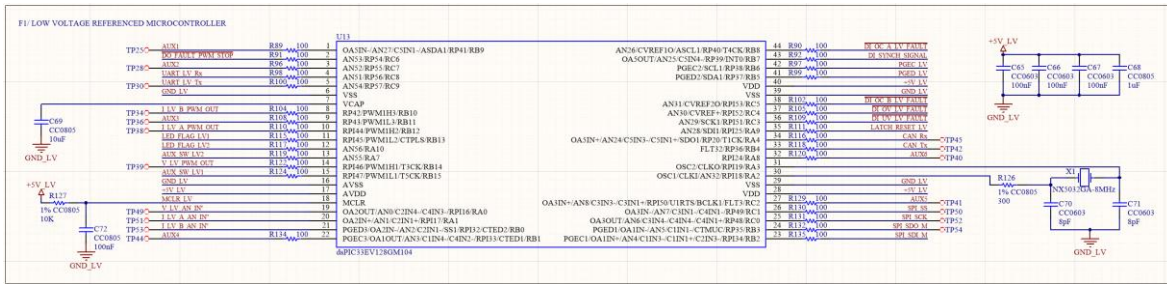


Figura 6. Conexiones uC_LV.

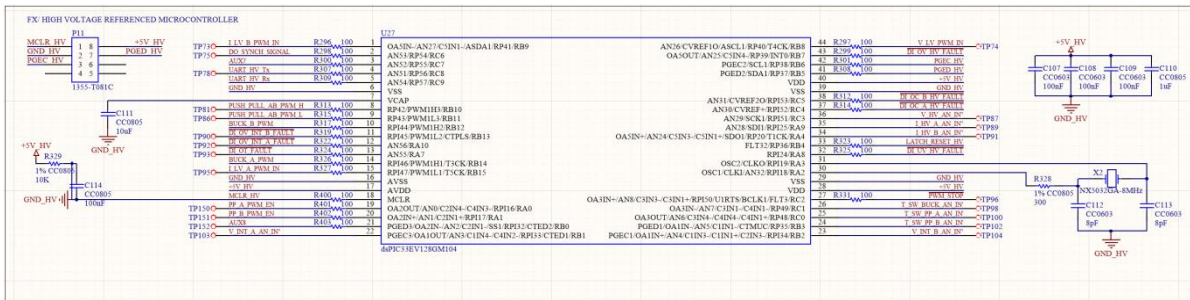


Figura 7. Conexiones uC_HV.

En la *Figura 6* y *Figura 7* se muestran las conexiones de los dos microcontroladores del sistema. Además de las conexiones descritas, existen otras señales para realizar funcionalidades que se explican en apartados siguientes, como por ejemplo el diagnóstico de fallos hardware.

5.1.3 Sensado de corrientes y acondicionamiento de señal

5.1.3.1 Corriente de entrada (I_{LV})

En la entrada de cada línea del convertidor circulan corrientes conmutadas a 100kHz con picos que pueden alcanzar los 15A en los puntos de funcionamiento de mayor potencia. Para el sensado se requiere un ancho de banda suficiente para medir la forma de onda de la corriente, cuyos flancos de subida y bajada son del orden de pocos nanosegundos por amperio. Este requisito se debe a la necesidad de implementar un control de pico de corriente en hardware que se explica en el apartado 1.5.1.6 ya que para la digitalización de la señal con el microcontrolador, muestreando a 20kHz, solo es necesario el valor medio.

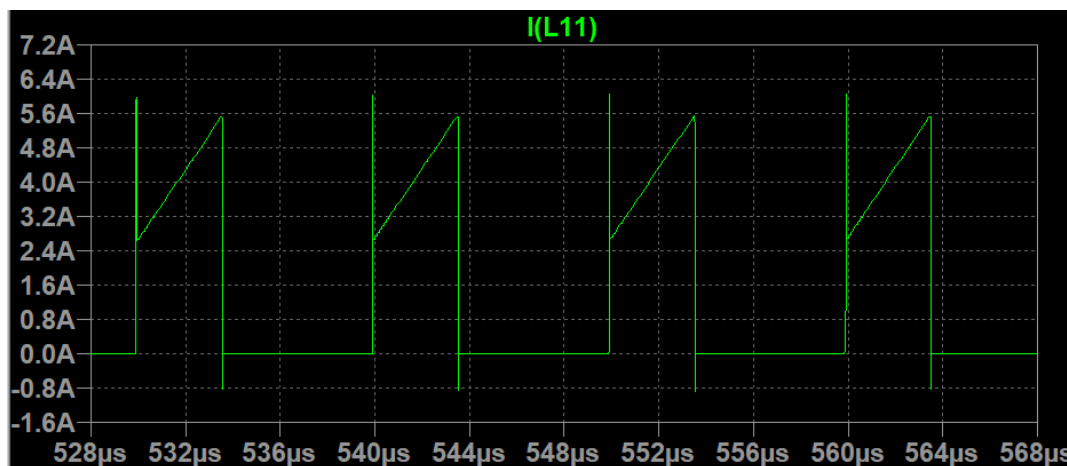


Figura 8. Forma de onda de la corriente de entrada I_{HV} obtenida del modelo del convertidor DCDC 400/12V en LTspice.

El sensado se realiza mediante un pequeño transformador de corriente cuyo primario se conecta en serie con el circuito de potencia y en su secundario muestra una corriente proporcional. A continuación se muestran algunas de sus características:

Características sensor de I_{HV}	
Ancho de banda	50kHz ... 1MHz
Corriente máxima en el primario	20A
Relación de transformación ($N_p:N_s$)	1:200
Lmin	8000uH
Bmax	200mT
Cualificación	AEC-Q100

Tabla 3. Características sensor de I_{HV} . Fuente: [2]

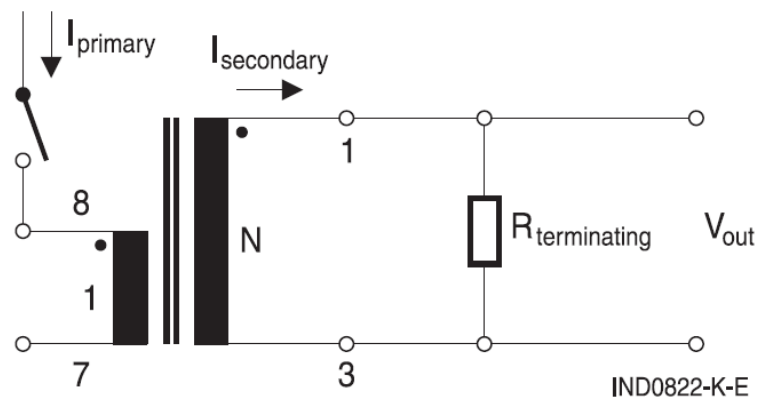


Figura 9. Esquema sensor de I_{HV} . Fuente: [2]

El sensor está diseñado para medir corrientes alternas fijando una tensión a su salida mediante una resistencia de terminación con la que es posible ajustar el rango. Puesto que la corriente de entrada solo tiene valores positivos, es necesario diseñar un circuito de acondicionamiento que permita además la desaturación del núcleo magnético en los momentos en los que la corriente es nula.

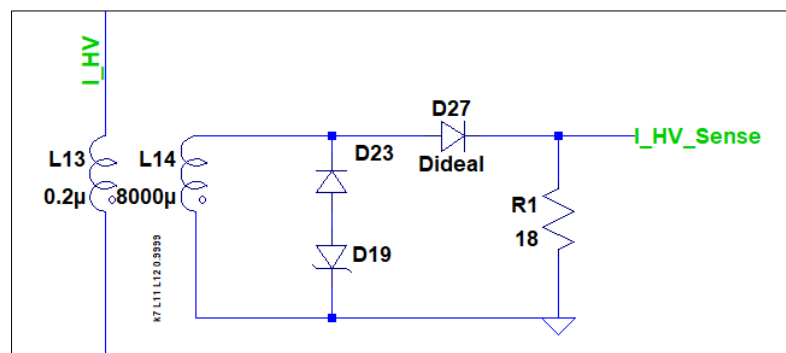


Figura 10. Circuito de acondicionamiento de sensor de I_{HV} .

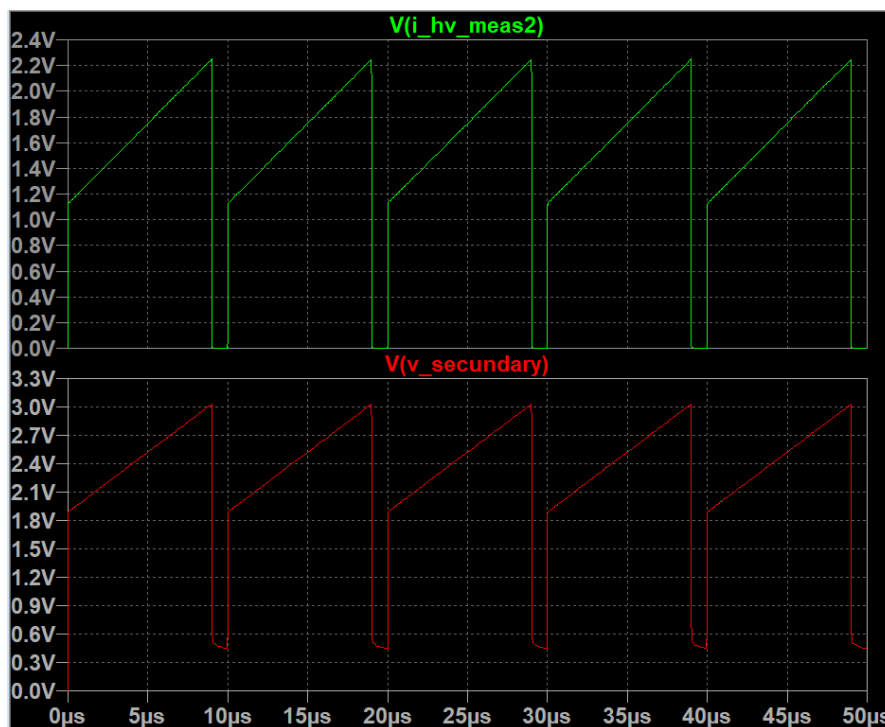


Figura 11. Formas de onda en el secundario del transformador de corriente y de I_{HV_sense} obtenidas mediante simulación con LTspice.

La corriente medida es la que circula por el mosfet de la etapa Buck cuando este está cerrado y su forma se corresponde con la corriente de carga de la bobina. Durante este tiempo, el núcleo del sensor se magnetiza, por lo que es necesario desmagnetizarlo cada ciclo de trabajo durante el tiempo en el que el mosfet está en abierto, para evitar que se sature. Además la L magnetizante del sensor debe ser suficientemente grande para no llegar a saturar durante el ciclo de trabajo máximo de la etapa Buck.

El funcionamiento del circuito de acondicionamiento mostrado en la *Figura 10* es el siguiente. Durante el tiempo de conducción del mosfet del Buck, el diodo montado en serie permite que circule la corriente del secundario del sensor hasta la resistencia de terminación, fijando una tensión proporcional, mientras que el diodo montado en la rama en paralelo impide que la corriente circule por ella. Durante el tiempo en el que el mosfet está en abierto, la energía almacenada en el núcleo del sensor genera una tensión negativa hasta que alcanza la de conducción del diodo zener. De esta manera se disipa la energía del núcleo. La tensión de conducción del zener debe ser suficientemente alta para que la integral de la tensión en bornes del sensor durante el ciclo de no conducción, sea igual o mayor a la integral de la tensión durante el ciclo de conducción, de esta manera se garantiza la desaturación cada ciclo de trabajo.

En la *Figura 11* se muestran las formas de onda en los bornes del sensor y a la salida del circuito de acondicionamiento a título ilustrativo, ya que la tensión de conducción del zener requerida es mucho mayor para permitir el correcto funcionamiento con ciclos de trabajo de hasta el 95%.

Para ajustar el rango de sensado se calcula la resistencia de terminación según la siguiente ecuación:

$$R_T = \frac{V_{sense.max} \cdot N_s}{I_{prim.max}}$$

Se desea ajustar el rango de salida a una tensión entre 0 y 2V. A pesar de que el ADC de los microcontroladores tenga un rango de hasta 5V, es necesario un rango inferior para implementar una protección hardware que se explica más adelante con más detalle.

Por lo tanto, con una resistencia de valor normalizado de $R_T = 27\Omega$, se consigue un rango de sensado de $V_{sense.max} = 2,025V$ para corrientes en el primario de hasta $I_{prim.max} = 15A$.

El sensor y su circuito de acondicionamiento se montan en la PCB de potencia y se lleva la señal mediante conectores de conexión placa-placa a la PCB de control. Para evitar sobretensiones y tensiones negativas en la línea, se montan unos diodos de clamping en la PCB de control cerca del conector.

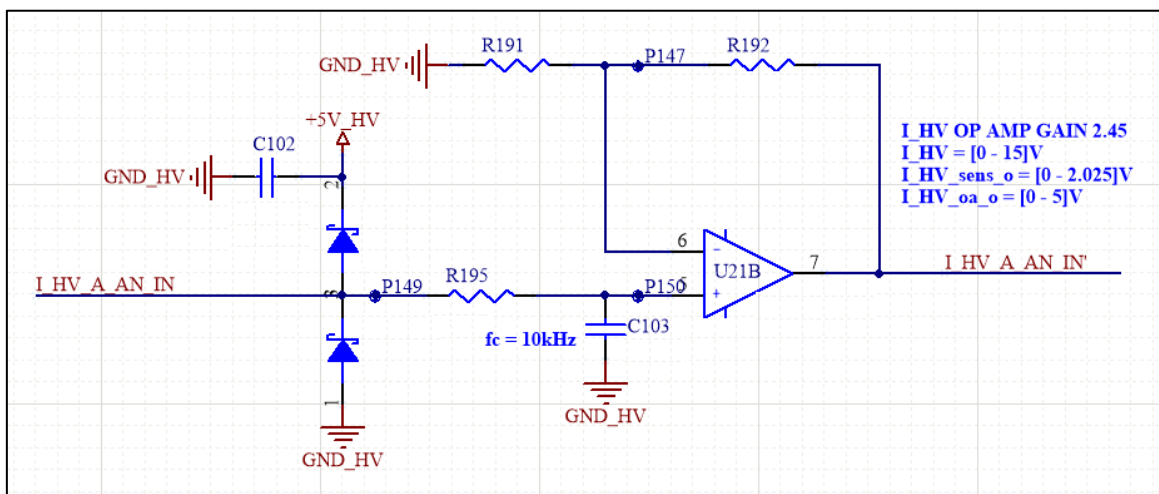


Figura 12. Circuito de acondicionamiento de señal de I_{HV}

Por último, para conseguir una mejor resolución y rechazo a ruido en la digitalización de la señal, se monta un filtro activo paso-bajo no inversor que amplifica la señal hasta 5V y filtra a una frecuencia de corte de $f_c = f_{samp}/2$ evitando el aliasing y eliminando las componentes de alta frecuencia de las conmutaciones para sensar el valor medio de la señal.

5.1.3.2 Corriente de salida (I_{LV})

Las corrientes a medir en la salida de cada una de las etapas del convertidor son continuas y pueden alcanzar valores de hasta 120A cada una. Para sensarlas se opta por un sensor de efecto Hall con las siguientes características:

Características sensor I_{LV}	
Tensión de alimentación	3,3...5V
Ancho de banda	120 kHz
Corriente máxima de sensado	200A
Sensibilidad	20mV/A
Offset	0,6V
Dirección de la corriente	Unidireccional
Cualificación	AEC-Q100

Tabla 4. Características sensor I_{LV} . Fuente: [3]

Al igual que en el circuito de acondicionamiento de las corrientes de entrada I_{HV} , se monta un filtro activo paso-bajo no inversor que amplifica la señal hasta 5V y filtra a una frecuencia de corte de $f_c = f_{\text{samp}}/2$ evitando el aliasing. La ganancia se ajusta para aprovechar todo el rango del ADC y el offset del sensor se compensa mediante software.

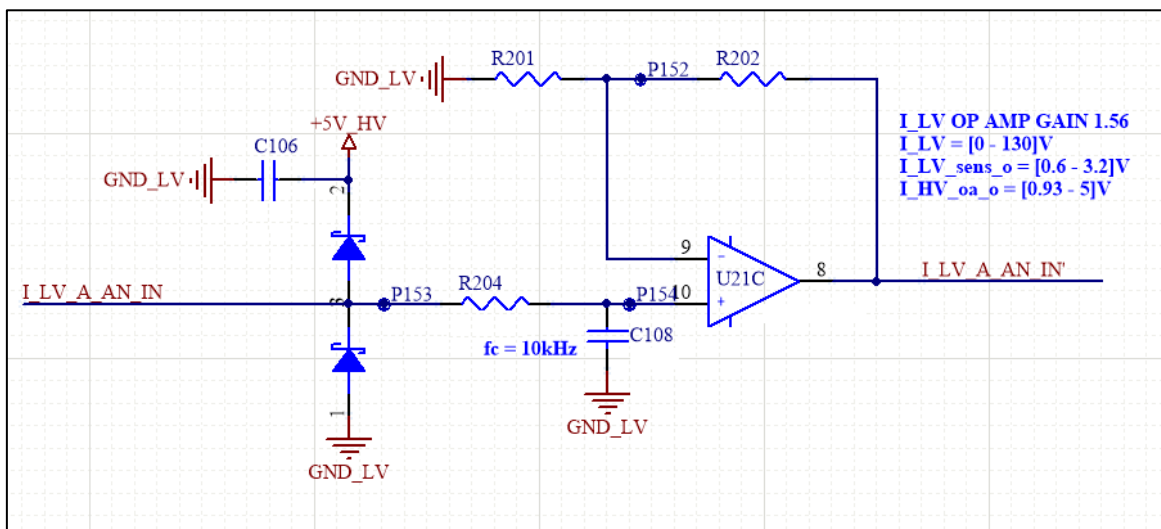


Figura 13. Circuito de acondicionamiento de señal de I_{LV}

5.1.4 Sensado de tensiones y acondicionamiento de señal

El sensado de las distintas tensiones del convertidor (V_{HV} , $V_{DC_LINK_A}$, $V_{DC_LINK_B}$ y V_{LV}) se realiza mediante divisores resistivos situados en la PCB de potencia y llevando las señales a la PCB de control a través de conectores.

Al igual que en el caso de las corrientes de entrada I_{HV} , los rangos de las señales de salida de los divisores resistivos, se ajustan para que el máximo esté entorno a una tensión de 2 voltios para poder implementar una protección hardware de respuesta rápida cuyo circuito se basa en un comparador con una tensión de entrada en modo común limitada. Para aprovechar el rango del ADC se amplifican las señales aprovechando la ganancia del filtro activo de frecuencia de corte $f_c = 10\text{kHz}$.

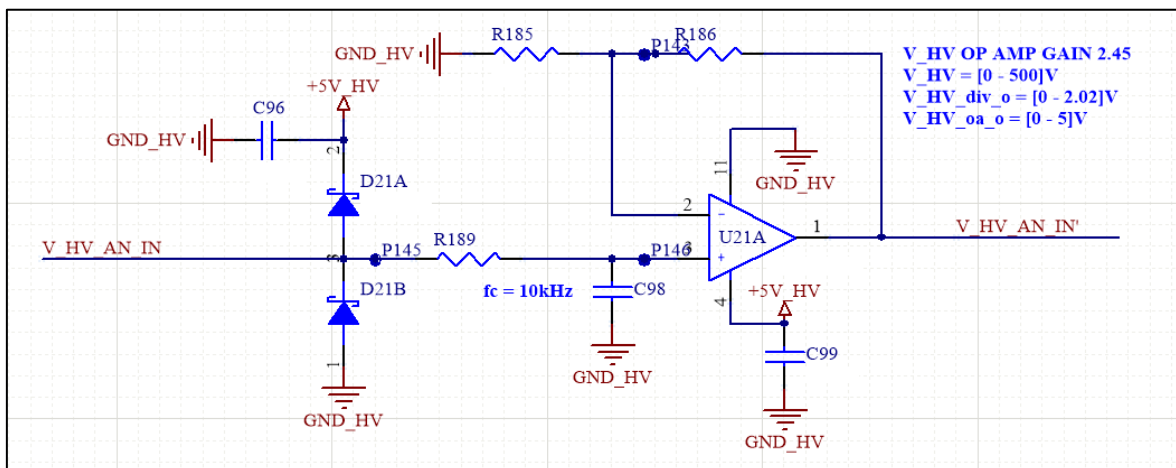


Figura 14. Circuito de acondicionamiento de señal de V_{HV}

En la *Figura 14* se muestra el circuito de acondicionamiento para la tensión de entrada V_{HV} . Se utiliza el mismo circuito para el resto de tensiones sensadas.

5.1.5 Sensado de temperaturas y acondicionamiento de señal

Para el sensado de las temperaturas de la PCB de potencia en las inmediaciones de los mosfets de las etapas Buck y Push-Pull, se utilizan sensores de temperatura NTC, los cuales tienen una variación de resistencia en función de la temperatura según la ecuación que se muestra a continuación. Las temperaturas a medir oscilan entre los -40°C y los $+125^{\circ}\text{C}$.

$$R_{NTC} = R_0 \cdot e^{\left(B \cdot \left(\frac{1}{T_k} - \frac{1}{T_0k}\right)\right)}$$

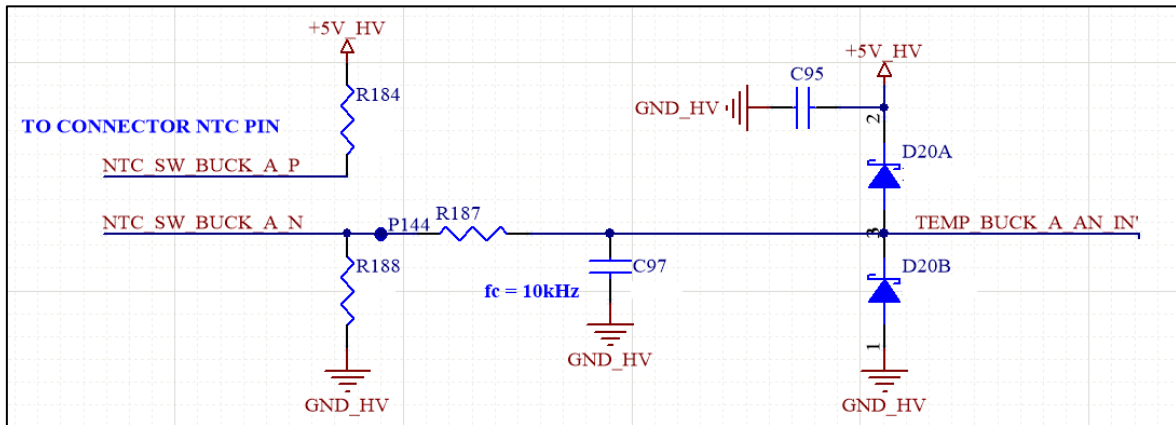


Figura 15. Circuito de acondicionamiento de señal de TEMP_BUCK_A

Se conectan los pines de la NTC situada en la PCB de potencia a través de conectores placa-placa a la PCB de control. Para conseguir una tensión proporcional a la temperatura, se monta el divisor resistivo que se muestra en la Figura 15 obteniéndose la siguiente respuesta:

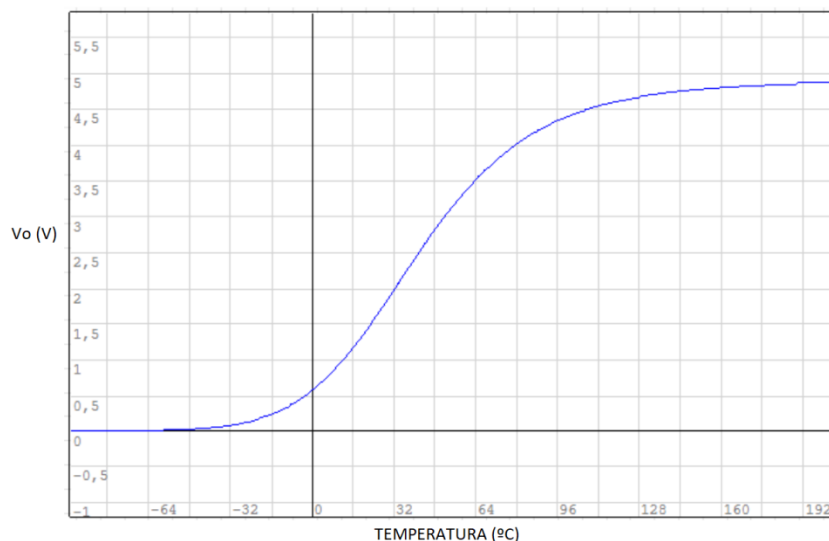


Figura 16. Tensión de salida de circuito de acondicionamiento para NTC.
Fuente: [4]

Se observa que la sensibilidad del circuito es buena en el rango de temperatura que se desea medir. Por otra parte, dado que la respuesta no es lineal, se implementa una LUT en la memoria de programa del microcontrolador para compensar este error.

sea limitado ($V_{in} = [0 \dots V_{cc} - 1.5V]$). Por esta razón se ajustan las ganancias de sensado en sensores y divisores resistivos entorno al rango $[0..2V]$, disponiendo así de suficiente margen para fijar los valores de disparo del circuito. Otra característica de este comparador, es que su salida es en colector abierto, por lo que las señales de protección pueden ser activas a nivel bajo con la configuración mostrada en la *Tabla 5*.

Si se observa la tabla funcional del flip-flop, se comprueba que utilizado de forma asíncrona, conmuta su salida también activa a nivel bajo, cuando la entrada RESET está también a nivel bajo. Al aplicarse un flanco de subida en la entrada CLK, la cual se gestiona mediante software desde el microcontrolador (DO_LATCH_RESET_HV), la salida Q conmuta al estado de DATA eliminándose el enclavamiento del fallo.

Este circuito se utiliza para cada señal analógica del convertidor disponiendo así de una señal de fallo digital activa a nivel bajo para cada una de ellas. Estas señales se conectan a entradas digitales del microcontrolador para realizar el diagnóstico de los fallos. Por otra parte, se hace una función OR mediante una resistencia de pull-up y diodos Schottky para que en caso que suceda cualquier fallo, el convertidor cese las señales PWM de los disparos de los mosfets de potencia, en un tiempo inferior a 5 μ s.

Esto se implementa mediante la señal PWM_STOP conectada a un pin del microcontrolador referenciado a la batería de alta tensión (uC_HV), el cual se conecta internamente al periférico PWM y se configura como un fallo activo a nivel bajo. Cabe destacar que el periférico PWM del microcontrolador gestiona las señales de fallo mediante hardware, por lo que el paro de las señales PWM no depende del software.

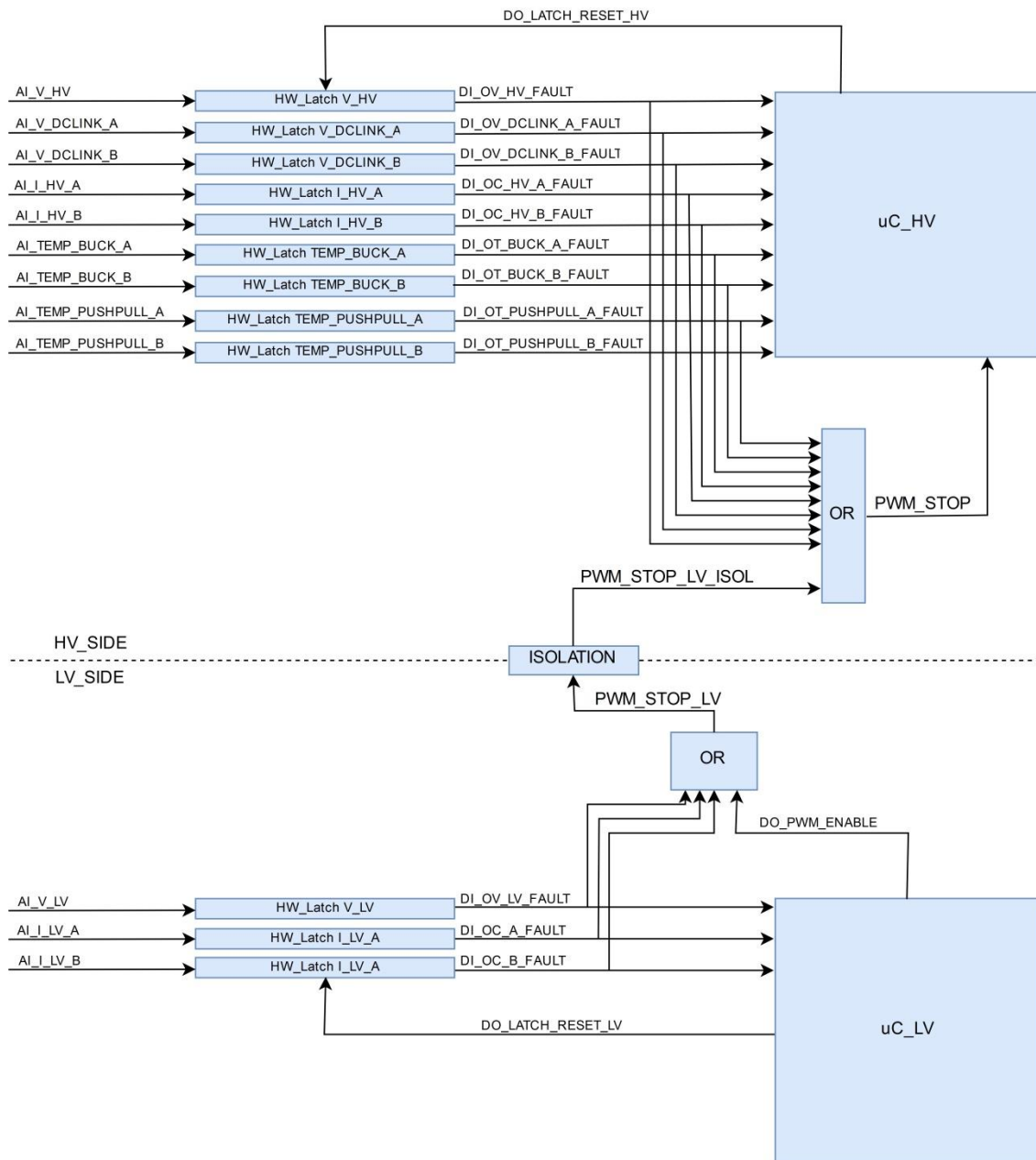


Figura 18. Diagrama de conexiones de protecciones hardware.

También cabe recordar, que las señales analógicas de cada parte del circuito (HV y LV) están referenciadas a masas diferentes con aislamiento galvánico entre ellas. Puesto que el microcontrolador que realiza los disparos de los mosfets de potencia se encuentra referenciado a la masa de HV, es necesario unificar las señales de fallo del lado de LV mediante una resistencia de pull-up y diodos Schottky, y aislar esta señal (PWM_STOP_LV) mediante un aislador digital. Esta señal (PWM_STOP_LV_ISOL) se conecta al resto como un fallo más tal y como se muestra en la *Figura 17* y *Figura 18*, manteniéndose así la cadena del circuito de protección mediante hardware.

Las señales digitales de fallo de cada zona se conectan al microcontrolador correspondiente para realizar el diagnóstico de fallos, puesto que en este caso el tiempo de respuesta no es crítico.

5.1.7 Control hardware de pico de corriente de entrada

Además de la protección hardware aplicada sobre el valor medio de las corrientes de entrada $I_{HV_A/B}$, es necesario implementar un control de pico de corriente para evitar la rotura del mosfet de las etapas Buck. Recuérdese que en el apartado 1.5.1.3 se describe la forma de onda y el sensado de las corrientes en los mosfets de las etapas Buck A y B, las cuales se corresponden con la carga de las bobinas, siendo cero durante la descarga de estas.

La protección debe actuar ciclo a ciclo, es decir, si durante un ciclo de trabajo PWM la corriente alcanza el valor máximo, debe conmutarse la señal de disparo a nivel bajo y reiniciarse al comienzo del ciclo de trabajo siguiente. El periférico PWM del microcontrolador dsPIC33EV128GM104 permite ser configurado para realizar este tipo de control conectando internamente una señal digital de fallo a un pin del microcontrolador. De esta manera, solo es necesario diseñar el hardware para realizar la detección del pico de corriente a partir del sensado analógico.

Se realiza una simulación del control de corriente de pico sobre un modelo del convertidor DCDC 400/12 en LTspice. Para ello se aplica una tensión de disparo al comparador proporcional a 15A de corriente de entrada I_{HV} multiplicada por la ganancia del sensor.

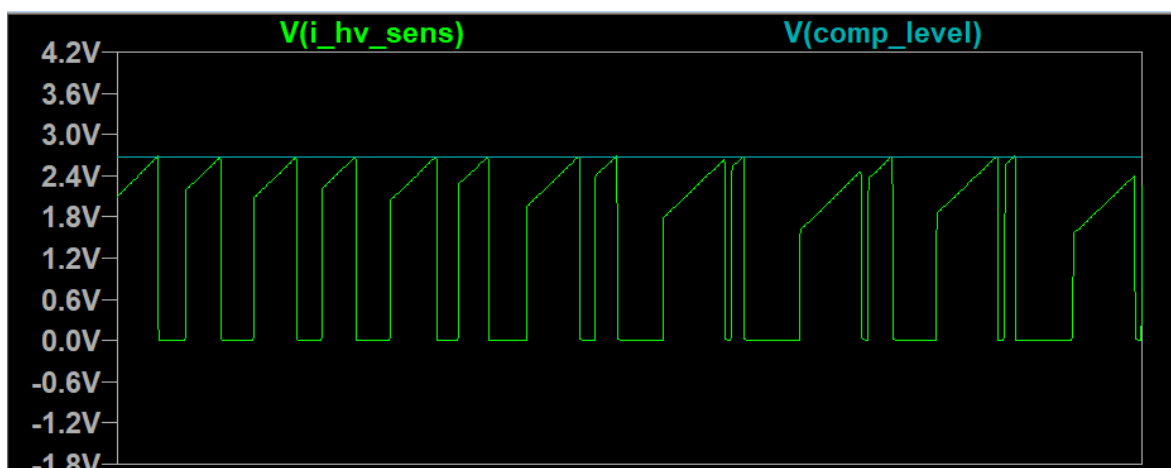


Figura 19. Control de corriente de pico I_{HV} sin rampa de compensación. Obtenida de modelo del convertidor DCDC 400/12V en LTspice.

Al aplicarse el control, limitando de forma constante la corriente, aparece el efecto oscilatorio en el ciclo de trabajo de la señal PWM de la etapa Buck y a su vez en el valor medio de la corriente de entrada. Esto se debe a que en función del momento en el que se corta el ciclo de trabajo, la carga y descarga de la bobina del Buck dura un tiempo diferente en cada ciclo de trabajo y no retorna a su valor inicial. Esto solo ocurre para ciclos de trabajo superiores al 50%.

Para evitar este efecto es necesario aplicar una rampa negativa en la tensión de comparación sincronizada con la señal PWM con una pendiente de al menos la mitad de la pendiente de la descarga de la corriente en la bobina (*Fuente: [7]*). De esta manera se garantiza que el valor medio de la corriente es constante para cualquier ciclo de trabajo.

Puesto que generar rampas negativas mediante hardware puede resultar complicado, se opta por generar una rampa positiva y sumar esta señal con la del sensado de la corriente I_{HV} y por último comparar la suma con una tensión constante.

Para determinar la pendiente requerida, es necesario analizar el funcionamiento de la etapa Buck. Cabe comentar que en este análisis se consideran lineales las corrientes de carga y descarga de la bobina.

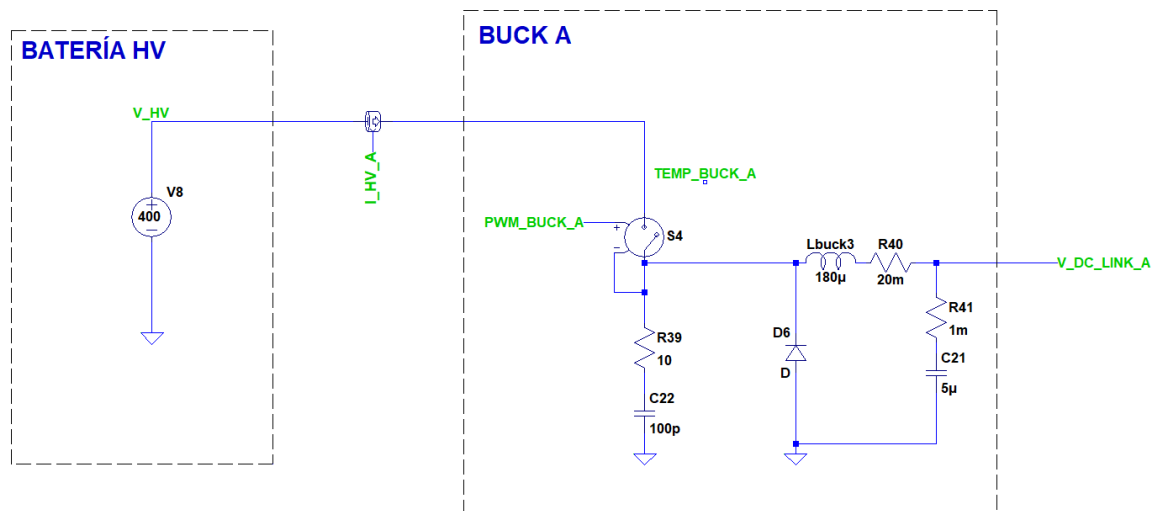


Figura 20. Etapa Buck del convertidor DCDC 400/12.

Cuando el mosfet está conduciendo, la corriente de carga de la bobina responde a la ecuación:

$$i_L = \frac{V_{DC.LINK} - V_{HV}}{L} \cdot t$$

Durante la descarga la corriente en la bobina solo depende de la tensión V_DCLINK , ya que el mosfet está abierto.

$$i_L = \frac{V_{DC.LINK}}{L} \cdot t$$

Si el convertidor funcionara siempre en el mismo punto de trabajo siendo la tensión V_DCLINK constante, sería sencillo ajustar la pendiente de compensación con un valor fijo y proporcional a la pendiente de la corriente de descarga. Puesto que el convertidor DCDC 400/12 debe funcionar en distintos puntos de trabajo en función de la tensión de entrada V_HV , la tensión requerida en la salida V_LV y la carga conectada a su salida, es necesario generar una rampa de compensación cuya pendiente sea variable en función de la tensión V_DCLINK .

$$m_{ramp} = \frac{V_{DC.LINK}}{2 \cdot L} \cdot G_{I_HV.sens}.$$

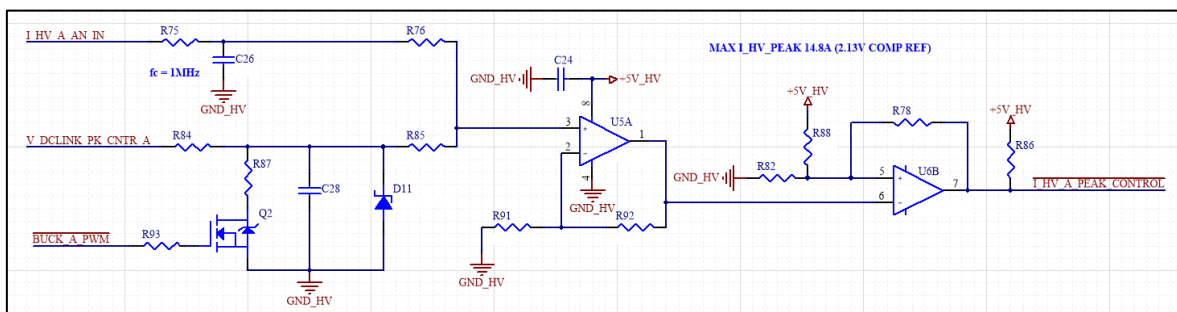


Figura 21. Circuito de control de corriente de pico I_HV .

Para generar la rampa de compensación variable en función de V_DCLINK se carga el condensador C28 a través de un divisor resistivo dedicado para tal fin montado en la PCB de potencia. Los valores se ajustan para conseguir una constante de tiempo muy superior al ciclo de trabajo del PWM y la pendiente deseada. Para realizar la descarga del condensador cada ciclo de trabajo se monta un mosfet que conmuta con la señal PWM de disparo del Buck negativa.

Por último se suma la rampa al sensado de la corriente y se compara con un valor de referencia fijo correspondiente a una corriente I_HV de 15A. La señal de fallo generada ($I_HV_A_PEAK_CONTROL$) se conecta al pin del microcontrolador para resetear el ciclo de trabajo en el caso de que se alcance el valor máximo de corriente tal y como se ha explicado anteriormente.

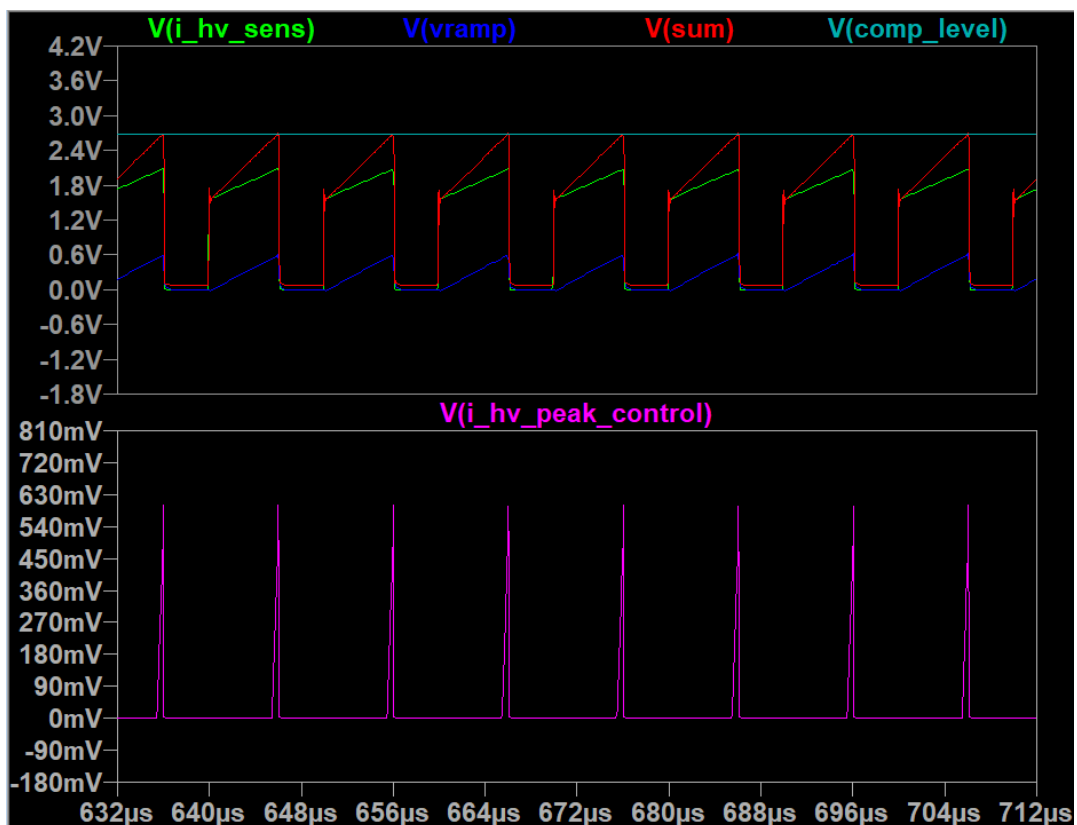


Figura 22. Simulación control de corriente de pico I_{HV} en LTspice.

Tras simular el circuito de control de corriente de pico junto con el modelo del convertidor DCDC 400/12 en LTspice, se comprueba que desaparece el efecto oscilatorio.

5.1.8 Circuitos de alimentación

La PCB de control del convertidor debe alimentarse desde la batería de baja tensión del vehículo, de manera que los componentes situados en el lado de LV de la PCB pueden alimentarse directamente referenciados a la misma masa. Sin embargo, es necesaria una alimentación que proporcione aislamiento galvánico para alimentar los componentes referenciados a la masa de la batería de alta tensión HV. Para ello se utiliza un pequeño convertidor Fly-back montado en la misma PCB de control, la cual se utiliza en otros productos comercializados por la empresa y tiene una topología similar a la mostrada en la *Figura 23*. De esta manera se consigue una tensión de alimentación regulada de 12V no aislada para los circuitos referenciados a la batería de baja tensión (LV) y de 12V aislados para los circuitos referenciados a la masa de alta tensión (HV).

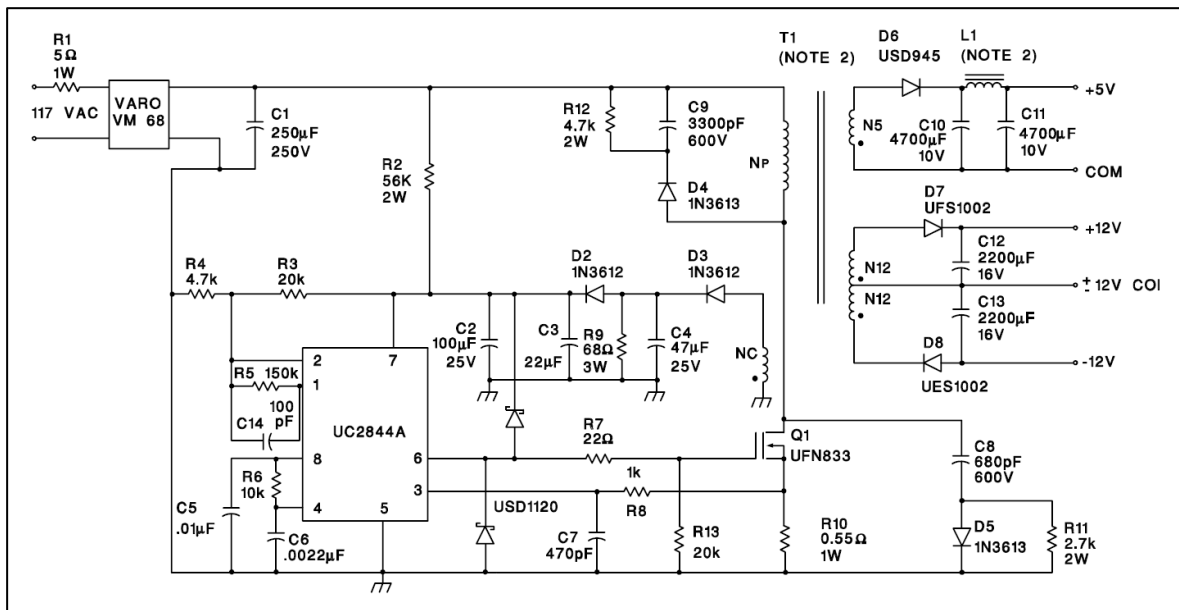


Figura 23. Topología de convertidor Fly-back. Fuente: [6]

Características convertidor DCDC Fly-back	
Tensión de alimentación	8...16V
Tensión salida no aislada	12V
Tensión salida aislada	12V
Corriente de salida máxima	1A
Potencia	12W
Rendimiento	65%

Tabla 6. Características convertidor DCDC Fly-back. Fuente: [6]

Además, el convertidor incluye un circuito de habilitación basado en transistores BJT, que conmuta la alimentación del integrado controlador del Fly-back para iniciar o detener el suministro de potencia en la salida del convertidor. Con ello se consigue cumplir los requisitos de consumo típicos de los productos de automoción, para los cuales se exigen consumos muy reducidos cuando la pieza esta desactivada.

La señal de habilitación se controla desde el transceiver CAN explicado en el siguiente apartado.

Por último, para obtener tensiones reguladas de 5V para alimentar los distintos componentes de ambas zonas de la PCB, se conectan a las salidas reguladas a 12V del convertidor Fly-back reguladores de tensión LDO.

5.1.9 Circuito CAN

Para implementar la capa física de la comunicación CAN se utiliza un transceiver que permite ser alimentado directamente desde la batería de baja tensión del vehículo y ser configurado mediante comandos vía SPI para activar la señal de habilitación del Fly-back (EN_FLYBACK) al recibir una trama CAN determinada e iniciándose así el arranque del convertidor DCDC 400/12.

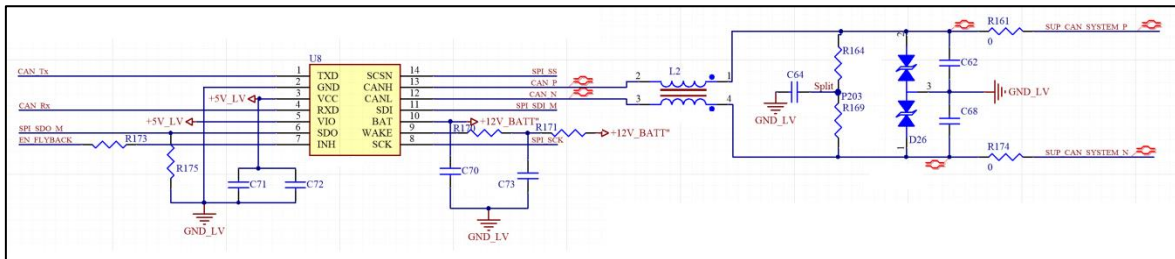


Figura 24. Circuito comunicación CAN.

5.1.10 Circuitos auxiliares para pruebas del prototipo

Con la finalidad de facilitar los primeros ensayos del circuito de potencia del prototipo 0 del convertidor DCDC 400/12, se desarrolla una pequeña PCB auxiliar con los siguientes elementos:

- Interruptor para controlar la alimentación de la PCB de control.
- Leds para visualizar fácilmente el estado de alimentaciones y protecciones hardware. Estos últimos se conectan directamente a la salida negada de los flip-flops de los circuitos de protección explicados en el apartado 1.5.1.6.
- Potenciómetros conectados a entradas analógicas del microcontrolador uC_HV para ajustar valores de ciclo de trabajo de señales PWM para el disparo de mosfets.
- Pulsadores conectados a entradas digitales de ambos microcontroladores.

La conexión de la PCB auxiliar con la de control se realiza mediante conectores placa-placa de paso 2,54mm.

5.1.11 Rutado y montaje de la PCB de control

Para el desarrollo de esquemas y rutado de las PCB de este proyecto se utiliza la herramienta software Altium Designer 18.0.11.

El diseño se realiza optimizando las dimensiones de las PCB para acercarse a los requisitos típicos del sector de la automoción, puesto que al no disponerse de una especificación concreta de cliente, las dimensiones concretas de la pieza no están determinadas.

En la *Figura 25* y *Figura 26* se muestra la PCB de control del convertidor DCDC 400/12 junto con la PCB auxiliar que contiene leds indicadores de alimentaciones, indicadores de fallos, pulsadores y potenciómetros para realizar fácilmente pruebas sobre el circuito de potencia durante el diseño. El hecho de que estos componentes se ubiquen en una PCB a parte, es para no condicionar la estimación de área necesaria en vista a un siguiente prototipo.

En la *Figura 27* se puede apreciar el montaje completo formado por las PCB de control y potencia. Para conectar las señales entre ambas placas se utilizan conectores placa-placa de paso 2,54mm.

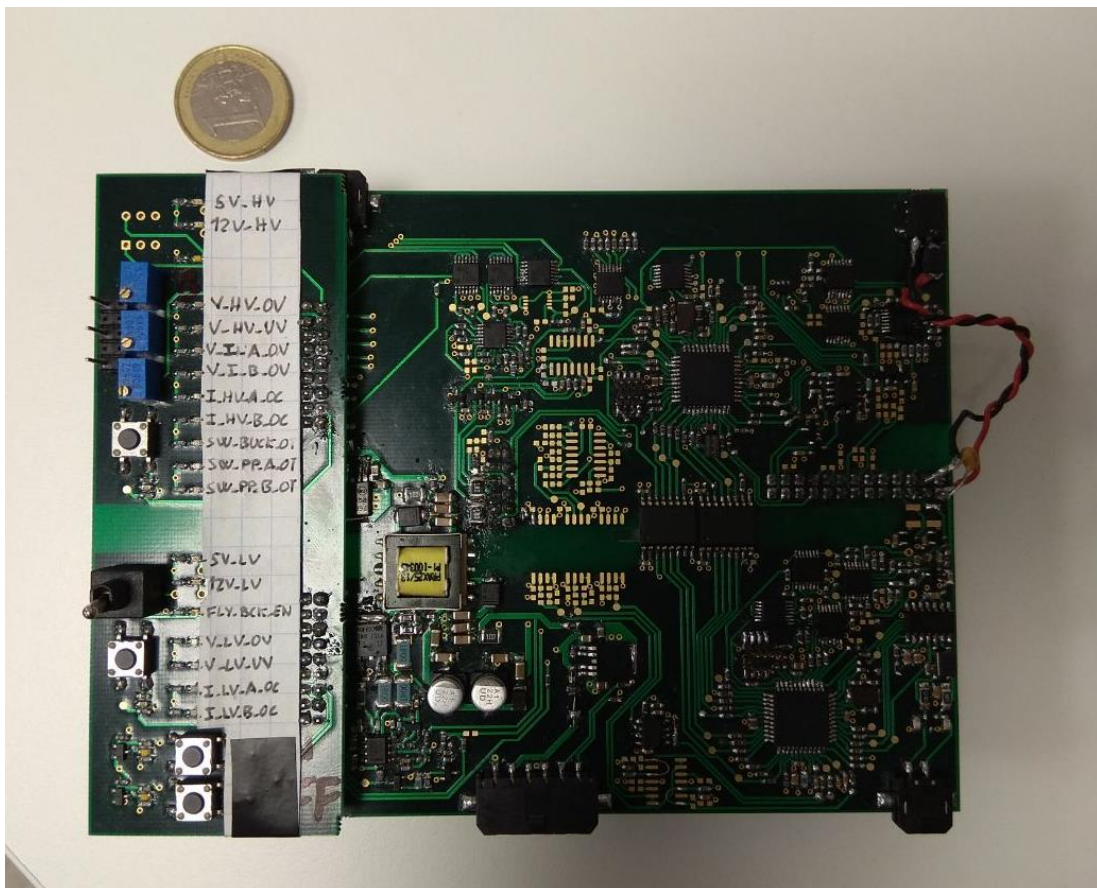


Figura 25. PCB de control para convertidor DCDC 400/12 de 3.6kW.

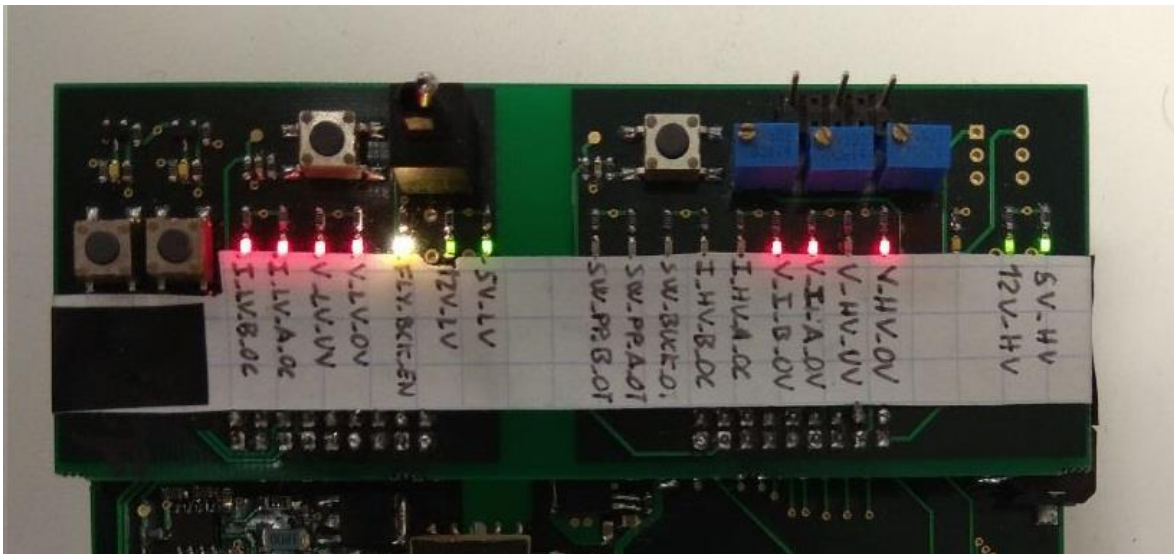


Figura 26. PCB auxiliar para convertidor DCDC 400/12 de 3.6kW.

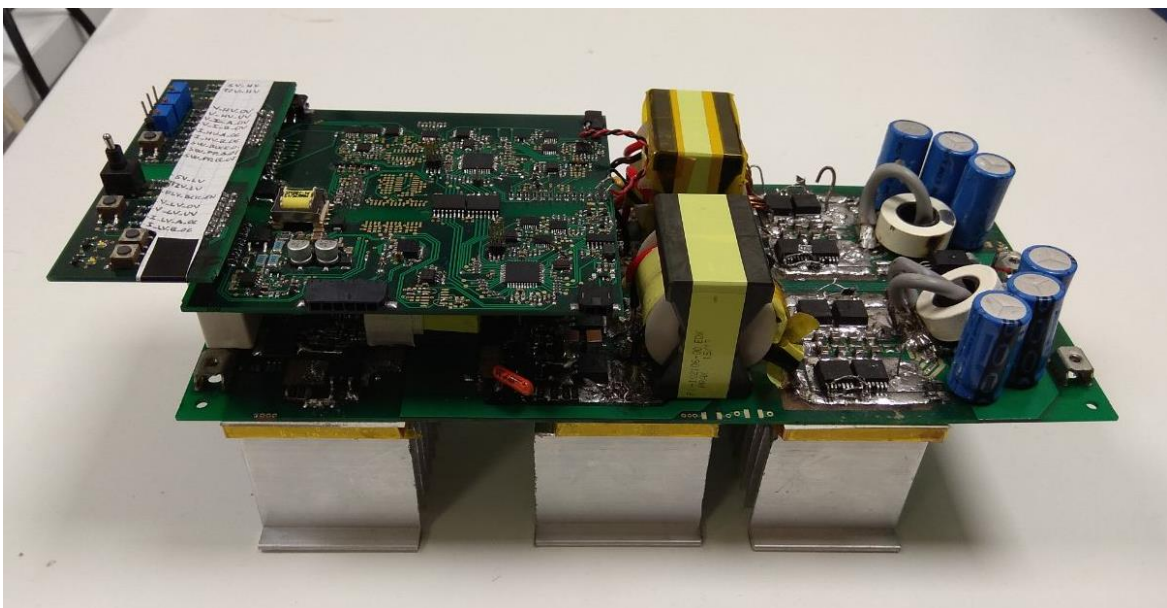


Figura 27. Prototipo 0 del convertidor DCDC 400/12 de 3.6kW formado por el conjunto de PCB de control (arriba) más PCB de potencia (debajo).

Las dimensiones de la PCB de potencia son $123 \times 280 \text{ mm}^2$. La PCB de control mide $123 \times 120 \text{ mm}^2$ encajando ambas por el lado en que coincide su medida. Todo el conjunto, sin tener en cuenta los disipadores de aluminio provisionales montados en la parte inferior, ni la PCB auxiliar, ocupa un volumen de $123 \times 280 \times 50 \text{ mm}^3$, es decir $1,72 \text{ litros}$.

5.2 DISEÑO DE SOFTWARE

Una vez diseñado y montado el hardware necesario para controlar el convertidor DCDC 400/12, se procede a diseñar el software de los dos microcontroladores del sistema.

Para ello se define una arquitectura de software diseñada para cubrir los requisitos funcionales del convertidor DCDC 400/12. Para facilitar la escalabilidad y la adaptabilidad de la arquitectura y el comportamiento determinista del microcontrolador, se siguen las siguientes directrices:

- 1) El sistema se diseña con arquitectura modular. Está formado por componentes de software, los cuales no comparten ninguna variable ni interfaz. Para ello se utiliza una aplicación desarrollada en la empresa basada en Python llamada DFA (Data Flow Architecture), la cual autogenera para cada módulo el código necesario para obtener señales de entrada y salida, de manera que para cada señal solo existe un módulo productor e ilimitados consumidores. Esto proporciona las siguientes ventajas:
 - a. Es posible diseñar y desarrollar cada complemento software sin tener en cuenta el resto del sistema.
 - b. Favorece la escalabilidad del sistema.
 - c. Permite reducir la complejidad del sistema ya que cada componente software se diseña para utilizar solo las entradas y salidas estrictamente necesarias para ejecutar una funcionalidad específica.
- 2) Las tareas son ejecutadas por un scheduler. Esto proporciona un carácter determinista y permite calcular fácilmente la carga de la CPU y distribuirla de manera más eficiente. El scheduler se estructura en cinco tareas principales: tarea de 1 ms, tarea de 5 ms, tarea de 10 ms, tarea de 20 ms y tarea de 100 ms.

5.2.1 Arquitectura de software

Para organizar las funcionalidades del sistema, se definen las siguientes arquitecturas de software:

- Arquitectura de flujo de trabajo: se basa en máquinas de estado, desde un nivel de abstracción más alto (flujo de trabajo principal)

- Arquitectura de componentes de software: Los distintos componentes de software se clasifican en una arquitectura multicapa, la cual consta de tres capas principales:
 - a. Capa de aplicación. Esta capa contiene los componentes de software, que proporcionan las características de alto nivel de abstracción, como por ejemplo máquinas de estado.
 - b. Capa de servicios. Esta capa contiene los componentes de software, que proporcionan los servicios necesarios para llevar a cabo las funciones de los módulos de la capa de aplicaciones. De esta manera se consigue simplificar el código y hacerlo más inteligible.
 - c. Capa de abstracción del microcontrolador. Esta capa contiene los controladores para administrar el hardware del microcontrolador aportando abstracción a la arquitectura.

- Arquitectura de flujo de datos: se define una arquitectura para conectar los distintos componentes de software mediante la DFA explicada anteriormente.

Cabe comentar, que en la arquitectura modular utilizada en este proyecto, se reutiliza código de otros proyectos similares ya existentes en la empresa, como es el caso de las comunicaciones CAN y UART o el planificador. Esto es posible gracias a la portabilidad que ofrece este tipo de arquitectura, la cual está pensada para facilitar los procesos de desarrollo de software.

Para llevar a cabo la funcionalidad deseada, se modifican pertinentemente dichos módulos para adaptarlos a las necesidades requeridas y se desarrollan otros módulos nuevos para ajustarse al funcionamiento del hardware del circuito de potencia y sus requisitos de ejecución en tiempo real. Por motivos de confidencialidad, se omiten los aspectos más concretos y se expone una visión más generalizada con la que se pretende explicar el funcionamiento del conjunto del sistema de control.

5.2.1.1 Arquitectura de flujo de trabajo

En la arquitectura de flujo de trabajo mostrada en la *Figura 28*, se define la funcionalidad de más alto nivel. Consiste en una máquina de cuatro estados con la que se gobierna el funcionamiento del convertidor: “Initial”, “Stop”, “Run” y “Error”.

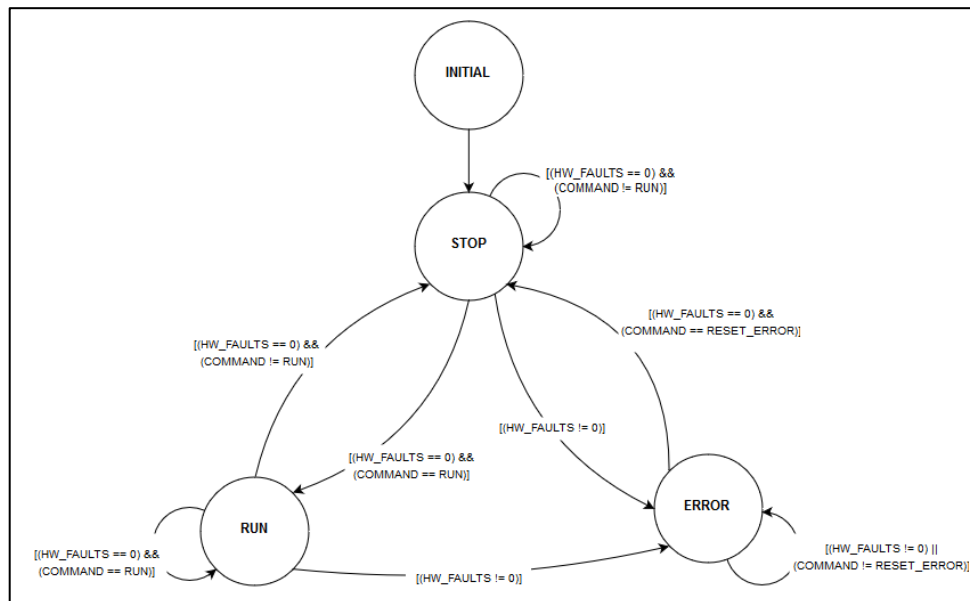


Figura 28. Arquitectura de flujo de trabajo del convertidor DCDC 400/12.

El convertidor debe arrancar (Estado “Run”) o parar (Estado “Stop”) en función del comando “RUN” y siempre que no exista ninguna protección HW de las descritas en el apartado 1.5.1.6, las cuales se activan en el caso de que cualquier señal analógica sobrepase un límite establecido.

De darse el caso de que alguna de estas protecciones esté activada, el convertidor debe pasar al estado “ERROR” sea cual sea el estado en el que se encuentre. Para volver al estado “Stop” se requiere que se reciba el comando “RESET_ERROR”. Los comandos para controlar el convertidor deben recibirse mediante comunicación CAN, mientras que la señal de fallo “HW_FAULTS” deriva del mismo pin configurado para detener las señales PWM del convertidor vía hardware, también explicado en el apartados 1.5.1.6. Puesto que esta protección hardware domina sobre la acción mediante software frente a un fallo, no es crítico el tiempo de respuesta de esta última.

Para una buena comprensión de la arquitectura software descrita en los siguientes apartados, se recomienda recordar la arquitectura de hardware mostrada en la *Figura 4* del punto 5 y la *Figura 5* del apartado 5.1.2 de este proyecto y también, pero en menor medida, las conexiones de las protecciones hardware mostradas en la *Figura 18* del apartado 1.5.1.6.

5.2.1.2 Arquitectura de componentes software

Debido a la necesidad de proporcionar aislamiento galvánico en la PCB de control, es necesario distribuir la funcionalidad descrita en el apartado anterior en dos microcontroladores diferentes. Para llegar a una solución adecuada se

diseñan las arquitecturas de componentes de software para cada microcontrolador mostradas a continuación.

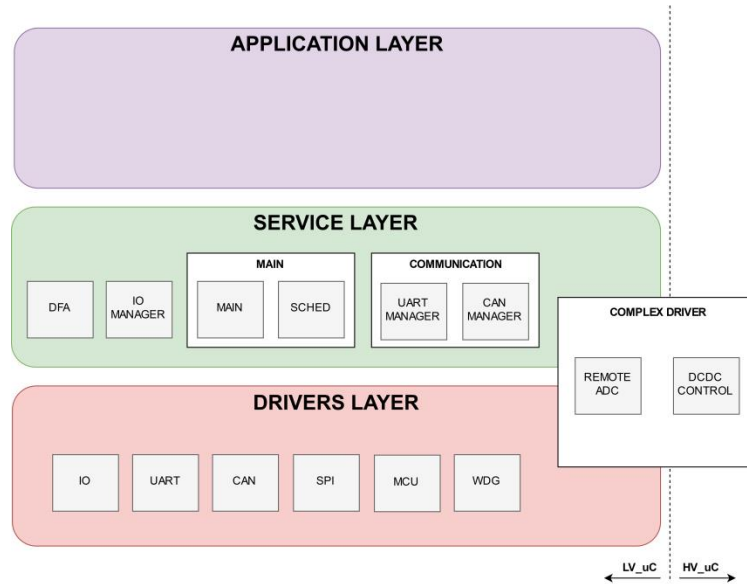


Figura 29. Arquitectura de componentes software del uC_LV.

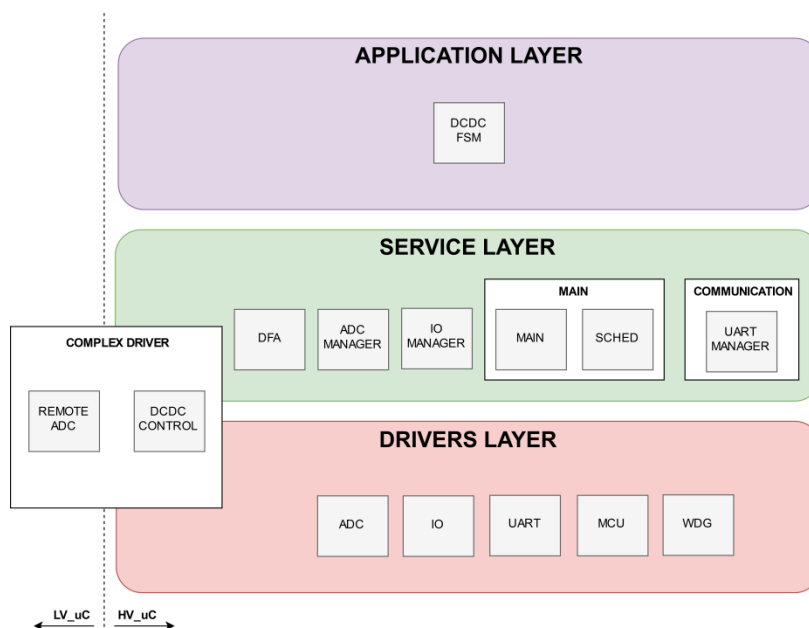


Figura 30. Arquitectura de componentes software del uC_HV.

En la Figura 29 y Figura 30, se aprecia la distribución de los distintos módulos de software encargados de realizar cada una de las funciones requeridas. Entre los módulos de las capas de controladores, se encuentran los necesarios para realizar la configuración de las funciones básicas de los microcontroladores, como

es el caso del módulo MCU (Configuración del reloj, de PLL, pines de programación, utilización de la memoria, etc) o el módulo WDG (Watch Dog).

También hay módulos con el firmware necesario para la configuración de periféricos hardware y sus interrupciones. En ellos se definen además las funciones necesarias para ser utilizados desde las capas de servicios y aplicaciones, ya que estos módulos no comparten variables directamente con los de las capas superiores.

Entre estos módulos se encuentran los módulos ADC e IO para controlar los pines de entradas y salidas. En esta capa también se incluyen el firmware de los periféricos dedicados a las comunicaciones (UART, CAN, SPI).

El siguiente nivel de abstracción es la capa de servicios. Las tareas propias de los módulos de esta capa se gestionan desde el planificador (scheduler), el cual contiene la única función que es llamada desde el bucle for de la función main. Mediante la sincronización con la interrupción periódica de un Timer del microcontrolador, se ejecutan varias subtareas con distintos periodos, las cuales contienen las funciones de las tareas definidas en los demás módulos de esta capa. De esta manera se consigue aportar determinismo en la ejecución del software y distribuir la carga de la CPU según las necesidades de cada tarea. En esta capa se encuentran los módulos de las comunicaciones (CAN, UART) y otros módulos como ADC MANAGER e IO MANAGER.

La máquina de estados descrita en la arquitectura de flujo de trabajo, está contenida el módulo DCDC FSM. Es el único modulo en la capa de aplicación del microcontrolador del lado de HV. De esta manera este microcontrolador contiene la inteligencia de la funcionalidad, realiza el cálculo del algoritmo de control y el disparo de los mosfets, mientras que el microcontrolador del lado de LV se reserva para realizar las tareas de comunicación CAN y sensado o lectura de las señales referenciadas a su misma masa.

Por último y con la finalidad de cumplir con los requisitos de ejecución en tiempo real, se diseña un controlador complejo distribuido entre los dos microcontroladores. Este ocupa simultáneamente las capas de controladores y servicios y su funcionamiento es independiente del planificador. Esto se debe a que con los tiempos de ejecución del planificador, del orden de milisegundos, no se consiguen los tiempos de respuesta necesarios. El funcionamiento de este módulo se explica con más detalle en el apartado 5.2.1.4.

5.2.1.3 Arquitectura de flujo de datos

En la *Figura 31* y *Figura 32*, se muestran las principales variables que se intercambian entre los distintos módulos de las capas de servicios y aplicaciones de cada uno de los microcontroladores. Estas conexiones se realizan únicamente a través del código autogenerado con la DFA. Se observa que para cada señal solo existe un productor, pudiendo haber varios consumidores.

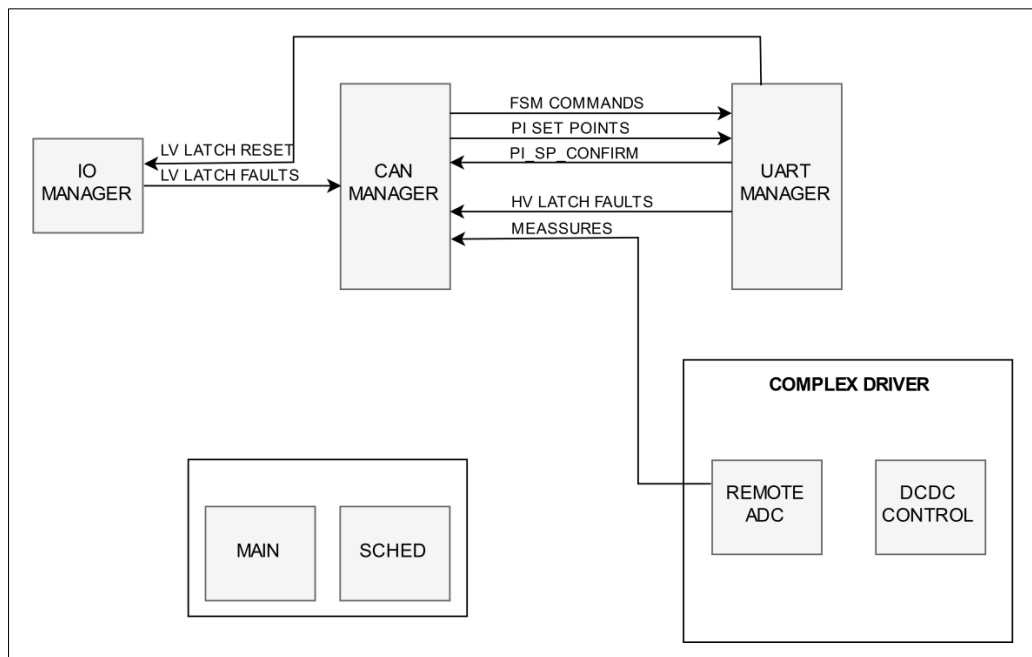


Figura 31. Arquitectura de flujo de datos del uC_LV.

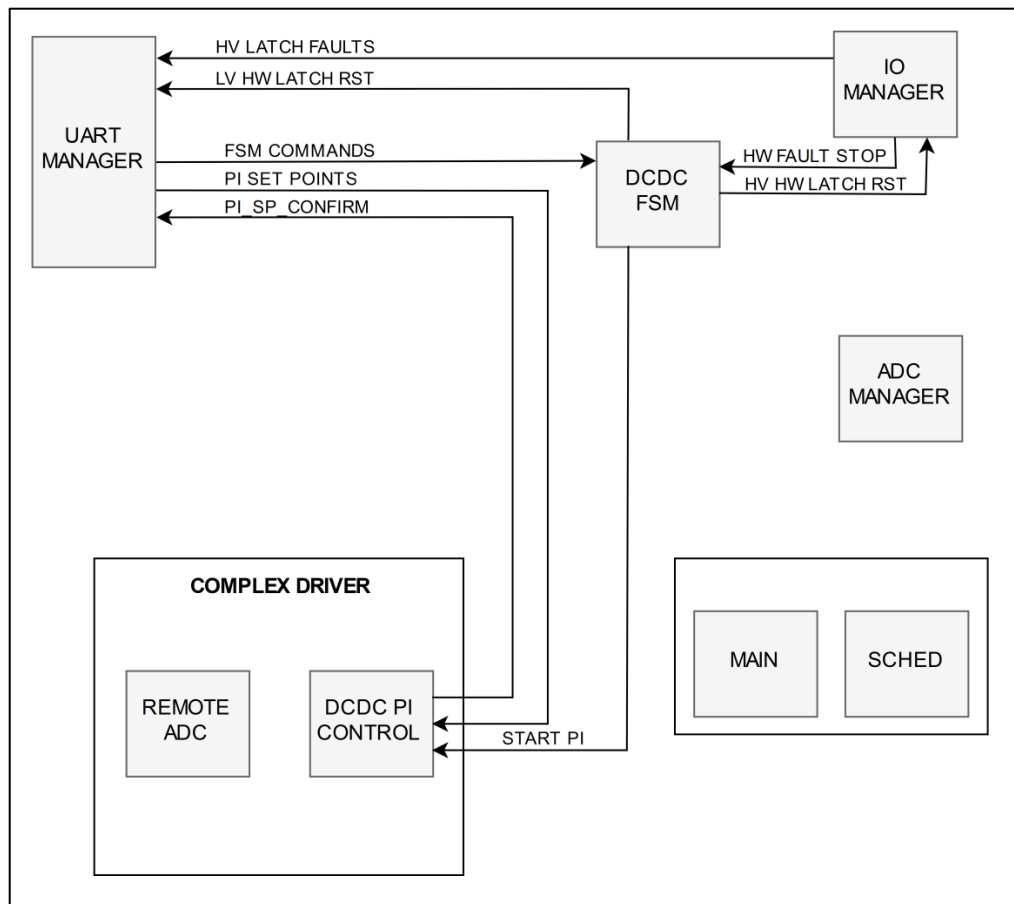


Figura 32. Arquitectura de flujo de datos del uC_HV.

Se observa que la comunicación UART se utiliza como puente entre microcontroladores para la comunicación CAN, desde la que se gobierna la máquina de estados del convertidor. Para ello se dispone de la señal FSM COMMANDS, la cual da las órdenes de RUN-STOP y RESET ERROR.

Otra señal relevante es HW FAULT STOP, la cual se activa en el caso de que actúe cualquier protección hardware. De esta manera la máquina de estados del convertidor pasa al estado ERROR. Para resetear las protecciones hardware se disponen de las señales HV HW LATCH RESET y LV HW LATCH RESET, que se activan cuando la máquina de estados recibe el comando de RESET ERROR (FSM COMMANDS) a través de UART y a su vez de CAN, pasando al estado STOP.

A través de CAN también se reportan los fallos HV LATCH FAULTS y LV LATCH FAULTS generados desde los módulo IO MANAGER de cada microcontrolador y los valores de la corriente y tensión de salida I_{LV} y V_{LV} (MEASURES) obtenidas desde el REMOTE ADC del COMPLEX DRIVER, el cual controla el periférico ADC del microcontrolador del lado de LV.

Para la gestión del módulo DCDC PI CONTROL del COMPLEX DRIVER se disponen de la señal START PI desde la máquina de estados y de las variables PI SET POINTS recibidas por UART y a su vez por CAN desde el uC de LV.

El módulo ADC MANAGER del microcontrolador uC_HV está pensado para generar señales de fallo a partir de los valores de las señales analógicas recibidas desde REMOTE ADC y desde el módulo ADC de este mismo micro. La idea es generar un fallo en el caso de que estos valores sobrepasen un valor determinado, anticipándose a la seguridad hardware. Puesto que en esta fase de desarrollo del prototipo del DCDC 400/12 no están perfectamente definidos los valores límites de las magnitudes del circuito de potencia y se dispone de seguridades hardware para cada magnitud, no se incluyen las señales de este módulo en la DFA. Sin embargo, se incluye en la arquitectura para ser utilizado en siguientes versiones de software.

5.2.1.4 Controlador complejo distribuido

El control en tiempo real del convertidor se realiza mediante el módulo "Complex Driver" distribuido entre los dos microcontroladores. Su ejecución es totalmente independiente de los planificadores que gestionan las demás tareas de los microcontroladores y se basa en las distintas interrupciones de los periféricos PWM, ADC y Timers.

En la *Figura 33* se muestra un esquema de este. Se divide en dos bloques principales: 1) DCDC CONTROL emplazado en el microcontrolador de HV y 2) REMOTE ADC situado en el microcontrolador de LV.

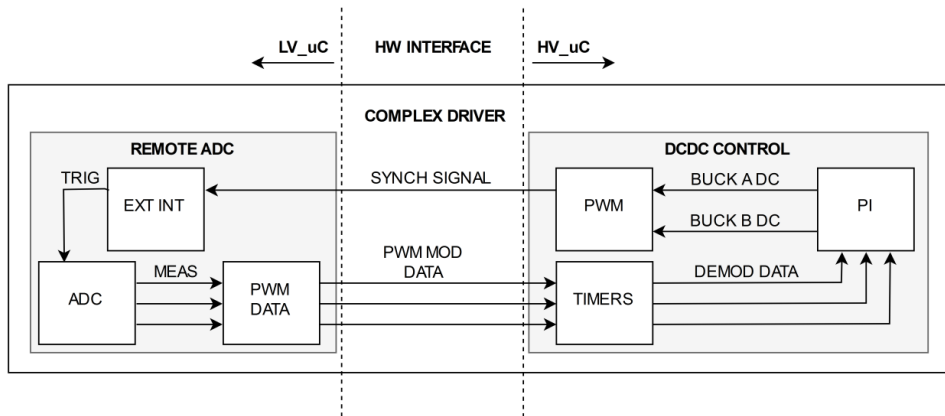


Figura 33. Controlador complejo distribuido en uC_LV y uC_HV.

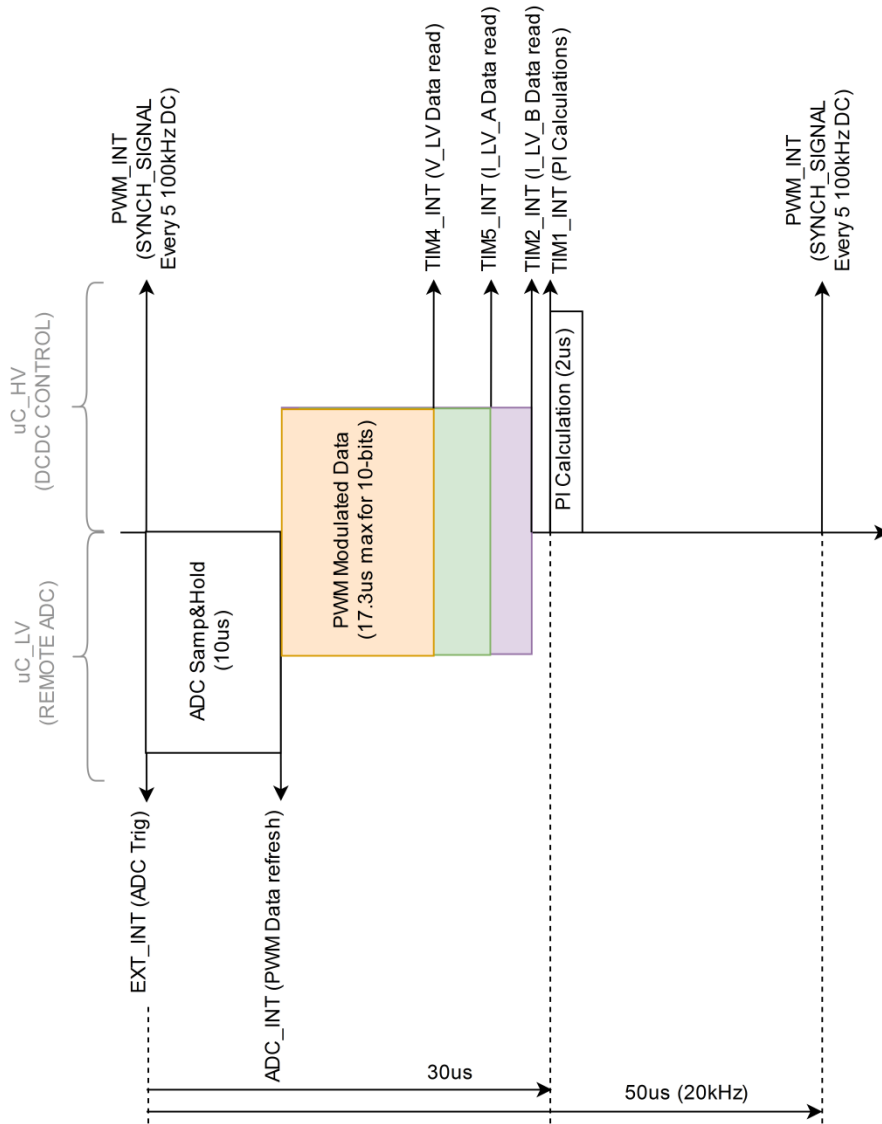


Figura 34. Diagrama temporal de ejecución del controlador complejo distribuido.

La *Figura 34* es un diagrama temporal de la secuencia de la ejecución a 20kHz del módulo “Complex Driver”. En la parte superior se muestran las interrupciones del microcontrolador uC_HV y en la inferior del uC_LV.

El funcionamiento es el siguiente. Se configura una interrupción del periférico PWM del DCDC CONTROL cada 5 ciclos de trabajo de la señal PWM_BUCK_A. Puesto que los disparos de los mosfets de potencia se realiza a 100kHz, esta interrupción ocurre a una frecuencia de 20kHz, que es a la que debe ejecutarse el control PI. En esta interrupción se activa la señal SYNCH SIGNAL, la cual es recibida por el microcontrolador de LV como una interrupción externa en la que se activa el trigger del ADC del REMOTE ADC.

Una vez el ADC ha realizado la conversión de las señales, se ejecuta su interrupción. En ella se actualiza el ciclo de trabajo de tres señales PWM MOD DATA proporcional a las medidas de V_LV, I_LV_A e I_LV_B, de esta manera se modula la información para transmitirse al microcontrolador uC_HV. En el diagrama se muestra la duración de las señales PWM en distintos colores y su duración depende del valor de las medidas. En el caso de medirse el valor máximo con el ADC configurado a 10-bit, el ciclo de trabajo duraría 17,3us.

El uC_HV recibe los datos midiendo el tiempo de los ciclos de trabajo con los Timers 2, 4 y 5, configurados para iniciar la cuenta en el flanco de subida y cesarla con el flanco de bajada. En ese instante tiene lugar la interrupción del Timer y se guarda el valor de las cuentas, demodulando así la información. Una vez sucedidas las tres interrupciones, ya se dispone de los tres datos de V_LV, I_LV_A e I_LV_B en el uC_HV. Como se puede comprobar, toda la secuencia dura menos de 30us.

En la interrupción del PWM del uC_HV también se inicia la cuenta del Timer 1 cuya interrupción tiene lugar transcurridos 30us, garantizando que en ese momento ya se dispone de todos los datos necesarios para el cálculo del algoritmo PI. El algoritmo se ejecuta en esta misma interrupción y se realiza utilizando las funciones DSP del microcontrolador, consiguiendo realizar los cálculos en aproximadamente 2us. En la siguiente interrupción del PWM se actualiza el ciclo de trabajo de los PWM_BUCK_A y PWM_BUCK_B con los valores de acción de control del PI y se inicia de nuevo la secuencia.

El hecho de sincronizar toda la secuencia con la señal PWM_BUCK_A es para tomar las muestras evitando los flancos de tensión y corriente en los mosfets de potencia. Así se consigue evitar el posible ruido inducido en las medidas dotando de robustez y determinismo al sistema.

Utilizando el uC_LV como ADC remoto, también se consigue ahorrar costes en componentes adicionales para tomar las medidas y ofreciendo aislamiento galvánico al mismo tiempo.

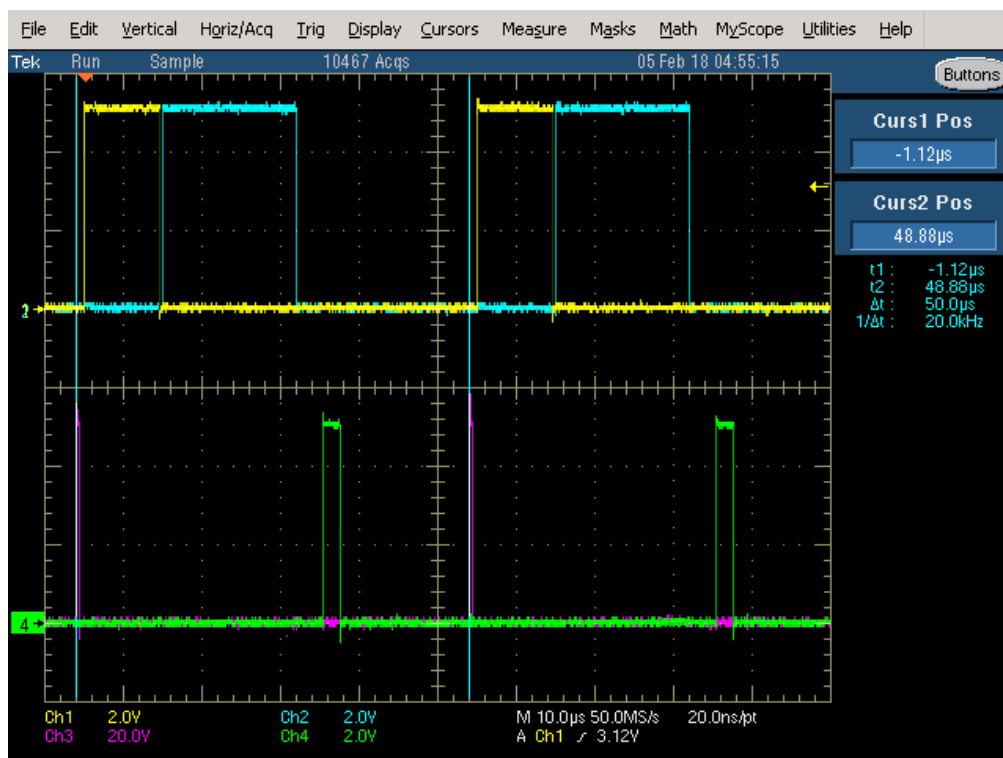


Figura 35. Test de tiempos de ejecución de interrupciones del controlador complejo distribuido.

Para comprobar con el osciloscopio que la secuencia se ejecuta correctamente, se configuran una salida digital auxiliar en cada microcontrolador y se miden también las señales de la interfaz hardware mostrada en la Figura 33. Al medir los tiempos de ejecución, se desprecian los tiempos de conmutación de los pines digitales, ya que son del orden de pocos nanosegundos.

Las señales que aparecen en la Figura 35 son:

Abajo en rosa: señal de sincronización SYNCH_SIGNAL activada por el uC_HV. Coincide con la interrupción del PWM del uC_HV cada 5 ciclos de trabajo de 100kHz.

Arriba en amarillo: pin auxiliar del uC_LV que se activa en la interrupción externa y se desactiva en la interrupción del ADC, de manera que muestra el tiempo que dura la conversión de las analógicas.

Arriba en azul: una de las tres señales PWM modulando el valor máximo del ADC configurado a 10-bit de resolución (17,3µs).

Abajo en verde: pin auxiliar del uC_HV que se activa al principio de la interrupción del Timer 1 del uC_HV transcurridos 30µs desde la activación de SYNCH_SIGNAL y se desactiva tras calcularse el algoritmo PI.

5.2.2 Diseño del algoritmo de control en lazo cerrado

En este apartado se explica el algoritmo de control en lazo cerrado del módulo software DCDC PI CONTROL. Como se ha comentado anteriormente, las variables a controlar del convertidor DCDC 400/12 son la tensión de salida V_{LV} y las corrientes de salida de cada línea I_{LV_A} e I_{LV_B} . El modo de funcionamiento principal es en tensión, de manera que el control debe ajustar a la consigna de tensión su salida V_{LV} , que varía entre 10 y 16V, para cualquier valor de tensión de entrada V_{HV} y cualquier carga conectada a la salida, mientras no se rebase la potencia máxima del convertidor. En el caso de que ocurra una variación en la carga que conlleve consumir una corriente superior a un valor máximo estipulado, el control en lazo cerrado debe pasar a trabajar en modo de control de corriente, de manera que se limita la tensión V_{LV} y deja de regularse al valor de su consigna.

Recuérdese que la regulación se realiza mediante el control de las señales PWM de las etapas Buck de cada una de las líneas (A y B).

Para conseguir este comportamiento se diseña un control formado por tres controles PI en paralelo. Uno para regular la tensión V_{LV} común a las dos líneas y dos para regular las corrientes $I_{LV_A/B}$ para cada una de líneas. El funcionamiento consiste en aplicar el ciclo de trabajo más restrictivo a los Bucks de cada una de las líneas, asegurando así que el convertidor nunca trabaja por encima de la corriente permitida.

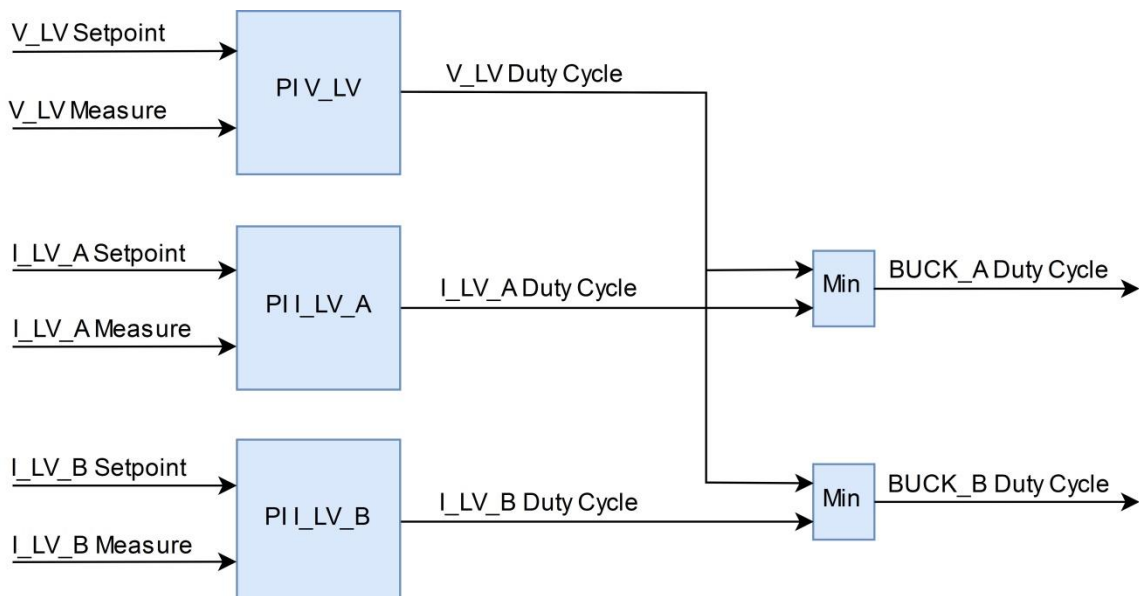


Figura 36. Diagrama control en lazo cerrado para DCDC 400/12.

La función de transferencia correspondiente al convertidor DCDC 400/12 varía en función del punto de trabajo, es decir, la respuesta en ganancia y fase de esta son función de la potencia transferida y de las tensiones de entrada y de salida. Por esta razón y para acelerar el proceso de desarrollo, se realiza una simulación del control digital sobre el convertidor DCDC 400/12 considerando todos los retardos de los lazos de control, para ajustar unas constantes de los PI que funcionen correctamente en todos los puntos de funcionamiento del convertidor, es decir, para distintas tensiones de entrada V_{HV} y distintas cargas conectadas a la salida.

Tras fijar las constantes de los controles PI de tensión y corriente, se realiza una simulación para comprobar la interacción de los tres PI en paralelo mostrados en la *Figura 36*.

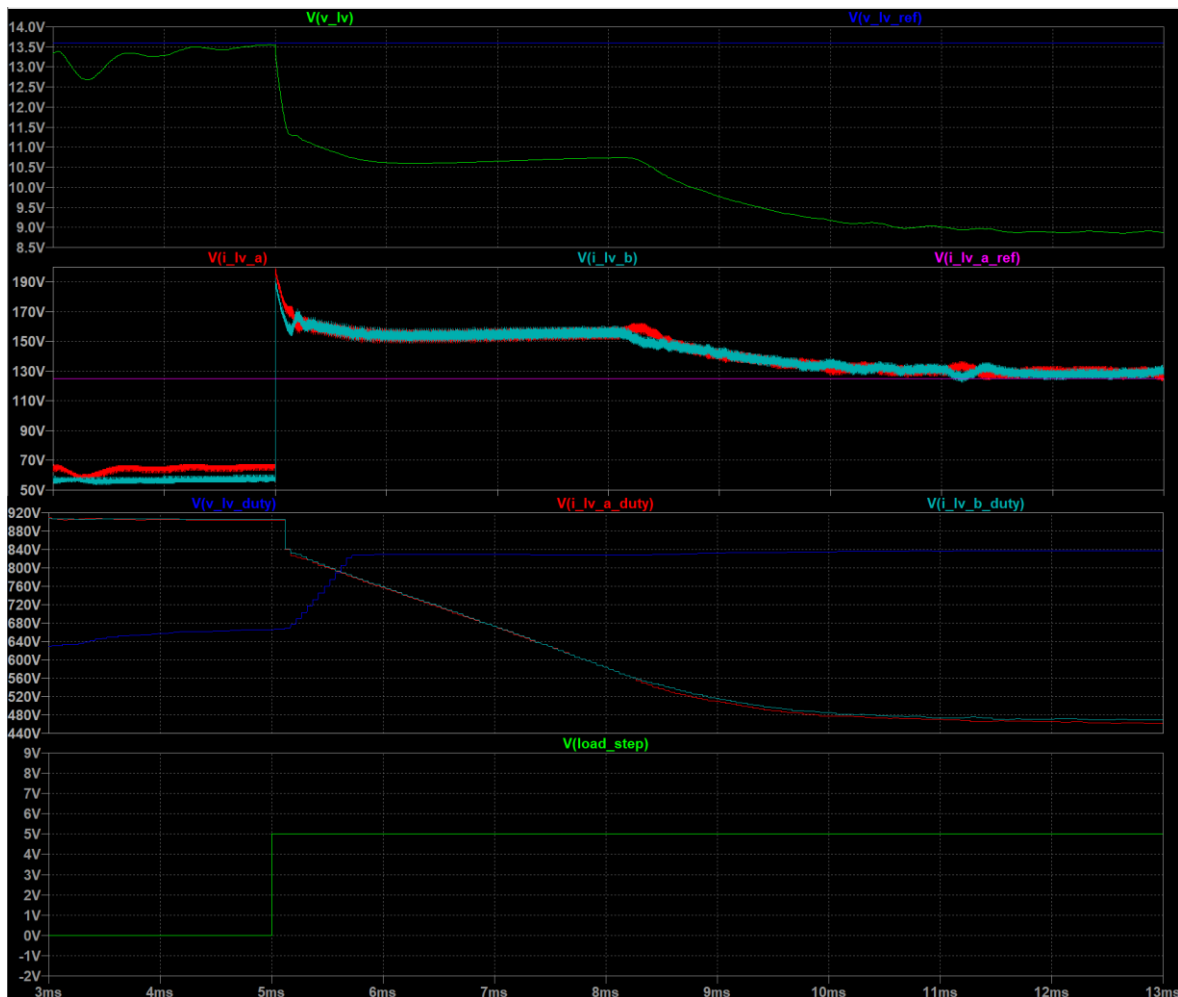


Figura 37. Simulación de la respuesta del convertidor DCDC 400/12 con el control en lazo cerrado.

En la *Figura 37* se muestra la respuesta de la tensión y corrientes de salida del convertidor frente a un escalón en la carga. Arriba se representa la consigna de

tensión V_{LV_ref} en azul y la medida de la tensión de salida V_{LV} en verde. En la central superior aparecen las corrientes de salida I_{LV_A} e I_{LV_B} de cada línea en azul y en rojo y en morado la consigna de corriente I_{LV_ref} . En la central inferior se encuentra el valor de la acción de control de cada uno de los tres PI en paralelo. En azul oscuro V_{LV_duty} , en rojo $I_{LV_A_duty}$ y en azul claro $I_{LV_B_duty}$. A cada línea se aplica siempre el ciclo de trabajo más restrictivo. Por último, en la parte inferior se representa el instante en el que tiene lugar el escalón en la carga conectada a la salida del convertidor, la cual es una resistencia que pasa de $0,12\Omega$ a $0,07\Omega$, aumentando así la demanda de corriente del convertidor.

El control funciona en modo de control de tensión hasta el instante $t=5ms$. En ese momento se aplica el escalón en la carga y las corrientes de salida aumentan por encima del valor de la consigna fijada (gráfica central superior). Es entonces cuando los ciclos de trabajo de los PI de corriente son inferiores al del PI de tensión (gráfica central inferior) y ambas líneas pasan a funcionar en modo de control de corriente, limitándose la tensión en la salida (gráfica superior).

5.3 ENSAYOS DEL CONTROL EN LAZO CERRADO

5.3.1 Verificación de funcionamiento del control digital

Una vez diseñado y probado el control PI sobre el modelo del convertidor DCDC 400/12V en LTspice e implementado el algoritmo de control en el bloque "Complex Driver, se realiza un sencillo test para comparar la dinámica de ambos. El objetivo del test es confirmar que el comportamiento de ambos es equivalente antes de probar el control digital sobre el convertidor real y evitar así la rotura o degradado de componentes del circuito de potencia que pudieran retrasar el desarrollo del proyecto en la empresa.

Condiciones del test:

- Para cerrar el lazo se utiliza una red RC con $f_c = 6,85Hz$ ($R=8.2k\Omega$, $C=3.3\mu F$) que filtra paso bajo la señal PWM_BUCK_A, sustituyendo la función de transferencia del convertidor DCDC 400/12V. Se conecta la salida del filtro paso bajo al sensado de la tensión de salida V_{LV} . Para generar un escalón en la referencia se utiliza una entrada analógica auxiliar del uC_HV a la que se le inyecta una señal cuadrada desde un generador de funciones con un periodo de 600ms y una amplitud de 5V. La medida de esta entrada auxiliar se utiliza como consigna del PI de V_{LV} . Con ello se pretende comprobar la respuesta del control frente a un escalón en la referencia.

- En la simulación se incluyen todos los elementos que introducen retardo en el lazo de control real y se considera además el efecto de la discretización de las variables digitales. Se incluyen: 1) Todas las ganancias del lazo (sensado, resolución del ADC a 10-bits, rango de ciclo de trabajo de PWM, etc), 2) discretización de todas las variables digitales a la resolución correspondiente. 3) Todos los retardos introducidos en el lazo (sensado, filtro analógico antialiasing, conversión del ADC y periodo del PWM).
- Los límites del anti wind-up se ajustan entre 0 y 100% de ciclo de trabajo. De esta manera la respuesta puede alcanzar los 5V de la referencia.
- Para comparar la respuesta simulada con la experimental se mide la constante de tiempo en la respuesta frente a escalón en la referencia.

$$V_{\tau} = 0,632 \cdot V_{LV.ref} = 0,632 \cdot 5V = 3,16V$$

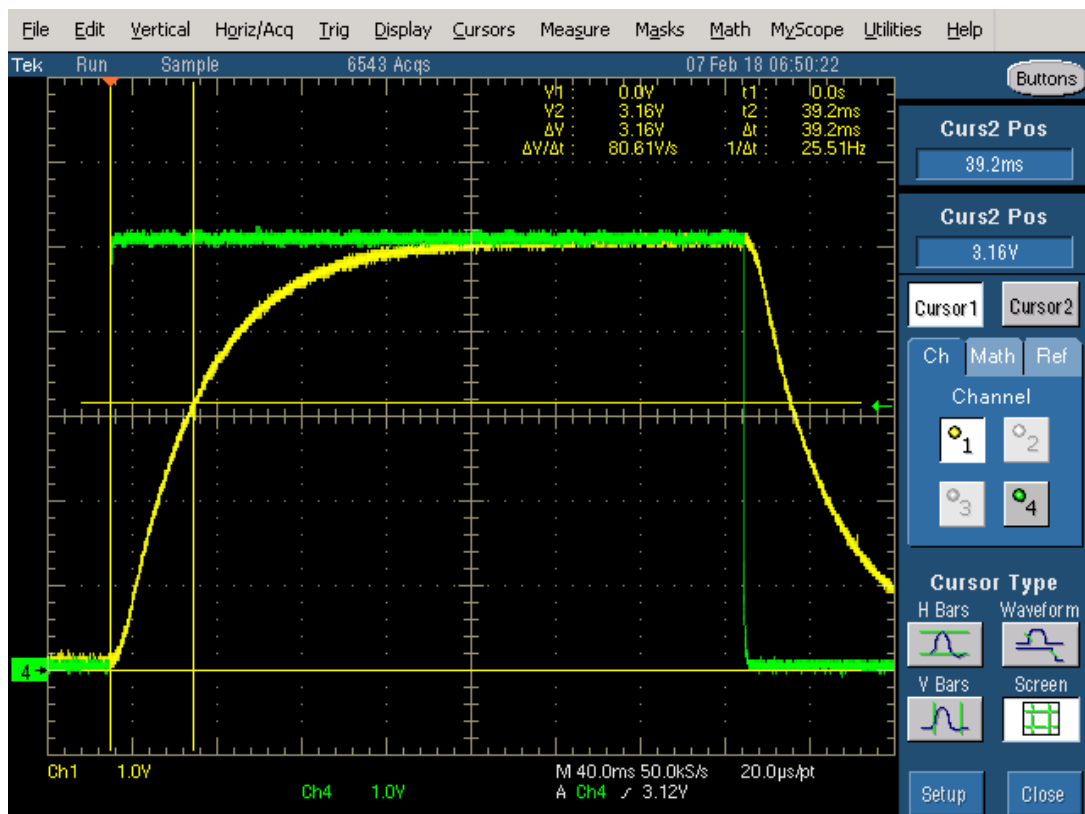


Figura 38. Respuesta frente a escalón en la referencia del control digital implementado en el uC ($\tau = 39,2ms$).

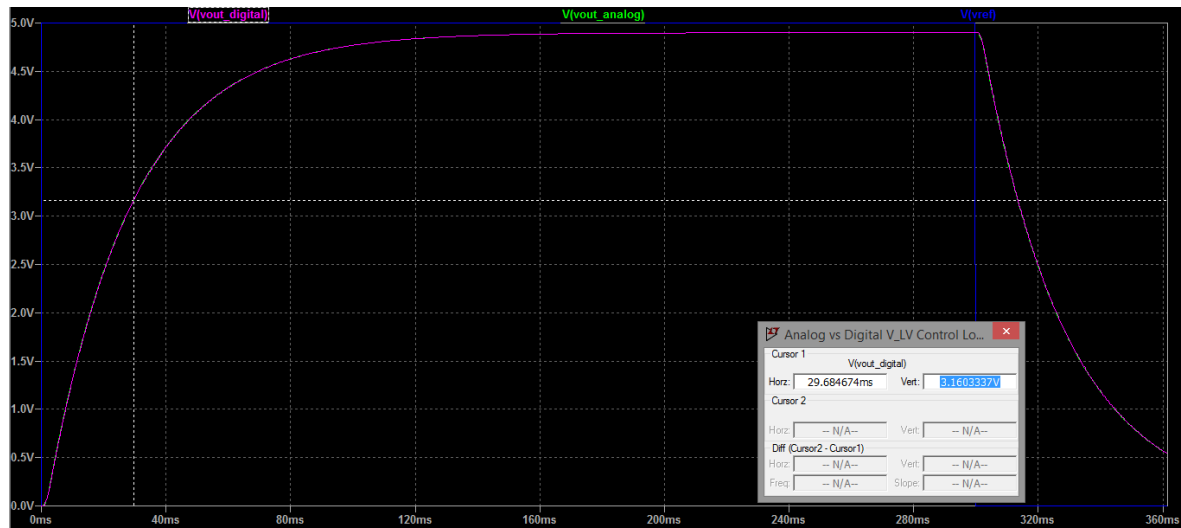


Figura 39. Respuesta frente a escalón en la referencia del control digital simulado en LTspice ($\tau = 29.68\text{ms}$)

Tras medir la constante de tiempo en las respuestas real y simulada, se comprueba que ambos controles tienen un comportamiento suficientemente parecido, con lo que se concluye que el control digital implementado en el “Complex Driver” es apto para utilizarse sobre el convertidor DCDC 400/12V sin producir ninguna rotura de los componentes del circuito de potencia.

5.3.1 Pruebas del control digital sobre el convertidor DCDC 400/12V

Una vez verificado el funcionamiento del control digital en pequeña señal se procede a verificar el correcto funcionamiento sobre el convertidor DCDC 400/12V. Para ello se realizan varios ensayos utilizando los siguientes instrumentos de laboratorio.

Para suministrar potencia a la entrada del convertidor se utiliza la fuente EA-PS 8500-30 del fabricante Elektro-Autimátik, capaz de suministrar hasta 5000W a 30A, lo cual es suficiente para poder hacer ensayos del convertidor a su potencia máxima de 3600W.



Figura 40. Fuente de alimentación de laboratorio EA-PS 8500-30 de Elektro-Autimátik. Fuente: [8].

Para realizar los ensayos pertinentes del convertidor funcionando tanto en modo de tensión, como en modo de corriente, es necesario conectar distintos tipos de cargas a su salida. Para simular estas cargas se utiliza la carga electrónica PLI del fabricante Höcherl & Hackl GmbH.



Figura 41. Carga electrónica PLI de Höcherl & Hackl GmbH. Fuente: [9]

Para realizar estos ensayos se utiliza la comunicación CAN para mandar al microcontrolador los comandos de la máquina de estados y las consignas de tensión V_{LV} y corriente I_{LV} y para reportar medidas y el disparo de las protecciones hardware en el caso de que sucedan. Para comunicarse con el microcontrolador desde el PC se utiliza el conversor PCAN-USB optoacoplado IPEH-002022 de PEAK System y la interfaz software PCAN-view del mismo fabricante (Fuente: [13]).

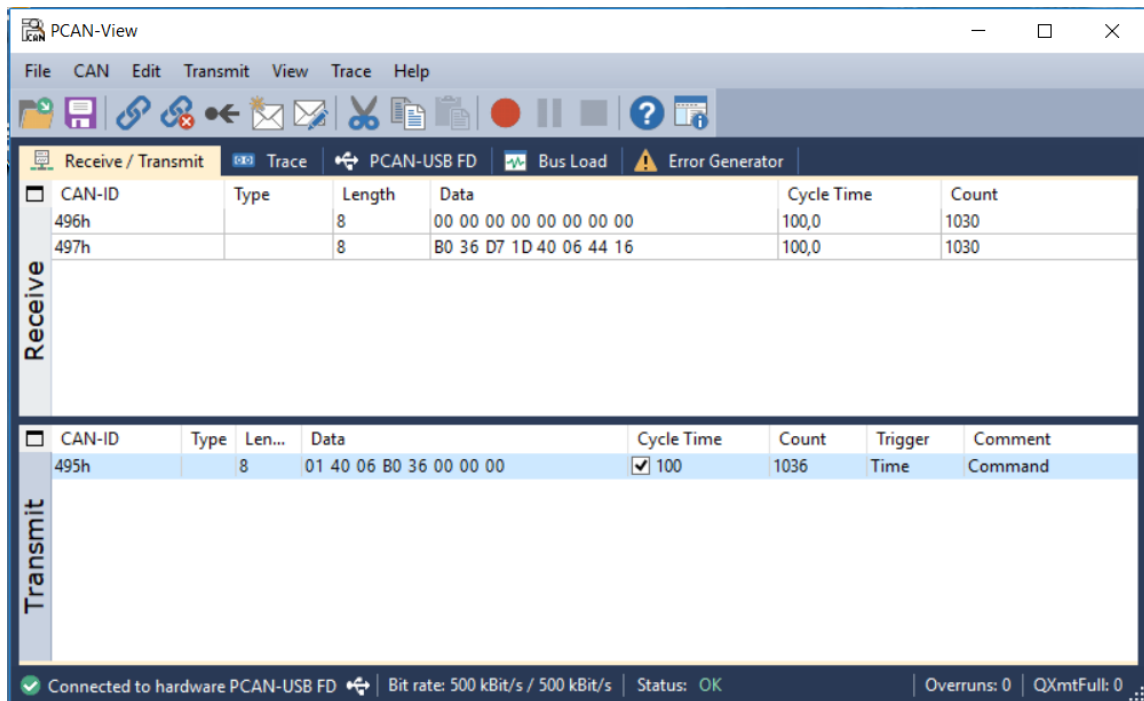


Figura 42. Captura de PCAN-view de PEAK system. Fuente: [13].

En la *Figura 42* se pueden ver las tramas CAN intercambiadas con el microcontrolador.

Los dos primeros bytes de la trama con ID 495h se corresponden con los comandos “RUN” y “RESET_ERROR” que controlan la máquina de estados. Los siguiente cuatro bytes son la consigna de tensión V_{LV} y los otros cuatro la de corriente I_{LV} . En la trama con ID 497h se recibe la confirmación de las consignas enviadas y se reportan los valores de V_{LV} e I_{LV} medidos desde los microcontroladores. Por último, mediante la trama 496h se visualizan los fallos de las protecciones hardware.

Nótese que como consigna de corriente se define un solo valor que es la suma de las corrientes de las dos líneas. Internamente, se le asigna como consigna la mitad de este valor a cada PI de corriente.

5.3.2.1 Ensayos de rampa de arranque

Antes de controlar en lazo cerrado el convertidor DCDC 400/12V en sus puntos de funcionamiento nominales, es necesario realizar una rampa de arranque que permita la carga de los condensadores de los filtros de los DC_LINK A y B y de los Filtros de salida tras las etapas Push-Pull, ya que de aplicarse ciclos de trabajo muy altos en las etapas Buck, estando el convertidor descargado, las corrientes de entrada y salida alcanzarían niveles peligrosos que provocarían la rotura de los mosfets de potencia.

Por esta razón, es necesario incluir una rampa de arranque suave en el módulo software “DCDC CONTROL” que se inicia tras recibirse el comando “RUN” y finaliza en el momento en el que la tensión de salida V_{LV} o alguna de las corrientes de salida I_{LV} A o B, alcanzan el valor de sus correspondientes consignas. En ese momento el convertidor alcanza un punto de funcionamiento nominal y pasa a funcionar en lazo cerrado.

La rampa consiste simplemente en incrementar en dos el valor de los ciclos de trabajo de los Bucks, cada vez que se ejecuta el bucle del “COMPLEX DRIVER” a 20kHz.

Cabe comentar que estas pruebas pueden realizarse de forma segura gracias a las protecciones hardware explicadas en apartados anteriores. Las condiciones del ensayo son las siguientes:

- Carga electrónica configurada como carga resistiva de valor $R = 0.1\Omega$.
- Entrada del convertidor alimentada desde la fuente de alimentación a distintos valores de tensión.

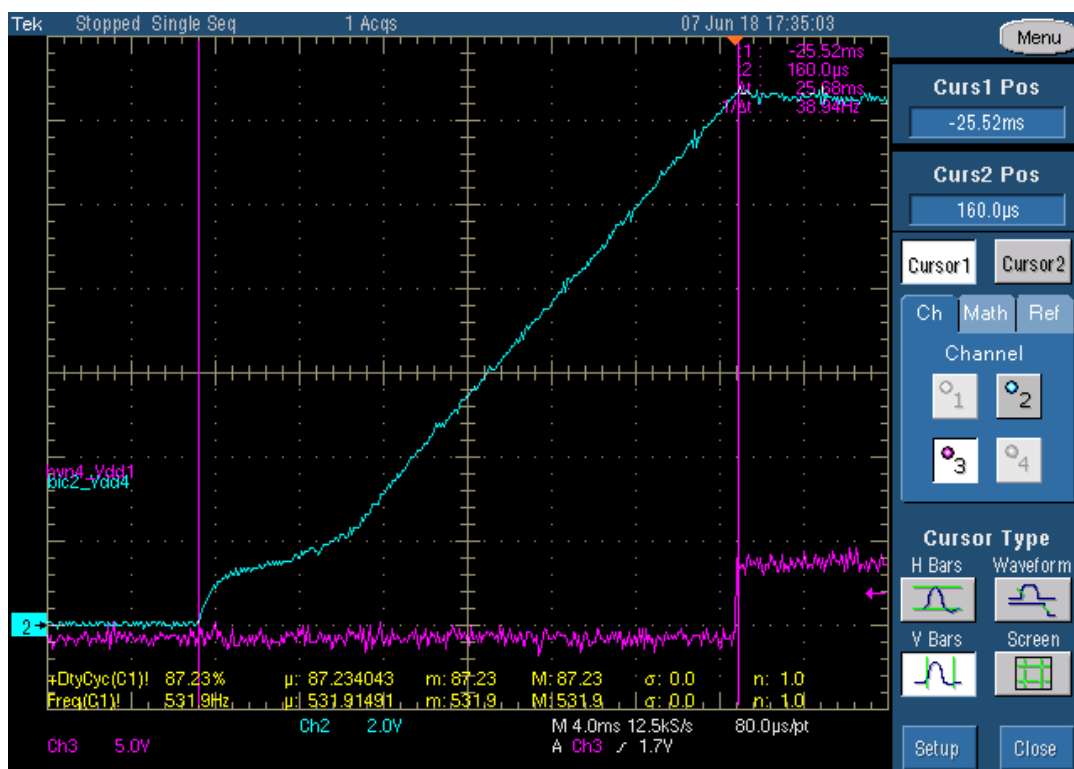


Figura 43. Rampa de arranque para convertidor DCDC 400/12. $V_{HV} = 225V$.

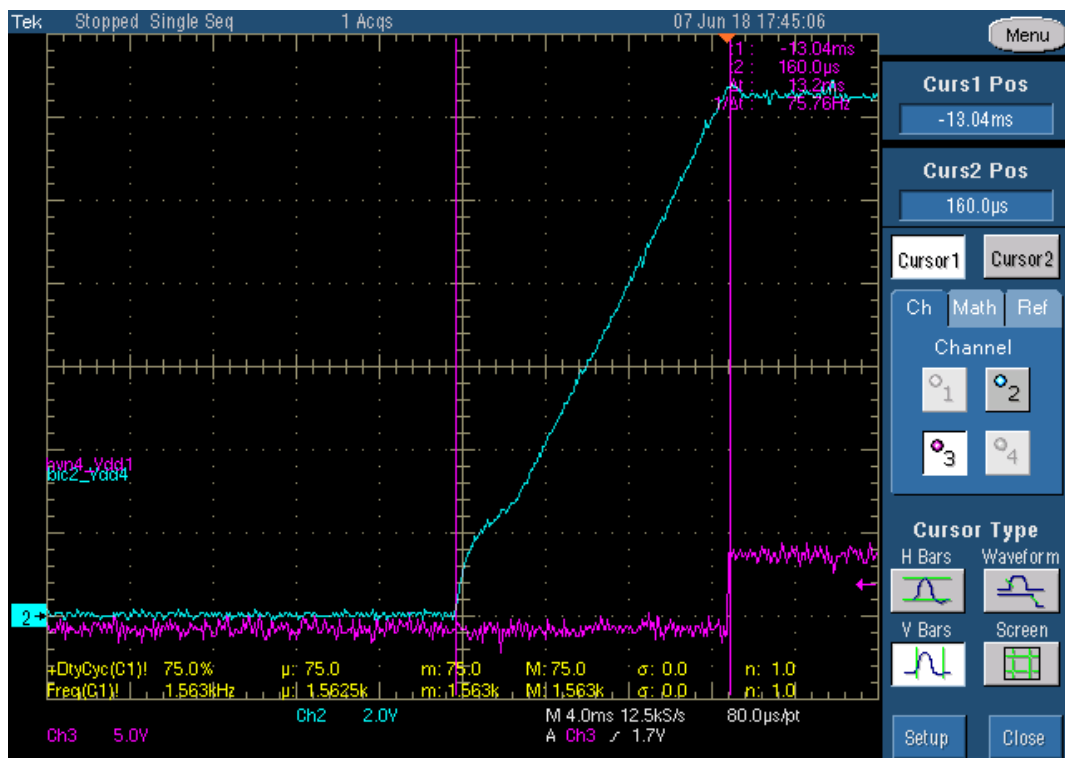


Figura 44. Rampa de arranque para convertidor DCDC 400/12. $V_{HV} = 400V$.

En la *Figura 43* y *Figura 44* se muestra el valor de la tensión de salida V_{LV} al aplicar la rampa de arranque explicada anteriormente con distintas tensiones de entrada V_{HV} (225V y 400V). La rampa se ejecuta hasta que V_{LV} alcanza el valor de su consigna fijada a 12,3V. Entonces el convertidor empieza a funcionar en lazo cerrado. Para comprobar que esto es así, se utiliza un pin auxiliar del microcontrolador uC_{HV} , el cual se aprecia en rosa en ambas imágenes, que se activa al iniciarse el control PI. Cabe comentar que es necesario inicializar el valor de las variables integrales de los PI en el momento de la transición, al valor correspondiente para que el primer valor de acción de control coincida con el último valor de ciclo de trabajo de la rampa. De esta manera se garantiza la continuidad de la tensión V_{LV} y corrientes I_{LV} A y B evitando oscilaciones.

Si se comparan las respuestas de ambas figuras, se comprueba que existe una dependencia del tiempo de arranque con el valor de la tensión de entrada V_{HV} . Realizando el ensayo para distintos valores de V_{HV} se observa esta dependencia. Los resultados se muestran en la siguiente tabla.

V_HV (V)	Nº T_Control (50us) to reach V_LV_ref	Time Soft Start (ms)	Final Duty Cycle (max 0.93·1200)	HW Latches activated
175	661	33.05	1118	No
200	583	29.15	992	No
225	518	25.90	885	No
250	464	23.20	797	No
275	419	20.95	724	No
300	381	19.05	665	No
325	346	17.30	614	No
350	313	15.65	569	No
375	290	14.50	535	No
400	269	13.45	500	No

Tabla 7. Resultados ensayo de rampa de arranque para DCDC 400/12V

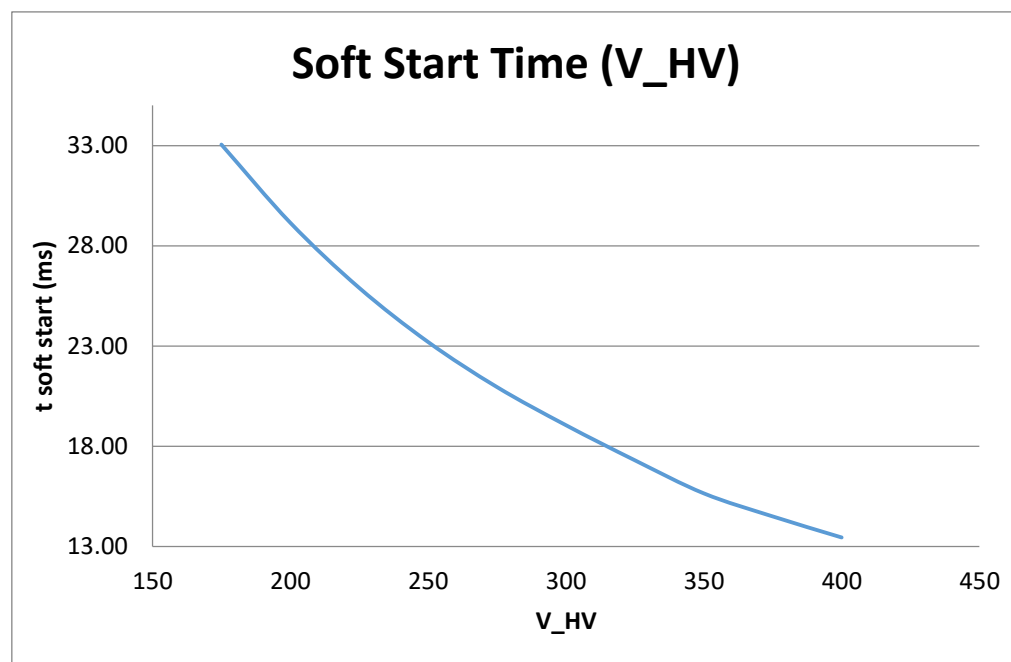


Figura 45. Tiempo de duración de rampa de arranque en función de V_HV

Representando el tiempo que dura la rampa de arranque en función de la tensión de entrada se comprueba que existe una dependencia que podría aproximarse a una recta. Este tiempo no es importante en la fase de prototipado del convertidor, pero se considera realizar una compensación de este efecto en el caso de que se requieran tiempos de arranque máximos en una especificación de cliente.

5.3.2.2 Ensayos de respuesta del control digital

Disponiendo de una rampa de arranque para llevar al convertidor a sus puntos de funcionamiento nominal, se procede a realizar los ensayos de respuesta del control digital en lazo cerrado frente a distintas situaciones.

El primer ensayo que se realiza es un escalón en la carga. Para ello se configura la carga electrónica en modo resistivo y se varía el valor de esta pasados unos segundos. El ensayo se realiza para los dos modos de funcionamiento del convertidor, tensión y corriente.

Conditions		Magnitudes	Initial	After Step	Increment
V_HV (V)	300.00	R Load (Ω)	0.15	0.09	-0.06
V_LV_Set_point (V)	12.00	V_LV (V)	11.92	11.92	0.00
I_LV_Set_point (A)	>120	I_LV (A)	58.86	118.48	59.62
Closed Loop mode:	Voltage	Po (W)	701.61	1412.28	710.67
R slope time	100us	Po (%)	19.49	39.23	19.74

Tabla 8. Condiciones del ensayo escalón en la carga del control digital en modo tensión.

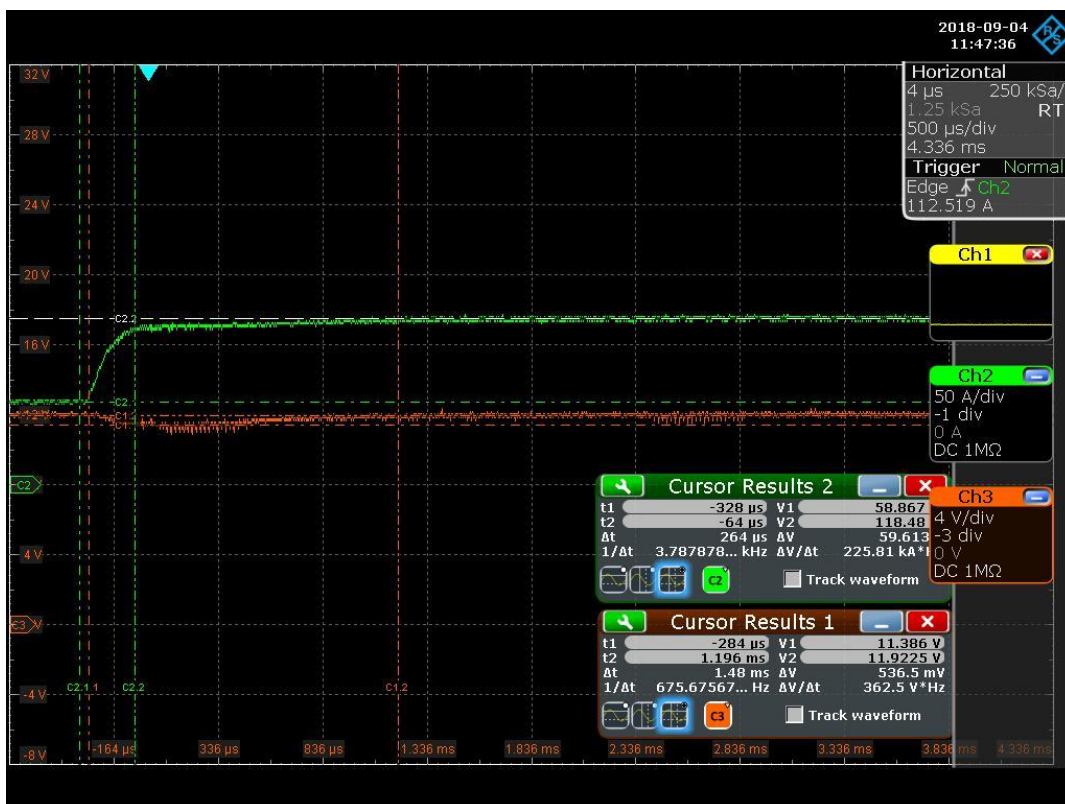


Figura 46. Ensayo de escalón en la carga del control digital en modo tensión. En naranja V_LV. En verde I_LV.

En la *Tabla 8* se muestran las condiciones del ensayo de escalón en la carga con el control digital trabajando en modo de control de tensión. Nótese que para trabajar en este modo se fija una consigna de corriente de 125A. Puesto que para un valor de V_{LV} de 12V y las resistencias de carga fijadas en el escalón, el valor de la corriente es inferior, el convertidor trabaja ajustando la tensión.

También se muestra el valor de las magnitudes de salida del convertidor antes y después de aplicar el escalón en la carga.

En la *Figura 46* se observa como el control mantiene la tensión entorno a 12V sufriendo una pequeña oscilación inferior a un voltio en el instante en el que se aplica el escalón en la carga. En ese momento la corriente de salida sube hasta 118.5A aumentando la potencia a la salida del convertidor.

Se repite el ensayo de escalón en la carga pero esta vez con el convertidor trabajando en modo de control de corriente. En la *Figura 47* se aprecia como el control fija la corriente de salida I_{LV} entorno a 80A. En el instante en el que se aplica el escalón, la corriente llega a un pico de 122A y baja durante 56ms hasta volver al valor de la consigna y limitando el valor de la tensión V_{LV} hasta 7V.

Conditions		Magnitudes	Initial	After Step	Increment
V_{HV} (V)	300.00	R Load (Ω)	0.15	0.09	-0.06
$V_{LV_Set_point}$ (V)	>12	V_{LV} (V)	11.74	7.03	-4.71
$I_{LV_Set_point}$ (A)	80.00	I_{LV} (A)	77.79	77.79	0.00
Closed Loop mode:	Current	Po (W)	913.25	546.86	-366.39
R slope time	100us	Po (%)	25.37	15.19	-10.18

Tabla 9. Condiciones del ensayo escalón en la carga del control digital en modo corriente.

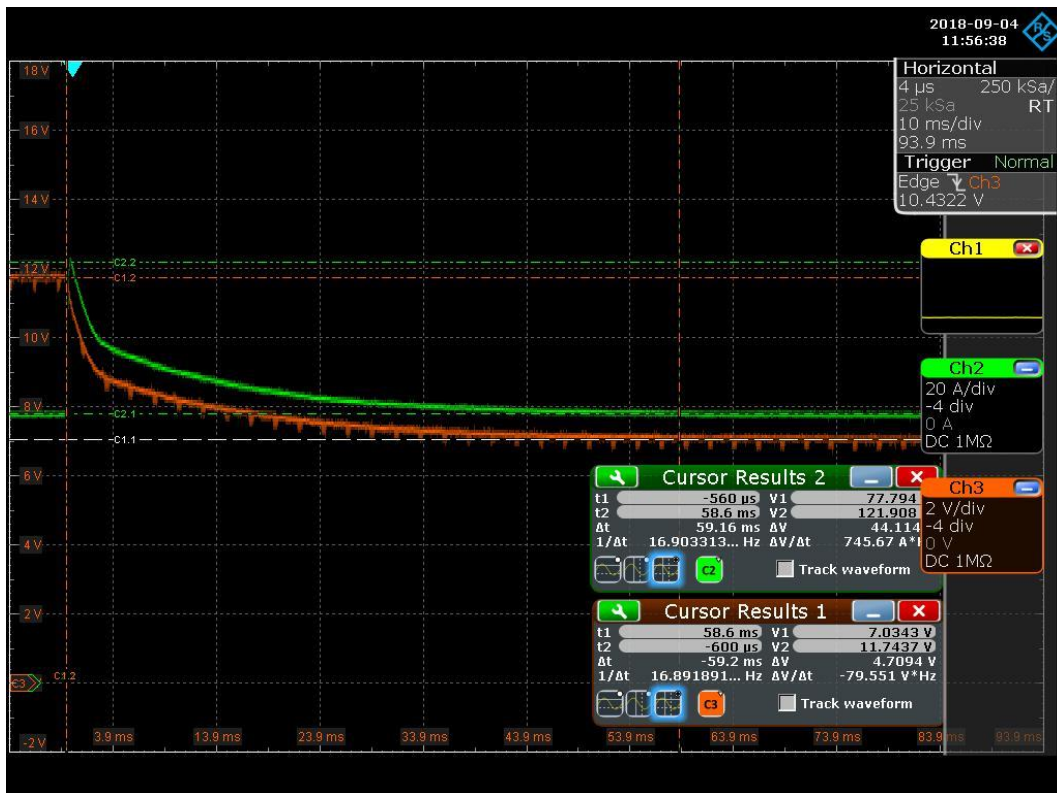


Figura 47. Ensayo de escalón en la carga del control digital en modo corriente. En naranja V_{LV} . En verde I_{LV} .

En el siguiente ensayo se configura la carga electrónica para funcionar en modo corriente simulando un batería de 12V. Recuérdese que el convertidor debe suministrar potencia tanto a la batería de 12V del vehículo, como al bus de baja tensión desde el que se suministra energía a los diferentes sistemas del automóvil.

El convertidor trabaja limitando la corriente suministrada emulando una situación de carga. La perturbación aplicada es un escalón en la tensión de la batería/bus de baja desde 12V a 6V, situación que puede ser generada por la conexión de un consumo al bus del orden de decenas de amperios.

Conditions		Magnitudes	Initial	After Step	Increment
V_{HV} (V)	300.00				
$V_{LV_Set_point}$ (V)	>12	V_{Batt} (V)	12.00	10.00	-2.00
$I_{LV_Set_point}$ (A)	90.00	I_{LV} (A)	89.00	89.00	0.00
Closed Loop mode:	Current	P_o (W)	1068.00	890.00	-178.00
Step time	100us	P_o (%)	48.55	40.45	-8.09

Tabla 10. Condiciones del ensayo escalón en la batería de 12V con el control digital en modo corriente.

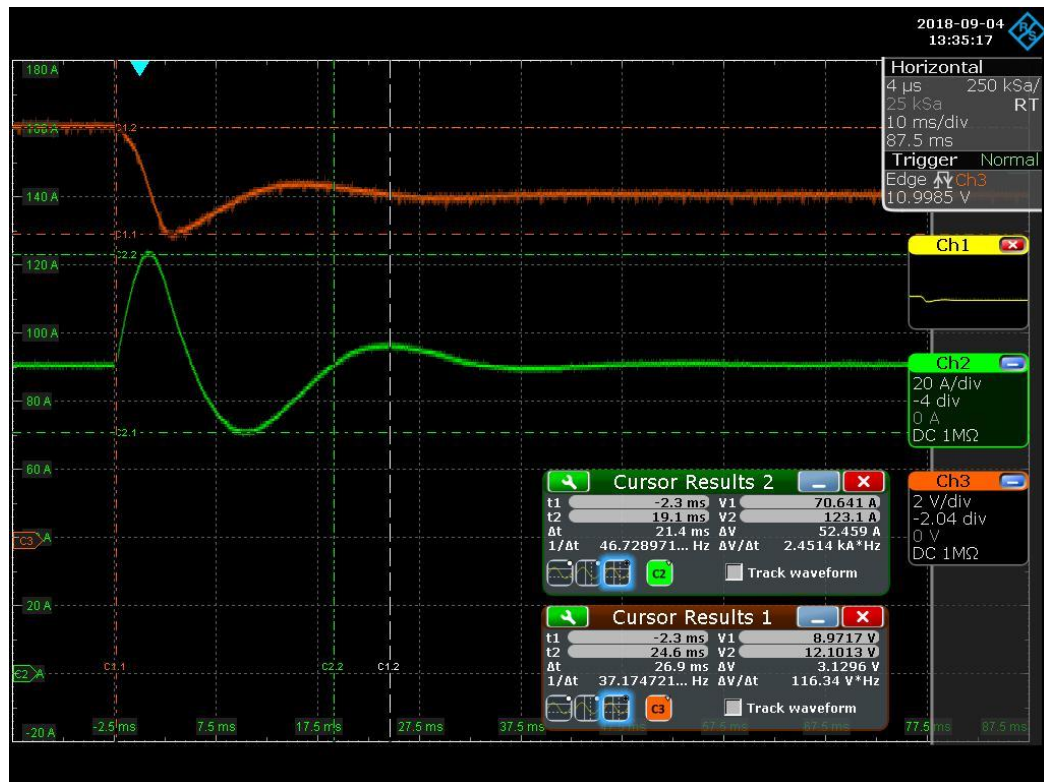


Figura 48. Ensayo de escalón en la carga del control digital en modo corriente.
En naranja V_{LV} . En verde I_{LV} .

En este caso la tensión a la salida V_{LV} está fijada entre el control digital y la carga electrónica configurada en modo batería. En la Figura 48 se aprecia como el control ajusta el valor de la corriente de salida I_{LV} al valor de su consigna de 90A transcurridos 32.5ms tras aplicar el escalón de tensión de 2V.

5.3.2.3 Análisis de estabilidad del convertidor DCDC 400/12V

Se desea analizar la estabilidad del control en lazo cerrado del convertidor DCDC 400/12V. Para ello se analiza la respuesta dinámica del sistema haciendo uso del analizador de redes de vectores Bode100 y de transformador de inyección de banda ancha B-WIT100, ambos de OMICRON LAB.



Figura 49. Transformador de inyección de corrientes de gran ancho de banda. B-WIT 100. Fuente: [10].



Figura 50. Transformador de inyección de corrientes de gran ancho de banda. B-WIT 100 de OMICRON LAB. Fuente: [11].

El análisis se basa en la inyección de una perturbación en la cadena de sensado y en la medición de la respuesta del sistema frente ella. En la *Figura 51* se muestra cómo deben conectarse los instrumentos para ello.

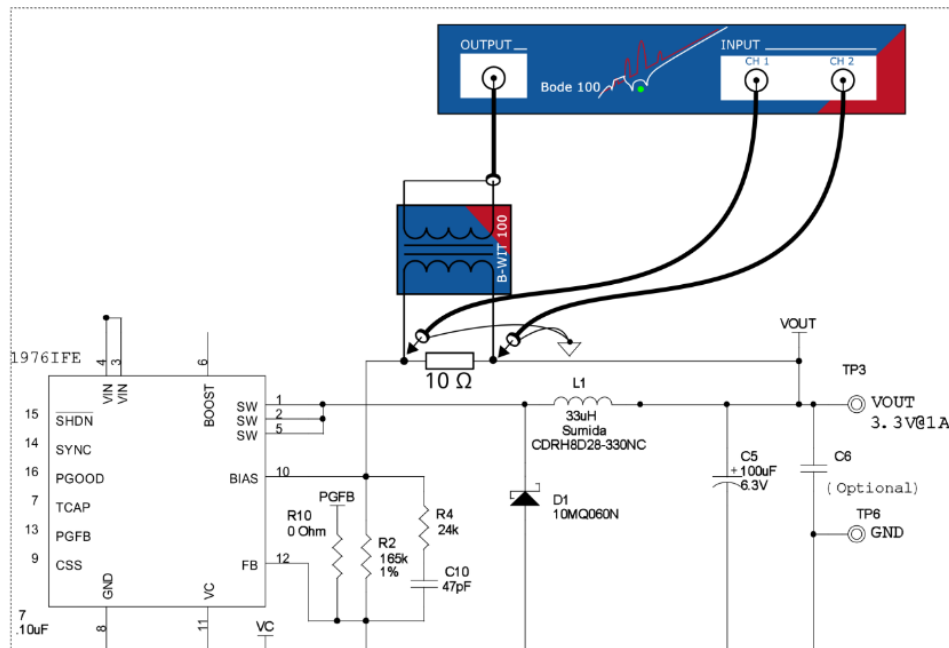


Figura 51. Conexión del Bode100 para la medida de la respuesta del lazo de control. Fuente: [12].

Debe conectarse una pequeña resistencia de unos 10Ω en serie con la cadena de sensado, de manera que la influencia de esta sea mínima en el funcionamiento normal del circuito. En el caso que aplica a este proyecto, se conecta esta resistencia tras el divisor resistivo de sensado de V_{LV} , cuyas resistencias son del orden de $k\Omega$. Una vez conectada la resistencia se conecta el transformador de inyección de corrientes B-WIT100 y las sondas de los canales 1 y 2 del Bode 100 en paralelo con ella.

El análisis consiste en inyectar señales alternas haciendo un barrido de frecuencias fijado por el usuario y medir la respuesta del lazo frente a ellas, obteniéndose así la respuesta en fase y ganancia del sistema.

Debe tenerse en cuenta, que al realizarse la perturbación en el sensado, es decir, en la realimentación negativa del lazo, el resultado de la respuesta en fase tiene un offset de 180° , debiéndose restar este para interpretar correctamente los resultados.

El análisis se realiza sobre el control PI de tensión y en tres puntos de trabajo diferentes para estudiar la influencia en la dinámica de la tensión de entrada V_{HV} y de la potencia suministrada en la salida.

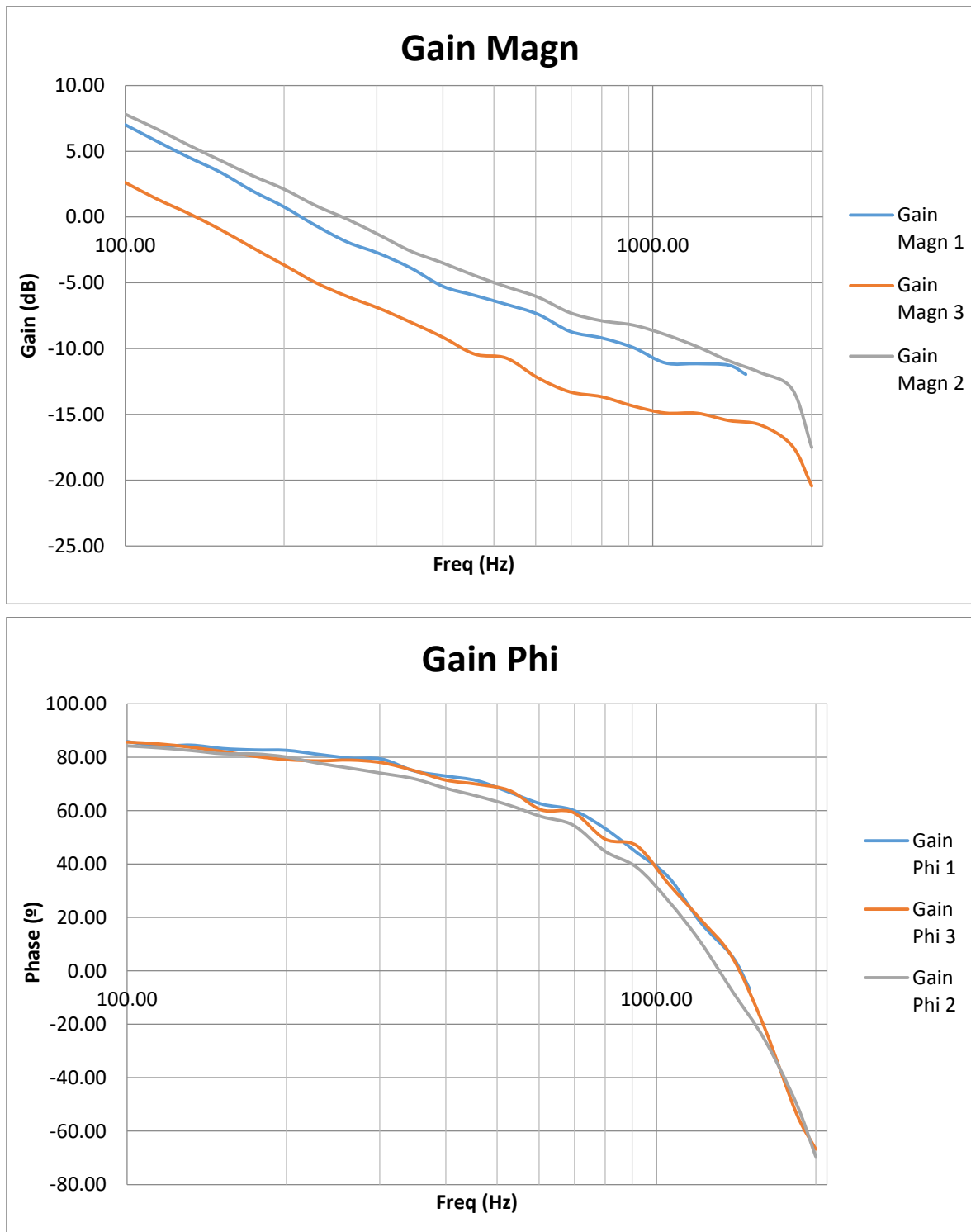


Figura 52. Respuesta en ganancia y fase del control en lazo cerrado de V_{LV}.

	V_HV (V)	V_LV (V)	R_Load (Ω)	Po (W)	Gain margin (dB)	Phase margin ($^{\circ}$)
1	370	13.6	0.11	1681.45	-11.5	83
2	370	9	0.11	736.36	-10	76
3	220	9	0.11	736.36	-15.5	83

Tabla 11. Análisis de estabilidad del lazo de tensión V_LV.

Una vez obtenidos los resultados se comprueba que, para todos los puntos de funcionamiento analizados, el convertidor tiene suficiente atenuación cuando la realimentación del lazo es negativa y que el margen de fase es suficientemente alto en todos los casos. Por lo tanto se puede concluir que el sistema es estable,

Por otra parte se comprueba que la ganancia del sistema es directamente proporcional a la tensión de entrada y a la potencia suministrada por el convertidor.

6. CONCLUSIONES

Se puede concluir que en este proyecto se han cumplido todos los objetivos planteados, habiéndose desarrollado un control digital basado en microcontroladores para el prototipo 0 de un convertidor DCDC 400/12V de 3.6kW que cumple con las funciones requeridas. Por otra parte, con la implementación del control se ha dado soporte a la vez al desarrollo del circuito de potencia en sus distintas fases de diseño, formando el conjunto de ambos una pieza funcional para automoción que se ajusta a las características de productos similares existentes en el mercado.

Durante el proyecto se ha tenido muy en cuenta el tiempo de desarrollo, primando conseguir un conjunto funcional completo para ser mejorado en iteraciones posteriores. Esto marca el punto de partida para ofertar este producto en el mercado de la automoción y resta ser adaptado a las especificaciones concretas de un cliente en cuanto a prestaciones y funcionalidad para posteriormente comercializarse.

7. PRESUPUESTO

COMPONENTES PCB DE CONTROL			
Descripción	Uds/PCB	€/Ud	Total €
Regulador de voltaje LDO 5V 400mA LDO REG	2	1.17	2.34
Unidad de cristal 8MHz, ±50ppm, SMD, 2-Pin, 5 x 3.2 x 1.3mm	2	0.46	0.91
dsPIC33EV128GS104 (Microchip)	2	3.25	6.50
High-speed CAN transceiver	1	2.03	2.03
Supresores de ESD / diodos TVS 27V CAN BUS Protection	1	0.25	0.25
Filtro en modo común	1	1.03	1.03
Comparadores analógicos 2-36V Dual Extended Temp	1	0.42	0.42
Comparadores analógicos ANA SGL SUP CMP QUAD	3	0.46	1.38
Biestables (flip flop) 2-6V CMOS Dual D-Type w/Set Reset	7	0.35	2.43
Puertas lógicas 2-6V Single 2-Input AND	1	0.22	0.22
Puertas lógicas 2-6V Quad 2-Input AND	3	0.25	0.75
Controladores de conmutación Auto Cat Crrnt-Mode	1	1.03	1.03
Transformador FlyBack	1	2.12	2.12
CON ELE 22.0 UF 50 105 6.3	2	0.25	0.50
MOSFET AUTO 100V 1 N-CH HEXFET 18mOhms	1	1.44	1.44
Rectificadores 200V Planar Pt 2A 200V Ultrafast Diode	4	0.64	2.57
Transistores bipolares - BJT SOT-23 NPN GP AMP	1	0.16	0.16
Transistores bipolares - BJT SOT-23 NPN GP AMP	2	0.14	0.28
Aisladores digitales Quad Ch 5.0kV Iso 150M 4/0 WB, DO=LO	1	2.84	2.84
Aisladores digitales Quad Ch 5.0kV Iso 150M 2/2 WB, DO=LO	1	2.84	2.84
Amplificadores operacionales - Op Amps Low PWR OpAmp 5V 1.3MHz	2	0.91	1.82
Amplificadores operacionales - Op Amps 5V 1.3MHz	3	0.74	2.21
Diodos y rectificadores Schottky 200mA 30 Volt AUTO	11	0.17	1.91
Conector de Placa a Placa, Vertical, 2.54 mm, 12 Contactos	1	2.62	2.62
Conector de Placa a Placa, 2.54 mm, 26 Contactos	1	3.58	3.58
SUBTOTAL 1			40.93
COMPONENTES PCB AUXILIAR			
Descripción	Uds/PCB	€/Ud	Total €
LED Verde 0603	8	0.19	1.48
LED Rojo 0603	13	0.15	1.90
Potenciómetro multivuelta - Agujero pasante 1/4" 5Kohms	3	2.76	8.28
Interruptores táctiles 6 X 6 BLK BTN 160G	4	0.21	0.86
Switch de palanca PCB, DPDT	2	5.72	11.44
Transistores bipolares - BJT SOT-23 NPN GP AMP	15	0.14	2.09
Conector de Placa a Placa, Vertical, 2.54 mm, 10 Contactos, Agujero Pasante	1	2.53	2.53
SUBTOTAL 2			28.57
PCB			
Descripción	Uds/PCB	€/Ud	Total €
PCB FR4	10	32.60	326.00
SUBTOTAL 3			326.00
MANO DE OBRA			
Descripción	Horas	€/h	Total €
Ingeniero de HW en prácticas	720	5.55	3,996.00
SUBTOTAL 4			3,996.00
TOTAL (€)			8,644.00

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Hoja de datos dsPIC33EV128GM104 “*dsPIC33EVXXXGM00X/10X Family Data Sheet*”. [\[Enlace\]](#)

- [2] Hoja de datos B82801B “*SMT current sense transformers – EE 5.0 core*”. [\[Enlace\]](#)

- [3] Hoja de datos ACS758xCB “*Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor*”. [\[Enlace\]](#)

- [4] Hoja de datos NCP18WF104F3SRB “*NTC Thermistors*”. [\[Enlace\]](#)

- [5] Hoja de datos MC74HC74A “*Dual D Flip-Flop with Set and Reset High-Performance Silicon-Gate CMOS*”. [\[Enlace\]](#)

- [6] Hoja de datos PWM Controller “*UC2842AQ, UC2843AQ, UC2844AQ, UC2845AQ CURRENT-MODE PWM CONTROLLER*”. [\[Enlace\]](#)

- [7] Robert Sheehan. PES07 Wednesday, October 31, 2007. “*UNDERSTANDING AND APPLYING CURRENT-MODE CONTROL THEORY. Practical Design Guide for Fixed-Frequency, Continuous Conduction-Mode Operation*”. [\[Enlace\]](#)

- [8] Hoja de datos EA-PS 8500-30 “*EA-PS 800 3U 3.3KW – 150kW HIGH EFFICIENCY LABORATORY DC POWER SUPPLIES*”. [\[Enlace\]](#)

- [9] Hoja de datos PLI de Höcherl & Hackl GmbH “*Electronic Load PLI Series*”. [\[Enlace\]](#)

- [10] Hoja de datos Bode100 “*Electronic Load PLI Series*”. [\[Enlace\]](#)

- [11] Hoja de datos B-WIT 100 *“Injection Transformer User Manual”*. [\[Enlace\]](#)
- [12] Stephan Synkule, Lukas Heinzle & Florian Hämmerle. 2018 by OMICRON Lab – V3.3 *“Bode 100 - Application Note. DC/DC Converter Stability Measurement”*. [\[Enlace\]](#)
- [13] Hoja de datos IPEH-002022. *“CAN Interface for USB User Manual”*. [\[Enlace\]](#)

ANEXO 1: Diagrama de bloques funcionales y señales del convertidor DC-DC 400/12V de 3.6kW.

