



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

**INTERCONEXIÓN ULTRACONDENSADORES
– MOTOR EN UN VEHÍCULO ELÉCTRICO**

Autor:

Arroyo Galán, Jose

Tutor:

**Ruiz González, José Miguel
González de la Fuente, José Manuel**

**Departamento de Tecnología
Electrónica**

Valladolid, Julio de 2017.

1 RESUMEN Y PALABRAS CLAVE

La movilidad eléctrica se encuentra en auge, y la ingeniería electrónica y de control desempeña un papel fundamental en este sector.

Uno de los aspectos en los que la electrónica tiene más peso es en la fuente de alimentación de los vehículos, ya que se debe adaptar la tensión de la fuente de energía a la requerida por los diversos sistemas. Para ello, se emplean convertidores electrónicos de potencia.

El presente proyecto aborda el diseño de un convertidor continua - continua para un Vehículo Eléctrico Ligero de Ocio (VELO) que actualmente se encuentra en construcción en la Asociación LACECAL de Valladolid. Su fuente de energía son unos ultracondensadores cuya tensión va a ir variando con su descarga, por lo que será necesario adaptar la misma a la requerida por los controladores de los motores. Además, se realizará el diseño para dar la posibilidad a recuperar energía con frenados regenerativos.

Palabras clave del proyecto: convertidor, control, corriente, regenerativo, ultracondensadores.

2 Tablas de contenido

2.1 ÍNDICE

1	RESUMEN Y PALABRAS CLAVE.....	3
2	Tablas de contenido.....	5
2.1	Índice.....	5
2.2	Tabla de ilustraciones.....	9
3	INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	11
4	DESARROLLO DE ASPECTOS TEÓRICOS.....	15
4.1	Situación actual de los vehículos eléctricos.....	15
4.2	Ultracondensadores.....	16
4.3	Frenado Regenerativo.....	17
4.4	Convertidores CC/CC unidireccionales.....	18
4.4.1	Modo de conducción.....	18
4.4.2	Convertidor reductor (BUCK).....	19
4.4.3	Convertidor elevador (BOOST).....	22
4.5	Convertidores continua – continua bidireccionales.....	26
4.5.1	Convertidor buck – boost bidireccional.....	26
4.5.2	Convertidor buck – boost bidireccional en cascada.....	27
4.5.3	Comparación y selección del convertidor.....	29
4.6	Estrategias de control.....	31
4.6.1	Introducción.....	31
4.6.2	Control en modo tensión.....	32
4.6.3	Control en modo corriente.....	35
4.6.4	Selección del modo de control.....	43
4.7	Estabilidad del sistema.....	44
4.7.1	Diagramas de bode.....	44
4.7.2	Funciones de transferencia.....	46
4.7.3	Compensadores.....	48
5	DISEÑO COMPLETO DEL CONVERTIDOR.....	51
5.1	Parámetros del vehículo eléctrico.....	51

5.1.1	Ultracondensadores	51
5.1.2	Controladores de los motores	53
5.1.3	Motores	55
5.1.4	Frenado regenerativo	56
5.1.5	Cálculo de parámetros de interés	57
5.1.6	Resumen de parámetros de interés	61
5.2	Modelado de ultracondensadores.....	63
5.3	Selección de la frecuencia de conmutación	67
5.4	Diseño de L y C del convertidor	68
5.4.1	Diseño de la inductancia.....	68
5.4.2	Diseño del condensador	73
5.5	Circuitos de alimentación.....	78
5.5.1	Alimentación a 15 V	78
5.5.2	Alimentación a 5 V.....	79
5.6	Diseño del circuito selector.....	80
5.6.1	Sentido de funcionamiento.....	80
5.6.2	Bandas de funcionamiento.....	81
5.6.3	Funcionamiento en buck o en boost.....	82
5.6.4	Resumen	84
5.6.5	Comparadores	87
5.7	Comprensión de los lazos de control	90
5.7.1	Lazo de corriente	90
5.7.2	Lazo de tensión.....	92
5.8	Circuito integrado UCx84x.....	95
5.8.1	Selección del modelo	95
5.8.2	Alimentación del circuito integrado.....	96
5.8.3	Oscilador	96
5.8.4	Amplificador de error.....	98
5.8.5	Soft start.....	107
5.8.6	Sensor de corriente	108
5.8.7	Compensación de pendiente.....	111
5.9	Polos de potencia	115

5.10	Simulación.....	117
6	Conclusiones	121
7	Bibliografía.....	123

2.2 TABLA DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1: Boceto del VELO	11
Ilustración 2: Esquema general eléctrico del VELO	12
Ilustración 3: Topología convertidor reductor	19
Ilustración 4: Formas de onda en el convertidor reductor.....	20
Ilustración 5: Corriente por el condensador en un buck.....	22
Ilustración 6: Topología convertidor elevador	23
Ilustración 7: Formas de onda en el convertidor elevador	23
Ilustración 8: Corriente por el condensador en un boost.....	25
Ilustración 9: Topología convertidor buck - boost bidireccional	26
Ilustración 10: Topología convertidor buck - boost bidireccional en cascada.....	27
Ilustración 11: Diagrama de bloques básico en control realimentado	31
Ilustración 12: Control PWM.....	33
Ilustración 13: Diagrama de bloques de control en tensión.....	33
Ilustración 14: Esquema eléctrico de un control en tensión	34
Ilustración 15: Establecimiento de la tensión de salida con la corriente.....	35
Ilustración 16: Convertidor actuando como fuente de corriente.....	36
Ilustración 17: Diagrama de bloques de control en corriente	36
Ilustración 18: Control en corriente con banda de tolerancia	37
Ilustración 19: Control en corriente de pico.....	38
Ilustración 20: Inestabilidad en la corriente por la inductancia	39
Ilustración 21: Variación en la tensión de entrada.....	40
Ilustración 22: Ventajas de la compensación de pendiente.....	41
Ilustración 23: Esquema eléctrico de un control en corriente de pico	42
Ilustración 24: Diagrama de bode y sus zonas.....	44
Ilustración 25: Criterio de estabilidad de los márgenes en diagramas de bode	45
Ilustración 26: Respuesta en función del margen de fase	46
Ilustración 27: Compensador de tipo 2.....	48
Ilustración 28: Variación de tensión en función de la corriente de descarga	53
Ilustración 29: Modelo sencillo ultracondensadores	63
Ilustración 30: Dinámica de carga de los ultracondensadores.....	64
Ilustración 31: Modelo en 3 ramas de ultracondensadores.....	64
Ilustración 32: Descarga del modelo de ultracondensador de 3 ramas.....	65
Ilustración 33: Carga del modelo de ultracondensadores de 3 ramas.....	66
Ilustración 34: Ciclo de histéresis de un elemento magnético.....	70
Ilustración 35: Núcleo en Magnetics Designer	71
Ilustración 36: Parámetros de la bobina en Magnetics Designer	71
Ilustración 37: Devanado de la bobina en Magnetics Designer.....	72
Ilustración 38: Modelo real de un condensador.....	75
Ilustración 39: Impedancia vs frecuencia en un condensador.....	75

Ilustración 40: Convertidor de alimentación a 15 V y componentes externos	78
Ilustración 41: Tensión del sensor Hall vs corriente	80
Ilustración 42: Ejemplo de modos de funcionamiento	85
Ilustración 43: Configuración de los comparadores del circuito selector	88
Ilustración 44: Circuito de simulación para el lazo de corriente	91
Ilustración 45: Simulación del lazo de corriente	92
Ilustración 46: Circuito de simulación de los lazos de tensión y corriente	93
Ilustración 47: Simulación de los lazos de tensión y corriente	93
Ilustración 48: Configuración del oscilador	97
Ilustración 49: Configuración del amplificador de error	98
Ilustración 50: Impedancias en el compensador de tipo 2	99
Ilustración 51: Diagramas de bode en buck y boost generados	101
Ilustración 52: Selección de la frecuencia de corte en SmartCtrl	102
Ilustración 53: Tensión de salida vs señal de control	104
Ilustración 54: Solución a la problemática de control	105
Ilustración 55: Implementación de la solución a la problemática de control	106
Ilustración 56: Implementación del soft start	107
Ilustración 57: Acondicionamiento de la señal del sensor Hall	109
Ilustración 58: Circuito restador	110
Ilustración 59: Configuración de circuito de valor absoluto	111
Ilustración 60: Implementación de la compensación de pendiente	112
Ilustración 61: Tensión y corriente de semiconductores	115
Ilustración 62: IPM 2 polos de potencia	116
Ilustración 63: Simulación en modo motor	117
Ilustración 64: Simulación motor y frenado (I)	118
Ilustración 65: Simulación motor y frenado (II)	118
Ilustración 66: Simulación 4 modos	119

3 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

A día de hoy nos encontramos en pleno resurgimiento de la movilidad eléctrica, tras prácticamente haber desaparecido del mercado automovilístico desde principios del siglo XX.

Por ser un mercado y tecnología emergentes, considero muy interesante y de gran utilidad profundizar en el entendimiento de los sistemas electrónicos que componen un vehículo eléctrico y ser capaz de diseñarlos.

El presente Trabajo Fin de Grado fue propuesto por parte de la Asociación LACECAL – ENRIDING, donde se encuentran en proceso de diseñar y construir un VELO (Vehículo Eléctrico Ligero de Ocio) de 2 ruedas, con un motor brushless cada una. El boceto de este vehículo se muestra en la Ilustración 1:

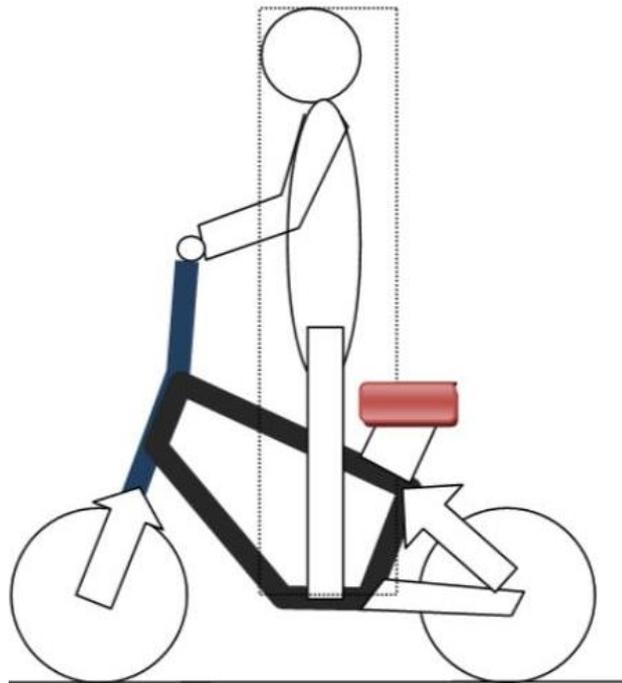


Ilustración 1: Boceto del VELO

Una de las particularidades de este vehículo es que su fuente de energía es un módulo de ultracondensadores en lugar de las típicas baterías que llevan los vehículos eléctricos convencionales.

La tensión a extremos de los ultracondensadores va a verse reducida notablemente a medida que se entrega la energía a la carga, por lo que la tensión de entrada o de alimentación de nuestro sistema será variable.

Los controladores de los motores requieren un valor concreto de tensión continua a su entrada para su correcto funcionamiento, por lo que será necesaria la inserción de un convertidor CC/CC entre los

ultracondensadores y los controladores del motor para mantener esta tensión de alimentación constante pese a las variaciones sufridas en la entrada.

El objetivo de este proyecto es llevar a cabo el diseño y la simulación de este convertidor CC/CC y de su correspondiente control, para su posterior construcción e implementación en este vehículo.

En la Ilustración 2 muestro de manera muy esquematizada todo lo explicado en las líneas superiores para su mejor entendimiento.

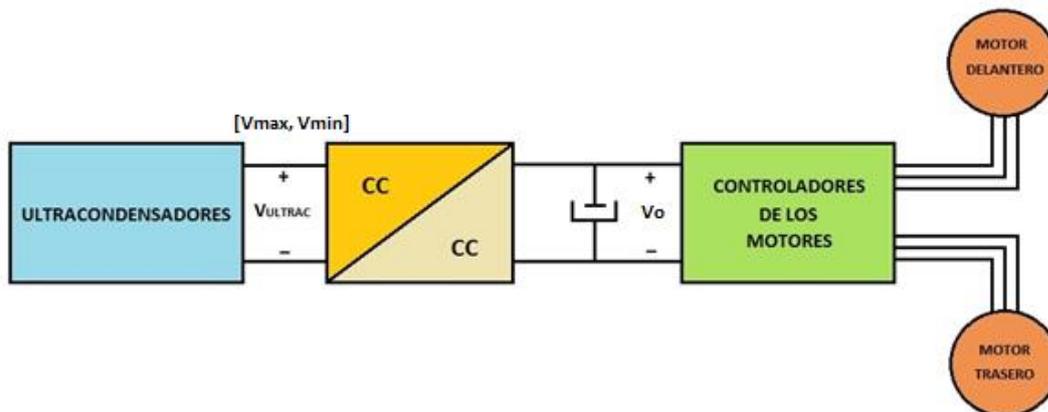


Ilustración 2: Esquema general eléctrico del VELO

El convertidor CC/CC debe de ser bidireccional en corriente, es decir, que admita el paso de la energía en ambos sentidos. De esta manera se podrá aprovechar la energía generada en el frenado por los motores para recargar el módulo de ultracondensadores. Dadas las características de nuestra fuente de energía, la cual es algo limitada, cualquier acto de recarga o de no pérdida de eficiencia en nuestro sistema debe ser bienvenida.

Pese a que los motores y controladores con los que se encuentran trabajando actualmente no poseen tal cualidad, considero que se trata de una tecnología que está a la orden del día en movilidad eléctrica y, por ello, lo diseñaré para dar opción a que en el futuro se decidan reemplazar los motores y controladores actuales por unos que permitan recargar la fuente de energía con el frenado. Hasta que no se realice tal cambio, el convertidor bidireccional funcionará en un solo sentido: Ultracondensadores → Motor.

El convertidor diseñado tendrá que funcionar como reductor y como elevador, ya que el valor deseado a su salida se encuentra dentro del intervalo de los posibles valores de entrada, como se verá cuando se particularice el problema a los valores de nuestro sistema.

Por todo esto expuesto, los objetivos del presente proyecto son los siguientes:

- Obtener un conocimiento teórico de los elementos que van a intervenir de manera directa en el diseño propuesto, como lo son los

ultracondensadores, la conversión de potencia elevadora, reductora y los convertidores bidireccionales.

- Tener conocimiento de las características de potencia de nuestros motores y de sus controladores para poder realizar un diseño correcto.
- Dimensionar los elementos del convertidor bidireccional en base a las características eléctricas del vehículo.
- Estudiar y definir una estrategia de control para el convertidor, ya sea con control en tensión o en corriente.
- Definir un modelo de simulación para los ultracondensadores.
- Diseñar el compensador del lazo de realimentación, atendiendo a la característica de transferencia del convertidor para obtener una buena respuesta ante cambios en el sistema y una buena estabilidad incluso en el caso más desfavorable.
- Comprender el funcionamiento de un circuito integrado que genere los pulsos para el polo de potencia del convertidor en base a la señal de error y dimensionar sus componentes externos para lograr tal fin.
- Diseñar un circuito de selección del polo que debe trabajar en cada momento en función del estado del sistema.
- Realizar simulaciones de todo lo anterior para comprobar su correcto funcionamiento.
- Seleccionar los componentes para llevar a cabo la construcción y realizar un presupuesto.

Tras esta introducción planteando el problema a resolver y fijando los objetivos, comienzo el desarrollo del proyecto.

4 DESARROLLO DE ASPECTOS TEÓRICOS

4.1 SITUACIÓN ACTUAL DE LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Antiguamente, entre finales del siglo XIX y principios del siglo XX, los vehículos eléctricos eran los más extendidos a nivel mundial. Pese a esto, la aplicación de diversas tecnologías como la propulsión con la fuerza del vapor o la combustión hizo que la movilidad eléctrica perdiera fuerza, quedando relegada a un segundo plano durante muchos años.

Hoy en día, en 2017, nos encontramos en pleno resurgimiento de los vehículos eléctricos como medio de transporte.

Este resurgimiento se debe, en primer lugar, al incremento de la contaminación atmosférica. En ciudades importantes de nuestro país se han llevado a cabo restricciones de circulación para los vehículos con motores de combustión.

En Barcelona, a partir del año 2019 / 2020 no se podrá circular con vehículos de combustión que tengan más de 20 años de antigüedad.

Por su parte, en Madrid, en determinados días se ha llegado a restringir la velocidad en la M - 30 y accesos hasta la M - 40, además de prohibir aparcar en determinados lugares y de restringir la circulación de vehículos con matrícula par o impar, según el día que fuera.

Además, en Valladolid, algún día de junio de este mismo año se ha llevado a cabo la prohibición de la circulación en el centro de la ciudad para intentar reducir los niveles de contaminación.

Otro factor que está influyendo en el resurgimiento de la movilidad eléctrica son los grandes avances tecnológicos de los últimos años, tanto en electrónica como en almacenamiento de energía, estando muy próximo el lanzamiento de las baterías de grafeno, las cuales supondrán un incremento de energía enorme respecto a las que hay ahora.

Cabe destacar también el importante papel que desempeña en el desarrollo de la movilidad eléctrica la empresa dirigida por Elon Musk denominada TESLA Motors. Esta empresa se dedica a diseñar y fabricar vehículos eléctricos que, además, incorporan grandes avances en materia de inteligencia artificial, pudiendo llegar a ser totalmente autónomos. Esto supone una gran publicidad para este sector, ya que se trata una propuesta muy interesante para cualquier tipo de consumidor que se lo pueda permitir.

El principal inconveniente a día de hoy en la movilidad eléctrica es la baja autonomía de los propios vehículos (a la espera de las baterías de

grafeno) y, además, la pobre red de puntos de carga para este tipo de vehículos que hay en general en todo el mundo.

El país más avanzado en cuanto a red de puntos de carga es EE.UU por el gran trabajo que desempeña TESLA Motors. Por contra, en España tenemos aún una red muy pobre, lo supone un peso muy grande a la hora de decantarse por un vehículo de combustión y no por uno eléctrico.

4.2 ULTRACONDENSADORES

Los ultracondensadores son condensadores electrolíticos con una capacidad para almacenar energía muy superior a los condensadores convencionales. Para hacernos una idea, si la capacidad de los condensadores normales es del orden de mF o μF , la de los ultracondensadores puede ser de varias decenas, cientos o incluso miles de faradios [1].

Esta densidad de energía que tienen permite poder emplearlos como sistemas de almacenamiento energético, al igual que las baterías. Pese a esta comparación, las baterías siguen siendo la opción más empleada, ya que su capacidad es bastante superior a la de los ultracondensadores (del orden de 25 veces mayor si hablamos de baterías de litio).

Los módulos de ultracondensadores se pueden emplear a su vez como apoyo a las baterías para protegerlas frente a variaciones muy rápidas de energía en el sistema, ya que su tecnología basada en la de los condensadores permite dar y recibir de manera muy veloz altos valores de energía pico.

Gracias a esta última característica, una de sus principales áreas de aplicación es la automoción. En vehículos eléctricos e híbridos en muchas ocasiones se requiere entregar energía de manera muy rápida, como puede ser en las aceleraciones, o almacenar energía proveniente del motor, en una acción que se llama frenado regenerativo.

En ambos casos expuestos, los elevados valores repentinos de energía podrían llegar a deteriorar o dañar las baterías. Por ello, se colocan ultracondensadores en paralelo con las propias baterías para aumentar su vida útil. También se pueden encargar de dar un empuje extra al vehículo en determinados momentos.

Otros lugares en los que puede ser conveniente la integración de estos módulos de ultracondensadores son en ascensores, en sistemas de transporte pesado, en redes de distribución débiles para compensar caídas de tensión, en sistemas de alimentación ininterrumpida y en sistemas electrónicos de energías renovables.

En el caso de nuestro vehículo eléctrico, se empleará el módulo de ultracondensadores única y exclusivamente como sistema de almacenamiento de energía. Será la única fuente de energía que tenga, ya que no se emplearán baterías.

El fabricante más famoso y extendido de este tipo de módulos es MAXWELL, marca de la cual serán nuestros ultracondensadores y sobre los cuales daré más datos en apartados posteriores, cuando particularice las características del sistema.

4.3 FRENADO REGENERATIVO

El frenado regenerativo es una tecnología que está a la orden del día en vehículos eléctricos e híbridos, implementándose en casi la totalidad de ellos.

La idea de los sistemas de frenado regenerativo es aprovechar la energía cinética que contiene el vehículo en el momento de una frenada.

Cuando se frena en vehículos con frenos convencionales, esta energía se disipa en forma de calor debido a la fricción que experimentan los distintos componentes que intervienen en la reducción de velocidad. En un vehículo con frenado regenerativo se aprovecha que los motores eléctricos pueden actuar a su vez como generadores para recuperar parte de la energía cinética que lleva el vehículo y transformarla en energía eléctrica, introduciéndola en la fuente de energía y aumentando así la autonomía.

Alcanza su máxima eficiencia en trayectos fundamentalmente urbanos, donde se está continuamente decelerando y frenando debido al tráfico, peatones, señales y semáforos.

La capacidad de disipar energía de estos sistemas viene dada por la capacidad de absorción de la energía eléctrica por parte los sistemas electrónicos, además del nivel de carga en el que se encuentren las fuentes de energía, por lo que se suelen apoyar de otro juego de frenos mecánicos por seguridad. Se estima que se puede recuperar hasta un máximo del 30% de la energía cinética del vehículo. Si hablamos en términos de energía eléctrica, la potencia recuperada es un 10% o un 15% como máximo de la potencia nominal del motor.

En el presente proyecto no me centraré en dar una explicación del funcionamiento [2], ya que no influirá en absoluto en el diseño de nuestro convertidor. Simplemente habrá que estimar la energía que puede devolver para realizar el diseño e idear una forma para detectar cuándo entra en juego el frenado regenerativo para cambiar el modo de operación de nuestro convertidor bidireccional.

4.4 CONVERTIDORES CC/CC UNIDIRECCIONALES

En este apartado procederé a explicar de manera concisa el fundamento de las técnicas de conversión de potencia que utilizo en el presente proyecto, las cuales son la reducción y elevación de tensión continua mediante convertidores electrónicos de potencia. Lo analizaré simplemente en su modo de conducción continua, pues es el modo escogido para este proyecto.

Para llevar a cabo la explicación de estos convertidores voy a tener en cuenta una serie de suposiciones simplificadoras:

- La potencia de entrada (P_i) es igual a la potencia de salida (P_o).
- Diodo, polo de potencia y condensador de filtro ideales.
- En estacionario, la corriente por la inductancia al final de cada periodo de conmutación es igual.

4.4.1 MODO DE CONDUCCIÓN

A la hora de realizar el estudio y el diseño de este tipo de convertidores, conviene determinar en primer lugar en qué modo queremos que funcione.

Hay 2 tipos de conducción:

- Modo de Conducción Continua (MCC): en este modo, la corriente por la inductancia no se anula en ningún momento. Por ello, se debe diseñar una inductancia con un valor suficientemente alto, como veremos posteriormente.
- Modo de Conducción Discontinua (MCD): en este modo, por el contrario, la corriente por la inductancia siempre se anula antes del siguiente periodo de conmutación.

Por lo que he podido ver a lo largo del tiempo, por lo general el funcionamiento más extendido de los convertidores es en MCC, exceptuando alguna topología en especial como convertidores flyback. El funcionamiento en MCC me parece más sencillo a la hora de realizar los respectivos cálculos para el diseño de los parámetros del convertidor. Además, el MCC es el modo sobre el que tengo mayor conocimiento en este tipo de convertidores por ser el que más me ha tocado trabajar a lo largo de mis estudios en el grado.

Por ello, diseñaré el convertidor para que trabaje en modo de conducción continua para todos sus casos de funcionamiento. En las posteriores explicaciones de los convertidores solo tendré en cuenta el MCC para desarrollar su funcionamiento y diseño.

4.4.2 CONVERTIDOR REDUCTOR (BUCK)

4.4.2.1 TOPOLOGÍA Y FUNCIONAMIENTO

Se trata de un convertidor de potencia que siempre proporciona una tensión continua de salida de menor valor que la tensión continua de entrada. Esto se consigue con el siguiente circuito que se muestra en la Ilustración 3:

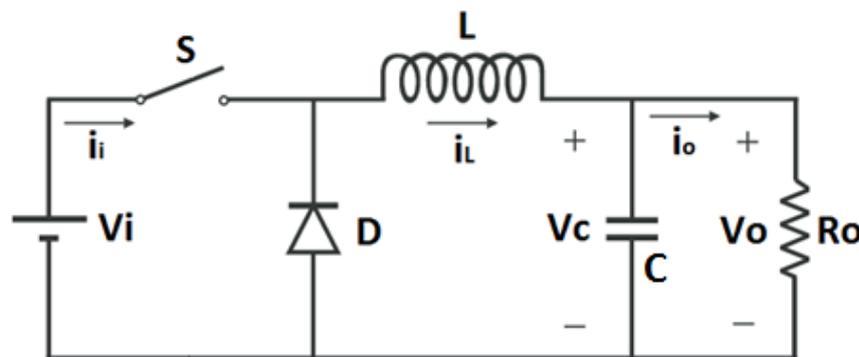


Ilustración 3: Topología convertidor reductor

Como se puede observar, consta de un polo de potencia (S), un diodo (D), una inductancia (L), un condensador de filtrado (C) y la carga que se le acople (R_o).

El polo de potencia se va a encontrar en 2 estados: en conducción (tiempo DT) o en corte (tiempo $(1-D)T$), cada periodo de conmutación (T).

Cuando el polo se encuentre en conducción, se va a aplicar una tensión positiva a la inductancia, ya que en este convertidor $V_i > V_o$. Por ello, la corriente por la inductancia será creciente y lineal (según dicta la ecuación de la variación de corriente por inductancias en función de la tensión aplicada y del valor L). Por el contrario, cuando el polo se encuentre en corte, el diodo entrará en conducción para dar circulación a la corriente y se le aplicará una tensión negativa a la inductancia de valor $0 - V_o$, por lo que, siendo esta tensión negativa, la corriente por la inductancia será decreciente y lineal. Por todo esto, la forma de onda de la corriente por la inductancia tendrá el aspecto que se muestra en la Ilustración 4. El valor medio de la corriente por la inductancia, en esta topología, coincide con la corriente media de salida.

Por otra parte, en la Ilustración 4 también muestro lo que sucede con la tensión en el polo de potencia cuando se encuentra en conducción/corte (importante a la hora de llevar a cabo el dimensionado del componente) y la corriente por este polo de potencia, que a su vez será la corriente de entrada.

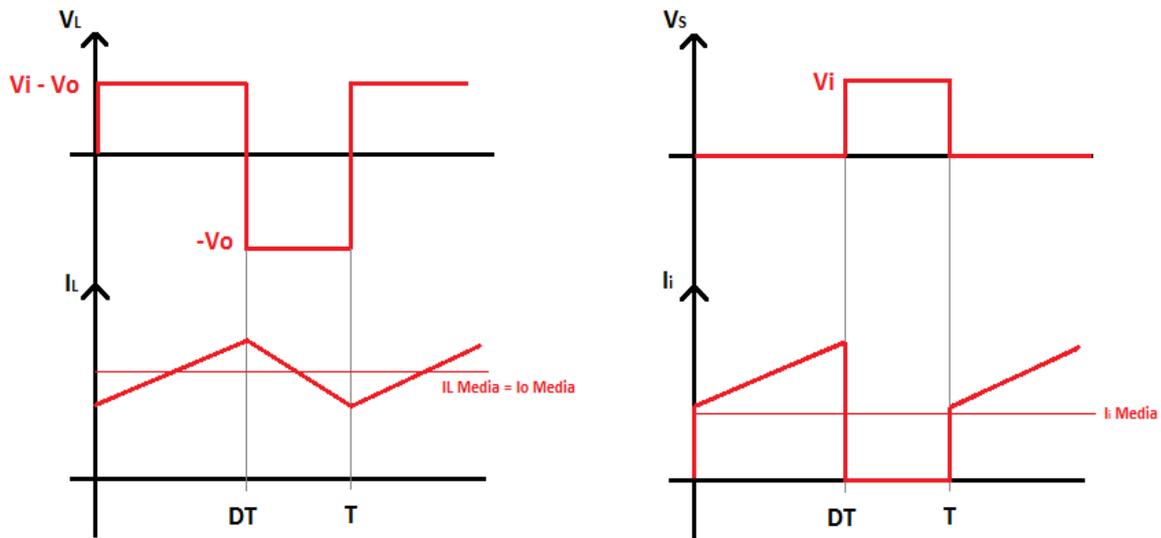


Ilustración 4: Formas de onda en el convertidor reductor

Como se puede apreciar, el valor medio de la corriente de entrada va a ser menor respecto al valor medio de la corriente de salida, ya que dicha corriente de entrada está formada por trozos de la de salida. Haciendo el balance de potencias:

$$P_o = P_i$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$$

Si las potencias son iguales a la entrada y a la salida, el valor de V_i es constante y el valor de la corriente media de entrada es menor que el de salida, la tensión V_o tendrá que ser menor que la V_i para mantener este balance de potencias.

Para calcular la relación que hay entre las tensiones de entrada y de salida en función del tiempo que se encuentra en conducción el polo de potencia, nos vamos a la ecuación de la inductancia e integramos en un periodo completo. Como la corriente en la bobina en estacionario es igual al inicio y al fin del periodo, se puede deducir lo siguiente:

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

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

$$V_o = V_i \cdot D$$

De esta manera, controlando el ciclo de servicio del polo de potencia podremos conseguir la tensión continua de salida deseada para una V_i concreta.

4.4.2.2 DIMENSIONADO DE LA INDUCTANCIA

Como ya comenté, el valor de la inductancia va a ser crítico a la hora de que nuestro convertidor trabaje en modo de conducción continua.

Para determinar el valor que la inductancia tendrá que tener para no entrar en conducción discontinua, debemos obtener la variación de corriente por ella. Como en estacionario la corriente por la inductancia es igual al inicio y al fin de cada periodo de conmutación, podremos determinar esta variación en el tiempo de conducción del polo o en el tiempo en el que se encuentra en corte, de manera indiferente. Yo lo hago para cuando se encuentra en corte:

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

Al ser una variación, lo puedo tratar como valor absoluto.

La mitad de esta variación tendrá que ser menor que el valor medio de corriente por la inductancia para que la corriente mínima nunca llegue a 0:

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

Teniendo en cuenta esto, una vez conozcamos la corriente media que circula por la L de nuestro convertidor, podemos establecer una variación de corriente por la inductancia suficientemente pequeña como para trabajar siempre en MCC y así poder calcular el valor de L para esta variación:

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

4.4.2.3 DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE FILTRO

A la hora de obtener una tensión continua de calidad a la salida del convertidor, es importante el dimensionado del condensador de filtro.

Para calcularlo, se sigue el siguiente proceso:

$$I_L = I_C + I_O$$

Supongamos que toda la componente alterna de la corriente por la inductancia se va por el condensador, y toda la componente continua se va a la carga. La forma de la corriente por el condensador es la que se muestra en la Ilustración 5:

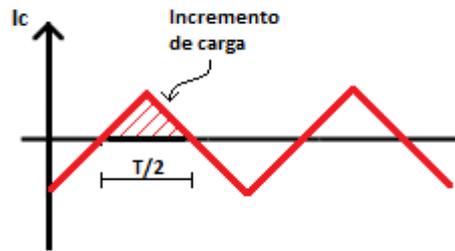


Ilustración 5: Corriente por el condensador en un buck

Se conoce además que la variación de tensión a extremos de un condensador es la siguiente:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

El incremento de carga es el área bajo la gráfica de la corriente. Por ello:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta i_L \cdot T}{8 \cdot C} = \frac{V_o(1 - D)}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2}$$

Si expresamos el rizado de manera relativa con la tensión de salida:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2}$$

Con esta expresión podremos entonces fijar un % de rizado que se adapte a los requerimientos de nuestro sistema y poder calcular de esta manera un valor de C que nos de esta característica.

4.4.3 CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)

4.4.3.1 TOPOLOGÍA Y FUNCIONAMIENTO

El convertidor boost es un convertidor electrónico de potencia que obtiene a su salida un valor continuo de tensión mayor que el que tiene a su entrada. El esquema del convertidor se muestra en la Ilustración 6.

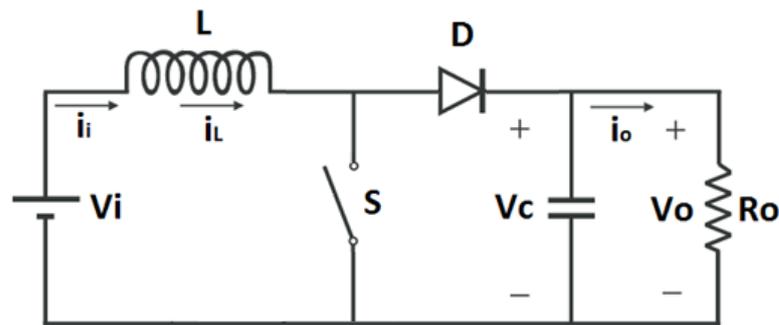


Ilustración 6: Topología convertidor elevador

El convertidor boost consta de los mismos elementos que un convertidor buck, con la diferencia de que se encuentran colocados en distintas posiciones. En este convertidor también se alterna el cierre y la apertura del polo de potencia en un periodo, con tiempos DT y $(1-D)T$, respectivamente.

Cuando el polo de potencia se encuentra en conducción, a extremos de la inductancia se aplica la tensión de entrada V_i . Al ser esta tensión positiva, la corriente por la inductancia va a ser lineal y creciente. Cuando el polo se encuentre en corte, el diodo entrará en conducción y se aplicará a extremos de la bobina una tensión $V_i - V_o$. En este convertidor la tensión de salida es mayor que la de entrada, por lo que se estará aplicando una tensión negativa. Esto produce que la corriente por la inductancia sea lineal y decreciente. En la Ilustración 7 muestro gráficamente todo esto.

En el circuito se puede apreciar como esta vez la corriente de entrada es la que coincide con la corriente por la bobina, por lo que en las gráficas también voy a mostrar cual es la forma que tiene la corriente de salida. También represento la tensión en el polo de potencia para su posterior dimensionado.

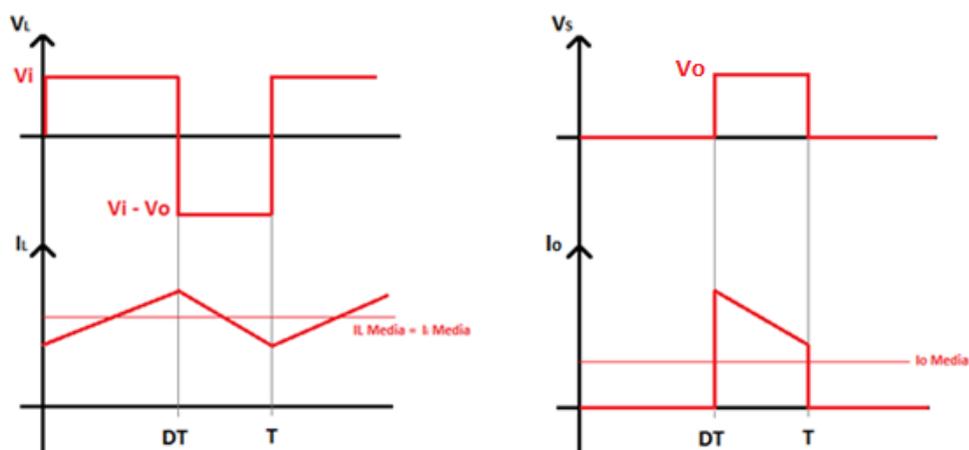


Ilustración 7: Formas de onda en el convertidor elevador

Se puede observar como la corriente media de salida esta vez va a ser de menor valor que la corriente media de entrada, ya que está formada por trozos de ésta. Si planteamos el balance de potencias:

$$P_i = P_o$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$$

Siendo la tensión de entrada constante y las potencias a la salida y entrada iguales, si la corriente de entrada es mayor que la corriente de salida, la tensión de salida V_o tendrá que ser mayor que la tensión de entrada V_i para que el balance se mantenga. Por esto, este convertidor consigue elevar la tensión de salida respecto a la que tiene en la entrada.

Para calcular la relación que hay entre la tensión de entrada y de salida en función del ciclo de servicio, vuelvo a emplear la ecuación de la inductancia, bajo el supuesto de que en estacionario la corriente que circula por ella al inicio y al final del periodo es la misma, por lo que su variación es 0.

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

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

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

De esta manera, controlando el ciclo de servicio se puede elevar la tensión de entrada para obtenerla en la salida.

4.4.3.2 DIMENSIONADO DE LA INDUCTANCIA

Al igual que en el convertidor buck, se debe dimensionar la inductancia con un valor suficiente como para que la corriente mínima por ella no llegue a 0.

Para determinar su valor, debemos calcular la variación de corriente por ella:

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

Nuevamente, tenemos que la mitad de la variación de la corriente debe ser siempre mayor que el valor medio de la corriente por ella para que no rebase el límite de los 0 amperios:

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

Conociendo esto, podremos fijar una variación de corriente que cumpla con nuestras especificaciones y posteriormente calcular el valor de la inductancia:

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

4.4.3.3 DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE FILTRO

A la hora de diseñar el condensador de filtro, se debe realizar nuevamente el balance de corrientes, con la salvedad de que en este caso no es la corriente por la inductancia la que se bifurca, sino la corriente por el diodo (fijarse en la topología del convertidor):

$$I_D = I_C + I_O$$

En este caso, también establecemos toda la componente alterna de la corriente por el diodo la filtra el condensador, y toda la componente continua se entrega a la carga. En la **imagen** muestro la corriente por el condensador:

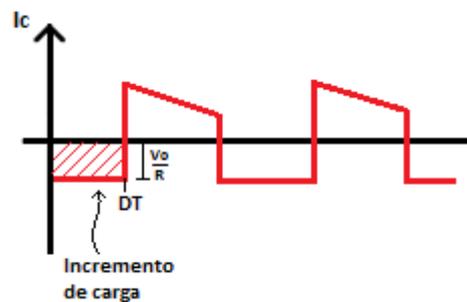


Ilustración 8: Corriente por el condensador en un boost

Nuevamente podemos relacionar la variación de la tensión de salida con el incremento de carga y el valor de C. Como la componente continua que se va a la carga es de valor V_o/R , esa es la distancia que estará desplazada hacia abajo la corriente por el condensador. Nos será útil para calcular la variación de carga:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{D \cdot T \cdot V_o}{R \cdot C} = \frac{D \cdot V_o}{R \cdot C \cdot f}$$

El % de rizado se puede expresar como la variación relativa de la tensión a la salida:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f}$$

De esta manera, estableciendo un % de rizado que se adecúe a nuestras necesidades podremos hallar un valor de C válido.

4.5 CONVERTIDORES CONTINUA – CONTINUA BIDIRECCIONALES

Como este proyecto trata sobre el diseño de un convertidor CC/CC para un vehículo eléctrico, lo ideal es que se pueda recuperar energía de las frenadas, por lo que el convertidor diseñado debe ser bidireccional en corriente además de ser capaz de elevar y reducir la tensión de los ultracondensadores.

Existen diversas topologías de convertidores CC/CC bidireccionales para ser aplicadas en vehículos híbridos y eléctricos, ya que sustituyendo en casi cualquier convertidor unidireccional los diodos por polos de potencia controlados se puede obtener uno bidireccional [3].

En el presente proyecto voy a centrarme en únicamente 2 topologías y se va a escoger la que mejores características aporte.

Las 2 topologías seleccionadas [4] se engloban dentro de los convertidores CC/CC conmutados sin aislamiento. Ambos son capaces de elevar o reducir la tensión según convenga.

En primer lugar explicaré el funcionamiento de cada una de las 2 topologías que procedo a estudiar y, posteriormente, las compararé y seleccionaré con la que voy a trabajar.

4.5.1 CONVERTIDOR BUCK – BOOST BIDIRECCIONAL

Su topología es idéntica a la de un Buck – Boost, con el único cambio de que un polo de potencia sustituye al diodo del circuito normal. Su esquema es el que se muestra en la Ilustración 9.

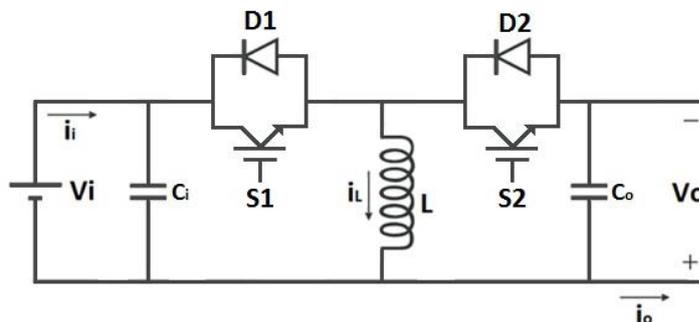


Ilustración 9: Topología convertidor buck - boost bidireccional

El funcionamiento de este convertidor es el siguiente:

Cuando se requiere entregar energía al motor, se va a controlar el polo de potencia S1 y se va a mantener cerrado el polo S2.

El hecho de mantener S2 en corte durante la entrega de energía al motor hace que solo entre en juego su diodo paralelo D2 cuando S1 esté en corte, lo que le hace funcionar exactamente igual que un buck – boost unidireccional.

Mientras el ciclo de servicio (D) de S1 se encuentre entre [0, 0.5], en la salida se tendrá una tensión inferior que a la entrada. Por el contrario, cuando el ciclo de servicio sea [0.5, 1] se tendrá una tensión mayor a la salida.

Por otra parte, cuando se quiere entregar potencia del motor a la fuente de energía, el polo de potencia S1 permanecerá en corte y se controlará el ciclo de servicio de S2, funcionando igual que en la acción motora pero a la inversa.

Se debe notar que, al ir el flujo de potencia en ambas direcciones, también es necesario colocar un condensador de filtro en paralelo con la fuente de energía de entrada, ya que cuando se entregue energía del motor a Vi, la acción del convertidor hará que no tengamos una tensión continua y será necesario filtrar las componentes de alta frecuencia al igual que en la salida.

4.5.2 CONVERTIDOR BUCK – BOOST BIDIRECCIONAL EN CASCADA

La topología de este convertidor dista un poco más de las vistas en los convertidores buck, boost y buck – boost, pero, como explicaré gráficamente a continuación, al actuar sobre los polos de la manera adecuada se obtendrá el tipo de convertidor que queremos para cada caso.

El esquema de este convertidor es el que muestro en la Ilustración 10.

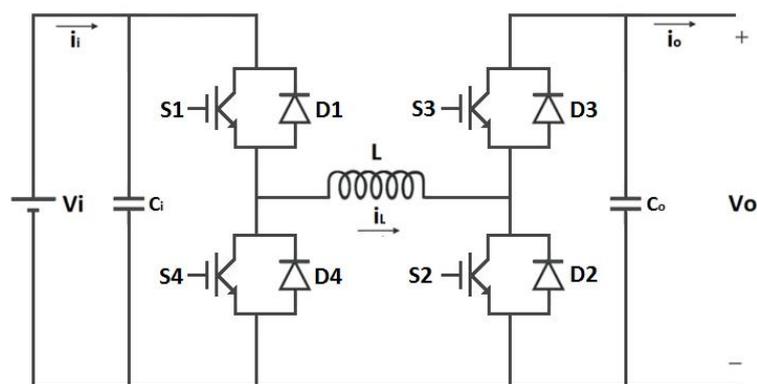


Ilustración 10: Topología convertidor buck - boost bidireccional en cascada

A continuación, muestro en la Tabla 1 sus distintos modos de funcionamiento.

MODO	POLOS DE POTENCIA	TOPOLOGIA RESULTANTE
MOTOR Y REDUCTOR	S1 - D S2 - OFF S3 - OFF S4 - OFF	
MOTOR Y ELEVADOR	S1 - ON S2 - D S3 - OFF S4 - OFF	
FRENADO Y REDUCTOR	S1 - OFF S2 - OFF S3 - D S4 - OFF	
FRENADO Y ELEVADOR	S1 - OFF S2 - OFF S3 - ON S4 - D	

Tabla 1: Modos de funcionamiento convertidor en cascada

A modo de aclaración, cuando se dice “modo motor y reductor” significa que se entrega energía al motor, reduciendo la tensión que tenemos V_i a V_o . Cuando por el contrario se dice “modo frenado y elevador”, significa que se recupera energía del frenado regenerativo y se entrega a la fuente de energía, elevando la tensión que se tiene en V_o a V_i .

En la tabla muestro qué configuración deben adoptar los polos de potencia para que el convertidor actúe de una manera u otra. Se debe observar que, en función de cómo se controlen los polos de potencia y cómo se polaricen los diodos, se obtiene exactamente la topología propia de cada convertidor (buck o boost). Por ejemplo, en el modo motor reductor se puede ver claramente como la topología resultante tras controlar los polos de potencia de la manera en la que se muestra es la propia de un convertidor buck.

En la Tabla 2 muestro también la polarización de los diodos para mayor claridad a la hora de entender la topología completa. Denomino OFF a polarización inversa y ON a polarización directa.

	D1	D2	D3	D4
Motor – Reductor	OFF	OFF	ON	ON/OFF
Motor – Elevador	OFF	OFF	ON/OFF	OFF
Freno – Reductor	ON	ON/OFF	OFF	OFF
Freno – Elevador	ON/OFF	OFF	OFF	OFF

Tabla 2: Polarización de los diodos en convertidor bidireccional en cascada

Este convertidor necesita también un condensador en paralelo con la fuente de energía V_i por el hecho de que la conversión de potencia se puede realizar en ambos sentidos.

4.5.3 COMPARACIÓN Y SELECCIÓN DEL CONVERTIDOR

Una vez tengo en conocimiento el funcionamiento de ambas topologías, debo decidir cuál de ellas emplear. Para ello, me he basado en una comparación realizada en [4], de la cual he extraído los siguientes datos:

- El rizado de la corriente por el inductor es siempre mayor en el convertidor buck – boost que en el de cascada.
- El valor eficaz de la corriente es más elevado en la topología buck – boost que en la de cascada (para la misma relación de tensión entrada – salida).

- El valor eficaz de la corriente en el condensador de salida es más reducido en la topología en cascada.
- El valor eficaz de la corriente en el polo de potencia y en el diodo también es inferior en el convertidor en cascada respecto al convertidor buck – boost.

Con todos estos datos se puede deducir que los componentes del convertidor en cascada sufrirán menos estrés térmico y eléctrico, por lo que la inductancia y los condensadores podrán ser de dimensiones algo inferiores a las de la otra topología.

Debido a que el valor eficaz de la corriente es más reducido en el convertidor en cascada, tendremos pérdidas inferiores en los componentes de esta topología, por lo que la eficiencia será superior. Esto supone una gran ventaja para nuestro sistema debido a que la fuente de energía (los ultracondensadores) es bastante limitada, por lo que todo lo que sea reducir pérdidas de potencia será positivo para la autonomía del vehículo. Esto también se puede extrapolar a cualquier fuente de energía de cualquier vehículo eléctrico, ya que la autonomía en este tipo de movilidad es fundamental y uno de sus puntos débiles.

El operar con valores más elevados de corriente en el sistema también llevará al convertidor a tener un menor rango de posibles valores de tensión de salida para una tensión de entrada dada antes de que el núcleo de ferrita de la inductancia llegue a saturación, por lo que el convertidor en cascada también es mejor en este aspecto.

Por otra parte, el convertidor en cascada tiene la desventaja de que emplea dos polos de potencia más, por lo que el convertidor buck – boost bidireccional será ligeramente más barato en este aspecto.

Con todas las ventajas y desventajas sobre la mesa, considero que la eficiencia es un factor fundamental en movilidad eléctrica, y que junto con tener menor estrés en los componentes del circuito, prima sobre la posibilidad de ahorrarse una cantidad de dinero (que no va a ser muy elevada) por colocar 2 polos de potencia menos. Es por ello por lo que voy a trabajar con un convertidor buck – boost bidireccional en cascada en este proyecto.

4.6 ESTRATEGIAS DE CONTROL

4.6.1 INTRODUCCIÓN

A la hora de utilizar un convertidor continua – continua en una aplicación cualquiera, el objetivo suele ser obtener una determinada tensión de salida que sea continua e invariante en el tiempo, independientemente de las condiciones a las que se le someta al convertidor, como pueden ser variaciones de la tensión de entrada y variaciones en la carga de salida.

Para conseguir tal objetivo, se debe actuar sobre las variables de control que sean accesibles desde el exterior y que sean las encargadas de la regulación del convertidor. Esta variable se trata del ciclo de servicio del polo de potencia. Mediante el control del semiconductor seremos capaces de controlar variables internas del convertidor, como lo son su corriente y tensión para lograr así el valor deseado.

Ese control del ciclo de servicio se tendrá que realizar de manera autónoma. Aquí es donde interviene el concepto de realimentación, ampliamente utilizado en la teoría de control: si queremos que nuestro sistema controle el valor una variable de manera totalmente automática, el propio sistema tendrá que tener conocimiento en todo momento del valor que deseamos obtener y del valor que tenemos realmente. De esta manera, se podrá generar una señal de error y permitir al sistema que actúe para reducir esta diferencia a 0. Muestro un esquema básico de un lazo de control en la Ilustración 11 donde se plasma lo explicado.

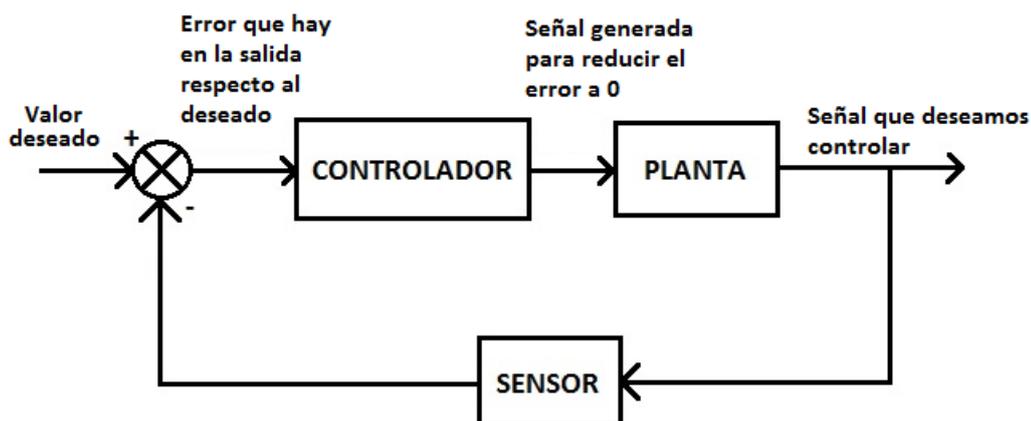


Ilustración 11: Diagrama de bloques básico en control realimentado

En el caso que nos atañe, el bloque de la PLANTA del esquema anterior se corresponde con el convertidor bidireccional, del cual queremos que su tensión de salida sea constante.

En el caso del controlador, en convertidores electrónicos de potencia se suele integrar junto con la generación del error en un único amplificador operacional denominado también “amplificador de error compensado”, como posteriormente veremos.

A la hora de controlar convertidores continua – continua, además de la tensión de salida, tenemos otra variable interna que podemos tener en cuenta para también realizar la regulación: la corriente que circula por el sistema. Si controlamos esta corriente, podremos también controlar la tensión de salida, ya que al fin y al cabo la tensión en la salida se establece por la circulación de una determinada corriente por la carga. En este caso tendríamos que establecer un lazo a mayores: uno exterior para controlar la tensión de salida y uno interior para controlar la corriente y poder obtener la tensión de salida deseada.

Dependiendo si se controla la corriente o no, surgen 2 tipos fundamentales de control de convertidores: el control en modo tensión y el control en modo corriente. En los siguientes puntos expondré el funcionamiento de ambos controles y, con las ventajas e inconvenientes de cada modo, escogeré el que sea más adecuado para la realización del proyecto.

4.6.2 CONTROL EN MODO TENSIÓN

4.6.2.1 FUNCIONAMIENTO

En este modo de control se ignora totalmente la corriente que fluye por el convertidor y habrá que centrarse en el control la tensión de salida mediante el ciclo de servicio.

Es un modo de control simple: tomamos el valor de la tensión de salida y lo comparamos con el valor de referencia. Se generará una señal de control y mediante el modulador PWM obtendremos el ciclo de servicio para que vaya variando en función del error obtenido.

El modulador PWM sirve para “traducir” la señal de control generada (la cual es continua) al ciclo de servicio con el que accionaremos el polo de potencia (que deben ser pulsos de amplitud 1).

Para ello, se compara la mencionada señal de control con una señal en forma de diente de sierra. Cuando la tensión de control sea superior al diente de sierra, el polo se encontrará en conducción y, cuando por el contrario, la tensión de control sea inferior, el polo de potencia se encontrará en corte.

Las formas de onda se muestran en la Ilustración 12.

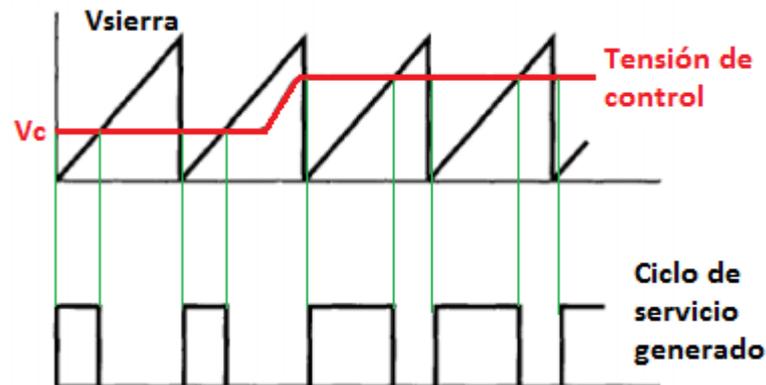


Ilustración 12: Control PWM

De esta manera seremos capaces de controlar las variables deseadas mediante el ciclo de servicio. Cuanto mayor sea la señal de control, mayor será el ciclo de servicio y viceversa.

Por poner un ejemplo, si nos encontramos en un convertidor buck y la señal de salida se encuentra por debajo de la señal deseada, la señal de control generada será más elevada cuanto mayor incremento de tensión de salida se necesite ($V_{ref} - V_o$), por lo que el ciclo de servicio aumentará y la tensión de salida lo hará también.

4.6.2.2 IMPLEMENTACIÓN

Este modo de control consta de un único lazo. Particularizando el diagrama de bloques a un control en modo de tensión obtenemos lo que se muestra en la Ilustración 13.

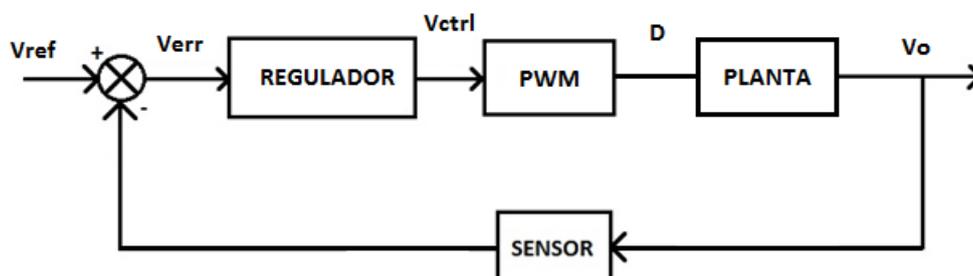


Ilustración 13: Diagrama de bloques de control en tensión

Es importante conocer cuál es el esquema eléctrico resultante de este diagrama de bloques del control en tensión, ya que al fin y al cabo es lo que se implementará finalmente a la hora de simular. En el circuito eléctrico resultante que se muestra en la Ilustración 14 lo particularizo para un

convertidor buck, pero sería igualmente válido para cualquier otro tipo de convertidor.

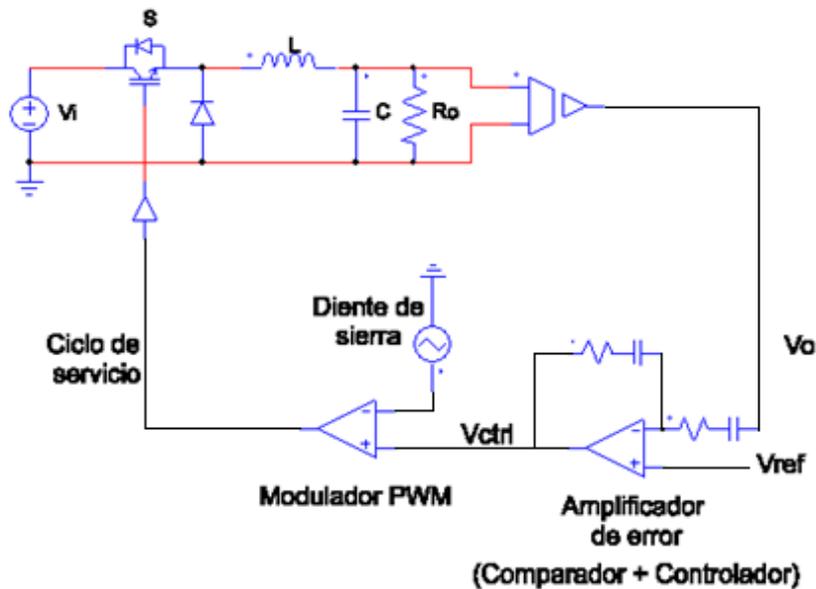


Ilustración 14: Esquema eléctrico de un control en tensión

4.6.2.3 VENTAJAS Y DESVENTAJAS

Como se puede observar, se trata de un circuito relativamente sencillo, en el que la mayor dificultad reside en el correcto diseño del compensador del amplificador de error para proveer de buenas características de estabilidad y respuesta al sistema a partir de la función de transferencia.

Como ventaja, se puede exponer la sencillez del circuito de realimentación.

Un gran inconveniente de este control es su lentitud. Si hay una variación en la tensión de entrada, esta variación recorre todo el convertidor hasta que se hace presente en un cambio de tensión en la salida. Será en este momento cuando el control actuará y adecuará el ciclo de servicio para volver al valor de salida deseado. El sistema tiene que esperar a que el error se haga presente en la salida, lo que supone una oscilación en su tensión.

Esta lentitud ante cambios en la entrada se puede solucionar haciendo que la modulación PWM vaya en función de dicha tensión de entrada (Line Feedforward), para que así se actualice el ciclo de servicio con mayor velocidad. El problema es que esto es particularmente difícil de implementar en convertidores boost.

Esta lentitud se corrige en el control en modo de corriente, como se verá a continuación.

4.6.3 CONTROL EN MODO CORRIENTE

4.6.3.1 FUNCIONAMIENTO GENERAL

En este otro modo de control, además de tener en cuenta la tensión de salida (es el valor que queremos controlar), se tiene en cuenta también el valor de la corriente por el convertidor.

El control de la tensión se implementa en un lazo externo y el control de la corriente en un lazo interno. El empleo de distintos lazos de realimentación en un mismo sistema (también denominados reguladores en cascada), se emplea para el control de variables que evolucionan con distinta rapidez, cosa bastante común en sistemas de potencia.

El lazo interno o de corriente puede detectar variaciones en la carga y en la tensión de entrada (se refleja en la corriente del sistema) y así tomar el control del convertidor con una velocidad mucho mayor de la que lo haría el lazo de tensión.

El diagrama de bloques de este modo de control es un poco más complejo que en el modo de tensión. Para empezar, la variable de mayor importancia en nuestro sistema va a ser la corriente, que en función de la carga va a establecer la tensión de salida. Esto se puede representar como se observa en la Ilustración 15. Se puede ver como si restamos la corriente por la carga a la corriente que obtenemos del convertidor, nos quedamos con la corriente que va a ir al condensador. Como el condensador y la carga están en paralelo, la tensión de salida se podrá establecer también con la impedancia del condensador.

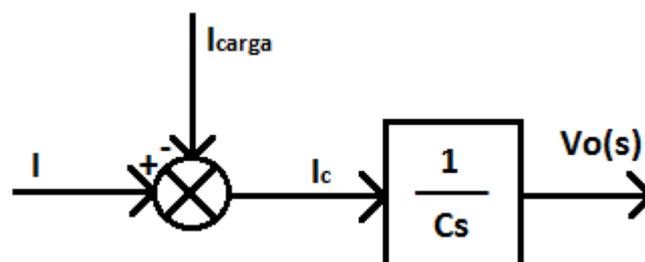


Ilustración 15: Establecimiento de la tensión de salida con la corriente

Para que la tensión de salida se mantenga en el nivel que nos interesa ante variaciones de carga, nuestro objetivo debe ser que el convertidor nos entregue en todo momento la corriente necesaria en función de esta carga. Es decir, que actúe como una fuente de corriente, como se muestra idealmente en la Ilustración 16.

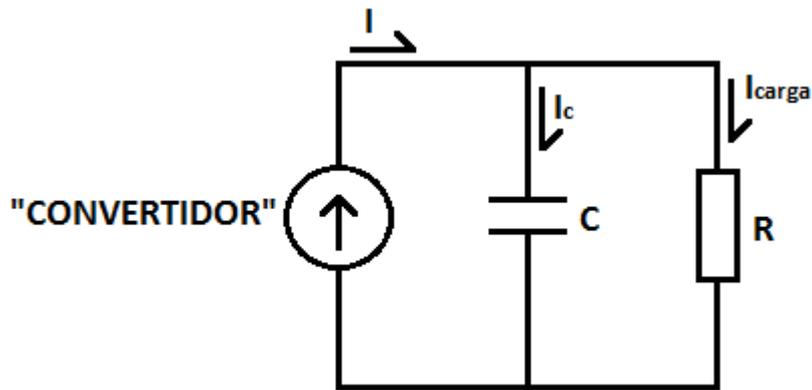


Ilustración 16: Convertidor actuando como fuente de corriente

Para que el convertidor nos entregue la corriente deseada, tendremos que hacer saber al sistema el valor de una referencia, como en todo sistema de control. El lazo de tensión será el que se encargará de tal función: generará el error y una señal de control, la cual se corresponderá con el valor de referencia para el lazo de corriente. El lazo de corriente entonces controlará el ciclo de servicio del polo de potencia para tener el valor de corriente en el convertidor que se adecúe a lo requerido. Se podría decir que el convertidor se comportará como una fuente de corriente controlada por tensión.

Para resumir todo lo anterior, se puede establecer el diagrama de bloques que se observa en la Ilustración 17.

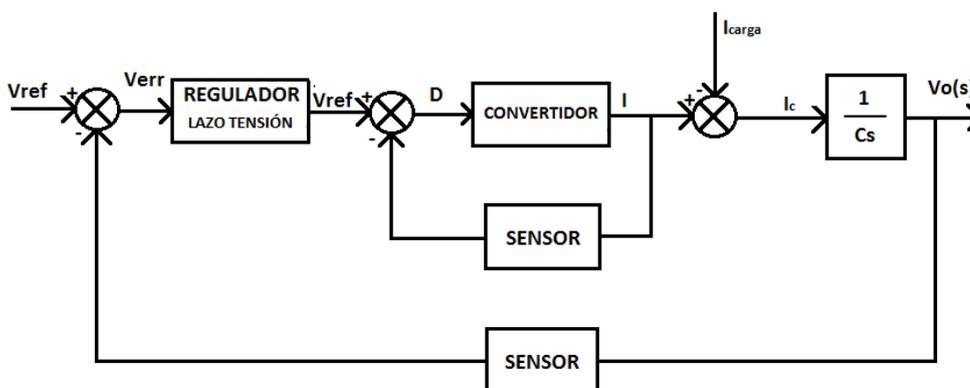


Ilustración 17: Diagrama de bloques de control en corriente

4.6.3.2 TIPOS DE CONTROL EN CORRIENTE

Hay varios tipos de modos de control en corriente. Entre los más populares se encuentran el control con banda de tolerancia, control con tiempo en off constante y control en corriente de pico.

En este tipo de controles no se realiza una modulación PWM con una señal en forma de diente de sierra, sino que se toma como referencia la corriente del sistema, normalmente en la inductancia.

En el control con banda de tolerancia se controla la corriente media por la inductancia. El lazo externo nos va a dar la tensión de control, el cual se va a corresponder con la corriente media por la inductancia deseada. Cuando se inicie un periodo, el polo estará en conducción hasta que la corriente se encuentre en un valor correspondiente a la mitad de la variación establecida en la inductancia sumado a la señal de la tensión de control. En ese momento, el polo se abrirá y la inductancia se descargará hasta que llegue a un valor de la mitad de la variación de corriente en la inductancia, pero esta vez restada a la señal de control. Resumo mejor el funcionamiento en la Ilustración 18.

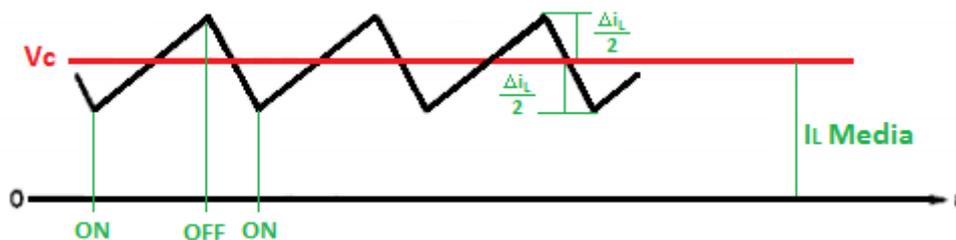


Ilustración 18: Control en corriente con banda de tolerancia

Un inconveniente de este modo es que la frecuencia de conmutación va a depender del valor de la inductancia (cuanto mayor sea la L , menor va a ser la frecuencia y viceversa).

Otro modo de control en corriente es el de tiempo en off constante. En este modo la tensión de control controla la corriente de pico en la inductancia. Cuando el polo de potencia entra en conducción la corriente por la inductancia crece hasta que llega al valor de la tensión de control. En ese momento se abre el polo y la corriente baja durante un tiempo en off predeterminado. Por ello, la frecuencia de conmutación no es constante, ya que puede alcanzar el pico de corriente en intervalos de tiempo distintos, dependiendo de las condiciones de funcionamiento del convertidor. Esto

supone una clara desventaja en el diseño de elementos que dependen de la frecuencia de conmutación, como lo son el valor de la L y del condensador de filtro, dificultándolo mucho.

Por último, el modo de control en corriente que, a mi entender, incorpora más ventajas, es denominado “control de corriente de pico”, siendo este el más habitual. Lo abordaré en el siguiente apartado de manera más amplia.

4.6.3.3 CONTROL EN CORRIENTE DE PICO: FUNDAMENTO E IMPLEMENTACIÓN

Su funcionamiento es parecido al de tiempo en off constante explicado anteriormente, con la particularidad de que el momento en el que el polo de conducción debe entrar en conducción está gobernado por un reloj que trabaja a frecuencia constante. Cuando el polo conduce, la corriente en la inductancia se incrementa hasta que llega al pico establecido por la tensión de control. En ese momento, el polo se abre y la corriente descende hasta que vuelva a llegar un nuevo pulso de reloj, momento en el cual el polo volverá a conducir.

Todo esto se puede ver gráficamente en la Ilustración 19.

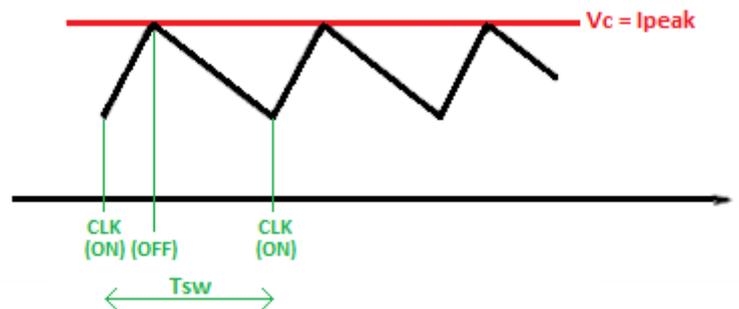


Ilustración 19: Control en corriente de pico

Este modo de control tiene una serie de problemas a los que se les debe dar solución.

El primero de estos problemas es la denominada “Inestabilidad Subarmónica”, la cual se da cuando se controla un convertidor en modo de conducción continua con ciclos de servicio superiores al 50% con este modo de control.

Para explicar esta inestabilidad, supongamos que hay una pequeña perturbación en la corriente de la inductancia, como se puede observar en la Ilustración 20.

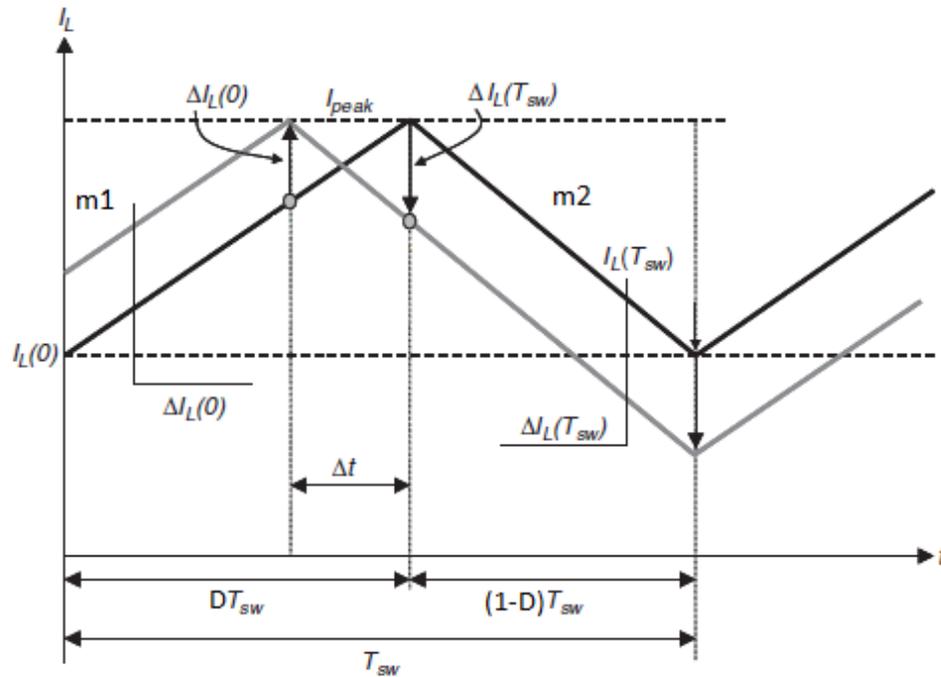


Ilustración 20: Inestabilidad en la corriente por la inductancia

La perturbación hace que la corriente por la inductancia varíe (de la línea negra a la línea gris). Como se puede apreciar, la llegada a la tensión establecida como referencia para el pico se produce antes (diferencia de tiempo Δt), haciendo también que se produzca una diferencia al final del periodo de conmutación.

Lo ideal es que esta perturbación sea corregida con el paso de los ciclos de conmutación para que se vuelva a los valores anteriores a la perturbación ya que, si no es así, la perturbación se amplificará y el sistema se volverá inestable.

Siguiendo un desarrollo de ecuaciones [5] se llega a la siguiente expresión:

$$\Delta i_L(nT_{sw}) = \Delta i_L(0) \cdot \left(-\frac{D}{1-D}\right)^n$$

Esta expresión representa la variación de la corriente en la inductancia (respecto a la que había inicialmente) en la conmutación número n tras la perturbación. El objetivo es que tienda a 0 para que no se vea amplificada.

Pese a esto, se puede ver como con ciclos de servicio superiores a 0,5 (ratio $D/D-1$ mayor que 1), al estar elevado a una potencia positiva, el valor de la corriente en el ciclo n será mayor cuanto mayor sea n . O lo que es lo mismo, que se amplificará con el paso de los ciclos y se hará inestable.

El segundo problema que tiene el control en modo de corriente tiene que ver con respuestas que no se corresponden con lo que debería suceder debido al control de la corriente de pico.

Si suponemos, por ejemplo, que en un convertidor buck se produce una variación de la tensión de entrada, tendremos la situación que se ve en la Ilustración 21.

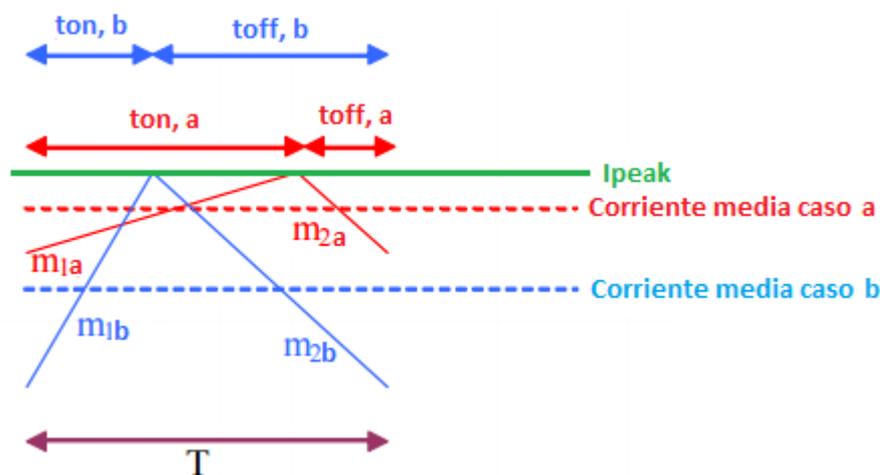


Ilustración 21: Variación en la tensión de entrada

Como se puede ver, en el caso b la pendiente de la corriente en la inductancia (m_1) cuando el polo de potencia está en conducción aumenta debido al aumento de la tensión de entrada respecto al caso a. La pendiente m_2 , debido a que no ha habido variación de la tensión de salida, permanece constante.

Esto tiene su consiguiente repercusión en la corriente media. Se puede ver que en el caso b en el que la tensión de entrada ha aumentado, la corriente media ha disminuido respecto al caso a.

En un convertidor buck la corriente media de salida se corresponde con la corriente media en la inductancia. Si hay una variación en la corriente media de la inductancia, la habrá en la salida, con su consiguiente variación de tensión obtenida, que se corregirá cuando el lazo externo de tensión actúe.

Con el control en corriente de pico podríamos anticiparnos a cambios en la tensión de entrada antes de que repercuta en la salida (aquí se puede ver que la corriente es una variable de evolución más rápida que la tensión de

salida). El control detecta este cambio en la tensión de entrada con gran rapidez, pero actúa de manera indeseada.

Por suerte, existe un método que soluciona la inestabilidad subarmónica y este último problema de una manera relativamente sencilla. Se denomina compensación de pendiente.

Este método consiste en sumarle a la salida del regulador de tensión (a la señal que nos marca la corriente de pico) una pendiente negativa, que, como muestro en la Ilustración 22, soluciona ambos problemas mencionados.

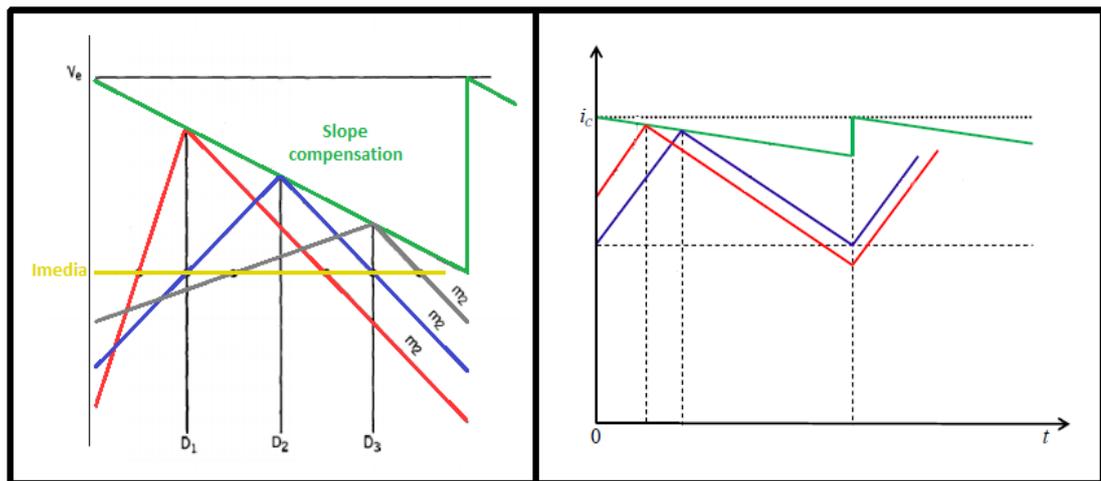


Ilustración 22: Ventajas de la compensación de pendiente

A la hora de establecer el valor que debe tener la pendiente de compensación, se puede seguir nuevamente un desarrollo matemático [5] que nos va a llevar a que el valor óptimo debe ser del 50% de la pendiente que tiene la corriente de bajada en la inductancia, aunque puede adquirir valores superiores a este 50%. Nunca inferiores.

Una vez está claro el fundamento, su representación en un circuito eléctrico es la que se muestra en la Ilustración 23.

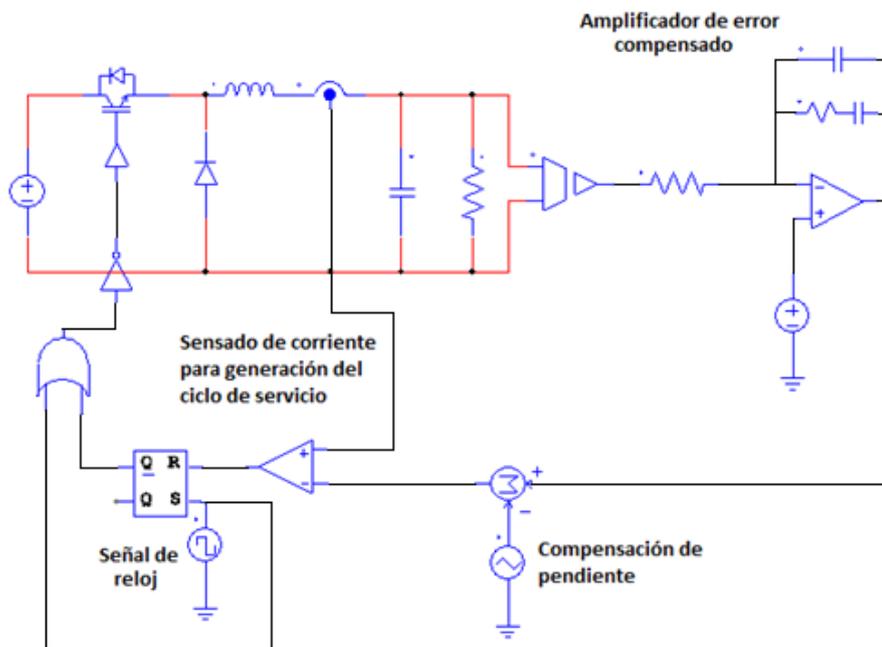


Ilustración 23: Esquema eléctrico de un control en corriente de pico

El biestable SR sirve para controlar el ciclo de servicio: al inicio de cada periodo de conmutación, se introduce un 1 al SET por la acción de la señal de reloj que, por la lógica negativa de salida, hace que el polo comience a conducir. Estará conduciendo hasta que le llegue un 1 al RESET, o lo que es lo mismo, hasta que la corriente medida en la inductancia supere el valor de pico establecido por el lazo de tensión. En ese momento, el polo se abrirá hasta el siguiente ciclo de conmutación.

4.6.3.4 VENTAJAS DEL CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO

El modo de control en corriente de pico tiene numerosas ventajas:

- Lleva el “Line Feedforward” implícito, ya que corrige con mucha velocidad variaciones de condiciones como la tensión de entrada antes de que se hagan presentes en la salida y de que tenga que actuar el lazo externo.
- Protege frente a sobrecorrientes.
- Trabaja a frecuencia de conmutación constante, lo que facilita el diseño de componentes del circuito y el diseño del control.
- Tiene alguna ventaja en el diseño en frecuencia del lazo de tensión, como invarianza del ancho de banda ante variaciones de carga y la

posibilidad de emplear compensadores más sencillos que el modo de tensión.

4.6.4 SELECCIÓN DEL MODO DE CONTROL

Una vez se han establecido los modos de control que se pueden implementar y vistas sus características, debo escoger el que sea más adecuado para la aplicación que nos concierne.

El modo de control de corriente de pico es el que me parece más adecuado por las siguientes razones:

- Nuestra fuente de energía es un banco de ultracondensadores, cuya tensión va a ir variando a medida que se vayan descargando. Por ello, la tensión de entrada en nuestro convertidor va a ir variando en el tiempo. El control de corriente de pico tiene una respuesta mucho más rápida que el modo de tensión ante variaciones de tensión en la entrada, por lo que lo veo más adecuado.
- Considero bastante importante trabajar a frecuencia constante, tanto para el diseño de elementos del convertidor como para el control. Se trata de un sistema que consta de muchos parámetros a tener en cuenta y que además varían según las condiciones, por lo que no interesa añadir además el factor de la frecuencia variable que tienen alguno de los modos de control en corriente, lo cual complicaría aún más las cosas.
- Pese a que la topología parece a priori más enrevesada que en un modo de tensión, una vez que se entiende el funcionamiento se puede trabajar sin problemas con ella, por lo que no veo en esto una razón para prescindir de las ventajas que brinda el modo de corriente de pico.

4.7 ESTABILIDAD DEL SISTEMA

4.7.1 DIAGRAMAS DE BODE

A la hora de realizar el diseño del control del convertidor, hay aspectos fundamentales que se deben tener en cuenta para su correcto funcionamiento, como son la estabilidad y la respuesta transitoria del sistema.

Hay diversas herramientas para llevar a cabo el diseño asegurando buenas características de estos aspectos mencionados anteriormente, pero sin duda el más extendido son los diagramas de bode del sistema en lazo abierto.

Los diagramas de bode constan de 2 gráficas que representan la magnitud y la fase de la respuesta en frecuencia del sistema. Constan de 3 zonas principales: bajas frecuencias, frecuencias medias y altas frecuencias, como se muestra en la Ilustración 24. Cada zona nos va a dar ciertos aspectos a tener en cuenta para llevar a cabo el diseño.

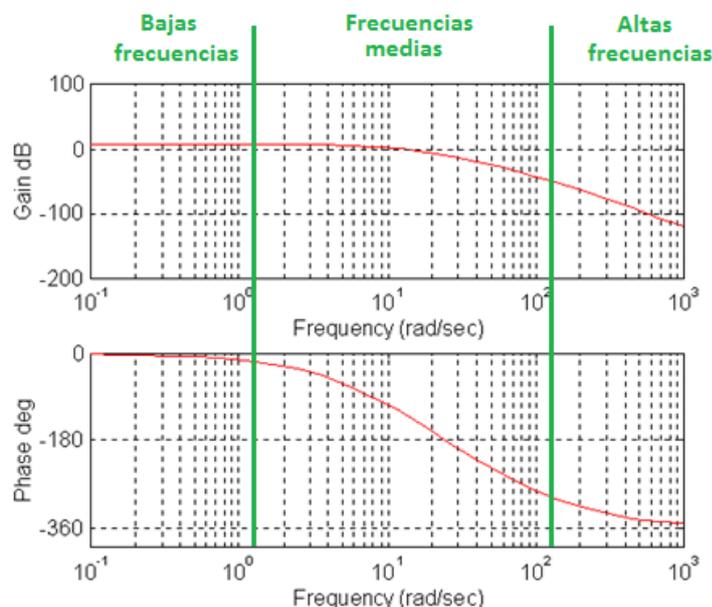


Ilustración 24: Diagrama de bode y sus zonas

En la zona de bajas frecuencias, el valor de la gráfica de la magnitud va a venir dada por la ganancia del sistema y nos va a dar una idea del comportamiento en estado estacionario. Cuanto mayor sea esta ganancia, el

error de la respuesta del sistema en estacionario va a ser menor, fundamentalmente en sistemas de tipo 0.

La zona de frecuencias medias tiene una relevancia especial, ya que en ella se produce el paso de la gráfica de magnitud por 0 dB a la denominada frecuencia de corte.

El ancho de banda del sistema (frecuencia a la cual la gráfica de magnitud desciende hasta los -3 dB) nos da una idea de la velocidad del sistema. Cuanto mayor sea el ancho de banda, más rápida será la respuesta.

Además, el criterio de estabilidad que se sigue en los diagramas de bode es el de tener un margen de fase y un margen de ganancia positivos, como muestro en la Ilustración 25. El margen de fase es el número de grados que tiene la gráfica de la fase por encima de los -180° cuando la gráfica de magnitud corta por 0 dB. El margen de ganancia, por el contrario, es el número de decibelios que tiene la gráfica de magnitud por debajo de los 0 dB cuando la gráfica de la fase corta por -180° .

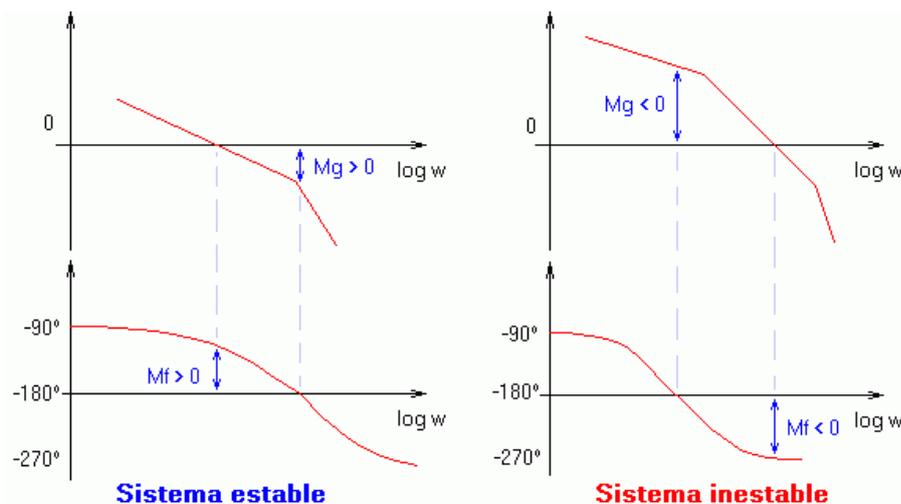


Ilustración 25: Criterio de estabilidad de los márgenes en diagramas de bode

A la hora de diseñar el compensador será condición indispensable para que el sistema sea estable que ambos márgenes sean positivos.

Además, el valor del margen de fase nos va a condicionar la respuesta transitoria del sistema. Cuando menor sea el margen de fase, la respuesta será más subamortiguada hasta el punto de que si adquiere un valor nulo, la respuesta del sistema es oscilatoria [6]. En un convertidor electrónico de potencia, el objetivo es que la respuesta se estacione en torno al valor deseado, por lo que nos tendremos que alejar del 0. Se recomienda que el valor del margen de fase no sea inferior a unos 45° para prevenir sobrepicos

muy altos y oscilaciones duraderas. También se debe vigilar y establecer un límite superior, ya que cuanto mayor margen de fase tengamos la respuesta va a ser más lenta, pese a tener sobrepicos muy pequeños, como muestro en la Ilustración 26.

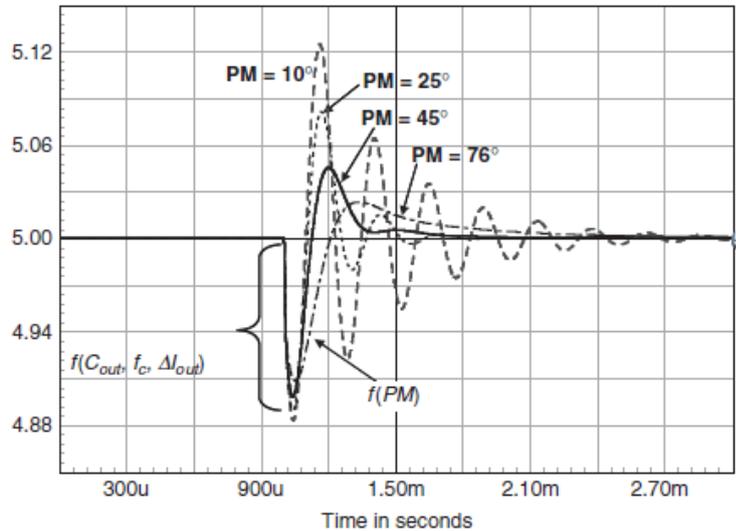


Ilustración 26: Respuesta en función del margen de fase

Se recomienda también cortar por los 0 dB con la menor pendiente posible, para prevenir así zonas en las que la variación del margen de fase sean grandes y que una pequeña variación en la ganancia del sistema repercuta en una variación elevada del margen de fase y pueda conducir a una inestabilidad.

Por último, tenemos la zona de altas frecuencias. En esta zona se encontrará la frecuencia de conmutación de nuestro convertidor. Otro de los objetivos del diseño es que la gráfica de magnitud tenga la atenuación suficiente a esta frecuencia para no introducir ruidos en la respuesta del sistema. Normalmente se establece que la atenuación debe ser mayor que -10 dB a la frecuencia de conmutación.

Para obtener el diagrama de bode, se necesita tener la función de transferencia del sistema.

4.7.2 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

La tarea de modelar una función de transferencia de los convertidores electrónicos de potencia conmutados no es para nada sencilla, ya que el sistema pasa por distintos estados en función de la conmutación del polo de potencia. En [7] se pueden ver las funciones de transferencia de distintos

convertidores en función del modo de control empleado. Yo me centraré únicamente en las funciones de transferencia de convertidores buck y boost en modo de control en corriente, ya que son con las que voy a trabajar.

La función de transferencia de un convertidor buck en modo de control en corriente es la siguiente:

$$G(s) = \frac{R}{R_{sensor}} \cdot \frac{\left(\frac{s}{\omega_{ESR}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_0} + 1\right)}$$

Consta de un cero debido a la resistencia serie del condensador de filtro, el cual es recomendable cancelarlo mediante el compensador o moverlo a frecuencia muy alta reduciendo al máximo el valor de ESR. Se encuentra en la siguiente frecuencia:

$$\omega_{ESR} = \frac{1}{ESR \cdot C}$$

También consta de un polo que depende del condensador y de la carga. La frecuencia en la que se encuentra es la siguiente:

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$$

Por otro lado, la función de transferencia de un convertidor boost controlado en corriente es la siguiente:

$$G(s) = \frac{R \cdot (1 - D)}{2 \cdot R_{sensor}} \cdot \frac{\left(\frac{s}{\omega_{ESR}} + 1\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{RHP}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_0} + 1\right)}$$

Como se puede observar, la función de transferencia en este caso también consta de un cero provocado por la resistencia serie del condensador de filtro, cuya posición en frecuencia coincide con la mostrada para el convertidor buck.

También se puede observar la presencia de un cero en el semiplano derecho. Este cero es propio de convertidores como los boost, buck - boost y flyback y se debe a que estos convertidores tienen mucha capacidad para almacenar energía pero poca para entregarla que se soluciona tras unos ciclos de conmutación. Se debe mover a alta frecuencia o cancelar por el compensador para que se vuelva irrelevante. La frecuencia en la que se encuentra este cero viene dada por la siguiente expresión:

$$\omega_{RHP} = \frac{R \cdot (1 - D)^2}{L}$$

Por último, también consta de un polo debido a la carga y al condensador que se encuentra situado en la siguiente frecuencia:

$$\omega_0 = \frac{2}{R \cdot C}$$

Una vez se tiene en conocimiento las características de transferencia de los convertidores con los que trabajaremos, se podrán obtener los diagramas de bode de cada caso. Estos diagramas de bode vendrán dados por las características del propio convertidor con su ganancia, margen de fase, frecuencia de corte, etc.

Como se vio en el anterior apartado, a la hora de diseñar se debe intentar que nuestro sistema cumpla ciertas condiciones para garantizar su estabilidad y una buena respuesta transitoria.

4.7.3 COMPENSADORES

Para poder manipular estas características, se introduce en el control lo que se denomina “compensador”. Se trata de una red de impedancias que se colocan en el terminal negativo y en la realimentación del amplificador de error. Introducen ceros y polos que dependen del valor de estas impedancias para modificar el diagrama de bode del sistema y poder así conseguir la frecuencia de corte y un margen de fase deseados, además de garantizar una buena atenuación a la frecuencia de conmutación.

Para convertidores controlados en corriente se recomienda emplear compensadores de tipo 2, que introducen un polo y un cero, además de tener un integrador. En la Ilustración 27 muestro el efecto que tendría sobre el bode de la planta la introducción de un compensador de tipo 2.

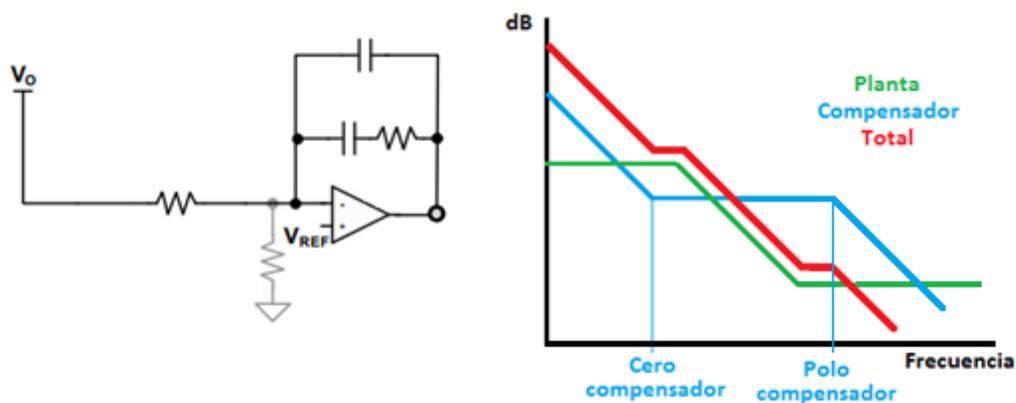


Ilustración 27: Compensador de tipo 2

Si se sitúan el cero y el polo del compensador de la manera adecuada podremos obtener las características deseadas.

Existen otros tipos de compensadores como los PI, con un integrador y un cero, los de tipo 1 con únicamente un integrador y los de tipo 3, con 2 ceros, 2 polos y un integrador. No emplearé ninguno de ellos en el diseño del control de este convertidor, ya que el de tipo 2 es el que más se adecúa a las funciones de transferencia de la planta objeto de este proyecto.

5 DISEÑO COMPLETO DEL CONVERTIDOR

Tras tener conocimiento de los fundamentos teóricos sobre los que se sustentará el convertidor y su control y haber escogido en cada caso la topología / modelo que más se adecúa a nuestra aplicación, el siguiente paso debe ser tener en conocimiento los parámetros del sistema para poder comenzar a diseñarlo correctamente.

En este capítulo particularizaré estos parámetros a los que tendrá nuestro vehículo eléctrico, para posteriormente comenzar a diseñar los elementos del convertidor y su control para que funcione correctamente.

5.1 PARÁMETROS DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO

En este apartado daré a conocer todos los parámetros del vehículo que puedan ser de interés para diseñar el convertidor.

El convertidor, como ya expuse, se encuentra entre la fuente de energía (ultracondensadores) y la carga (motores). Por ello, las características de estos elementos serán de vital importancia en el diseño, ya que nos marcarán las condiciones de funcionamiento.

También se podrán derivar otros datos de interés de valores en el convertidor a partir de las condiciones fijadas.

Al final realizaré una tabla a modo de resumen con todos los datos citados.

5.1.1 ULTRACONDENSADORES

Los ultracondensadores que poseemos para utilizar como fuente de energía son el módulo BMOD0083 P048 B01, de la marca Maxwell.

Sus parámetros más importantes para el diseño del convertidor los he recogido en la Tabla 3.

CARACTERÍSTICA	VALOR EN BMOD0083 P048 B01
Tensión nominal	48 V
Capacidad	83 F
Corriente máxima	1.150 A
Resistencia ESR	0,1 Ω
Máxima corriente de fuga	3 mA
Número de celdas	18
Capacidad de cada celda	1500 F
Temperatura de operación	- 40°C – 65°C

Tabla 3: Parámetros de los ultracondensadores

Como se puede ver, se trata de una capacidad muy elevada con respecto a los condensadores a los que estamos habituados.

La resistencia ESR y la corriente de fuga serán útiles a la hora de realizar un modelo de simulación que pueda emular de la manera más fiel posible el funcionamiento real del módulo de ultracondensadores.

Con el elevado valor máximo de corriente que poseen se confirma una de las características por la que son tan utilizados en automoción, la cual es la de poder entregar y recibir picos de energía muy elevados, a diferencia de las baterías.

El rango de temperatura de operación es bastante elevado, por lo que no debería haber ningún problema a la hora de utilizarlos en nuestro vehículo.

Como información a mayores, Maxwell nos deja a nuestra disposición una imagen en la que se puede apreciar la variación de tensión (descarga del ultracondensador) en función de la corriente que se les aplique para descargarlos. La muestro en la Ilustración 28.

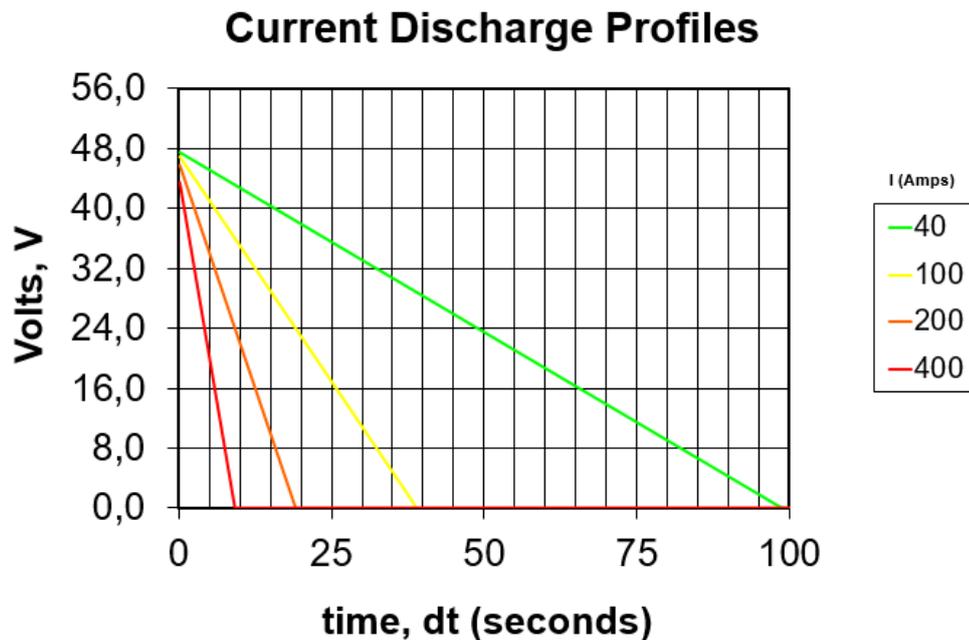


Ilustración 28: Variación de tensión en función de la corriente de descarga

Esto puede ser útil para estimar la autonomía del vehículo eléctrico y para verificar que el funcionamiento del modelo de simulación que realice sea similar al funcionamiento real.

Cabe también destacar que consideraremos los ultracondensadores descargados cuando se encuentren en torno a un valor de 16 V, ya que no conviene descargarlos en su totalidad. Este dato será el valor mínimo de tensión de entrada que habrá en el convertidor a la hora de realizar cálculos.

5.1.2 CONTROLADORES DE LOS MOTORES

El vehículo eléctrico ha sido diseñado con tracción delantera y trasera, es decir, con 2 motores, uno en cada rueda. Por ello, es necesario disponer de 2 controladores. De esta manera será posible regular el funcionamiento de ambos de manera independiente.

No dispongo de gran información acerca de estos controladores, pero la que tengo es suficiente para conocer con mayor profundidad las condiciones en las que tendrá que trabajar el convertidor.

Los parámetros del controlador de la rueda delantera son los que se muestran en la Tabla 4.

CARACTERÍSTICA	VALOR CONTROLADOR DELANTERO
Tensión de funcionamiento	36 V DC
Potencia	250 W
Tensión mínima aplicable	30,5 V DC
Corriente máxima (limitado)	15 A

Tabla 4: Parámetros del controlador de la rueda delantera

También muestro los parámetros del controlador de la rueda trasera en la Tabla 5.

CARACTERÍSTICA	VALOR CONTROLADOR TRASERO
Tensión de funcionamiento	36 V DC / 48 V DC
Potencia	500 W
Tensión mínima aplicable	31,5 V DC / 41,5 V DC
Corriente máxima (limitado)	30 A
Eficiencia	83 %

Tabla 5: Parámetros del controlador de la rueda trasera

A la hora de valorar lo que estos datos suponen para el convertidor, inicialmente debemos fijarnos en la tensión de operación de los controladores. Esta será la tensión de salida del convertidor, ya que los controladores se encuentran intercalados entre la fuente de alimentación y los motores.

En el controlador de la rueda delantera tenemos que únicamente admite 36 V de tensión continua para su funcionamiento, mientras que el motor de la rueda trasera admite, o bien 36 V o bien 48 V. Como ambos admiten 36 V, lo ideal será realizar un único convertidor y que funcione para alimentar ambos controladores. No tiene mucho sentido realizar 2 convertidores para que cada uno tenga una tensión de salida si se puede diseñar uno y que su tensión sirva para los 2 controladores.

Por todo esto, se fija la tensión de salida deseada de nuestro convertidor en los 36 V.

En este punto ya podemos ver que el convertidor elevador – reductor tendrá que trabajar como un buck cuando la tensión en ultracondensadores sea mayor que 36 V, y como un boost cuando la tensión sea menor que 36 V, por lo que es un dato de extrema importancia.

La potencia y corriente máxima de los controladores pueden llegar a limitar el funcionamiento de los motores, ya que si por ejemplo tenemos un motor de 500 W conectado a un controlador de 250 W de potencia, se estará desaprovechando parte del motor. Esto lo conoceremos cuando sepamos las características de los motores en el siguiente apartado.

Las tensiones mínimas aplicables antes de que el controlador deje de funcionar son bastante reducidas respecto a los 36V requeridos. Pese a esto, no está mal tenerlas en cuenta para que en ningún momento la salida de nuestro convertidor baje por debajo de ese límite.

5.1.3 MOTORES

Los motores van a suponer la carga para el convertidor, por lo que van a establecer cuál será la potencia demandada a los ultracondensadores en cada momento.

Se tratan de 2 motores brushless DC (sin escobillas). Se puede decir, de manera resumida, que el funcionamiento de estos motores se asemeja al de motores de corriente alterna. Pese a esto, se debe aplicar una corriente continua y serán los controladores los que se encarguen de generar una señal alterna que excite adecuadamente las inductancias de los motores.

A la hora de mostrar características, simplemente me fijaré en las características eléctricas, ya que aspectos como velocidades, pares y tamaño no interesan para diseñar el convertidor.

Recopilo los datos de ambos motores en la Tabla 6.

CARACTERÍSTICA	VALOR
Potencia motor delantero	250 W
Tensión del motor delantero	36 V
Potencia motor trasero	250 W
Tensión del motor trasero	36 V

Tabla 6: Parámetros de los motores

El valor más importante a tener en cuenta es el de la potencia de ambos motores.

Pese a que el controlador de la rueda trasera tenía un valor de potencia de 500 W, al ser el motor de tan solo 250 W, este controlador quedará infrutilizado en este aspecto.

Ambos controladores son capaces de manejar potencias de 250 W, por lo que los motores podrán emplear la totalidad de su potencia.

La potencia total que será demandada a la fuente de alimentación será la suma de las potencias que estén consumiendo ambos motores. Por ello, la potencia máxima que será demandada al convertidor será de 500 W y tendrá que tenerse en cuenta en el diseño.

A la hora de establecer la potencia mínima que será demandada, se puede estimar que será un 10% de la potencia máxima de cada motor. Es decir, si en algún momento solo se encuentra funcionando un motor, la potencia mínima será el 10% de 250 W, lo cual se corresponde con 25 W.

Además, se puede observar que, para 250W de cada motor y 36 V de alimentación, la corriente máxima requerida por cada uno será de unos 7 A, por lo que la limitación de corriente que tiene cada controlador no influirá para nada, ya que son bastante superiores.

Con esto ya tengo acotados los valores en la potencia demandada al convertidor, lo que me permitirá establecer corrientes de salida y resistencias de carga acorde con esos valores y con la tensión de alimentación de los controladores.

5.1.4 FRENADO REGENERATIVO

A la hora de calcular la potencia que se obtiene cuando interviene el frenado regenerativo, se estima que la potencia recuperada por motores eléctricos es un 10% de la potencia nominal o incluso un 15% como máximo.

En el caso de nuestros motores, se puede establecer que la potencia máxima que se podrá obtener mediante el frenado regenerativo es la siguiente:

$$N^{\circ} \text{Motores} \cdot P_{\text{NOM,MOTOR}} \cdot \%P_{\text{RECUPERADA}} = 2 \cdot 250 \cdot 0,15 = 75 \text{ W}$$

De la misma manera, se puede calcular la potencia mínima que se recuperará en un frenado regenerativo. Esta potencia mínima se dará si se recupera tan solo un 10% de la potencia nominal y si solo se encuentra en funcionamiento un motor, obteniéndose así 25 W de vuelta.

5.1.5 CÁLCULO DE PARÁMETROS DE INTERÉS

A la hora del diseño del convertidor, también debo tener en cuenta otros datos que se pueden derivar de los parámetros extraídos anteriormente, útiles tanto para la simulación como para el dimensionado de los elementos.

En este apartado procedo a realizar cálculos para obtener todos estos datos de interés.

5.1.5.1 CICLO DE SERVICIO

Una vez están fijadas las condiciones de tensión de entrada y de salida del convertidor, se puede obtener el ciclo de servicio del polo de potencia en cada caso.

Recuerdo que los posibles valores de tensión de entrada oscilaban entre 16 V y 48 V, y el valor deseado a la salida va a ser de 36 V en todo caso. Por ello, vamos a tener un rango de posibles valores en el ciclo de servicio. Procedo a calcular los extremos de ese rango.

Cuando tengamos los valores de tensión de entrada en el intervalo [36,48] V, el convertidor tendrá que trabajar como un reductor. Con la expresión que relaciona el ciclo de servicio con las tensiones de entrada y salida en este modo de funcionamiento puedo calcular los ciclos de servicio máximo y mínimo:

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_{i_{max}}} = \frac{36}{48} = 0,75$$

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_{i_{min}}} = \frac{36}{36} = 1$$

El rango de ciclos de servicio en los que trabajara el convertidor en modo reductor entonces será de [0.75, 1].

Por el contrario, cuando tengamos los valores de tensión de entrada en el intervalo [16,36] V, el convertidor tendrá que trabajar en modo elevador. Empleando esta vez la expresión del ciclo de servicio para los convertidores boost, podré calcular nuevamente los ciclos de servicio máximo y mínimo:

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{i_{max}}}{V_o} = 1 - \frac{36}{36} = 0$$

$$D_{max} = 1 - \frac{Vi_{min}}{Vo} = 1 - \frac{16}{36} = 0,556$$

El rango de ciclos de servicio en los que trabajará el convertidor en modo elevador será entonces [0, 0.556].

5.1.5.2 RESISTENCIA DE CARGA

Debido a que tenemos distintos valores de potencia requerida por los motores y un valor de tensión fijo a la salida, se puede calcular las resistencias equivalentes que se corresponderán con estas potencias mencionadas.

El rango de potencias de salida es de [25, 500] W. Con esto se pueden hallar fácilmente las resistencias de carga:

$$R_{min} = \frac{V^2}{P_{max}} = \frac{36^2}{500} = 2,592 \Omega$$

$$R_{max} = \frac{V^2}{P_{min}} = \frac{36^2}{25} = 51,84 \Omega$$

Según varíe la potencia demandada, esta resistencia de carga irá cambiando, pero siempre dentro del intervalo [2.592, 51.94] Ω .

Estas resistencias tendrán su importancia fundamentalmente en los modelos de simulación y en el diseño del control y no en la realidad, ya que en la realidad serán los motores los que establezcan la carga.

5.1.5.3 CORRIENTES DE ENTRADA Y SALIDA DEL CONVERTIDOR

Al igual que para calcular la resistencia de carga, me puedo servir del rango de potencia demandada y de la tensión de salida para obtener el rango de corrientes medias a la salida del convertidor mediante las siguientes expresiones:

$$I_{o,min} = \frac{P_{min}}{V} = \frac{25}{36} = 0,694 A$$

$$I_{o,max} = \frac{P_{max}}{V} = \frac{500}{36} = 13,88 A$$

Para calcular la corriente media que entregará la fuente de energía, puedo suponer que el convertidor es ideal y que la potencia de entrada es igual a la de salida ($P_i = P_o$). Con ello quiero decir que si por ejemplo los motores nos demandan 500 W, se extraerán 500 W de los ultracondensadores y, con esta potencia y la tensión de entrada, se podrá calcular el valor medio de la corriente entregada por la fuente.

En este caso se tiene que tener en cuenta que la tensión de los ultracondensadores va a ir variando en el tiempo, por lo que tendremos un intervalo de posibles tensiones. Cogeré la máxima y la mínima según convenga:

$$I_{i,max} = \frac{P_{i,max}}{V_{i,min}} = \frac{P_{o,max}}{V_{i,min}} = \frac{500}{16} = 31,25 \text{ A}$$

$$I_{i,min} = \frac{P_{i,min}}{V_{i,max}} = \frac{P_{o,min}}{V_{i,max}} = \frac{25}{48} = 0,52 \text{ A}$$

Estas corrientes serán de utilidad para calcular las de la inductancia del convertidor. También podrán servir para calcular consumos y establecer una estimación de la autonomía del vehículo.

Se puede calcular la corriente que se obtiene tras un frenado regenerativo con las potencias calculadas anteriormente en el apartado 5.1.4 y con la tensión de salida:

$$I_{FRENO,max} = \frac{P_{recuperada,max}}{V_o} = \frac{75}{36} = 2,08 \text{ A}$$

$$I_{FRENO,min} = \frac{P_{recuperada,min}}{V_o} = \frac{25}{36} = 0,694 \text{ A}$$

5.1.5.4 CORRIENTE MEDIA EN LAS INDUCTANCIA DEL CONVERTIDOR

En este apartado procedo a calcular, para los modos de reducción y elevación, las corrientes medias que tendremos en la inductancia. Esto será de utilidad posteriormente para establecer el rizado máximo permitido para que no entre en modo de conducción discontinua y poder diseñar así la inductancia.

En primer lugar, estudio lo que sucede en el modo reductor. En un convertidor buck, la corriente media por la inductancia coincide con el valor medio de la corriente en la salida. Por ello, es bastante sencillo conocer estos valores, ya que los he calculado previamente:

$$I_{L,buck,min} = I_{o,min} = 0,694 \text{ A}$$

$$I_{L,buck,max} = I_{o,max} = 13,88 A$$

Por el contrario, cuando tenemos un convertidor boost, la corriente por su inductancia va a coincidir con el valor medio de corriente en la entrada del propio convertidor.

Pese a que estos valores también están calculados previamente, debemos de tener en cuenta el rango de tensiones de entrada que tenemos. Para el funcionamiento como elevador, el rango de tensiones de entrada tendrá que ser de [16,36] V, por lo que la corriente mínima por la inductancia del elevador no será la corriente mínima entregada por la fuente, pues para calcular esta última he utilizado todo el rango de tensiones de entrada. Por ello:

$$I_{L,boost,max} = I_{i,min} = 31,25 A$$

$$I_{L,boost,min} = I_{i,Vi=36V} = \frac{P_{min}}{V_{i,boost,max}} = \frac{25}{36} = 0,694 A$$

Las corrientes obtenidas mediante el frenado regenerativo no son inferiores a las obtenidas anteriormente, por lo que no tienen relevancia.

5.1.5.5 TENSIONES Y CORRIENTES EN LOS POLOS DE POTENCIA

A la hora de diseñar los elementos de nuestro convertidor, también se debe tener en cuenta la tensión que soportan los polos de potencia cuando están en corte, ya que será un parámetro importante a la hora de seleccionar los modelos que se van montar en el prototipo.

Fijándome en la topología del convertidor buck – boost en cascada y en su funcionamiento, veo que se puede deducir las tensiones máximas que van a tener los polos en sus extremos. Voy a desglosarlo según los 4 modos de funcionamiento en la tabla.

MODO	S1	S2	S3	S4
Motor – Reductor	48 V	36 V	0 V	48 V
Motor – Elevador	0 V	36 V	36 V	48 V
Freno – Reductor	0 V	36 V	36 V	48 V
Freno – Elevador	48 V	36 V	0 V	48 V

Tabla 7: Tensiones en los polos de potencia

Por ello, puedo determinar que la tensión máxima que tendrán que soportar los polos de potencia S1 y S4 será de 48 V (la máxima tensión de entrada) y los polos S2 y S3 de 36 V (la tensión de salida).

Las corrientes que fluirán por los semiconductores serán las que circulan por el propio convertidor, ya calculadas anteriormente.

5.1.6 RESUMEN DE PARÁMETROS DE INTERÉS

Como final a la obtención de los datos del vehículo eléctrico, propongo en la Tabla 8 un resumen de los que son más relevantes para realizar el diseño.

PARÁMETROS PARA EL DISEÑO DEL CONVERTIDOR CC/CC	
ALIMENTACIÓN	
Tensión de alimentación máxima	48 V
Tensión de alimentación mínima	16 V
Corriente máxima entregada por la fuente	1.150 A
Capacidad de los ultracondensadores	83 F
SALIDA	
Tensión de salida	36 V
Mínima tensión de salida	31,5 V
POTENCIAS DE LA CARGA	
Potencia máxima	500 W
Potencia mínima	25 W
Potencia recuperada en frenado	150 W
RESISTENCIAS DE CARGA	
Resistencia de salida mínima (Para 500 W)	2,592 Ω
Resistencia de salida máxima (Para 25 W)	51,84 Ω
CICLOS DE SERVICIO	
Modo reductor / $V_i = 48$ V	0,75

PARÁMETROS PARA EL DISEÑO DEL CONVERTIDOR CC/CC	
CICLOS DE SERVICIO	
Modo reductor / $V_i = 36 \text{ V}$	1
Modo elevador / $V_i = 16 \text{ V}$	0,556
Modo elevador / $V_i = 36 \text{ V}$	0
CORRIENTES EN EL CONVERTIDOR	
Corriente media mínima de entrada ($V = 48 \text{ V}$, $P_o = 25 \text{ W}$)	0,52 A
Corriente media máxima de entrada ($V = 16 \text{ V}$, $P_o = 500 \text{ W}$)	31,25 A
Corriente media mínima de salida ($V = 36 \text{ V}$, $P_o = 25 \text{ W}$)	0,694 A
Corriente media máxima de salida ($V = 36 \text{ V}$, $P_o = 500 \text{ W}$)	13,88 A
Corriente máxima recuperada en frenado ($P = 75 \text{ W}$)	2,08 A
Corriente mínima recuperada en frenado ($P = 25 \text{ W}$)	0,694 A
Corriente media máxima en la inductancia (BUCK)	13,88 A
Corriente media mínima en la inductancia (BUCK)	0,694 A
Corriente media máxima en la inductancia (BOOST)	31,25 A
Corriente media mínima en la inductancia (BOOST)	0,694 A

Tabla 8: Tabla resumen de los parámetros para diseño del convertidor

5.2 MODELADO DE ULTRACONDENSADORES

A la hora de llevar a cabo una simulación fiable de cómo va a ser el convertidor, en primer lugar considero oportuno centrarme en la fuente de energía.

El software de simulación que emplearé (PowerSim) no consta de módulos de ultracondensadores para ser simulados. Además, la versión que emplearé (9.0) no tiene ningún tipo de herramienta que permita realizar un modelo fiel de ellos, por lo que tendré que realizarlo “manualmente”.

Existen numerosos modelos propuestos en las distintas bibliografías consultadas. En [8] se exponen de manera resumida gran cantidad de ellos:

- Modelos sencillos.
- Modelos basados en líneas de transmisión RC.
- Modelos con capacidades variables.
- Modelos mixtos.

En primer lugar, me planteo emplear los modelos más sencillos.

El circuito más sencillo propuesto que podría simular el comportamiento de un módulo de ultracondensadores, se corresponde con el modelo real de un condensador normal (sin tener en cuenta la inductancia serie). Lo muestro en la Ilustración 29.

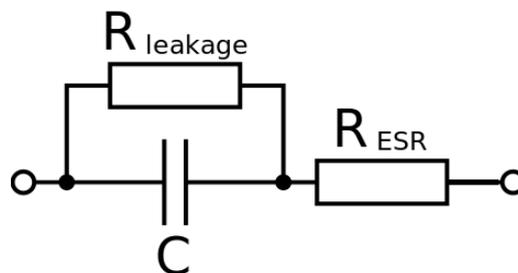


Ilustración 29: Modelo sencillo ultracondensadores

Tras introducir sus parámetros y tras haber simulado su descarga fijándome en las gráficas aportadas por el fabricante, el resultado es bastante satisfactorio.

El problema que tiene este modelo es que, al ponerle en situación de carga de energía, no representa bien la dinámica real, además de no tener en cuenta los fenómenos internos de redistribuciones de carga.

Por ello, voy a dar un paso más allá en cuanto a complejidad y voy a plantear un modelo basado en líneas de transmisión RC que represente mejor su dinámica.

Emplearé un modelo de 3 líneas RC: una rápida (cercana a los terminales de conexión), una de velocidad media y una lenta. Los valores de R y C de las líneas van a representar la constante de tiempo de cada una de ellas. De este modo, la constante de tiempo de la línea cercana a los terminales de conexión será la más pequeña.

La representación de la tensión a extremos de un ultracondensador en general en el proceso de carga se puede representar como nuestro en la Ilustración 30.

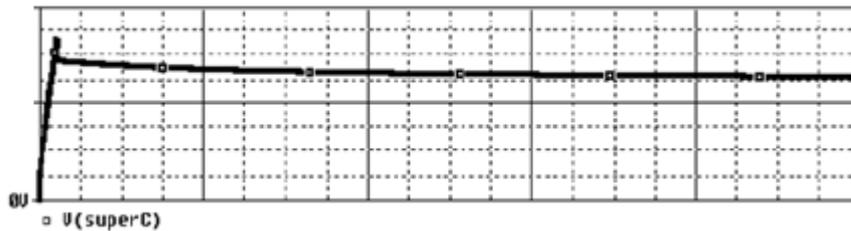


Ilustración 30: Dinámica de carga de los ultracondensadores

Mediante las ramas con constantes de tiempo RC se puede explicar y modelar este fenómeno: en el momento en el que se le aplica carga al módulo, la tensión va a aumentar muy rápido por acción de la rama rápida. En el momento en el que se retire la carga, la tensión en los terminales va a reducirse ligeramente debido a los fenómenos internos de redistribución de carga (las ramas más lentas se tardan más en cargar y emplearán parte de la energía de la rama rápida).

El circuito eléctrico del modelo de 3 ramas que emplearé es el que se muestra en la Ilustración 31.

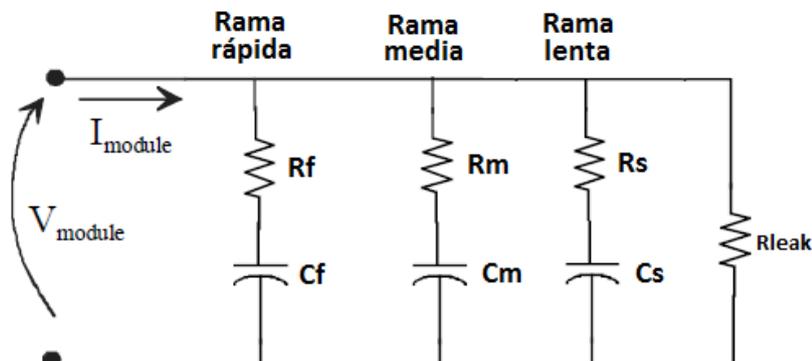


Ilustración 31: Modelo en 3 ramas de ultracondensadores

El fabricante proporciona las ecuaciones para el cálculo de los valores de R y C de cada una de las ramas [9].

Conocidos los valores de C y ESR de nuestro módulo, los parámetros quedarían tal y como muestro en la Tabla 9.

RAMA RÁPIDA	RAMA MEDIA	RAMA LENTA
$R_f = 0.0067 \Omega$	$R_m = 9.1 \Omega$	$R_s = 23.83 \Omega$
$C_f = 87.15 \text{ F}$	$C_m = 7.84 \text{ F}$	$C_s = 20.57 \text{ F}$

Tabla 9: Parámetros obtenidos para el modelo de 3 ramas

Por último, la resistencia en paralelo, responsable de la corriente de fuga se puede obtener mediante el valor de dicha corriente y la tensión nominal del módulo:

$$R_{leak} = \frac{V}{I_{leak}} = \frac{48}{3e-3} = 16 \text{ k}\Omega$$

Con ello, ya tengo el circuito preparado para poderlo simular. Aplicándole distintas corrientes de salida obtengo unas gráficas de descarga muy parecidas a las que nos aporta el fabricante mostradas en el apartado 5.1.1. Muestro el resultado de esta simulación en la Ilustración 32.

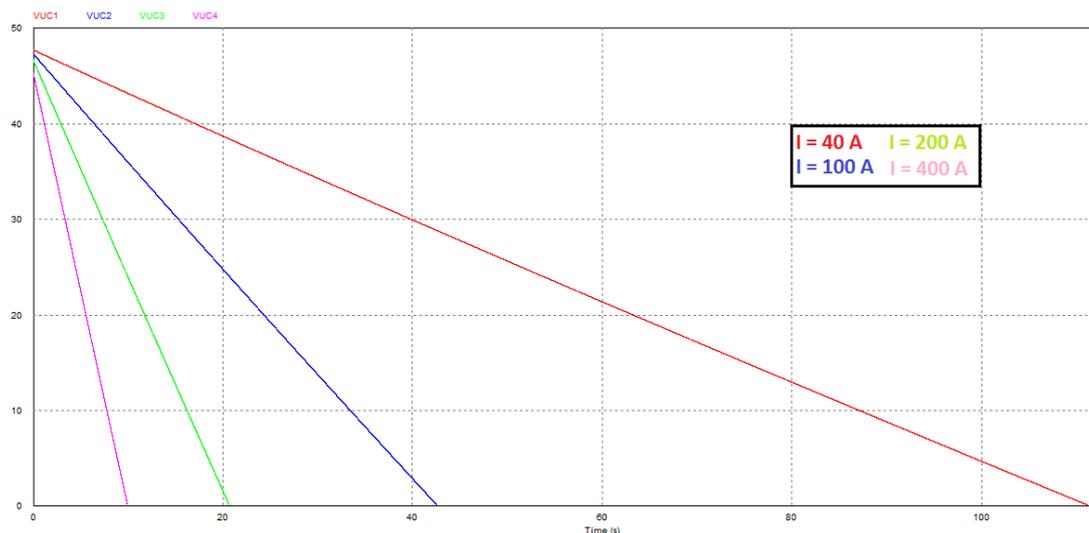


Ilustración 32: Descarga del modelo de ultracondensador de 3 ramas

Para comprobar que el modelo también puede ser válido cuando se cargan, en la Ilustración 33 le aplico un escalón de corriente entrante al modelo y veo lo que sucede con su tensión.

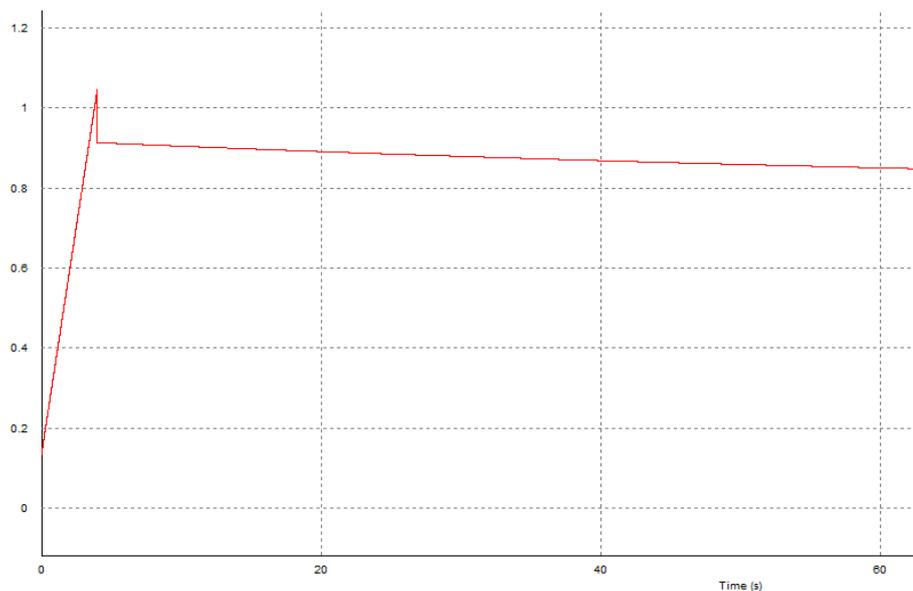


Ilustración 33: Carga del modelo de ultracondensadores de 3 ramas

Como se puede comprobar, tiene la misma dinámica que la expuesta en párrafos anteriores.

Por todo esto, doy por válido el modelo de simulación de los ultracondensadores obtenido.

5.3 SELECCIÓN DE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

Antes de dimensionar cualquier elemento del convertidor, debo establecer un valor de la frecuencia de conmutación a la que trabajará, ya que de este valor será clave en el resto del diseño.

La frecuencia de conmutación debe estar por encima de las frecuencias audibles por los seres humanos. Se estima que los seres humanos somos capaces de escuchar hasta frecuencias de 20 kHz, por lo que la frecuencia de conmutación debe ser superior a ella.

Como límite superior, se puede establecer un valor máximo de 150 kHz. Tener frecuencias de conmutación tan altas supone que la inductancia y el condensador de filtro sean de menor tamaño, pero por el contrario se incrementan las pérdidas por conmutación de los polos de potencia y se generan más interferencias electromagnéticas.

A la hora de seleccionar una frecuencia de conmutación, también se debe tener en cuenta el diseño del compensador del amplificador de error. Uno de los objetivos en este diseño es el de obtener una atenuación suficiente a la frecuencia de conmutación. Si la frecuencia de conmutación es pequeña, la frecuencia de corte tendrá que ser también pequeña para dar tiempo a obtener una atenuación suficiente a dicha frecuencia de conmutación. Esto repercute en la velocidad del controlador, ya que cuanto menor frecuencia de corte tenga, más lento será en su respuesta.

Debido a que se trata de la fuente de alimentación de un vehículo eléctrico, considero importante reducir las pérdidas del convertidor para no reducir la autonomía, por lo que voy a seleccionar un valor de frecuencia de conmutación de 30 kHz.

5.4 DISEÑO DE L Y C DEL CONVERTIDOR

En este apartado procedo a realizar el desarrollo del cálculo de la inductancia y el condensador de filtro del convertidor que he llevado a cabo.

5.4.1 DISEÑO DE LA INDUCTANCIA

5.4.1.1 CÁLCULO DEL VALOR MÍNIMO DE L

El convertidor bidireccional buck – boost en cascada consta de una única bobina. Por ello, se tiene que ser especialmente cuidadoso a la hora de su diseño, ya que hay gran cantidad de parámetros variables en nuestro sistema.

La inductancia tiene que tener un valor suficientemente alto como para que el rizado de corriente en ella no llegue nunca a 0 A, es decir, que la corriente mínima por ella siempre sea positiva. Esto se debe a que el modo escogido para el funcionamiento del convertidor es el de conducción continua.

Para poder diseñarla, se debe prestar atención a las fórmulas deducidas en el correspondiente apartado teórico. Las recuerdo para ambos modos de funcionamiento:

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

$$BOOST \rightarrow L = \frac{V_i \cdot DT}{\Delta i_L}$$

Para comenzar a plantear valores, me tengo que ir al caso más desfavorable.

La corriente por la inductancia va a tener su componente continua (o media) y su rizado. La corriente mínima por ella entonces va a adquirir el siguiente valor:

$$I_{L,min} = I_{L,media} - \frac{\Delta i_L}{2}$$

Por la expresión anterior, la corriente mínima se va a dar cuando la corriente media mínima este circulando por la inductancia.

En ambos modos (reducción y elevación), esta corriente media mínima adquiere un valor de 0,694 A.

Para que la corriente mínima sea mayor que 0, la mitad de la variación de la corriente por la inductancia tendrá que ser menor que 0,694.

He decidido fijar una variación máxima en la inductancia de 1 A, lo cual cumpliría con la condición descrita anteriormente para no entrar en modo de conducción discontinua, pues la corriente mínima será de 0,194 A.

Una vez fijado el valor de la variación de corriente permitida, tengo que obtener un valor mínimo de L que me permita obtener tal exigencia para todos los casos de funcionamiento.

En el modo buck, el caso más desfavorable en cuanto a rizado de corriente se va a dar cuando el ciclo de servicio sea mínimo:

$$L = \frac{36 \cdot (1 - 0,75)}{1 \cdot 30000} = 3 \cdot 10^{-4} H$$

En el modo boost, el caso más desfavorable será cuando el producto del ciclo de servicio y la tensión de entrada sea máximo. Esto se cumplirá cuando la tensión de entrada sea de 16 V y, en consecuencia, el ciclo de servicio sea de 0,556:

$$L = \frac{16 \cdot 0,556}{1 \cdot 30000} = 2,97 \cdot 10^{-4} H$$

Cuando se produzca un frenado regenerativo no se van a dar casos más desfavorables que los expuestos anteriormente.

De los valores de L obtenidos, debo quedarme con el mayor de ellos para que cubra todos los casos posibles. Por ello, el valor de inductancia seleccionado es de 0,3 mH.

5.4.1.2 DISEÑO DE LA BOBINA

Una vez está calculado el valor de la inductancia, se debe seleccionar un núcleo magnético y determinar el número de vueltas.

A la hora de diseñar la L, el objetivo principal, aparte de obtener los Henrios deseados, debe ser que no sature el campo magnético generado por el núcleo.

En los elementos magnéticos, se aplica un campo magnetizante H que es función de la corriente que fluye por la bobina. A nivel microscópico, cuanto mayor sea H, más dominios magnéticos del material se alinearán entre sí y más campo magnético B se generará. Llegará un punto en el que, por más campo magnetizante que se aplique, el campo magnético no podrá aumentar más debido a que todos los dominios estarán totalmente alineados entre sí. En este punto, se dice que el núcleo ha saturado magnéticamente y el campo

magnético no aumentará más (o muy lentamente, de manera no lineal) por mucho que se aumente el campo magnetizante. El ciclo de histéresis que muestra este fenómeno se muestra en la Ilustración 34.

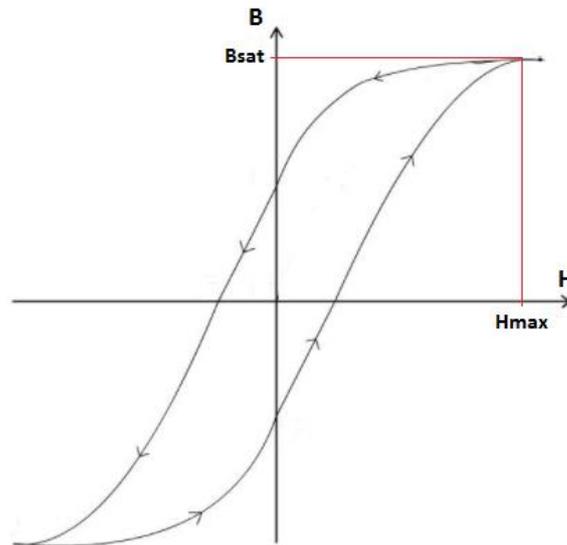


Ilustración 34: Ciclo de histéresis de un elemento magnético

Por todo ello, se debe diseñar la bobina de manera que para todo el rango de corriente que tengamos en el convertidor, no sature en ningún momento y poder así tener un comportamiento normal.

Cabe la posibilidad de abrir un entrehierro en el núcleo. De esta manera, se reduce la permeabilidad magnética (pendiente de la curva de histéresis) y se puede tener un mayor rango de H sin que el núcleo sature. Abriendo un entrehierro se reduce la inductancia, por lo que sería necesario realizar más vueltas en el bobinado.

El núcleo seleccionado será de material ferrita, idóneo para trabajar con frecuencias superiores a 10 kHz y con reducidas pérdidas de Foucault.

Para escoger el núcleo, me baso en la información generada por el programa “Magnetics Designer” de Intusoft. Este programa posee una base de datos de numerosos núcleos de diversos modelos, fabricantes, tamaños y materiales. Al seleccionar un núcleo e introducirle datos relativos a la frecuencia de conmutación del convertidor y a la corriente que circulará por la inductancia, el programa generará un devanado con datos tales como número de vueltas, tipo y tamaño de cable, pérdidas y si es posible introducir ese devanado en el tamaño que tiene el núcleo.

Tras buscar en diversos fabricantes comerciales, el núcleo encontrado que más se adecuaba a los requerimientos del sistema es un núcleo en E de

Ferroxcube, de la mayor dimensión posible (80/38/20), tal y como muestro en la Ilustración 35.

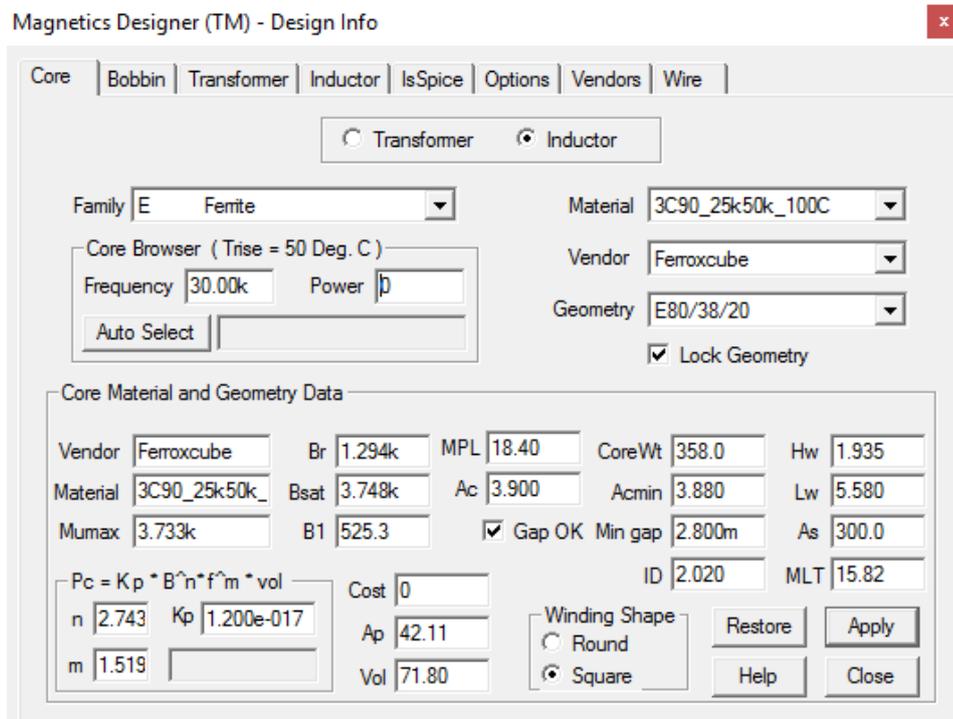


Ilustración 35: Núcleo en Magnetics Designer

Tras esto, se deben introducir ciertos parámetros como los que se muestran en la Ilustración 36.

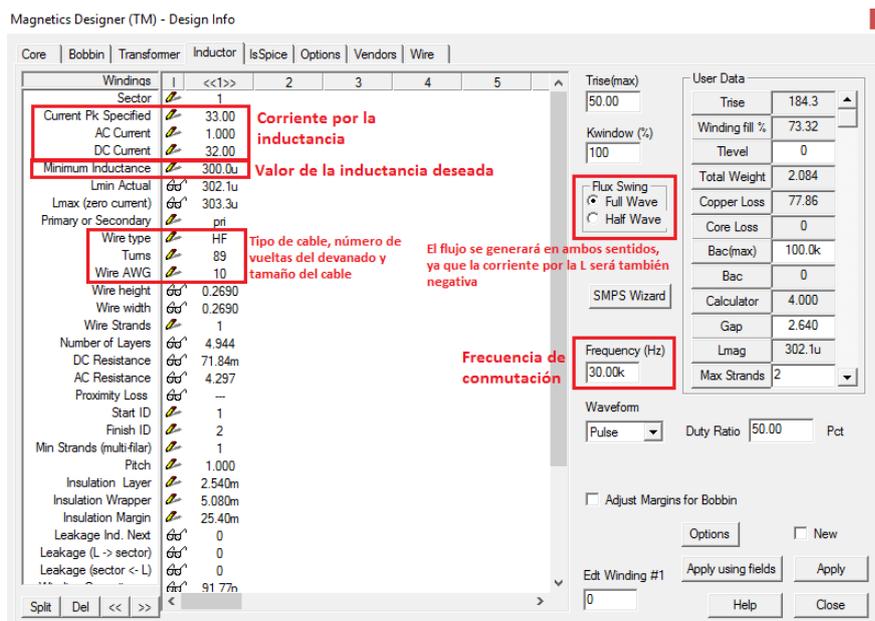


Ilustración 36: Parámetros de la bobina en Magnetics Designer

El programa escogerá el tipo de cable y el número de vueltas. Si realiza la operación sin problemas, significará que no habrá saturación del núcleo, uno de los principales objetivos en el diseño.

Un hándicap de este diseño son las elevadas pérdidas de potencia en la inductancia. Se ha intentado mejorar este aspecto mediante la elección de un cable de Litz, cosa que no ha hecho mejorar este aspecto. Otro aspecto que se ha modificado ha sido el tamaño del cable: cuanto menor número de referencia AWG, el cable será de mayor diámetro y menores pérdidas tendrá la bobina. Por contra, el devanado ocupará más espacio y será posible que no entre entero en el transformador.

El núcleo encontrado que mejor equilibrio presenta entre introducción del devanado en el tamaño del núcleo y pérdidas es el que mencioné párrafos atrás. El aspecto del devanado es el que se muestra en la Ilustración 37.

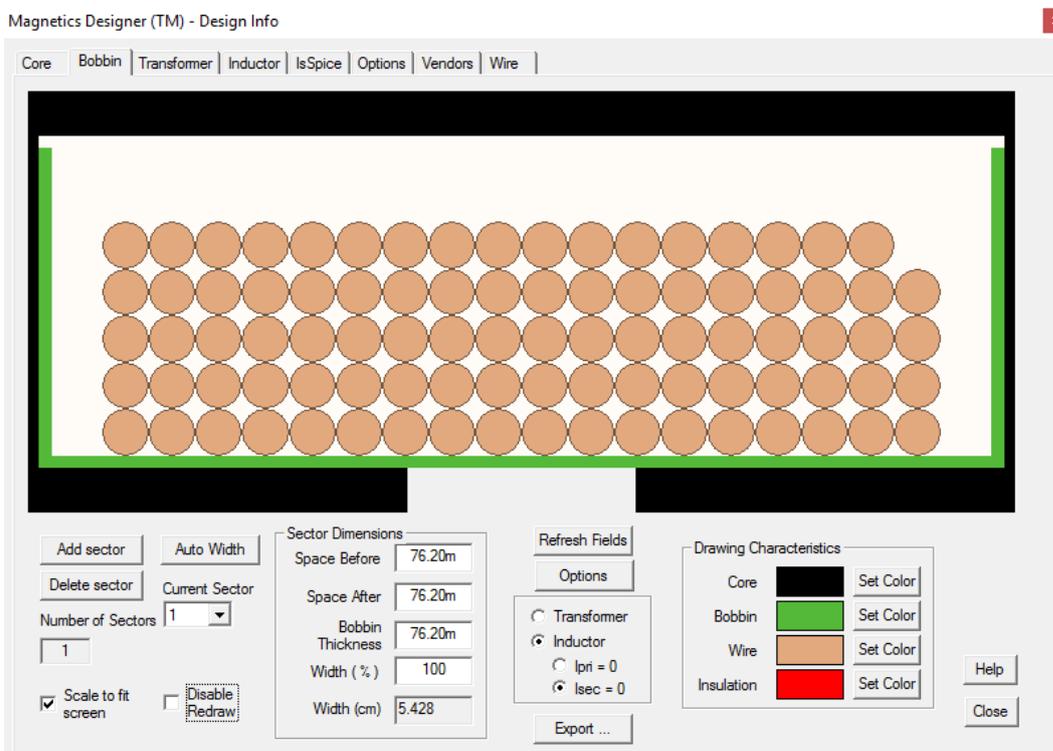


Ilustración 37: Devanado de la bobina en Magnetics Designer

5.4.2 DISEÑO DEL CONDENSADOR

Todo convertidor continua - continua necesita un condensador de filtro a su salida que se encargue de filtrar las componentes armónicas generadas por la conmutación del polo de potencia en el proceso.

El convertidor que se encuentra en diseño es bidireccional, por lo que la conversión de potencia se realizará en ambas direcciones. Es por ello que se necesitan 2 condensadores de filtro, uno a la entrada y otro a la salida.

En este caso, la fuente de energía es un módulo de ultracondensadores, los cuales tienen una capacidad muy elevada, por lo que no será necesario el condensador de filtro.

Cuando nos encontramos en el caso de entregar energía a los motores, sí que será necesario un condensador de filtro en la salida.

5.4.2.1 CÁLCULO DEL VALOR MÍNIMO DE C

El convertidor actuará como elevador y como reductor, por lo que tenemos dos expresiones (una por cada modo) que nos relacionan el valor de C con el rizado deseado a la salida, como ya expuse en el desarrollo teórico de cada convertidor. Las recuerdo:

$$BUCK \rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2}$$

$$BOOST \rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f}$$

Se deben ir buscando los casos más desfavorables de los parámetros variables en este sistema y establecer un C mínimo que cumpla para todos los casos el rizado que se establezca.

Para la aplicación en la que estamos, considero que un rizado aceptable sería de un 3% de la tensión de salida, es decir, un rizado de 1,08 V de pico a pico. Los valores superior e inferior de tensiones que tendríamos serían 36,54 V y 35,46 V (más un rizado añadido causado por la correspondiente resistencia ESR). Estos valores no influirán en el funcionamiento de los motores ni los controladores porque están bastante próximos a los 36 V. Además, siempre se encuentra por encima del valor de desconexión de los controladores.

Siempre se puede elegir un condensador de un valor mayor al que se obtenga para tener un menor rizado, pero se debe tener en cuenta que,

cuanto más grande sea el condensador, más lento será el sistema, por lo que se debe buscar un equilibrio entre estos aspectos.

Para el caso del modo de funcionamiento reductor, el único parámetro variable es el ciclo de servicio. El caso más desfavorable en cuanto a rizado de la tensión de salida lo vamos a tener cuando el ciclo de servicio sea mínimo (valor de 0,75). El valor de C que se obtiene en este caso es el siguiente:

$$C = \frac{1 - 0,75}{8 \cdot 3e - 4 \cdot 0,03 \cdot 30000^2} = 116 \text{ nF}$$

Es decir, cuando se actúe como un convertidor buck se necesitará un condensador de 116 nF para cumplir el rizado especificado en todos los casos. Valores más pequeños del obtenido no cumplirán.

Por otro lado, para el modo de funcionamiento elevador, tenemos 2 parámetros que varían en función de las condiciones de funcionamiento del sistema: el ciclo de servicio y la carga. Las peores condiciones en cuanto a rizado las tendremos cuando el ciclo de servicio sea el máximo (valor de 0,556) y cuando la R sea mínima (valor de 2,59 Ω). El C que se obtiene en este caso será el siguiente:

$$C = \frac{0,556}{2,59 \cdot 0,03 \cdot 30000} = 239 \text{ }\mu\text{F}$$

Es decir, valores por debajo del obtenido no cumplirán las especificaciones de rizado en este modo.

El condensador elegido tendrá que convivir en el convertidor con ambos modos de funcionamiento. Por ello, para cumplir el rizado establecido hay que ir al condensador máximo obtenido, el cual se corresponde al de 239 μF . Al ser un valor más elevado que el obtenido para el buck, en este modo de funcionamiento se obtendrá siempre un valor menor al 3%. Con este condensador, en el modo elevador el rizado máximo será de 3%.

5.4.2.2 SELECCIÓN DE CONDENSADOR COMERCIAL

Con esto, el condensador de filtro ya se encuentra dimensionado, pero debo buscar uno comercial con su correspondiente valor de C y ESR, ya que el objetivo final de este diseño es construir el convertidor. Además, el valor de la resistencia serie ESR es importante, ya que introduce un cero a la función de

transferencia del convertidor. Cuanto menor sea el valor de ESR, mayor será la frecuencia de este cero y menor influencia tendrá en el bode.

Antes de comenzar a mirar catálogos, hay que tener en cuenta el modelo real de un condensador, el cual muestro en la Ilustración 38.

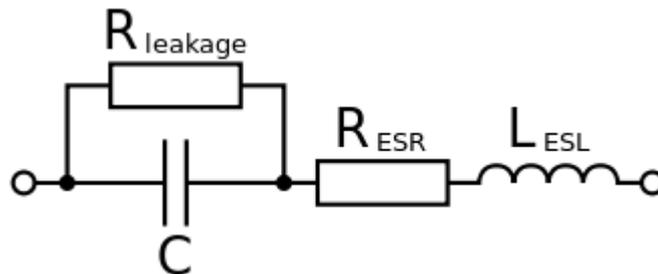


Ilustración 38: Modelo real de un condensador

En numerosas ocasiones en las hojas de características de los condensadores nos aportan el valor de la impedancia a 100 kHz en lugar del valor de la resistencia ESR.

Se debe tener en cuenta que, hasta la frecuencia de corte, el condensador actúa como tal, pero a partir de esa frecuencia comienza a comportarse como una inductancia, aumentando la impedancia con la frecuencia, tal y como se muestra en la Ilustración 39.

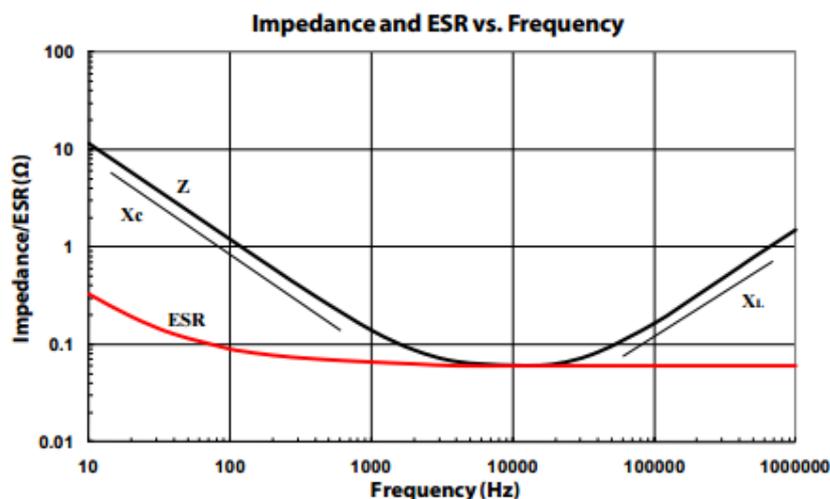


Ilustración 39: Impedancia vs frecuencia en un condensador

Por ello, en caso de que el catálogo facilite la impedancia total, se debe aplicar la siguiente ecuación para calcular la ESR, ya que a 100 kHz no se sabe si está actuando como condensador o como inductancia y, por lo tanto, hay que tener en cuenta la L:

$$ESR = \sqrt{Z^2 - \left(\frac{1}{2\pi f C} - 2\pi f L\right)^2}$$

El problema es que los fabricantes no suelen aportar en los catálogos el valor de la inductancia serie. Por suerte, existen guías elaboradas por los propios fabricantes [10] que nos dan valores aproximados para esta L y pueden ayudar en los cálculos. En la referencia consultada, por ejemplo, para condensadores de tipo radial (ambos terminales de conexión en la misma cara del condensador) la L adquiere un valor de entre 10 y 30 nH. En los de tipo axial (terminales de conexión uno en cada cara del condensador) su valor supera a los 200 nH.

A la hora de seleccionar un condensador comercial, también debe tenerse en cuenta su material:

- Los condensadores electrolíticos de aluminio pueden ser una opción decente para esta aplicación, pero constan de una resistencia ESR algo más elevada que la de otros materiales.
- Los condensadores cerámicos tienen valores de capacidad y tensión muy pequeños para esta aplicación, por lo que quedan descartados.
- Los condensadores de tántalo pueden llegar a ser una opción a considerar, aunque tienen un ESR algo mayor que los de polímero.
- Los condensadores de polímero son ideales para fuentes de alimentación conmutadas, por lo que van a tener mejores prestaciones en esta aplicación que me concierne. Además, su ESR es bastante reducida.

Una vez vistos los materiales principales a tener en cuenta, me decanto por emplear condensadores de polímero, por sus mejores prestaciones en convertidores CC/CC y por su reducida ESR.

Otro factor a tener en cuenta antes de buscar en el catálogo es la posibilidad de agrupar condensadores en paralelo. De esta manera, sus capacidades se sumarán y su resistencia serie equivalente será considerablemente menor que la de cada uno de ellos por separado.

Por último, se debe tener en cuenta la tensión que soportan. En mi caso, el condensador va a tener en bornes una tensión de 36 V (tensión que deseamos a la salida). Por ello me tengo que ir a un valor de tensión nominal superior a estos 36 V. Escojo un valor de tensión de 50 V.

Teniendo en cuenta todo lo mencionado anteriormente, he decidido colocar 4 condensadores en paralelo con una capacidad cada uno de 68 μF y una ESR cada uno de 0,02 Ω . Los valores resultantes de esta agrupación son $C=272\mu\text{F}$ y $ESR=0,005\Omega$.

Con esto, he obtenido un valor de ESR muy reducido y un valor de C que supera el calculado. Este valor de C obtenido me permitirá tener un menor rizado al establecido y tampoco comprometerá en demasía la velocidad del sistema.

En el caso de que el comportamiento del sistema sea indeseado, se podrá optar por un valor de condensador mayor.

5.5 CIRCUITOS DE ALIMENTACIÓN

Los componentes como los circuitos integrados necesitan una tensión de alimentación para su funcionamiento. Además se necesitarán ciertas tensiones de referencia y niveles lógicos altos (5 V). Por ello, se necesitarán ciertos circuitos que nos aporten estas tensiones.

5.5.1 ALIMENTACIÓN A 15 V

Analizando los elementos de los que va a constar el convertidor y su control considero oportuno, en primer lugar, emplear un convertidor CC/CC aislado que adapte el rango de tensiones posibles en los ultracondensadores a una tensión de 15 V. Dicho rango va a ser de 16 V a 48 V, por lo que el regulador de conmutación escogido debe superarlo.

El modelo encontrado que más se adecúa a estos requerimientos es el regulador de conmutación LM2576HVT-15/NOPB, que además es capaz de suministrar una corriente suficientemente alta para la presente aplicación. Su rango de tensiones de entrada es de 4V a 60V, por lo que cubre el rango de los ultracondensadores.

Este regulador necesita una serie de componentes externos, tal y como se puede extraer de su datasheet [11] mostrados en la Ilustración 40.

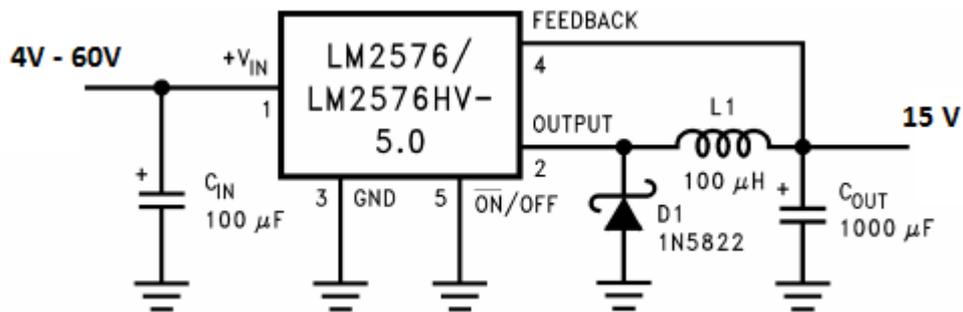


Ilustración 40: Convertidor de alimentación a 15 V y componentes externos

Por ello, los componentes externos necesarios son:

- C = 100 μ F (electrolítico de aluminio).
- C = 1000 μ F (electrolítico de aluminio).
- Diodo Schottky 1N5822.
- Inductor L = 100 μ H.

Considero oportuno colocar un diodo LED y su correspondiente resistencia limitadora de corriente para indicar cuando se encuentra la placa alimentada. El valor de esta resistencia es calculado teniendo en cuenta que la tensión de caída en un LED convencional es de 2 V, y que la corriente para que tenga una buena luminosidad puede abarcar de unos 25 mA a unos 10 mA. Escojo una resistencia de 820 Ω .

5.5.2 ALIMENTACIÓN A 5 V

Como complemento a la alimentación de 15 V, se introducirá un regulador de tensión lineal que aporte una tensión de salida fija de 5 V, para poder alimentar otros circuitos que no requieran una tensión tan elevada y para poder poner referencias digitales (1 lógico) en caso de que sea preciso.

El regulador lineal de tensión escogido es el L7805ACV, al cual se le puede introducir la tensión de 15 V para obtener los 5 V deseados. La corriente que proporciona también es suficiente para su cometido.

Se le debe colocar un condensador a su entrada de 0,33 μF y a su salida de 0,1 μF .

5.6 DISEÑO DEL CIRCUITO SELECTOR

5.6.1 SENTIDO DE FUNCIONAMIENTO

Uno de los aspectos más importantes en el diseño del control es el desarrollo de una lógica de selección de los polos correcta.

En primer lugar, se debe decidir en qué momento debe entrar cada modo de funcionamiento.

Para decidir si el convertidor debe trabajar como modo motor o freno, he decidido centrarme en el sentido de la corriente de salida. Cuando la corriente circule en el sentido convertidor – carga, significará que los motores están demandando energía, por lo que el convertidor tendrá que trabajar en modo motor. Por el contrario, cuando la corriente circule en el sentido carga – convertidor, será señal de que ha habido un frenado regenerativo, ya que los motores estarán entregando energía a la fuente de alimentación, por lo que se tendrá que trabajar en modo freno.

Para detectar el sentido de la corriente, se puede colocar un sensor Hall que nos proporcione una tensión proporcional a la corriente de salida que circule por él. La tensión del sensor Hall se podrá llevar a un comparador.

Si el sentido de la corriente es convertidor – motor, se diseñará el comparador para obtener un 0 a su salida. Si por el contrario el sentido de la corriente es motor – convertidor, el comparador aportará un 1. Esta será la señal que indique el funcionamiento en modo motor o freno.

El sensor Hall escogido para este caso que cubra todo el rango de corriente posible es el modelo LTSR 15 – NP de LEM. Este sensor se alimenta a 5 V y la tensión que proporciona a su salida sigue la característica en función de la corriente que se muestra en la Ilustración 41.

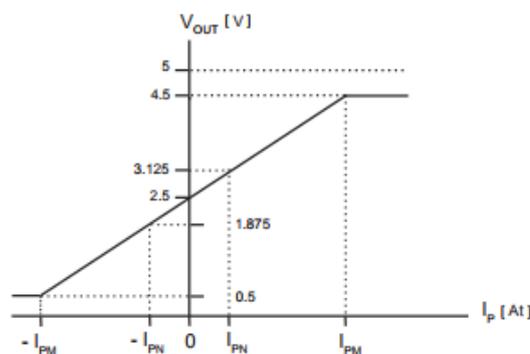


Ilustración 41: Tensión del sensor Hall vs corriente

Como se puede observar, cuando la corriente se hace negativa por el sensor la su tensión de salida es menor que 2,5 V, Por ello, en el terminal positivo del comparador anteriormente mencionado se tendrá que introducir 2,5 V de tensión de referencia (obtenida a partir de un divisor de tensión de ganancia 0,5 a la tensión de alimentación de 5 V) para que el circuito selector funcione según lo previsto. Nótese que la polaridad del sensor tendrá que ir acorde con todo esto explicado.

Los valores del divisor de tensión aplicado a 5 V para conseguir los 2,5 V de referencia son los siguientes, siendo R1 la resistencia superior y R2 la resistencia inferior:

- $R1 = 10 \text{ k}\Omega$
- $POT = 1 \text{ k}\Omega$
- $R2 = 10 \text{ k}\Omega$

Se añade el potenciómetro para realizar el ajuste con precisión.

A partir de este momento, es conveniente establecer distintas bandas de funcionamiento. Explico esto con más detalle a continuación.

5.6.2 BANDAS DE FUNCIONAMIENTO

Si la tensión de salida sobrepasa un cierto límite mientras el funcionamiento es motor, lo ideal será cambiar a modo freno para que ayude a evacuar esa energía sobrante en la salida y poder así alcanzar los 36 V deseados con mayor facilidad. Además, esto ayuda a prevenir sobretensiones en la salida, ya que no se permitirá superar esta banda superior. Por último, también tiene la ventaja de poder controlar los transitorios del sistema. En este proyecto el control se llevará a cabo con un solo circuito integrado y, por lo tanto, un solo compensador. Como tenemos diversos modos de funcionamiento, el diseño de este compensador solo estará optimizado para uno de los casos (o se diseñará para que en promedio sea aceptable para todos ellos), pudiéndose dar transitorios con sobrepasos indeseados. Por la acción de esta banda superior establecida, esos sobrepasos no se darán y la salida siempre estará entre unos niveles de tensión aceptables.

Como seguridad adicional, en el caso de que funcionar en freno no ayudara a reducir la tensión (cosa que en general no debería de suceder), se ha establecido otra banda superior en la que los polos se pondrán a 0 para cortar la entrega de energía a la salida.

Por todo esto, establezco que el convertidor trabajará en modo motor siempre y cuando la corriente a la salida del convertidor circule hacia la carga y la tensión de salida no supere los 38 V. En el momento en el que supere

este valor, el convertidor se accionará en el otro sentido, pese a que se esté entregando energía a la carga, y no permitirá a la tensión de salida sobrepasar este valor. La banda de seguridad superior de puesta a 0 de los polos la establezco en un valor de 42 V, tensión adecuada para no permitir que los controladores de los motores sufran daños o se desconecten en el caso de que la tensión de salida llegue a esos niveles.

Cuando la corriente de salida sea entrante al convertidor, se activará en modo freno. Mientras la tensión de salida se mantenga por encima de un determinado valor, este modo de funcionamiento debe estar activo, ya que el objetivo es extraer energía al condensador de salida y enviárselo a los ultracondensadores.

Cuando la tensión de salida descienda hasta un cierto nivel, seguir con el modo freno activado será contraproducente, ya que se sigue extrayendo energía de la salida cuando en realidad lo que se necesita es entregarle energía (o no extraer tanta) para que la tensión de salida vuelva a aumentar hasta los 36 V. Por ello, se desactivará el modo freno y se comenzará a trabajar con el convertidor en el otro sentido para entregar energía al condensador de salida o, lo que es lo mismo, se activará el modo motor. He establecido que esto suceda cuando la tensión de salida sea menor que 34 V.

Al igual que en el otro caso, también se ha establecido una tensión inferior de seguridad en la que los polos se abrirán para no permitir extraer más energía de la salida y permitir así al vehículo poder seguir funcionando. La tensión de desconexión de los controladores es de 31,5 V, por lo que he establecido que los polos se pongan a 0 cuando se descienda hasta los 32 V.

Fuera de estos casos extremos, el regulador será el que se encargue de generar el ciclo de servicio necesario para que la tensión de salida siempre se estacione en torno a los 36 V de salida deseados. Si el funcionamiento es correcto, estas bandas solo deberían verse alcanzadas en ciertos transitorios causados por los cambios de modo del convertidor.

5.6.3 FUNCIONAMIENTO EN BUCK O EN BOOST

Tras haber establecido el sentido de funcionamiento del convertidor en función de la corriente y tensión de salida, solo queda indicarle cuándo debe trabajar como un convertidor reductor o como un convertidor elevador.

En principio, lo más lógico sería decidirlo comparando las tensiones de entrada y salida. Por ejemplo, si se está entregando energía a la carga y la tensión de entrada es mayor que la de salida, será necesario funcionar como un convertidor buck.

El problema de comparar ambas tensiones es el siguiente: el ciclo de servicio va a venir dado por el circuito integrado, el cual viene limitado por el condensador escogido para el oscilador. Aunque este condensador sea muy pequeño, necesita un tiempo de descarga determinado, por lo que el ciclo de servicio nunca podrá llegar a ser 1. Se podrá conseguir un ciclo de servicio máximo que esté en torno al 0,98 – 0,99.

Esto supone que, por ejemplo, cuando se esté trabajando en modo reductor y la tensión de entrada vaya descendiendo hasta un valor cercano a los 36 V en los que se encuentre la salida, el ciclo de servicio va a ir aumentando hasta un valor teórico de 1 (cuando se igualen ambas tensiones, que sería la señal de cambio para que se comience a trabajar en modo elevador). Como el ciclo de servicio va a tener un máximo valor de 0,98, va a llegar un punto en el que la tensión de entrada va a arrastrar a la de salida consigo, pues si adquiere un valor de 36 V, con el ciclo de servicio máximo la tensión de salida sería de:

$$V_o = D \cdot V_i = 0,98 \cdot 36 = 35,28 \text{ V}$$

En resumen: como el ciclo de servicio no puede llegar a ser 1 y la tensión de entrada va a ir descendiendo inevitablemente por la descarga de los ultracondensadores, llegará un punto en el que la tensión de salida descienda con la de entrada a razón de $D_{\text{máx}}$ multiplicado por dicha tensión de entrada.

Es por ello por lo que he decidido ceñirme a una segunda opción, la cual es comparar la tensión de entrada con la tensión de referencia que queremos en la salida (36 V). De este modo, la salida del comparador será 0 cuando la tensión entrada sea mayor que los 36 V de salida y se necesite un convertidor buck, y será 1 cuando la tensión de entrada sea menor que esos 36 V y se necesite un convertidor boost.

Cuando nos encontremos trabajando en el otro sentido, es decir, en modo freno, las tornas cambian. En este caso, si la tensión de entrada al convertidor (los ultracondensadores) se encuentra por encima de los 36 V de salida, será necesario elevar esos 36 V a la tensión de entrada, por lo que será necesario un convertidor boost. Nótese que si nos encontráramos motorizando, el convertidor requerido sería un buck ya que $V_i > V_o$.

Lo mismo sucede si nos encontramos recuperando energía del motor y la tensión de los ultracondensadores es menor que los 36 V de salida. En ese caso necesitaríamos un convertidor reductor al contrario de lo que sucedería si nos encontráramos motorizando.

Por todo ello, aparte de comparar la tensión de entrada con los 36 V se tendrá que añadir lógica adicional para decidir si el convertidor necesario es

elevador o reductor, en la que influirá también el sentido de funcionamiento del convertidor. Para deducirla, se puede plantear la Tabla 10.

Motor (0) / Freno (1)	$V_i > 36$ (0) / $V_i < 36$ (1)	Modo	Salida
0	0	Reductor	1
0	1	Elevador	0
1	0	Elevador	0
1	1	Reductor	1

Tabla 10: Determinación del funcionamiento en buck o boost

He determinado que si se debe trabajar en modo boost, la salida sea un 0 y si se debe trabajar en modo buck sea un 1. Podría ser perfectamente al revés, pero se debe ser consecuente en el diseño de la lógica posterior.

Fijándonos en la columna “salida” y en las 2 columnas de entrada, se puede distinguir que la puerta lógica que se adecuaría a este caso sería una NOR – EXCLUSIVA, también conocida como XNOR.

Tras implementar esto junto con lo expuesto en el apartado anterior, ya se podrá dirigir el ciclo de servicio al polo necesario en cada caso y controlar el resto de polos de forma que se consiga el convertidor deseado en cada caso, como ya se explicó en el apartado 4.5.2.

Para llevar el ciclo de servicio a cada polo de potencia he escogido emplear multiplexores, cuyas entradas de selección sean los modos de funcionamiento obtenidos y que sus entradas sean 1, 0 o el ciclo de servicio, según convenga.

5.6.4 RESUMEN

Tras haber expuesto todo lo anterior, considero importante y de gran ayuda para diseñar el circuito realizar la Tabla 11 a modo de resumen que recoja todos los casos en los que nos podremos encontrar.

Tensión de salida	Modo motor ($l_o > 0$)		Modo freno ($l_o < 0$)	
	$V_i > 36\text{ V}$	$V_i < 36\text{ V}$	$V_i > 36\text{ V}$	$V_i < 36\text{ V}$
$V_o \geq 42\text{ V}$	Polos a 0	Polos a 0	Freno Boost	Freno Buck
$V_o > 38\text{ V}$	Freno Boost	Freno Buck	Freno Boost	Freno Buck
$34\text{ V} \leq V_o \leq 38\text{ V}$	Motor Buck	Motor Boost	Freno Boost	Freno Buck
$V_o < 34\text{ V}$	Motor Buck	Motor Boost	Motor Buck	Motor Boost
$V_o \leq 32\text{ V}$	Motor Buck	Motor Boost	Polos a 0	Polos a 0

Tabla 11: Tabla resumen modos de funcionamiento

A partir de ella será más sencillo diseñar el circuito digital.

A modo de complemento, he elaborado una gráfica en la que muestro distintos casos de funcionamiento por los que puede pasar el convertidor y cómo deben actuar los polos de potencia en cada caso. En ella, he fijado la tensión de entrada en 36 V y muestro variación de la tensión de salida, ya que esto me permite plasmar una mayor cantidad de casos. La gráfica se puede ver en la Ilustración 42.

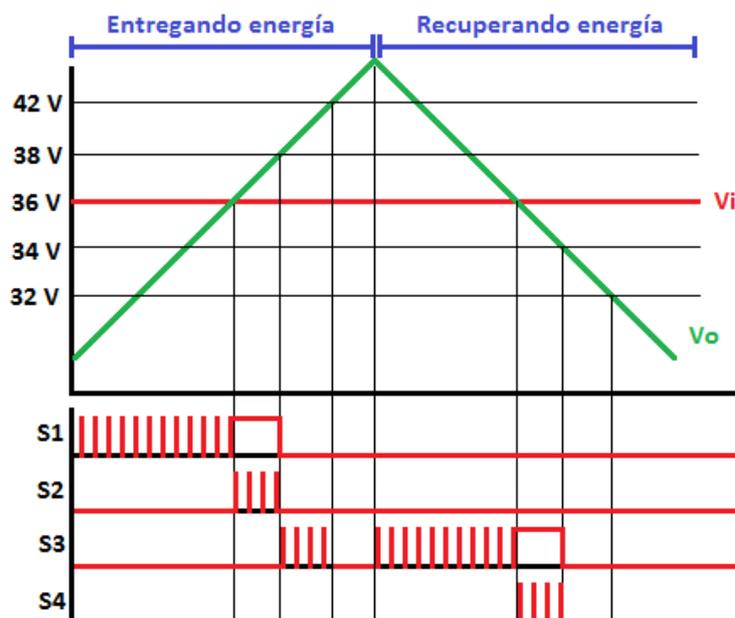


Ilustración 42: Ejemplo de modos de funcionamiento

El plano electrónico con la realización de este circuito lo adjuntaré en los anejos del presente proyecto.

El diseño del circuito digital está compuesto por 14 puertas AND, 7 puertas OR, 1 puerta XNOR, 6 puertas NOT, 4 multiplexores de 3 entradas de selección, 6 comparadores y un sensor Hall.

Una alternativa a emplear esta gran cantidad de componentes podría ser diseñar el control con un dispositivo de lógica programable (PLD). Este tipo de dispositivos se pueden programar mediante lenguajes como el VHDL para realizar también funciones lógicas.

Debido a la gran cantidad de puertas lógicas necesarias y a su dificultad, será mejor emplear un PLD para su implementación. A este dispositivo se le introducirán 6 entradas: salida del comparador que indica sentido de funcionamiento, salida del comparador que indica funcionamiento en buck o en boost y salidas de los 4 comparadores empleados para implementar las bandas de tensión ya explicadas anteriormente. Sus salidas serán 4: una señal que indique si se encuentra trabajando en buck o en boost, una señal que indique si se encuentra trabajando en freno, una señal que indique si se encuentra trabajando en motor y una señal que indique si los polos tienen que cortarse. Estas señales de salida se llevarán a las entradas de selección de los multiplexores digitales.

Para programar el PLD hay diversos programas. El escogido es el denominado "BooleDeusto" de la Universidad de Deusto. En él se pueden introducir el número de entradas y salidas, así como la tabla de verdad del circuito combinatorial a realizar. Con esto, será capaz de generar el código en lenguaje VHDL, así como ficheros OrtCad o JEDEC empleados en programadores de PLDs.

He elaborado manualmente la tabla de verdad del circuito combinatorial selector obtenido en base al diseño propuesto para introducirla en el programa. La adjuntaré junto con el código VHDL obtenido en los anejos del proyecto.

El PLD escogido es el modelo ATF16V8BQL - 15PU, el cual se debe alimentar con 5 V.

En cuanto a los multiplexores, son 4 con 3 entradas de selección, 8 entradas y una salida. Por ello, decido emplear el modelo DG407DJZ. Este multiplexor incorpora 2 unidades, por lo que necesitaré 2 componentes para obtener los 4 necesarios. Su alimentación es de 15 V.

5.6.5 COMPARADORES

Para establecer las bandas límite explicadas en apartados anteriores, se debe comparar la tensión de salida con una tensión de referencia, las cuales van a ser los 32 V, 34 V, 36 V, 38 V y 42 V. En la práctica, en nuestro circuito electrónico no vamos a tener medios para tener esas tensiones de referencia e introducirlas en los terminales positivos de los comparadores. Es por ello por lo que será necesario diseñarlo de una manera distinta.

Como tensión de referencia en los terminales positivos, introduciré la tensión de 5 V generada en el circuito de alimentación. No emplearé la de 15 V debido a que es menos estable y podría influir negativamente en el control.

En los terminales negativos de los comparadores introduciré la tensión de salida escalada con divisores.

En el presente informe, voy a desarrollar el cálculo destinado a uno de los comparadores para demostrarlo y posteriormente aportaré los resultados obtenidos para el resto.

Desarrollo los cálculos para el comparador de 32 V.

En primer lugar, debo conocer qué ganancia será necesaria en el divisor de tensión. Para ello, debo tener claro el objetivo: obtener como salida del divisor 5 V cuando la tensión de sea de 32 V, es decir, el valor que quiero comparar. Para ello establezco la siguiente relación:

$$G_{div} = \frac{5}{32} = 0,15625$$

Tras conocer la ganancia del sensor, debo calcular las 2 resistencias que lo conforman con la siguiente expresión, siendo R1 la resistencia superior del divisor y R2 la inferior:

$$G_{div} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

Fijo un valor de R2 de 10k y calculo la R1 necesaria:

$$R1 = \frac{10000}{0,15625} - 10000 = 54 \text{ k}\Omega$$

Con esto ya tendremos formado el comparador, el cual emitirá un 0 en el caso de que la tensión de salida sea mayor que 32 V, y un 1 si la tensión de salida es menor que esos 32 V. El circuito resultante es el que se muestra en la Ilustración 43.

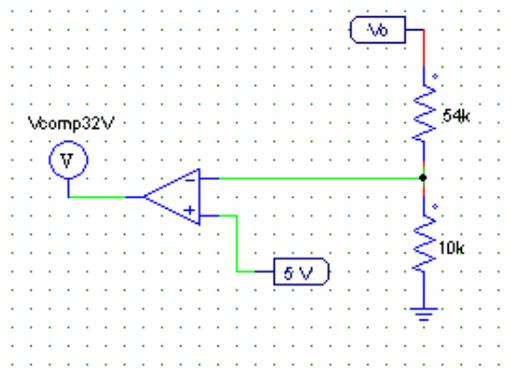


Ilustración 43: Configuración de los comparadores del circuito selector

Procedo a mostrar los cálculos obtenidos para el resto de comparadores:

- Comparador de 34 V:
 - o $R1 = 58027,21 \Omega$
 - o $R2 = 10 \text{ k}\Omega$
- Comparador de 36 V:
 - o $R1 = 62 \text{ k}\Omega$
 - o $R2 = 10 \text{ k}\Omega$
- Comparador de 38 V:
 - o $R1 = 65987,84 \Omega$
 - o $R2 = 10 \text{ k}\Omega$
- Comparador de 42 V:
 - o $R1 = 74033,61 \Omega$
 - o $R2 = 10 \text{ k}\Omega$

Se debe tener en cuenta que en el comparador de 36 V la tensión que se escala es la de entrada y no la de salida, ya que es el que se encarga de determinar el modo de funcionamiento en buck o en boost.

El comparador que determina el sentido de la corriente ya se explicó en el apartado 5.6.1.

Tras esto, debo escoger resistencias normalizadas comerciales. Para las resistencias de $10 \text{ k}\Omega$ no hay problema, ya que es un valor normalizado. Para los valores de $R1$ sí que necesitaré redondearlo a un valor de resistencia comercial.

El procedimiento que voy a seguir va a ser redondear la resistencia a un valor normalizado inmediatamente inferior e insertaré un potenciómetro justo debajo de ella. De esta manera se podrá ajustar de manera precisa el valor de resistencia deseado para la referencia de los comparadores. La tensión en cada divisor se tomará tras $R1$ y el potenciómetro, por encima de $R2$.

Se podría prescindir de los potenciómetros ya que el hecho de obtener una banda en los 42 V o en los 41,7 V no es crítico, pero prefiero insertarlos para tener mayor precisión e incluso tener la posibilidad de variar la tensión de las bandas por si hubiera algún tipo de problema.

Destacar que los potenciómetros deben ser precisos. Esto quiere decir, que por cada vuelta que se gire su control, cuanto menor sea la variación de su resistencia, mejor.

Dicho esto, tengo los siguientes componentes en cada divisor de tensión:

- Comparador de 32 V:
 - R1 = 47 kΩ
 - POT = 10 kΩ
 - R2 = 10 kΩ
- Comparador de 34 V:
 - R1 = 56 kΩ
 - POT = 5 kΩ
 - R2 = 10 kΩ
- Comparador de 36 V:
 - R1 = 56 kΩ
 - POT = 10 kΩ
 - R2 = 10 kΩ
- Comparador de 38 V:
 - R1 = 56 kΩ
 - POT = 20 kΩ
 - R2 = 10 kΩ
- Comparador de 42 V:
 - R1 = 68 kΩ
 - POT = 10 kΩ
 - R2 = 10 kΩ

5.7 COMPRESIÓN DE LOS LAZOS DE CONTROL

Antes de meterse de lleno con el diseño del conjunto del control, es conveniente comprender y verificar el funcionamiento de cada una de las partes que lo componen.

Como ya adelanté en el apartado 4.6.4 del presente proyecto, la estrategia de control escogida es la de control en corriente de pico.

En este caso, vamos a tener 2 lazos de control: uno interno de corriente y uno exterior de tensión. El lazo de corriente hará que el convertidor funcione como una fuente de corriente controlada por la tensión generada en el lazo externo.

Inicialmente comprobaré el correcto funcionamiento de un lazo de corriente para un convertidor, en concreto un buck. Se puede comprobar también para un convertidor boost, pero debido a que su funcionamiento será idéntico y por simplicidad, lo particularizaré únicamente para un convertidor reductor.

Tras haber entendido el funcionamiento del lazo interno, procederé a añadirle un lazo externo y comprobaré su funcionamiento, a modo de ejemplo para un mejor entendimiento del conjunto de control.

En estos casos no daré detalles del diseño de los componentes cruciales para llevar a cabo un buen control. El objetivo simplemente es entender el comportamiento del control en modo de corriente de pico.

5.7.1 LAZO DE CORRIENTE

El circuito electrónico que conforma el lazo de corriente para simularlo de manera independiente al lazo externo se puede ver en la Ilustración 44.

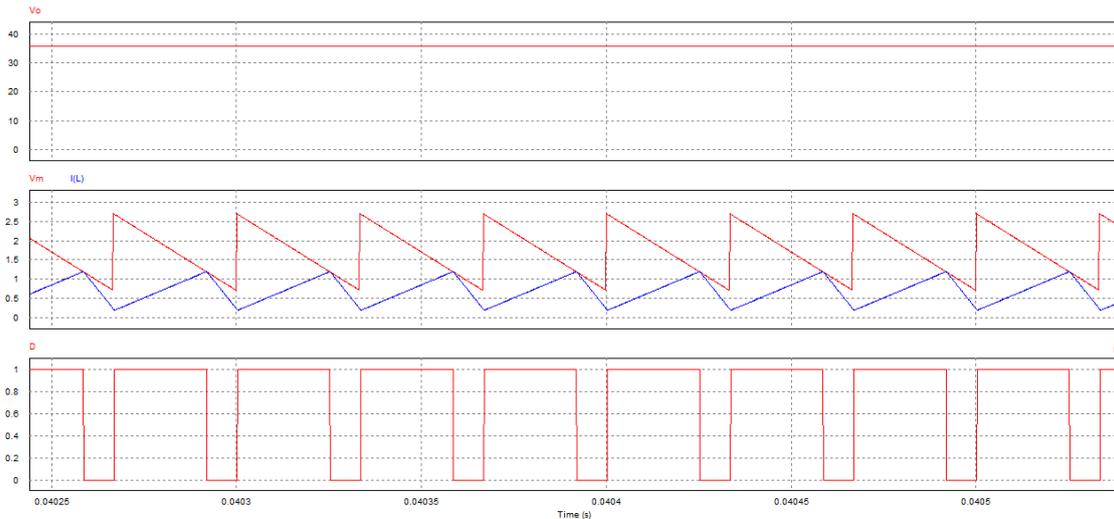


Ilustración 45: Simulación del lazo de corriente

He decidido tomar un valor en el estacionario para poder observar con detalle el correcto funcionamiento de la generación del ciclo de servicio cuando la corriente por la inductancia corta a la tensión de control compensada en pendiente. Como se puede ver, la tensión de salida es la deseada.

Tras tener claro el funcionamiento del lazo de corriente, puedo pasar a la implementación de un lazo externo de tensión para fijar la referencia de manera autónoma.

5.7.2 LAZO DE TENSIÓN

Para poder controlar la tensión de control, es necesario realimentar la tensión de salida y compararla con una referencia en un amplificador de error. Si la tensión de salida es inferior a la referencia, la salida del amplificador de error aumentará y si es al contrario, disminuirá hasta que se encuentre el equilibrio y se obtenga en la salida una tensión igual a la de referencia.

El amplificador de error llevará una red de impedancias (formando un controlador de tipo 2, como ya adelanté en el apartado 4.7.3) que tendrán que ser diseñadas en base al diagrama de bode de la planta. Este diseño lo abordaré con mayor detalle cuando me encuentre con el circuito integrado.

A la salida del amplificador de error se le restará la compensación de pendiente y se le comparará con la corriente de la inductancia, ya dentro del lazo interno de corriente.

El circuito resultante es el que se muestra en la Ilustración 46.

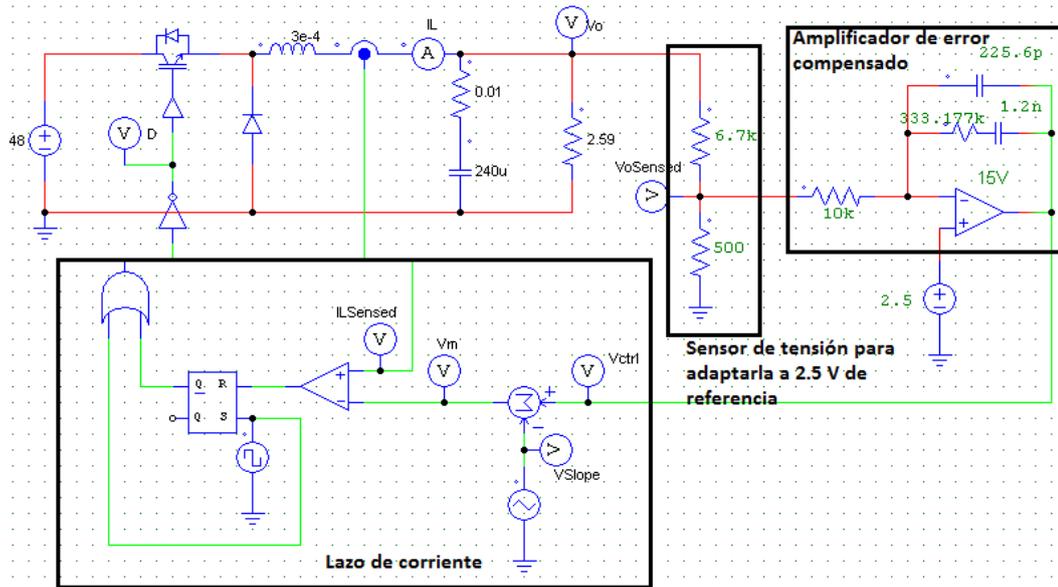


Ilustración 46: Circuito de simulación de los lazos de tensión y corriente

A continuación, en la Ilustración 47, muestro la simulación resultante de simular el control en su conjunto.

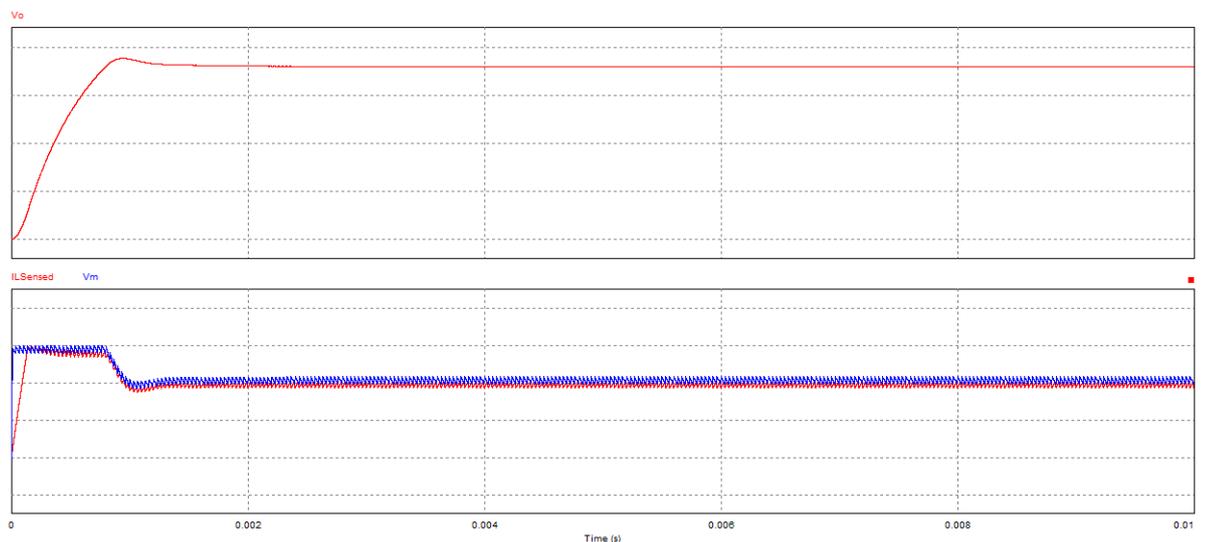


Ilustración 47: Simulación de los lazos de tensión y corriente

Como se puede ver, inicialmente la tensión de salida es 0, por lo que la señal de control asciende rápidamente hasta la saturación del amplificador para intentar aumentar la tensión tan rápido como sea posible. En el momento en el que la tensión de salida rebasa los 36 V, sale de saturación y

la señal de control desciende y se estaciona en torno al valor que provocará tener en el convertidor la corriente necesaria para tener los 36 V de salida.

La saturación del amplificador se puede prevenir con un arranque en rampa o con un compensador con adelanto de fase (realimentando también la derivada de la salida para que sea más rápido).

5.8 CIRCUITO INTEGRADO UCx84x

Para llevar a cabo la implementación de todo lo visto en el apartado anterior, es necesario escoger un circuito integrado que haga tal función.

La familia de los UCx84x puede realizar control en corriente de pico. Además, dispongo de un modelo para poder llevar a cabo su simulación en PSIM, por lo que emplearé un integrado de esta serie.

En este apartado procederé a diseñar los elementos externos necesarios en base a la información obtenida en su datasheet [12] para su correcto funcionamiento, prestando especial atención a aspectos como la ganancia del sensor de corriente, compensación de pendiente o elementos del compensador.

5.8.1 SELECCIÓN DEL MODELO

Esta serie de integrados está compuesta por diversos modelos. Unos están orientados al control de convertidores CC/CC y otros a convertidores CA/CC, que viene dado por un mayor o menor rango de histéresis en la alimentación (Undervoltage Lockout). Además, hay algunos que tienen el ciclo de servicio limitado al 50% y otros que pueden dar el 100%. Otro factor de elección es el rango de temperaturas en los que pueden trabajar. En la Tabla 12 muestro todos ellos.

APLICACIÓN		RANGO DE TEMPERATURA	CICLO DE SERVICIO MÁXIMO
AC - DC	DC - DC		
UC1842	UC1843	-55°C a 125°C	100%
UC2842	UC2843	-40°C a 85°C	
UC3842	UC3843	0°C a 70°C	
UC1844	UC1845	-55°C a 125°C	50%
UC2844	UC2845	-40°C a 85°C	
UC3844	UC3845	0°C a 70°C	

Tabla 12: Familia de integrados UCx84x

Se trata de un diseño de un convertidor CC/CC, por lo que los modelos UCx842 y UCx844 quedan descartados.

El ciclo de servicio máximo que vamos a tener va a ser cercano al 100%, como ya adelanté en el apartado 5.1.5.1. Además, no vamos a necesitar limitar el ciclo de servicio por debajo del 50% como podría suceder en convertidores conmutados de excitación bidireccional como el push – pull, semipuente o puente completo. Por ello, los UCx845 quedan también descartados.

Por último, debo considerar el rango de temperaturas de funcionamiento en los que se encontrará. A mi parecer, al tratarse de un vehículo eléctrico es posible que se pueda guardar o estacionar en la calle, que en invierno adquiere temperaturas muy bajas (por debajo de los 0°C). Por ello, el rango de temperaturas de 0°C a 70°C, por precaución, lo descarto. Considero que el rango de temperaturas de -40°C a 85°C cubre perfectamente el ambiente en el que se moverá el vehículo.

Por todo esto, el modelo escogido es el UC2843 de Texas Instruments.

5.8.2 ALIMENTACIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO

Se debe aplicar una tensión de alimentación superior a los 8,4 V establecidos por la histéresis de alimentación del integrado (UVLO). Además, se debe ser capaz de dar 0,1 mA de corriente para el arranque y aportar corrientes necesarias para el funcionamiento del resto del circuito.

La tensión de alimentación, según el diagrama aportado por el fabricante está limitada superiormente por 34 V.

Por todo esto, alimentaré al UC2843 directamente con la tensión de 15 V proporcionada por el convertidor CC/CC de alimentación ya explicado en el apartado 5.5.

5.8.3 OSCILADOR

El oscilador será el que nos genere la señal de reloj con la cual se establecerá la frecuencia de conmutación. La configuración de los pines implicados en el oscilador es como se muestra en la Ilustración 48.

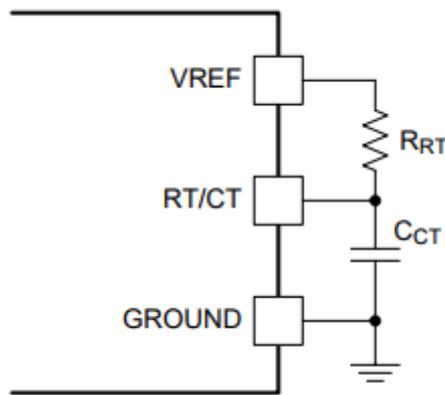


Ilustración 48: Configuración del oscilador

El condensador CCT se va a ir cargando a una velocidad determinada por el valor de RRT. Cuando la carga del condensador llegue a un cierto valor, internamente lo descargará para dar paso al siguiente ciclo generando así la señal de reloj.

Se debe tener en cuenta el factor del tiempo de descarga del condensador o “deadtime”. Cuanto mayor sea el condensador, mayor deadtime va a tener, lo cual va a limitar el ciclo de servicio máximo. Teniendo en cuenta que el convertidor que me encuentro diseñando va a tener ciclos de servicio muy cercanos a 1, conviene que este condensador sea el menor posible para no limitarlo en exceso. El condensador mínimo que recomienda el fabricante es de 1 nF, por lo que será el que escoja.

Según las gráficas aportadas en el datasheet, el deadtime estimado para este condensador es de 0,3 μ s. Con este tiempo, el ciclo de servicio máximo que se puede alcanzar será el siguiente:

$$D_{MAX} = 1 - (t_{deadtime} \cdot f_{OSC}) = 1 - (0,3 \cdot 10^{-6} \cdot 30000) = 0,991$$

Para calcular el valor de la resistencia, se recurre a la siguiente relación:

$$f_{OSC} = \frac{1,72}{R_{RT} \cdot C_{CT}} \rightarrow R_{RT} = \frac{1,72}{f_{OSC} \cdot C_{CT}} = \frac{1,72}{30000 \cdot 10^{-9}} = 57333,33 \Omega$$

Se debe redondear este valor obtenido a una resistencia normalizada para su posterior construcción. Además, conviene colocar un potenciómetro en serie para poder ajustar correctamente la frecuencia en el caso de que los cálculos no sean del todo exactos.

El valor normalizado más cercano a la resistencia obtenida es de 56 k Ω , por lo que opto por una resistencia de este valor y un potenciómetro de 5 k Ω .

Debido al bajo valor de condensador escogido para el oscilador, es posible que se lleguen a acoplar ruidos indeseados e interfiera en la generación de la frecuencia deseada. Para ello, es recomendable colocar un diodo Schottky desde el pin de GROUND hasta el de OUTPUT.

Es conveniente también colocar un condensador de $0,1 \mu\text{F}$ tan cercano al pin VREF como sea posible para eliminar posibles ruidos.

5.8.4 AMPLIFICADOR DE ERROR

5.8.4.1 COMPENSADOR

Uno de los aspectos más importantes en el diseño del control es el que atañe a las impedancias del amplificador de error compensado, ya que serán las que traten de dotar al sistema de estabilidad y buena respuesta transitoria.

En primer lugar, se debe tener en conocimiento cómo implementa el UC2843 el amplificador de error. La Ilustración 49 lo muestra.

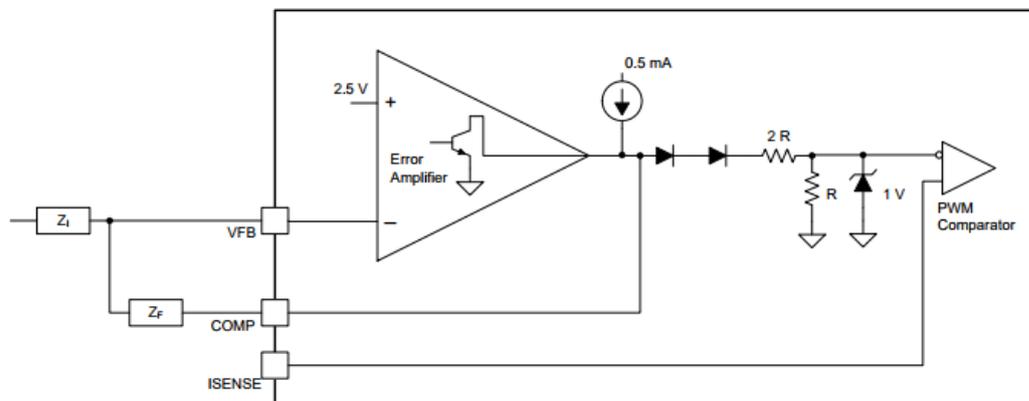


Ilustración 49: Configuración del amplificador de error

Las impedancias Z_i y Z_f de la imagen se corresponden con las del controlador de tipo 2, como se puede ver en la Ilustración 50.

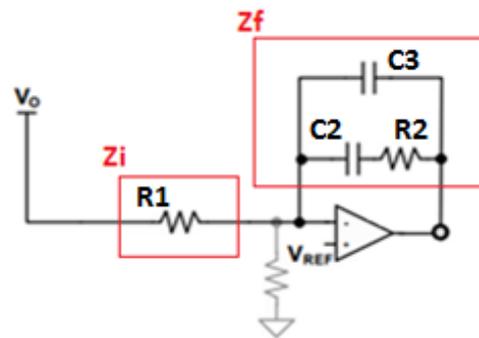


Ilustración 50: Impedancias en el compensador de tipo 2

Internamente, se puede apreciar como la tensión de referencia es de 2,5 V (importante a la hora de diseñar el sensor de tensión) y que la salida del amplificador de error está limitada a 1 V. Las resistencias 2R y R tienen la función de escalar la tensión obtenida en el amplificador de error, ya que por la limitación de 1 V se perdería mucha acción de control.

En el comparador PWM se introducirá también un valor de tensión proporcional a la corriente que fluye por la inductancia.

Como ya se expuso en el apartado 4.7, para diseñar las impedancias de compensación es necesario tener conocimiento de la función de transferencia de la planta que vamos a controlar y así poder ajustar los polos y los ceros del compensador.

Por suerte, con la herramienta SmartCtrl de PSIM se puede diseñar el compensador de un convertidor con control en tensión o corriente media sin necesidad de tener especial conocimiento de su función de transferencia.

Como el control en corriente de pico no se encuentra entre las opciones, la otra vía restante es realizarle al circuito en lazo abierto un barrido en frecuencia “AC Sweep”. Esto nos generará el diagrama de bode aproximado del sistema, el cual se puede exportar a la herramienta SmartCtrl y comenzar a diseñar el controlador.

El convertidor en cascada va a funcionar como elevador y como reductor, por lo que es necesario considerar ambas plantas y diseñar un compensador que cumpla el criterio de estabilidad para ambas. Otra opción sería diseñar 2 compensadores y hacer un control de estructura variable o incluso emplear 2 circuitos integrados, pero lo veo en absoluto necesario, dado que con 1 solo integrado y 1 compensador el funcionamiento puede ser correcto.

Antes de generar los bodes, es bueno tener en conocimiento donde se van a situar los polos y los ceros de las plantas para corroborar que el diagrama

de bode generado es correcto. Empleando las ecuaciones del apartado 4.7.2 obtengo las siguientes frecuencias:

- Convertidor buck:
 - o Cero: 117,025 kHz
 - o Polo con R máxima: 11,287 Hz
 - o Polo con R mínima: 225,92 Hz
- Convertidor boost:
 - o Cero: 117,025 Hz
 - o Polo con R máxima: 22,57 Hz
 - o Polo con R mínima: 451,84 Hz
 - o Cero RHP con ciclo de servicio mínimo y R mínima: 1,374 kHz
 - o Cero RHP con ciclo de servicio mínimo y R máxima: 27,5 kHz
 - o Cero RHP con ciclo de servicio máximo y R mínima: 278,24 Hz
 - o Cero RHP con ciclo de servicio máximo y R máxima: 5,57 kHz

Se debe realizar el barrido en frecuencia del funcionamiento de la planta en lazo abierto, es decir, sin el lazo externo de tensión y aportándole manualmente la tensión de referencia para obtener 36 V a la salida, tal y como realicé en el apartado 5.7.1. En serie con esta referencia, se colocará una señal senoidal que supondrá la perturbación del sistema en el rango de frecuencias que se indique en el control AC SWEEP. PSIM generará así el diagrama de bode del convertidor.

El rango de frecuencias debe ser suficiente como para que se vea el primer polo del sistema pero no debe superar los 7,5 kHz aproximadamente (un cuarto de la frecuencia de conmutación), ya que suele haber problemas de muestreo en frecuencias superiores que interfieren en la correcta realización del diagrama de bode. Hasta los 7,5 kHz se tendrá información suficiente como para diseñar el compensador.

Este modo de control tiene la particularidad de que la frecuencia de corte permanece prácticamente invariante ante cambios en la carga. Esto es debido a que, a mayor carga, el polo va a estar en una frecuencia menor (inversamente proporcional a R), pero a su vez la ganancia se incrementará (proporcional a R), por lo que la frecuencia de corte apenas variará. Por ello, no tiene demasiada importancia la carga con la que sea generada el diagrama de bode en cada caso. Los generaré con la carga más lenta (51,84 Ω).

Los diagramas de bode generados son los que se muestran en la Ilustración 51.

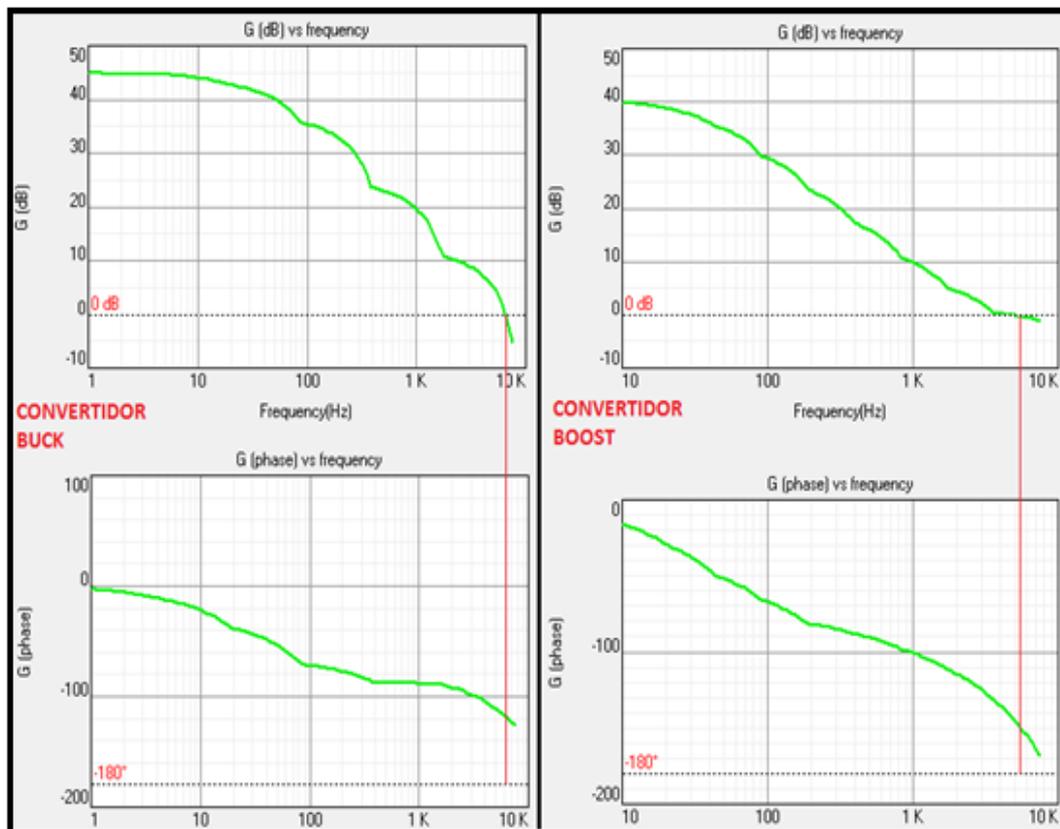


Ilustración 51: Diagramas de bode en buck y boost generados

SmartCtrl nos permite seleccionar la frecuencia de corte deseada, el margen de fase y la atenuación para calcular el compensador. Para el convertidor boost tenemos que, para obtener un margen de fase y atenuaciones adecuados, el sistema debe ser bastante más lento (frecuencia de corte menor) que para un convertidor buck, como se muestra en la Ilustración 52.

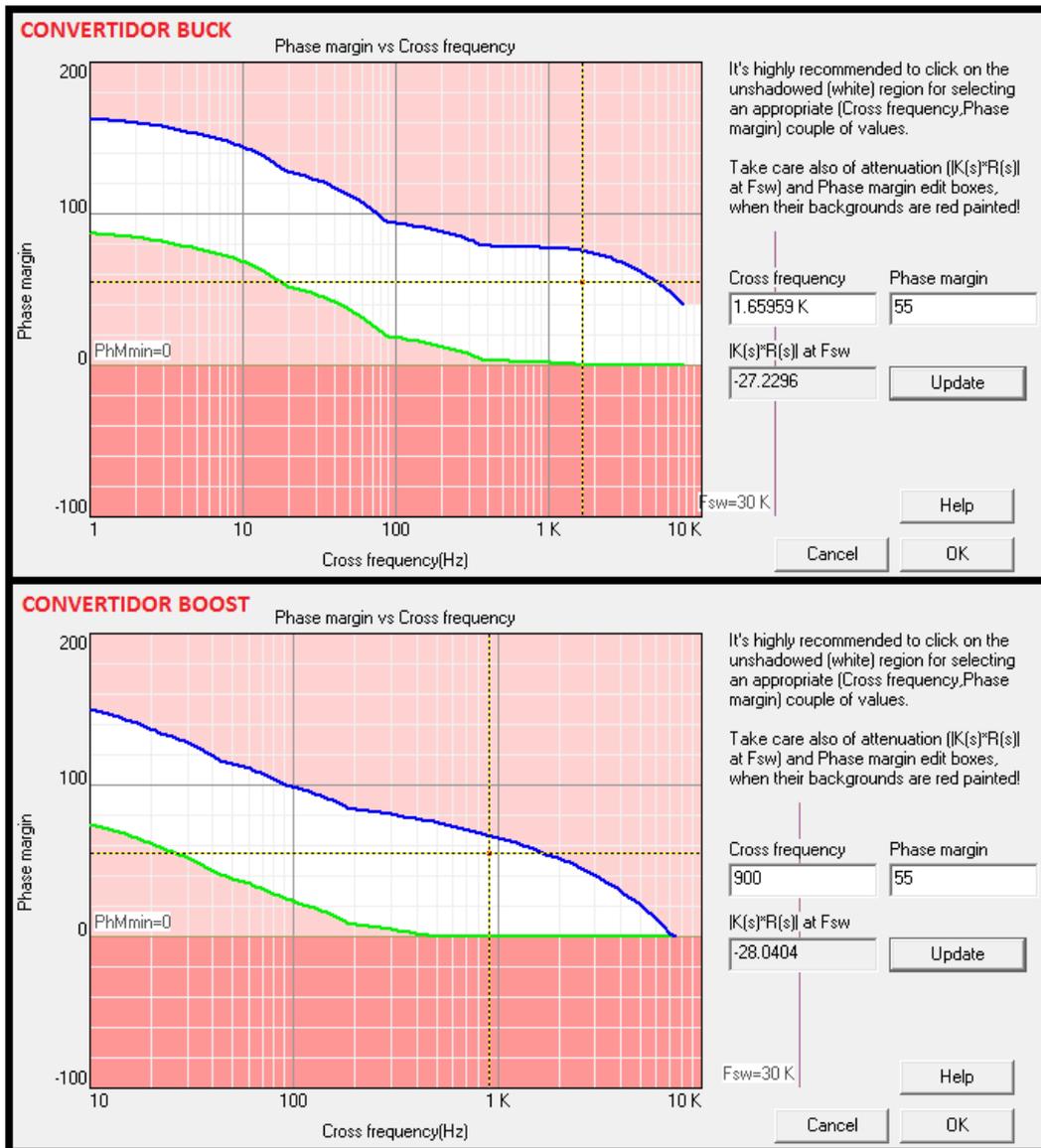


Ilustración 52: Selección de la frecuencia de corte en SmartCtrl

No será necesario prestar especial atención a los sobrepasos causados en los transitorios debido a las características del circuito selector diseñado, ya que si el sobrepico llega a los 38 V (un 5,5%) entrará el modo freno y no debería superar este valor.

Dicho todo esto, se diseña el compensador con una frecuencia de corte de 500 Hz, margen de fase de 55° y una atenuación de la frecuencia de conmutación de 48 dB. El hacerlo tan lento permitirá que el convertidor boost no se desestabilice y tenga también características aceptables.

Los parámetros de las impedancias obtenidos son los siguientes:

- $R1 = 10 \text{ k}\Omega$

- $R2 = 12,92 \text{ k}\Omega$
- $C2 = 74,11 \text{ nF}$
- $C3 = 9,2 \text{ nF}$

Se deben escoger valores normalizados para estos elementos para su posterior construcción. Los valores escogidos finalmente son los siguientes:

- $R1 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R2 = 12 \text{ k}\Omega$
- $C2 = 100 \text{ nF}$
- $C3 = 10 \text{ nF}$

5.8.4.2 SENSOR DE TENSIÓN

Para realimentar la tensión, es necesario emplear un divisor resistivo de tensión. La tensión de referencia del amplificador de error es de 2,5 V y la deseada en la salida es de 36 V, por lo que la ganancia del sensor debe ser la siguiente:

$$G_{sensor} = \frac{2,5V}{36V} = 0,0694$$

Para dimensionar las resistencias del divisor, fijo la inferior ($R2$) en 10 $\text{k}\Omega$ y calculo la superior ($R1$):

$$R1 = \frac{10000}{0,0694} - 10000 = 134092,2 \Omega$$

El valor normalizado inmediatamente inferior es de 120 $\text{k}\Omega$, por lo que insertaré un potenciómetro en serie con $R1$ para ajustar con precisión el divisor de tensión. Finalmente, los valores escogidos para el divisor de tensión son:

- $R1 = 120 \text{ k}\Omega$
- POT = 20 $\text{k}\Omega$
- $R2 = 10 \text{ k}\Omega$

5.8.4.3 PROBLEMÁTICA DE LA ACCIÓN DE CONTROL CON FRENADO REGENERATIVO

Uno de los mayores problemas encontrados en el diseño del control se debe al sentido de circulación de la corriente por el convertidor.

Para explicarlo mejor, me baso en la gráfica de la Ilustración 53.

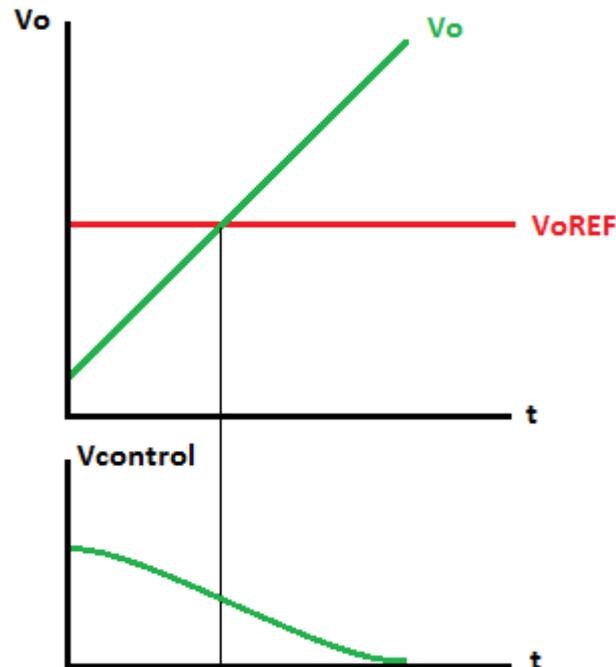


Ilustración 53: Tensión de salida vs señal de control

En la lógica de control que emplea el circuito integrado, se compara la tensión de salida con la tensión de referencia de 2,5 V. Esto se traduce en que si la señal de salida es menor que la de referencia, la señal de control generada para compararla con la corriente de la inductancia aumentará. Si por el contrario la tensión de salida es mayor que la de referencia, la señal de control generada disminuirá.

Todo esto supone para nuestro convertidor entregar más energía al condensador cuando la tensión de salida es menor que la referencia, y entregar menos energía cuando ocurre al contrario, lo cual es lógico.

El problema surge cuando es el motor el que nos está entregando energía. Si la tensión de salida es menor que la referencia, la señal de control será mayor y el convertidor entregará más energía a su salida, que en este modo es el banco de ultracondensadores. Es decir, le extraerá más energía al condensador y la tensión disminuirá aún más, por lo que se trata de una acción de control contradictoria con el objetivo final. De igual manera, si la tensión en la salida es mayor que la referencia, el convertidor extraerá menos energía debido a que la acción de control es menor y la tensión en el condensador seguirá aumentando.

La solución a esto es invertir el control cuando nos encontramos en un frenado regenerativo.

Explicado de manera más clara, se trata de conseguir que, mientras se reciba energía de los motores, si la tensión de salida es inferior a la referencia, el convertidor extraiga menos energía del condensador. Si se extrae menos energía de la que le llega de los motores, su tensión aumentará. Por el contrario, si la tensión de salida es mayor a la de la referencia, la señal de control tendrá que aumentar para que el convertidor extraiga más energía del condensador. Si se le extrae más energía de la que le llega del frenado regenerativo, su tensión disminuirá.

Para ilustrar el caso, supongamos que la tensión en el condensador de salida baja hasta los 32 V y se recibe un frenado regenerativo. Con la acción de control normal que tenemos, la tensión continuaría descendiendo porque se le extrae más energía. Por el contrario, si se invierte, se extrae menos energía, por lo que su tensión podría volver a subir y el control lo volvería a llevar a los 36 V deseados. Muestro todo esto en la Ilustración 54.

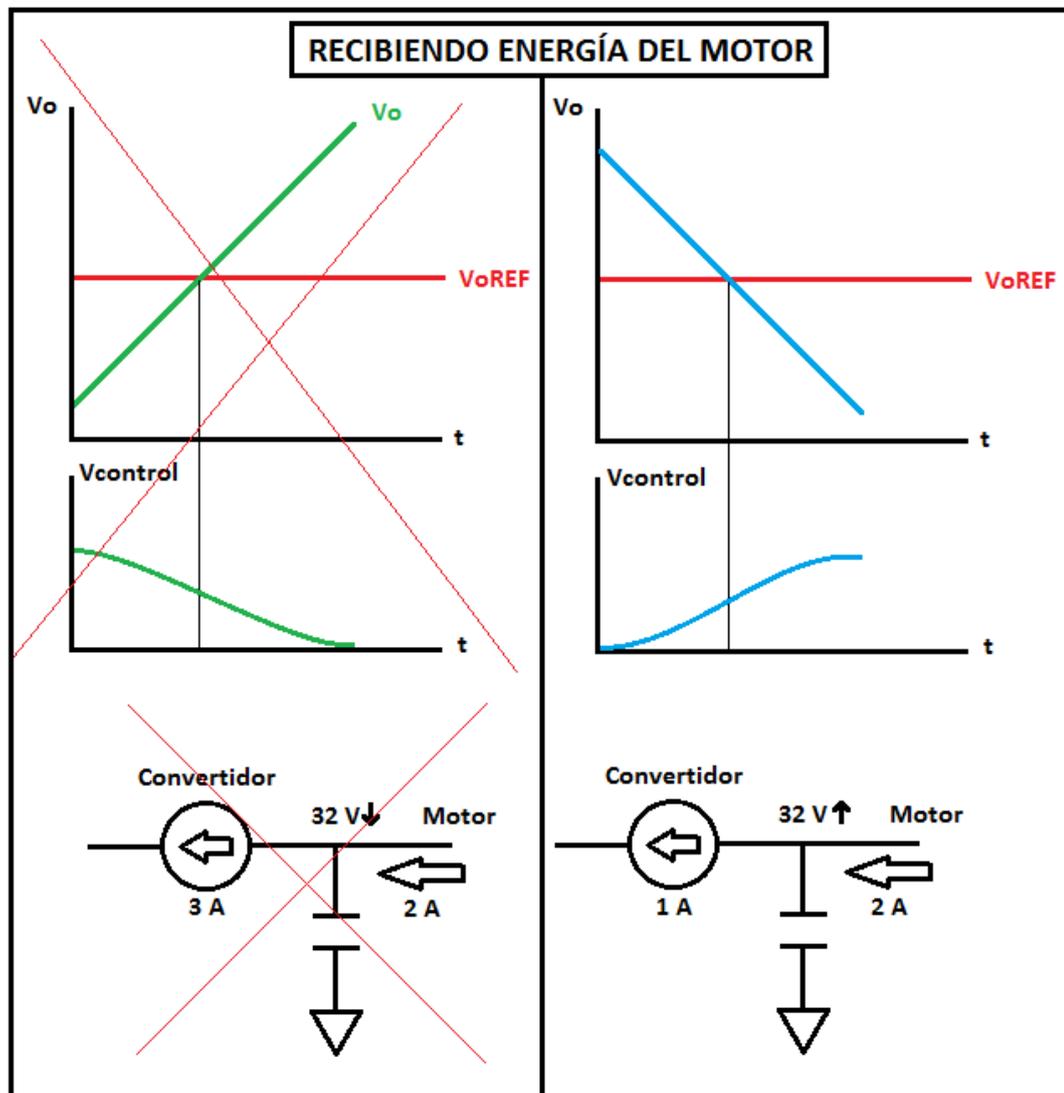


Ilustración 54: Solución a la problemática de control

Una forma de lograr la inversión en el control deseada sería intercambiar la referencia y la tensión de salida de terminales en el amplificador de error cuando se estuviera recibiendo energía del motor. De esta manera, cuando la tensión de salida fuera menor que la referencia, la señal de control sería mínima. El circuito integrado con el que me encuentro trabajando tiene la referencia interna, por lo que este intercambio no se podrá realizar.

Otra opción sería la siguiente: cuando se reciba energía del motor, la referencia no se debe comparar con V_o , sino con $2V_{ref} - V_o$. Con esto se logrará que la señal de control vaya acorde con las necesidades de nuestro sistema, como muestro en la Ilustración 54.

La forma de implementar todo lo anterior sería mediante un amplificador operacional funcionando como restador. En su terminal negativo se le introduce la tensión de salida escalada, y en el positivo el doble de la tensión de referencia. Esta última tensión es de 5 V, por lo que se podrán emplear los 5 V generados por el circuito de alimentación. Como la ganancia debe ser unitaria, todas las resistencias del restador las fijaré iguales y en un valor de 10 k Ω . Muestro el circuito resultante en la Ilustración 55.

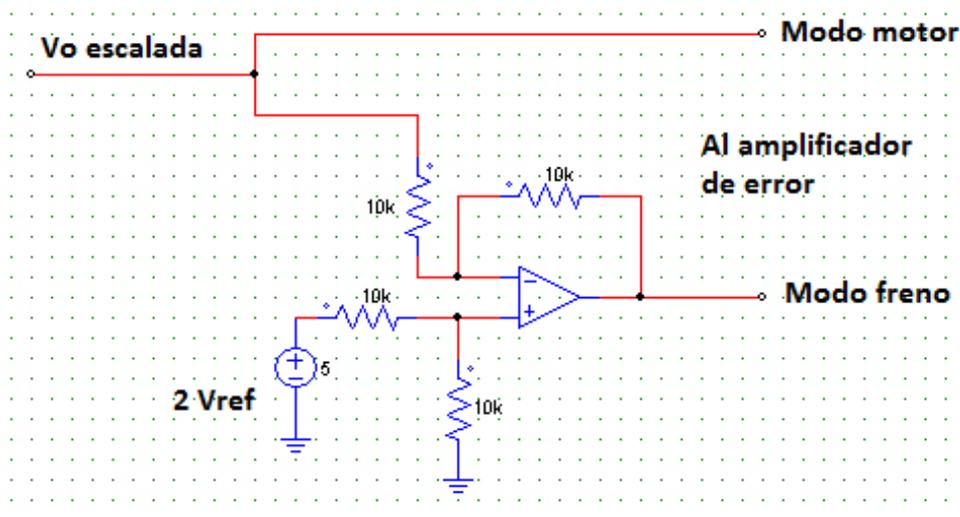


Ilustración 55: Implementación de la solución a la problemática de control

Para seleccionar cuál de las 2 se debe introducir al amplificador de error, se puede tomar del circuito de selección de polos una señal que nos indique en qué modo estamos e introducirse como entrada de selección a un multiplexor analógico 2:1. El seleccionado es el modelo CD4053BE. Se alimentará con 5 V para que pueda interpretar correctamente la señal de

control digital que proviene del freno. Consta a su vez de 3 multiplexores 2:1 internos, por lo que solo se tendrá que emplear uno (canal A, por ejemplo).

5.8.5 SOFT START

Con el objetivo de proporcionar un arranque del sistema de control que no sea muy agresivo, se puede implementar externamente al circuito integrado un arranque en rampa o soft start. De esta manera el ciclo de servicio irá aumentando gradualmente y se podrán evitar grandes sobrepasos en el transitorio inicial de la tensión de salida a causa del gran error inicial.

La forma de implementarlo que aporta el fabricante es la que se muestra en la Ilustración 56.

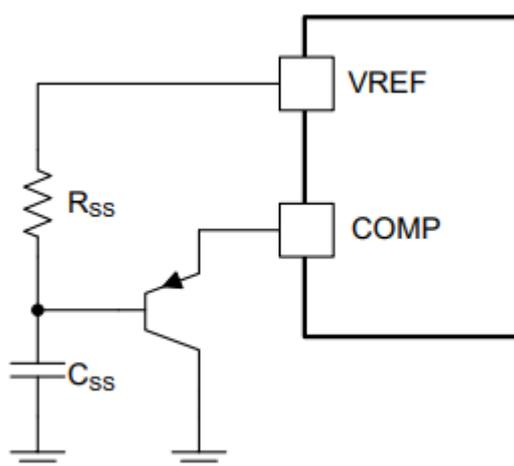


Ilustración 56: Implementación del soft start

Será necesario un transistor, una resistencia y un condensador. Para calcular el valor de R_{ss} y C_{ss} he empleado el modelo de simulación en PSIM. Cuanto mayor sea C_{ss} , más lento será el arranque y el sobrepaso será menor. Con una resistencia de 10 k Ω y un condensador de 0,1 F los resultados son bastante buenos, pero los condensadores de este valor soy muy caros y no merece la pena. Por ello, he decidido bajar el valor del condensador hasta 10 mF, cuyo precio es más asequible y el transitorio inicial no empeora en exceso, además de venir limitado a unos 38 V debido a la banda de control que se diseñó en el circuito selector, en la cual se introduce el freno y se ayuda a que la tensión en el condensador no aumente.

El transistor empleado será el modelo 2N2222.

5.8.6 SENSOR DE CORRIENTE

5.8.6.1 GANANCIA DEL SENSOR

Para llevar a cabo el control en corriente de pico se debe introducir en el pin ISENSE una tensión proporcional a la corriente que circula por la inductancia para compararla con la tensión de control y así generar el ciclo de servicio.

La corriente se puede medir con un sensor Hall, pero se tendrá que ajustar la ganancia para que vaya acorde con la señal de control. Otra opción podría ser la de emplear un amplificador diferencial, reduciendo al máximo la señal en modo común y obteniendo a la salida la señal diferencial con la ganancia deseada.

La salida del amplificador de error compensado está limitada a 1 V. Esto quiere decir que el pico de corriente va a estar limitado también a ese valor. Por ello, si se quieren obtener los 36 V para todo el rango de corrientes posibles que vamos a tener según las condiciones de funcionamiento, se tendrá que escalar la corriente de la siguiente manera:

$$G_{SENSOR} = \frac{V_{lim}}{I_{peak,max}}$$

La corriente de pico máxima se puede calcular a partir de la corriente media por la inductancia y de la variación de corriente en función de la L.

La corriente media máxima ya se calculó en el apartado 5.1.5.4. Se dará cuando se funcione en modo elevador, la tensión de entrada sea de 16 V y la carga máxima (500 W), siendo el ciclo de servicio de 0,556. Tiene un valor de 31,25 A.

Para este caso, la ecuación que describe la variación de corriente en la inductancia es la que se muestra a continuación. Lo calculo:

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot DT}{L} = \frac{16 \cdot 0,556}{30000 \cdot 3 \cdot 10^{-4}} = 0,988 \text{ A}$$

La corriente máxima será entonces:

$$I_{L,peak,max} = I_{L,media} + \frac{\Delta i_L}{2} = 31,25 + \frac{0,988}{2} = 31,74 \text{ A}$$

Con esto, ya se puede calcular la ganancia que tendrá que tener el sensor hall de corriente:

$$G_{SENSOR} = \frac{V_{lim}}{I_{peak,max}} = \frac{1}{31,74} = 0,0315$$

De todas formas, se debe tener en cuenta también a la compensación de pendiente, la cual reducirá ligeramente el valor de 1 V de limitación (o aumentará el valor de la corriente, dependiendo de cómo se implemente). Por ello, considero oportuno reducir ligeramente la ganancia del sensor y fijarla en un valor de 0,03.

Si la ganancia del sensor fuera mayor, el controlador no permitiría ascender a la corriente hasta los valores que debería adquirir en determinadas condiciones para mantener los 36 V de salida y la tensión disminuiría.

5.8.6.2 SELECCIÓN DEL SENSOR

El sensor Hall seleccionado es el LTSR 15 – NP de LEM, el cual nos cubre todo el rango de corrientes posibles en la inductancia.

De forma analítica, la ecuación de la tensión V_{out} es la que se muestra a continuación, siendo I_p la corriente instantánea que circula por el sensor e I_{PN} la corriente nominal eficaz del primario (15 At):

$$V_{OUT} = 2,5 + 0,625 \cdot \frac{I_P}{I_{PN}} = 2,5 + 0,04 \cdot I_P$$

La relación entre la corriente I_p y la tensión necesaria en el pin ISENSE viene dada en función de la ganancia calculada anteriormente:

$$V_{ISENSE} = 0,03 \cdot I_P$$

Juntado igualando I_p en ambas obtenemos la relación entre la tensión deseada en ISENSE y la proporcionada por el sensor Hall:

$$V_{ISENSE} = 0,72 \cdot (V_{OUT} - 2,5)$$

El diagrama de bloques de la Ilustración 57 muestra el proceso a seguir.

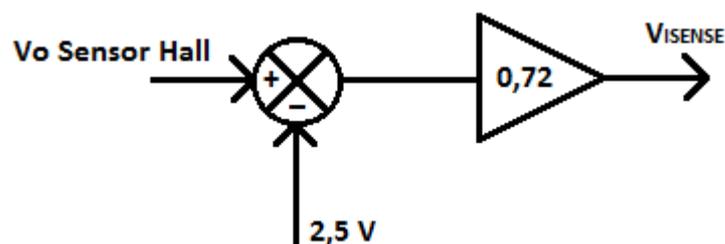
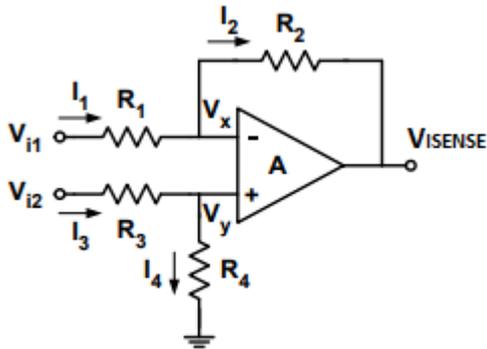


Ilustración 57: Acondicionamiento de la señal del sensor Hall

Esto se puede conseguir mediante un restador. La configuración y expresión son las que se muestran en la Ilustración 58, siempre y cuando $R1 = R3$ y $R2 = R4$.



$$V_{ISENSE} = \frac{R2}{R1} \cdot (V_{(+)} - V_{(-)})$$

Ilustración 58: Circuito restador

En el terminal negativo se introducirá una tensión de alimentación de 5 V escalada con un divisor de tensión de ganancia 0,5 para obtener 2,5 V. En el terminal positivo se introducirá la tensión obtenida del sensor Hall.

Para completar la relación, se tiene que obtener $R2/R1 = 0,72$. Para ello, decido fijar $R2 = R4 = 10 \text{ k}\Omega$. De esta manera, se obtiene un valor de $R1 = R3$ de $13888,89 \text{ }\Omega$. Colocaré un valor de $R1$ normalizado de $12 \text{ k}\Omega$ y un potenciómetro o resistencia variable de $2,5 \text{ k}\Omega$ para realizar el ajuste con precisión.

5.8.6.3 VALOR ABSOLUTO DE LA CORRIENTE

A la hora del diseño se debe tener en cuenta también lo que sucede cuando el motor entrega energía en un frenado regenerativo. En este caso, la corriente circulará por la inductancia en el otro sentido y la señal tras el acondicionamiento realizado de la tensión del sensor hall será negativa. Este circuito integrado no genera señales de control negativas, por lo que en el comparador PWM no se podrá introducir esta tensión, ya que el control sería incorrecto.

Para subsanar este aspecto, se debe colocar un circuito electrónico que nos proporcione en todo momento el valor absoluto de la tensión dada por el sensor. De esta manera se introducirán en el circuito integrado siempre valores positivos y el control se podrá llevar a cabo sin problema. El circuito propuesto para generar el valor absoluto de la tensión es el que se muestra en la Ilustración 59.

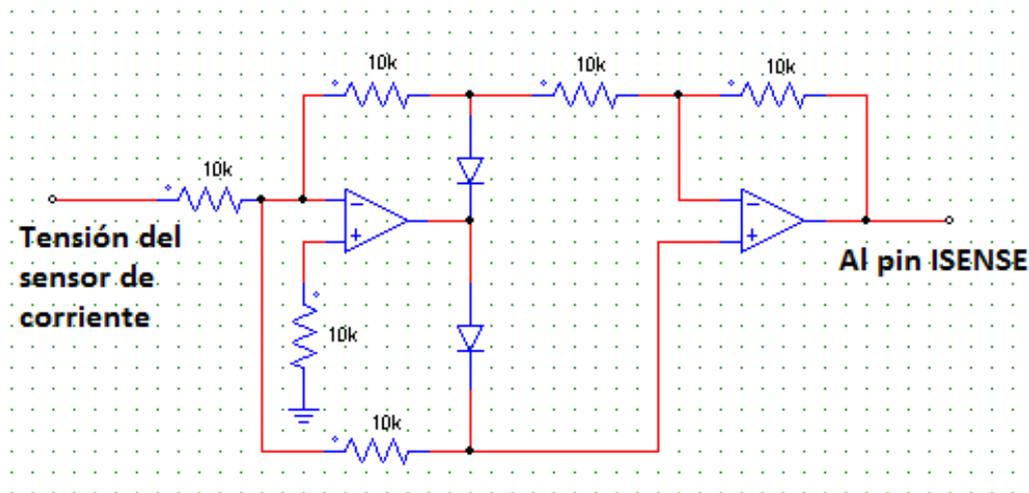


Ilustración 59: Configuración de circuito de valor absoluto

5.8.7 COMPENSACIÓN DE PENDIENTE

Como ya se explicó en el apartado 4.6.3.3, en un modo de control en corriente de pico es de vital importancia añadir una compensación de pendiente al control.

Para añadir esta compensación, se presentan 2 opciones:

- Restar la pendiente a la tensión de control. Esta forma queda descartada debido a que es interna al circuito integrado.
- Añadir la pendiente a la corriente medida. Esta es la forma que emplea el fabricante, ya que la corriente medida en la inductancia sí que es accesible de forma externa.

Siguiendo la nota de aplicación [13], procedo a realizar el diseño de la compensación.

La configuración que deben adquirir los componentes externos se muestra en la Ilustración 60.

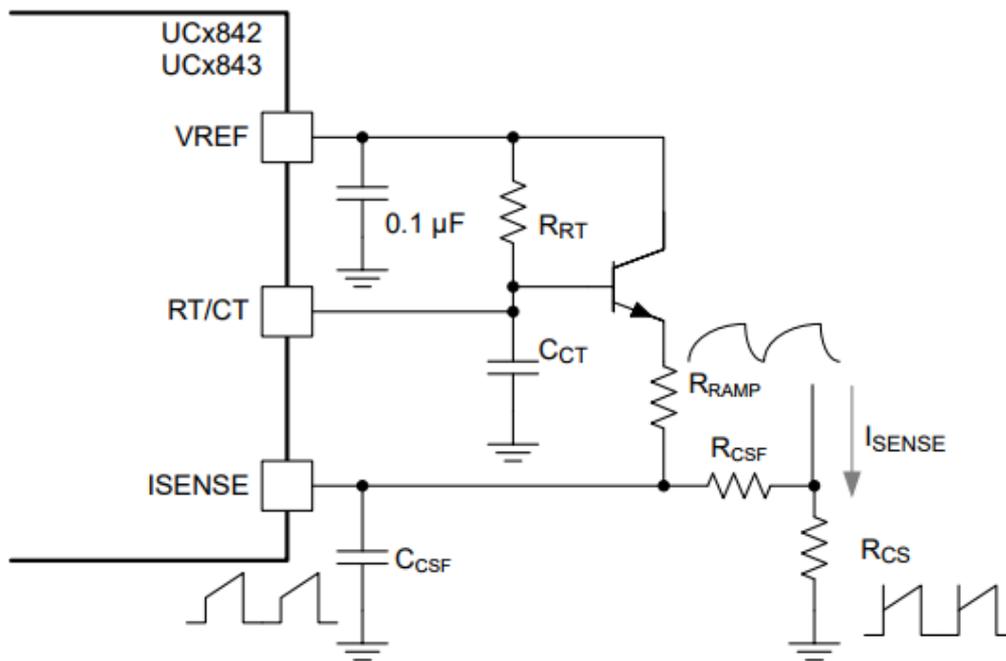


Ilustración 60: Implementación de la compensación de pendiente

En nuestro caso, la resistencia R_{CS} es inexistente debido a que la toma de corriente se realiza mediante un sensor Hall. Esta configuración aprovecha la rampa generada por el oscilador para añadirse a la tensión que se introduce en el pin I_{SENSE} mediante un divisor de tensión conformado por R_{CSF} y R_{RAMP} . Además, la resistencia R_{CSF} conforma junto con el condensador C_{CSF} un filtro paso bajo para eliminar picos en la corriente causados por la conmutación de los polos y así evitar que el control pueda confundirlos con el pico de la corriente.

Para calcular los valores del divisor de tensión, en primer lugar se debe calcular la pendiente de bajada de la corriente en la inductancia. En este convertidor vamos a tener diversos casos de funcionamiento, por lo que hay que considerar todos ellos y colocarnos en el más restrictivo:

- Funcionamiento como reductor:
Para obtener la pendiente de la corriente de bajada en el inductor se aplica la siguiente expresión:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_o}{L} = \frac{36}{3 \cdot 10^{-4}} = 120000 \text{ A/s}$$

- Funcionamiento como elevador:
En este caso, la expresión con la que se obtiene es la siguiente:

$$\frac{di}{dt} = \frac{Vi - Vo}{L}$$

Va a haber 2 tensiones extremas de entrada, por lo que me pongo en ambos casos:

- Con $V_i = 16$ V:

$$\frac{di}{dt} = \frac{|Vi - Vo|}{L} = \frac{|16 - 36|}{3 \cdot 10^{-4}} = 66666,67 \text{ A/s}$$

- Con $V_i = 35$ V:

$$\frac{di}{dt} = \frac{|Vi - Vo|}{L} = \frac{|35 - 36|}{3 \cdot 10^{-4}} = 3333,33 \text{ A/s}$$

Tras conocer las pendientes, para ponernos en el caso más restrictivo se debe tener en cuenta que la pendiente de compensación debe ser el 50 % de la pendiente de bajada (lo óptimo) o superior. Esto supone que, si diseñamos la compensación en base a los valores más bajos obtenidos, no nos cubrirá los valores superiores.

Por ejemplo, si se diseña con el 50% de 3333,33 A/s, la compensación que tendremos cuando nos encontremos funcionando en modo buck, cuya pendiente era de 120000 A/s, será del 1,4%, muy lejos del 50% que se necesita.

Por todo ello, se tendrá que diseñar en base al mayor valor de pendiente de bajada que tengamos, que será el de 120000 A/s.

Tras esto, se debe calcular la pendiente equivalente en base a la ganancia del sensor de corriente, que será la que tengamos en el circuito de control. Se obtiene una pendiente de:

$$S_{SENSED} = G_{SENSOR} \cdot S = 0,03 \cdot 120000 = 3600 \text{ A/s}$$

Posteriormente, se debe calcular la pendiente de subida que tiene el pin RT/CT, es decir, el oscilador.

Según el fabricante, la amplitud pico a pico de la tensión del oscilador tiene un valor de 1,7 V. Vamos a trabajar con una frecuencia de 30 kHz, y el deadtime del condensador calculado en el apartado 5.8.3 era de 0,3 μ s. Conociendo esto, se puede calcular la pendiente de subida de la tensión en el oscilador. El tiempo de subida va a ser el siguiente:

$$t_{subida} = \frac{1}{f_{sw}} - t_{deadtime} = 3,33 \cdot 10^{-5} - 0,3 \cdot 10^{-6} = 3,3 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

Con el tiempo de subida y la tensión se puede calcular la pendiente:

$$S_{OSC} = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{1,7}{3,3 \cdot 10^{-5}} = 51463,17 \text{ V/s}$$

Tras esto, ya se puede diseñar el divisor de tensión mediante las ecuaciones de [13]:

$$\frac{S_{OSC} \cdot R_{CSF}}{R_{CSF} + R_{RAMP}} = \frac{M \cdot S_{SENSED} \cdot R_{RAMP}}{R_{CSF} + R_{RAMP}}$$

Para implementar una pendiente de compensación del 50%, M debe ser del valor de 0,5. Fijando $R_{csf} = 1 \text{ k}\Omega$, resuelvo para R2:

$$R_{RAMP} = R_{CSF} \cdot \frac{S_{OSC}}{S_{SENSED} \cdot M} = 1000 \cdot \frac{51463,17}{3600 \cdot 0,5} = 28590,65 \Omega$$

Escogiendo un valor normalizado para R_{ramp} , debo elegir uno menor al obtenido para mantener la compensación por encima del 50%. El valor comercial inmediatamente inferior es de 27 k Ω con el que se obtiene una compensación del 53%.

Se debe colocar un condensador C_{ramp} en serie con R_{ramp} de unos 10 nF.

Para calcular el valor del condensador C_{csf} que conformará el filtro paso bajo para el pin ISENSE junto con R_{csf} , se debe fijar una frecuencia de corte para el mismo. Debe ser superior a la frecuencia de conmutación, por lo que decido fijarlo en una frecuencia 10 veces superior. Con ello se puede calcular el valor de C:

$$C_{CSF} = \frac{1}{10 \cdot f_{sw} \cdot R_{CSF}} = \frac{1}{10 \cdot 30000 \cdot 1000} = 3,3 \text{ nF}$$

El valor coincide con valores comerciales, por lo que doy por finalizado el diseño del filtro.

El transistor empleado será un 2N2222.

5.9 POLOS DE POTENCIA

Existen diversos semiconductores que pueden emplearse como polos de potencia en convertidores, como lo son los MOSFET, IGBT, GTO y tiristores.

El empleo de cada uno depende de las características de tensión y corriente que tengan que soportar, tal y como se muestra en la Ilustración 61.

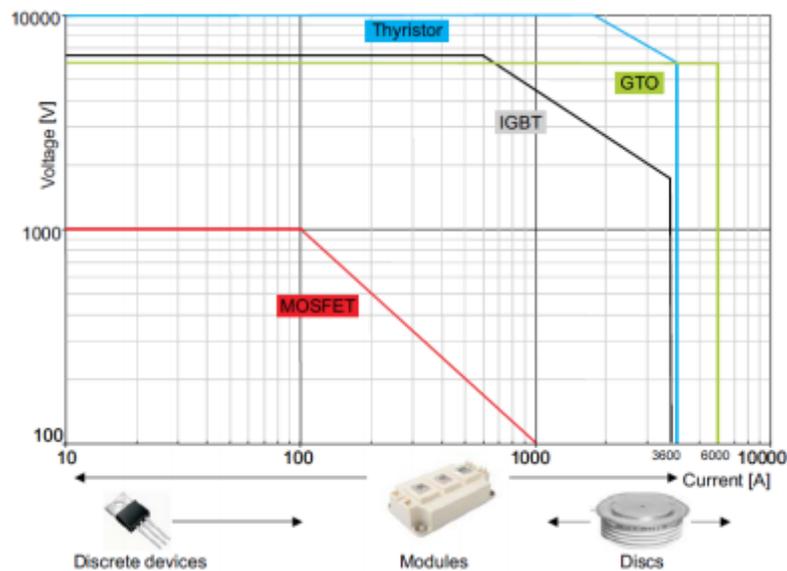


Ilustración 61: Tensión y corriente de semiconductores

En el caso del convertidor del presente proyecto, las tensiones que van a soportar los polos de potencia en corte estarán en torno a los 50 V, y las corrientes del sistema no van a superar los 40 A. Por ello, cualquiera de los semiconductores mostrados valdría.

El problema de emplear un puente en H reside en disparar el semiconductor. Los que se encuentren en la parte inferior no tendrán problema, ya que su terminal de la fuente se encuentra unido a común (0 V). Por ello, los disparos que provengan de 5 V accionarán el semiconductor. En los que se encuentran en la parte superior no es así, ya que su terminal fuente se encuentra conectado al punto intermedio del puente, cuya tensión es incierta (distinta de 0 V). Por ello, los disparos que provengan para ellos pueden no ser identificados correctamente.

Este problema se podría solucionar con lógica adicional o un driver, pero la opción escogida y más común es emplear un Módulo Inteligente de Potencia (IPM). A estos módulos se le pueden introducir el ciclo de servicio que provenga de la lógica de selección diseñada y ellos mismos se encargarán de disparar el polo, solucionando el problema planteado.

A la hora de buscar un módulo comercial, la mayoría de ellos son orientados a trifásica, estando los terminales superiores de los polos unidos entre sí, por lo que esta opción no es viable para la presente aplicación.

Finalmente, se encontró un módulo que incorpora una única rama de 2 polos de potencia, como se muestra en la Ilustración 62.

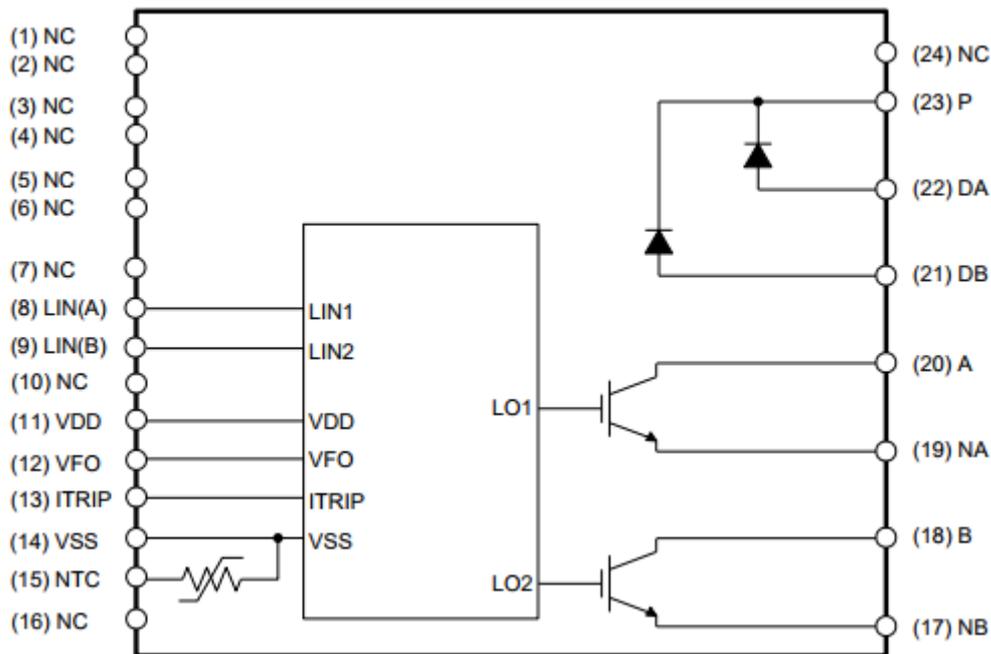


Ilustración 62: IPM 2 polos de potencia

Su montaje tendría las siguientes características:

- En este módulo se tendrá que conectar los terminales positivos de los ultracondensadores en el terminal A y el negativo en el terminal NB.
- Entre los terminales NA y B se conectará la inductancia.
- Debido a que no consta de diodos paralelos será necesario incorporárselos de NA a A y de NB a B.
- En los terminales LIN(A) y LIN(B) se introducirá el ciclo de servicio de los polos.
- Se trata de una única rama, por lo que serán necesarios 2 módulos como este.
- Se podrán alimentar con las tensiones de 5 V o 15 V.
- Para reducir ruidos, se recomienda colocar una resistencia de 100Ω y un condensador de 1 nF en cada pin LIN.

5.10 SIMULACIÓN

Tras haber diseñado el convertidor, se procede a mostrar los resultados de simulaciones que plasmen distintos casos de funcionamiento.

Debido a restricciones del software de simulación empleado (PSIM) no se podrá simular durante mucho tiempo. Por ello, he optado por simular 1 segundo, reduciendo la capacidad del modelo de ultracondensadores a una menor en la que se pueda ver correctamente su carga y descarga. Introduciré distintos perfiles de corriente para mostrar sus distintos modos.

En primer lugar, realizo una simulación en la que funcione únicamente en modo motor, extrayendo la corriente suficiente como para poder observar la transición de modo buck a modo boost. Lo muestro en la Ilustración 63.

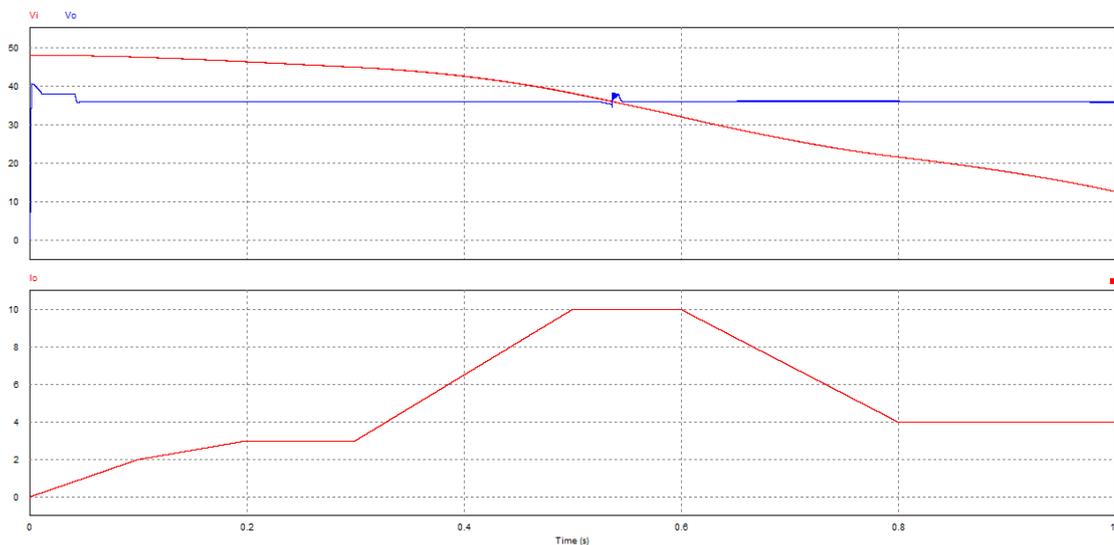


Ilustración 63: Simulación en modo motor

Como se puede observar, se extrae energía a los ultracondensadores y se la entrega al motor, como así lo refleja la tensión descendiente de los ultracondensadores en la gráfica superior y la corriente positiva de salida en la inferior. La tensión de salida se mantiene en los 36 V deseados a excepción de los transitorios, inevitablemente más prolongados y pronunciados de lo normal debido a que el compensador fue diseñado para cumplir criterio de estabilidad para todos los modos, teniendo que ser menos exigentes en la respuesta del sistema para todos ellos.

En la Ilustración 64 muestro una simulación que sigue el mismo perfil de corriente que la anterior con la diferencia de que al final se le realiza un frenado regenerativo de 1 A.

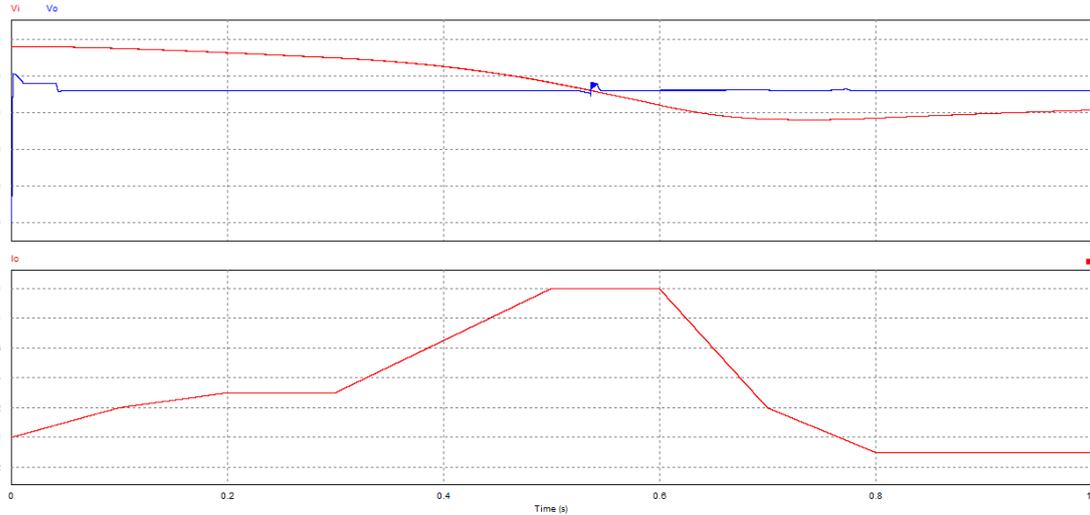


Ilustración 64: Simulación motor y frenado (I)

Como se puede ver, la tensión de salida se mantiene en 36 V y la de entrada asciende al recibir la energía.

En la siguiente simulación de la Ilustración 65 muestro una acción motora menos agresiva como para que no entre el modo boost. Además, se introduce un frenado regenerativo.

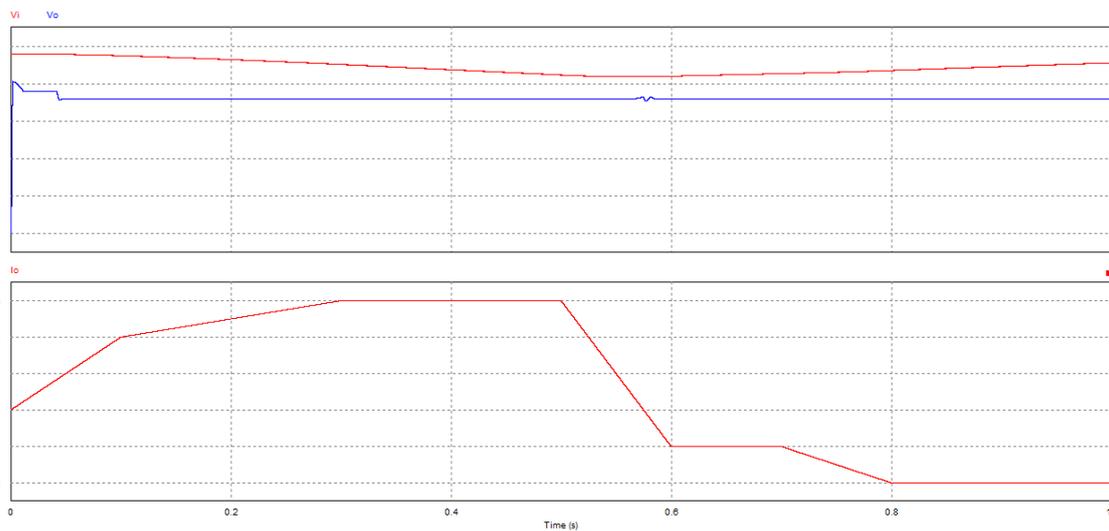


Ilustración 65: Simulación motor y frenado (II)

Por último, realizo una simulación en la que intervengan los 4 modos de funcionamiento. Lo muestro en la Ilustración 66.

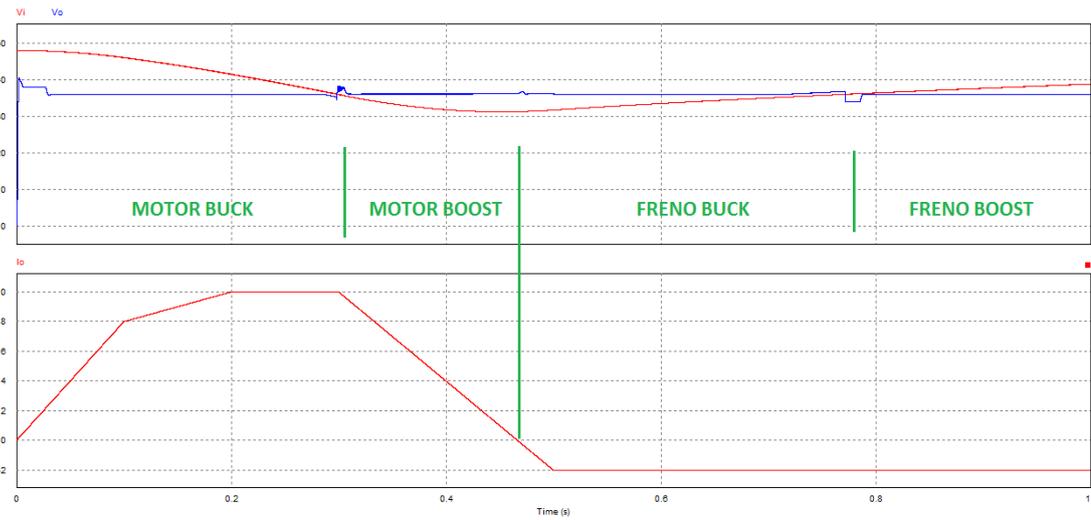


Ilustración 66: Simulación 4 modos

6 CONCLUSIONES

Para cerrar el presente proyecto, paso a valorar lo que ha supuesto para mí en materia de aprendizaje.

Gracias a este proyecto he podido llegar a comprender con gran profundidad la problemática del control de convertidores continua – continua. Inicialmente no tenía conocimiento ni siquiera de los modos de control en tensión o corriente, por lo que ha sido de gran utilidad en este aspecto.

Otro tema en el que he podido aprender y mejorar es en el diseño electrónico, como por ejemplo la implementación de elementos externos a un circuito integrado de control o el llevar a la realidad un modelo de simulación. La elección de componentes para su implementación es una tarea que parecía en principio mucho más fácil de lo que ha sido.

El diseño de este convertidor ha tenido bastante complicación, ya que se trata de un sistema con muchos casos posibles a tener en cuenta, lo cual dificulta el intentar establecer un equilibrio entre todos ellos.

Con toda seguridad lo aprendido este proyecto me será de gran utilidad en mi futuro.

7 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Ricardo Riazor, Josep Rafecas, Antoni Sudrià, "Ultracondensadores: mayor densidad de energía", Marzo 2009.
- [2] Muhammad H. Rashid, "Electrónica de Potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones", Tema 15.
- [3] Luis Alejandro Flores Oropeza, Tesis doctoral "Estudio y análisis de soluciones topológicas de convertidores CC-CC bidireccionales para su aplicación en vehículos híbridos", Universidad Politécnica de Madrid, 2004.
- [4] 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", Departamentos de Ingeniería Eléctrica, Mecánica e Industrial de la Universidad de Roma "La Sapienza" y Universidad de Roma III, IEEE, 1998.
- [5] Christophe P. Basso, "Switch-Mode Power Supplies", 2008. Capítulo 2, página 146. Ed: McGraw-Hill Companies.
- [6] Christophe P. Basso, "Switch-Mode Power Supplies", 2008. Capítulo 3, página 247. Ed: McGraw-Hill Companies.
- [7] Sanjaya Maniktala, "Voltage-Mode, Current-Mode (and Hysteretic Control)", 2012, Microsemi, Technical Note TN-203.
- [8] José Manuel González de la Fuente, Tesis doctoral "Utilización de Ultracondensadores para la mejora de eficiencia en una instalación fotovoltaica", Universidad de Valladolid.
- [9] John M. Miller, Patrick J. McCleer y Mark Cohen, "Ultracapacitors as Energy Buffers in a Multiple Zone Electrical Distribution System", Maxwell.
- [10] "Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide", Cornell Dubilier.
- [11] Texas Instruments, "LM2576xx Series SIMPLE SWITCHER® 3-A Step-Down Voltage Regulator", Junio del 1999, revisado en Mayo del 2016.
- [12] Texas Instruments, "UCx84x Current-Mode PWM Controllers Datasheet", Abril del 1997, revisado en enero de 2017.
- [13] Unitrode Application Note U-111, "Practical considerations in current mode power supplies".