



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

Máster en Electrónica Industrial y Automática

MASTER EN ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

**ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES
UNIVERSIDAD DE VALLADOLID**

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR PARA
APLICACIONES CON ULTRACONDESADORES**

Autor: D. Miguel Buitrón Higuera
Tutor: D. José Manuel González de la Fuente
Tutor: D. José Miguel Ruiz González
Valladolid, Febrero, 2020

RESUMEN

El presente trabajo es el expediente técnico de construcción de un convertidor continua-continua bidireccional, con capacidad de elevación-reducción en ambos sentidos, para realizar aplicaciones con ultracondensadores. Comprende las consideraciones teóricas, los cálculos realizados, las pruebas de funcionamiento y la justificación de gastos.

PALABRAS CLAVE

Ultracondensadores, convertidor, elevador, reductor.

ABSTRACT

This work is a technical construction file of a continuous-continuous bidirectional converter with capacity of buck-boost in both directions, made to work with ultracapacitors. It includes theoretical considerations, calculations, performance tests and justification of build costs.

KEYWORDS

Ultracapacitors, converter, buck, boost.

A mi familia, por empujarme...

ÍNDICE

1. INTRODUCCION	1
1.1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA	1
2. ESTADO DEL ARTE	3
2.1. ULTRACONDENSADORES	3
2.1.1. TECNOLOGÍAS DE ULTRACONDENSADORES	4
2.1.2. APLICACIONES DE LOS ULTRACONDENSADORES	6
2.1.3. CONSIDERACIONES SOBRE EL COSTE DEL ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA EN ULTRACONDENSADORES	8
2.1.4. COMPARACIÓN DE RENDIMIENTO DE LOS EDLC CON BATERÍAS.....	9
3. ASPECTOS TEÓRICOS	11
3.1. NORMATIVA ACUMPLIR	11
3.1.1. NORMATIVA DE BAJATENSIÓN	11
3.1.2. NORMATIVA DE COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA	11
3.1.3. NORMATIVA DE TELECOMUNICACIONES.....	12
3.2. ULTRACONDENSADORES	13
3.3. CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA	14
3.3.1. CONVERTIDOR REDUCTOR	14
3.3.2. CONVERTIDOR ELEVADOR.....	18
3.3.3. TOPOLOGÍA ELEVADOR/REDUCTOR BIDIRECCIONAL.....	22
3.4. CONTROL DEL SISTEMA	25
3.4.1. CONTROL EN MODO CORRIENTE	25
3.4.2. CONTROL EN MODO TENSIÓN	25
4. DISEÑO	27
4.1. PARÁMETROS BÁSICOS DEL SISTEMA	27
4.1.1. NIVELES DE TENSIÓN ENTRADA Y SALIDA	27
4.1.2. CICLOS DE SERVICIO	27
4.1.3. RESISTENCIA DE CARGA	28
4.1.4. CORRIENTES DEL SISTEMA	29
4.1.5. RESUMEN DE PARÁMETROS DE INTERÉS.....	30
4.2. DIAGRAMA DE CONTROL	31
4.2.1. MÓDULO WATCHDOG	32
4.2.2. MÓDULO INICIO	32
4.2.3. MÓDULO DECIDIR SENTIDO	32
4.2.4. MÓDULO MODO	32
4.2.5. MÓDULO PARADA.....	32
4.2.6. MÓDULO ACTUALIZA PID	32
4.2.7. MÓDULO CONFIGURA TOPOLOGÍA.....	33
4.2.8. MÓDULO ARRANQUE.....	33
4.2.9. RUTINA DE CONTROL	33
4.3. SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES	35
4.3.1. FUENTE DE ALIMENTACIÓN	35
4.3.2. CIRCUITO DE POTENCIA	36
4.3.3. POLOS ALTOS.....	36
4.3.4. CONDENSADOR DE BOOSTRAP	37
4.3.5. POLOS BAJOS.....	37
4.3.6. DRIVER PARA POLO BAJO	38

4.3.7.	INDUCTANCIA.....	40
4.3.8.	CONDENSADOR DE FILTRO.....	42
4.3.9.	MEDIDOR DE CORRIENTE.....	43
4.3.10.	ULTRACONDENSADORES.....	44
4.3.11.	MICROCONTROLADOR.....	44
4.4.	TARJETA DE POTENCIA.....	45
4.4.1.	LAYOUT TARJETA DE POTENCIA.....	45
4.5.	TARJETA DE CONTROL.....	46
4.5.1.	BLOQUE DE ENTRADAS ANALÓGICAS.....	48
4.5.2.	BLOQUE DE SALIDAS DIGITALES.....	49
4.5.3.	ENTRADAS DE INTERRUPCIÓN.....	50
4.5.4.	ALIMENTACIONES.....	50
4.5.5.	COMUNICACIONES.....	50
4.5.6.	LAYOUT TARJETA DE CONTROL.....	51
4.6.	SIMULACIONES.....	52
4.6.1.	MODELO MATLAB.....	52
4.6.2.	MODELO ULTRACONDENSADORES.....	52
4.6.3.	MODELO POLOS.....	53
4.6.4.	MODELO INDUCTANCIA.....	54
4.6.5.	MODELO DIODO.....	54
4.6.6.	MODELO MEDIDOR DE CORRIENTE.....	54
4.6.7.	MODELOS DE LOS CONVERTIDORES.....	54
4.6.8.	MODELOS PARA CONTROL EN MODO CORRIENTE.....	55
4.6.9.	MODELOS PARA CONTROL EN MODO TENSIÓN.....	57
4.6.10.	AJUSTE DE LAS CONSTANTES DE CONTROL DEL SISTEMA.....	58
4.6.11.	SIMULACIÓN MODELOS CON CONTROL EN CORRIENTE.....	61
4.6.12.	SIMULACIÓN MODELOS CON CONTROL EN TENSIÓN.....	64
5.	RESULTADOS.....	69
5.1.	TARJETAS IMPRESAS.....	69
5.2.	INDUCTANCIA.....	70
5.2.1.	RESULTADO FINAL.....	71
5.3.	JUSTIFICACIÓN DE GASTOS.....	72
5.3.1.	TARJETA DE CONTROL.....	72
5.3.2.	TARJETA DE POTENCIA.....	73
5.4.	TEST.....	74
5.4.1.	TEST DE FUNCIONAMIENTO.....	74
5.4.2.	TEST DE CALENTAMIENTO.....	79
5.4.3.	TEST DE EMISIONES RADIADAS.....	83
5.5.	AJUSTES REALIZADOS.....	86
5.5.1.	MEDIDOR DE CORRIENTE PARA MODO INTERCAMBIO DE ENERGÍA.....	86
5.5.2.	CAMBIO DE LOS POLOS ALTOS.....	86
6.	CONCLUSIONES.....	89
7.	REFERENCIAS.....	91
ANEXO.I	CODIGO.....	93
ANEXO.II	PLANOS PCB.....	105

1. INTRODUCCION

El objeto de la presente memoria es albergar el expediente técnico de construcción de un convertidor continua-continua para aplicaciones con ultracondensadores. Tratarán de describirse los cálculos básicos tenidos en cuenta para la selección de los componentes, las simulaciones realizadas para el estudio de viabilidad del sistema y ajuste de sus parámetros PI adecuados para el control, así como los planos de las tarjetas realizadas, la lista de componentes y justificación de gastos del proyecto. Por último, se reportarán las pruebas realizadas para analizar funcionamiento y durabilidad del sistema.

1.1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Se pretende implementar un convertidor continua-continua bidireccional alimentado por ultracondensadores, que sea capaz de funcionar de dos formas distintas, como fuente de tensión de salida fija, y como fuente de corriente, para intercambiar energía entre bancos de ultra condensadores o añadir el sistema a una batería para componer una batería híbrida. Las peculiaridades de cada modo son las siguientes:

El modo de tensión fija de salida se alimenta de ultracondensadores, y debe proporcionar una tensión de 24V cuando los elementos de la entrada se encuentren el rango de tensión 40V-12V, además se precisa que tenga capacidad de recuperar energía, suponiendo que la carga a la salida sea un driver de motor u otra carga capaz de ceder energía en algún momento. Para esto tendrá que ser capaz de implementar las tareas de reducción-elevación en ambos sentidos. Se desea que el convertidor sea capaz de manejar una potencia de 500W en condiciones normales.

El modo fuente de corriente, requerirá realizar el intercambio entre elementos con mayor o menor tensión de partida que la de llegada, por lo que también tendrá que realizar las tareas de reducción-elevación en ambos sentidos. Para este modo no se pretenden manejar tanta potencia, bastará con poder intercambiar unos 10-20 A en función de las tensiones de funcionamiento.

Además, el convertidor deberá poseer comunicaciones inalámbricas mediante protocolo Bluetooth, que permitan tanto el arranque/parada del sistema como su monitorización

2. ESTADO DEL ARTE

2.1. ULTRACONDENSADORES

También conocidos como supercapacitores o capacitadores electroquímicos de doble capa (EDLC), son capacitadores que poseen una densidad de energía unas mil veces superior a un capacitor electrolítico de las mismas dimensiones, es decir de varios miles de faradios, sin embargo, sus tensiones de trabajo son bajas, del orden de pocos voltios, por lo que es necesario colocar numerosos elementos en serie cuando las aplicaciones a las que se destinan manejan tensiones elevadas. [2] [5] [7]

Algunas de sus características son:

- Capacitancia mayor que cualquier tecnología de condensador
- Precio por faradio mucho más bajo que cualquier tecnología de condensador
- Fiabilidad y vida larga (del orden de millones de ciclos)
- Sin mantenimiento
- Más respetuosos con el medio ambiente que las baterías
- Rango de temperatura de operación extenso
- Capacitancia y resistencia interna independientes de la temperatura
- Alta densidad de potencia y densidad de energía aceptable
- Mayor eficiencia energética de conversión respecto a las baterías

La siguiente tabla muestra las principales características de varios modelos que se están comercializando en la actualidad

Marca	Tensión Max (V)	Capacidad (F)	Resistencia (mΩ)	Densidad de Energía (Wh/Kg)
Maxwell	2,7	288	0,375	994
Apowercap	2,7	55	4,0	5695
Ness	2,7	316	0,4	982
Asahi Glas (propilene carbonate)	2,7	137	2,5	390
Panasonic (propilene carbonate)	2,7	120	1,0	514
Epcos	2,7	340	0,45	760
Ls Cable	2,8	320	0,25	1400
Batscap	2,7	268	0,20	2050
Power Sys (Activated carbon)	2,7	135	1,5	650

Tabla 1 Resumen de dispositivos en el mercado

2.1.1. TECNOLOGÍAS DE ULTRACONDENSADORES

Previamente al estudio de cada tecnología se muestra una tabla en la que se representan las principales características que presentan las células en función del mecanismo físico-químico de almacenamiento de energía. Algunos de los elementos que aparecen en la tabla lo hacen con parámetros desconocidos, debido a que se trata de tecnologías aún experimentales, cuyos parámetros exactos no son aún conocidos, al no estar estos presentes en el mercado.

Tipo de tecnología	Material electrodo	Mecanismo de almacenamiento de energía	Tensión de celda	Densidad de energía (Wh/Kg)	Densidad de potencia Kw/Kg
Electric double-layer	Activated carbon	Charge separation	2.5-3	5-7	1-3
Advanced carbon	Graphite carbon	Charge transfer or intercalation	3-3.5	8-12	1-2
Advanced carbon	Nanotube forest	Charge separation	2.5-3	unknown	unknown
Pseudo-capacitive Hybrid	Metal oxides	Redox charge transfer	2-3.5	10-15	1-2
Hybrid	Carbon/metal oxide	Double-layer/charge transfer	2-3.3	10-15	1-2
Hybrid	Carbon/lead oxide	Double-layer/faradaic	1.5-2.2	10-12	1-2

Tabla 2 Resumen tecnologías

2.1.1.1. CAPACITADORES DE DOBLE CAPA CARBÓN/CARBÓN

Comprenden la mayor parte de los modelos disponibles en el mercado hoy en día, el almacenamiento de energía es debido a la separación de carga en microscópicas laminas delgadas formadas entre una lamina conductora y un liquido electrolítico que contiene iones.

El material que forma principalmente el electrodo es carbón activado microporoso. La doble capa se forma en los microporos de la parte alta de la superficie del carbón, aunque se podría utilizar cualquier electrolito acuoso u orgánico.

A continuación, se muestran algunas imágenes de dispositivos disponibles en el mercado.



Ilustración 1. Algunos modelos disponibles en el mercado

El rendimiento de un capacitor electroquímico está relacionado de forma sencilla con las características del material del electrodo y el electrolito usado. La relación existente para la densidad de energía se puede expresar de la siguiente manera:

$$Densidad_{Energía} \left(\frac{Wh}{Kg} \right) = \frac{1}{8} * \frac{F}{g} * \frac{V_0^2}{3,6}$$

Donde F/g es la capacitancia específica del material del electrodo y V_0 es la tensión de la célula que depende fundamentalmente del electrolito usado.

Las características de potencia de la célula son proporcionales a V_0/R , donde R es la resistencia a la corriente continua presentada por la célula, de forma aproximada esta resistencia se puede calcular de la siguiente manera:

$$R(\Omega) = \frac{3}{2} t * \frac{r_{electrolito}}{A_x} + \frac{r_{contacto}}{A_x}$$

Donde t es el espesor del electrodo, $r_{electrolito}$ es la resistencia del electrolito (Ohm-cm), $r_{contacto}$ es la resistencia del contacto entre el recubrimiento de carbón y el colector de corriente metálico en (Ohm-cm²) y A_x es el área geométrica del electrodo.

En la actualidad, la mayoría de los dispositivos de este tipo disponibles en el mercado poseen una resistencia relativamente baja que permiten una capacidad de potencia de unos 1000w/kg.

Se espera que en un futuro próximo la capacidad de potencia se incremente debido al uso de carburos que permitirá el uso de recubrimientos de carbono más delgados en los electrodos.

2.1.1.2. PSEUDO CAPACITADORES

En un capacitor de doble capa (EDLC), los iones activos presentes en el electrolito no son transferidos ni dentro ni sobre la superficie del electrodo. Cuando se presentan estos fenómenos de recombinación de iones del electrolito con átomos del electrodo el mecanismo de almacenamiento de energía es llamado pseudocapacitancia. Este tipo de capacitadores a diferencia de los primeros suelen usar electrodos de óxidos metálicos, debido a esto la capacitancia específica de los electrodos es mucho mayor que en los primeros.

Este tipo de capacitadores no está aún disponible en el mercado, se han testeado prototipos con una densidad de energía superior a 10 Wh/KG y de potencia superior a 2000 W/kg, en cuanto al número de ciclos de vida del dispositivo, parece bastante complejo llegar a un número superior a los 200.000.

2.1.1.3. CAPACITADORES HÍBRIDOS ASIMÉTRICOS

Esta categoría hace referencia a los dispositivos que usan un electrodo de carbón microporoso y otro de material pseudocapacitativo o faradaico (similar a un electrodo de batería). La carga descarga de estos dispositivos se realiza de la misma manera que en los de doble capa, variación lineal de la tensión para carga o descarga a corriente constante.

Como puede verse en la tabla inicial del capítulo, la densidad de energía de este tipo de dispositivos es significativamente alta en comparación con los dispositivos EDLC carbón/carbón, unos 1000 W/Kg, sin embargo, la capacidad de potencia no se incrementa de forma proporcional al incremento de densidad de energía.

2.1.2. APLICACIONES DE LOS ULTRACONDENSADORES

Las ventajas presentadas por estos dispositivos hacen que posean un espectro de aplicación muy extenso, que comprende desde aplicaciones más bien domésticas hasta aplicaciones militares, pasando por las industriales. Algunas de sus aplicaciones son las siguientes:

2.1.2.1. CALIDAD DE RED,

Combinando el almacenamiento de energía en esta tecnología con la existente de convertidores continua alterna, pueden crearse sistemas "FACTs" (Flexible AC Transmission Systems), que pueden actuar sobre la línea para estabilizar su tensión y frecuencia, además de realizar compensación de reactiva para aumentar la capacidad de transmisión de energía.

2.1.2.2. BACKUP DE DATOS

Desde hace ya más de dos décadas estos dispositivos se han utilizado en pequeños sistemas de backup de datos de bajo voltaje y baja potencia, aprovechando el elevado número de ciclos de vida que soportan. A día de hoy, con una tecnología más madura pueden crearse sistemas de backup para sistemas de grandes potencias o que requieran tensiones elevadas.

2.1.2.3. SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN INTERRUPTIDA

En esta aplicación los dispositivos citados sustituyen a las baterías (típicamente de plomo-ácido) para crear un sistema que puede funcionar de forma similar al tradicional, pero eliminando casi por completo el mantenimiento que origina el uso de baterías.

2.1.2.4. ALIMENTACIÓN DE EMERGENCIA

Al igual que en la aplicación anterior, en esta los ultracondensadores sustituyen a las baterías para crear un sistema más fiable con un ciclo de vida mucho más largo y sin mantenimiento, para alimentar sistemas como alumbrados de emergencia o actuadores anti-incendios.

2.1.2.5. APLICACIONES EN RADIOFRECUENCIA

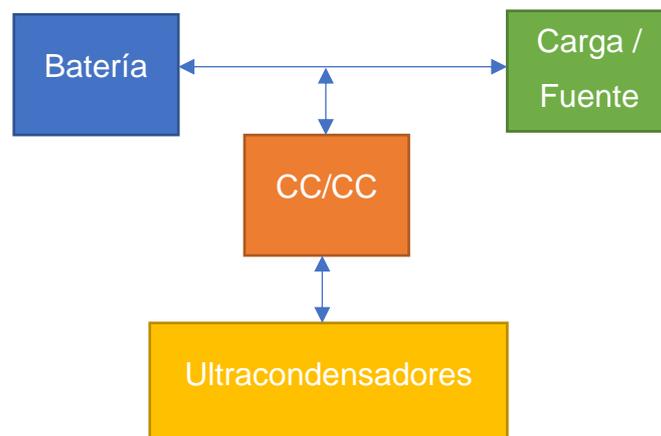
Estos dispositivos pueden utilizarse para soportar picos de consumo como los originados en transmisiones y pulsos de radar.

2.1.2.6. APLICACIONES EN VEHÍCULOS DE COMBUSTIÓN

Gracias a la elevada densidad de potencia que poseen estos dispositivos, pueden sustituir a la batería de arranque del vehículo, además para esta aplicación no se requiere de ninguna electrónica adicional, por lo que resulta una solución robusta.

2.1.2.7. APLICACIONES EN MOVILIDAD ELÉCTRICA

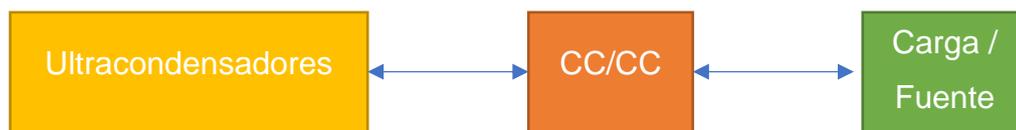
En el ámbito de la movilidad eléctrica, estos dispositivos son de aplicación principalmente complementando a las baterías para crear un sistema llamado batería híbrida. Dicha batería híbrida posee un diagrama de bloques como se muestra a continuación:



Los elementos que conforman la batería híbrida son, una batería de cualquiera de las tecnologías existentes, un convertidor continua-continua bidireccional y un banco de ultracondensadores.

La misión del banco de ultracondensadores es almacenar la energía que la carga cede en momentos como por ejemplo el frenado del vehículo, para entregarla cuando la carga solicita picos de potencia. De esta forma el beneficio es doble, por un lado, cuando la carga cede energía, al evitar devolvérsela a la batería estamos aumentando su vida útil (ciclos de duración) al no obligarla a trabajar constantemente en descarga-carga, por otro lado, cuando se requieren picos de corriente, estos son suministrados por el convertidor utilizando la energía almacenada en los ultracondensadores, de esta forma alargamos la vida de la batería liberándola de la necesidad de suministrar corrientes muy altas.

Otra aplicación de estos dispositivos en este ámbito, aunque de menos relevancia es la sustitución completa de las baterías, de forma que se utilizan los ultracondensadores como sistema principal de almacenamiento de energía, esta opción es interesante cuando se desea crear vehículos que necesitan una autonomía muy pequeña (para desplazarse dentro de un recinto con ellos), ya que permiten que sean recargados en pocos segundos. Además, al no utilizar baterías aumenta la vida útil y la fiabilidad del sistema. El diagrama de bloques en este caso sería el siguiente:



2.1.2.8. APLICACIONES EN ENTORNO FERROVIARIO

En el entorno ferroviario, el frenado de los vehículos de tracción eléctrica se ha realizado tradicionalmente disipando la energía en elementos resistivos. Mediante el uso de ultracondensadores, puede recuperarse esta energía de la frenada, para entregársela de nuevo al motor cuando actúa como un consumo. De esta forma aumenta el rendimiento energético del sistema.

2.1.3. CONSIDERACIONES SOBRE EL COSTE DEL ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA EN ULTRACONDENSADORES

Aunque el precio de estos dispositivos ha decrecido de forma significativa en los últimos años, aun resultan demasiado caros para un uso generalizado dentro del mercado, pero se prevé la presencia de estos dispositivos en numerosas aplicaciones en un futuro cercano.

El coste de fabricación para dispositivos EDLC (carbón/carbón) está fuertemente ligado a los volúmenes de producción y a los costes de los materiales, ambos elevados debido a bajos volúmenes de producción y alto coste de los materiales.

Los EDLC no pueden competir con las baterías en términos de precio por Kwh, pero si en términos de precio por Kw y en términos de precio por unidad.

A continuación, se muestra una tabla que relaciona los costes baterías de litio y EDLC.

Coste del Kwh (€)		Coste del Kw de pico(€)	
Celdas 18650	Ultracaps	Celdas 18650	Ultracaps
120-250	3.000-12.000	25-100	6-22

Tabla 3 Comparación tecnologías

2.1.4. COMPARACIÓN DE RENDIMIENTO DE LOS EDLC CON BATERÍAS

A continuación, se muestran una tabla comparativa de las características energéticas y de capacidad de potencia de diferentes tecnologías de batería disponibles en el mercado frente a algunos modelos de ultracondensadores.

Tecnología	Tensión nominal celda	Densidad de energía (Wh/Kg)	Densidad de potencia (W/Kg)
Ultracondensadores Carbón/ Carbón	2,7	1	3500
Ultracondensadores de carbón híbridos	3,8	12	1600
Baterías de li-ion	3,6	80	600
Baterías LiFepo	3,7	95	1000

Tabla 4 Comparación de tecnologías II

Como puede verse en la tabla la capacidad de almacenamiento de energía es mucho menor en el caso de ultracapacitores, sin embargo la capacidad de potencia por kilogramo es mucho mayor para estos que para las baterías, esto junto con otras características como la baja resistencia interna, hacen que estos dispositivos actúen bien como sistema de apoyo en un sistema de acumulación de energía que requiere intercambiar corrientes elevadas gracias a su baja impedancia.

3. ASPECTOS TEÓRICOS

3.1. NORMATIVA ACUMPLIR

Es importante en una fase previa al diseño conocer la normativa que el dispositivo a construir deberá cumplir, ya que esta puede determinar numerosos factores como la tecnología a utilizar, materiales implicados, resistencia a la temperatura...etc.

Dada la índole del proyecto, se ve afectado por tres directivas, que como veremos más adelante derivarán en unas normas de producto más específicas:

Directiva de Baja Tensión, por poder manejar tensiones peligrosas

Directiva de Compatibilidad electromagnética, por equipar elementos electrónicos.

Directiva de Telecomunicaciones, por realizar comunicaciones inalámbricas.

3.1.1. NORMATIVA DE BAJATENSIÓN

La directiva 2014/35/UE (LVD) se aplica al material eléctrico destinado a utilizarse con una tensión nominal comprendida entre 50 y 1000V. Es de obligado cumplimiento desde 1-1-1997.

Las normas de producto aplicables son

UNE-EN 61558-1 Seguridad de los transformadores de potencia, fuentes de alimentación, bobinas de inductancia y productos análogos. Parte 1: Requisitos generales y ensayos.

Para cumplir los requisitos de esta norma, los requisitos principales que deberá cumplir son los siguientes:

- No producir llamas, humo ni un calor excesivo cuando funciona en condiciones de fallo como cortocircuito...etc.
- Ser capaz de funcionar con una temperatura ambiente de 35° Celsius.
- Mantener una rigidez dieléctrica entre entrada y salida, o entre estas y la envolvente, superior a los 2000 voltios en alterna.

Además, en este conjunto de normas se detallan las especificaciones acerca de los materiales a utilizar, tanto para envolventes, tarjetas de circuito impreso y cabrerías. Los grados de resistencia al impacto de la envolvente, y su grado de resistencia a la penetración de cuerpos sólido y líquidos (grado Ip). Por lo que será de utilidad conocerlas para seleccionar los elementos q conformen el dispositivo.

Una vez realizados los ensayos para demostrar la conformidad, se emite una declaración de conformidad.

3.1.2. NORMATIVA DE COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA

La directiva 2014/30/UE (EMC) se aplica a los equipos o aparatos que contengan elementos electrónicos.

Esta directiva determina tanto los niveles máximos de emisión de perturbaciones admisibles, de forma radiada o conducida, como el nivel mínimo de tolerancia a las perturbaciones recibidas de forma radiada o conducida.

La directiva consta de un conjunto de normas armonizadas ordenadas por familias de productos, atendiendo a esta clasificación las normas de aplicación para este convertidor son:

Las normas de producto aplicables son:

Emisiones:

UNE-EN 61000-6-4 Compatibilidad Electromagnética (CEM). Parte 6-4: Normas genéricas. Norma de emisión en entornos industriales.

Inmunidad:

UNE-EN 61010-6-2 Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 6-2: Normas genéricas. Inmunidad en entornos industriales.

Para obtener la conformidad en el apartado de emisiones, tendrá q superar los siguientes ensayos:

- Emisiones conducidas, según UNE-EN 55016-2-1
- Emisiones radiadas, según UNE-EN 55016-2-3

Para obtener la conformidad en el apartado de inmunidad, tendrá q superar los siguientes ensayos:

- Inmunidad a las descargas electrostáticas, según UNE-EN 61000-4-2
- Inmunidad a los campos de radiofrecuencia radiados, según UNE-EN 61000-4-3
- Inmunidad a los transitorios eléctricos rápidos en ráfagas, según UNE-EN 61000-4-4
- Inmunidad a las ondas de choque, según UNE-EN 61000-4-5
- Inmunidad a los campos de radiofrecuencia inducidos, según UNE-EN 61000-4-6

3.1.3. NORMATIVA DE TELECOMUNICACIONES

La Directiva de equipos radioeléctricos 2014/53/UE ha sido desarrollada para regular el acceso al mercado y la puesta en servicio del de equipos eléctricos y electrónicos interconectados que utilizan el espectro radioeléctrico. Los requisitos de la Directiva son de aplicación para todos los equipos que transmiten o reciben ondas de radio de manera intencionada.

Para asegurar la conformidad con esta directiva existen tres vías o módulos, dos de ellas implican la intervención de un Organismo Notificado.

Módulo A – Control interno de la producción:

El fabricante realiza ensayos de conformidad con las normas armonizadas aplicables al producto, lleva un control interno de la producción y emite una declaración de conformidad.

Módulo B + C – Examen de tipo y conformidad basada en el control interno de la producción. Requiere las mismas tareas para el fabricante que el módulo A, pero un Organismo Notificado (para el módulo B) examina la documentación técnica y los certificados de ensayo. Este módulo debe ser aplicado para productos que no han sido ensayados con normas armonizadas. También se aplica de manera voluntaria para los productos basados en normas armonizadas. En ambos casos solo permite evaluar la conformidad de un tipo de producto.

Módulo H – Aseguramiento de calidad total

El fabricante gestiona e implanta un sistema de calidad para el diseño, los ensayos y los procesos de fabricación, que es aprobado y supervisado por el Organismo Notificado que realiza auditorías periódicas. Este módulo permite evaluar la conformidad de toda una familia de productos, o de distintas familias.

Las normas armonizadas son las siguientes:

UNE-EN 301489 Cuestiones de Compatibilidad Electromagnética y Espectro Radioeléctrico (ERM)

UNE-EN 300328 Sistemas de transmisión de banda ancha; Equipos de transmisión de datos que funcionan en la banda de 2,4 GHz; Norma armonizada para el acceso al espectro de radio.

Dado que la conformidad con esta directiva es más compleja que con las anteriores, se utilizará un módulo bluetooth ya fabricado y marcado, que se incluirá en el diseño.

3.2. ULTRACONDENSADORES

Desde el punto de vista eléctrico, estos acumuladores de energía poseen el siguiente circuito equivalente:

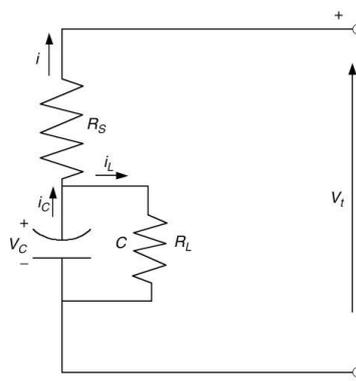


Ilustración 2. Modelo eléctrico ultracondensadores

Que se basa en tres parámetros que caracterizan al elemento, su propia capacidad C , la resistencia serie equivalente R_S también conocida como “ESR” y la resistencia de fuga del dieléctrico R_L . La tensión en bornes del condensador se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$V_c = [V_{co} \int \frac{i}{C} e^{\frac{t}{CR_L}} dt] e^{\frac{t}{CR_L}}$$

La energía almacenada en el mismo, al igual que en un condensador convencional viene dada por la siguiente expresión:

$$E = \frac{1}{2} CV^2$$

Se deduce de esta expresión que durante la operación del mismo, se desea que la tensión sea lo más elevada posible, ya que la disponibilidad de potencia tensiones bajas es menor.

Definiendo por lo tanto una tensión de fondo para la descarga, la energía disponible será:

$$E_{disponible} = \frac{1}{2} C (V_{inicial}^2 - V_{final}^2)$$

3.3. CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA

En esta sección se tratará de resumir los aspectos básicos de las conversiones de energía efectuadas en las topologías reductora y elevadora (reductor y elevador), dicho resumen se centrará en el modo de conducción continua, ya que es el modo para el que se diseñará el dispositivo [3].

3.3.1. CONVERTIDOR REDUCTOR

Esta topología funciona proporcionando una tensión de salida menor que la de la entrada, el rango de dicha tensión de salida se extiende desde cero hasta valores próximos a la tensión de entrada.

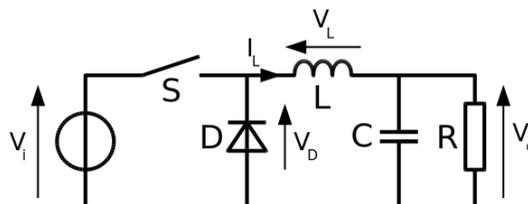


Ilustración 3. Topología convertidor reductor.

Consta de un polo de potencia (S), una inductancia (L), un condensador (C) y un diodo.

Su funcionamiento se basa en dos estados bien diferenciados:

Cuando el polo está cerrado se aplica una tensión positiva en la inductancia al ser $V_{in} > V_o$, se produce un aumento de la corriente en la misma que crece con pendiente:

$$Pendiente = \frac{V_{in} - V_o}{L}$$

Este aumento de la corriente por encima de la media produce también un aumento de la tensión en el condensador, que provoca la parte positiva del rizado de salida. La circulación de corriente durante este estado se representa con trazo rojo.

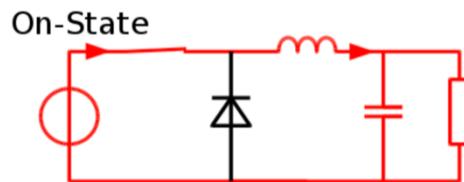


Ilustración 4. Circulación de corriente con el polo cerrado.

Cuando el polo está abierto, el diodo entra en conducción y se aplica una tensión negativa a la inductancia que produce una reducción de la corriente en la misma, esta decrece con pendiente:

$$Pendiente = \frac{-V_o}{L}$$

El decremento de la corriente en la inductancia por debajo de la media provoca que el condensador ayude a proporcionar la corriente de salida, produciendo una bajada en la tensión de salida, que se corresponde con la parte negativa del rizado. La circulación de corriente durante este estado se representa con trazo rojo.

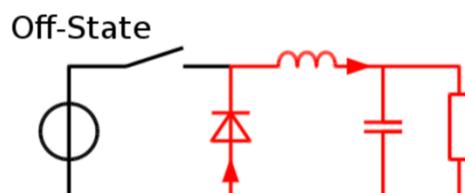


Ilustración 5. Circulación de corriente con el polo abierto.

Atendiendo a estos dos estados, la forma de corriente a la salida está formada por la suma de la corriente de entrada cuando el polo conduce y la corriente por el diodo cuando el polo se encuentra en corte. Se muestra en la imagen siguiente:

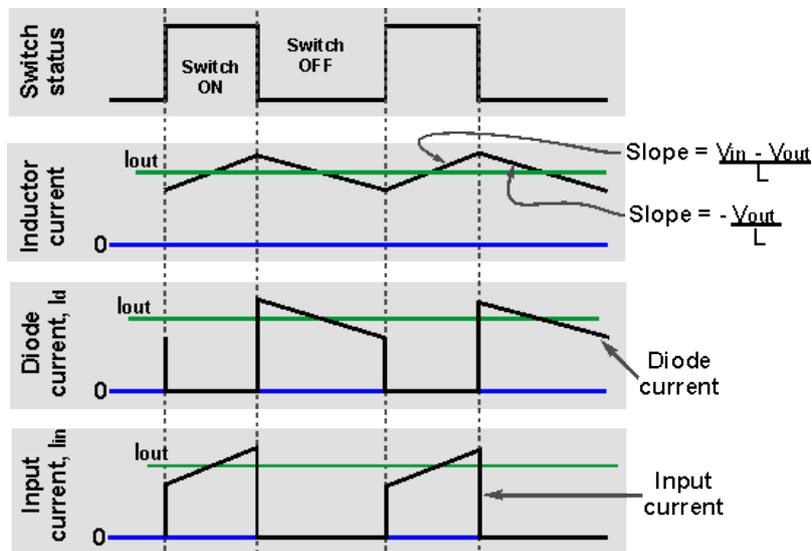


Ilustración 6. Corrientes del sistema.

Dadas las restricciones de funcionamiento, la corriente media de salida es siempre menor o igual a la corriente media de entrada, ya que esta está formada por trozos de la primera.

Suponiendo un convertidor ideal, las potencias de entrada y salida son iguales

$$P_{in} = P_o$$

$$V_{in}I_{in} = P_oV_o$$

Para calcular la relación entre la tensión de entrada y la de salida, en función del ciclo de trabajo del polo, tomamos la ecuación de la inductancia y la integramos en un periodo completo:

$$d_{iL} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} (V_i - V_o) dt + \frac{1}{L} \int_0^{(1-D)T} -V_o dt = 0$$

$$\frac{1}{L} ((V_i - V_o)DT - V_o(1 - D)T) = 0$$

$$V_o = V_i D$$

Según la ecuación obtenida obtenemos una tensión de salida variable controlando el ciclo de trabajo del polo, dicha tensión podrá ir desde cero hasta valores próximos a la tensión de entrada.

3.3.1.1. DIMENSIONADO DE LA INDUCTANCIA

El dimensionado de este elemento es la pieza clave para que el convertidor trabaje en conducción continua, modo de funcionamiento que se asume para el funcionamiento del dispositivo a diseñar.

Para determinar el mínimo valor necesario de esta, debemos conocer la variación de corriente por la misma, esta variación la obtendremos en función del ciclo de trabajo mediante la siguiente ecuación:

$$d_{iL} = \Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{(1-D)T} V_o dt = \frac{V_o(1-D)T}{L}$$

Para no entrar en conducción discontinua, es decir para que la corriente por la inductancia no llegue a cero, el valor medio de la corriente por la inductancia ha de ser mayor a la mitad de esta variación

$$\frac{\Delta i_L}{2} < i_L$$

Teniendo en cuenta lo anterior, una vez conocida la corriente media, podemos determinar el valor de la inductancia para que el convertidor trabaje en conducción continua, este vendrá determinado por la siguiente ecuación:

$$L = \frac{V_o(1-D)T}{\Delta i_L}$$

Teniendo en cuenta el caso más crítico, que será cuando el ciclo de trabajo sea mínimo:

$$L_{min} = \frac{V_o(1-D_{min})T}{\Delta i_L}$$

3.3.1.2. DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE FILTRO

El valor del condensador de salida va a ser el que determina el rizado en la tensión entregada a la carga. Para determinar su valor se tendrá en cuenta lo siguiente:

$$I_L = I_c + I_o$$

Suponiendo que toda la componente continua de la corriente circula por la carga, y toda la componente alterna circula por el condensador y teniendo en cuenta la variación en la tensión del condensador, que viene fijada por la siguiente ecuación:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{V_o(1 - D)}{8LCf_{sw}^2}$$

Expresando el rizado en función de la tensión de salida

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf_{sw}^2}$$

Podemos fijar el rizado máximo como un porcentaje de la tensión de salida, que tomará su valor máximo cuando el ciclo de trabajo sea mínimo.

3.3.2. CONVERTIDOR ELEVADOR

Esta topología funciona proporcionando una tensión de salida mayor que la de la entrada, el rango de dicha tensión de salida se extiende desde la tensión de entrada hasta infinito de forma teórica.

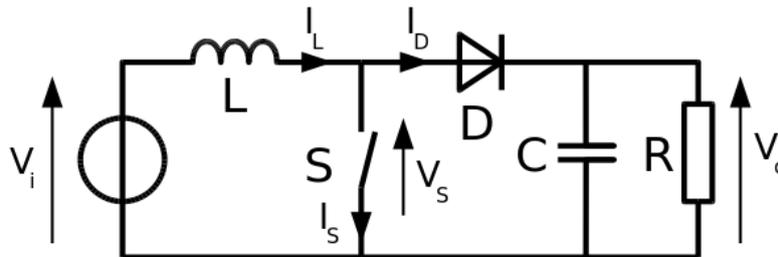


Ilustración 7. Topología convertidor elevador.

Al igual que el convertidor reductor, consta de un polo de potencia (S), una inductancia (L), un condensador (C) y un diodo.

Su funcionamiento también comprende dos estados bien diferenciados:

Cuando el polo de potencia se cierra se aplica sobre la inductancia una tensión positiva e igual a V_{in} , se produce en consecuencia un aumento de la corriente por la misma con pendiente

$$Pendiente = \frac{V_{in}}{L}$$

Durante este estado la inductancia almacena energía en su núcleo, mientras que el condensador mantiene la corriente por la carga, esta extracción de carga eléctrica del condensador provoca una bajada de su tensión que origina la parte negativa del rizado de salida. Se muestra en trazo rojo la circulación de corriente por la inductancia durante este estado.

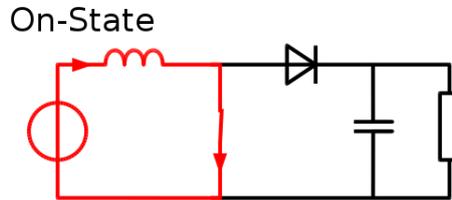


Ilustración 8. Circulación de corriente con el polo cerrado.

Cuando el polo se abre, el diodo entra en conducción y se aplica una tensión negativa a la inductancia que produce una reducción de la corriente en la misma, esta decrece con pendiente:

$$Pendiente = \frac{V_{in} - V_o}{L}$$

Esa tensión negativa en la inductancia sumada a la tensión de la fuente de entrada, es la que permite al convertidor proporcionar tensiones de salida mayores que la disponible a la entrada.

Durante este estado se produce una transferencia de energía desde la inductancia al condensador, que al ganar carga eléctrica aumenta tu tensión, provocando el rizado positivo en la salida. La corriente durante este estado se representa en trazo rojo.

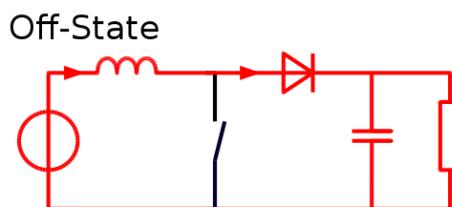


Ilustración 9. Circulación de corriente con el polo abierto.

Nuevamente la corriente de salida está formada por la suma de la corriente de entrada cuando el polo conduce, y la corriente por el diodo cuando el polo no conduce. Se muestra a continuación:

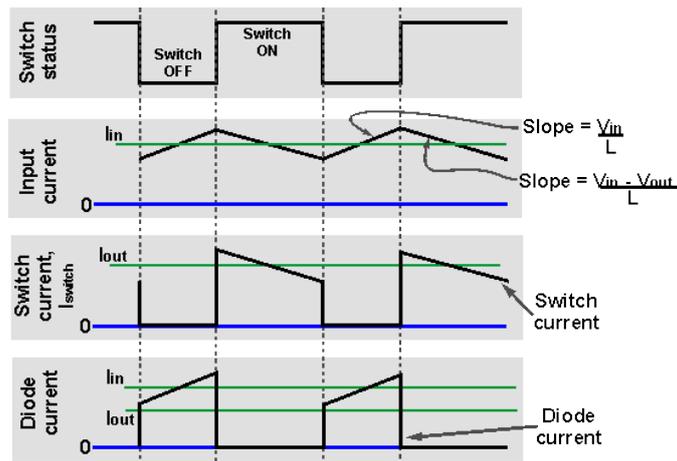


Ilustración 10. Corrientes del sistema.

En este caso la corriente de entrada será siempre mayor que la corriente de salida para respetar el balance de potencias, dado que la tensión de salida es mayor que la de entrada.

Suponiendo un convertidor ideal:

$$P_{in} = P_o$$

$$V_{in}I_{in} = P_oV_o$$

Para calcular la relación entre la tensión de entrada y la de salida, en función del ciclo de trabajo del polo, tomamos la ecuación de la inductancia y la integramos en un periodo completo:

$$d_{iL} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_i dt + \frac{1}{L} \int_0^{(1-D)T} (V_i - V_o) dt = 0$$

$$\frac{1}{L} (V_i DT + (V_i - V_o)(1 - D)T) = 0$$

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D}$$

Según la ecuación obtenida obtenemos una tensión de salida variable controlando el ciclo de trabajo del polo, dicha tensión podrá ir desde la de entrada hasta infinito teóricamente.

3.3.2.1. DIMENSIONADO DE LA INDUCTANCIA

En este caso también debemos calcular la inductancia mínima para que el convertidor no llegue a trabajar en conducción discontinua.

Calculamos la variación de corriente:

$$d_{iL} = \Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{(1-D)T} V_i dt = \frac{V_i DT}{L}$$

La corriente media ha de ser mayor que la mitad del rizado, como en el caso anterior:

$$\frac{\Delta i_L}{2} < i_L$$

Fijando un valor de corriente media obtenemos la inductancia necesaria:

$$L = \frac{V_i DT}{\Delta i_L}$$

Buscamos el caso más crítico, que ocurrirá cuando D tome el valor máximo:

$$L_{min} = \frac{V_i D_{max} T}{\Delta i_L}$$

3.3.2.2. DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE FILTRO

El valor del condensador de salida va a ser el que determina el rizado en la tensión entregada a la carga. En este caso la corriente que se reparte entre el condensador y la carga es la del diodo. Para determinar su valor se tendrá en cuenta lo siguiente:

$$I_D = I_c + I_o$$

Suponiendo de nuevo que toda la componente continua de la corriente circula por la carga, y toda la componente alterna circula por el condensador y teniendo en cuenta la variación en la tensión del condensador que viene fijada por la siguiente ecuación:

$$I_{CC} = \frac{V_o}{R}$$
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{DTV_o}{RC} = \frac{DV_o}{RCf_{sw}}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_{sw}}$$

Podemos fijar el rizado máximo como un porcentaje de la tensión de salida, que tomará su valor máximo cuando el ciclo de trabajo sea máximo.

3.3.3. TOPOLOGÍA ELEVADOR/REDUCTOR BIDIRECCIONAL

El dispositivo que desea construirse debe tener capacidad de reducción y elevación en ambos sentidos, por lo que es necesario seleccionar una topología bidireccional.

Se utilizará una topología de cuatro polos en cascada, similar a un puente en H pero con las rapas superiores aisladas, el esquema eléctrico de su topología es el siguiente : [6]

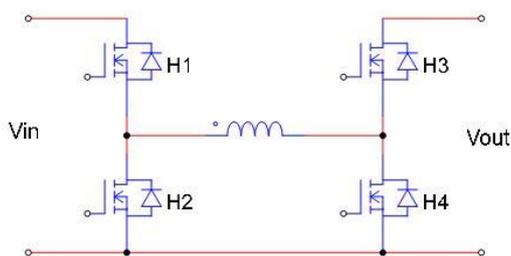


Ilustración 11. Topología general del sistema.

En función de las señales de puerta de los polos de potencia puede funcionar en cuatro configuraciones:

H1	H2	H3	H4	Topología
PWM	GND	GND	GND	Reductor de entrada a salida
PWM	GND	GND	PWM	Elevador de entrada a salida
GND	GND	PWM	GND	Reductor de salida a entrada
GND	PWM	PWM	GND	Elevador de salida a entrada

Tabla 5 Configuraciones del convertidor.

Configuración reductora de entrada a salida:

H1	H2	H3	H4	Topología
PWM	GND	GND	GND	Reductor de entrada a salida

Tabla 6 Configuración 1.

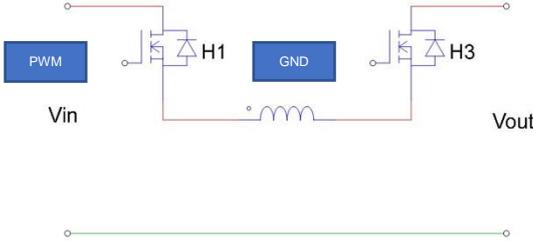


Ilustración 12. Configuración reductor entrada salida.

Configuración elevadora de entrada a salida:

H1	H2	H3	H4	Topología
PWM	GND	GND	PWM	Elevador de entrada a salida

Tabla 7 Configuración 2.

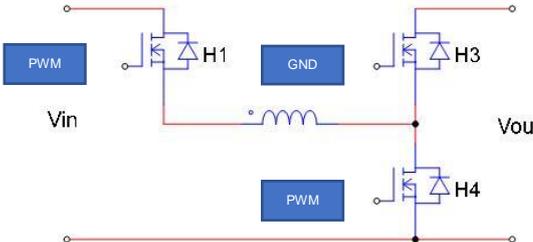


Ilustración 13. Configuración elevador de entrada a salida.

Configuración reductora de salida a entrada:

H1	H2	H3	H4	Topología
GND	GND	PWM	GND	Reductor de salida a entrada

Tabla 8 Configuración 3.

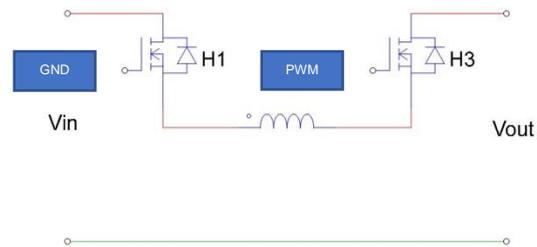


Ilustración 14. Configuración reductor de salida a entrada.

Configuración elevadora de entrada a salida

H1	H2	H3	H4	Topología
GND	PWM	PWM	GND	Elevador de salida a entrada

Tabla 9 Configuración 4.

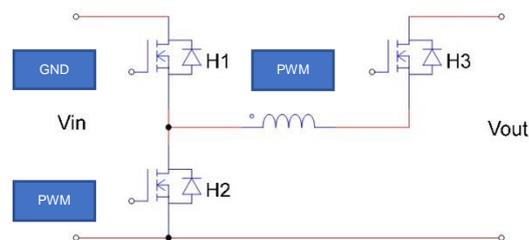


Ilustración 15. Configuración elevador de salida a entrada.

3.4. CONTROL DEL SISTEMA

El control del convertidor se realizará mediante lazos de control, la variable a controlar para estabilizar la planta será el ciclo de trabajo del polo o polos en funcionamiento. Mediante el control de dicho ciclo podremos controlar sus variables internas, tensión y corriente, para adecuarlas a los parámetros deseados.

El sistema se discretiza a una velocidad de 20 kilo muestras por segundo, mediante la realimentación el sistema es capaz de tomar consciencia de si mismo y actuar sobre las variables de control.

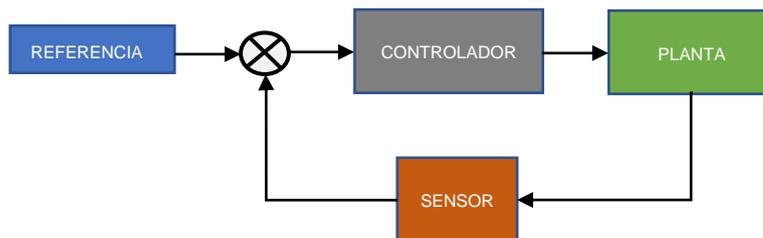


Ilustración 16. Diagrama general de control.

3.4.1. CONTROL EN MODO CORRIENTE

Este es el modo de control más sencillo, es el que se utiliza cuando se intercambia energía entre bancos de ultracondensadores o se funciona dentro de una batería híbrida. Se establece una consigna de corriente por la inductancia y se compara con la medida obtenida por el sensor hall del sistema, la lectura de variables-compensación del sistema se realiza a una velocidad de 20KHz. En este modo el valor de las tensiones de entrada y salida no se utiliza en el control, simplemente se vigilan estas para determinar la referencia de corriente pertinente.

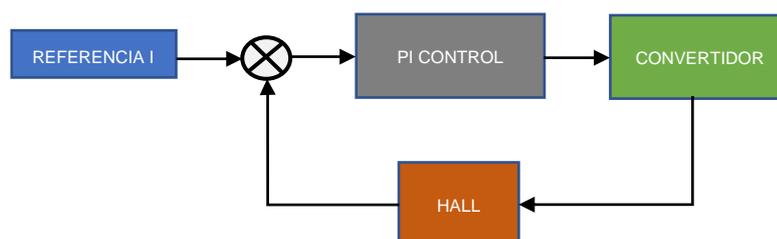


Ilustración 17. Diagrama control en modo corriente.

3.4.2. CONTROL EN MODO TENSIÓN

Este modo de control se utiliza cuando el convertidor funciona como fuente de tensión. A diferencia del anterior se basa en dos bucles anidados que efectúan la compensación diferente velocidad. La discretización del sistema, lecturas de tensión a la salida, y corriente por la inductancia se realiza también a 20KHz. El lazo de

control más externo, el de tensión realiza la compensación a 5KHz, mientras que el lazo interno, el de corriente, realiza la compensación a 20KHz, como en el caso anterior. Por lo tanto, el lazo de corriente dispone de cuatro ciclos de compensación para llegar a la referencia que le fija el control de tensión.

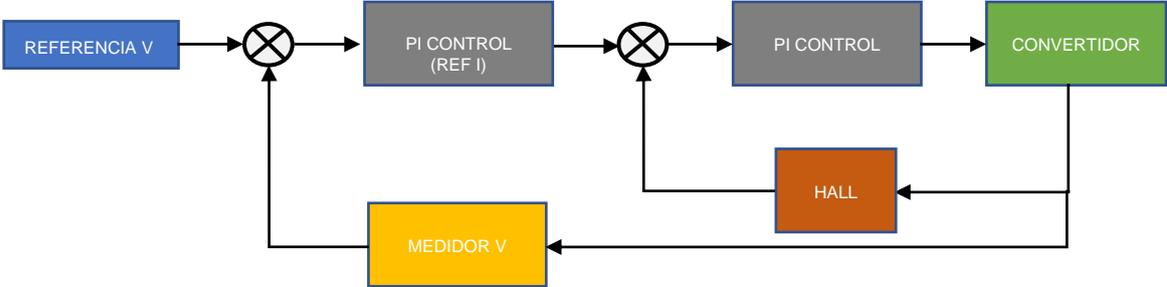


Ilustración 18. Diagrama control en modo tensión.

4. DISEÑO

Para esta aplicación se ha optado por un diseño modular que incorpora dos tarjetas impresas diferenciadas, una de ellas engloba los elementos de control y la restante engloba los de potencia.

El diseño se ha realizado mediante la herramienta “Eagle” de la empresa “Cadsoft”, se ha optado por esta al ofrecer la empresa versiones gratuitas para estudiantes.

4.1. PARÁMETROS BÁSICOS DEL SISTEMA

Tas haber analizado los aspectos teóricos básicos del sistema, es necesario conocer los valores de los principales parámetros del sistema, de cara a poder dimensionar los elementos que lo conforman.

4.1.1. NIVELES DE TENSIONÉ ENTRADA Y SALIDA

Los niveles máximo y mínimos de las tensiones a ambos lados del convertidor serán de interés para el dimensionamiento de los, semiconductores y determinarán los ciclos de servicio máximos y mínimos.

MODO	Vin max (V)	Vin min (V)	Vo max (V)	Vo min (V)
Fuente de tensión	40	12	25	23
Fuente de corriente	40	12/~0	40	12/~0

Tabla 10 Parámetros del modelo.

4.1.2. CICLOS DE SERVICIO

Dados los niveles de tensión establecidos en el apartado anterior, obtenemos los ciclos de servicio máximos y mínimos mediante las siguientes ecuaciones:

Cuando trabajamos como reductor:

$$D_{min} = \frac{V_{oMin}}{V_{inMax}}$$

$$D_{max} = \frac{V_{oMax}}{V_{inMin}}$$

Cuando trabajamos como elevador:

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{iMax}}{V_{oMin}}$$

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{iMin}}{V_{oMax}}$$

REDUCTOR	D min	D max
Fuente de tensión	0,6	1
Fuente de corriente	0,3	1

Tabla 11 Parámetros del modelo II.

ELEVADOR	D min	D max
Fuente de tensión	0,04	0,5
Fuente de corriente	0,04	0,7

Tabla 12 Parámetros del modelo III.

4.1.3. RESISTENCIA DE CARGA

El cálculo de la resistencia de carga solo tiene sentido para el modo fuente de tensión, la calcularemos para las potencias máxima y mínima:

$$R_{min} = \frac{V^2}{P_{max}}$$

$$R_{min} = \frac{V^2}{P_{min}}$$

La potencia máxima se ha definido en las restricciones de diseño (500W), definiremos también una potencia mínima para el convertidor de 12W.

	R max (Ω)	R min (Ω)
Resistencia de carga	48	1,152

Tabla 13 Parámetros del modelo IV.

4.1.4. CORRIENTES DEL SISTEMA

Para el modo fuente de tensión calcularemos las corrientes máximas de entrada/salida al sistema, y las de la inductancia a partir de la potencia máxima.

La corriente de entrada será máxima cuando la potencia de salida sea la máxima, y la tensión a la entrada sea mínima, esto ocurrirá en modo elevador.

$$I_{max} = \frac{P_{oMax}}{V_{inMin}}$$

Por su parte la corriente mínima de entrada se dará cuando la potencia a la salida sea mínima, y la tensión a la entrada sea máxima, esto ocurrirá en modo reductor

$$I_{min} = \frac{P_{oMin}}{V_{inMax}}$$

Para el modo control en corriente, se controla directamente la corriente media en la inductancia, por lo que ya se conoce el valor máximo de esta por restricciones de diseño. La corriente máxima por la inductancia será la media más la mitad del rizado.

Corrientes del sistema	
Corriente máxima de entrada	41,66 A
Corriente mínima de entrada	1 A

Tabla 14 Parámetros del modelo V.

4.1.5. RESUMEN DE PARÁMETROS DE INTERÉS

A continuación, se muestra una tabla resumen que agrupa los parámetros obtenidos en los apartados anteriores.

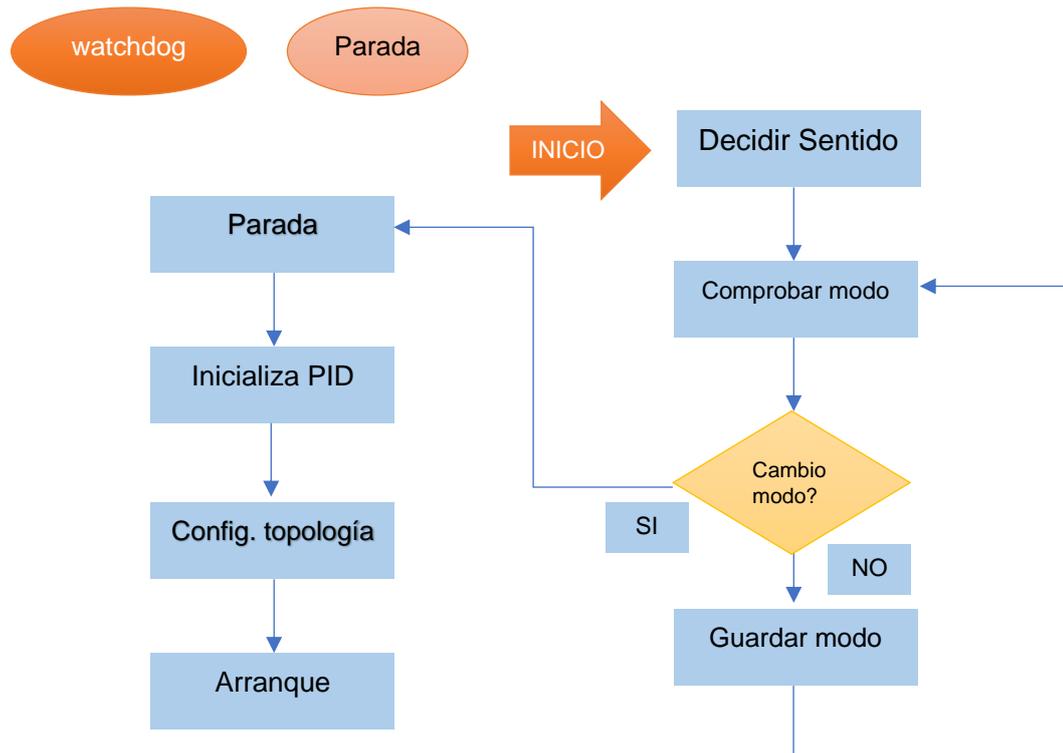
Resumen de parámetros	
Tensiones de entrada/salida	
Vin & Vo máxima	40 V
Vin & Vo mínima	12 V, excepcionalmente 0 V en modo intercambio
Ciclos de trabajo	
Dmax fuente de tensión elevador	0,5
Dmin fuente de tensión elevador	0,04
Dmax modo intercambio elevador	0,7
Dmin modo intercambio elevador	0
Dmax fuente de tensión reductor	1
Dmin fuente de tensión reductor	0,6
Dmax modo intercambio reductor	1
Dmin modo intercambio reductor	0
Resistencia de carga máxima	48 Ω
Resistencia de carga mínima	1,15 Ω
Corriente máxima de entrada	41,66 A
Corriente mínima de entrada	1

Tabla 15 Resumen de parámetros.

4.2. DIAGRAMA DE CONTROL

En este capítulo se explica el diagrama de control utilizado cuando el dispositivo actúa como intercambiador de energía entre ultracondensadores, ya que supone el diagrama más complejo de los tres posibles.

Consta de los siguientes módulos:



4.2.1. MÓDULO WATCHDOG

Este módulo se encarga de vigilar que el microcontrolador no se quede colgado o perdido en por el código, produce un reset del procesador si no se le indica que todo es correcto cada 100ms.

4.2.2. MÓDULO INICIO

Este módulo escanea el puerto serie de forma continua en espera del comando de arranque, cuando lo recibe provoca el arranque del sistema y llama a la función decidir sentido.

4.2.3. MÓDULO DECIDIR SENTIDO

Se leen las tensiones de los dos lados con el sistema en reposo, se determina cual es el ultracondensador más cargado y se enviará la energía de este hacia el otro lado.

4.2.4. MÓDULO MODO

Este se encarga de determinar si el sistema debe funcionar en topología de reductor, o de elevador. La decisión se toma en base a las tensiones de entrada y salida medidas durante la interrupción de control. Una vez determinado el modo en el que debe funcionar, se compara con el de la iteración anterior, si este es diferente se provoca una parada e inicialización del lazo de control del sistema.

4.2.5. MÓDULO PARADA

Este módulo es el encargado de parar el funcionamiento del sistema cuando se cambia de topología, se produce un error o se recibe el comando de parar.

La secuencia de funcionamiento es la siguiente:

- I. Desactiva interrupciones de forma global
- II. Deshabilita el multiplexor de control de los polos (todas las señales de puerta quedan a nivel bajo mediante "pull-down")
- III. Desactiva las interrupciones del timer 2 de forma específica
- IV. Pone a cero los ciclos de trabajo de los polos
- V. Establece el modo como parada y la variable de parada
- VI. Habilita las interrupciones globales (puerto serie etc.)

4.2.6. MÓDULO ACTUALIZA PID

Este se encarga de configurar las constantes de control y reiniciar el algoritmo

- I. Comprueba si se quiere trabajar en modo elevador o reductor, para cargar las constantes pertinentes
- II. Reinicia la suma del término integral

4.2.7. MÓDULO CONFIGURA TOPOLOGÍA

Este módulo establece las señales de control de los multiplexores que controlan las señales de puerta de los polos. La decisión se toma en base al sentido de funcionamiento establecido en la primera iteración, y el modo de funcionamiento (elevador o reductor) decidido en la iteración en curso. Las señales de control establecidas son las siguientes:

S0	S1	Modo
0	0	Reductor energía de entrada a salida
0	1	Elevador energía de entrada a salida
1	0	Reductor energía de salida a entrada
1	1	Elevador energía de salida a entrada

Tabla 16 Tabla control multiplexores.

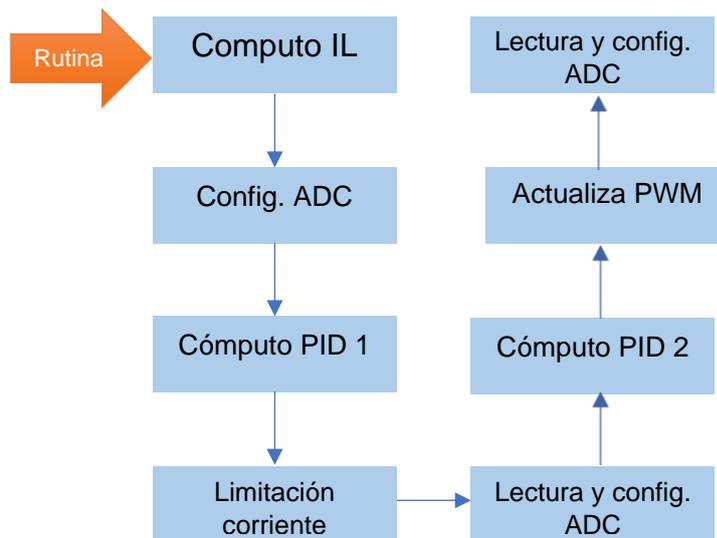
4.2.8. MÓDULO ARRANQUE

Habilita el sistema para arrancar realizando la secuencia siguiente:

- I. Configura el convertidor analógico/digital para el muestreo rápido de las tres entradas (corriente en la inductancia y tensiones de entrada y salida) durante la interrupción de control
- II. Realiza las lecturas de las entradas analógicas previas a la primera iteración del pid
- III. Habilita los multiplexores de control de puertas
- IV. Habilita las interrupciones del timer2 que provocan la interrupción de control

4.2.9. RUTINA DE CONTROL

La rutina de control realiza las lecturas de los 3 valores analógicos, tensiones de entrada/salida y corriente por la inductancia, y calcula los ciclos de trabajo de los polos mediante algoritmos pid. Para reducir el coste computacional se emula la una aritmética de punto flotante mediante cálculos en punto fijo que son posteriormente escalados. Consta de los módulos que se describen a continuación:



4.2.9.1. COMPUTO IL

La primera operación que se realiza durante la interrupción es el cómputo de la corriente por la inductancia, ya que su valor es necesario para el cálculo PID.

Cuando comienza la rutina, el valor de la corriente en la inductancia se encuentra ya en el registro de resultados del ADC, esto se debe a que se ordena previamente al final de la rutina de atención.

Es necesario realizar el desplazamiento de del valor obtenido, ya que el sensor de corriente presenta un offset de 2,5 voltios a su salida, que le permite medir la corriente en ambos sentidos.

Este bloque proporciona al siguiente un valor de corriente desplazado y positivo.

4.2.9.2. CONFIGURA ADC

Una vez extraído el valor de la corriente del registro de resultados del ADC, se manipulan los bits de selección del multiplexor del ADC para que apunten al canal de la siguiente medida.

Una vez configurados estos bits, se ordena al ADC realizar una nueva conversión, esta tardará unos 13 ciclos de su reloj, que se encuentra corriendo a 1 MHz, por lo que equivaldrá a unos 13 us, durante este tiempo (hasta que el resultado de la conversión esté presente) seguiremos realizando operaciones para a provechar el tiempo de ejecución.

4.2.9.3. CÓMPUTO PID 1

Mientras esperamos al ADC se realizan algunos de los cálculos del PID. En primer lugar, se calcula el término de error, a partir del valor de la corriente medida. Una vez obtenido este, se calcula el valor de la suma de integración añadiendo el valor del error actual al termino calculado en la iteración anterior. Por último, se evalúa

que el valor de la suma de error no sea mayor que el límite de salida del PID, obligando al término a estar entre este y cero.

4.2.9.4. LÍMITE DE CORRIENTE

Cuando se trabaja en modo reductor, en determinados momentos la tensión de cada uno de los lados puede ser mucho mayor que la del otro. En estas ocasiones y dada la naturaleza de los ultracondensadores, es necesario limitar la corriente para que no ascienda demasiado durante el periodo de control de la interrupción, que asciende a 100us.

La técnica utilizada es limitar el ciclo de servicio del polo.

4.2.9.5. LECTURA Y CONFIG. ADC

Mientras se realizaban las operaciones anteriores, el ADC se ha encargado de proporcionar un nuevo dato de tensión de entrada, la primera acción que realiza este bloque es la copia del valor del registro de resultado del ADC, una vez obtenido este valor, se configura el multiplexor de selección del ADC para que apunte a la siguiente entrada analógica (tensión de salida) y se manipula el registro de control del ADC para ordenar el comienzo de la conversión. De nuevo realizaremos operaciones mientras la conversión se completa.

4.2.9.6. CÓMPUTO PID 2

En este bloque se calculan las operaciones restantes del algoritmo PID. En primer lugar se calcula el término proporcional a partir del error actual y la constante proporcional. Una vez obtenido este, se calcula la salida sumando el término proporcional, al integral obtenido anteriormente.

4.2.9.7. ACTUALIZA PWM

Durante el transcurso de este bloque se actualizan los valores de PWM para polo alto o bajo, según proceda. Para ello se actualizan los valores de los registros del módulo "Output compare" del timer 1.

4.2.9.8. LECTURA Y CONFIG. ADC 2

Al igual que en el bloque anterior de mismo nombre, en este se obtiene un valor de tensión (la de salida) y se configura el multiplexor del ADC para que apunte a la siguiente entrada a leer, que será la corriente por la inductancia.

4.3. SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES

4.3.1. FUENTE DE ALIMENTACIÓN

La fuente de alimentación proporciona al convertidor las alimentaciones necesarias para su correcto funcionamiento +12 V, +5V.

La alimentación de 12V, que será utilizada para la alimentación de los driver de los polos bajos y la tarjeta de control, se suministra mediante una fuente conmutada comercial.

La alimentación de 5V para el resto de los elementos se obtiene a partir del regulador lineal incorporado en la tarjeta de desarrollo arduino Pro.

4.3.2. CIRCUITO DE POTENCIA

El circuito de potencia es el encargado de realizar las conversiones de energía necesarias para permitir que el conjunto funcione como una fuente de tensión fija con amplio rango de tensiones de entrada, o como fuente de corriente con las restricciones fijadas.

El circuito de potencia está formado por cuatro polos en configuración “H” con una inductancia en el centro, de esta forma se posibilita que la energía pueda fluir en ambas direcciones, elevando o reduciendo la tensión de entrada o salida para adecuarla a las necesidades del modo de funcionamiento.

En primer lugar, se pretendía implementar la parte de potencia mediante un dispositivo inteligente (IPM) pero la frecuencia de conmutación fijada en las simulaciones previas, 40KHz no permitió encontrar módulos de bajo coste adecuados. Por su parte, la utilización de puentes en configuración “H”, quizás la más evidente en un primer vistazo, queda limitada por la necesidad de tener aislados eléctricamente las dos partes altas de cada una de las ramas del puente. Debido a estas razones y el criterio económico, se decidió implementar el puente mediante polos discretos, que permite alcanzar un coste de producción mucho más bajo y mayor libertad de diseño.

4.3.3. POLOS ALTOS

Para implementar las funciones de polo alto, debido a que es necesario aplicar en los polos unas tensiones de puerta referidas al positivo de alimentación, existen diversas alternativas:

- Utilizar transistores mosfet canal N
- Implementar un sistema bootstrap
- Utilizar convertidores aislados para los disparos de puerta

Además, teniendo en cuenta la filosofía de funcionamiento del sistema (cuando funciona como reductor se acciona uno de los polos altos, y cuando funciona como elevador se acciona un polo alto y uno bajo, si se desea implementar protección de cortocircuito, será necesario actuar sobre los polos altos, ya que actuar sobre los bajos no evitaría el problema siempre.

Los parámetros a tener en cuenta en la elección del polo alto son:

- Tensión V_{ds} máxima que deberán soportar, en nuestro caso la mayor tensión que manejaremos serán 48 voltios, además utilizaremos un coeficiente de protección ante sobretensiones de 1,2, por lo que la tensión V_{ds} mínima a soportar será:

$$V_{dsMIN} = 40 \times 1,2 = 48 V$$

Seleccionaremos entonces un dispositivo capaz de soportar al menos 50V.

- Corriente I_{ds} máxima que deberá soportar, según los valores obtenidos en la simulaciones rondará los 41A en en pero de los casos, utilizando el criterio de dimensionamiento anterior:

$$I_{dsMIN} = 41,6 \times 1,2 = 50 A$$

Por lo que seleccionaremos un dispositivo que soporte esas corrientes.

Para implementar la función de polo alto se ha elegido el dispositivo “AUIPS72211R” de “International Rectifier”. Se trata de un polo inteligente que incorpora protecciones de cortocircuito y sobrecorriente, además de integrar diodo de bootstrap, por lo que únicamente es necesario colocar un condensador externo para poder operar con el dispositivo en la parte alta del montaje. Este dispositivo acepta directamente las señales de control generadas por la parte lógica del circuito, por lo que nos permite también prescindir de un driver de puerta.

Este dispositivo permite trabajar con tensiones de hasta 75Vcc y se protege por sobrecorriente cuando esta alcanza los 20-30A por lo que se utilizarán dos dispositivos en paralelo en cada una de las ramas del circuito.

4.3.4. CONDENSADOR DE BOOSTRAP

El polo alto seleccionado engloba casi todos los elementos necesarios para funcionar, como se ha comentado en las líneas superiores, únicamente debemos añadir un condensador de bootstrap. Para seleccionar el mismo acudimos al datasheet del fabricante, nos recomiendan una capacidad comprendida entre 30 y 50 nF, además como se trata de un condensador que trabaja a alta frecuencia, utilizaremos un condensador de cerámica.

4.3.5. POLOS BAJOS

Para los polos bajos del puente de potencia se utilizarán transistores mosfet canal N, principalmente por dos razones:

- No es sencillo encontrar polos inteligentes que cumplan nuestros requisitos de tensión corriente y frecuencia de conmutación (además las funciones de protección quedan garantizadas si se incorporan en los polos altos).
- Utilizar mosfet abarata el módulo de potencia, con lo que contribuye a crear un dispositivo más económico.

Los principales parámetros a tener en cuenta para el dimensionamiento de los transistores son los siguientes:

- Tensión V_{ds} máxima que deberán soportar, en nuestro caso la mayor tensión que manejaremos serán 40 voltios, además utilizaremos un coeficiente de protección ante sobretensiones de 1,2, por lo que la tensión V_{ds} mínima a soportar será:

$$V_{dsMIN} = 40 \times 1,2 = 48 V$$

Seleccionaremos entonces un dispositivo capaz de soportar al menos 50V.

- Corriente I_{ds} máxima que deberá soportar, según los valores obtenidos en la simulaciones rondará los 41 A en el peor de los casos, utilizando el criterio de dimensionamiento anterior:

$$I_{dsMIN} = 41,6 \times 1,2 = 50 A$$

Por lo que seleccionaremos un dispositivo que soporte esas corrientes.

Se ha seleccionado el dispositivo “PSMN012-60YS” de NXP. Se trata de un mosfet canal N simple, esto permitirá abaratar el diseño, pero requerirá de la utilización de drivers de puerta para los polos bajos

Este dispositivo permite trabajar con tensiones de hasta 60Vcc, y permite corrientes de casi 60A, su resistencia interna es de 11.1mΩ, además puede utilizarse a frecuencias superiores al MHz, por lo que cubre todos nuestros requerimientos.

4.3.6. DRIVER PARA POLO BAJO

Los criterios utilizados para seleccionar el driver de los polos bajos han sido los siguientes [8]:

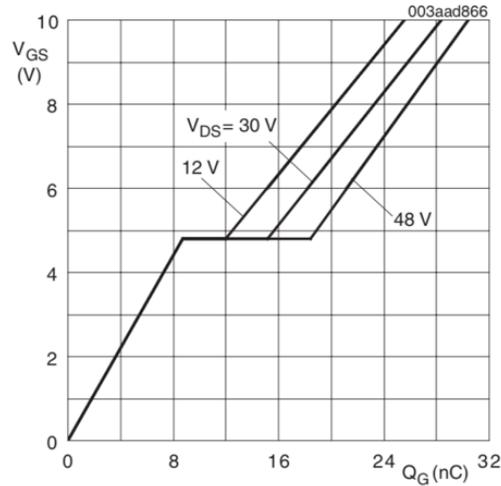
Frecuencia de conmutación, en las simulaciones se ha decidido utilizar una frecuencia de 40kHz. Por lo tanto, es aconsejable que el driver sea capaz de funcionar al menos a dicha frecuencia, a ser posible se seleccionará uno que soporte frecuencias mayores.

Nivel de aislamiento del driver, en este caso como la Vce máxima son 50V, necesitamos que el driver soporte esto como mínimo.

Capacidad de operar con la Rg deseada, en este caso supondremos que deseamos 4,7Ω, que es con la que el fabricante de los mosfet realiza sus pruebas.

Capacidades de potencia de salida, corriente media y corriente máxima que calcularemos a través de la carga de puerta.

Carga de puerta, observando la imagen debajo, se llega a la conclusión de que utilizando un driver que sea capaz de inyectar 40nC (Vgs 0-12V) en principio no tendremos problemas.



$$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}; I_D = 30 \text{ A}$$

Ilustración 19 Diagrama de carga de puerta

Calculamos la corriente media necesaria:

$$I_G = Q_G * f_{sw}$$

$$I_G = 40 \text{ nC} * 40 \text{ KHz} = 1.6 \text{ mA}$$

Calculamos la corriente de pico (teniendo en cuenta las tensiones que es capaz de proporcionar el driver citado):

$$I_{G(PEAK)} = \frac{V_{G(ON)} - V_{G(OFF)}}{R_G + R_{G(INT)}}$$

$$I_{G(PEAK)} = \frac{12 - 0}{0,66 + 4,7} = 2,23 \text{ A}$$

Calculamos la potencia de salida demandada:

$$P_{OUT} = Q_G * (V_{G(ON)} - V_{G(OFF)}) * f_{sw}$$

$$P_{OUT} = 40 \text{ nC} * (12 - 0) * 40 \text{ Khz} = 19.2 \text{ mW}$$

Teniendo en cuenta los datos calculados se ha seleccionado el dispositivo “ZXGD3003E6” de la empresa Zetex, dado que los niveles de tensión que soporta son suficientes, y sus capacidades de corriente son muy superiores a las requeridas.

4.3.7. INDUCTANCIA

El diseño de la inductancia del convertidor comprende dos capítulos bien diferenciados, el caso del control como fuente de tensión, y el caso en el que funciona como fuente de corriente, para cada uno de estos modos deberemos evaluar la situación más desfavorable.

1) Inductancia para modo corriente

En este caso vamos a dimensionar la inductancia para intercambiar energía entre bancos de ultracondensadores, dado que es la solución que se implementará de forma práctica. La situación más desfavorable es cuando se trabaja en modo reductor, con el condensador de la entrada cargado a su valor máximo, y el condensador de la salida está totalmente descargado. Debemos por lo tanto dimensionar la inductancia para limitar la máxima excursión de corriente durante el periodo de control.

Tendiendo a las fórmulas:

$$\Delta_I = \frac{V_{in} - V_o}{L} * T_{control}$$

Para un control a 20KHz que es la frecuencia fijada en el diseño y si queremos una excursión máxima de corriente de 600mA

$$L_{min} = \frac{V_{in} - V_o}{\Delta_I} * T_{control} = \frac{40 - 0}{0,6} * 0,00005 = 3,3mH$$

Por lo que se requerirá una inductancia de un valor igual o mayor que 3,3mH.

2) Inductancia para control en modo fuente de tensión:

En este caso debemos considerar los dos modos de funcionamiento (reductor y elevador), para ver en cual de los dos se precisa una inductancia mayor para operar en conducción continua. Para ello calcularemos la inductancia mínima en ambos casos.

En modo reductor:

$$L_{min} = \frac{V_o(1 - D)T}{\Delta_{iL}}$$

El caso más desfavorable es cuando circule la corriente mínima por la inductancia, caso que ocurre cuando la tensión de entrada es máxima (40V) y la potencia de salida mínima (24W), en este caso el ciclo de trabajo es mínimo también

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_{inMAX}} = \frac{24}{40} = 0,6$$

$$I_{Lmin} = \frac{P_{oMIN}}{V_{inMAX}} = \frac{24}{40} = 600mA$$

Establecemos un rizado máximo de 500mA

$$I_{Lmin} = I_{Lmedia} - \frac{\Delta_{iL}}{2} = 350 mA$$

Por lo tanto la inductancia mínima es:

$$L_{min} = \frac{24(0,6)0,000025}{0,5} = 700 uH$$

En modo elevador:

$$L_{min} = \frac{V_o * D * T}{\Delta_{iL}}$$

Atendiendo a la fórmula, el caso más desfavorable se produce cuando el producto de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo son máximos, esto ocurre cuando la tensión de entrada es mínima y por lo tanto el ciclo de trabajo máximo:

$$D_{max} = \left(1 - \frac{V_{inMIN}}{V_o}\right) = \left(1 - \frac{12}{24}\right) = 0,5$$

Por lo tanto la inductancia mínima será:

$$L_{min} = \frac{24 * 0,5 * 0,000025}{\Delta_{iL}} = 600uH$$

Teniendo en cuenta los valores obtenidos en ambos casos, para el control en modo tensión necesitamos una inductancia de al menos 700uH.

Como el caso que se implementará físicamente es el de intercambio de energía entre ultracondensadores, se requerirá la fabricación de una inductancia de unos 3,5mH, que sea capaz de soportar una corriente de 4A (que será suficiente para mostrar el funcionamiento del dispositivo).

Por disponibilidad del mismo, se utilizará un núcleo de ferrita en forma de E de la marca Ferroxcube con las siguientes características:

Material	nH/vuelta (Al)	μ e	Gap (μ)
3C90	100 \pm 5% ⁽¹⁾	\approx 37	\approx 10800
	160 \pm 5% ⁽¹⁾	\approx 60	\approx 5540
	250 \pm 5%	\approx 93	\approx 2900
	315 \pm 5%	\approx 118	\approx 2120
	400 \pm 8%	\approx 149	\approx 1540
	630 \pm 10%	\approx 235	\approx 840
	5070 \pm 25%	\approx 1890	\approx 0

Tabla 17 Características del núcleo de la inductancia

Mediante el software del fabricante “FEROOXCUBE SFDT” y tras realizar varios cálculos iterativos, se obtiene la siguiente configuración válida para nuestra aplicación:

Ilustración 20. Resultados obtenidos mediante herramienta informática.

4.3.8. CONDENSADOR DE FILTRO

El modo fuente de tensión requiere a la salida una capacidad de filtrado para mantener una tensión constante a la salida. El valor de este elemento va a determinar el rizado de la tensión de salida.

En primer lugar debemos fijar el rizado máximo admisible a la salida, establecemos un valor de 0,5 voltios.

Utilizando las ecuaciones vistas en capítulos anteriores calcularemos el condensador de salida necesario para cada uno de los convertidores, elevador y reductor:

1) Condensador de salida para reductor

$$C_{min} = \frac{V_0(1 - D)}{8L\Delta V_0 f_{sw}^2}$$

Para una frecuencia de conmutación de 40KHz, una inductancia establecida de 700uH y tomando el ciclo de trabajo mínimo (0,6), el valor del condensador mínimo es de 2,14 uF

2) Condensador de salida para elevador

$$C = \frac{DV_0}{R\Delta V_0 f_{sw}}$$

Para una frecuencia de conmutación de 40KHz, con un valor de resistencia de carga de 1,15 Ω (la mínima) y tomando el ciclo de trabajo máximo (0,5), el valor del condensador mínimo es de 522uF

Por lo que para el condensador de salida podríamos utilizar 660uF que es fácil de obtener con capacidades normalizadas.

4.3.9. MEDIDOR DE CORRIENTE

Para seleccionar el medidor de corriente los criterios a tener en cuenta serán la capacidad de medida de la corriente máxima del sistema, y el ancho de banda de medidor, que debe ser superior a la frecuencia de control del dispositivo.

En cuanto a corriente, se requiere una capacidad de medida superior a 41,66 A, mientras que el ancho de banda del medidor debe ser superior a 20KHz.

Para simplificar el diseño y por disponibilidad de la misma, se utilizará un medidor hall, en vez de implementar una medida mediante una resistencia "Shunt" y un amplificador.

El sensor hall utilizado es el LTSR15-np de LEM, este permite una corriente máxima de 48 A, permitiendo sobradamente la máxima del sistema más el rizado máximo de diseño. Además posee un ancho de banda de 100KHz, por lo que cumple sobradamente los requerimientos de nuestro dispositivo.

4.3.10. ULTRACONDENSADORES

Por disponibilidad de los mismos se utilizarán los módulos BPAK0350-15EA de la marca Maxwell, estos módulos ofrecen una tensión de funcionamiento de 15V y una capacidad de 58F, además están diseñados para aplicaciones de automoción con altas demandas de energía, sus características relevantes son las siguientes.

Capacidad	58	F
Tensión máxima	15	V
Resistencia interna CC	18	mOhm
Resistencia interna CA 1KHz	9	
Corriente de descarga continua	47	A
Corriente de descarga de pico	200	A
Corriente de autodescarga	0,001	mA
Rango de temperatura de operación	-3000	
Densidad gravimétrica	3.000	W/Kg
Densidad volumétrica	2.650	W/l
Ciclos de vida	500.000 C<20% de decremento	

Tabla 18 Características de los módulos de ultracondensadores.

Dimensiones:

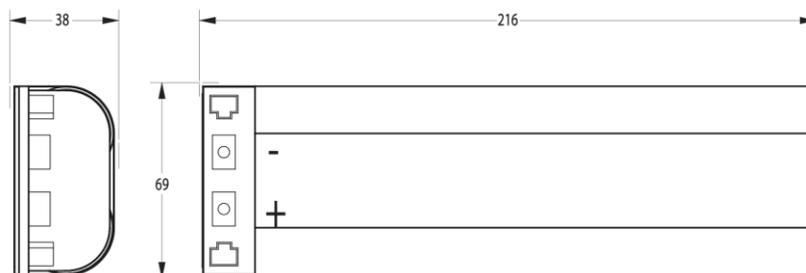


Ilustración 21. Características dimensionales de los módulos de ultracondensadores.

4.3.11. MICROCONTROLADOR

Las restricciones a la hora de seleccionar el microcontrolador han sido básicamente el precio, la facilidad de programación y la disponibilidad de tarjetas de desarrollo que facilitasen la creación del hardware. El microcontrolador seleccionado ha sido el "ATMega 328P" de la empresa "Atmel (Microchip)", en base a que su precio es muy reducido, tiene una potencia computacional suficiente para la aplicación que

pretendemos crear y además esta disponible en infinidad de tarjetas de desarrollo que permiten comenzar a crear el hardware a partir de algo “sólido”. La tarjeta de desarrollo que se utilizará es un “Arduino Duemilanove Plus” tarjeta basada en el “Arduino UNO” pero que equipa un cristal de cuarzo en vez de un oscilador RC, esto mejora las temporizaciones del sistema, lo cual resulta interesante ya que el control del mismo se basará en interrupciones.

4.4. TARJETA DE POTENCIA

Esta tarjeta es fundamentalmente el soporte para los semiconductores de potencia y los medidor de corriente. Se ha tratado de crear una placa “genérica” y de bajo coste de fabricación, para que pueda utilizarse en diferentes aplicaciones elevador-reductor, puente en H para motores...etc . Esta realizada en cobre de 2oz (el doble del grosor habitual) esto permite soportar altas corrientes y mejora la disipación de calor de los elementos de potencia.

La placa de potencia no incorpora la inductancia del convertidor, esta se conecta mediante soldadura a la placa, esta solución aporta principalmente 2 ventajas:

- Mayor modularidad, la placa puede utilizarse con inductancias de diferente tamaño
- Menor coste de fabricación, al resultar una placa más pequeña.

La transferencia de calor se realiza atornillando la placa a un radiador, o la envolvente que se desee utilizar, esta fijación se realiza utilizando aisladores para tornillos y un aislante térmicamente conductor colocado en la cara inferior de la tarjeta.

4.4.1. LAYOUT TARJETA DE POTENCIA

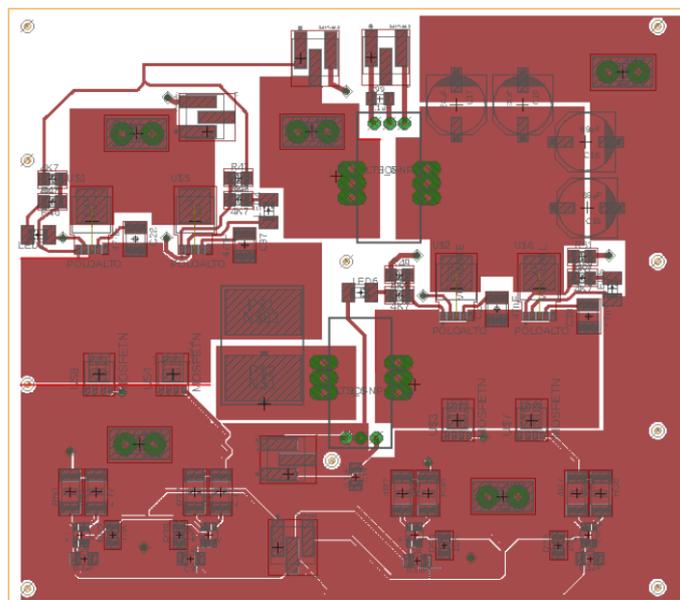


Ilustración 22. Cara superior de la placa de potencia.



Ilustración 23. Cara inferior de la placa de potencia.

4.5. TARJETA DE CONTROL

Esta tarjeta proporciona una interface al microcontrolador para operar sobre la tarjeta de potencia, además permite insertar un módulo bluetooth, de esta forma puede elegirse entre comunicación serie por cable usb o inalámbrica.

Está compuesta por varios bloques diferenciados

- Bloque de entradas analógicas, proporciona la adaptación y filtrado para la lectura de dos tensiones y dos corrientes.
- Bloque salidas digitales, suministra a la tarjeta de control las señales de conmutación de los polos.
- Entradas de interrupción, para avisar del sistema de fallos o de la necesidad de absorber energía de la carga.
- Alimentaciones, suministra a la tarjeta de potencia las alimentaciones de 12 y 5 voltios.
- Comunicaciones, proporciona comunicación serie (RS232) con el sistema, ya sea por cable o mediante protocolo bluetooth.

Atendiendo a la clasificación de entradas y salidas, la descripción de la tarjeta es la siguiente:

Símbolo	Entrada	Descripción
Vin	Tensión de entrada al sistema	Tensión a la entrada
I1	Corriente en la inductancia	Corriente en la inductancia
I2	Corriente a la salida del sistema	Corriente a salida (filtrada)
Vo	Tensión de salida del sistema	Tensión a la salida
Fs	Señal de cambio de modo	Indica al sistema que debe absorber energía
Err	Señal de error	Indica al sistema que debe parar de inmediato
GND	Punto común ente tarjetas	Conexión de masas

Tabla 19 Señales de entrada.

Símbolo	Salida	Descripción
G1	PWM polo alto lado izquierdo	Señal de control polo
G2	PWM polo bajo lado izquierdo	Señal de control polo
G3	PWM polo alto lado derecho	Señal de control polo
G4	PWM polo alto lado derecho	Señal de control polo
+5V	Alimentación	Alimentación medidor de corriente y módulo bluetooth
+12V	Alimentación	Alimentación drivers polos bajos

Tabla 20 Señales de salida.

Símbolo	Entradas/Salidas comunicación	Descripción
TX	Salida de datos	RS-232 tx
RX	Entrada de datos	RS-232rx
+5V	Alimentación	Alimentación módulo bluetooth
GND	Punto común	Conexión de masas

Tabla 21 Comunicación inalámbrica.

4.5.1. BLOQUE DE ENTRADAS ANALÓGICAS

Proporciona al microcontrolador el escalado de tensiones para poder realizar las lecturas, además integra filtros paso bajo para conseguir unas lecturas estables

En primer lugar, trataremos la medida de las tensiones de entrada y salida al sistema, V_{in} y V_{out} .

En este caso se utiliza un divisor de tensión más un filtro

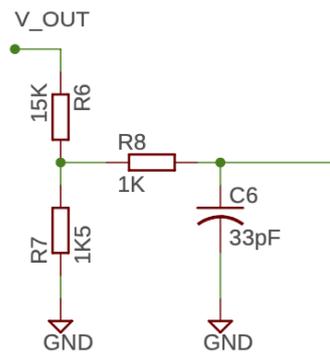


Ilustración 24 Entradas de medida de tensión.

El divisor, formado en este caso por R_6 y R_7 está diseñado para aceptar tensiones de entrada/salida de hasta 55V

De esta forma:

$$V_{out'}_{max} = \frac{V_{in_max} * R_7}{R_6 + R_7} = \frac{55 * 1K5}{16K5} = 5V$$

Dado que durante el funcionamiento se realizarán conversiones de 8 bits, el valor de 5V se representará como 255, por lo tanto, cada valor discreto representará:

$$\text{Voltios por valor} = \frac{55V}{255 \text{ Valores}} = 0,2156V$$

Cada valor discreto tendrá un peso de 216 mV.

El filtro (paso bajo), está formado por R_8 y C_6 , su frecuencia de corte es la siguiente:

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C} = \frac{1}{2 * \pi * 1K * 33 * 10^{-9}} = 4.822Hz$$

Las medidas de corriente no requieren escalado en tensión, debido a que los medidores ofrecen una salida 0-5 Voltios, en este caso se incorpora un filtro paso bajo formado por R9 y C7:

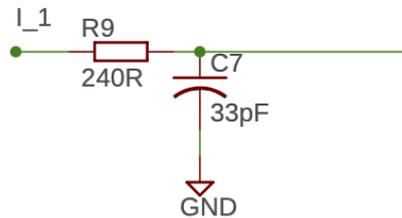


Ilustración 25 Filtrado de la medida de corriente.

Su frecuencia de corte es la siguiente:

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C} = \frac{1}{2 * \pi * 240 * 33 * 10^{-9}} = 20.095Hz$$

4.5.2. BLOQUE DE SALIDAS DIGITALES

Este bloque genera las señales de control de los cuatro polos mediante dos señales pwm generadas por el microcontrolador, y 2 multiplexores gobernados por dos bit de control según la siguiente tabla:

S1	S0	Modo	H1	H2	L1	L2
0	0	Reductor consumo	PWM	GND	GND	GND
0	1	Elevador consumo	+5V	GND	GND	PWM
1	0	Reductor generador	GND	PWM	GND	GND
1	1	Elevador generador	GND	+5V	PWM	GND

Tabla 22 Señales polos de potencia.

El esquema eléctrico es el siguiente:

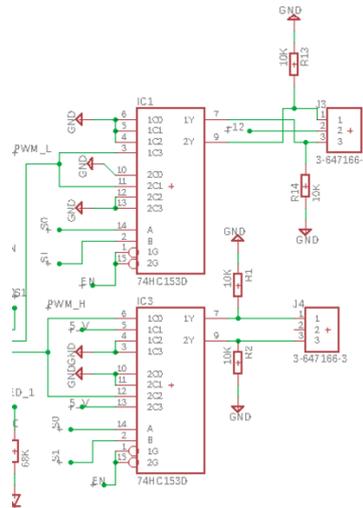


Ilustración 26 Diagrama del circuito selector de topología.

Las salidas de los multiplexores están conectadas a un “pull-down”, de esta forma en caso de parada de emergencia basta con poner a nivel alto la señal de habilitación de los multiplexores, de esta forma se envía la señal de cierre a todos los polos.

4.5.3. ENTRADAS DE INTERRUPCIÓN

La tarjeta de control tiene habilitadas dos entradas para interrupciones externas, una de ellas está pensada para recibir la señal de absorber energía (por si se requiriese en la aplicación), y la otra para recibir la señal de parada de emergencia.

En estas dos se utilizan los “pull-up” internos del microcontrolador, es decir que estas entradas permanecerán a 5 voltios, y serán activas a nivel bajo.

4.5.4. ALIMENTACIONES

Se proporciona a la tarjeta de control la alimentación para el medidor de corriente y para los drivers de los polos bajos.

La alimentación de 5 voltios se suministra mediante el regulador lineal incorporado en el microcontrolador “Arduino Uno”, esta solución ha sido adoptada teniendo en cuenta que el consumo máximo de cada medidor de corriente es de 11 mA, y el regulador incorporado permite 500mA.

La alimentación de 12 voltios se suministra directamente de la alimentación que recibe la tarjeta del microcontrolador

4.5.5. COMUNICACIONES

El sistema se comunica mediante protocolo RS-232, puede optarse por una comunicación por cable, o conectar un módulo Bluetooth HC-06.

La comunicación por cable se realiza mediante el chip USB/Serie integrado en el microcontrolador.

La comunicación bluetooth se realiza mediante dicho módulo HC-06, este módulo permite crear una comunicación serie” transparente para el usuario” entre este módulo y cualquier módulo bluetooth compatible con 2.0, incluido en cualquier ordenador, smartpone etc...

Mediante comunicaciones, puede realizarse el arranque y la parada del sistema, además el sistema envía los datos relevantes.

4.5.6. LAYOUT TARJETA DE CONTROL

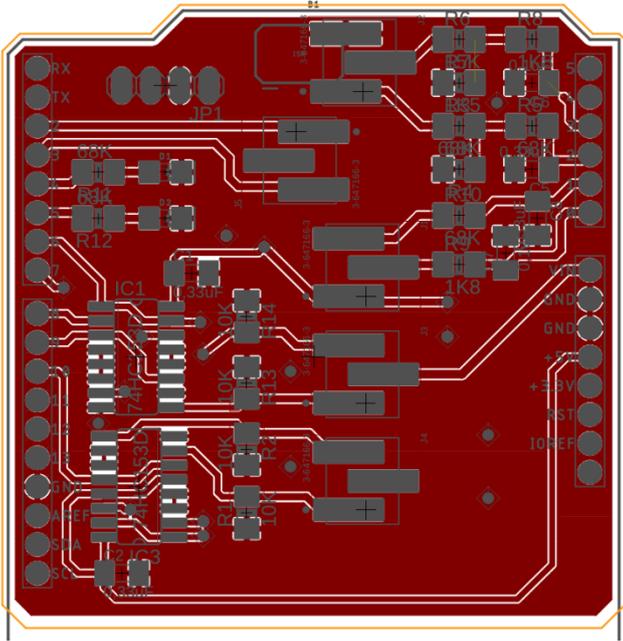


Ilustración 27. Cara superior de la placa de control.

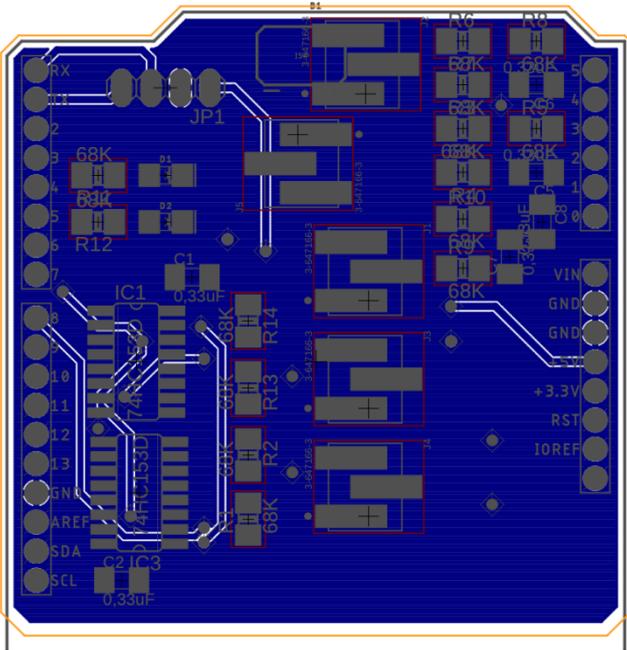


Ilustración 28. Cara inferior de la placa de control.

4.6. SIMULACIONES

4.6.1. MODELO MATLAB

Se han generado modelos de ambos convertidores (buck y boost) para cada uno de los modos de funcionamiento (tensión o corriente) en el módulo “simulink” del programa “Matlab”, con la intención de evaluar las capacidades del sistema de forma previa a la construcción, y de realizar un primer ajuste de los parámetros de control.

Para intentar conseguir la máxima precisión, se ha creado un modelo a medida para los principales elementos de la parte de potencia.

Se muestran los modelos finales obtenidos tras realizar las modificaciones pertinentes del sistema, indicadas en el capítulo de ajustes realizados.

4.6.2. MODELO ULTRACONDENSADORES

El modelo utilizado para simular estos utiliza líneas RC para simular las distribuciones de carga que ocurren en el interior de las celdas, mediante las diferentes constantes de tiempo de cada línea.

Para este caso se modelarán los módulos utilizados (MAXWELL BPAK0350 58F 15V) mediante tres líneas RC en paralelo, es decir, mediante 3 constantes de tiempo diferentes.

Distinguiremos las tres ramas como: la rama rápida, la rama media, y la rama lenta.

Calcularemos los valores de RC a partir de las ecuaciones proporcionadas por el fabricante en [1], que permiten obtener estos teniendo en cuenta los valores de capacidad tensión y ESR de los módulos.

En nuestro caso nuestro caso los valores son los siguientes:

Parámetro	Valor
Tensión nominal (V)	15
Capacidad (F)	58
ESR (mΩ)	9

Tabla 23 Parámetros de cada módulo de ultracondensadores

Ecuaciones rama rápida:

$$R = \frac{2}{3} ESR$$

$$C = 1,05 C_0$$

$$\tau = \frac{2,1}{3} C_0 ESR$$

En nuestro caso

$$R = 6 \text{ m}\Omega$$

$$C = 60,9 \text{ F}$$

$$\tau = 0,365 \text{ S}$$

Ecuaciones rama media:

$$R = 910 * ESR$$

$$C = 0,095 C_0$$

$$\tau = 86,14 C_0 ESR$$

En nuestro caso

$$R = 8,19 \Omega$$

$$C = 5,51 \text{ F}$$

$$\tau = 44,96 \text{ s}$$

Ecuaciones rama lenta:

$$R = 2383 * ESR$$

$$C = 0,248 C_0$$

$$\tau = 591 C_0 ESR$$

En nuestro caso

$$R = 21,45 \Omega$$

$$C = 14,38 \text{ F}$$

$$\tau = 308,90 \text{ s}$$

Resumiendo:

RAMA	Rápida	Media	Lenta
Resistencia serie (Ω)	0,006	8,19	21,45
Capacidad (F)	60,9	5,51	14,38
Cte. deDe tiempo (s)	0,365	44,96	308,90

Tabla 24 Parámetros del modelo

4.6.3. MODELO POLOS

El modelo de estos se basa en su resistencia en estado de encendido, atendiendo a ambos datasheet los valores son:

Para los mosfet N que se utilizan como polos bajos, esta resistencia oscila entre 11,1 y 17,8 m Ω , tomaremos 14 m Ω como dato para el modelo

Para los mosfet P que se utilizan como polos altos, esta resistencia permanece siempre entorno a los 100 mΩ

4.6.4. MODELO INDUCTANCIA

Para el esquema controlado por corriente, el modelo de la inductancia se basa en los datos de inductancia y resistencia obtenidos en mediciones realizadas a la inductancia construida.

Dichos parámetros, L y R, se han obtenido mediante un medidor LRC, el aparato utilizado "GenRad 1693" realiza la media a 1KHz, por lo que pueden considerarse como unos datos bastante aproximados a los reales.

El modelo en cuestión consta de una inductancia en serie con una resistencia, de valores: 3,9mH y 895mΩ.

Para el esquema controlado por tensión se utilizan los valores de inductancia fijados en los cálculos de dimensionamiento.

4.6.5. MODELO DIODO

El modelo utilizado para los diodos utiliza como parámetros su tensión directa y la resistencia en conducción.

Acudiendo al datasheet del componente los valores tomados para el modelo son:

Caída de tensión en directa 0,6 V y una resistencia de conducción de 20 mΩ

4.6.6. MODELO MEDIDOR DE CORRIENTE

Dado que se trata de un medidor hall de corriente que se instala soldado, de forma que la corriente del convertidor circula por él, su modelo equivalente será una resistencia en serie, con valores de capacidad e inductancia parásita prácticamente nulos. Atendiendo al datasheet del componente, el valor de resistencia es de 1,2 mΩ

4.6.7. MODELOS DE LOS CONVERTIDORES

El funcionamiento del equipo puede dividirse en dos situaciones bien diferenciadas, cuando trabaja en modo reductor, y cuando lo hace en modo elevador, la topología cambia en cada modo en tanto en cuanto al número de semiconductores que intervienen en el funcionamiento.

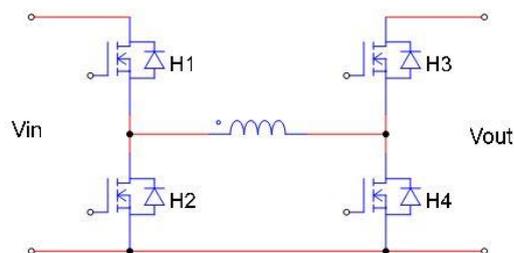


Ilustración 29. Topología general del sistema.

Cuando el sistema funciona en modo reductor (de entrada a salida) la topología es la siguiente:

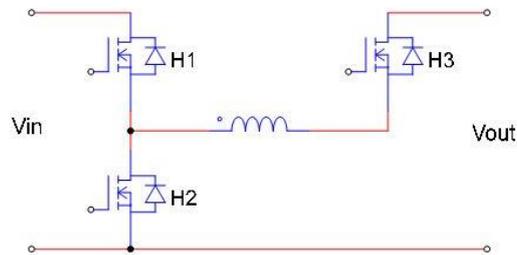


Ilustración 30. Topología modo reductor.

En este caso los semiconductores que intervienen son, el polo H1 que realiza las conmutaciones, el diodo del polo H2 que permite la circulación de corriente por la inductancia cuando el polo H1 esta abierto, y el diodo del polo H3 que podríamos definir como “parásito” dado que es consecuencia de la topología general, y que en este caso solo aporta pérdidas.

Cuando el sistema funciona en modo elevador (de entrada a salida) la topología es la siguiente:

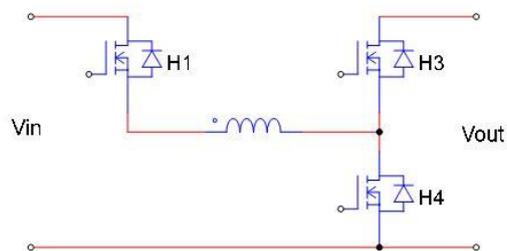


Ilustración 31. Topología modo elevador.

En este caso los semiconductores que entran en juego son, el polo H1 que permanece cerrado, el polo H4 que realiza las conmutaciones, y de nuevo el diodo “parásito” del polo H3.

En todos los modelos, como el medidor de corriente se instala al lado de la inductancia, se añade el valor resistivo de dicho medidor a la inductancia, con el fin de simplificar el esquema del modelo.

4.6.8. MODELOS PARA CONTROL EN MODO CORRIENTE

Los modelos para control en modo corriente únicamente poseen un lazo de control pid, que se ejecuta a 20KHz, se muestran a continuación los esquemas de los modelos utilizados.

4.6.8.1. MODELO BUCK CORRIENTE

Teniendo en cuenta los elementos relevantes descritos anteriormente para esta configuración, el modelo utilizado es el siguiente:

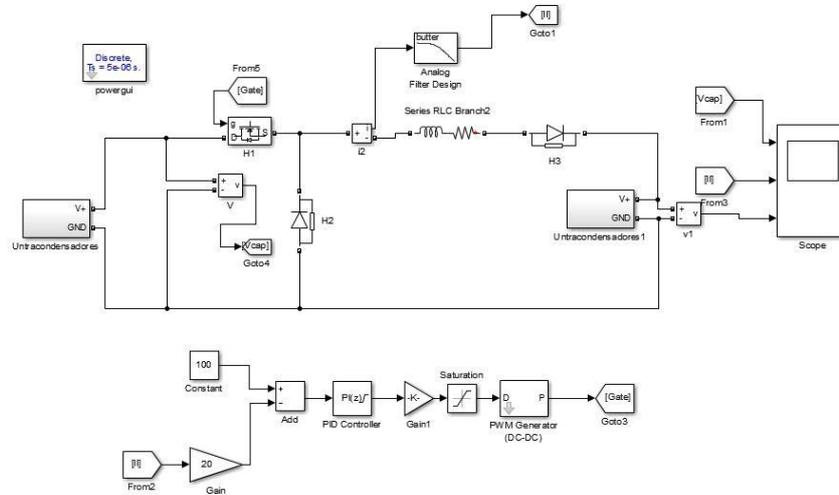


Ilustración 32. Modelo reductor para modo corriente

4.6.8.2. MODELO BOOST CORRIENTE

Teniendo en cuenta los elementos relevantes descritos anteriormente para esta configuración, el modelo utilizado es el siguiente:

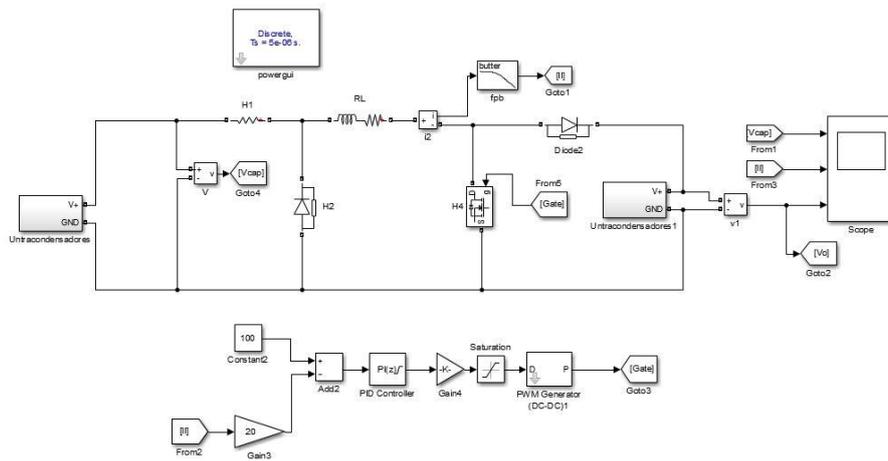


Ilustración 33. Modelo elevador para modo corriente.

4.6.9. MODELOS PARA CONTROL EN MODO TENSIÓN

Los modelos controlados por tensión constan de un doble lazo PI, el más interno controla la corriente y el más externo regula la tensión de salida, respecto a la velocidad de cada uno de ellos, el lazo interno (corriente) se ejecuta cinco veces para cada iteración del lazo de tensión, por lo tanto, el lazo de tensión se ejecuta a 4 KHz

4.6.9.1. MODELO BUCK TENSIÓN

Teniendo en cuenta los elementos relevantes descritos anteriormente para esta configuración, el modelo utilizado es el siguiente:

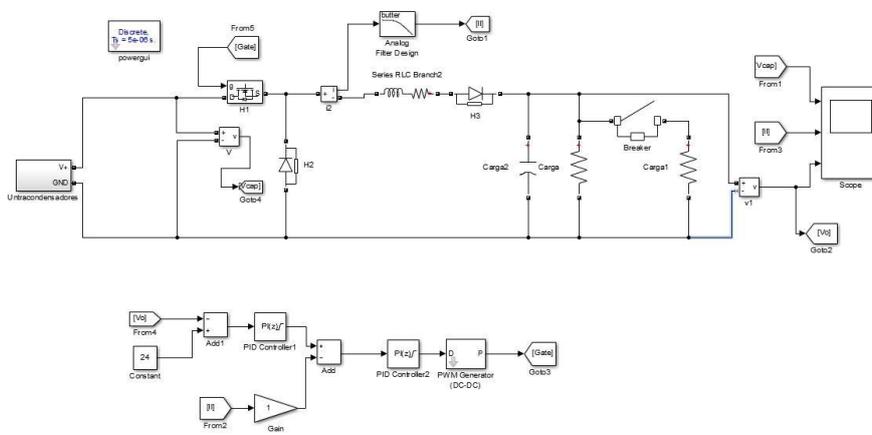


Ilustración 34. Modelo reductor para modo tensión.

4.6.9.2. MODELO BOOST TENSIÓN

Teniendo en cuenta los elementos relevantes descritos anteriormente para esta configuración, el modelo utilizado es el siguiente:

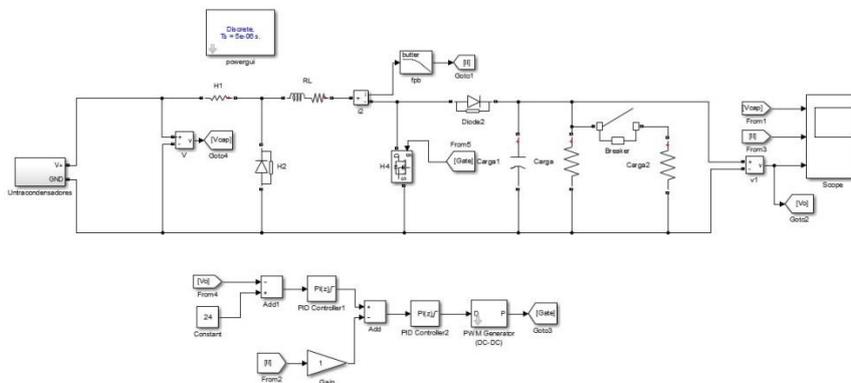


Ilustración 35. Modelo elevador para modo tensión.

4.6.10. AJUSTE DE LAS CONSTANTES DE CONTROL DEL SISTEMA

La utilidad “PID Tuner” disponible en la versión utilizada de “Simulink”, permite obtener los parámetros de control de forma automática, a partir de la respuesta deseada del sistema (ancho de banda y margen de fase). Además proporciona los diagramas de Bode y realiza una evaluación de la estabilidad del sistema.

Se muestra el proceso para uno de los, modelos, ya que es idéntico para los tres restantes.

El proceso comienza simulando en el propio sistema definido la entrada deseada, en este caso se aplicará un impulso de duración una iteración del bucle de control.

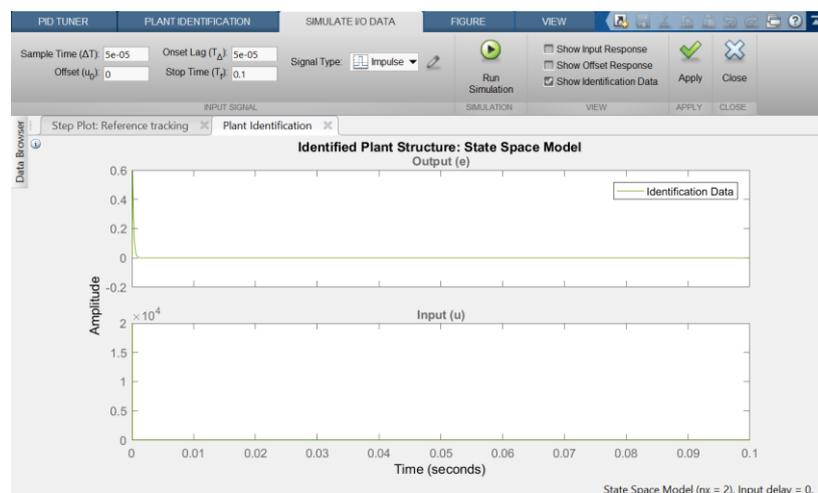


Ilustración 36. Datos obtenidos y entrada simulada.

Una vez simulado el impulso la herramienta realiza una estimación del sistema, en este caso mediante el modelo de espacio de estados. Como se trata de convertidores reductor y elevador, utilizaremos un sistema de orden dos.

Fijamos una tolerancia para la identificación en este caso 10^{-12} , y un número máximo de mil iteraciones.

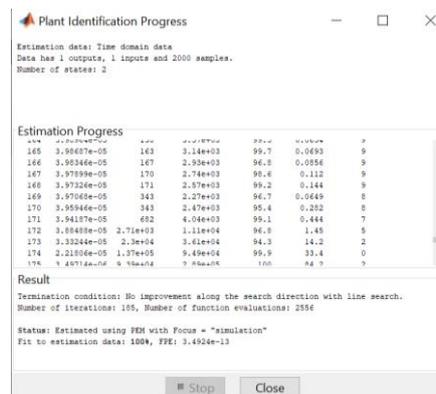


Ilustración 37. Proceso de identificación.

Una vez terminado el proceso obtenemos una estimación que se ajusta al 100% con los datos simulados.

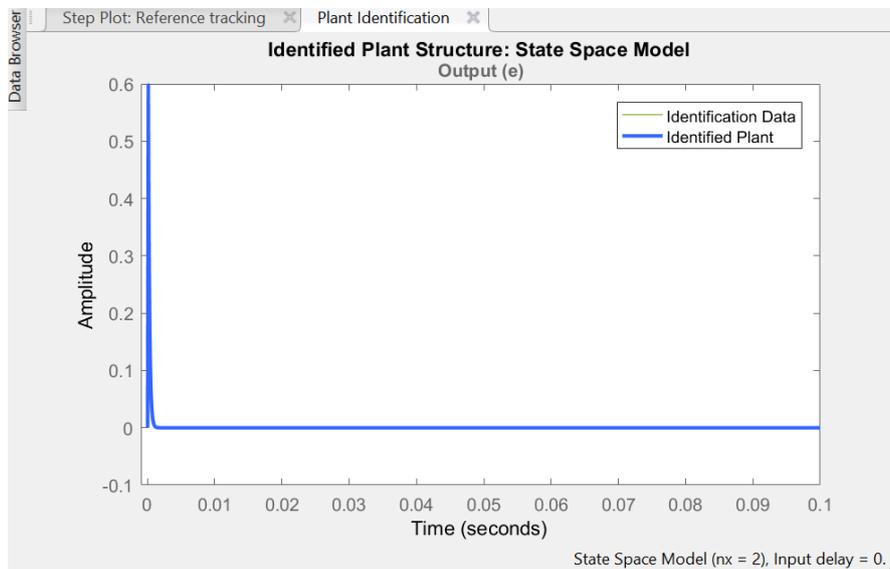


Ilustración 38. Datos identificados.

Ahora utilizando la herramienta “PID Tuner” podemos ajustar la respuesta del sistema para que se ajuste al comportamiento deseado.

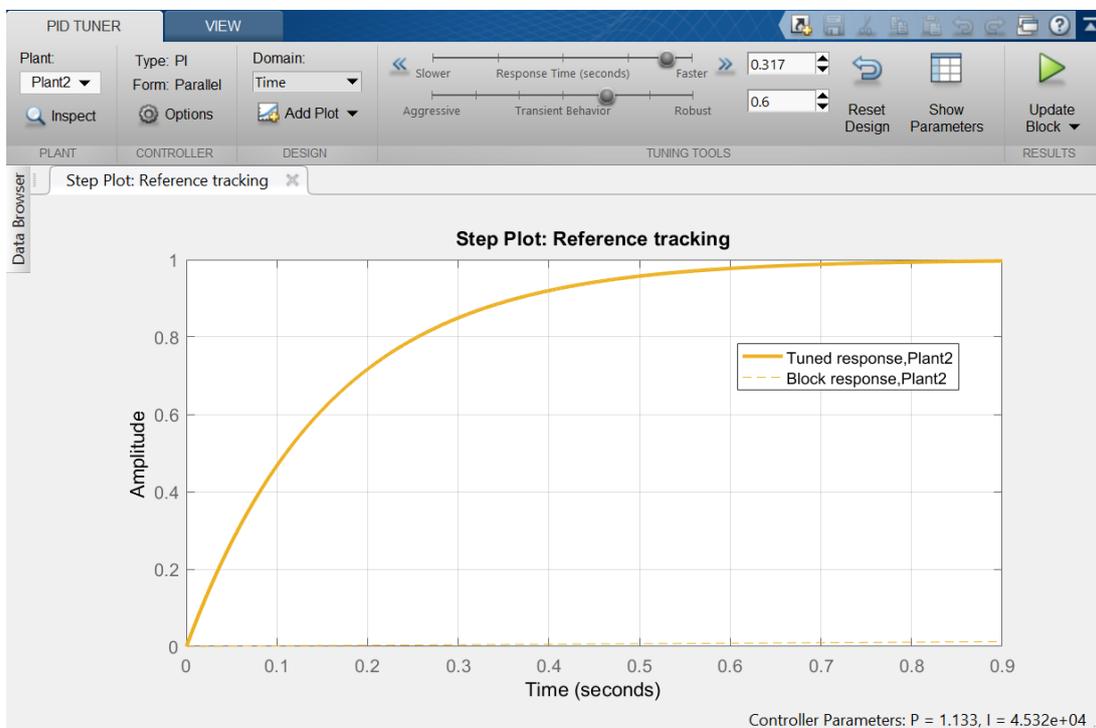


Ilustración 39. Respuesta del sistema inicial y el ajustado.

Una vez fijada esta respuesta “deseada”, la herramienta proporciona las constantes de control (este caso la ganancia proporcional e integral) y podemos visualizar los diagramas de bode del sistema en lazo abierto y del sistema compensado.

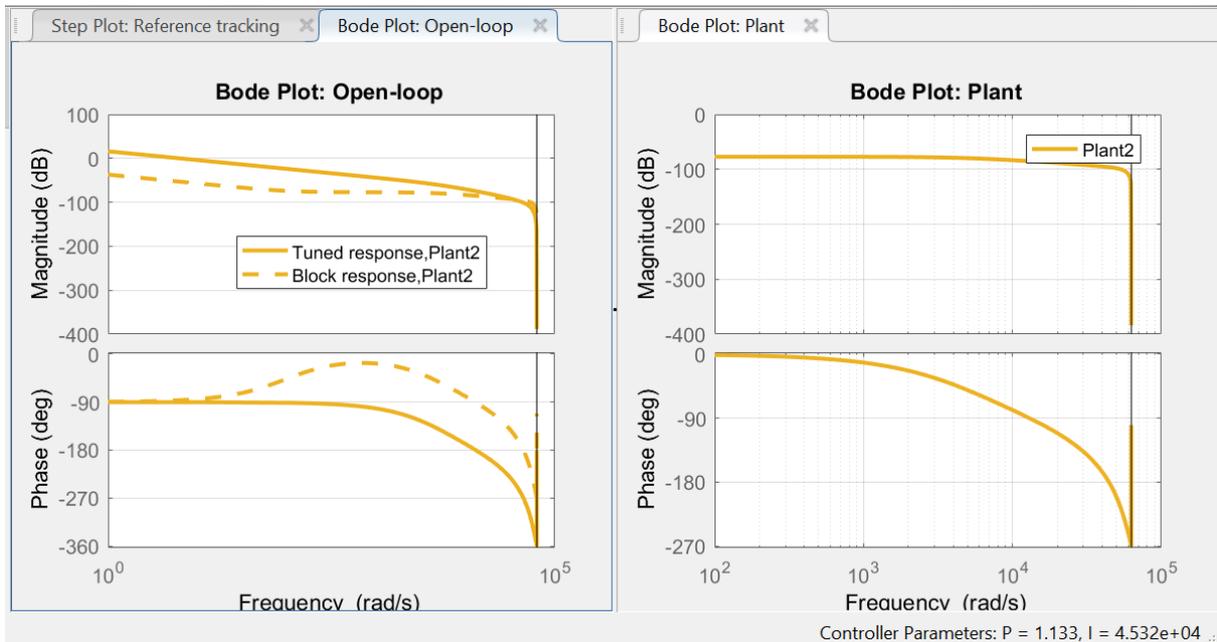


Ilustración 40. Diagramas de bode.

Por último, se visualizan los parámetros del sistema “propuesto” y “ajustado” para evaluar su estabilidad:

Controller Parameters		
	Tuned	Block
P	1.133	1
I	45318.2125	100
D	n/a	n/a
N	n/a	n/a
Performance and Robustness		
	Tuned	Block
Rise time	0.348 seconds	NaN seconds
Settling time	0.619 seconds	NaN seconds
Overshoot	0 %	NaN %
Peak	0.999	Inf
Gain margin	74.7 dB @ 1.3e+04 ra...	96.1 dB @ 4.45e+04 r...
Phase margin	89.9 deg @ 6.31 rad/s	90 deg @ 0.0139 rad/s
Closed-loop stability	Stable	Stable

Ilustración 41. Parámetros de ambos sistemas.

Tras comprobar que el sistema ajustado es estable, podemos actualizar los parámetros proporcional e integral del compensador y realizar simulaciones con los modelos expuestos para ver su comportamiento durante el funcionamiento.

4.6.11. SIMULACIÓN MODELOS CON CONTROL EN CORRIENTE

Para estos modelos, se realizan simulaciones para evaluar la capacidad de funcionamiento del sistema durante todo el ciclo, y para determinar su tiempo de respuesta frente a cambios en la referencia de corriente.

4.6.11.1. REDUCTOR CON CONTROL EN CORRIENTE

En primer lugar se ha simulado el ciclo de funcionamiento completo, con una capacidad de entrada reducida (para disminuir el tiempo de simulación) y funcionando a una corriente intermedia. los ejes de la gráfica se corresponden con (de arriba a bajo), tensión de entrada, corriente por la inductancia y tensión de salida

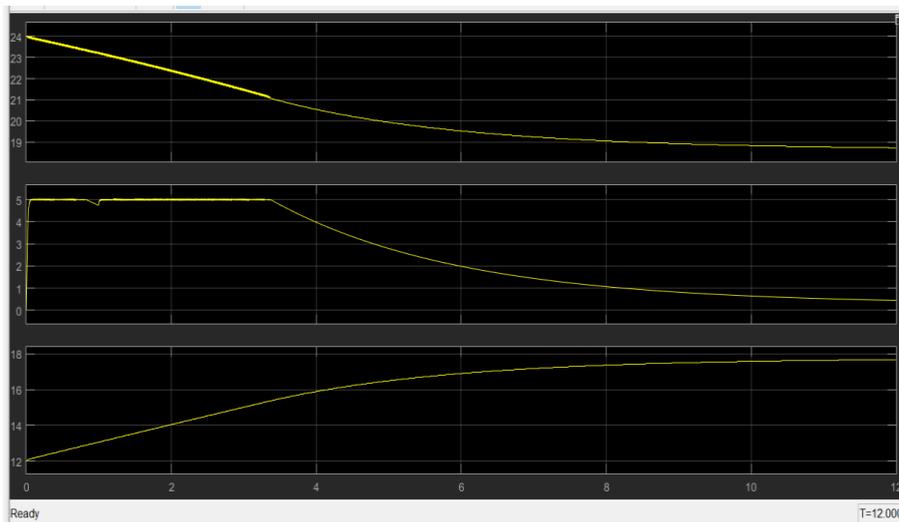


Ilustración 42. Ciclo completo reductor.

Las formas de onda muestran la capacidad del sistema para funcionar, pero puede verse como el sistema pierde fuerza cuando la tensión de entrada supera a la de salida en menos de 6V, por lo que necesitaremos un regulador adaptativo para que pueda funcionar correctamente en todo el rango.

En segundo lugar se simula un cambio de la referencia de corriente de forma que podamos evaluar la aptitud del sistema para variar la corriente de salida.

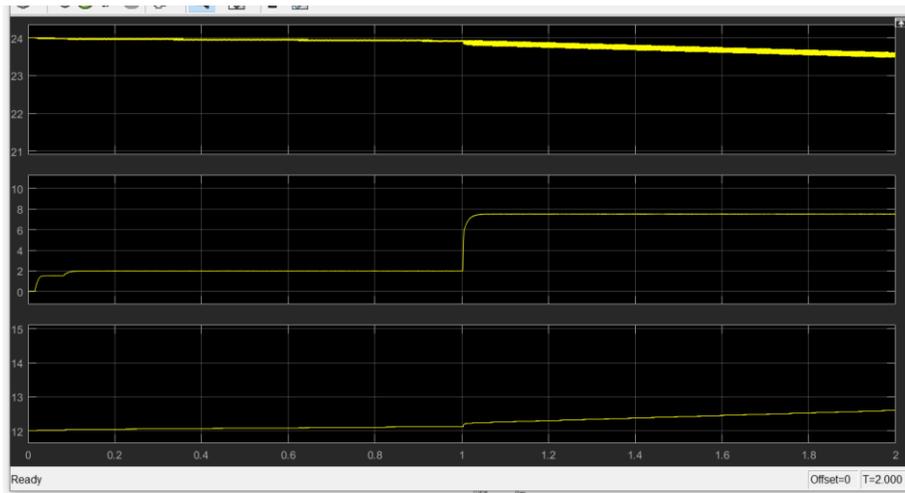


Ilustración 43. Transitorio de cambio de referencia.

Haciendo zoom en la zona de interés:

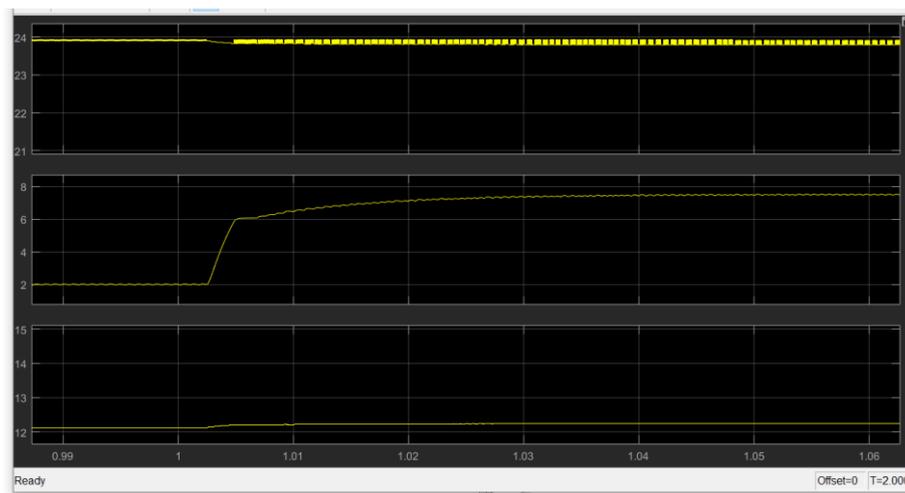


Ilustración 44. Detalle del transitorio.

Se aprecia que el cambio en la corriente de salida se realiza en menos de 40ms.

4.6.11.2. ELEVADOR CON CONTROL EN CORRIENTE

Al igual que en el apartado anterior, simulamos un ciclo completo con capacidad reducida.

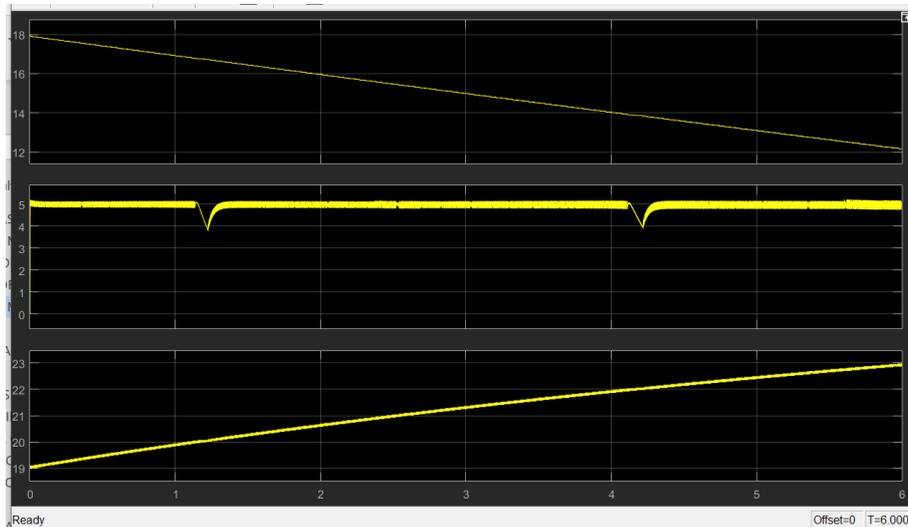


Ilustración 45. Ciclo completo elevador.

Para este convertidor no se requiere un control adaptativo, ya que tiene fuerza durante todo el ciclo de funcionamiento.

Veamos ahora como se comporta ante cambio de la referencia de corriente:

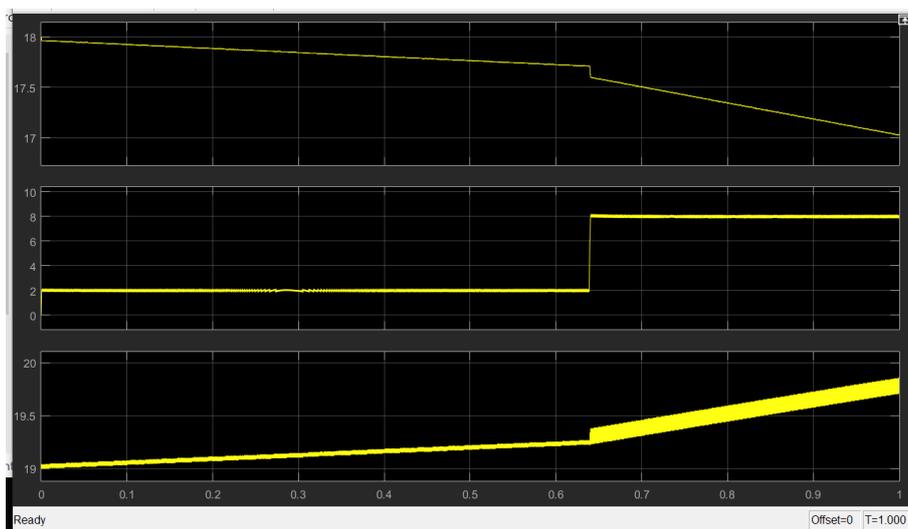


Ilustración 46. Transitorio de cambio de referencia.

Haciendo zoom en la zona de interés:

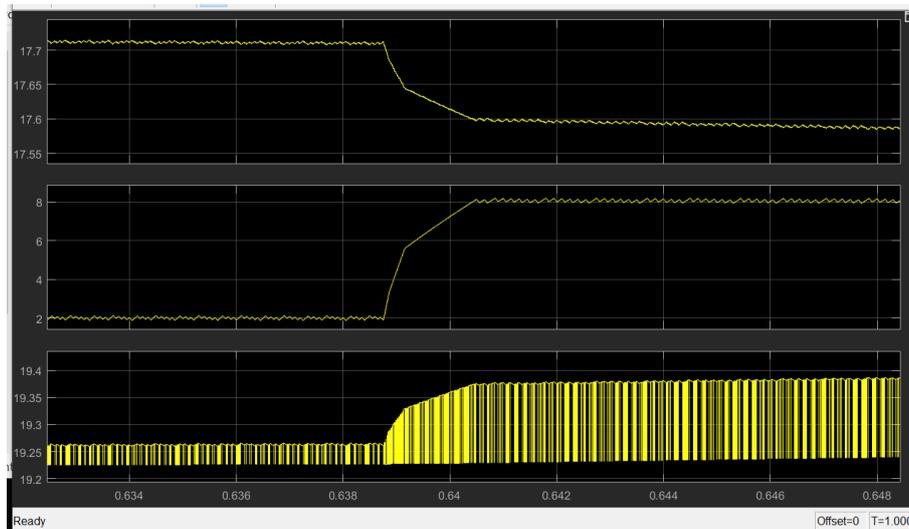


Ilustración 47. Detalle del transitorio.

En este caso el cambio de referencia de corriente ha sido más rápido, del orden de 2 ms.

4.6.12. SIMULACIÓN MODELOS CON CONTROL EN TENSIÓN

De nuevo se realizan simulaciones para evaluar la capacidad de funcionamiento del sistema durante todo el ciclo, y en este caso para determinar su tiempo de respuesta frente a cambios transitorios de la carga a la salida

4.6.12.1. REDUCTOR CON CONTROL EN TENSIÓN

Una vez más se ha simulado el ciclo de funcionamiento completo, con una capacidad de entrada reducida, y funcionando a una potencia intermedia. los ejes de la gráfica se corresponden con (de arriba hacia abajo), tensión de entrada, corriente por la inductancia y tensión de salida

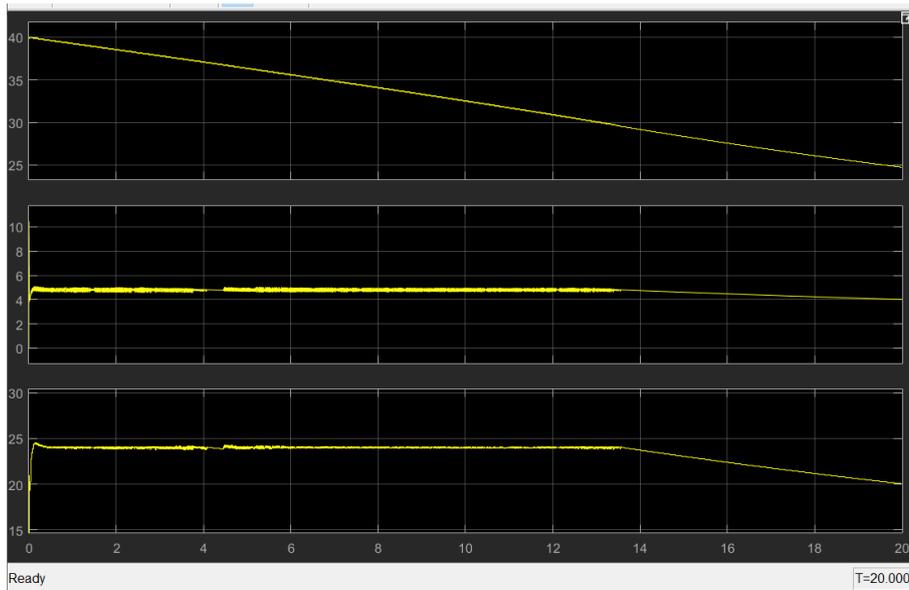


Ilustración 48. Ciclo completo reductor.

Las formas de onda muestran la capacidad del sistema para funcionar, pero como en el caso de reductor controlado por corriente, puede verse como el sistema pierde fuerza cuando la tensión de entrada supera a la de salida en menos de 6V, por lo que en este caso también necesitaremos un regulador adaptativo para que pueda funcionar correctamente en todo el rango.

En segundo lugar se simula un cambio transitorio en la carga a la salida, de forma que se produce un cambio instantáneo en la demanda de corriente a la salida, pasando prácticamente de la mínima a la máxima.

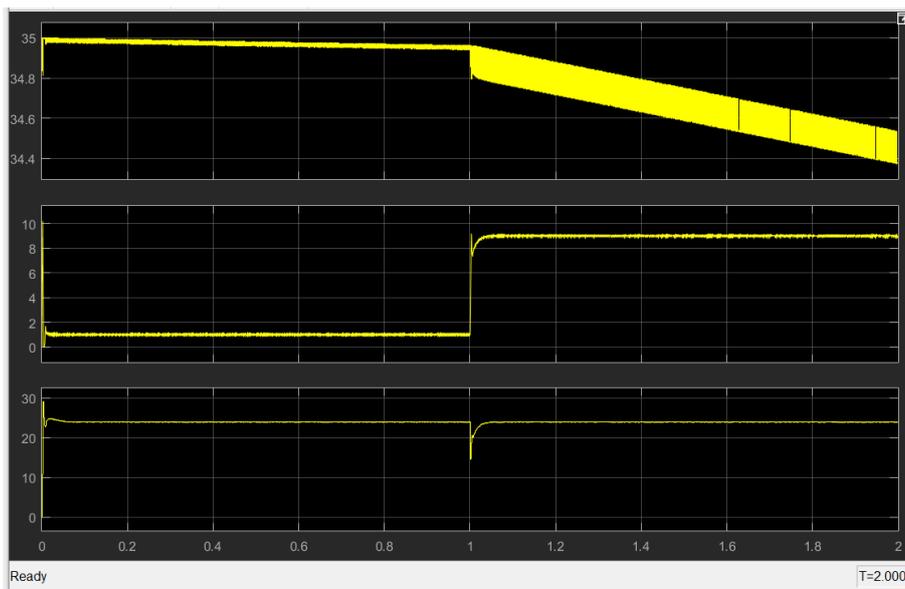


Ilustración 49. Cambio en la carga de salida.

Haciendo zoom en el “glitch” provocado en la tensión de salida:

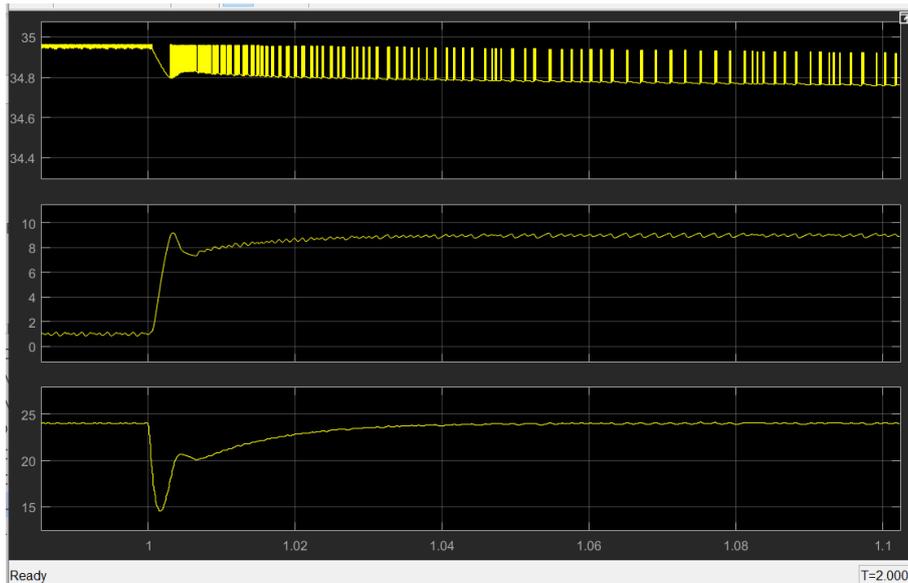


Ilustración 50. Detalle del transitorio.

Vemos que el transitorio provocado en la tensión de salida es menor de 40 ms, no obstante si fuera necesario reducirlo, podría volverse al paso de ajuste del sistema hasta conseguir el transitorio deseado.

4.6.12.2. ELEVADOR CON CONTROL EN TENSIÓN

Nuevamente se ha simulado el ciclo de funcionamiento completo, con una capacidad de entrada reducida (para disminuir el tiempo de simulación) y funcionando a una potencia intermedia. los ejes de la gráfica se corresponden con (de arriba a bajo), tensión de entrada, corriente por la inductancia y tensión de salida

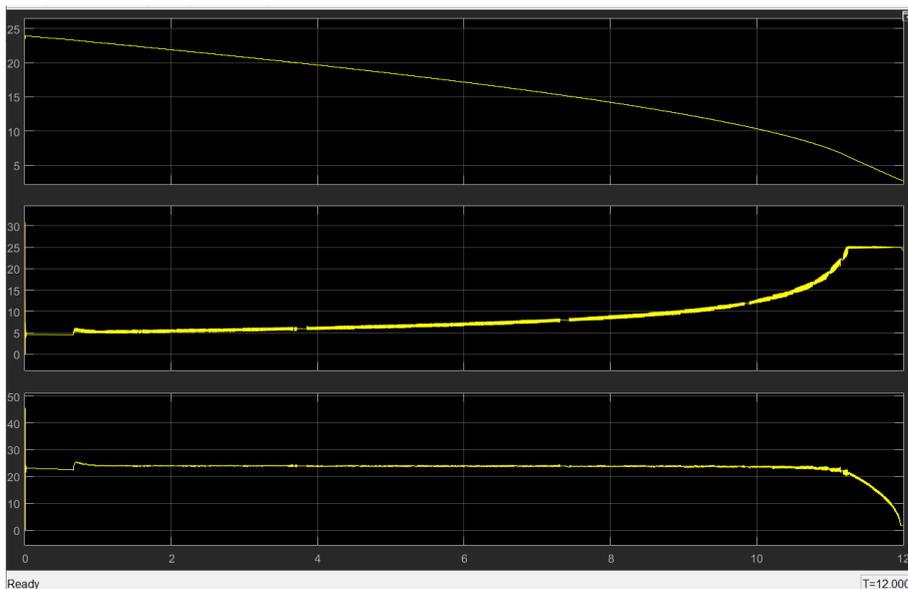


Ilustración 51. Ciclo completo elevador.

En este caso no debe tenerse en cuenta lo que ocurre durante el primer medio segundo, ya que ese transitorio queda tapado por la conmutación de topología cuando la tensión de entrada cae por debajo de 25 voltios.

Respecto al funcionamiento del sistema, ahora no vamos a requerir un pid adaptativo, ya que el sistema tiene “fuerza” durante todo el rango. La caída en la tensión de salida es producida por la limitación de corriente. En cualquier caso según las restricciones de diseño solo se pretende que el dispositivo funcione mientras la tensión de entrada sea superior a 12 voltios.

Veamos ahora su comportamiento transitorio durante un cambio en la carga similar al del apartado anterior.

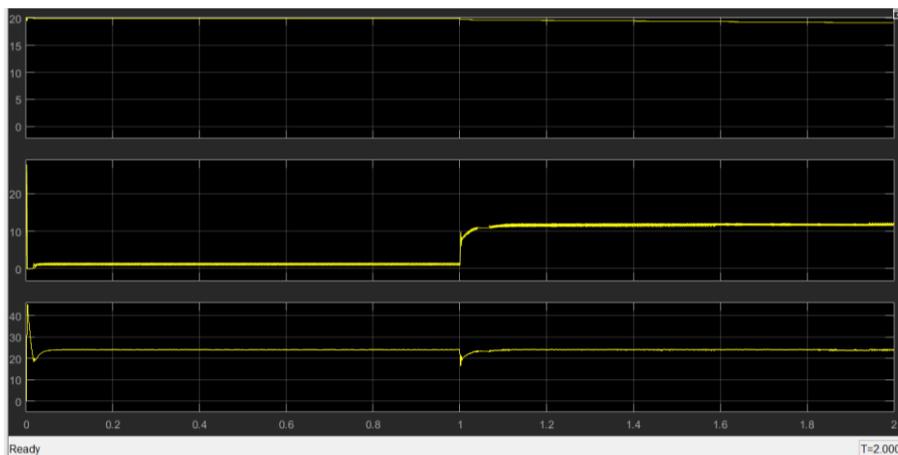


Ilustración 52. Cambio en la carga de salida.

Como en el caso anterior debemos obviar los primeros instantes de la simulación. Haciendo zoom el transitorio:

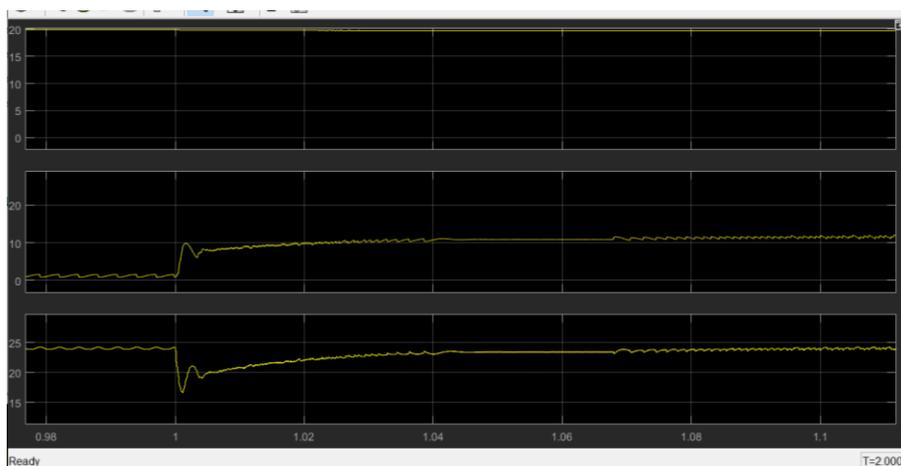


Ilustración 53. Detalle del transitorio.

Se aprecia que el transitorio de la tensión de salida es menos de 50ms, como en el caso anterior si se deseara reducirlo, podría intervenir en las constantes de control.

5. RESULTADOS

5.1. TARJETAS IMPRESAS

Las tarjetas han sido realizadas por la empresa Seeed Development Limited, que tiene un servicio online para la creación de prototipos a partir de los archivos “GERBER” generados con la herramienta de diseño. Este servicio permite crear prototipos económicos de calidad.

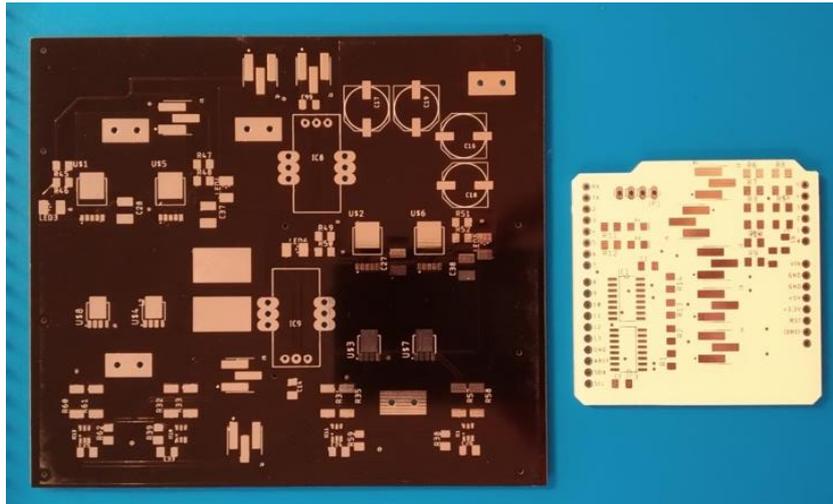


Ilustración 54. Cara superior (top) de ambas placas terminadas.

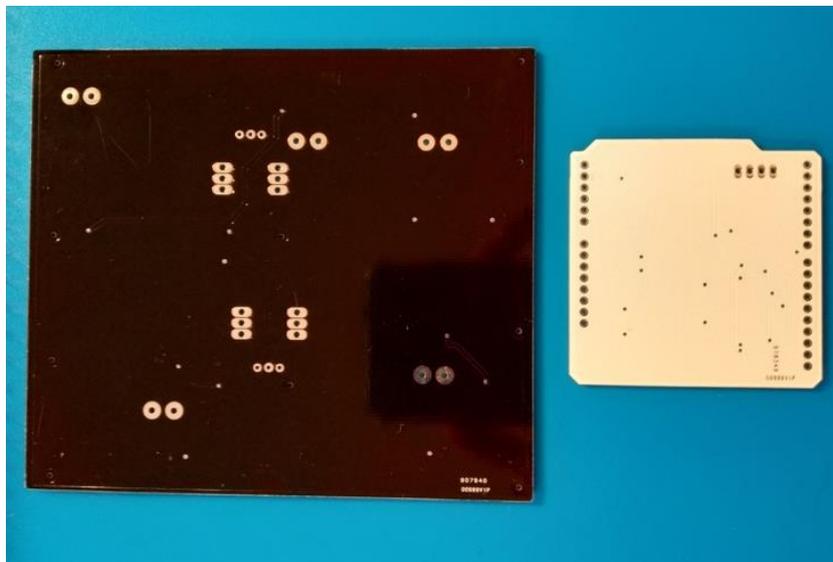


Ilustración 55. Cara inferior (bottom) de ambas placas terminadas.

5.2. INDUCTANCIA

Mediante el núcleo de ferrita y los cálculos realizados con la herramienta de “Ferroxcube” descritos en capítulos anteriores se ha bobinado de forma artesanal la inductancia requerida.

El hilo que se a utilizado es cobre esmaltado de $0,75\text{mm}^2$, para que permita corrientes de hasta 4A.

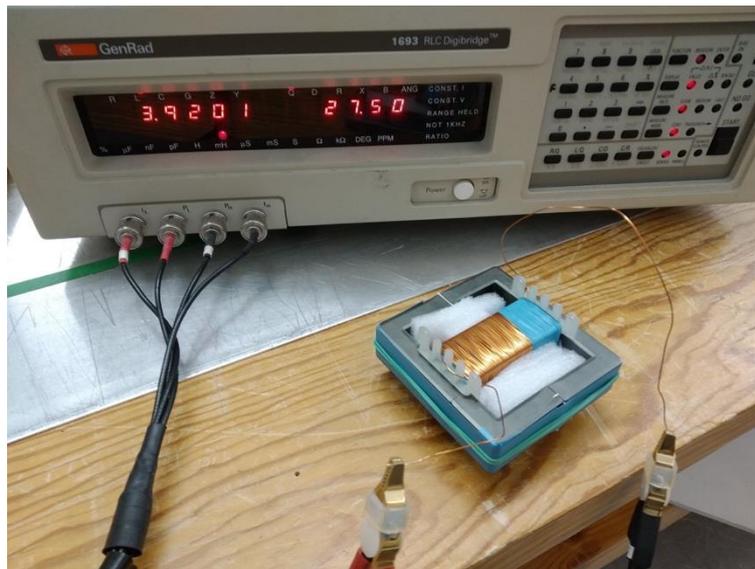


Ilustración 56. Inductancia y factor de calidad de la bobina construida.



Ilustración 57. Resistencia y factor de calidad de la inductancia construida.

5.2.1. RESULTADO FINAL

Una vez ensamblados todos los elementos todos los elementos sobre el radiador que hace las veces de bastidor, el resultado es el siguiente:

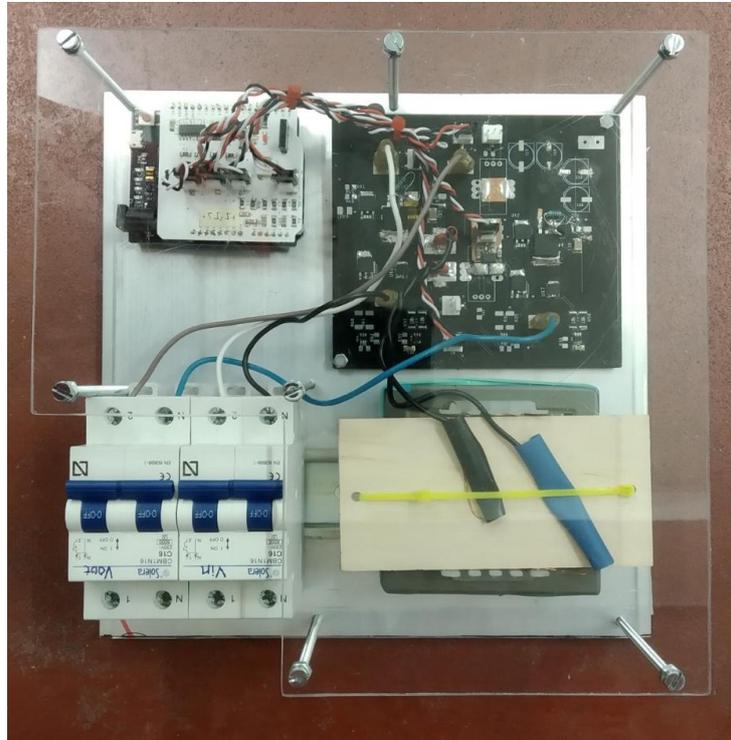


Ilustración 58. Vista superior del dispositivo.

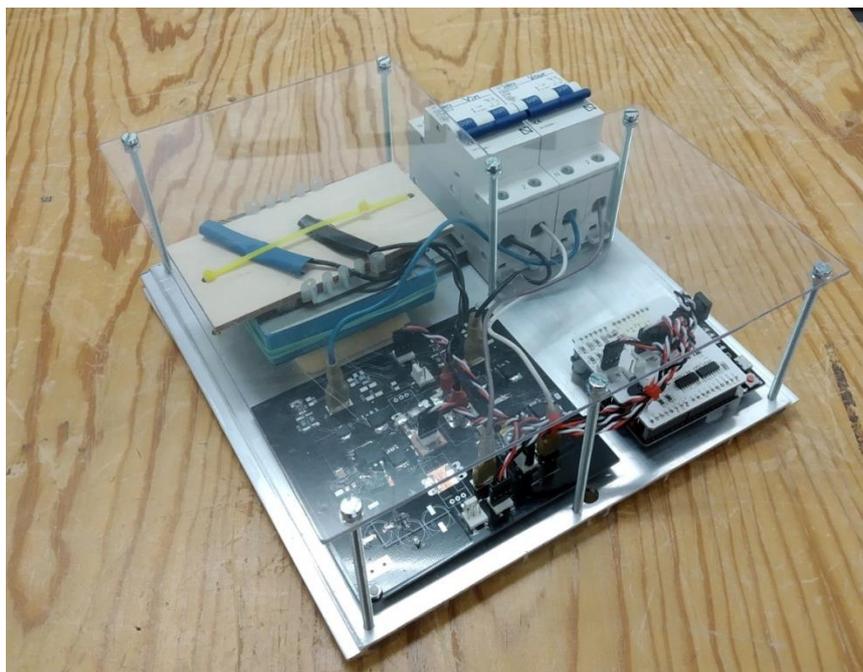


Ilustración 59. Vista frontal del dispositivo.

5.3. JUSTIFICACIÓN DE GASTOS

En este capítulo se detallan los gastos acontecidos para la creación del prototipo, por supuesto los gastos de fabricación a gran escala serían mucho menores, al fabricar las pcb en tiradas grandes y realizando la compra de componentes en lotes.

5.3.1. TARJETA DE CONTROL

Componente	Precio unidad	Ud. necesarias	Ud. mínimas	Coste total	Coste unidad
PCB	1,49	1	10	14,929	1,49
C 100nF	0,057	5	100	5,78	0,28
C 1nF	0,007	1	5	0,036	0,01
R 15K	0,02	3	100	2	0,06
R 1K8	0,02	3	100	2	0,06
R 1K5	0,02	2	100	2	0,04
R 4K7	0,02	4	100	1,5	0,06
R 1k	0,01	2	10	0,11	0,02
Led rosa	0,09	1	20	1,8	0,09
Led ámbar	0,04	1	20	0,8	0,04
Multiplexor	1,44	2	5	7,2	2,88
Conectores paso 100	0,12	5	15	1,8	0,6
Tira de pines	0,06	5	10	0,65	0,32
Tira de pines hembra	0,06	1	10	0,6	0,06
Arduino pro	5,44	1	1	5,44	5,44
Total sin iva				46,645	11,46
Total con iva				56,44045	13,87

Tabla 25 Gastos tarjeta de control.

5.3.2. TARJETA DE POTENCIA

Componente	Precio/unidad	Ud. necesarias	Ud. mínimas	Total	Coste por unidad
PCB	9,42	1	5	47,1	9,42
C 100nF	0,05	6	100	5,78	0,34
R 4R7	0,15	2	10	1,5	0,3
R 4K7	0,17	2	10	1,7	0,34
Polos altos	0,62	2	2	1,24	1,24
Polos bajos	0,41	2	5	2,05	0,82
Driver mosfet	0,34	2	10	3,4	0,68
Transistor NPN	0,05	2	10	0,5	0,1
Diodo Fw	0,48	4	4	1,92	1,92
Conectores paso 100	5,44	1	1	5,44	5,44
Faston PCB	0,16	4	10	1,6	0,64
Medidor de corriente	2,80	1	1	2,80	2,80
Total sin iva				75,03	24,04
Total con iva				90,79	29,09

Tabla 26 Gastos tarjeta de potencia.

5.4. TEST

Para validar el convertidor construido se han realizado una serie de pruebas, procurando que estas engloben los aspectos más relevantes.

5.4.1. TEST DE FUNCIONAMIENTO

Una vez construido el dispositivo es necesario verificar aspectos de su funcionamiento como pueden ser, el arranque del sistema, el cambio de topología de reductor a elevador y el rizado de corriente en estacionario. Dado que el modo de funcionamiento que se ha llevado a la práctica es el de intercambio de energía entre bancos de ultracondensadores, la variable a observar es la corriente por la inductancia. La configuración utilizada es la siguiente:

Condiciones de ensayo:

Tensión inicial ultracondensadores entrada	20 V
Tensión inicial ultracondensadores salida	0 V
Referencia de corriente	2 A

Equipos utilizados:

Osciloscopio	Tektronix DPO1704
Medidor de corriente	Fluke 80i-110S
Sensibilidad medidor de corriente	10mV/A

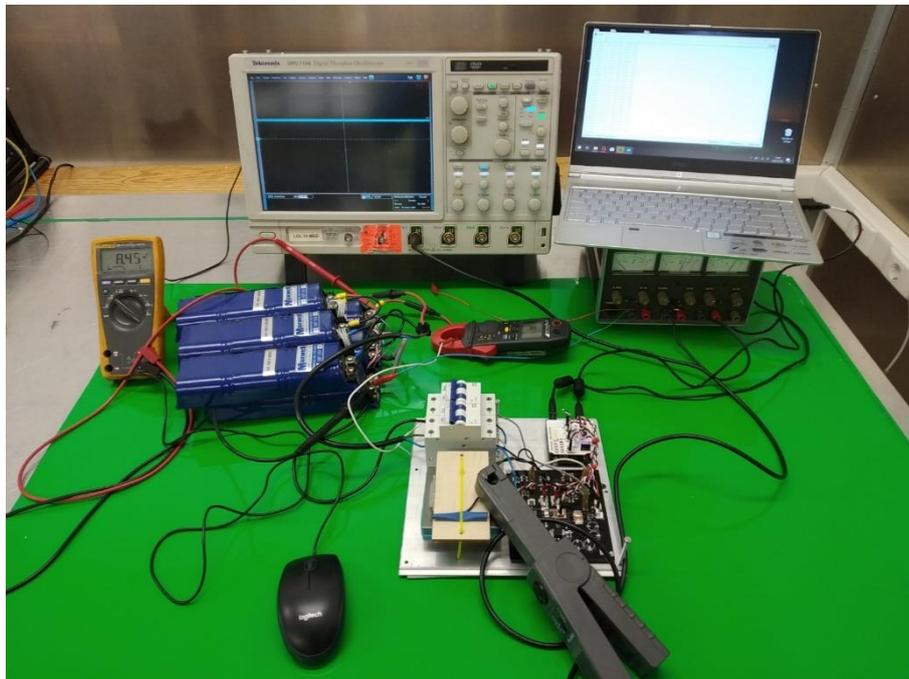


Ilustración 60. Configuración de ensayo.

En primer lugar se realizó una observación del arranque del sistema en ambas direcciones:

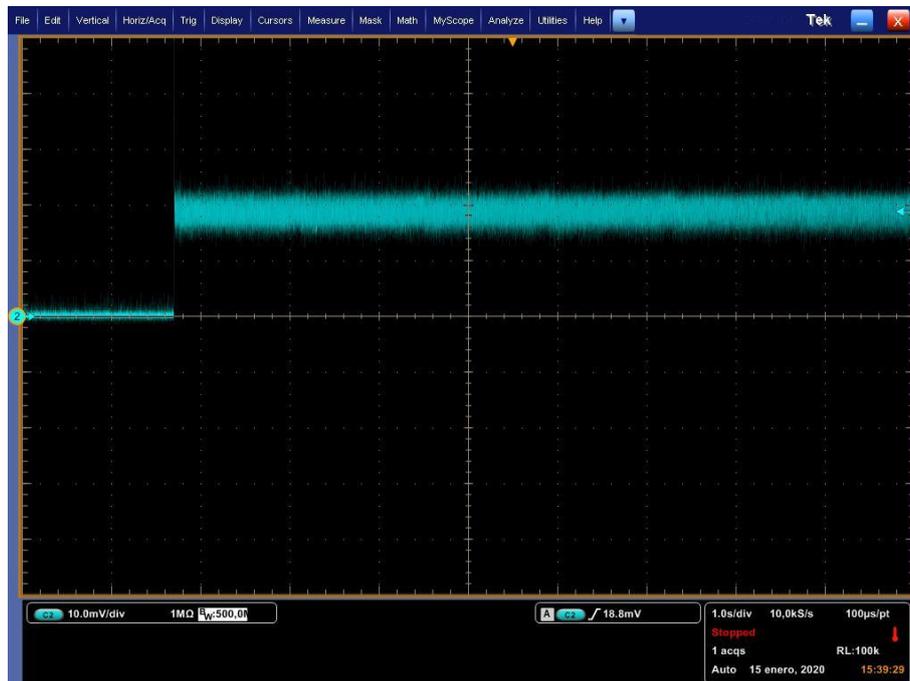


Ilustración 61. Arranque con dirección entrada salida.

Se observa un arranque bastante limpio del sistema, se va a estacionario de forma rápida y sin oscilaciones. Se aprecia bastante rizado de corriente, debido a que en este momento la diferencia de tensión entre ambos bancos es de 20V.

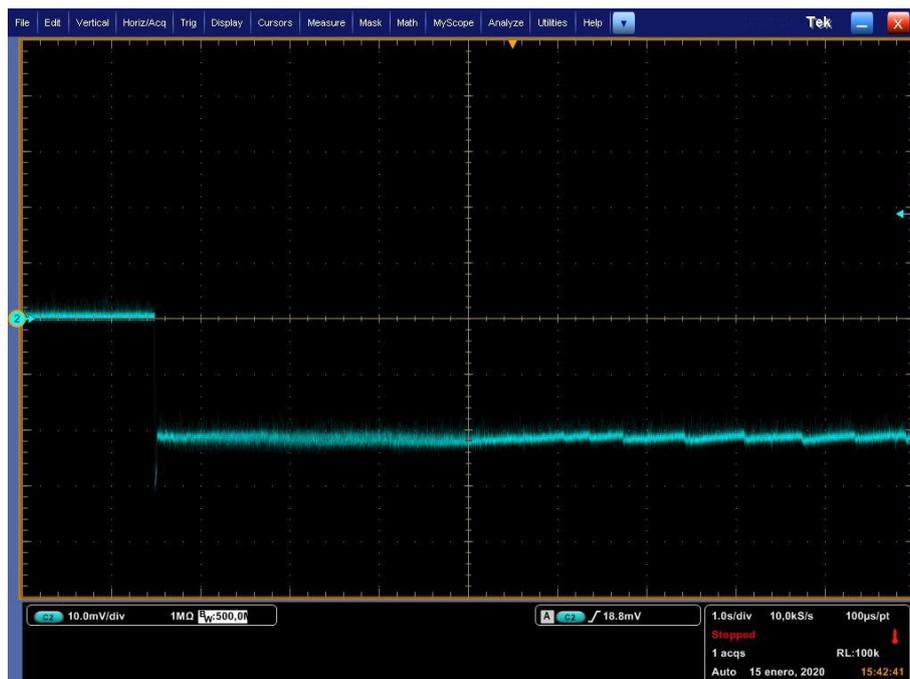


Ilustración 62. Arranque con dirección salida entrada.

El arranque en sentido contrario (de salida a entrada) es similar al anterior, se observa un pequeño pico inicial de corriente, un estacionario menos estable y un menor rizado de corriente, estas tres diferencias se deben a que en este caso la diferencia de tensión entre ambos bancos es de 12 V lo cual provoca un menor rizado (al perder fuerza el sistema) y lo coloca en un punto de funcionamiento diferente al anterior, que explica la diferencia de estabilidad en estacionario.

En segundo lugar se observó el funcionamiento estacionario en diversos puntos para ambos convertidores, se muestran las siguientes imágenes a forma de resumen:

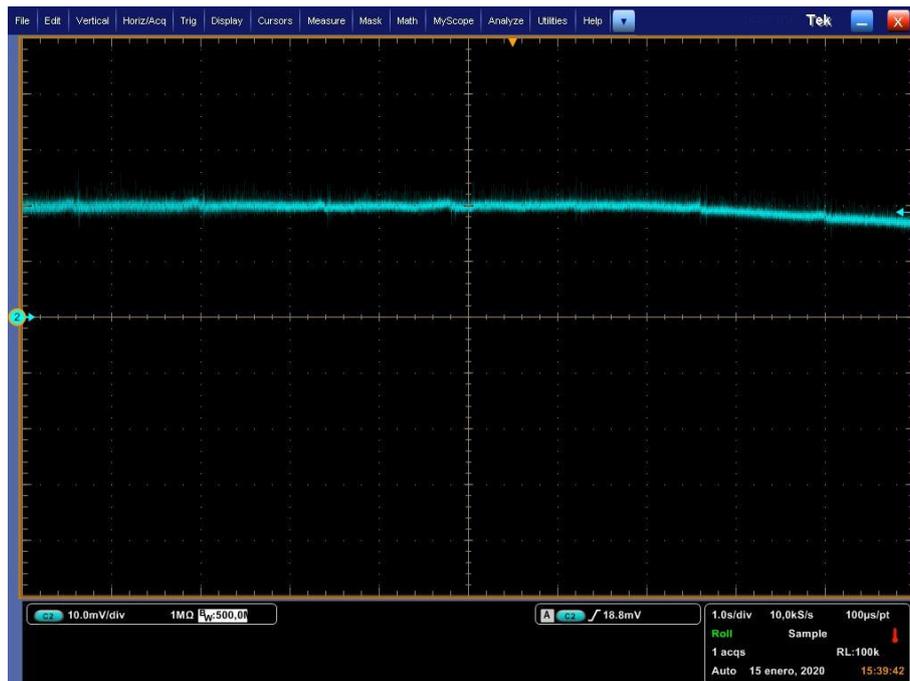


Ilustración 63. Corriente estacionaria convertidor reductor.

Se observa una corriente estacionaria bastante estable y lejos de la conducción discontinua, en los últimos instantes de la captura puede verse como la corriente decrece levemente, esto es debido en que nos aproximamos al cambio de topología, las tensiones de ambos bancos son parecidas y el reductor pierde fuerza. Como ya se comentó en el apartado de simulación este convertidor requiere de un control adaptativo ya que operara en un rango muy amplio.

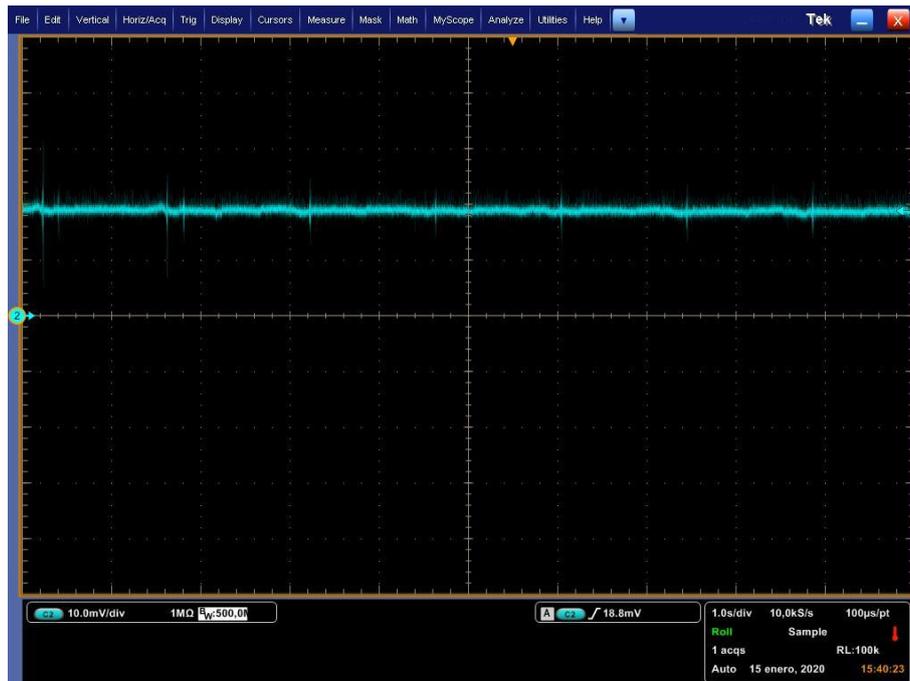


Ilustración 64. Corriente estacionaria convertidor elevador.

La corriente en estacionario del elevador es también bastante estable, si bien muestra algunas pequeñas oscilaciones, esto es probablemente debido al punto de trabajo. Se observa también que este convertidor no pierde tanta fuerza durante su ciclo de funcionamiento.

Por último, es importante verificar que las transiciones de topología se realizan sin ningún transitorio indeseado que pueden dañar al sistema. Se muestra a continuación la transición de reductor a elevador (nunca se produce la contraria) en ambas direcciones de funcionamiento:

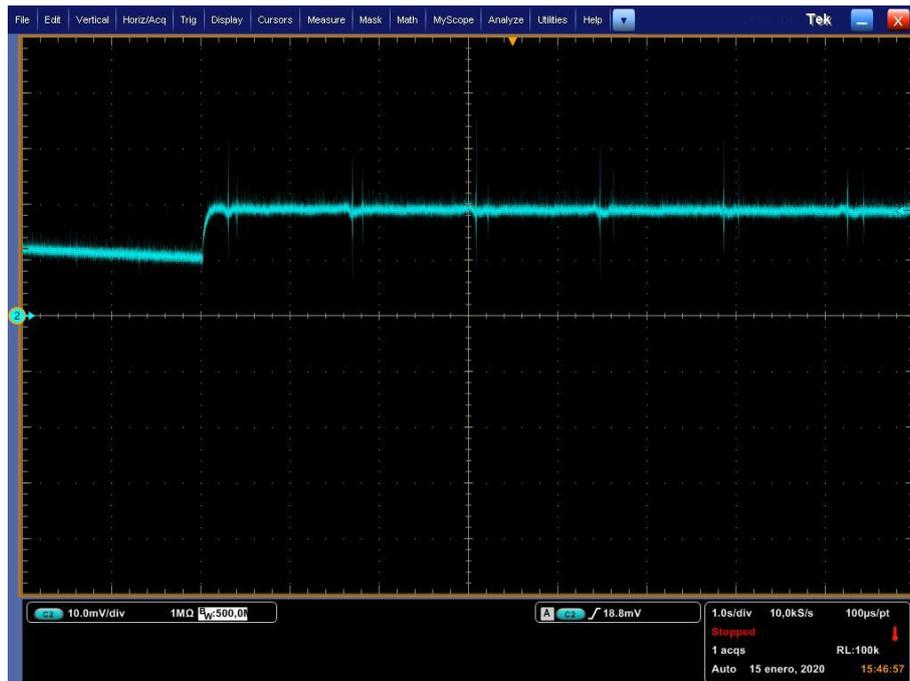


Ilustración 65. Cambio de topología dirección entrada salida.

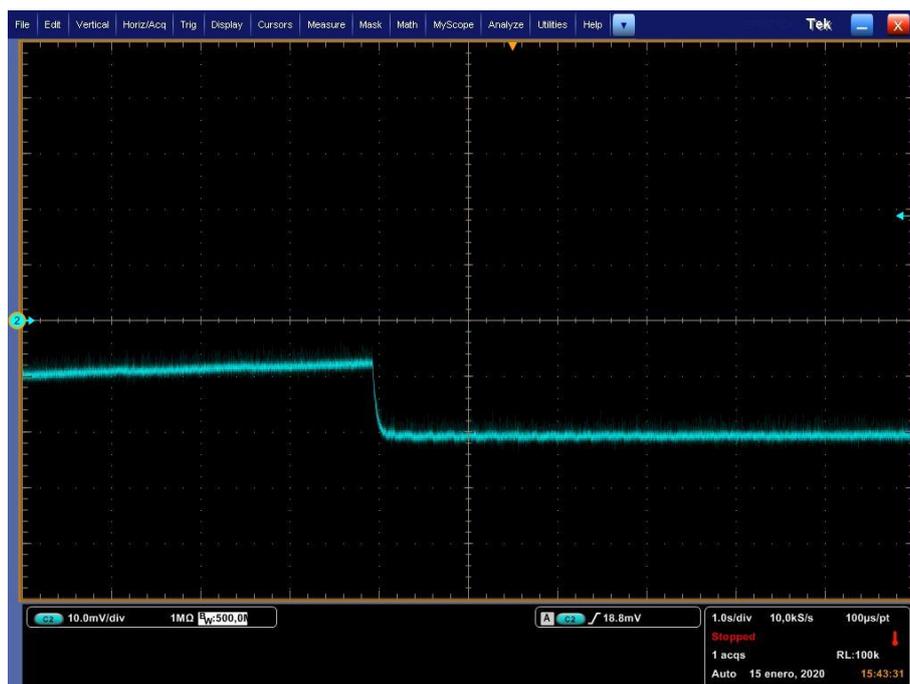


Ilustración 66. Cambio de topología dirección salida entrada.

En ambos casos se aprecia un cambio limpio en la topología. La corriente que no podía mantenerse en su referencia debido a la falta de fuerza del reductor, va rápidamente a buscar el punto deseado cuando la topología cambia a elevador. Como ya se comentó en el capítulo de simulación, este cambio de topología enmascara el arranque del elevador. De nuevo la inestabilidad que se observa en estacionario en la primera imagen, se debe al punto concreto de funcionamiento, si

bien las oscilaciones son asumibles en comparación con el valor medio de la corriente.

5.4.2. TEST DE CALENTAMIENTO

Se ha realizado un ensayo de calentamiento para determinar la capacidad del dispositivo de funcionar a temperaturas ambiente elevadas, así como evaluar la capacidad de transferir calor de la placa de potencia al radiador del sistema.

Este ensayo tiene como objetivo determinar los incrementos de temperatura máximos de los elementos que conforman dicha placa.

Se realiza previamente un estudio termográfico del equipo con el objetivo de determinar los puntos calientes o “puntos críticos” térmicamente hablando, donde posteriormente se colocaran los termopares.

Las imágenes térmicas obtenidas son las siguientes:



Ilustración 67. Imagen térmica I.

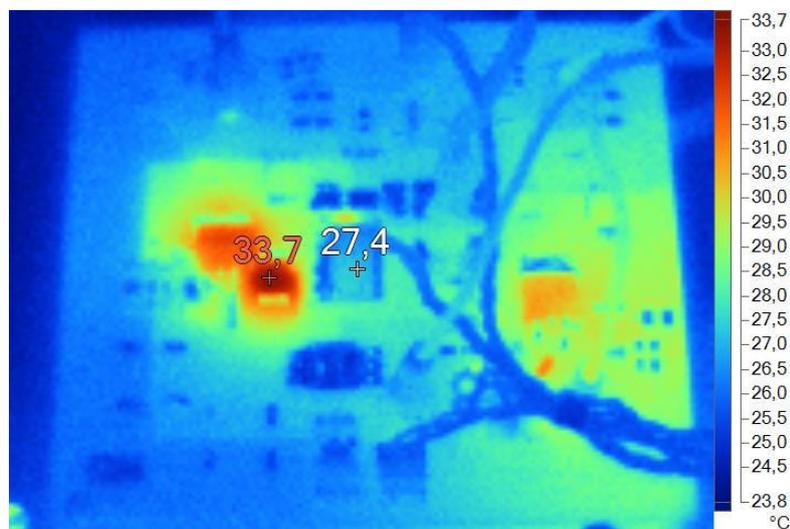


Ilustración 68. Imagen térmica II.

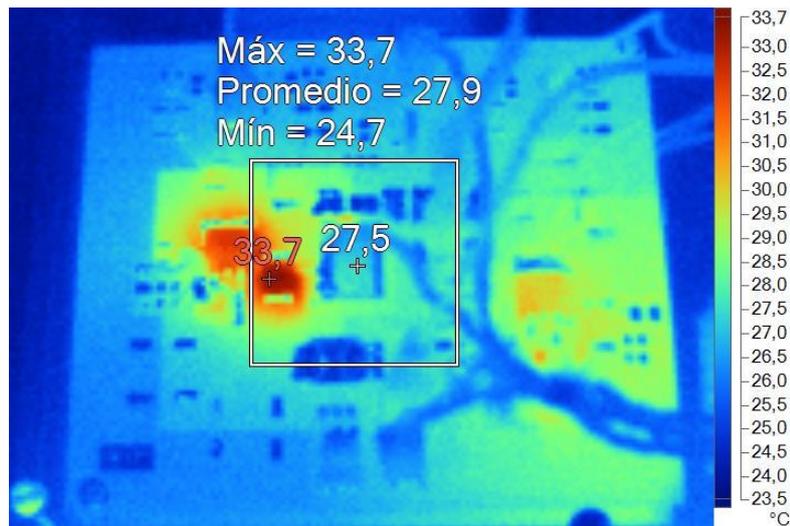


Ilustración 69. Imagen térmica III.

Se distinguen dos zonas bien diferenciadas que se alternan

Puede verse como el mayor calentamiento se produce en las zonas donde se agrupan los polos de potencia (entrada o salida en función del modo de trabajo). Por lo tanto, se determina, como era de esperar que los termopares han de colocarse en los polos de potencia, al ser estos los elementos más críticos térmicamente hablando.

Condiciones de ensayo:

Tensión inicial ultracondensadores entrada	20 V
Tensión inicial ultracondensadores salida	0 V
Referencia de corriente	2 A

Equipos utilizados:

Datalogger	Fluke Hydra 2620
Termopares	Tipo K
Cámara termográfica	Fluke Ti25

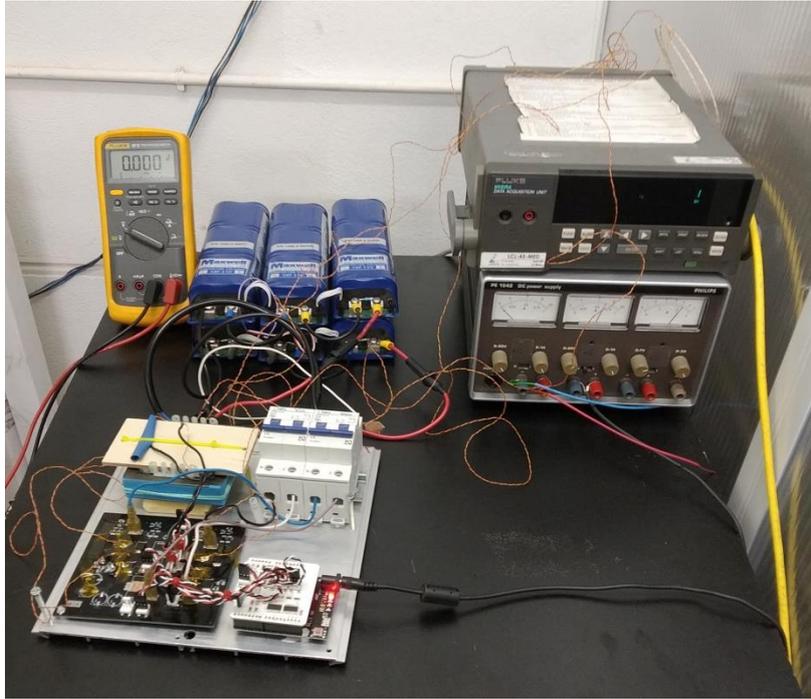


Ilustración 70. Configuración de ensayo.



Ilustración 71. Detalle colocación termopares.

Resultados obtenidos:

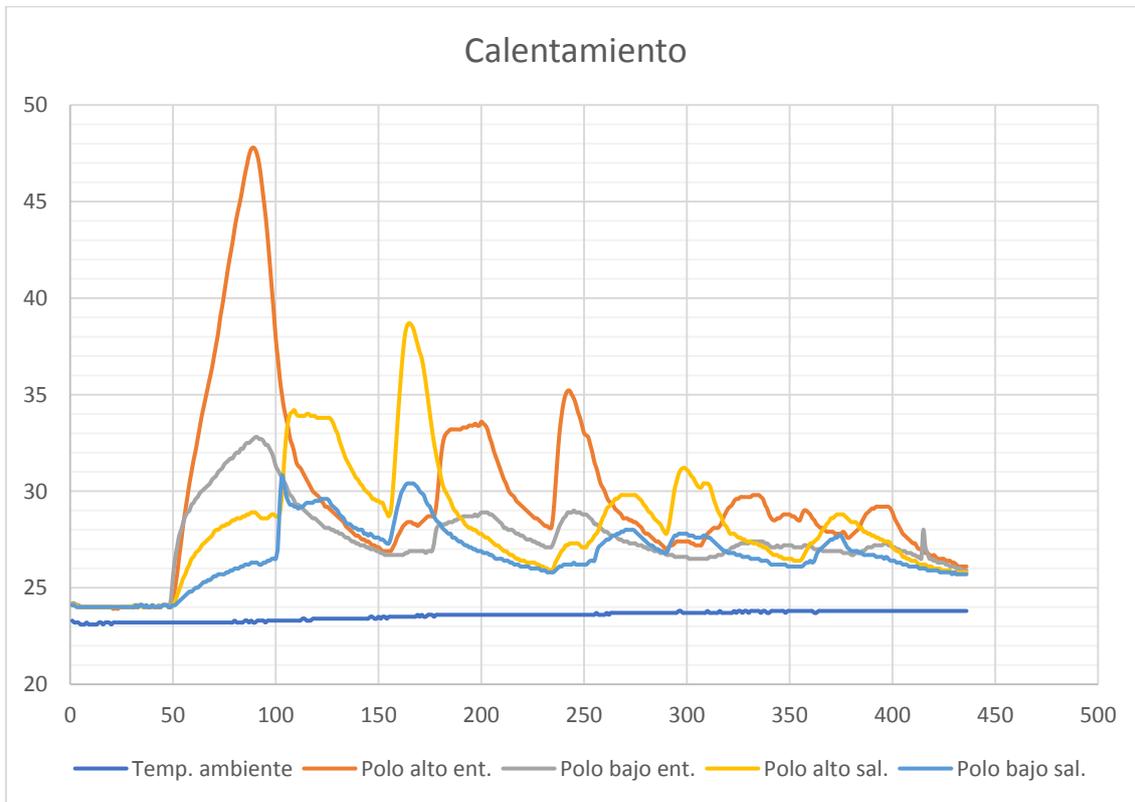


Ilustración 72. Valores de temperatura obtenidos.

Temperaturas máximas		Incrementos máximos
Polo alto entrada	47,80	24,70
Polo bajo entrada	32,80	9,70
Polo alto salida	38,70	15,60
Polo bajo salida	30,80	7,70
Temp. Ambiente min		23,10

Tabla 27 Incrementos de temperatura.

Se pretende que el equipo sea capaz de funcionar a una temperatura ambiente de 35 C. Vemos que el elemento más crítico son los polos altos, esto se debe a que trabajan en conmutación en modo buck, y permanecen cerrados en modo boost.

Utilizando los incrementos de temperatura obtenidos en el ensayo de calentamiento, los valores a 35C son los siguientes:

Temperaturas con ambiente a 35 C		
Polo alto entrada	59,5	
Polo bajo entrada	44,7	
Polo alto salida	50,6	
Polo bajo salida	42,7	

Tabla 28 temperaturas extrapoladas con ambiente a 35C.

Consultando las hojas de datos de ambos componentes, las temperaturas soportadas por cada uno de ellos son:

Polos Altos: 130°

Polos Bajos: 175°

Aunque los datos obtenidos son para la temperatura de la unión, vemos que nos movemos muy lejos de los límites de funcionamiento de los componentes.

5.4.3. TEST DE EMISIONES RADIADAS

Mediante este ensayo se miden las perturbaciones que la fuente emite al exterior de forma radiada. El objetivo es cumplir los límites establecidos en la norma citada (55011) para equipos clase B, es decir, domésticos.

En este ensayo se evalúan las emisiones en las cuatro caras del equipo (0°, 90°, 180° y 270°) en cuatro alturas diferentes (1m, 1,4m, 1,8m y 2,2m), mediante el uso de una mesa giratoria y un mástil de antena motorizado.

Condiciones de ensayo:

Lugar de ensayo	SAC (Cámara semianecoica)
Antena	Logoperiódica + Biquad
Rango de medida	30 MHz – 1000 MHz
Límites	UNE-EN 55011 clase B
Tensión de alimentación	24 V
Carga	Banco de ultracondensadores.

Equipos de ensayo:

Receptor de medida	HP 8546A
Antena	Chase CBL6111

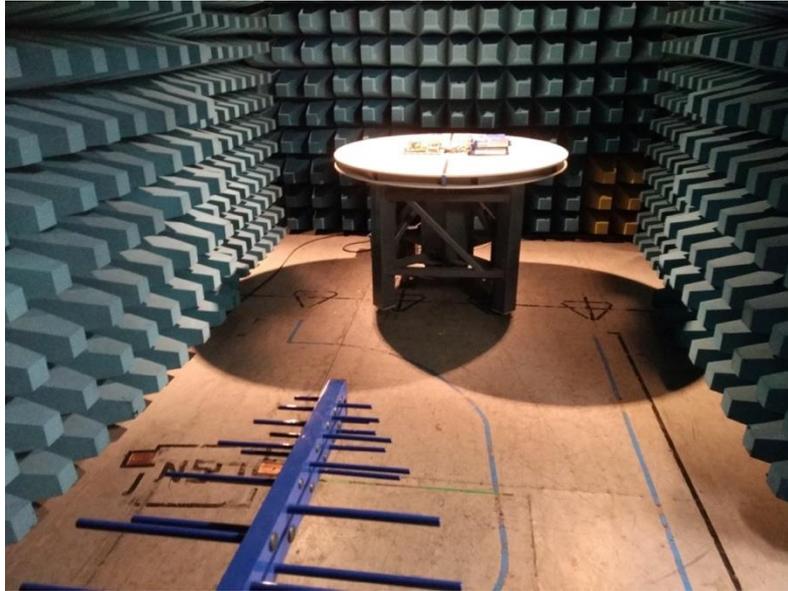


Ilustración 73. Configuración de ensayo.

Los resultados obtenidos se muestran para cada una de las polarizaciones de la antena, horizontal y vertical.

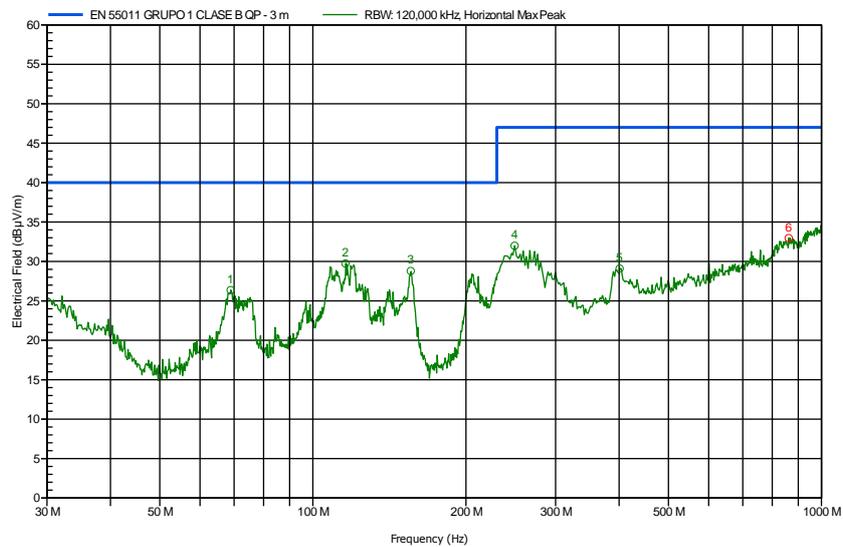


Ilustración 74. Emisiones radiadas en polarización horizontal.

Señales detectadas más relevantes:

Nr	Frecuencia	Pico	Angulo	Altura	Polarización	Status
1	68,92768 MHz	26,37 dBµV/m	91,0 °	1,80 m	Horizontal	Pass
2	115,88529 MHz	29,75 dBµV/m	270,0 °	1,00 m	Horizontal	Pass
3	155,76060 MHz	28,79 dBµV/m	270,0 °	1,00 m	Horizontal	Pass
4	249,20200 MHz	31,99 dBµV/m	91,0 °	1,40 m	Horizontal	Pass
5	400,89776 MHz	29,10 dBµV/m	0,0 °	1,40 m	Horizontal	Pass
6	861,74564 MHz	32,96 dBµV/m	180,0 °	2,20 m	Horizontal	Pass

Tabla 29 Resultados polarización horizontal.

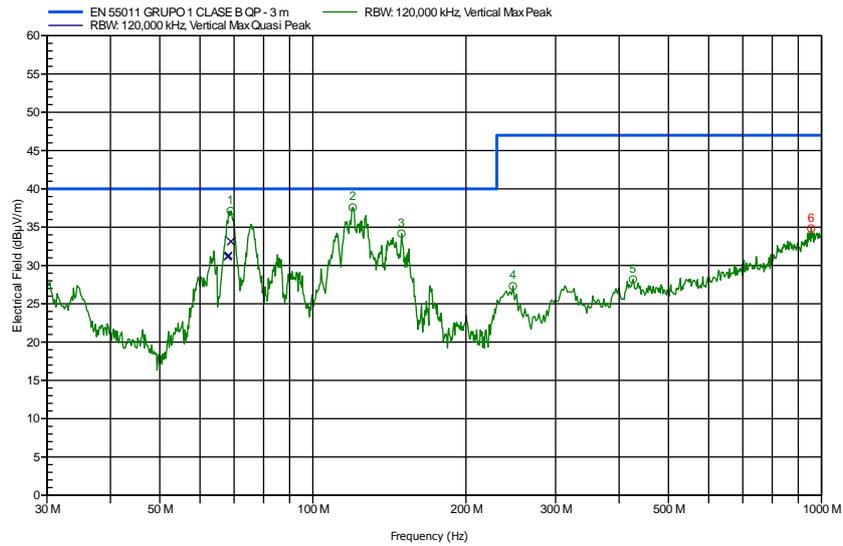


Ilustración 75. Emisiones radiadas en polarización vertical.

Señales detectadas más relevantes:

Nr	Frecuencia	Pico	Angulo	Altura	Polarización	Status
1	68,92768 MHz	37,12 dBµV/m	0,0 °	1,80 m	Vertical	Pass
2	119,77556 MHz	37,59 dBµV/m	270,0 °	1,00 m	Vertical	Pass
3	149,27681 MHz	34,16 dBµV/m	0,0 °	1,00 m	Vertical	Pass
4	247,28180 MHz	27,30 dBµV/m	0,0 °	1,40 m	Vertical	Pass
5	425,86035 MHz	28,19 dBµV/m	180,0 °	1,40 m	Vertical	Pass
6	953,91521 MHz	34,83 dBµV/m	90,0 °	2,20 m	Vertical	Pass

Tabla 30 Resultados polarización vertical.

Para ambas polarizaciones el dispositivo respeta los límites para equipos domésticos, lo que la capacita para operar en entornos domésticos o industriales.

semiconductores han resultado dañadas tras funcionar durante cortos periodos de tiempo.

Parea poder evaluar el funcionamiento del dispositivo sin tener que esperar a que la empresa Infineon actualice sus referencias con un dispositivo con “pinout” similar, y sin realizar modificaciones de la placa de potencia, se ha adaptado un mosfet canal P con empaquetado TO-220 con un driver realizado con transistor bipolar, para que actúe como polo alto en ambas ramas.

Aunque el funcionamiento ha sido satisfactorio, se pretende integrar un polo alto inteligente cuando el fabricante disponga de una referencia similar a la citada.

6. CONCLUSIONES

En este capítulo paso a valorar lo que me ha reportado la realización de este trabajo en materia de aprendizaje.

La tarea no ha resultado fácil, el hecho de plasmar todos los cálculos y simulaciones en un dispositivo físico, ha supuesto una constante tarea de depuración y mejora. Algunos de los aspectos que me he visto obligado a mejorar son:

Adquisición de conocimientos más profundos sobre los convertidores elevador y reductor, de las conversiones energéticas que ocurren en su interior, de sus limitaciones y sus requerimientos.

A nivel de programación, el hecho de realizar el control con un hardware tan limitado a nivel computacional, me ha obligado a conocer su arquitectura en profundidad y ha realizado optimizaciones en los cálculos e instrucciones utilizadas en ellos, para lograr una velocidad suficiente que permita controlar el sistema.

En el campo de las simulaciones, he adquirido conocimientos para simular sistemas eléctricos en Matlab y su posterior ajuste.

En materia de hardware, he reforzado los conocimientos que poseía sobre diseño de placas de circuito, soldado de componentes de montaje superficial y selección de componentes. También he adquirido conocimientos sobre circuitos magnéticos, más en concreto acerca del diseño y construcción de inductancias.

Por último, a pesar de todo el esfuerzo, el hecho de plasmar el trabajo en un dispositivo tangible, poder llevar a la práctica los cálculos realizados, e incluso ver como los resultados obtenidos se aproximan a las simulaciones realizadas, me ha supuesto una gran satisfacción.

7. REFERENCIAS

Bibliografía

- [1] Energy buffers, White paper Maxwell Technologies.
- [2] John M. Miller, Patrick J. McCleer y Mark Cohen, "Ultracapacitors as Energy Buffers in a Multiple Zone Electrical Distribution System", Maxwell.
- [3] Muhammad H. Rashid, "Electrónica de Potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones", Tema 15.
- [4] Practical Filter Design Challenges and Considerations for Precision ADCs, Stevem Xie. Abri 2016l
- [5] Supercapacitor Energy Storage for Wind Energy Applications, Chad Abbey, IEEE.
- [6] Hj F.Caricchi, F.Crescimbeni, F.Giulii Capponi y L.Solero, "Study of Bi-Directional Buck-Boost Converter Topologies for Application in Electrical Vehicle Motor Drives" Universidad de RomaIEEE
- [7] José Manuel González de la Fuente, Tesis doctoral "Utilización de Ultracondensadores para la mejora de eficiencia en una instalación fotovoltaica", Universidad de Valladolid.
- [8] Apuntes Electronica de Potencia Avanzada, Tema 1, Luis Carlos Herrero.

Páginas Web

- [9] Ecmweb, Using Ultracapacitors in Utility Applications.
<https://www.ecmweb.com/power-quality-magazine-archive/article/20884937/using-ultracapacitors-in-utility-applications>
- [10] Tecategroup, Ultracapacitor appliances.
https://www.tecategroup.com/products/?gclid=Cj0KCQiAm4TyBRDgARIsAOU75srPxdOzA9ymPLkHOjbyq9kkGgo4uNBGmOyCJieuyyofNvWw5E_8VToaAoamEALw_wcB#ultracapacitors
- [11] Maxwell, Ultracapacitor Overview.
<https://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/>
- [12] Matworks reference, Design PID Controller Using Simulated I/O Data.
<https://www.mathworks.com/help/slcontrol/examples/design-a-pid-controller-using-simulated-i-o-data.html>
- [13] Garretlab.web.
<https://garretlab.web.fc2.com/en/>
- [14] Github.
<https://github.com/arduino/ArduinoCore-avr>

ANEXO.I CODIGO

MAIN

```
include "wiring_Private.h"
#include "CargaCap.h"
#include <avr/wdt.h>

bool sentido, funcionamiento, limite_corriente, ok,toggle, START=false;
int modo, ult_modo=3;
int topologia, v_out=0,v_in=0, corriente_medida=0;
int d=0, parada=0, arranque=0, ByteReceived;
int polo_bajo = 9, polo_alto=10, turno_pid=0, ultimo_modo=4, cambio_de_modo=0;
int lim_inf= 30; //aprox 6v
int lim_sup= 180; // 130-->aprox 24v
//////////////////////////////////SELECTORES MUX//////////////////////////////////
int s0=7;
int s1=8;
int en=6; //Habilitar polos
//////////////////////////////////CONFIGURACION PWM//////////////////////////////////
int32_t frequency = 40000; //frequency (in Hz)
//////////////////////////////////CONFIGURACION PID CORRIENTE//////////////////////////////////
//double kp=0.1, ki=0.0002;
//double Setpoint=10 , output=0, outputSum, outMax=80, outMin=0, input, error;
unsigned int kp=25, ki=1;
unsigned int Setpoint=10 , output=0, outputScalada=0, outputSum, outMax=20000,
outMin=0, input, error;
//////////////////////////////////
void setup()
{
    pinMode(5,OUTPUT);
    pinMode(4, OUTPUT);
    pinMode(9, OUTPUT);
    pinMode(10, OUTPUT);
    noInterrupts(); // Paramos todas las interrupciones antes de configurar un timer
```

```

configPWM(); //CONFIGURACION PWM////////////////////////////////////
configTimer2(); //INTERRUPCION TIMER 2////////////////////////////////////
configTimer1(); //deshabilita interrupcion////////////////////////////////////
interrupts();// Activamos interrupciones nuevamente
////////////////////////////////////Control Mux////////////////////////////////////
pinMode(en, OUTPUT);
digitalWrite(en, HIGH);//////////////////////////////////// Polos cerrados permanente
pinMode(s0, OUTPUT);
pinMode(s1, OUTPUT);
//////////////////////////////////// Actualiza pwm´s a 0
TCCR1A=TCCR1A | 0b00100000;
OCR1B = 0;
TCCR1A=TCCR1A | 0b10000000;//sbi(TCCR1A, COM1A1);
OCR1A = 0;
//////////////////////////////////// Configura Serie
Serial.begin(115200);
//////////////////////////////////// Configura ADC
configADC();
digitalWrite(13,HIGH);
for(int xx=0;xx<30000;xx++);
digitalWrite(13,LOW);
//////////////////////////////////// Configura Watchdog
configWD();
}
////////////////////////////////////LOOP////////////////////////////////////
void loop()
{
  wdt_reset();
  if (Serial.available() > 0)
  {
    ByteReceived = Serial.read();
    if(ByteReceived == '1') //RECIBE EL CARACTER 1
    {
      sentido=CapMasCargado(&v_in, &v_out);
    }
  }
}

```

```

    ult_modo=3;
    arranque=1;
    parada=0;
    toggle=true;
}
if(ByteReceived == '0' )
{
    Parada(&parada);
}
} // END Serial Available
while(parada==0 && arranque==1){
    wdt_reset();
    Limites(&v_in, &v_out, &lim_inf, &lim_sup, &parada, &sentido);
    modo=Modo(&v_in, &v_out, &sentido, &limite_corriente, &outMax);
    if (modo!=ult_modo){
        Parada(&parada);
        Inicializa(&output, &outputSum);
        Configura(&sentido, &modo);
        Arranque(&parada);
    }
    ult_modo=modo;
    if (Serial.available() > 0)
    {
        ByteReceived = Serial.read();
        if(ByteReceived == '0' ) Parada(&parada);
    } // END Serial Available
    Serial.print("corriente = ");
    Serial.print(corriente_medida);
    Serial.print(";");
    Serial.print(" v_in = ");
    Serial.print(v_in);
    Serial.print(";");
    Serial.print(" v_out = ");
    Serial.print(v_out);

```

```

    Serial.print(";");
    Serial.println();
} //end while
} ////////////////////////////////////////////////////////////////////EndLoop//////////////////////////////////////////////////////////////////

//////////////////////////////////////////////////////////////////Interrupción Timer2//////////////////////////////////////////////////////////////////
ISR(TIMER2_COMPA_vect)
{
    PORTD=PORTD | 0b00010000;//digitalWrite(4, HIGH);
    corriente_medida=abs(ADCH-127);
    if(toggle==true){
        //lectura vi_in //entrada=analogRead(A2);
        ADMUX=ADMUX & 0b11111110;//Mux0-->0
        ADMUX=ADMUX | 0b00000010;//Mux1-->1
    }else{
        //lectura vi_out //entrada=analogRead(A3);
        ADMUX=ADMUX | 0b00000001;//Mux0-->0
        ADMUX=ADMUX | 0b00000010;//Mux1-->1
    }
    ADCSRA=ADCSRA | 0b01000000;// comienza la conversion
    toggle=!toggle;
    //calculo de error
    error = Setpoint - corriente_medida;
    outputSum+= (ki * error);
    if(outputSum > outMax) outputSum= outMax;
    else if(outputSum < outMin) outputSum= outMin;
    //limitacion de corriente
    /*if(topologia==0 && limite_corriente==true ){
        TCCR1A=TCCR1A | 0b00100000;//actualiza pwm a 0
        OCR1B = 0;
    }*/

    //Termino proporcional
    output = kp * error;

```

```

//salida total
output += outputSum;
//limitacion salida
if(output > outMax) output = outMax;
else if(output < outMin) output = outMin;
outputScalada=output/256;
//actualizacion valores pwm polos altos o bajos
if(modo==1){
    TCCR1A=TCCR1A | 0b00100000;
    OCR1B = outputScalada;
} else if(modo==0){
    TCCR1A=TCCR1A | 0b10000000;//sbi(TCCR1A, COM1A1);
    OCR1A = outputScalada;
}
//for(int hh=0;hh<10000;hh++);
//v_out=ADCH;
while (ADCSRA & (1<<ADSC));
if(toggle==true){
    v_out=ADCH;
}else{
    v_in=ADCH;
}
//v_out=35;
//configra mux para leer corriente
ADMUX=ADMUX | 0b00000001;//Mux0-->1
ADMUX=ADMUX & 0b11111101;//Mux1-->0
ADCSRA=ADCSRA | 0b01000000;// comienza la conversion
PORTD=PORTD & 0b11101111;//digitalWrite(4, LOW);
}

ISR(WDT_vect){
Serial.println("restarting....");
}

```

CargaCap.h

```
void Inicializa(unsigned int *output, unsigned int *outputSum );
bool CapMasCargado(int *v_in, int *v_out);
int Modo(int *v_in, int *v_out, bool *sentido, bool *limite_corriente, unsigned int
*outMax);
void Parada(int *parada);
void Configura(bool *sentido, int *modo);
void Arranque(int *parada);
void Limites(int *v_in, int *v_out, int *lim_inf, int *lim_sup, int *parada, bool *sentido);
void configPWM();
void configTimer2();
void configTimer1 ();
void configADC();
void configWD();
```

CargaCap.cpp

```
#include "wiring_Private.h"
#include <avr/wdt.h>

void Inicializa(unsigned int *output, unsigned int *outputSum) // Inicializa PI
{
    *outputSum = 0;
    *output=0;
}
bool CapMasCargado(int *v_in, int *v_out) // Determina el element más cargado
{
    ADMUX=ADMUX & 0b11111110;//Mux0-->0
    ADMUX=ADMUX | 0b00000010;//Mux1-->1
    ADCSRA=ADCSRA | 0b01000000;// comienza la conversión
    while (ADCSRA & (1<<ADSC));
    *v_in=ADCH;
    ADMUX=ADMUX | 0b00000001;//Mux0-->1
    ADCSRA=ADCSRA | 0b01000000;// comienza la conversión
```

```

while (ADCSRA & (1<<ADSC));
*v_out=ADCH;
if(*v_in>=*v_out) return true;
else return false;
}

int Modo(int *v_in, int *v_out, bool *sentido, bool *limite_corriente, unsigned int
*outMax) {
// determina si se trabaja en reductor o elevador
// determina si se utiliza la limitación de corriente
if ((*sentido==true && *v_in>*v_out+15)||(*sentido==false && *v_out>*v_in+15)){
    *limite_corriente=true;
    *outMax=2560;
}
else{
    *limite_corriente=false;
    *outMax=25600;
}
if (*sentido==true){
    if(*v_in>(*v_out+5)) return 1;
    else return 0;
}else if (*sentido==false){
    if(*v_out>(*v_in+5)) return 1;
    else return 0;
}
}

void Parada(int *parada) // para el sistema
{
    noInterrupts(); // deshabilita interrupciones
    digitalWrite(6,HIGH); // deshabilita mux abrir polos
    cbi (TIMSK2,OCIE2A); // deshabilita interrupción timer 2
    //actualiza pwm's a 0
    TCCR1A=TCCR1A | 0b00100000;
}

```

```

OCR1B = 0;
TCCR1A=TCCR1A | 0b10000000;//sbi(TCCR1A, COM1A1);
OCR1A = 0;
//modo=3;
*parada=1;
interrupts();
}

void Configura(bool *sentido, int *modo) // configura multiplexores
{
int topologia=10;
if(*sentido==true && *modo==1)
    topologia= 0;
else if (*sentido==true && *modo==0)
    topologia= 1;
else if (*sentido==false && *modo==1)
    topologia= 2;
else if (*sentido==false && *modo==0)
    topologia= 3;
switch (topologia) {
case 0:
    digitalWrite(7, LOW);
    digitalWrite(8, LOW);
break;

case 1:
    digitalWrite(7, HIGH);
    digitalWrite(8, LOW);
break;
case 2:
    digitalWrite(7, LOW);
    digitalWrite(8, HIGH);
break;
case 3:

```

```

        digitalWrite(7, HIGH);
        digitalWrite(8, HIGH);
break;
default:
        digitalWrite(6,HIGH);
break;
}
}

void Arranque(int *parada)
{
    ADCSRA = 0;          // limpia registro ADCSRA
    ADCSRB = 0;          // limpia registro ADCSRB
    ADMUX |= (1 & 0x07); // set A1
    ADMUX |= (1 << REFS0); // set referencia
    ADMUX |= (1 << ADLAR); // Alineación izquierda ADCH
    ADCSRA |= (1 << ADPS2) // 16 prescaler 76.9 KHz
    ADCSRA |= (1 << ADEN); // enable ADC
    ADCSRA |= (1 << ADSC); // start ADC
    *parada=0;
    digitalWrite(6,LOW);
    TIMSK2 |= (1 << OCIE2A);
}

void Limites(int *v_in, int *v_out, int *lim_inf, int *lim_sup, int *parada, bool *sentido){
// limites de tensión
    if(*sentido==true){
        if( *v_out>*lim_sup||*v_in<*lim_inf){
            Parada(&*parada);
        }
    }else{
        if( *v_out<*lim_inf||*v_in>*lim_sup){
            Parada(&*parada);
        }
    }
}

```

```
}  
}
```

```
void configPWM() // Configura frecuencia PWM
```

```
{  
  TCCR1A = 0;  
  TCCR1B = 0;  
  TCCR1A |= (1 << COM1B1); // Set PWM Mode 14  
  TCCR1A |= (1 << WGM11);  
  TCCR1B |= (1 << WGM13); // Set prescaler 64  
  TCCR1B |= (1 << CS10);  
  ICR1 = 200; //Set PWM frequency/top value  
}
```

```
void configTimer2() //interrupción timer2 a 10,4 kHz
```

```
{  
  TCCR2A = 0; // TCCR2A a 0  
  TCCR2B = 0; // preescaler 32  
  TCNT2 = 0; // cuenta a 0  
  OCR2A = 80; // 48 interrupción cada 96us  
  TCCR2A |= (1 << WGM21); // CTC mode  
  TCCR2B |= (1 << CS21); Set CS21 bit para prescaler 8  
}
```

```
void configTimer1() // deshabilita interrupciones timer1
```

```
{  
  TIMSK0 = 0; //deshabilita la interrupcion por overflow del timer0  
}
```

```
void configADC() // configure ADC
```

```
{  
  ADCSRA = 0; // limpia ADCSRA  
  ADCSR B = 0; // limpia ADCSR B  
  ADMUX |= (1 << REFS0); // referencia GND
```

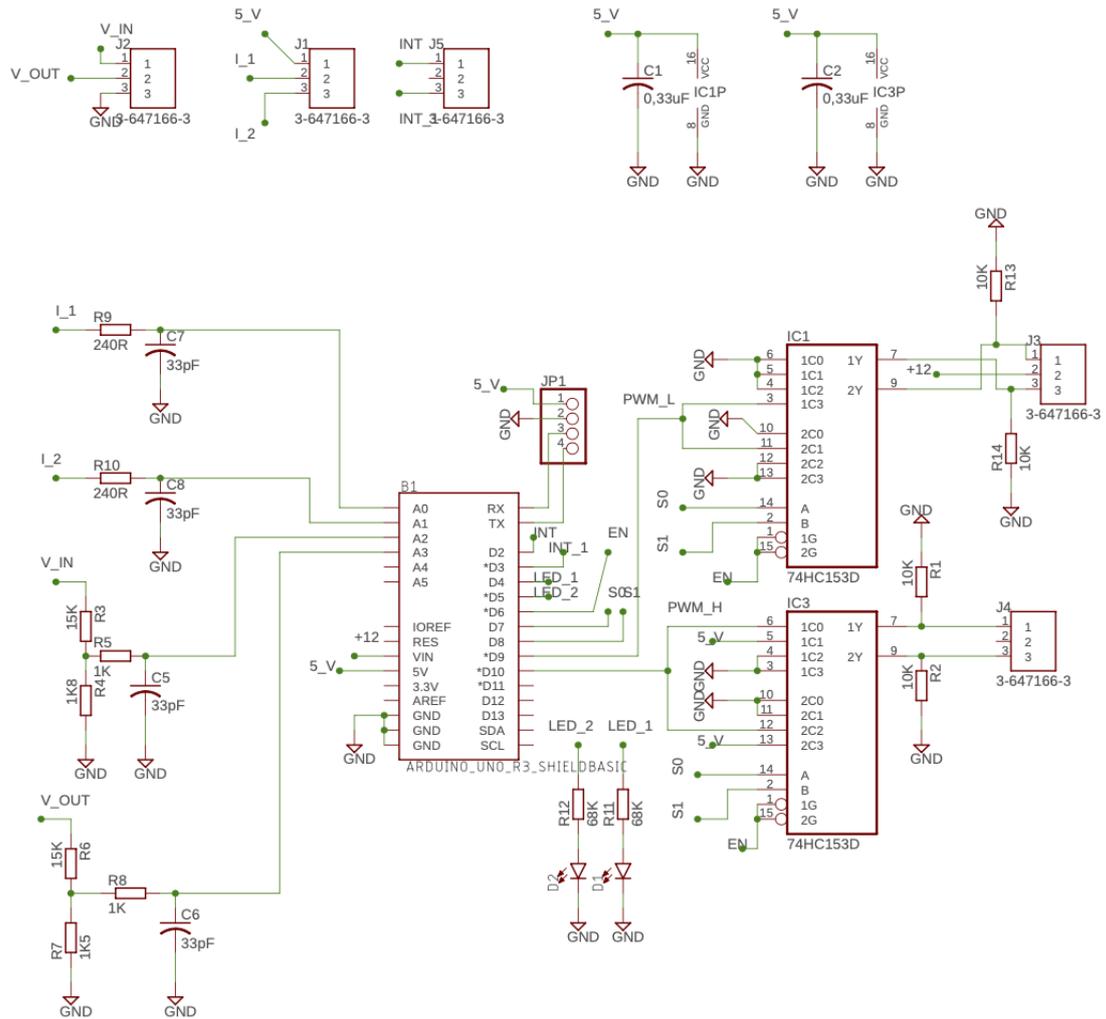
```

    ADMUX |= (1 << ADLAR); // ADCH alineado a la izquierda
    ADCSRA |= (1 << ADPS2); // 16 prescaler para 76.9 KHz
    ADCSRA |= (1 << ADEN); // enable ADC
}
void configWD() //configure watchdog
{
    cli(); // deshabilita interrupciones
    wdt_reset(); // resetea wdt
    WDTCSR |= (1<<WDCE) | (1<<WDE); // Entrar en la config Watchdog
    WDTCSR = (1<<WDIE) | (1<<WDE) | (0<<WDP3) | (0<<WDP2) | (1<<WDP1) |
(1<<WDP0); // interupcion y reset si > 16ms
    sei();
}

```


ANEXO.II PLANOS PCB

PLANOS TARJETA DE CONTROL



PLANOS TARJETA DE POTENCIA

