

Maqueta de convertidores DC/DC controlados por microcontrolador

AUTOR: Héctor Bohé Navarrete
TITULACIÓN: Enginyeria Electrònica Industrial i
Automàtica
TUTOR: Carlos Ortega
FECHA: 13 de junio de 2022

Resumen

Este proyecto se desarrolla por la necesidad de realizar prácticas en la asignatura electrónica de potencia donde se analizan diferentes convertidores DC/DC. Se plantea el diseño de una maqueta con un convertidor buck y otro boost pudiendo modificar sus parámetros como frecuencia o ciclo de trabajo utilizando un microcontrolador.

Para ello se estudian los principios de funcionamiento, se realizan los cálculos y posteriormente el diseño con componentes comerciales de ambos convertidores y de la etapa de control. Calculando los parámetros de los convertidores como la intensidad que circula por la bobina o la tensión de salida.

También se crea un modelo de simulación utilizando el software *Matlab* y *Simulink* y se realiza una comprobación del modelo diseñado. Posteriormente se implementan los diseños y se llevan a cabo las mediciones experimentales de ambos convertidores.

Palabras clave

Electrónica de potencia, Power electronics, buck, boost, DC/DC converter, step converters

Maqueta de convertidores DC/DC controlados por microcontrolador

Héctor Bohé Navarrete
1491407@campus.euss.org

Resumen—Desarrollo de una maqueta para realizar prácticas de la asignatura electrónica de potencia. Se estudia y diseña el circuito de dos convertidores DC/DC, buck y boost y una etapa de control que permite modificar parámetros de funcionamiento como el ciclo de trabajo y frecuencia. También se crea un modelo de simulación para *Simulink* de ambos convertidores, se implementa el diseño de los mismos y se realizan mediciones de funcionamiento.

I. INTRODUCCIÓN

Se diseña e implementa una maqueta didáctica de dos convertidores DC/DC, buck y boost controlados por un microcontrolador para la realización de prácticas en la asignatura de electrónica de potencia.

La maqueta permite modificar diferentes parámetros de los convertidores como puede ser, el ciclo de trabajo y frecuencia de conmutación de los interruptores. Para llevar a cabo el diseño se realiza el estudio teórico de ambos convertidores realizando los cálculos de los diferentes modos de funcionamiento, y se crea un modelo de simulación utilizando *Simulink* de *Matlab*. Por ultimo se implementa y verifica el funcionamiento.

II. BUCK

El convertidor buck es un tipo de convertidor DC/DC reductor que suministra una tensión menor a su salida respecto a su entrada. La figura 1 muestra el circuito de un convertidor buck.

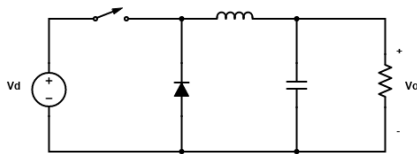


Figura 1. Circuito buck

El funcionamiento de este convertidor consiste en actuar sobre el interruptor a una frecuencia conocida y variando el ciclo de trabajo.

Para el estudio de este convertidor se considera el comportamiento de sus componentes como ideales [1] [2].

En la figura 2 se puede observar la tensión en bornes de la bobina, en régimen permanente la tensión debe ser cero, en consecuencia las áreas A y B deben ser iguales y se halla la

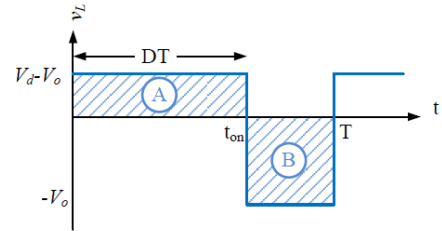


Figura 2. Tensión en bornes de la bobina buck

ecuación 1, que relaciona la tensión de salida respecto la de entrada y el ciclo de trabajo.

$$V_o = V_d \cdot D \quad (1)$$

El convertidor buck puede trabajar en dos modos según el comportamiento de la corriente que circula por la bobina, **CCM** y **DCM**.

II-A. CCM, Modo de conducción continua

El convertidor se encuentra en este modo cuando la corriente que pasa por la bobina I_L nunca es cero.

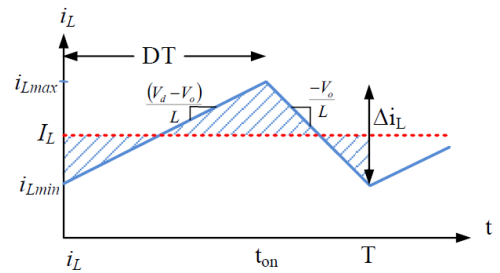


Figura 3. Corriente por la bobina en CCM

De acuerdo a la figura 3 la corriente que circula por la bobina aumenta durante t_{on} y disminuye durante t_{off} .

II-B. DCM, Modo de conducción discontinua

En modo discontinuo la bobina se descarga por completo siendo $I_L = 0$.

En este modo de funcionamiento la tensión de salida depende de la carga, ecuación 2.

$$V_o = V_d \cdot \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (2)$$

III. BOOST

El convertidor boost es un tipo de convertidor DC/DC elevador, este convertidor es capaz de suministrar a su salida V_o una tensión mayor a la aplicada a su entrada V_d [2] y [1]

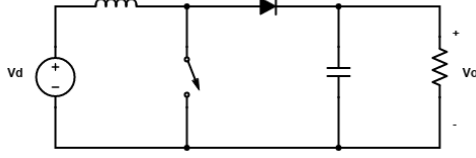


Figura 4. Esquema de un convertidor boost

La figura 4 muestra el esquema de un convertidor boost. De igual forma que en el caso del convertidor buck el funcionamiento consiste en actuar el interruptor.

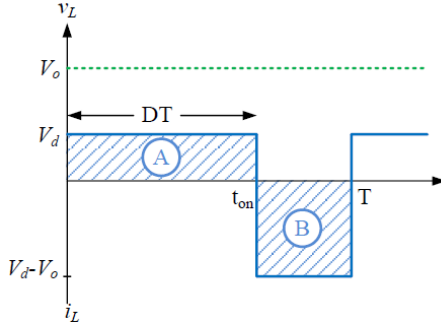


Figura 5. Tensión en la bobina

La figura 5 muestra la tensión en bornes de la bobina, esta en régimen permanente debe ser cero, en consecuencia las áreas A y B deben sumar cero hallando la ecuación 3. Que relaciona la tensión de salida en función de la tensión de entrada.

$$V_o = V_d \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (3)$$

El convertidor boost igual que el buck puede trabajar en diferentes modos según el comportamiento de la corriente que circula por la bobina, **CCM** y **DCM**.

III-A. CCM, Modo de conducción continua

El convertidor se encuentra en este modo cuando la corriente que pasa por la bobina I_L nunca es cero.

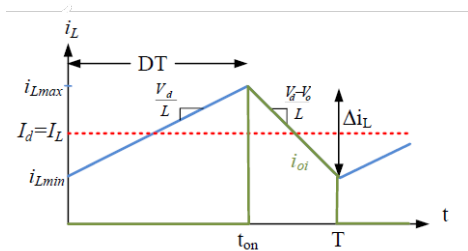


Figura 6. Corriente por la bobina en CCM

De acuerdo a la figura 6 la corriente que pasa por la bobina aumenta en t_{on} y disminuye en t_{off} .

III-B. DCM, Modo de conducción discontinua

En modo discontinuo la bobina se descarga por completo siendo $I_L = 0$.

En este modo de funcionamiento la tensión de salida depende de la carga R_L , ecuación 4.

$$V_o = V_d \cdot \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \quad (4)$$

IV. DISEÑO BUCK

En este apartado se realizan los cálculos necesarios para el diseño del circuito.

Se parte de la tensión de alimentación de 30V y se requiere una tensión de salida de 5V y 10W de potencia. La frecuencia será de 31250Hz. Periodo $f_r^{-1} = 32 \cdot 10^{-6}s$.

El ciclo de trabajo calculado es de 0,16 y con la ecuación 5 se obtiene el valor de la bobina de 60μH.

$$I_o = I_{oB} = 2A \rightarrow I_{oB} = \frac{T \cdot V_d}{2 \cdot L} \cdot (D - D^2) \quad (5)$$

$$L = 60\mu H$$

El siguiente valor comercial que se encuentra es de 68μH. Se calcula el incremento de la corriente que circula por la bobina.

$$\Delta I_L = \frac{V_d - V_o}{L} \cdot t_{on} \rightarrow 1,96A \quad (6)$$

Cálculo de la capacidad del condensador de salida.

$$\Delta V = \frac{T^2 \cdot V_o}{8 \cdot L \cdot C} \cdot (1 - D) \rightarrow 78,43\mu F \quad (7)$$

Se selecciona el siguiente valor comercial que es de 100μF y se calcula que la caída de tensión para este valor es de 7,84%.

El interruptor deberá soportar una tensión de 25V, durante el tiempo que no conduzca (t_{off}).

IV-A. Bobina

La bobina para el convertidor buck debe tener una inductancia de 68μH. También debe soportar un paso de corriente máximo de 3,48A. Se selecciona una bobina de potencia de la serie IHLP-6767GZ-11 del fabricante VISHAY, de 68μH que soporta un paso de corriente de 4,5A con referencia: IHLP6767GZER680M11 [3]. Esta bobina es en formato SMD (Tecnología de montaje superficial).

IV-B. Mosfet

Como interruptor se utiliza un mosfet (Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor), que es un dispositivo que permite o interrumpe el paso de corriente en un circuito. La tensión que debe soportar es de 25V y una corriente de hasta 3,48A. Teniendo los anteriores parámetros en cuenta se selecciona el mosfet IRLZ44PBF del fabricante VISHAY. Este es capaz de soportar tensiones de hasta 60V y una corriente de 50A. El encapsulado del mismo es TO-220 para montaje en THT.

IV-C. Condensador

El condensador de salida deberá soportar una tensión superior a la tensión de salida de $6,75V$ y un valor de la capacidad de $100\mu F$.

Se elige un condensador electrolítico de $100\mu F$ de capacidad y de $100V$ con referencia *100YXF100MEFC* del fabricante *RUBYCON* [5].

IV-D. Diodo

El diodo deberá soportar una tensión inversa de como mínimo la tensión de entrada V_d que sera de $30V$ y una corriente máxima de $3,48A$. Como la conmutación sera rápida es necesario utilizar un diodo Schottky, que se trata de un tipo de diodos que conmutan rápidamente entre conducción directa e inversa y con una tensión de codo baja. Se elije el diodo con referencia *MBR10100G* de *ONSEMI* con una tensión inversa (V_R) de $100V$ y una corriente directa de $10A$ [6].

V. DISEÑO BOOST

En este apartado se realizan los cálculos necesarios para el diseño del circuito.

Se parte de la tensión de alimentación de $5V$ y se desea una tensión de salida de $10V$ y $10W$ de potencia. La frecuencia es de $31250Hz$. Periodo $f_r^{-1} = 32 \cdot 10^{-6}s$

El ciclo de trabajo calculado es de $0,5$ y con la ecuación 8 se obtiene el valor de la bobina de $20\mu H$.

$$I_{oB} = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \rightarrow 20\mu H \quad (8)$$

El siguiente valor comercial es de: $22\mu H$.

Calculo del incremento de la intensidad que circula por la bobina.

$$\Delta I_L = \frac{V_d}{L} \cdot t_{on} \rightarrow 3,63A \quad (9)$$

Cálculo de la capacidad del condensador de salida.

$$\Delta V = \frac{D \cdot T}{R \cdot C} \rightarrow 20\mu F \quad (10)$$

Para cumplir el requisito se debe seleccionar una capacidad mayor, se elije el mismo valor que el utilizado en el convertidor buck (apartado IV) que es de $100\mu F$.

El interruptor deberá soportar una tensión de $10V$, durante el tiempo que no conduzca (t_{off}).

V-A. Bobina

La bobina para el convertidor boost debe tener una inductancia de $22\mu H$. También debe de soportar un paso de corriente máximo de $4,31A$.

Se selecciona una bobina de potencia del fabricante *BOURNS*, de $22\mu H$ que soporta un paso de corriente de $6A$ con referencia: *SRP1040VA-220M* [7]. Esta bobina es en formato SMD.

V-B. Mosfet

El mosfet debe soportar tensiones de $10V$ una corriente de hasta $4,31A$. Se utiliza el mismo mosfet que para el buck (apartado IV-B), el *IRLZ44PBF* [4].

V-C. Condensador

El condensador de salida deberá soportar una tensión superior a la tensión de salida de $12,35V$ y el valor de la capacidad de $100\mu F$.

Se elije el mismo condensador electrolítico de $100\mu F$ y de $100V$ con referencia *100YXF100MEFC* [5] que se elije para el buck (apartado IV-C).

V-D. Diodo

El diodo deberá soportar una tensión inversa de como mínimo la tensión de salida V_o , que será de $12,35V$ y una corriente máxima de $4,31A$. Se elije el mismo diodo que en convertidor buck, con referencia *MBR10100G* [6].

VI. CONTROL

Para el funcionamiento de los convertidores es necesario una etapa de control, para generar las diferentes señales, leer los valores de tensión de salida y corriente que circulan por la bobina. En la figura 7 se muestra un diagrama con las diferentes entradas y salidas.

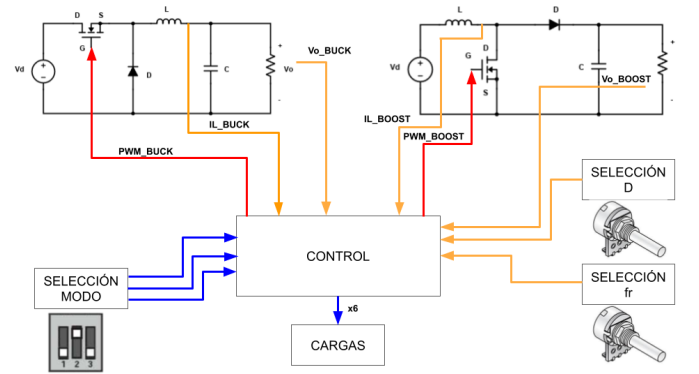


Figura 7. Diagrama de control

En el diagrama de la figura 7 los colores de las conexiones nos indican el tipo de las mismas. Las conexiones de color naranja indican que son entradas analógicas, las azules entradas o salidas digitales y las rojas salidas PWM.

VII. DRIVERS

Para el correcto control de los mosfets se utilizan drivers para controlar la tensión de puerta $V_{GS(th)}$.

VII-A. Buck

El terminal fuente (Source) del mosfet estará conectado a un terminal de la bobina y al diodo. En consecuencia la tensión en este punto ira cambiando constantemente y complica garantizar que se aplique una tensión $V_{GS(th)}$.

Se escoge el *IR2301SPBF* del fabricante *Infineon* que puede controlar dos puertas, una de lado alto y otra de bajo [8].

En la figura 8 se ve el detalle de la implementación del driver en el circuito.

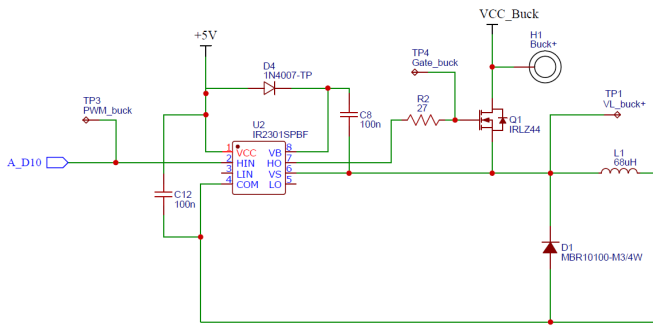


Figura 8. Esquema IR2301SPBF

VII-B. Boost

En el caso del boost se implementa una configuración de dos transistores en *Totem Pole* como driver.

VIII. SENSOR DE CORRIENTE

Se implementa un sensor de corriente de efecto HALL, que transforma en una señal de tensión la corriente que circula por las bobinas de los convertidores.

IX. TENSIÓN DE SALIDA

Utilizando un divisor de tensión se obtiene la tensión de salida de los convertidores para ser leído por el microcontrolador.

X. SIMULACIÓN

Para la parte de simulación se ha utilizado la herramienta de *Simulink de Matlab* y el modulo *Simscape Electrical*, que proporciona bibliotecas de componentes para modelar y simular sistemas electrónicos.

Se realiza la simulación para cada uno de los modos de funcionamiento y se obtienen los valores de la corriente y tensión de cada uno de los componentes. La figura 9 muestra como ejemplo la tensión en bornes de la bobina para el caso del convertidor buck en CCM.

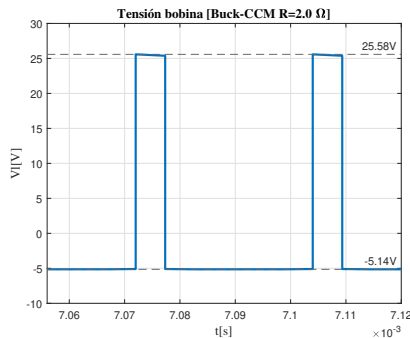


Figura 9. Buck: tensión en bornes de la bobina en CCM

XI. SIMULACIÓN

De igual forma que en la simulación se han observado el funcionamiento para cada uno de los modos y se obtienen los valores de la corriente y tensión de la bobina. En la figura 10 se puede observar como ejemplo la tensión en bornes de la bobina para el caso del convertidor buck en CCM.

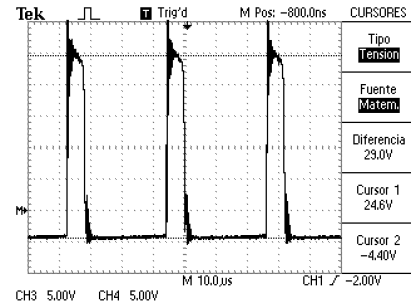


Figura 10. Buck: tensión en bornes de la bobina en CCM

XII. CONCLUSIONES

El objetivo de este proyecto era la realización de una maqueta de convertidores DC/DC controlados por un microcontrolador, para la realización de prácticas en la signatura de electrónica de potencia.

Se ha realizado el estudio del comportamiento de los convertidores buck y boost desde el punto de vista teórico, calculando los diferentes parámetros de funcionamiento e implementándolos con componentes comerciales.

También se ha realizado un modelo en *Simulink* para realizar la simulación de ambos convertidores, comparando los valores obtenidos con los calculados previamente.

Se ha diseñado una etapa de control que permite la modificación de los parámetros de funcionamiento de los convertidores, como el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación de los interruptores.

Por último se ha implementado el circuito y se han realizado mediciones para verificar su correcto funcionamiento, comparando con los valores obtenidos de los cálculos y simulaciones.

Se han diseñado los esquemáticos y trazado de la PCB, pero no se ha llevado a cabo la fabricación de la misma.

En un futuro podría resultar interesante realizar una revisión y ampliación de este proyecto, pudiendo utilizar el microcontrolador para modificar los parámetros de funcionamiento y adquirir las magnitudes medidas desde un ordenador.

REFERENCIAS

- [1] Ortega, Carlos, "DC-DC Converters (Step Converter)", 2021
- [2] Mohan, Ned and Undeland, Tore M. and Robbins, William P., "Power electronics", 1995
- [3] Vishay, "IHLP® Commercial Inductors, Low DCR Series", 2022, <https://www.farnell.com/datasheets/3048915.pdf>
- [4] Vishay Siliconix, "IRLZ44PBF", 2022, <https://www.farnell.com/datasheets/2047436.pdf>
- [5] RUBYCON, "100YXF100MEFC12.5X20", 2021
- [6] ONSEMI, "MBR10100G", 2022, <https://www.farnell.com/datasheets/1916284.pdf>
- [7] Bourns, Inc., "SRP1040VA", 2022, <https://www.farnell.com/datasheets/2914127.pdf>
- [8] Infineon, "IR2301SPBF", 2022, <https://www.farnell.com/datasheets/133130.pdf>

Contenido

1. Introducción	1
2. Objetivos, alcance, emplazamiento	3
2.1. Objetivos	3
2.2. Alcance del trabajo	3
2.3. Emplazamiento	3
2.4. Organización del documento	4
3. Buck	5
3.1. Principio de funcionamiento	5
3.1.1. CCM, Modo de conducción continua	7
3.1.2. DCM, Modo de conducción discontinua	7
3.1.3. Caso límite	8
3.2. Diseño y cálculos	9
3.2.1. Datos de partida	9
3.2.2. Modo continuo	10
3.2.3. Caso límite	11
3.2.4. Modo discontinuo	12
3.2.5. Elección de componentes	13
4. Boost	17
4.1. Principio de funcionamiento	17
4.1.1. CCM, Modo de conducción continua	19
4.1.2. DCM, Modo de conducción discontinua	19
4.1.3. Caso límite	20
4.2. Diseño y cálculos	21
4.2.1. Datos de partida	21
4.2.2. Modo continuo	22

4.2.3. Caso límite	23
4.2.4. Modo discontinuo	24
4.2.5. Elección de componentes	25
5. Control	29
5.1. Introducción	29
5.2. Microcontrolador	30
5.2.1. Relación entradas y salidas	32
5.3. Señal PWM	32
5.4. Drivers	33
5.4.1. Buck	34
5.4.2. Boost	36
5.5. Sensor de corriente	37
5.6. Tensión de salida	40
6. Resultados	43
6.1. Buck	43
6.1.1. Simulación	44
6.1.2. Experimentales	49
6.2. Boost	53
6.2.1. Simulación	53
6.2.2. Experimentales	59
7. Esquemas	63
8. Temporización i planificación	69
9. Conclusiones y perspectiva	71
10. Presupuesto	73
10.1. Mano de obra	73
10.2. Materiales	74
10.3. Total	75
Bibliografía	77
12. Anexos	81

1. Introducción

Se diseña e implementa una maqueta didáctica con diferentes convertidores DC/DC controlados por un microcontrolador, para poder realizar prácticas en la asignatura de electrónica de potencia.

La asignatura de electrónica de potencia se imparte en el segundo semestre del tercer año de los grados de:

- Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática
- Grado en Ingeniería en Energías Renovables y Eficiencia Energética

Donde se analizan los diferentes convertidores, como el buck y boost, esta maqueta permite modificar de una forma relativamente sencilla diferentes parámetros del funcionamiento de los convertidores, como el ciclo de trabajo, frecuencia o carga.

La maqueta permite realizar prácticas de una manera que el alumno pueda experimentar, consolidar y validar los conocimientos adquiridos durante las clases teóricas, observando que el modelo ideal estudiado se aproxima de gran manera a la realidad. Pudiendo realizar medidas de los diferentes parámetros y compararlos con los valores calculados teóricamente.

Para llevar a cabo el diseño se ha realizado un estudio teórico de los convertidores a implementar y un modelo de simulación utilizando *Simulink* de *Matlab*.

También se han realizado los cálculos y simulaciones en los diferentes modos de funcionamiento y se ha implementado y verificado los diseños realizados.

2. Objetivos, alcance, emplazamiento

2.1. Objetivos

Los objetivos para este TFG (Trabajo de Fin de Grado) son:

- Realización del estudio y diseño de un convertidor buck y otro boost en sus diferentes modos de funcionamiento.
- Realización de la simulación de funcionamiento de los convertidores.
- Diseño de los convertidores, elección de los diferentes componentes que integran cada uno de los circuitos.
- Diseño del controlador de los convertidores para que permitan una fácil interacción por parte del alumno.
- Implementar y validar el diseño realizado con componentes comerciales.
- Diseño de la PCB (Placa de Circuito Impreso), para la implementación de los circuitos.

2.2. Alcance del trabajo

Se diseñará e implementará una maqueta funcional para la realización de prácticas en la asignatura de *Electrónica de potencia* de la EUSS.

2.3. Emplazamiento

La maqueta esta pensada para la realización de prácticas en la asignatura de *Electrónica de potencia* de los grados de:

- Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática
- Grado en Ingeniería en Energías Renovables y Eficiencia Energética

Que se imparten en la *EUSS (Escola Universitària Salesiana de Sarrià)* de Barcelona.

2.4. Organización del documento

El presente TFG se estructura en capítulos y secciones, a continuación se describe brevemente el contenido de cada uno de ellos.

Capítulo 3. Buck y 4. Boost

En estos capítulos se describe el principio de funcionamiento, los cálculos y el diseño de los dos convertidores, buck (3) y boost (4) respectivamente.

Capítulo 5. Control

En este capítulo se trata la parte de control de los convertidores y el tratado de las señales de control.

Capítulo 6. Resultados

En este capítulo se exponen los resultados del diseño de los convertidores, tanto de forma simulada como experimental.

Capítulo 7. Esquemas

En este capítulo se encuentran los esquemas de los diferentes circuitos.

Capítulo 8. Temporización y planificación

En este capítulo se resumen las diferentes etapas del proyecto y la planificación para su ejecución.

Capítulo 9. Conclusiones y perspectiva

En este capítulo se realiza una valoración del proyecto y se plantean posibles acciones futuras.

Capítulo 10. Presupuesto

En este capítulo se hace una valoración económica de la realización de este proyecto.

3. Buck

3.1. Principio de funcionamiento

El convertidor buck es un tipo de convertidor DC/DC reductor, este convertidor es capaz de suministrar una tensión menor a la de su entrada, por eso también es conocido como convertidor reductor. Este apartado está basado en las explicaciones de [1], [2] y [3].

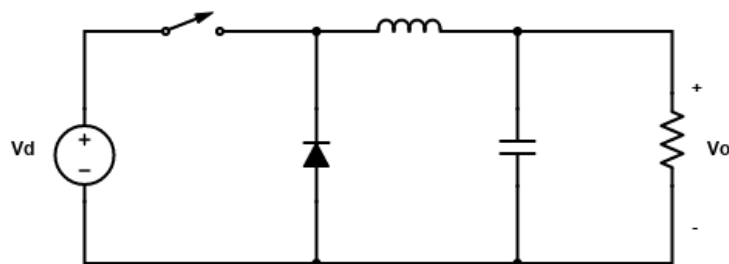


Figura 3.1: Esquema de un convertidor buck

En la figura 3.1 se puede observar el esquema de un convertidor buck. Consta de un condensador y una bobina, que hacen de filtro, un diodo y un interruptor, además de una fuente de tensión de entrada y una carga, representada por una resistencia. El concepto de funcionamiento es simple, se acciona el interruptor a una frecuencia conocida y variando el ciclo de trabajo se puede modificar la tensión de salida.

Para el estudio el comportamiento de los componentes se considera ideal:

- Interruptor: $R_{on} = 0\Omega$ y $R_{off} = \infty\Omega$
- Bobina: no tiene pérdidas
- Diodo: $V_F = 0V$

- Condensador: $ERS = 0\Omega$
- Fuente de alimentación: resistencia serie despreciable.
- La salida V_o la consideraremos constante.
- El Análisis lo haremos en régimen permanente.

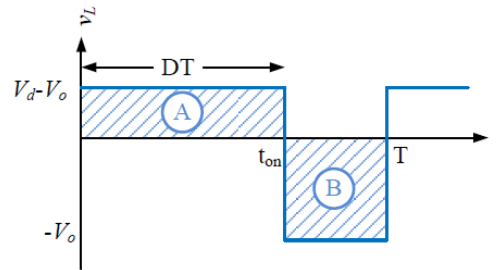


Figura 3.2: Tensión en la bobina

En la figura 3.2 se muestra la tensión en bornes de la bobina. En régimen permanente la tensión debe ser cero, en consecuencia las áreas A y B deben ser iguales y se puede hallar la ecuación 3.1 que relaciona la tensión de entrada V_d y de salida V_o .

$$(V_d - V_o) \cdot D \cdot T = V_o \cdot (T - D \cdot T) \rightarrow V_o = D \cdot V_d \quad (3.1)$$

D es el ciclo de trabajo (duty cycle) que es la relación del tiempo que el interruptor se encuentra accionado (t_{on}) respecto al periodo (T), ecuación 3.2

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.2)$$

Al tratar los componentes como ideales se puede considerar que la potencia de entrada será igual a la potencia de salida $P_d = P_o$ y la corriente del condensador será cero en régimen permanente.

$$P_d = P_o \rightarrow I_o = \frac{I_d}{D}, \quad I_C = 0 \rightarrow I_L = I_o \quad (3.3)$$

El rizado de la tensión de salida depende del condensador siguiendo la ecuación 3.4.

$$\Delta V = \frac{T^2 \cdot V_o}{8 \cdot L \cdot C} \cdot (1 - D) \quad (3.4)$$

El convertidor buck puede trabajar en diferentes modos según el comportamiento de la corriente que circula por la bobina.

- **CCM** (Modo de conducción continua): la corriente que circula por la bobina siempre es mayor a cero, $I_L > 0$
- **DCM** (Modo de conducción discontinua): la corriente que circula por la bobina se hace cero, $I_L < 0$

También se considera un tercer caso, el caso límite que es aquel que se encuentra entre los dos modos de funcionamiento.

3.1.1. CCM, Modo de conducción continua

El convertidor se encuentra en este modo cuando la corriente que circula por la bobina I_L nunca es cero.

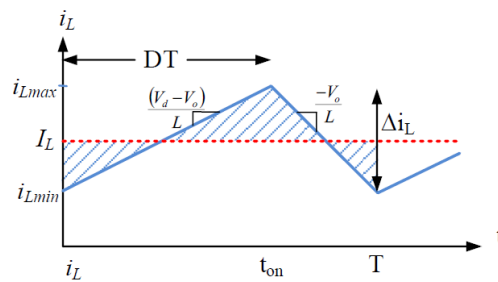


Figura 3.3: Corriente por la bobina en CCM

De acuerdo a la figura 3.3 la corriente que circula por la bobina aumenta durante t_{on} y disminuye durante t_{off} .

3.1.2. DCM, Modo de conducción discontinua

En modo discontinuo la bobina se descarga por completo siendo $I_L = 0$.

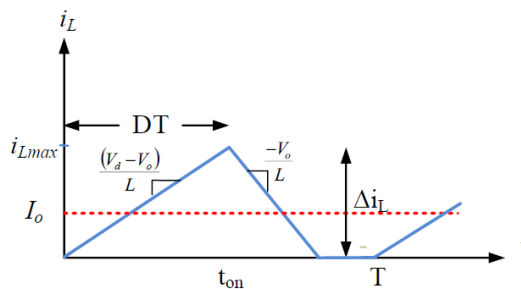


Figura 3.4: Corriente por la bobina en DCM

$$I_{LB} = I_{OB} = \frac{1}{2} \cdot I_{Lmax} = \frac{V_d - V_o}{2 \cdot L} \cdot t_{on} = \frac{D \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (V_d - V_o) = \frac{T \cdot V_d}{2 \cdot L} \cdot (D - D^2) \quad (3.7)$$

3.2. Diseño y cálculos

En este apartado se realizan los cálculos necesarios para el diseño del circuito para que este cumpla las necesidades especificadas.

3.2.1. Datos de partida

Se parte de la tensión de alimentación de $30V$ y se requiere una tensión de salida de $5V$ y $10W$ de potencia. La frecuencia será de $31250Hz$. Periodo $f_r^{-1} = 32 \cdot 10^{-6}s$.

Cálculo del ciclo de trabajo:

$$V_o = D \cdot V_d \rightarrow D = \frac{V_o}{V_d} = \frac{5V}{30V} = 0,16 \quad (3.8)$$

Cálculo de las intensidades

$$I_o = \frac{P}{V_o} = \frac{10W}{5V} = 2A \quad (3.9)$$

$$I_d = \frac{P}{V_d} = \frac{10W}{30V} = 0,333A \rightarrow 333,33mA \quad (3.10)$$

Se calcula el valor de la bobina, en el peor caso, para $D = 0,5$.

$$I_o = I_{oB} = 2A \rightarrow I_{oB} = \frac{T \cdot V_d}{2 \cdot L} \cdot (D - D^2) \rightarrow 2A = \frac{32 \cdot 10^{-6}s \cdot 30V}{2 \cdot L} \cdot (0,5 - 0,5^2) \quad (3.11)$$

$$L = 60\mu H$$

El siguiente valor comercial que se encuentra es de $68\mu H$.

Se calcula el incremento de la corriente que circula por la bobina.

$$\Delta_{IL} = \frac{V_d - V_o}{L} \cdot t_{on} = \frac{30V - 5V}{68 \cdot 10^{-6}H} \cdot 0,16 \cdot 32 \cdot 10^{-6}s = 1,96A \quad (3.12)$$

Cálculo de la I_{oB} utilizando el valor comercial de la bobina.

$$I_{oB} = \frac{T \cdot V_d}{2 \cdot L} \cdot (D - D^2) = \frac{32 \cdot 10^{-6}s \cdot 30V}{2 \cdot 68 \cdot 10^{-6}} \cdot (0,16 - 0,16^2) = 980,39mA \quad (3.13)$$

Cálculo de la capacidad del condensador de salida.

$$\Delta_V = \frac{T^2 \cdot V_o}{8 \cdot L \cdot C} \cdot (1 - D) \rightarrow 0,1 = \frac{32 \cdot 10^{-6} s^2 \cdot 5V}{8 \cdot 68 \cdot 10^{-6} H \cdot C} \cdot (1 - 0,16) \rightarrow C = 78,43 \mu F \quad (3.14)$$

Se selecciona el siguiente valor comercial, siendo de $100 \mu F$ y se calcula la caída de tensión para este valor.

$$\Delta_V = \frac{T^2 \cdot V_o}{8 \cdot L \cdot C} \cdot (1 - D) = \frac{32 \cdot 10^{-6} s^2 \cdot 5V}{8 \cdot 68 \cdot 10^{-6} H \cdot 100 \cdot 10^{-6} F} \cdot (1 - 0,16) = 7,84 \% \quad (3.15)$$

Se calcula la tensión en el interruptor, durante el tiempo que el interruptor no conduzca (t_{off}), este deberá soportar una tensión de $25V$ como se calcula en la ecuación 3.16.

$$V_{interruptor} = V_d - V_o = 30V - 5V = 25V \quad (3.16)$$

3.2.2. Modo continuo

Se calcula la carga para que el convertidor trabaje en modo continuo. Se debe buscar una carga que consuma más que la I_{oB} .

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{5V}{980,39 \cdot 10^{-3} A} = 5,1 \Omega \quad (3.17)$$

Se escoge una resistencia menor para asegurar el funcionamiento en modo continuo. La resistencia elegida es de 2Ω .

Se rehacen los cálculos con los siguientes valores.

Datos: $V_d = 30V$, $V_o = 5V$, $D = 0,16$, $R_L = 2 \Omega$, $L = 68 \mu H$, $C = 100 \mu F$.

Tensión en bornes de la bobina, será máximo en t_{on} y mínimo en t_{off} .

$$\begin{aligned} V_{Lmax} &= V_d - V_o = 30V - 5V = 25V \\ V_{Lmin} &= -V_o = -5V = -5V \end{aligned} \quad (3.18)$$

Corriente de salida.

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{5V}{2 \Omega} = 2,5 A \quad (3.19)$$

El incremento de corriente de la bobina esta calculado en la ecuación 3.12, siendo de $\Delta_{IL} = 1,96 A$

Se calcula el valor máximo y mínimo de la corriente que circula por la bobina (I_L).

$$I_{Lmin} = I_o - \frac{1}{2} \cdot \Delta_{IL} = 2,5A - \frac{1}{2} \cdot 1,96A = 1,51A \quad (3.20)$$

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{1}{2} \cdot \Delta_{IL} = 2,5A + \frac{1}{2} \cdot 1,96A = 3,48A \quad (3.21)$$

Potencia de salida consumida por la carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 5V \cdot 2,5A = 12,5W \quad (3.22)$$

3.2.3. Caso límite

Se calcula la carga a utilizar para trabajar en el caso límite, la resistencia de carga para la I_{oB} se ha calculado en la ecuación 3.17, siendo su valor de $5,1\Omega$. Se elije 5Ω como valor y se realizan los cálculos con los valores siguientes.

Datos: $V_d = 30V$, $V_o = 5V$, $D = 0,16$, $R_L = 5\Omega$, $L = 68\mu H$, $C = 100\mu F$.

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{5V}{5\Omega} = 1A \quad (3.23)$$

$$\Delta_{IL} = \frac{V_d - V_o}{L} \cdot t_{on} = \frac{30V - 5V}{68 \cdot 10^{-6}H} \cdot 32 \cdot 10^{-6}s \cdot 0,16 = 1,96A \quad (3.24)$$

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{1}{2} \cdot \Delta_{IL} = 1A - \frac{1}{2} \cdot 1,96A = 19,6mA \quad (3.25)$$

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{1}{2} \cdot \Delta_{IL} = 1A + \frac{1}{2} \cdot 1,96A = 1,98A \quad (3.26)$$

Se puede apreciar que no se trata del caso límite exactamente, ya que la I_{Lmin} no es 0, pero se acerca bastante.

Potencia de salida consumida por la carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 5V \cdot 1A = 5W \quad (3.27)$$

3.2.4. Modo discontinuo

Para poder apreciar correctamente se busca que $\Delta_1 + D$ sea aproximadamente 0,8.

$$I_L = I_o = \frac{V_d \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot \Delta_1 = \frac{30V \cdot 32 \cdot 10^{-6}s}{2 \cdot 68 \cdot 10^{-6}H} \cdot 0,16 \cdot 0,63 = 741,17mA \quad (3.28)$$

$$R = \frac{V_o}{I_o} \geq \frac{5V}{741,17 \cdot 10^{-3}A} = 6,75\Omega \quad (3.29)$$

Se elije una R_L de 10Ω .

Se realizan los cálculos con los siguientes valores.

Datos: $V_d = 30V$, $D = 0,16$, $R_L = 10\Omega$, $L = 68\mu H$, $C = 100\mu F$.

$$\left. \begin{aligned} I_o &= \frac{V_o}{R} = \frac{V_d \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot \Delta_1 \\ V_o &= V_d \cdot \frac{D}{D + \Delta_1} \end{aligned} \right\} \frac{V_d}{R} \cdot \frac{D}{D + \Delta_1} = \frac{V_d \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot \Delta_1 \quad (3.30)$$

$$\frac{30V}{10\Omega} \cdot \frac{0,16}{0,16 + \Delta_1} = \frac{30V \cdot 32 \cdot 10^{-6}s}{2 \cdot 68 \cdot 10^{-6}H} \cdot 0,16 \cdot \Delta_1 \rightarrow \Delta_1 = 0,57 \quad (3.31)$$

$$V_o = V_d \cdot \frac{D}{D + \Delta_1} = 30V \cdot \frac{0,16}{0,16 + 0,57} = 6,75V \quad (3.32)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{6,75V}{10\Omega} = 675mA \quad (3.33)$$

$$\Delta_{IL} = \frac{V_d - V_o}{L} \cdot t_{on} = \frac{20V - 6,75V}{68 \cdot 10^{-6}H} \cdot 32 \cdot 10^{-6}s \cdot 0,16 = 1,82A \quad (3.34)$$

$$I_{Lmin} = 0A \quad (3.35)$$

$$I_{Lmax} = 1,82A \quad (3.36)$$

Potencia de salida consumida por la carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 6,75V \cdot 0,675A = 4,55W \quad (3.37)$$

3.2.5. Elección de componentes

En este apartado se detalla la elección de componentes para implementar el circuito del convertidor buck, a partir de los cálculos realizados previamente en los apartados anteriores.

3.2.5.1. Bobina

La bobina para el convertidor buck debe tener una inductancia mínima de $60\mu H$ como se ha calculado en la ecuación 3.11, escogiendo el inmediato valor superior. Siendo este de $68\mu H$. También debe de soportar un paso de corriente máximo de $3,48A$, como se calcula en la ecuación 3.21.

Se selecciona una bobina de potencia de la serie *IHLP-6767GZ-11* del fabricante *VISHAY*, de $68\mu H$ que soporta un paso de corriente de $4,5A$ con referencia: *IHLP6767GZER680M11* [4]. Esta bobina es en formato SMD (Tecnología de montaje superficial).



Figura 3.7: IHLP6767GZER680M11 Fuente: [4]

3.2.5.2. Mosfet

Como interruptor se utiliza un mosfet (Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)), que es un dispositivo que permite o interrumpe el paso de corriente en un circuito. Se utiliza un mosfet en vez de cualquier otro elemento como podría ser otro tipo de semiconductor como IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), BJT (Bipolar Junction Transistor) o un tiristor. Tal como se observar en 3.8 estos poseen una mayor frecuencia de conmutación y pueden ser controlado por tensión.

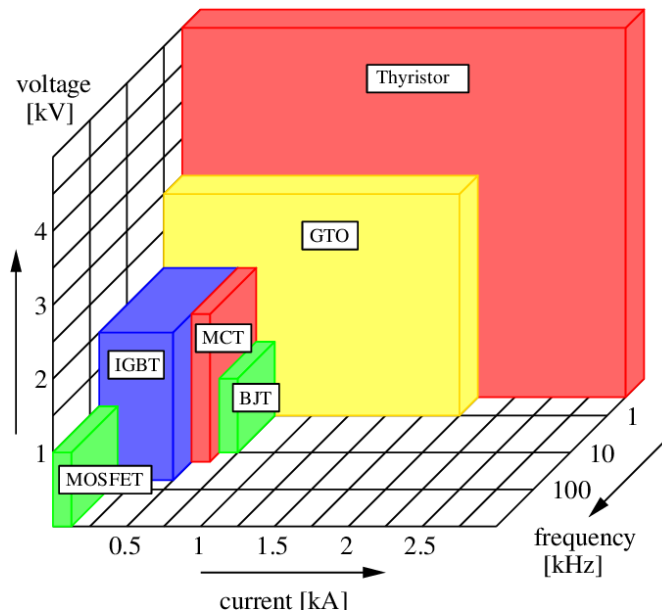


Figura 3.8: Comparación interruptores de electrónica de potencia Fuente: [5]

En 3.16 se ha calculado que el mosfet debe soportar tensiones de $25V$ y en la ecuación 3.21 corrientes de hasta $3,48A$. Teniendo los anteriores parámetros en cuenta se selecciona el mosfet *IRLZ44PBF* del fabricante *VISHAY*. Este es capaz de soportare tensiones de hasta $60V$ y una corriente de $50A$, otro parámetro importante es su tensión de umbral ($V_{GS(th)}$) que para este es de $5V$ lo que nos permite trabajar con niveles lógicos de tensión para controlarlo. El encapsulado del mismo es *TO-220* para montaje en THT (Through-Hole Technology o Tecnología de Agujeros Pasantes).

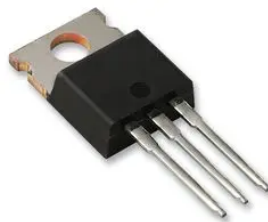


Figura 3.9: IRLZ44PBF Fuente: [6]

3.2.5.3. Disipador

Calculo de la potencia disipada del mosfet y si este necesita disipador. El mosfet elegido es el IRLZ44.

Características mosfet: $R_{DS} = 28m\Omega$, $T_{Jmax} = 175C$, $R_{thJA} = 62^{\circ}C/W$.

La intensidad máxima sera de $3,48A$ pero la aproximamos a $4A$ para ir con margen. La potencia

disipada sera:

$$P_{MOSFET} = R_{DS} \cdot I_d^2 = 0,028\Omega \cdot 4A^2 = 0,448W \quad (3.38)$$

Según la gráfica de la característica “Resistencia normalizada vs temperatura” del datasheet del mosfet [6], en el peor de los casos la R_{DS} puede llegar a multiplicarse por 2.

$$P_{MOSFET} = R_{DS} \cdot I_d^2 = 0,028\Omega \cdot 2 \cdot 4A^2 = 0,896W \quad (3.39)$$

Se aproxima a que la potencia que debe disipar el transistor es de $1W$.

$$T_J = P_{MOSFET} \cdot R_{thJA} + T_C = 1W \cdot 62^\circ C/W + 25^\circ C = 87^\circ C \quad (3.40)$$

No es necesario la utilización de disipador ya que $T_J(87^\circ C) < T_{Jmax}(175^\circ C)$.

3.2.5.4. Condensador

El condensador de salida deberá soportar una tensión superior a la tensión de salida de $6,75V$ como se calculo en la ecuación 3.32 para el caso discontinuo. El rizado de la tensión de salida no debe ser superior al 10 %, en 3.14 se calcula el valor de la capacidad necesaria, que en este caso se determina de $100\mu F$.



Figura 3.10: 100YXF100MEFC12.5X20 Fuente: [7]

Se elige un condensador electrolítico de $100\mu F$ de capacidad y de $100V$ con referencia *100YXF100MEFC12.5X20* del fabricante *RUBYCON* [7].

3.2.5.5. Diodo

El diodo deberá soportar una tensión inversa de como mínimo la tensión de entrada V_d que sera de $30V$ y una corriente máxima de $3,48A$ calculada en la ecuación 3.21. Como la conmutación sera rápida es necesario utilizar un diodo Schottky, que se trata de un tipo de diodos que conmutan rápidamente entre conducción directa e inversa y una tensión de codo baja.



Figura 3.11: MBR10100G Fuente: [8]

Se elije el diodo con referencia *MBR10100G* del fabricante *ONSEMI* con una tensión inversa (V_R) de $100V$ y una corriente directa de $10A$ [8]. El encapsulado es *TO-220* para montaje en THT.

4. Boost

4.1. Principio de funcionamiento

El convertidor boost es un tipo de convertidor DC/DC elevador, este convertidor es capaz de suministrar a su salida V_o una tensión mayor a la aplicada a su entrada V_d . Este apartado esta basado en las explicaciones de [1], [2] y [3]

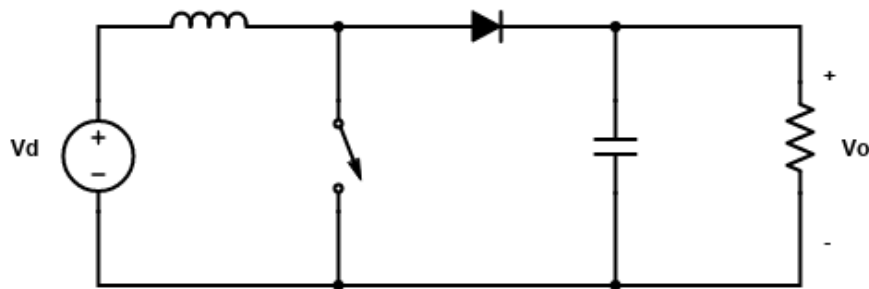


Figura 4.1: Esquema de un convertidor boost

En la figura 4.1 muestra el esquema de un convertidor boost. Consta de un condensador y una bobina, que realizan la función de filtro, un diodo y un interruptor, además de una fuente de tensión de entrada y una carga representada por una resistencia. El concepto de funcionamiento se basa en la actuación del interruptor de forma controlada.

Para el estudio el comportamiento de los componentes se considera ideal:

- Interruptor: $R_{on} = 0\Omega$ y $R_{off} = \infty\Omega$
- Bobina: no tiene pérdidas
- Diodo: $V_F = 0V$
- Condensador: $ERS = 0\Omega$

- Fuente de alimentación: resistencia serie despreciable.
- La salida V_o se considera constante.
- El análisis se realiza en régimen permanente.

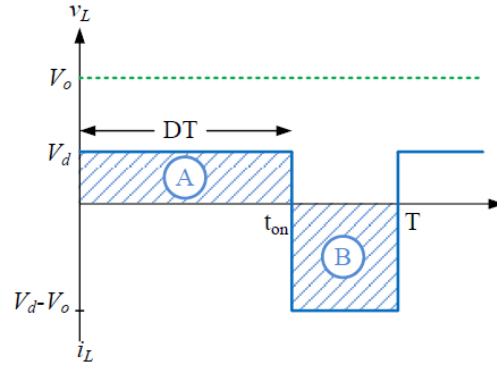


Figura 4.2: Tensión en la bobina

La figura 4.2 muestra la tensión en bornes de la bobina, esta en régimen permanente debe ser cero, en consecuencia las áreas A y B deben sumar cero. Se halla la ecuación 4.1, que relaciona la tensión de salida en función de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo.

$$V_d \cdot D \cdot T = (V_o - V_d) \cdot (T - D \cdot T) \rightarrow V_o = V_d \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (4.1)$$

Al tratar los componentes como ideales la potencia de entrada será igual a la potencia de salida $P_d = P_o$ y la corriente del condensador será cero en régimen permanente. En este caso la corriente de entrada será igual a la corriente de la bobina, $I_d = I_L$.

$$P_d = P_o \rightarrow I_o = I_d \cdot (1 - D) \quad (4.2)$$

El rizado de la tensión de salida dependerá del condensador siguiendo la ecuación 4.3.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D \cdot T}{R \cdot C} \quad (4.3)$$

El convertidor boost puede trabajar en diferentes modos según el comportamiento de la corriente que circula por la bobina.

- **CCM** (Modo de conducción continua): la corriente que circula por la bobina siempre es mayor a cero, $I_L > 0$
- **DCM** (Modo de conducción discontinua): la corriente que circula por la bobina se hace cero, $I_L < 0$

También se considera un tercer caso, el caso límite que es aquel que se encuentra entre los dos modos de funcionamiento.

4.1.1. CCM, Modo de conducción continua

El convertidor se encuentra en este modo cuando la corriente que circula por la bobina I_L nunca es cero.

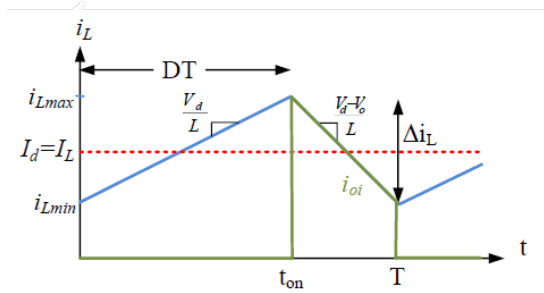


Figura 4.3: Corriente por la bobina en CCM

De acuerdo a la imagen 4.3 la corriente que pasa por la bobina aumenta en t_{on} y disminuye en t_{off} .

4.1.2. DCM, Modo de conducción discontinua

En modo discontinuo la bobina se descarga por completo siendo $I_L = 0$.

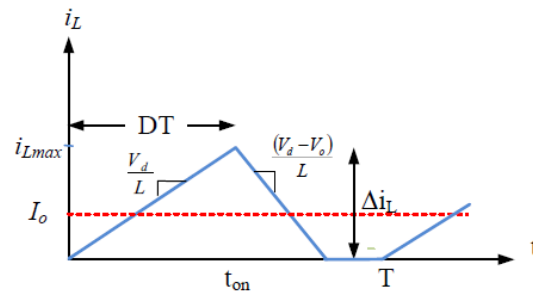


Figura 4.4: Corriente por la bobina en DCM

En este modo de funcionamiento la corriente de salida depende de la carga R_L , en la figura 4.4 se muestra la corriente por la bobina y su tensión en bornes en la figura 4.5.

$$I_o = I_d \cdot \frac{\Delta_1}{D + \Delta_1} = \frac{V_d}{2 \cdot L} \cdot D \cdot \Delta_1 = \frac{V_o}{R} \quad (4.4)$$

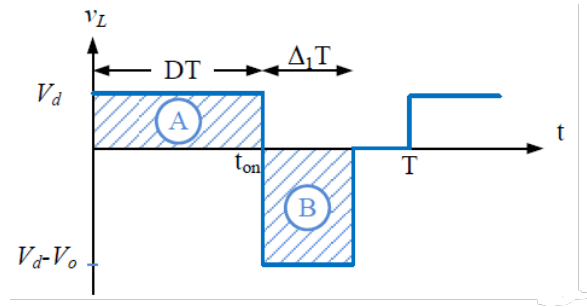


Figura 4.5: Tensión en bornes de la bobina en DCM

El intervalo Δ_1 es la fracción del periodo en que la bobina se descarga. La ecuación 4.5 relaciona la tensión de salida V_o y la de entrada V_d , esta se obtiene de igualar las áreas A y B de la figura 4.5.

$$V_d \cdot D \cdot T = (V_d - V_o) \cdot \Delta_1 \cdot T \rightarrow V_o = V_d \cdot \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \quad (4.5)$$

4.1.3. Caso límite

El caso límite es el caso intermedio de los modos de funcionamiento, en el que la corriente por la bobina llega a cero, pero solo en un instante tal como se puede ver en la figura 4.6. Este caso de estudio es importante para el diseño del convertidor.

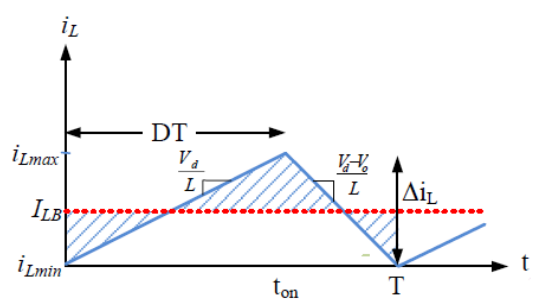


Figura 4.6: Tensión en bornes de la bobina en el caso límite

La corriente que pasa por la bobina I_{LB} será la mitad de la máxima. En la ecuación 4.6 se muestran las formulas para esta situación.

$$I_{OB} = I_{LB} \cdot (1 - D) = \frac{V_d \cdot T \cdot D}{2 \cdot L} \cdot (1 - D) = \frac{V_o \cdot T \cdot D}{2 \cdot L} \cdot (1 - D)^2 \quad (4.6)$$

4.2. Diseño y cálculos

En este apartado se realizan los cálculos necesarios para el diseño del circuito, para que este cumpla las necesidades especificadas.

4.2.1. Datos de partida

Se parte de una tensión de alimentación de $5V$ y se desea una tensión de salida de $10V$ y $10W$ de potencia. La frecuencia es de $31250Hz$. Periodo $f_r^{-1} = 32 \cdot 10^{-6}s$

Calculo del ciclo de trabajo.

$$V_o = V_d \cdot \frac{1}{1-D} \rightarrow D = 1 - \frac{V_d}{V_o} = 1 - \frac{10V}{5V} = 0,5 \quad (4.7)$$

Calculo de las intensidades

$$I_o = \frac{P}{V_o} = \frac{10W}{10V} = 1A \quad (4.8)$$

$$I_d = \frac{P}{V_d} = \frac{10W}{5V} = 2A \quad (4.9)$$

La I_o es la I_{oB} , con estos datos se calcula el valor de la bobina.

$$I_{oB} = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1-D)^2 \rightarrow 1A = \frac{10V \cdot 32 \cdot 10^{-6}s}{2 \cdot L} \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)^2 \quad (4.10)$$

$$L = 20 \cdot 10^{-6}H \rightarrow 20\mu H$$

El siguiente valor comercial es de: $22\mu H$.

Calculo del incremento de la intensidad que circula por la bobina.

$$\Delta I_L = \frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = \frac{5V}{22 \cdot 10^{-6}H} \cdot \frac{1}{31250Hz} \cdot 0,5 = 3,63A \quad (4.11)$$

Calculo de la I_{oB} con el valor comercial de la bobina.

$$I_{oB} = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1-D)^2 = \frac{10V \cdot \frac{1}{31250Hz}}{2 \cdot 22 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)^2 = 0,909A \rightarrow I_{oB} = 909,09mA \quad (4.12)$$

Se calcula la I_{LB}

$$I_{LB} = \frac{I_{oB}}{1-D} = \frac{909,09 \cdot 10^{-3}A}{1-0,5} = 1,81A \quad (4.13)$$

Calculo de la capacidad del condensador de salida para una caída de tensión máxima del 10 %.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D \cdot T}{R \cdot C} \rightarrow 0,1 = \frac{0,5 \cdot 32 \cdot 10^{-6}s}{8\Omega \cdot C} \rightarrow C = 20\mu F \quad (4.14)$$

Para cumplir el requisito se debe seleccionar una capacidad mayor, se elije el mismo valor que el utilizado en el convertidor buck (ecuación 3.14) siendo de $100\mu F$.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D \cdot T}{R \cdot C} = \frac{0,5 \cdot 32 \cdot 10^{-6}s}{8\Omega \cdot 100\mu F} = 2\% \quad (4.15)$$

El interruptor deberá soportar una tensión de $10V$ como se calcula en la ecuación 4.16.

$$V_{interruptor} = V_o = 10V \quad (4.16)$$

4.2.2. Modo continuo

Calcular la carga para trabajar en modo continuo. Se debe buscar una carga que consuma más corriente que la I_{oB} .

$$I_o = \frac{V_o}{R} \rightarrow R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{10V}{909,09 \cdot 10^{-3}A} = 11\Omega \quad (4.17)$$

Se elije una resistencia menor para asegurar el funcionamiento en modo continuo. La resistencia elegida es de 8Ω .

Se hacen los cálculos con los valores elegidos.

Datos: $V_d = 5V$, $V_o = 10V$, $D = 0,5$, $R_L = 8\Omega$, $L = 22\mu H$, $C = 100\mu F$.

Tensión en bornes de la bobina.

$$V_{Lton} = V_d = 5V \quad (4.18)$$

$$V_{Ltoff} = V_d - V_o = 5V - 10V = -5V$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{10V}{8\Omega} = 1,25A \quad (4.19)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = \frac{5V}{22 \cdot 10^{-6}H} \cdot \frac{1}{31250Hz} \cdot 0,5 = 3,63A \quad (4.20)$$

$$I_o = I_L \cdot (1 - D) \rightarrow I_L = \frac{I_o}{1 - D} = \frac{1,25A}{1 - 0,5} = 2,5A \quad (4.21)$$

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{1}{2} \cdot \Delta_{I_L} = 2,5A - \frac{1}{2} \cdot 3,63A = 0,685A \rightarrow 685mA \quad (4.22)$$

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{1}{2} \cdot \Delta_{I_L} = 2,5A + \frac{1}{2} \cdot 3,63A = 4,31A \quad (4.23)$$

Potencia de salida consumida por la carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 10V \cdot 1,25A = 12,5W \quad (4.24)$$

4.2.3. Caso límite

Calculo de la carga que se debe colocar para que trabaje en caso límite.

$$R = \frac{V_o}{I_{oB}} = \frac{10V}{909,09 \cdot 10^{-3}A} = 11\Omega \quad (4.25)$$

Se elije una R_L de 10Ω

Se realizan los cálculos con los siguientes valores.

Datos: $V_d = 5V$, $V_o = 10V$, $D = 0,5$, $R_L = 10\Omega$, $L = 22\mu H$, $C = 100\mu F$.

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{10V}{10\Omega} = 1A \quad (4.26)$$

$$\Delta_{I_L} = \frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = \frac{5V}{22 \cdot 10^{-6}H} \cdot \frac{1}{31250Hz} \cdot 0,5 = 3,63A \quad (4.27)$$

$$I_o = I_L \cdot (1 - D) \rightarrow I_L = \frac{I_o}{1 - D} = \frac{1A}{1 - 0,5} = 2A \quad (4.28)$$

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{1}{2} \cdot \Delta_{I_L} = 2A - \frac{1}{2} \cdot 3,63A = 0,185A \rightarrow 185mA \quad (4.29)$$

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{1}{2} \cdot \Delta_{I_L} = 2A + \frac{1}{2} \cdot 3,63A = 3,81A \quad (4.30)$$

Se puede apreciar que no es exactamente el caso límite. Ya que I_{Lmin} no es 0.

Potencia de salida consumida por la carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 10V \cdot 1A = 10W \quad (4.31)$$

4.2.4. Modo discontinuo

Para poder apreciar correctamente se busca que $\Delta_1 + D$ sea aproximadamente 0,8.

Partiendo de estos datos se calcula I_o

$$I_o = \frac{V_d \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot \Delta_1 = \frac{5V \cdot \frac{1}{31250Hz}}{2 \cdot 22 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,5 \cdot 0,3 = 545,45mA \quad (4.32)$$

Se calcula la resistencia de carga R_L

$$R_{L_{Discontinuo}} \geq \frac{V_o}{I_o} = \frac{10V}{545 \cdot 10^{-3}A} = 18,34\Omega \quad (4.33)$$

Se elije una R_L de 20Ω .

Se realizan todos los cálculos con los siguientes valores.

Datos: $V_d = 5V$, $D = 0,5$, $\Delta_1 = 0,3$, $R_L = 20\Omega$, $L = 22\mu H$, $C = 100\mu F$.

$$\left. \begin{aligned} I_o &= \frac{V_o}{R} = \frac{V_d \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot \Delta_1 \\ V_o &= V_d \cdot \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \end{aligned} \right\} \frac{V_d}{R} \cdot \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} = \frac{V_d \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot \Delta_1 \quad (4.34)$$

$$\frac{5V}{20\Omega} \cdot \frac{0,5 + \Delta_1}{\Delta_1} = \frac{5V \cdot 32 \cdot 10^{-6}s}{2 \cdot 22 \cdot 10^{-6}H} \cdot 0,5 \cdot \Delta_1 \rightarrow \Delta_1 = 0,34 \quad (4.35)$$

$$V_o = V_d \cdot \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} = 5V \cdot \frac{0,5 + 0,34}{0,34} = 12,35V \quad (4.36)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{12,35V}{20\Omega} = 0,617A \rightarrow 617,846mA \quad (4.37)$$

$$\Delta_{IL} = \frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = \frac{5V}{22 \cdot 10^{-6}H} \cdot \frac{1}{31250Hz} \cdot 0,5 = 3,63A \quad (4.38)$$

$$I_L = \frac{\Delta_{IL}}{2} \cdot (D + \Delta_1) = \frac{3,63A}{2} \cdot (0,5 + 0,33) = 1,52A \quad (4.39)$$

$$I_{Lmin} = 0A \quad (4.40)$$

$$I_{Lmax} = 3,63A \quad (4.41)$$

Potencia de salida consumida por la carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 12,35V \cdot 0,617A = 7,63W \quad (4.42)$$

4.2.5. Elección de componentes

En este apartado se detalla la elección de componentes para implementar el circuito del convertidor boost, a partir de los cálculos realizados previamente en el análisis del modelo ideal.

4.2.5.1. Bobina

La bobina para el convertidor boost debe tener una inductancia mínima de $20\mu H$ como se ha calculado en la ecuación 4.10, escogiendo el inmediato valor superior. Siendo este de $22\mu H$. También debe de soportar un paso de corriente máximo de $4,31A$, como se calcula en la ecuación 4.23.

Se selecciona una bobina de potencia del fabricante *BOURNS*, de $22\mu H$ que soporta un paso de corriente de $6A$ con referencia: *SRP1040VA-220M* [9]. Esta bobina es en formato SMD.



Figura 4.7: SRP1040VA-220M Fuente: [9]

4.2.5.2. Mosfet

De la misma manera y por los mismos motivos que en la elección del interruptor para el buck, en el apartado 3.2.5.2, se elije un mosfet como interruptor.

En la ecuación 4.16 se ha calculado que el interruptor debe soportar tensiones de $10V$ y en la ecuación 4.23 una corriente de hasta $4,31A$. Teniendo los anteriores parámetros en cuenta se utiliza el mismo mosfet que para el circuito del buck (apartado 3.2.5.2), el *IRLZ44PBF* del fabricante *VISHAY* [6]. Este es capaz de soportar tensiones de hasta $60V$, una corriente de $50A$ y su tensión de umbral ($V_{GS(th)}$) es de $5V$. El encapsulado es *TO-220* para montaje en THT. La figura 3.9 hace referencia al mismo.

4.2.5.3. Disipador mosfet

Calculo de la potencia disipada del mosfet y si es necesario el uso de un disipador. El mosfet elegido es el *IRLZ44PBF* [6].

Características mosfet: $R_{DS} = 28m\Omega$, $T_{Jmax} = 175C$, $R_{thJA} = 62^{\circ}C/W$.

La intensidad máxima será de $4,31$ pero se aproxima a $5A$ para ir con margen. La potencia disipada será:

$$P_{MOSFET} = R_{DS} \cdot I_d^2 = 0,028\Omega \cdot 5A^2 = 0,7W \quad (4.43)$$

Según la gráfica de la característica “*Resistencia normalizada vs temperatura*” del datasheet del mosfet [6], en el peor de los casos la R_{DS} puede llegar a multiplicarse por 2.

$$P_{MOSFET} = R_{DS} \cdot I_d^2 = 0,028\Omega \cdot 2 \cdot 5A^2 = 1,4W \quad (4.44)$$

Se aproxima a que la potencia que debe disipar el transistor es de $1,5W$.

$$T_J = P_{MOSFET} \cdot R_{thJA} + T_C = 1,5W \cdot 62^{\circ}C/W + 25^{\circ}C = 118^{\circ}C \quad (4.45)$$

No es necesario la utilización de disipador ya que $T_J(118^{\circ}C) < T_{Jmax}(175^{\circ}C)$.

4.2.5.4. Condensador

El condensador de salida deberá soportar una tensión superior a la tensión de salida de $12,35V$, como se calcula en la ecuación 4.36 para el caso discontinuo. El rizado de la tensión de salida no debe ser superior al 10 %, en la ecuación 4.14 se calcula el valor de la capacidad necesaria, que en este caso se determina de $100\mu F$.

Se elige el mismo condensador electrolítico de $100\mu F$ de capacidad y de $100V$ con referencia *100YXF100MEFC12.5X20* del fabricante *RUBYCON* [7] que se elije para el buck (apartado 3.2.5.4).

La figura 3.10 hace referencia al condensador elegido.

4.2.5.5. Diodo

El diodo deberá soportar una tensión inversa de como mínimo la tensión de salida V_o , que será de $12,35V$ calculado en la ecuación 4.36 y una corriente máxima de $4,31A$ calculada en la ecuación 4.23. De la misma forma que en el caso del buck el diodo deberá soportar una conmutación rápida, lo que implica utilizar un diodo Shottky. Se elije el mismo diodo que en convertidor buck, que soporta una tensión inversa (V_R) de $100V$ y una corriente directa de $10A$ con referencia *MBR10100G* del fabricante *ONSEMI* [8]. El encapsulado es *TO-220* para montaje en THT y la figura 3.11 muestra el diodo elegido.

5. Control

En este capítulo se tratará la parte de control de los convertidores. En concreto el tratado de la señales de control, la adquisición de los parámetros de los convertidores y la modificación de los diferentes modos de funcionamiento.

5.1. Introducción

Para el funcionamiento de los convertidores es necesario una etapa de control, para generar las diferentes señales, leer los valores de tensión de salida y corriente que circula por la bobina. En la figura 5.1 se muestra un diagrama con las diferentes entradas y salidas.

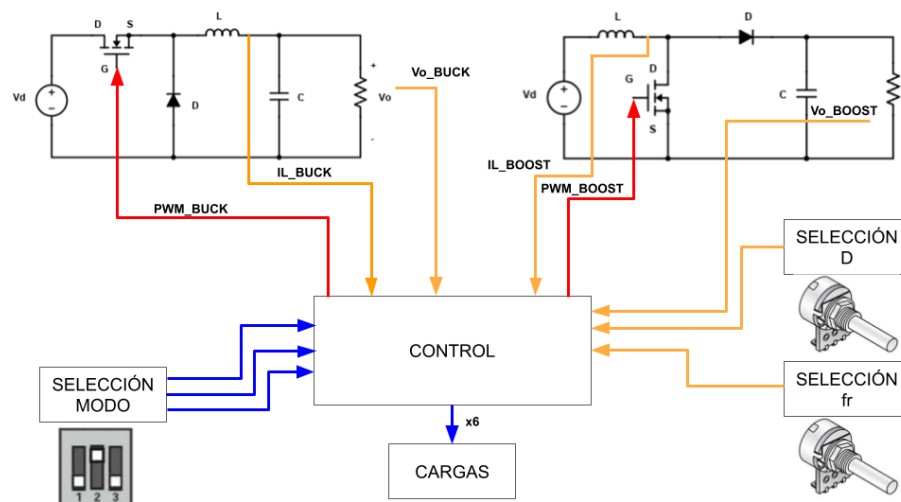


Figura 5.1: Diagrama de control

En el diagrama de la figura 5.1 los colores de las conexiones nos indican el tipo de las mismas. Las conexiones de color naranja indican que son entradas analógicas, las azules entradas o salidas digitales y las rojas salidas *PWM*. En la tabla 5.1 se encuentra una relación entre las entradas y salidas del microcontrolador.

5.2. Microcontrolador

El control se lleva a cabo con un microcontrolador, en este caso con un *ATmega328P* del fabricante *Microchip Technology Inc.* Para facilitar el uso y la integración se utiliza una placa de desarrollo basada en este microcontrolador. Se ha elegido la placa *ARDUINO Nano*, esta placa incorpora algunas características adicionales.

Este microcontrolador dispone de [10]:

- 14 pines digitales (entrada o salida) y 6 de ellos salida PWM
- 8 entradas analógicas de 10 bits
- Puerto serie
- Bus SPI
- Bus I2C
- Memoria flash 32Kbytes
- Memoria EEPROM 1Kbytes
- Memoria SRAM 2Kbytes
- 2 Temporizadores de 8-bit
- Temporizador de 16-bit

La placa de desarrollo *ARDUINO nano* añade las siguientes características [11]:

- Regulador de Voltaje
- Oscilador de 16Mhz
- Conector USB
- Adaptador USB-Serie
- LED

En la figura 5.2 se puede ver el pinout de la placa de desarrollo *ARDUINO Nano*.

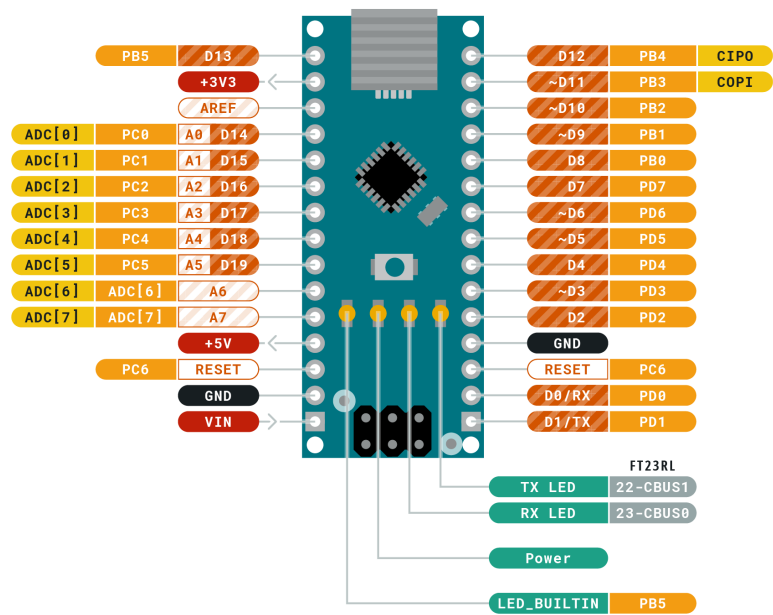


Figura 5.2: Pinout ARDUINO Nano Fuente: [11]

Para seleccionar el modo de funcionamiento se emplea un pequeño micro interruptor de tres circuitos, en concreto el *MCNDP-03V* del fabricante *MULTICOMP PRO* [12]. En la figura 5.3 se puede ver la configuración de los interruptores. El resto de opciones no realizaran ninguna acción.

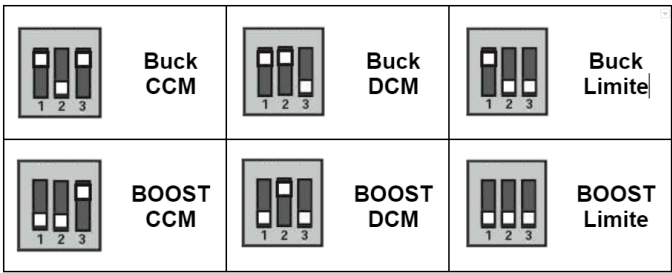


Figura 5.3: Selección micro interruptor

Esta selección de modo de funcionamiento permite elegir el convertidor a utilizar y aplicar la resistencia de carga para que este trabaje en el modo deseado.

5.2.1. Relación entradas y salidas

La siguiente tabla 5.1 muestra una relación de entradas y salidas del microcontrolador.

Pin	Tipo	Función
D1/TX	I/O	
D0/RX	I/O	
RESET	Input	
GND	Power	GND
D2	I/O	RL_BOOST_10
D3	I/O	MOD0_2
D4	I/O	RL_BOOST_20
D5	I/O	
D6	I/O	
D7	I/O	RL_BOOST_8
D8	I/O	RL_BUCK_10
D9	I/O	PWM_BOOST
D10	I/O	PWM_BUCK
D11	I/O	MOD0_3
D12	I/O	RL_BUCK_5
D13	I/O	RL_BUCK_5-2
3V3	Output	
AREF	Input	
A0	Input analógica	MOD0_1
A1	Input analógica	fr
A2	Input analógica	IL_BUCK
A3	Input analógica	Vo_BUCK
A4	Input analógica	IL_BOOST
A5	Input analógica	Vo_BOOST
A6	Input analógica	D
A7	Input analógica	
+5V	Power	5V
RESET	Input	
GND	Power	GND
VIN	Power	

Cuadro 5.1: Relación entradas y salidas

5.3. Señal PWM

Las señales PWM (Pulse-Width Modulation, modulación por ancho de pulso) son aquellas que se pueden describir por su ciclo de trabajo y periodo y/o frecuencia. En la figura 5.4 se puede ver un ejemplo de una señal PWM.

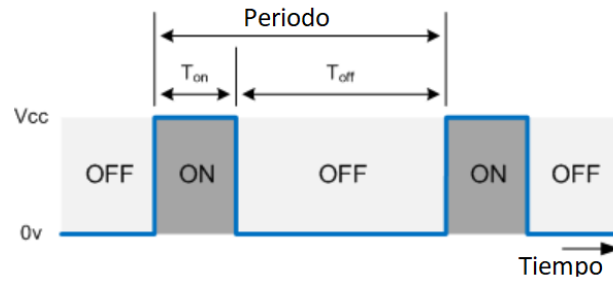


Figura 5.4: Señal PWM Fuente: [13]

En el caso del microcontrolador *ATmega328P* dispone de 6 pines PWM controlado por 3 timers en la tabla 5.2 se hace un resumen de los mismos.

ATMEGA328	ARDUINO	Timer	Fr Timer	Fr PWM (defecto)
11	5	Timer0	62500 Hz	977 Hz
12	6	Timer0	62500 Hz	977 Hz
15	9	Timer1	31250 Hz	490 Hz
16	10	Timer1	31250 Hz	490 Hz
17	3	Timer2	31250 Hz	490 Hz
5	11	Timer2	31250 Hz	490 Hz

Cuadro 5.2: Tabla resumen pines *PWM*

Se utilizan los pines 10 y 9 para generar las señales PWM del convertidor buck y boost respectivamente, tal como se indica en la tabla 5.1.

Utilizando dos potenciómetros se ajusta el ciclo de trabajo y frecuencia de estas señales.

5.4. Drivers

Se utilizan mosfets de canal-N como interruptores, a estos se debe aplicar una tensión entre sus terminales *Gate* y *Source* para gobernarlos. Esta tensión es conocida como tensión umbral, $V_{GS(th)}$, esta comprendida entre dos valores $V_{GS(th)min}$ y $V_{GS(th)max}$ que serán las tensiones que el mosfet estará apagado o encendido respectivamente. Se debe evitar no situarse entre estas dos tensiones, esta región es conocida como región ilegal. En la figura 5.5 se puede ver representado un ejemplo de las regiones de funcionamiento de un Mosfet. [14]

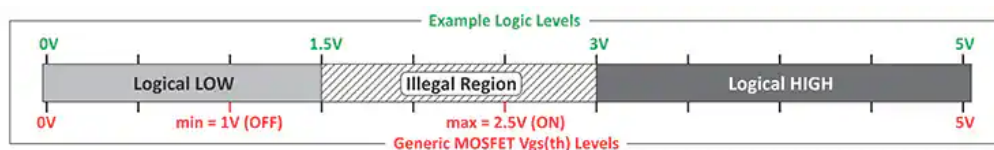


Figura 5.5: Región de activación Mosfet Fuente: [14]

Según la hoja de datos del Mosfet utilizado *IRLZ44PBF* [6] se especifican las tensiones: $V_{GS(th)min} = 1V$ y $V_{GS(th)max} = 2V$. Implica que se debe evitar estar entre estos valores y conmutar rápidamente. Para ello no se debe conectar directamente a la salida PWM del microcontrolador a la puerta (Gate) del mosfet, sino que hay que utilizar una etapa de control como un driver.

5.4.1. Buck

En el caso del circuito del convertidor buck, al sustituir el interruptor por un mosfet quedaría el circuito de la figura 5.6.

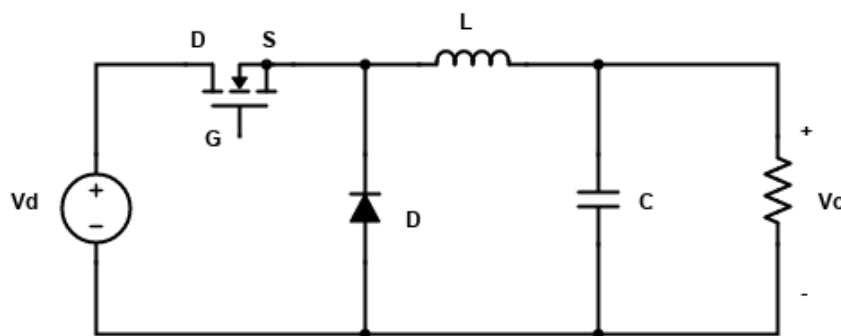


Figura 5.6: Circuito buck con mosfet

El terminal fuente (Source) del mosfet estará conectado a un terminal de la bobina y al diodo. En consecuencia la tensión en este punto ira cambiando constantemente y complica garantizar que se aplique una tensión $V_{GS(th)}$, para ello se utilizara un driver.

Para la selección del driver a utilizar se sigue *La guía de selección de drivers para puertas de Infineon* [15] y el buscador del distribuidor de componentes *Farnell* con los criterios de búsqueda:

- Controladores de puerta lógica
- Tensión de alimentación 5V
- Lado alto

Con estos criterios se escoge el *IR2301SPBF* del fabricante *Infineon* que puede controlar dos puertas, una de lado alto y otra de bajo, las características principales son [16]:

- Canal flotante diseñado para operación de arranque a +600V
- Alimentación de 5 a 20V

- Señales de entrada lógica compatible con 3,3V, 5V y 15V
- Encapsulado SOIC-8 para montaje en SMD

La figura 5.7 muestra el esquema de conexión típico, como se puede observar no necesita muchos componentes externos para su funcionamiento.

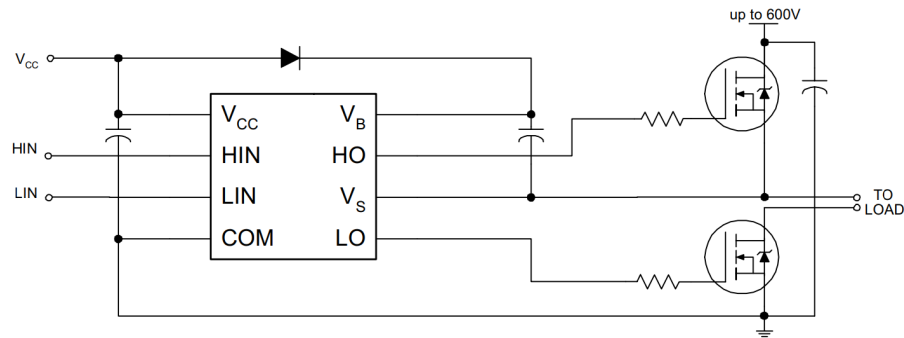


Figura 5.7: Circuito recomendado *IR2301SPBF* Fuente: [16]

Los componentes que se utilizan para realizar el circuito del driver han sido seleccionados a partir de la información de las hojas de datos y guías de uso de los componentes, mosfet *IRLZ44PBF* [6] y driver *IR2301SPBF* [16].

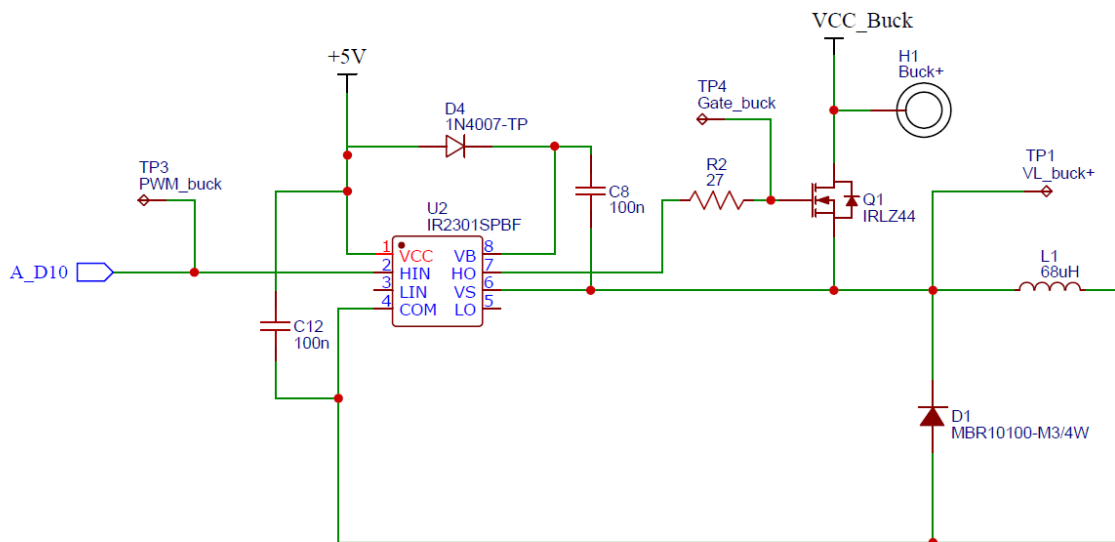


Figura 5.8: Esquema *IR2301SPBF*

Los condensadores tanto el de entrada entre los pines V_{CC} y COM como el que se encuentra entre los pines V_B y V_S se utilizan condensadores cerámicos de $100nF$, el diodo que se encuentra entre los pines V_{CC} y V_B es un diodo de propósito general, el *1N4007-T* del fabricante *Diodes*

Incorporated [17].

En la figura 5.8 se ve el detalle de la implementación del driver en el circuito.

5.4.2. Boost

El circuito resultante de utilizar un mosfet de canal-N como interruptor en el circuito del convertidor boost queda representado en la figura 5.9

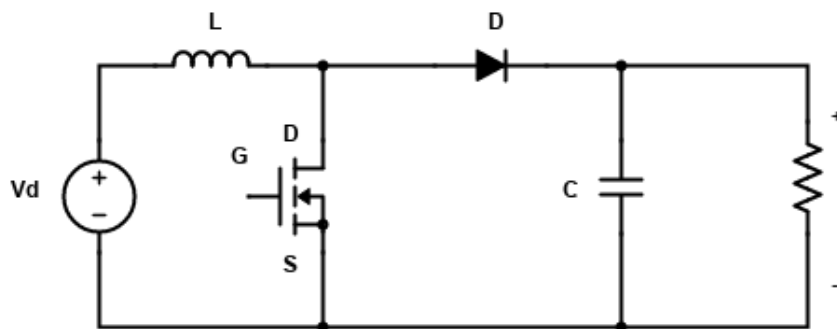


Figura 5.9: Circuito boost con mosfet

En este caso la tensión $V_{GS(th)}$ que se debe aplicar al mosfet se puede controlar, al tener el PIN de *Source* conectado a masa, conociendo su potencial. El mosfet requiere una corriente para cargar su capacidad interna y cambiar de estado, la baja corriente suministrada por el microcontrolador puede suponer cambios de estado más lentos que implican más disipación de energía en forma de calor.

Se utiliza una etapa entre el microcontrolador y la puerta del mosfet. Para esta etapa se implementa una configuración de *Totem Pole* [18] que consta de dos transistores, uno NPN y otro PNP conectando sus bases y emisores.

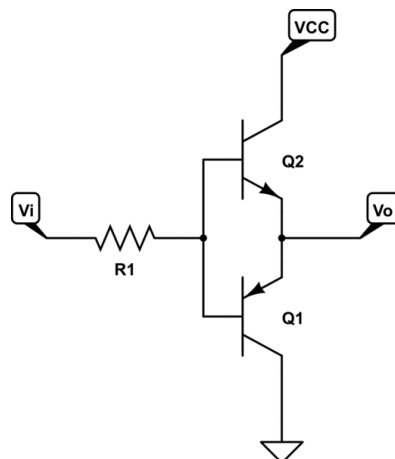


Figura 5.10: Configuración *Totem Pole* Fuente: [18]

El colector del transistor NPN se conecta a $5V$ y el del PNP a GND tal como se muestra en la figura 5.10.

Se elijen los siguientes transistores:

- **Transistor NPN:** 2N5551TA [19]
- **Transistor PNP:** 2N4403TAR [20]

La configuración del conjunto queda como se representa en la figura 5.11

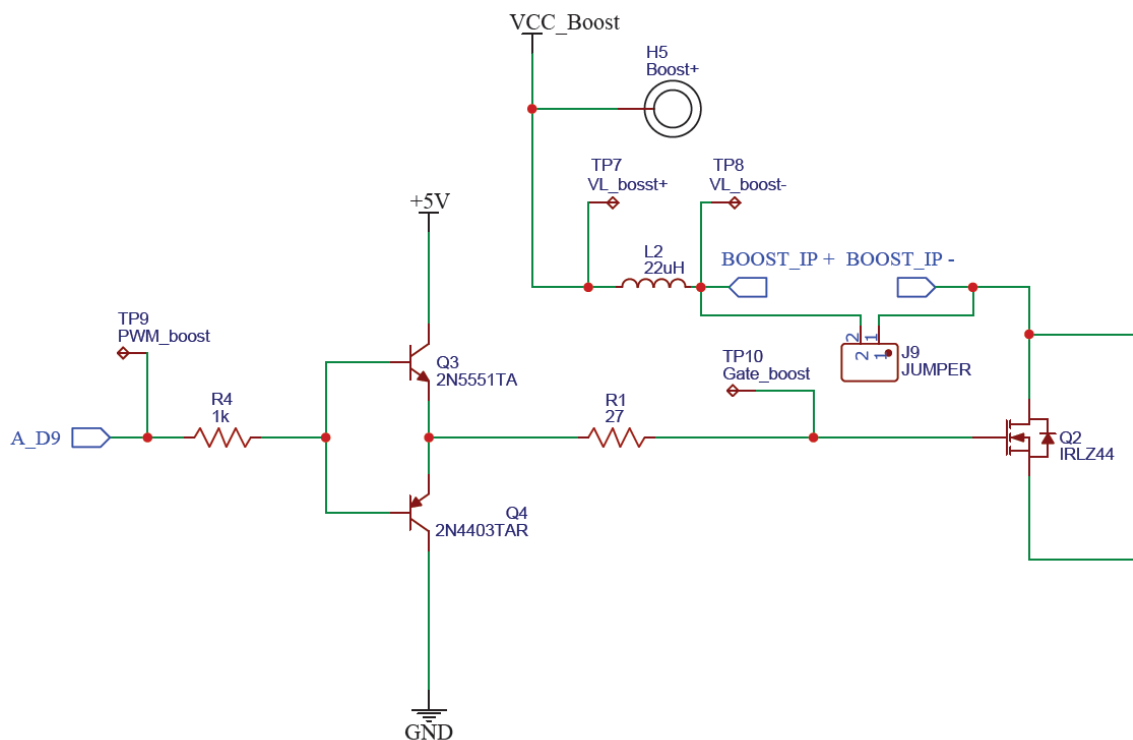


Figura 5.11: detalle esquema *Totem Pole*

5.5. Sensor de corriente

Es interesante poder medir y ver la forma de la corriente que circula por la bobina. Para ello se implementa un sensor de corriente para poder observar una tensión proporcional a la misma.

Se decide utilizar un sensor de efecto Hall, para que afecte lo mínimo posible la salida de corriente. Se elije el *HMSR 6-SMS* de la serie *HMSR-SMS* del fabricante *LEM* con las características siguientes [21]:

- Tensión de alimentación $5V$

- Tecnología de anillo abierto
- Ancho de banda de 300KHz
- Corriente nominal 6A
- Sensibilidad de $133,33\text{mV/A}$
- Separación galvánica entre primario y secundario
- Encapsulado SOIC16 para montaje en SMD



Figura 5.12: *HMSR 6-SMS* Fuente: [22]

El componente dispone de una guía de uso [22] que especifica el circuito a seguir (figura 5.13) y especificaciones para el trazado de la PCB.

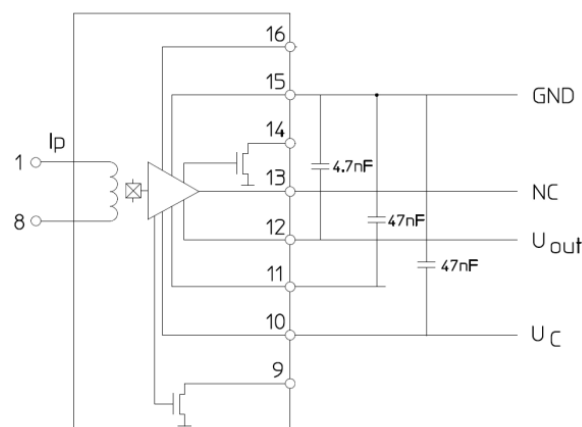


Figura 5.13: Esquema recomendado *HMSR 6-SMS* Fuente: [22]

Se prepara el circuito para que en un futuro se pueda leer el valor de la corriente utilizando el Conversor Analógico Digital (DAC, Digital Analog Converter) integrado en el microcontrolador. Se realiza una etapa de adaptación de la señal de salida del sensor utilizando un amplificador operacional con la configuración de restador.

La salida del sensor proporciona una salida de $2,5V$ para una circulación de corriente de $0A$ [21]. Utilizando una referencia de esta tensión, restaremos este valor a la señal de salida del sensor, para obtener $0V$ para un paso de corriente de $0A$. En la figura 5.14 se muestra un detalle de la etapa de acondicionamiento.

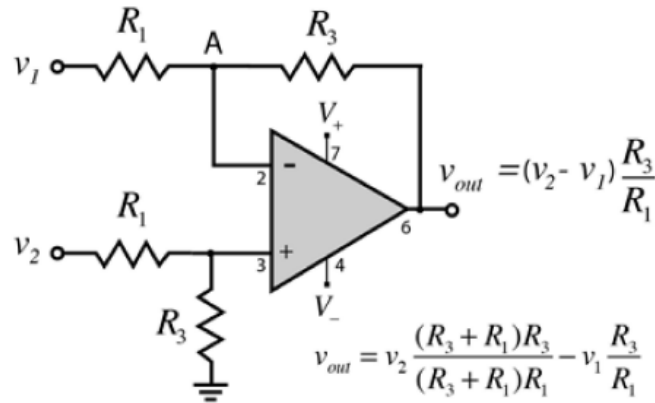


Figura 5.14: Diagrama y formulas amplificador operacional restador Fuente: [23]

Para aprovechar al máximo la resolución del DAC del microcontrolador se amplifica la tensión de salida del sensor de corriente. Se estima que la mayor corriente que circulará por la bobina será de unos $5A$ y la tensión del DAC es de $5V$. Se realizan los siguientes cálculos obtener los valores de las resistencias para amplificar la señal.

$$\begin{aligned}
 5A \cdot 133,33mV/A &= 666,65mV \rightarrow \frac{5V}{666,65mV} = 7,5 \\
 V_{out} &= (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_3}{R_1} \rightarrow \frac{R_3}{R_1} \approx 7,5 \rightarrow \frac{680k\Omega}{100k\Omega} = 6,8 \\
 V_{out} &= (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_3}{R_1} \rightarrow 5V = (V_2 - V_1) \cdot \frac{680k\Omega}{100k\Omega} \rightarrow (v_2 - v_1) = 735,29mV \\
 \frac{735,29mV}{133,33mV/A} &= 5,51A
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

La ganancia del restador sera de $6,8$, que permitirá leer corrientes de hasta $5,51A$, en serie con la resistencia se usara un potenciómetro multivuelta para ajustar la ganancia y resolver problemas de tolerancias de las resistencias. El potenciómetro a utilizar sera el *3296W-1-253LF* del fabricante *BOURNS* de $25K\Omega$ y 25 vueltas [24].

Para la referencia de tensión a restar de $2,5V$ se emplea un integrado, el *MCP1525-I/TO* del fabricante *Microchip Technology Inc* [25].

En la figura 5.15 se puede ver el detalle del esquema de conexión del sensor de corriente *HMSR*

6-SMS y de la etapa de adaptación utilizando el amplificador operacional [26] para el circuito del convertidor buck (figura 7.1).

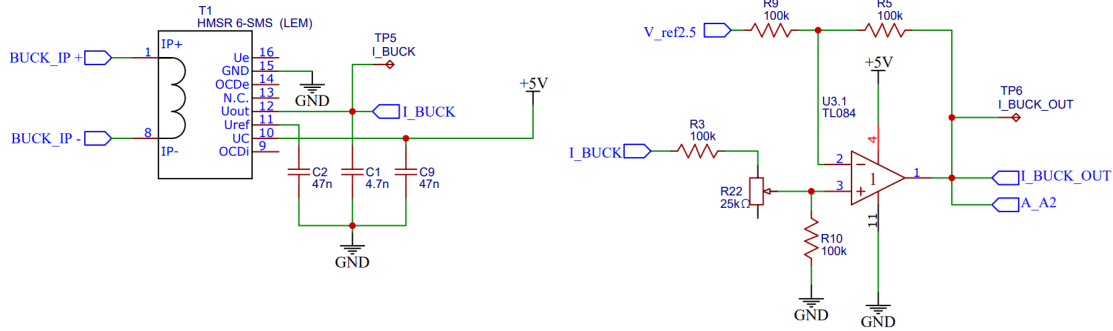


Figura 5.15: Esquema sensor de corriente y etapa de adaptación buck

La señal de salida ya adaptada I_BUCK_OUT se lee a través del pin $A2$ del microcontrolador.

De igual forma se implementa el sensor de corriente de la bobina en el circuito del convertidor boost (figura 7.2). La señal de salida ya adaptada I_BOOST_OUT se lee a través del pin $A4$ del microcontrolador.

5.6. Tensión de salida

Para poder leer la tensión de salida de cada uno de los convertidores se realiza un divisor de tensión. La tensión máxima de salida esperada es de $30V$, teniendo esto en cuenta, en la ecuación 5.2, se calculan las resistencias. En la figura 5.16 se muestra un divisor de tensión, se utiliza esta nomenclatura para los cálculos de la ecuación 5.2.

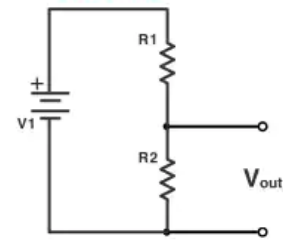


Figura 5.16: Divisor de tensión Fuente: [27]

$$V_{out} = V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = 100k\Omega, R_2 = 20k\Omega$$

$$V_{out} = 30V \cdot \frac{20K\Omega}{100K\Omega + 20K\Omega} = 5V \quad (5.2)$$

Debido a la tolerancia de las resistencias se decide poner como R_2 un potenciómetro multi-vuelta de $25k\Omega$ para poder ajustar y leer valores más exactos. Los potenciómetros a utilizar serán el $3296W-I-253LF$ del fabricante *BOURNS* de $25K\Omega$ y 25 vueltas [24].

La figura 7.1 muestra el esquemático del circuito del convertidor buck, donde se ve la imple-

mentación del divisor de tensión. La señal de salida ya adaptada V_{out_BUCK} se lee a través del pin $A3$ del microcontrolador.

De igual manera en la figura 7.2 se encuentra el esquemático del convertidor boost. La señal de salida ya adaptada V_{out_BOOST} se lee a través del pin $A5$ del microcontrolador.

6. Resultados

En este apartado se exponen los resultados obtenidos de la simulación realizada con *Simulink de Matlab*, los resultados experimentales de la implementación del circuito, utilizando los datos obtenidos del diseño teórico realizado en los apartados anteriores.

Para la parte de simulación se ha utilizado la herramienta de simulink de Matlab y el modulo Simscape Electrical, que proporciona bibliotecas de componentes para modelar y simular sistemas electrónicos [28].

6.1. Buck

Para llevar a acabo la simulación y la implementación se han utilizado los siguientes valores obtenidos de los cálculos de los apartados anteriores.

- $V_d = 30V$
- $D = 1/6$
- $f_r = 31250Hz$
- $L = 68\mu H$
- $C = 100\mu F$
- CCM $\rightarrow R_L = 2\Omega$
- DCM $\rightarrow R_L = 10\Omega$
- Caso límite $\rightarrow R_L = 5\Omega$

6.1.1. Simulación

Para la simulación del circuito de un buck se crea un circuito (figura 6.1) en Simulink utilizando los componentes de la biblioteca Simscape Electrical.

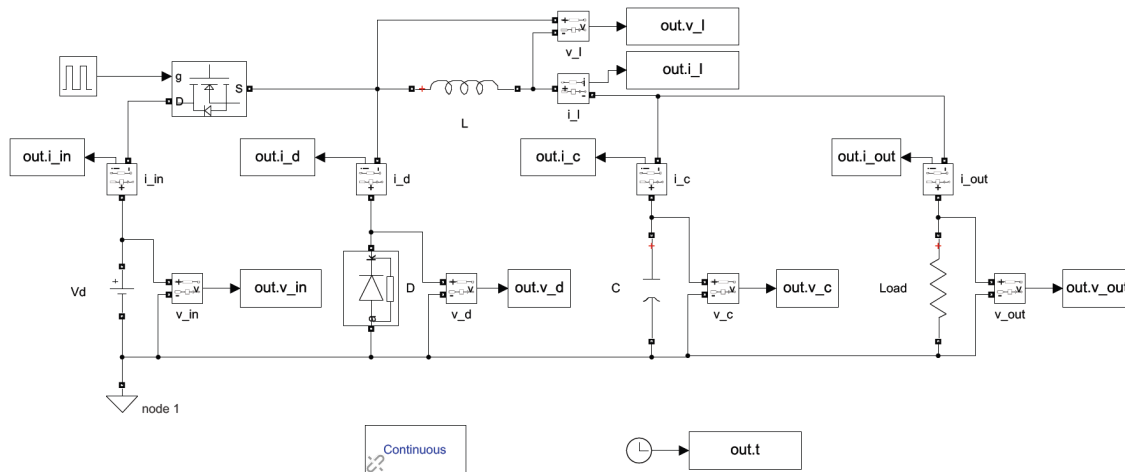


Figura 6.1: Circuito buck Simulink

Para la asignación del valor de los parámetros de cada elemento se utilizan variables, que se inician desde el espacio de trabajo con un archivo de trabajo de *Matlab*.

```

1  Rl=5; %CCM 2, DCM 10, Limite 5
2  Vi=30;
3  D=1/6;
4  f=31250;
5  L=68e-6;
6  C=100e-6;

```

Listing 6.1: Iniciación valores Matlab

El modelo de Simulink consta de una fuente de tensión ideal con valor V_i , un mosfet controlado por una señal PWM con frecuencia y ciclo de trabajo f y D respectivamente. El valor de la bobina es L , el del condensador es C y el de la resistencia de carga es R_l .

Se utilizan los bloques *Current Measurement* y *Voltage Measurement* para medir la corriente y la tensión respectivamente, de cada elemento y se envían los datos al espacio de trabajo con los bloques *To Workspace*.

6.1.1.1. Modo continuo

Los valores para la simulación del circuito en modo CCM son:

$$Rl = 2, Vi = 30, D = 1/6, f = 31250, L = 68e - 6 \text{ y } C = 100e - 6$$

Se obtiene la gráfica de la figura 6.2, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de $25,58V$ y una mínima de $-5,14V$ que concuerda con los cálculos realizados en 3.18, $25V$ y $-5V$ respectivamente.

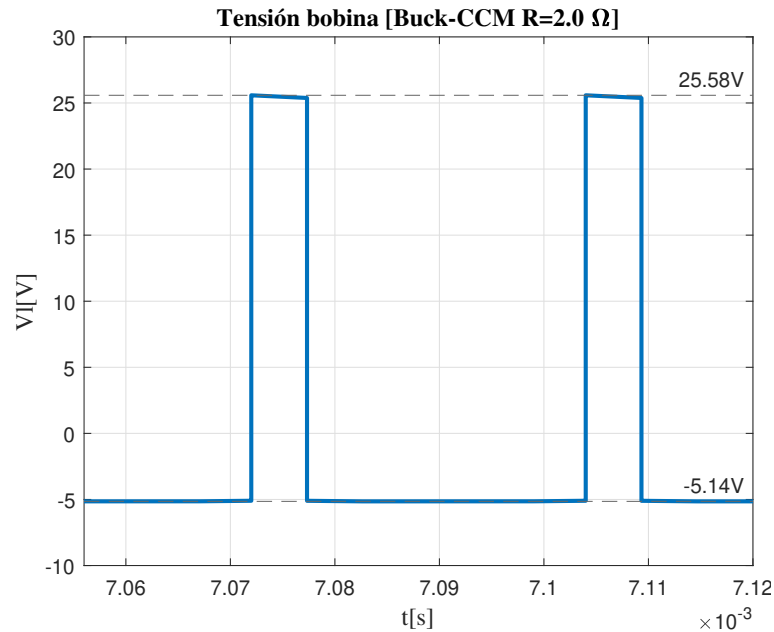


Figura 6.2: Tensión en bornes de la bobina

En la figura 6.3 se observa la corriente por la bobina. El valor máximo es de $3,17A$ y el mínimo de $1,16A$ siendo I_L de $2,16A$. Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 2,5A$ (3.19), $I_{Lmin} = 1,51A$ (3.20) y $I_{Lmax} = 3,48A$ (3.21) los valores son similares.

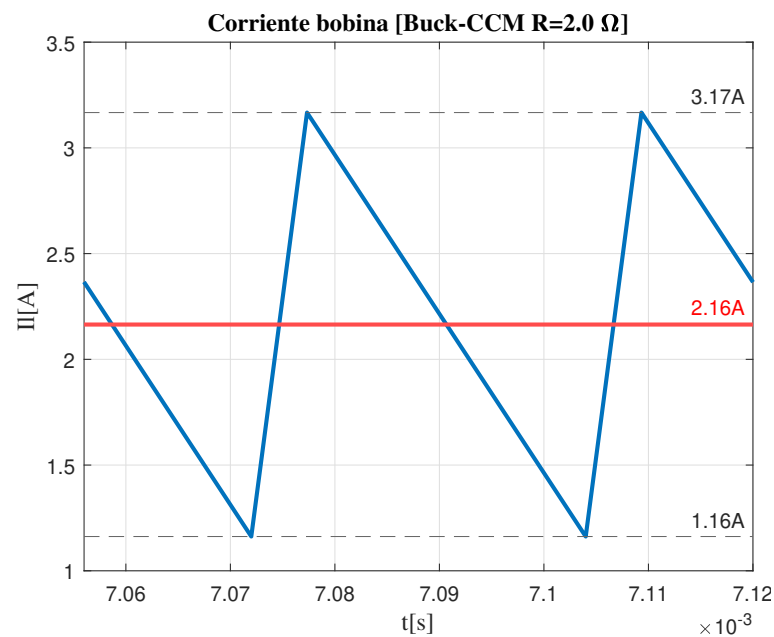


Figura 6.3: Corriente por la bobina

6.1.1.2. Caso límite

Los valores para la simulación del circuito en el caso límite:

$$R_l = 5, V_i = 30, D = 1/6, f = 31250, L = 68e - 6 \text{ y } C = 100e - 6$$

Se obtiene la gráfica de la figura 6.4, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de $25,36V$ y una mínima de $-5,49V$ que es similar a la figura 6.2. Como la resistencia de carga no es exactamente el valor calculado $4,1\Omega$ (3.17) para el caso límite se observa que hay un pequeño instante donde la tensión se aproxima a cero.

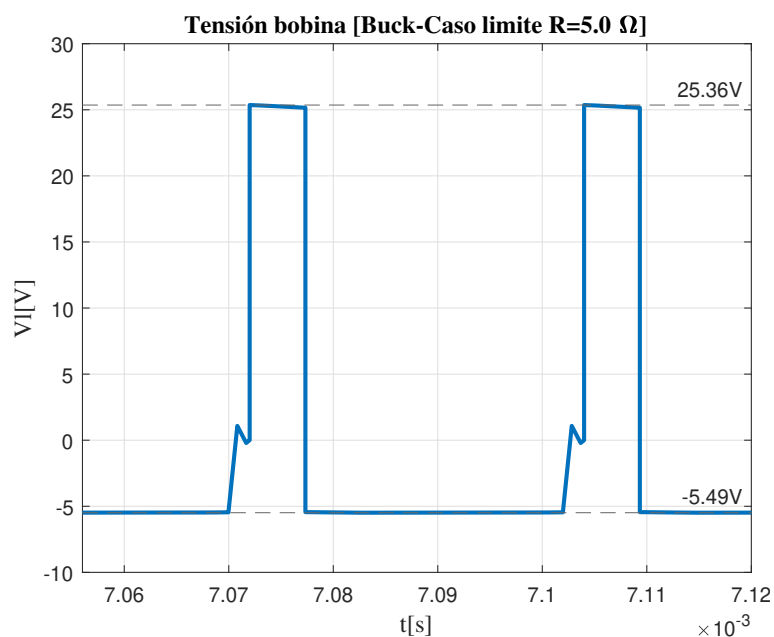


Figura 6.4: Tensión en bornes de la bobina

En la figura 6.5 se observa la corriente por la bobina. El valor máximo es de $1,99A$ y el mínimo de $0A$ siendo I_L de $0,99A$. Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 1A$ (3.23), $I_{Lmin} = 19,6mA$ (3.25) y $I_{Lmax} = 1,98A$ (3.26) los valores son similares. De la misma forma que pasa con la tensión figura 6.4 la corriente se hace cero en un instante.

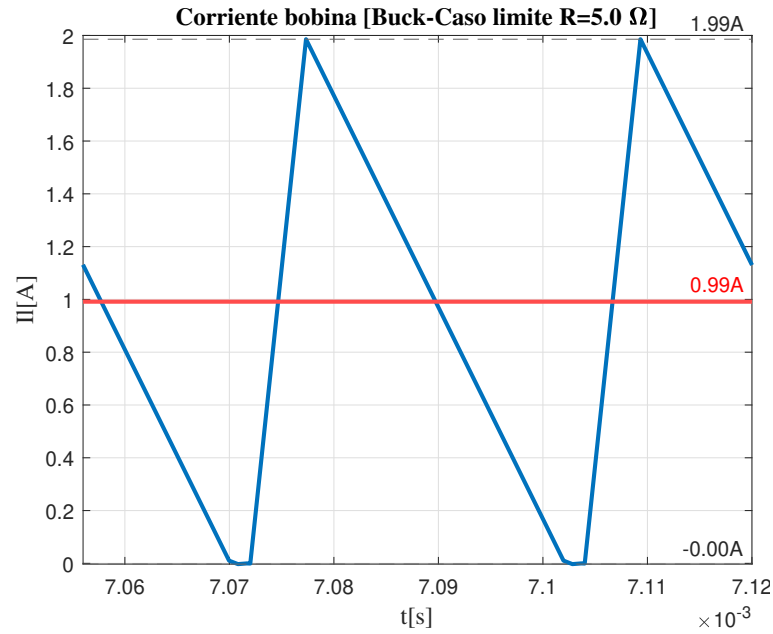


Figura 6.5: Corriente por la bobina

6.1.1.3. Modo discontinuo

Los valores para la simulación del circuito en modo DCM:

$Rl = 10$, $Vi = 30$, $D = 1/6$, $f = 31250$, $L = 68e - 6$ y $C = 100e - 6$

Se obtiene la gráfica de la figura 6.6, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de 23,54V y una mínima de -7,32V.

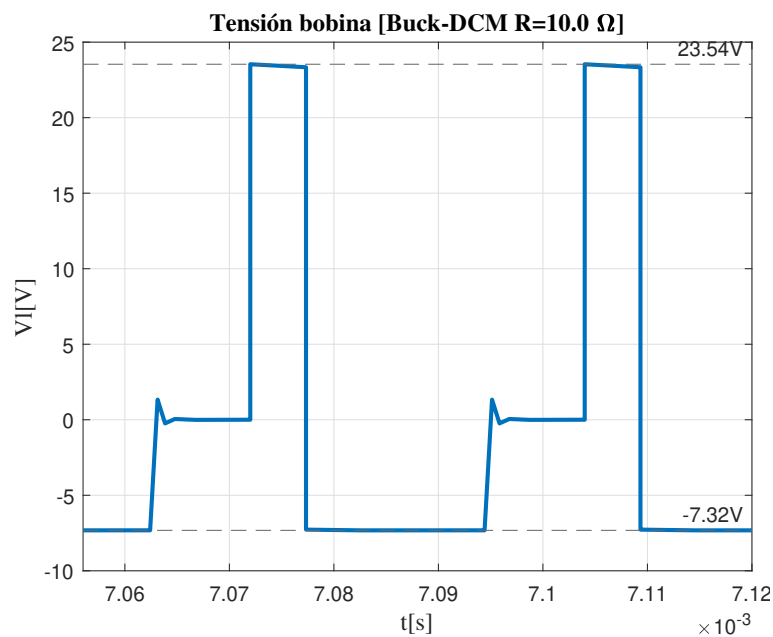


Figura 6.6: Tensión en bornes de la bobina

En la figura 6.7 se observa la corriente por la bobina. El valor máximo es de 1,84A y el mínimo de 0A siendo I_L de 0,92. Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 675mA$ (3.33), $I_{Lmin} = 0A$ (3.35) y $I_{Lmax} = 1,82A$ (3.36) los valores son similares. Se observa el tiempo que la bobina esta sin paso de corriente.

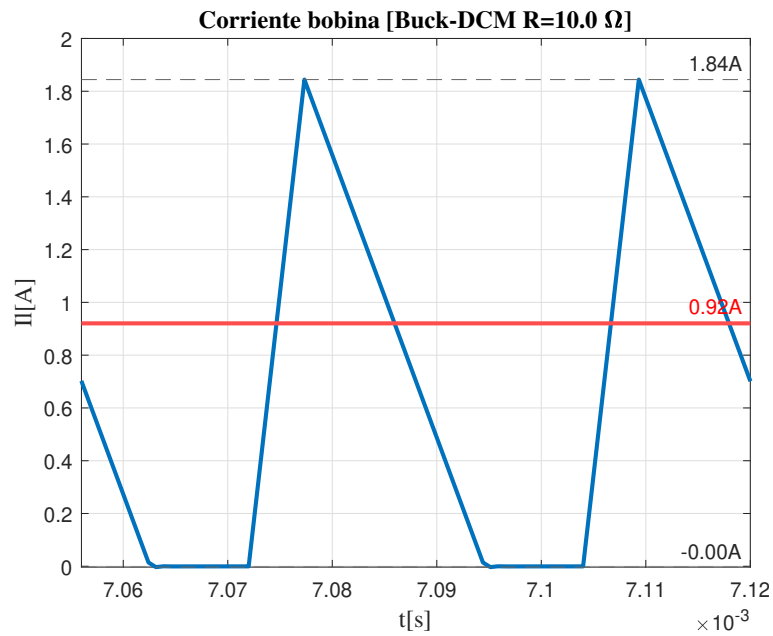


Figura 6.7: Corriente por la bobina

6.1.2. Experimentales

En este apartado se lleva a cabo el ensayo del convertidor buck en los diferentes modos y casos de funcionamiento que se han estudiado en apartados anteriores.

6.1.2.1. Modo continuo

Los valores del circuito en modo CCM son:

$$R_l = 2,1\Omega, V_i = 30V, D = 0,16, f = 31250Hz, L = 68\mu H \text{ y } C = 100\mu F$$

Se mide con un multímetro a la salida del convertidor una tensión continua de 4,6V

Se obtiene la gráfica de la figura 6.8, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de 24,6V y una mínima de -4,4V que son valores similares a los obtenidos en la simulación, figura 6.2, 25,58V y -5,14V respectivamente.

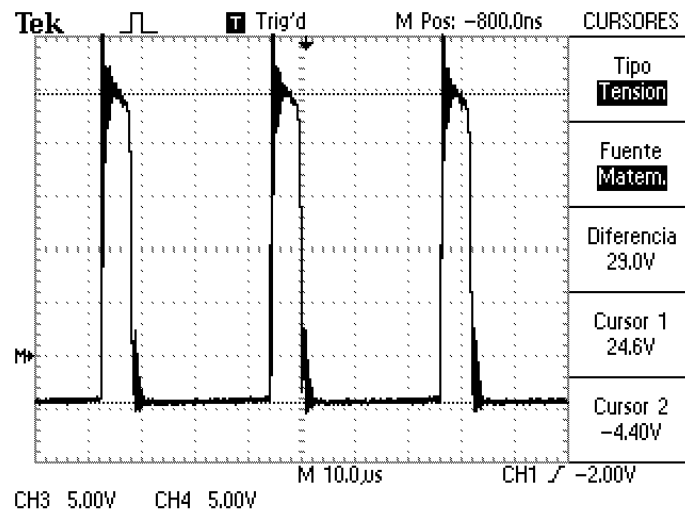


Figura 6.8: Tensión en bornes de la bobina (Buck CCM)

En la figura 6.9 se observa la tensión obtenida de la sonda de corriente del osciloscopio, siendo la salida de 100mV/A. $\Delta_{IL} = 1,74A$, $I_{Lmin} = 70mA$ y $I_{Lmax} = 2,52A$.

Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 2,16$ (3.19), $I_{Lmin} = 1,16A$ (3.20) y $I_{Lmax} = 3,48A$ (3.21) los valores difieren.

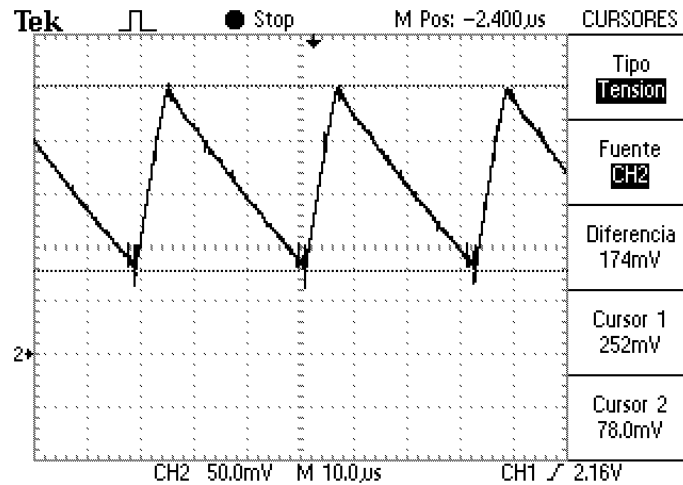


Figura 6.9: Corriente por la bobina (Buck CCM)

6.1.2.2. Caso límite

Los valores del circuito en el caso límite son:

$$R_l = 5,3\Omega, V_i = 30V, D = 0,16, f = 31250Hz, L = 68\mu H \text{ y } C = 100\mu F$$

Se mide con un multímetro a la salida del convertidor una tensión continua de 4,8V

Se obtiene la gráfica de la figura 6.10, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de 24,4V y una mínima de -5V que son valores similares a los obtenidos en la simulación, figura 6.4, 25,36V y -5,49V respectivamente.

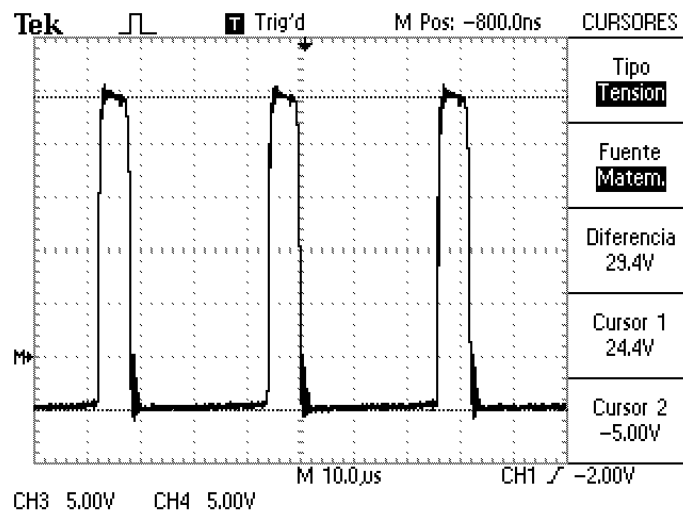


Figura 6.10: Tensión en bornes de la bobina (Buck caso límite)

En la figura 6.11 se observa la tensión obtenida de la sonda de corriente del osciloscopio, siendo la salida de 100mV/A. $\Delta_{IL} = 1,78A$, $I_{Lmin} = 0A$ y $I_{Lmax} = 1,78A$.

Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 1A$ (3.23), $I_{Lmin} = 19,6mA$ (3.25) y $I_{Lmax} = 1,98A$ (3.26) los valores son similares.

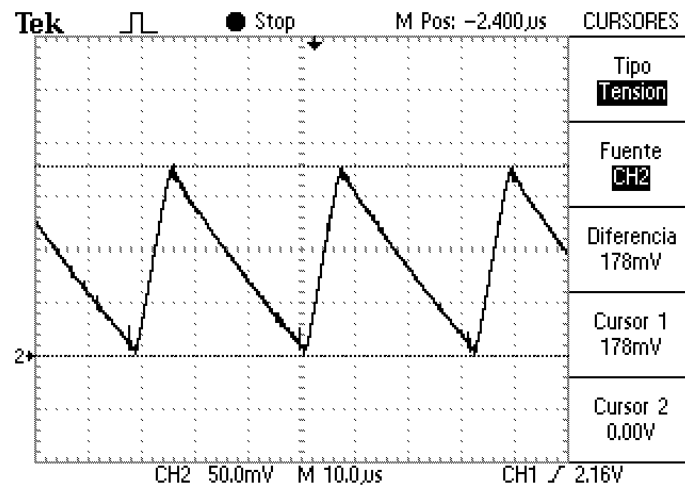


Figura 6.11: Corriente por la bobina (Buck caso límite)

6.1.2.3. Modo discontinuo

Los valores del circuito en el modo DCM son:

$$Rl = 10,1\Omega, Vi = 30V, D = 0,16, f = 31250Hz, L = 22\mu H \text{ y } C = 100\mu F$$

Se mide con un multímetro a la salida del convertidor una tensión continua de 6V

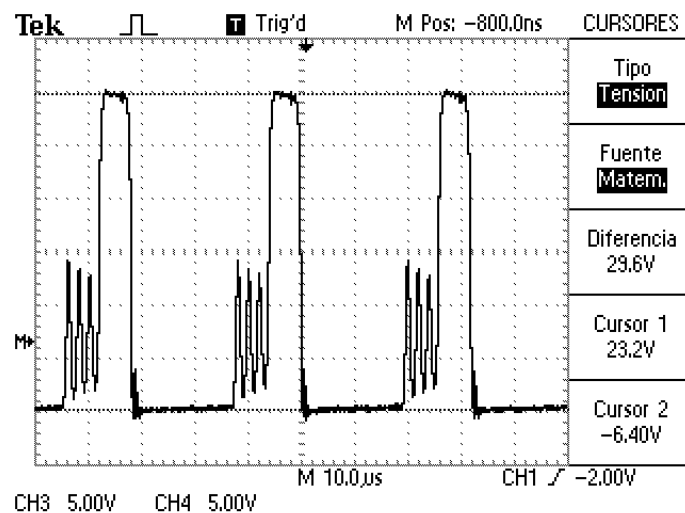


Figura 6.12: Tensión en bornes de la bobina (Buck DCM)

Se obtiene la gráfica de la figura 6.12, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de 23,2V y una mínima de -6,4V que si se comparan con los valores

obtenidos en la simulación, figura 6.6, $23,54V$ y $-7,32V$ respectivamente. Se puede apreciar como la tensión mínima se desvía de la esperada y durante el tiempo Δ_1 la tensión no se hace 0.

En la figura 6.13 se observa la tensión obtenida de la sonda de corriente del osciloscopio, siendo la salida de $100mV/A$. $\Delta_{IL} = 1,62A$, $I_{Lmin} = 0A$ y $I_{Lmax} = 1,62A$.

Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 675mA$ (3.33), $I_{Lmin} = 0A$ (3.35) y $I_{Lmax} = 1,82A$ (3.36) en este caso los valores se difieren de los valores calculados y simulados.

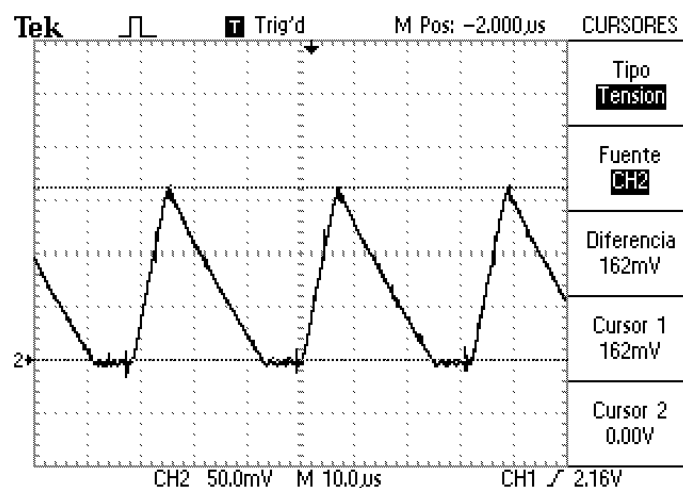


Figura 6.13: Corriente por la bobina (Buck DCM)

6.2. Boost

Para llevar a acabo la simulación y la implementación se han utilizado los siguientes valores obtenidos de los cálculos de los apartados anteriores.

- $V_d = 5V$
- $D = 1/2$
- $f_r = 31250Hz$
- $L = 22\mu H$
- $C = 100\mu F$
- CCM $\rightarrow R_L = 8\Omega$
- DCM $\rightarrow R_L = 20\Omega$
- Caso límite $\rightarrow R_L = 10\Omega$

6.2.1. Simulación

Para la simulación del circuito de un boost se crea un circuito (figura 6.14) en Simulink utilizando los componentes de la biblioteca Simscape Electrical.

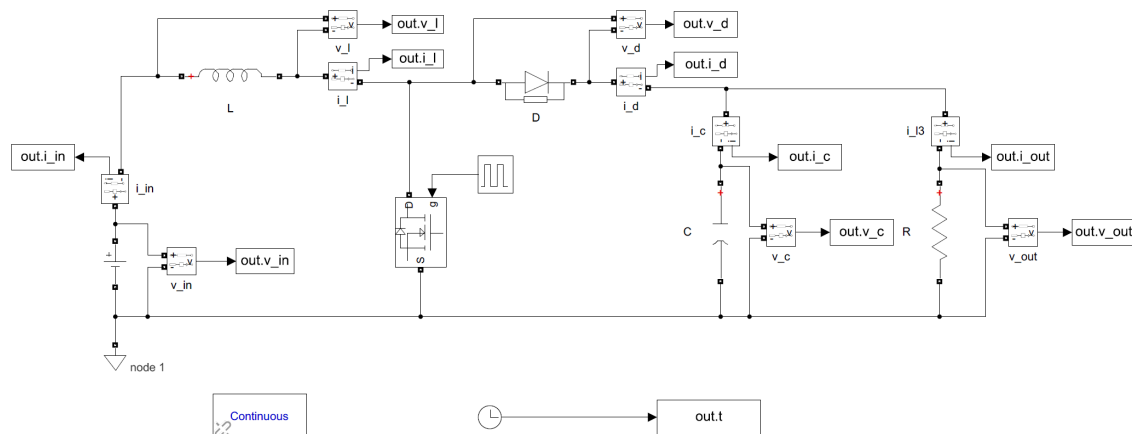


Figura 6.14: Circuito buck Simulink

Para la asignación del valor de los parámetros de cada elemento se utilizan variables que se inician desde el espacio de trabajo con un archivo de trabajo de Matlab.

```

1  Rl=8; %CCM 8, DCM 20, Limite 10
2  Vi=5;
3  D=1/2;
4  f=31250;
5  L=22e-6;
6  C=100e-6;

```

Listing 6.2: Iniciación valores Matlab

El modelo de Simulink consta de una fuente de tensión ideal con valor V_i , un mosfet controlado por una señal PWM con frecuencia y ciclo de trabajo f y D respectivamente. El valor de la bobina es L , el del condensador es C y el de la resistencia de carga es R_l .

Se utilizan los bloques *Current Measurement* y *Voltage Measurement* para medir la corriente y la tensión respectivamente, de cada elemento y se envían los datos al espacio de trabajo con los bloques *To Workspace*.

6.2.1.1. Modo continuo

Los valores para la simulación del circuito en modo CCM son:

$R_l = 8$, $V_i = 5$, $D = 1/2$, $f = 31250$, $L = 22e - 6$ y $C = 100e - 6$

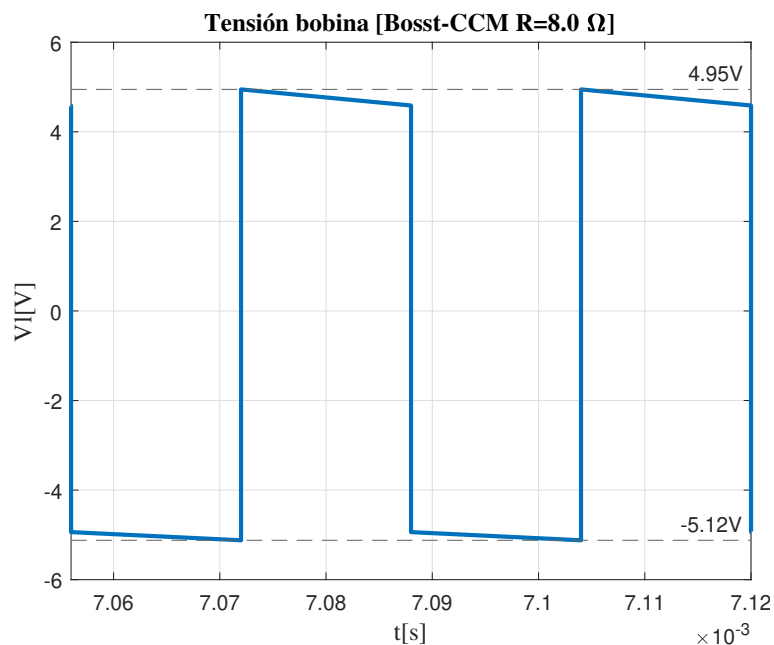


Figura 6.15: Tensión en bornes de la bobina

Se obtiene la gráfica de la figura 6.15, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de $4,95V$ y una mínima de $-5,12V$ que concuerda con los cálculos

realizados en $4.18, 5V$ y $-5V$ respectivamente.

En la figura 6.16 se observa la corriente por la bobina. El valor máximo es de $4.12A$ y el mínimo de $0.52A$ siendo I_L de $2.32A$. Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 2.5A$ (4.21), $I_{Lmin} = 685mA$ (4.22) y $I_{Lmax} = 4.31A$ (4.23) los valores son similares.

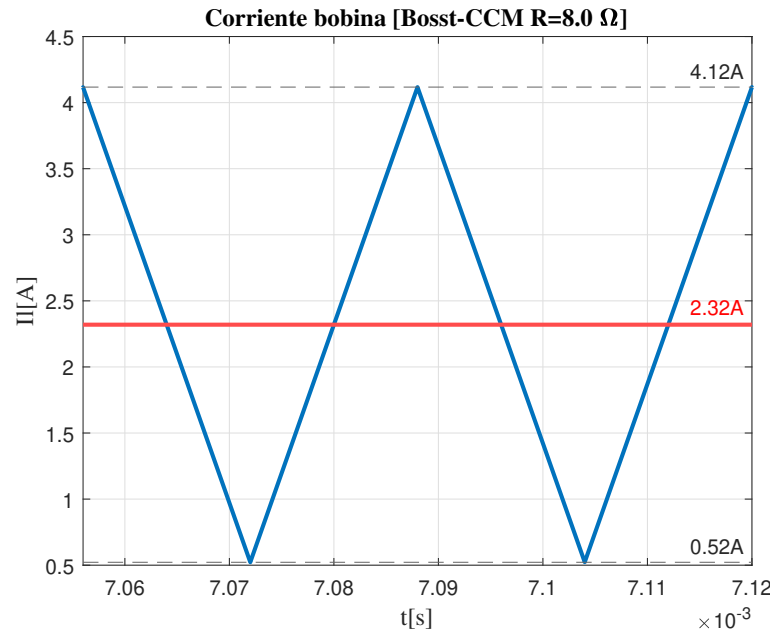


Figura 6.16: Corriente por la bobina

6.2.1.2. Caso límite

Los valores para la simulación del circuito en el caso límite:

$$Rl = 10, Vi = 5, D = 1/2, f = 31250, L = 22e - 6 \text{ y } C = 100e - 6$$

Se obtiene la gráfica de la figura 6.17, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de $4,99V$ y una mínima de $-5,16V$ que es similar a la figura 6.15.

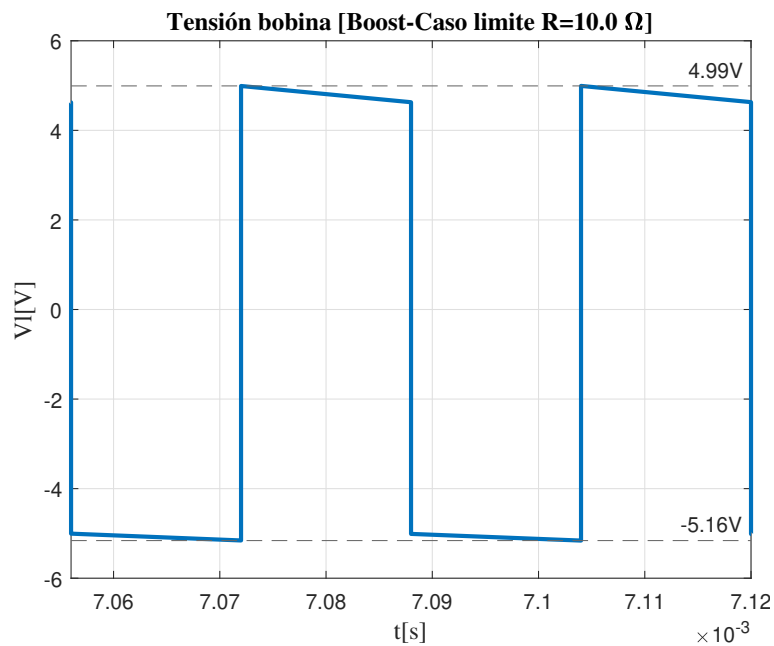


Figura 6.17: Tensión en bornes de la bobina

En la figura 6.18 se observa la corriente por la bobina. El valor máximo es de $3,72A$ y el mínimo de $0,04A$ siendo I_L de $1,88A$. Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 2A$ (4.28), $I_{Lmin} = 185mA$ (4.29) y $I_{Lmax} = 3,81A$ (4.30) los valores son similares.

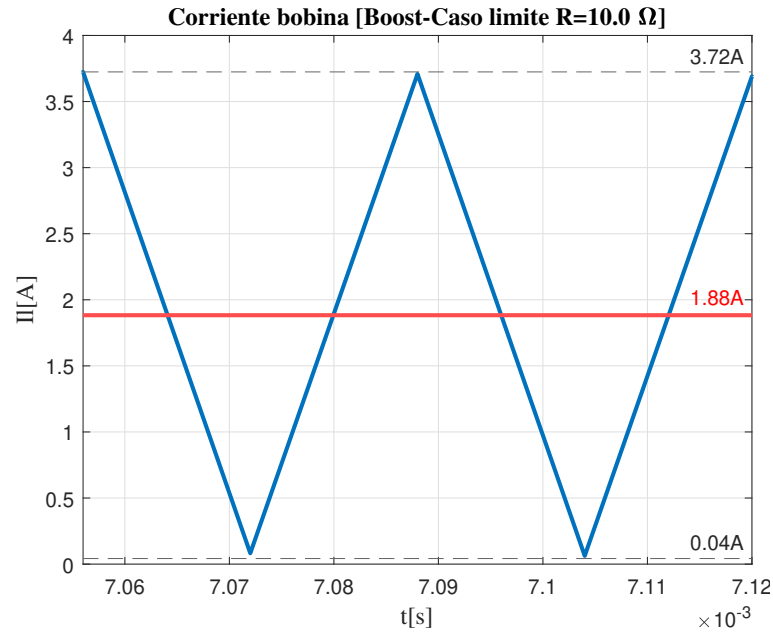


Figura 6.18: Corriente por la bobina

6.2.1.3. Modo discontinuo

Los valores para la simulación del circuito en modo DCM:

$$Rl = 20, Vi = 5, D = 1/2, f = 31250, L = 22e - 6 \text{ y } C = 100e - 6$$

Se obtiene la gráfica de la figura 6.19, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de $5V$ y una mínima de $-7,35V$.

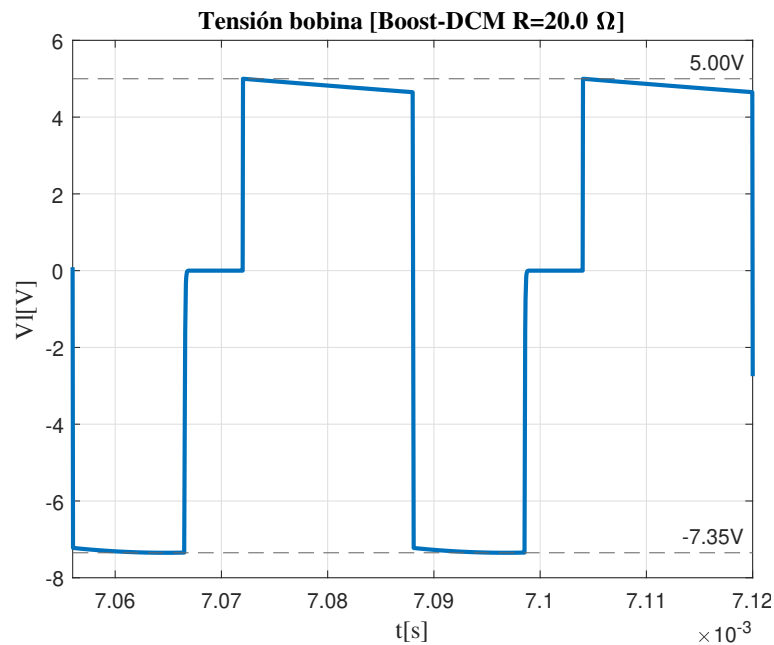


Figura 6.19: Tensión en bornes de la bobina

En la figura 6.20 se observa la corriente por la bobina. El valor máximo es de $3,63A$ y el mínimo de $0A$ siendo I_L de $1,81$. Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 1,52A$ (4.39), $I_{Lmin} = 0A$ (4.40) y $I_{Lmax} = 3,63A$ (4.41) los valores son similares. Se observa el tiempo que la bobina esta sin paso de corriente.

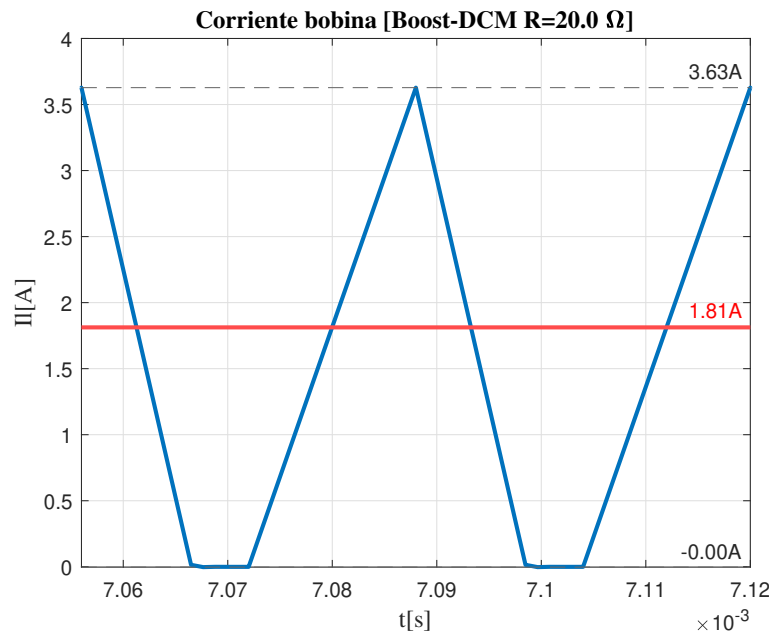


Figura 6.20: Corriente por la bobina

6.2.2. Experimentales

En este apartado se lleva a cabo el ensayo del convertidor boost en los diferentes modos y casos de funcionamiento que se han estudiado en apartados anteriores.

6.2.2.1. Modo continuo

Los valores del circuito en modo CCM son:

$$Rl = 8,3\Omega, Vi = 5V, D = 0,5, f = 31250Hz, L = 22\mu H \text{ y } C = 100\mu F$$

Se mide con un multímetro a la salida del convertidor una tensión continua de 8,1V.

Se obtiene la gráfica de la figura 6.21, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de 4,48V y una mínima de -4V que son valores similares a los obtenidos en la simulación, figura 6.15, 4,95V y -5,12V respectivamente.

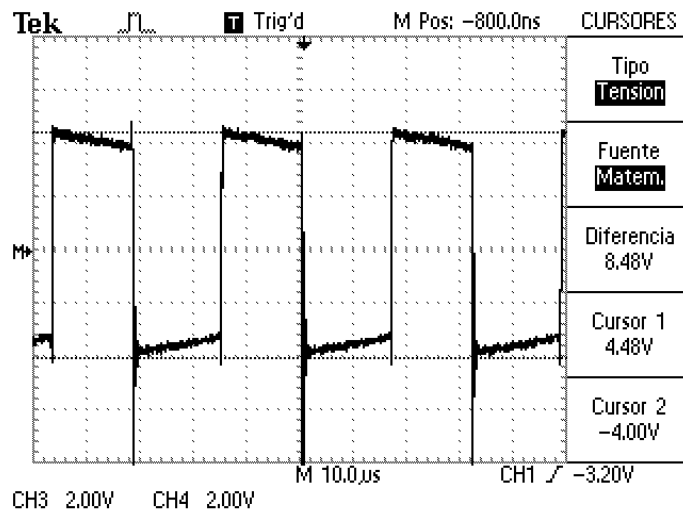


Figura 6.21: Tensión en bornes de la bobina (Boost CCM)

En la figura 6.22 se observa la tensión obtenida de la sonda de corriente del osciloscopio, siendo la salida de 100mV/A. $\Delta_{IL} = 2,8A$, $I_{Lmin} = 520mA$ y $I_{Lmax} = 3,32A$.

Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 2,5A$ (4.21), $I_{Lmin} = 685mA$ (4.22) y $I_{Lmax} = 4,31A$ (4.23) los valores difieren.

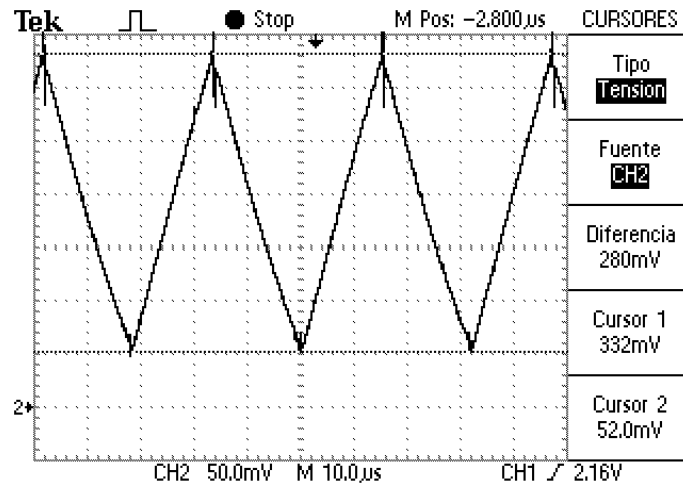


Figura 6.22: Corriente por la bobina (Boost CCM)

6.2.2.2. Caso límite

Los valores del circuito en el caso límite son:

$$R_l = 10,1\Omega, V_i = 5V, D = 0,5, f = 31250Hz, L = 22\mu H \text{ y } C = 100\mu F$$

Se mide con un multímetro a la salida del convertidor una tensión continua de 8,8V.

Se obtiene la gráfica de la figura 6.23, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de 4,64V y una mínima de -4,16V que son valores similares a los obtenidos en la simulación, figura 6.17, 4,99V y -5,10V respectivamente.

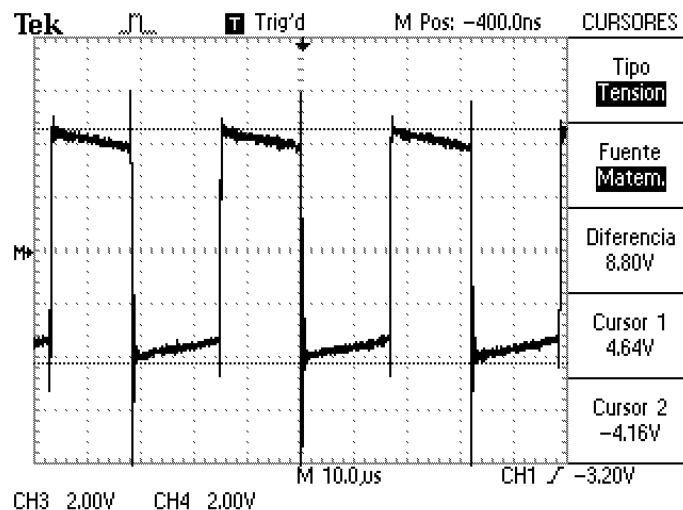


Figura 6.23: Tensión en bornes de la bobina (Boost caso límite)

En la figura 6.24 se observa la tensión obtenida de la sonda de corriente del osciloscopio, siendo la salida de 100mV/A. $\Delta_{IL} = 2,92A$, $I_{Lmin} = 180mA$ y $I_{Lmax} = 2,74A$.

Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 2A$ (4.28), $I_{Lmin} = 185mA$ (4.29) y $I_{Lmax} = 3,81A$ (4.30) los valores difieren.

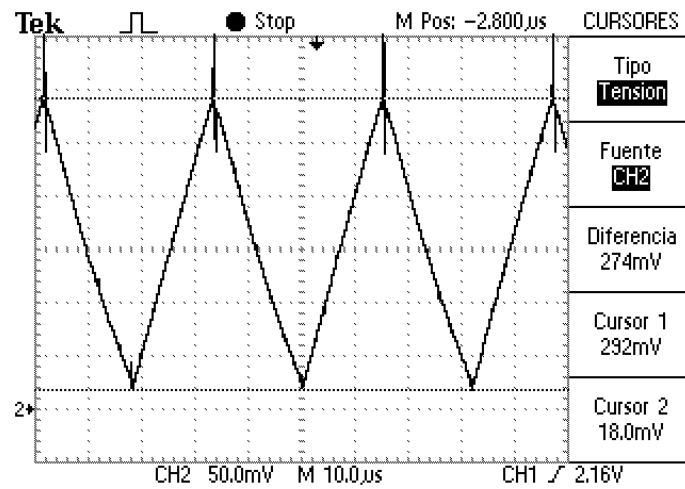


Figura 6.24: Corriente por la bobina (Boost caso límite)

6.2.2.3. Modo discontinuo

Los valores del circuito en el modo DCM son:

$$Rl = 21\Omega, Vi = 5V, D = 0,5, f = 31250Hz, L = 22\mu H \text{ y } C = 100\mu F$$

Se mide con un multímetro a la salida del convertidor una tensión continua de 10,2V.

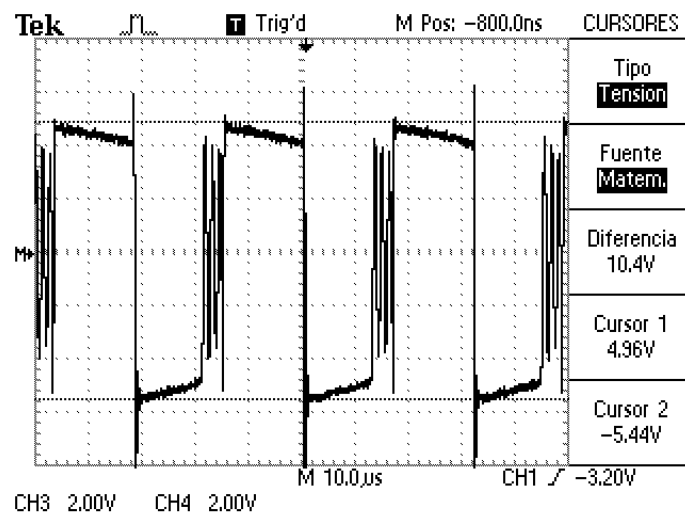


Figura 6.25: Tensión en bornes de la bobina (Boost DCM)

Se obtiene la gráfica de la figura 6.25, donde se observa que la tensión en bornes de la bobina alcanza una tensión máxima de 4,96V y una mínima de -5,44V que si se comparan con los valores

obtenidos en la simulación, figura 6.19, $5V$ y $-7,35V$ respectivamente. Se puede apreciar como la tensión mínima se desvía de la esperada.

En la figura 6.26 se observa la tensión obtenida de la sonda de corriente del osciloscopio, siendo la salida de $100mV/A$. $\Delta I_L = 2,78A$, $I_{Lmin} = 0A$ y $I_{Lmax} = 2,78A$.

Al comparar con los valores calculados en las ecuaciones $I_L = 1,52A$ (4.39), $I_{Lmin} = 0A$ (4.40) y $I_{Lmax} = 3,63A$ (4.41) en este caso los valores se difieren de los valores calculados y simulados.

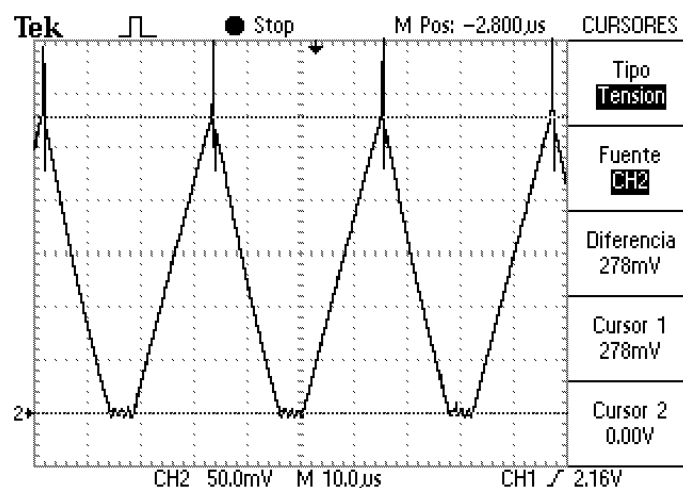


Figura 6.26: Corriente por la bobina (Boost DCM)

7. Esquemas

En este capítulo se incluyen los esquemáticos en el siguiente orden:

1. **Esquema convertidor buck** [Figura: 7.1]
2. **Esquema convertidor boost** [Figura: 7.2]
3. **Esquema circuito de control** [Figura: 7.3]
4. **Esquema resistencias de carga** [Figura: 7.4]

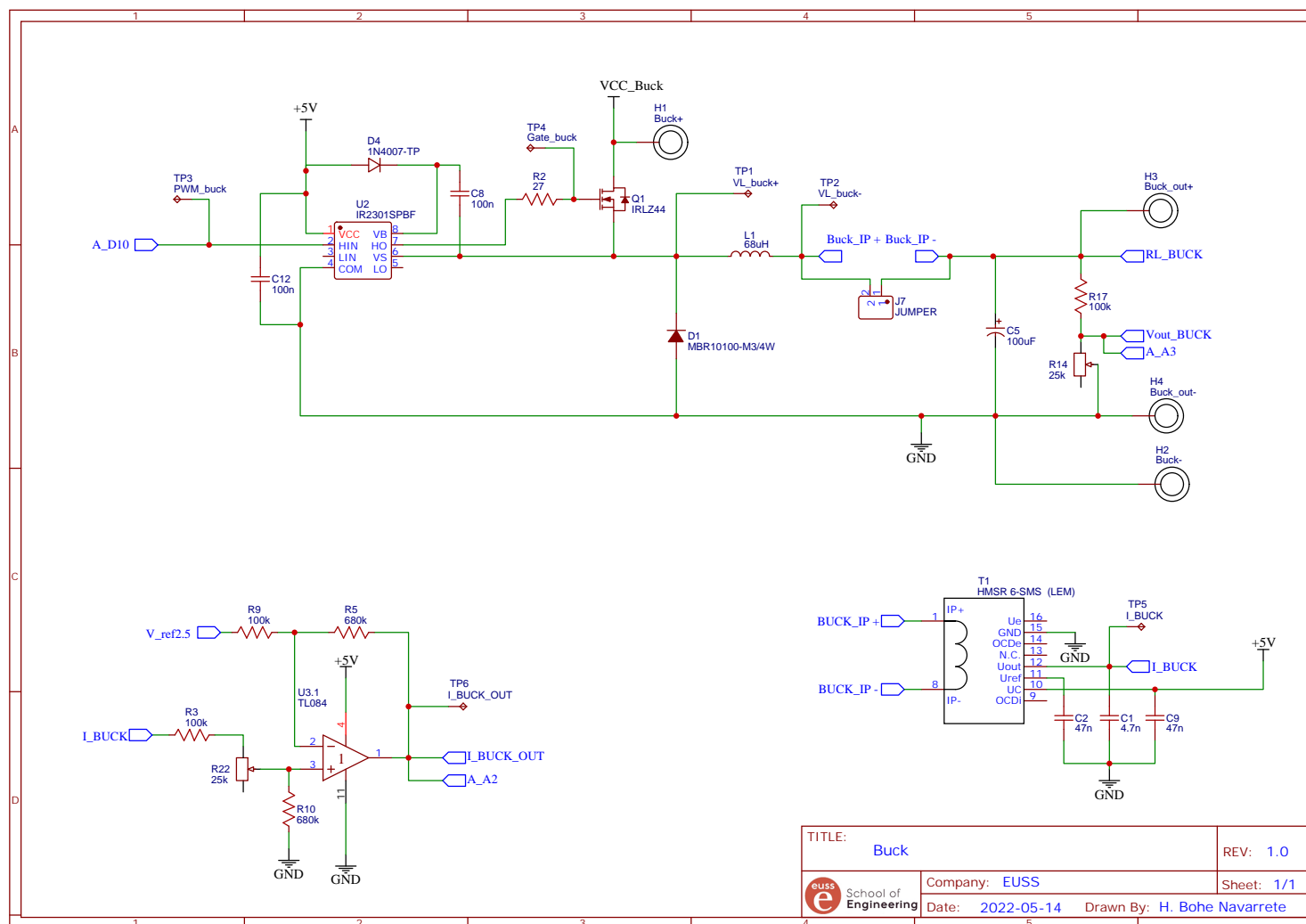


Figura 7.1: Esquema buck

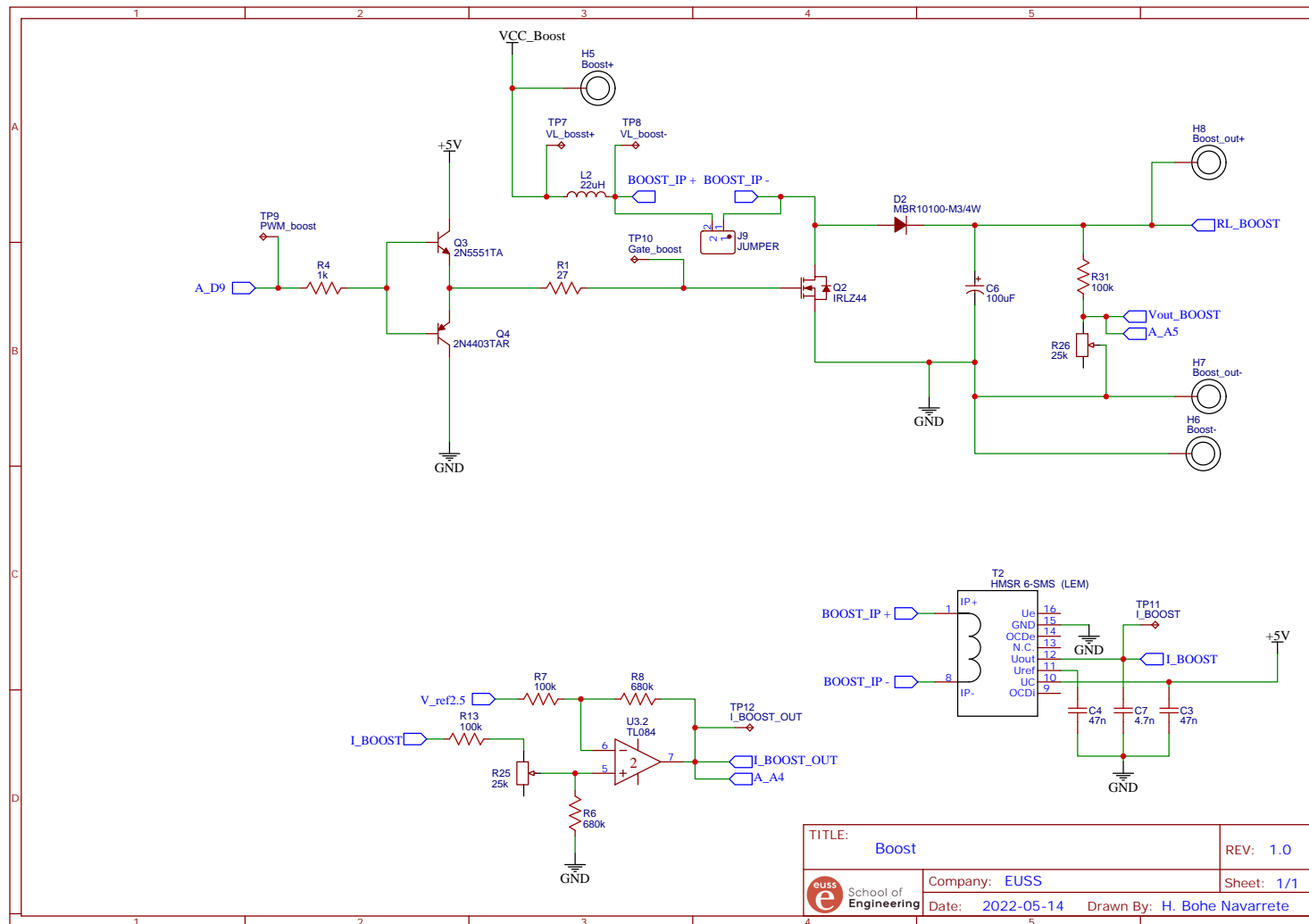


Figura 7.2: Esquema boost

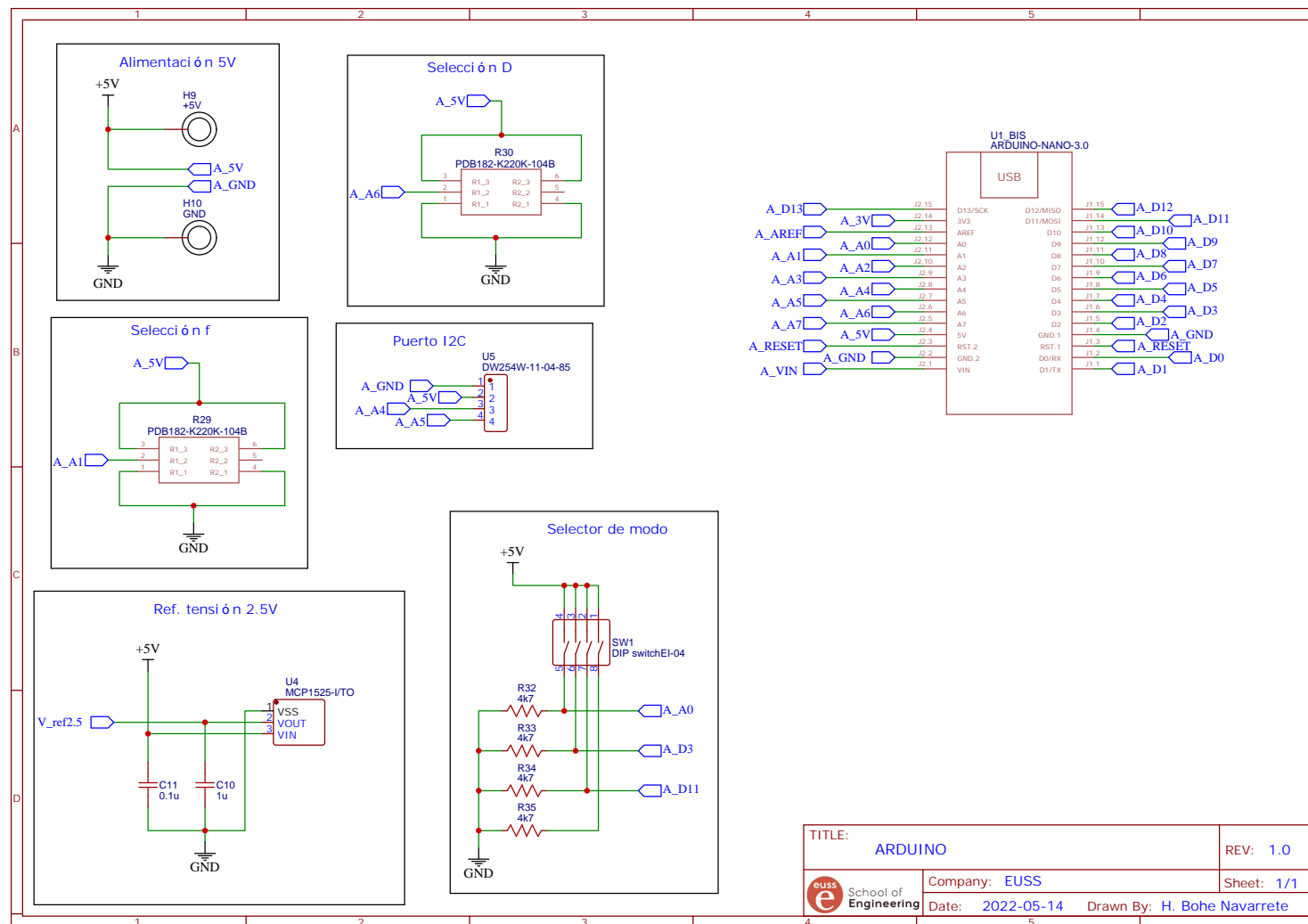


Figura 7.3: Esquema control

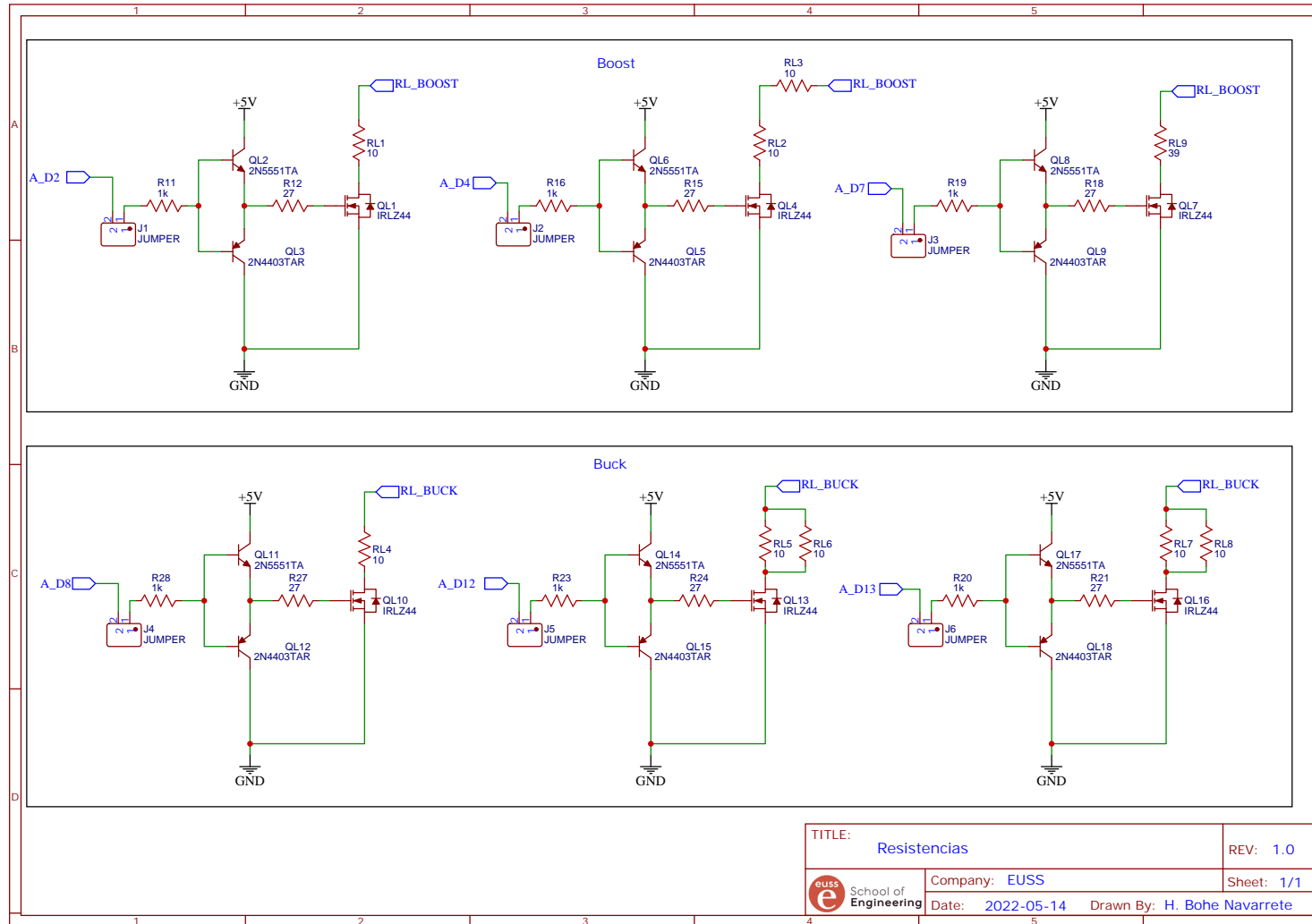


Figura 7.4: Esquema cargas

8. Temporización i planificación

El proyecto se ha dividido en diferentes tareas a realizar. La tabla 8.1 se muestra la lista de tareas realizadas junto a una estimación de horas dedicadas a cada una de ellas.

Número	Nombre	Duración
1	Búsqueda y recopilación de la información	35 horas
2	Definición y alcance del proyecto	8 horas
3	Cálculos convertidor buck	8 horas
4	Cálculos convertidor boost	8 horas
5	Diseño convertidor buck	3 horas
6	Búsqueda y selección de componentes buck	12 horas
7	Diseño convertidor boost	3 horas
8	Búsqueda y selección de componentes boost	12 horas
9	Elección y diseño driver convertidor buck	6 horas
10	Elección y diseño driver convertidor boost	5 horas
11	Elección y diseño tensión de salida	2 horas
12	Elección y diseño sensor de corriente	10 horas
13	Diseño de los esquemáticos	7 horas
14	Diseño simulación Matlab/simulink	15 horas
15	Simulación Matlab/Simulink	4 horas
16	Elaboración prototipo	27 horas
17	Ensayos	30 horas
18	Elaboración memoria	45 horas
Total		240 horas

Cuadro 8.1: Lista de tareas

Se han invertido un total de 240 horas para la realización de este proyecto.

Para la planificación de las mismas se ha realizado un diagrama de Gantt que esta representado en la figura 8.1.

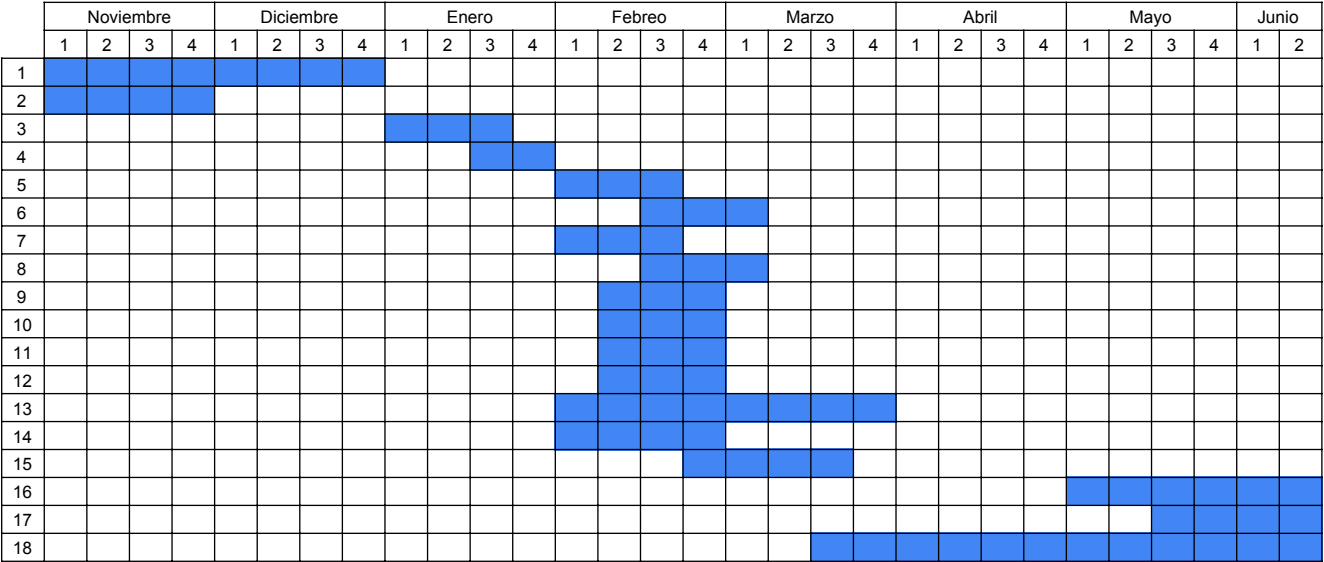


Figura 8.1: Diagrama de Gantt

9. Conclusiones y perspectiva

El objetivo de este proyecto era la realización de una maqueta de convertidores DC/DC controlados por un microcontrolador, para la realización de prácticas de la signatura electrónica de potencia.

Se ha realizado el estudio del comportamiento de los convertidores buck y boost desde el punto de vista teórico, calculando los diferentes parámetros de funcionamiento.

Utilizando los cálculos realizados se ha diseñado el circuito de los dos convertidores, implementando componentes comerciales.

Posteriormente se ha realizado un modelo en *Simulink* para realizar la simulación de ambos convertidores, comparando los valores obtenidos con los calculados previamente.

También se ha diseñado una etapa de control que permite la modificación de los parámetros de funcionamiento de los convertidores, como el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación de los interruptores.

Por último se ha implementado el circuito y se han realizado mediciones para verificar su correcto funcionamiento, comparando con los valores obtenidos de los cálculos y simulaciones.

Se han diseñado los esquemáticos y trazado de la PCB, pero no se ha llevado a cabo la fabricación de la misma.

La elección de componentes comerciales ha sido una tarea complicada y que ha requerido más tiempo y esfuerzo del esperado inicialmente, debido a la falta de stock de los principales distribuidores de componentes electrónicos, por la situación global actual. Retrasando la implementación y realización de las pruebas experimentales.

En un futuro podría resultar interesante realizar una revisión y ampliación de este proyecto, pudiendo utilizar el microcontrolador para modificar los parámetros de funcionamiento y adquirir las magnitudes medidas desde un ordenador.

10. Presupuesto

El presupuesto se divide en dos partidas principales:

- Mano de obra
- Materiales

10.1. Mano de obra

En este apartado se incluyen las horas dedicadas a este proyecto, tal como se ha detallado en el capítulo 8 se ha dedicado unas 240*horas*. Se estima un coste de unos 15 €/hora.

Concepto	Cantidad	Precio/und	Precio
Horas de trabajo	240 horas	15,00€/hora	3.600,00€

TOTAL	3.600.00€
--------------	------------------

Cuadro 10.1: Presupuesto mano de obra

10.2. Materiales

En la siguiente tabla 10.2 se especifica los materiales utilizados durante le proyecto.

Cantidad	Descripción	Precio	Importe
2	Condensador ceramico 4.7nF X7R 0603 50V	0,008 €	0,02 €
4	Condensador ceramico 47nF X7R 0603 50V	0,013 €	0,05 €
2	Condensador electrolítico 100uF 100V	0,580 €	1,16 €
2	Condensador ceramico 100nF X7R 0603 50V	0,039 €	0,08 €
1	Condensador ceramico 1uF X7R 0603 25V	0,840 €	0,84 €
1	Condensador ceramico 0.1uF X7R 0603 50V	0,035 €	0,04 €
2	MBR10100-M3/4W - Diodo shottky 100V 10A TO220AC	1,180 €	2,36 €
1	1N4007-TP - Diodo 1KV 1A DO41	0,174 €	0,17 €
10	Banan M6	1,030 €	10,30 €
9	JUMPER - Jumper 2.54mm	0,027 €	0,24 €
1	68uH - Bobina 68uH 7.7A SMD	4,250 €	4,25 €
1	22uH - Bobina 22uH 7.5A SMD	2,030 €	2,03 €
8	IRLZ44 - Mosfet canal-N 55V 47A TO220AB	1,134 €	9,07 €
7	2N5551TA - Transistor NPN 160V 600mA TO92-3	0,284 €	1,99 €
7	2N4403TAR - Transistor PNP 40V 600mA TO92-3	0,292 €	2,04 €
8	Resistencia axial 27ohm 1/4W	0,170 €	1,36 €
6	Resistencia axial 100kohm 1/4W	0,170 €	1,02 €
7	Resistencia axial 1kohm 1/4W	0,170 €	1,19 €
4	Resistencia axial 680kohm 1/4W	0,170 €	0,68 €
4	Potenciometro multivuelta 25kohm 25vuelas	0,870 €	3,48 €
2	PDB182-K220K-104B - Potenciometro 100K 1/8W LINEAL	1,930 €	3,86 €
4	Resistencia axial 27ohm 1/4W	0,170 €	0,68 €
8	Resistencia potencia 10ohm 10W	0,840 €	6,72 €
1	Resistencia potencia 39ohm 10W	0,840 €	0,84 €
1	Switch 3 posiciones	1,670 €	1,67 €
2	HMSR 6-SMS (LEM) - Sensor de corriente 6A	6,024 €	12,05 €
1	Arduino Nano	8,940 €	8,94 €
1	IR2301SPBF - Driver HI/LOW 8SOIC	1,870 €	1,87 €
1	MCP1525-I/TO - VREF 2.5V TO92-3	0,970 €	0,97 €
1	DW254W-11-04-85 - Tira pin	0,400 €	0,40 €
1	TL084 - Amplificador operacional	2,870 €	2,87 €
TOTAL			83,24 €

Cuadro 10.2: Listado de materiales

10.3. Total

La siguiente tabla resumen 10.3:

Concepto	Cantidad	Precio/und	Precio
Mano de obra	1	3.600,00€	3.600,00€
Materiales	1	83,24€	83,24€

TOTAL	3.683,24€
--------------	------------------

Cuadro 10.3: Resumen presupuesto

El coste total de la elaboración de este proyecto asciende a un total de 3683,24 € antes de impuestos.

11. Bibliografía

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1995.
- [2] I. Batarseh and A. Harb, *Introduction to power electronics*. New York, NY: Springer Science+Business Media, 2017.
- [3] C. Ortega, “DC-DC Converters (Step Converter),” 2021.
- [4] V. Dale, “IHL® Commercial Inductors, Low DCR Series,” *Farnell*, p. 8, 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/3048915.pdf>
- [5] I. Nagy, “Figure 4: Summary of power semiconductor device capabilities.” 2022. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/figure/Summary-of-power-semiconductor-device-capabilities_fig2_257303656
- [6] V. Siliconix, “IRLZ44PBF,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/2047436.pdf>
- [7] RUBYCON, “100YXF100MEFC12.5X20,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/2321304.pdf>
- [8] ONSEMI, “MBR10100G,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/1916284.pdf>
- [9] I. Bourns, “SRP1040VA Series – Shielded Power Inductors,” *Farnell*, p. 5, 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/2914127.pdf>
- [10] A. Corporation, “ATmega328P,” 2022. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATmega48A-PA-88A-PA-168A-PA-328-P-DS-DS40002061A.pdf>
- [11] ARDUINO, “Nano | Arduino Documentation,” 2022. [Online]. Available: <https://docs.arduino.cc/hardware/nano>

- [12] M. pro, “MCNDP-03V - Interruptor DIP / SIP, 3 Circuitos, Tecla de Piano, Taladro Pasante, SPST-NO, 24 V, 25 mA,” 2022. [Online]. Available: <https://es.farnell.com/multicomp/mcndp-03v/interrupt-dip-3pos-spst-no-tecla/dp/2864294>
- [13] Onion.io, *PWM Expansion C Library | Onion Omega2 Documentation*. Onion.io, 2022. [Online]. Available: <https://docs.onion.io/omega2-docs/pwm-expansion-c-library.html>
- [14] D. Johanneck, “Cómo seleccionar un MOSFET para circuitos lógicos o diseños de compuertas,” May 2020. [Online]. Available: <https://www.digikey.es/es/blog/how-to-select-a-mosfet-for-logic-circuits-or-gate-design>
- [15] Infineon, “Gate Driver Selection Guide 2022,” 2022. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-EiceDRIVER_Gate_Driver_ICs-ProductSelectionGuide-v02_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c80027ecd018094fa56806ee1&redirId=104519
- [16] —, “IR2301SPBF,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/133130.pdf>
- [17] D. Incorporated, “1N4001 - 1N4007 Diode,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/639187.pdf>
- [18] A.H.Z, “Why is it bad to drive a MOSFET asymmetrically using BJTs?” Aug. 2021. [Online]. Available: <https://electronics.stackexchange.com/q/583612>
- [19] ONSEMI, “2N5551TA,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/2288131.pdf>
- [20] —, “2N4403TAR,” 2022. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/2n4403-d.pdf>
- [21] LEM, “Datasheet HMSR-SMS series,” 2022. [Online]. Available: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/hmsr-series.pdf
- [22] —, “User guide HMSR-SMS series,” 2022. [Online]. Available: https://www.lem.com/sites/default/files/marketing/hmsr-sms_user_guide.pdf
- [23] M. O. R. Nave, “Op-amp Varieties,” 2022. [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/Electronic/opampvar6.html>
- [24] I. Bourns, “3296W-1-253LF,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/3449648.pdf>

- [25] M. T. Inc., “MCP1525-I/TO,” 2022. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/1696801.pdf>
- [26] T. Instruments, “TL084,” 2022. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1654349615969>
- [27] Digikey, “Calculadora de división de voltaje | DigiKey,” 2022. [Online]. Available: <https://www.digikey.es/es/resources/conversion-calculators/conversion-calculator-voltage-divider>
- [28] Mathworks, “Simscape Electrical,” 2022. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/products/simscape-electrical.html>

12. Anexos

Juntamente con esta memoria se entrega:

- **ARDUINO** en esta carpeta se encuentra el código del microcontrolador.
 - **control/control.ino** programa en formato del IDE de ARDUINO.
 - **Control.pdf** programa en formato PDF.
- **PCB** en esta carpeta se encuentran:
 - **Imágenes** En esta carpeta se encuentran imágenes simuladas de la PCB.
 - **BOM_TFG.xlsx** BOM del material.
 - **Gerber_PCB_TFG.zip** Gerbers de la PCB.
 - **SCHT_TFG.json** proyecto en *EasyEDA*.
 - **Schematic_TFG.pdf** esquemas en formato PDF de los diferentes circuitos.
- **Simulación** en esta carpeta se encuentran los archivos de las simulaciones.
 - **resultados** en esta carpeta se encuentran los resultados de la simulaciones realizadas.
 - **circuito_boost.slx** archivo de *Simulink* de simulación del convertidor boost.
 - **circuito_buck.slx** archivo de *Simulink* de simulación del convertidor buck.
 - **graficas.mlx** archivo de *Matlab* para realizar la simulación y cargar datos a la área de trabajo.
 - **graficas_memoria.m** archivo de *Matlab* para generar las gráficas utilizadas para la memoria.
 - **TFGPlot.m** archivo de *Matlab* para definir la función TFGPlot.