



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Universitat Politècnica de València

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria del Disseny

Trabajo de fin de grado

-Análisis de los convertidores electrónicos de potencia necesarios para un sistema de iluminación fotovoltaico semi-autónomo.

Alumno:

Brayan Leonardo Zambrano Parra

Titulación:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Tutor del proyecto:

D. Salvador Seguí Chilet

Valencia, Diciembre 2017

Índice de contenidos

1.	Introducción.....	3
1.1.	Justificación del proyecto	3
1.2.	Antecedentes.	3
1.3.	Objeto del proyecto.	4
2.	Análisis.....	6
2.1.	Descripción de la solución adoptada.....	6
2.2.	Inversor DC/AC	8
2.3.	Troceador DC/DC – BOOST	13
2.4.	Convertidor DC/DC – BUCK Inyector.....	22
2.5.	Rectificador AC/DC – BOOST.....	30
2.6.	Resumen de características de la solución propuesta	37
3.	Simulaciones	38
3.1.	Inversor	39
3.2.	Elevador Boost.....	42
3.3.	Reductor Buck.....	47
3.4.	Rectificador	49
4.	Conclusiones.....	51
5.	Bibliografía	52
6.	Anexos.	52



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Agradecimientos:

Me gustaría dar las gracias a mi tutor, Salvador, por haberme ayudado en uno de los momentos más difíciles de mi vida. A toda mi familia, a pesar de la distancia y el estrés, han sido mis pilares fundamentales y mis apoyos más fuertes.

Y a todas las personas que han ayudado a que este escribiendo esto.



1. INTRODUCCIÓN

1.1. Justificación del proyecto

El aumento de la demanda energética ha producido una necesidad de aumentar la producción de energía eléctrica para el consumo. Además de problemas derivados del propio uso y un cambio para las fuentes de energía no renovables, promueven la investigación y el desarrollo de nuevas herramientas para solventarlo.

Este proyecto espera aproximarse a una posible solución, o una base para el desarrollo de la misma.

1.2. Antecedentes.

Tal y como se ha comentado anteriormente la demanda energética aumenta año a año, esto produce en todo el conjunto una necesidad de buscar formas alternativas de obtener este incremento y hacer evolucionar todas aquellas generadoras de energía eléctrica que utilicen combustibles no renovables a corto plazo. Por ello, y como ya se hizo en el pasado, aunque con otros fines, la humanidad se ha fijado en el Sol, en los ríos y en el viento. La investigación y el desarrollo tecnológico conseguido en los últimos 40 años ha ayudado que estas soluciones sean eficaces, eficientes y traten de paliar los problemas que nos rodean. Esta mejora en la eficiencia en todos los sistemas que intervienen en la generación, el transporte y la recepción de energía eléctrica ha ayudado a mejorar el aprovechamiento de la misma.

Ante esto, es necesario de seguir buscando soluciones y mejoras en los sistemas que ya existen.



1.3. Objeto del proyecto.

En este proyecto se busca analizar y simular los convertidores necesarios para crear un sistema semi-autónomo fotovoltaico.

Para ello, se procederá al análisis del sistema completo, para poder seleccionar los diferentes componentes, su funcionamiento y sus características.

Las características de la entrada, que nos otorgan un panel fotovoltaico y una batería son de 24V de tensión y 200W de potencia activa, además esta se propaga en forma de continua (DC), además, al ser semi-autónomo, también se inyecta energía a partir de la red de distribución, en forma de 230V de amplitud de la señal, de tipo sinusoidal a 50Hz de frecuencia.

Características del sistema		
	Entrada	Salida
Tensión	24V en DC	230V \approx @50Hz
Potencia activa	200W	150W

Tras esto, a la salida del sistema se debe entregar una señal similar a la de la red, cuyas características son muy similares, tanto en amplitud de tensión, como en potencia activa entregada.

Para poder llevar a cabo el proyecto, constará de diferentes partes, ya que se puede suponer a estas alturas, que se trata de un conjunto de convertidores de diferentes tipologías, que llevará a que cada uno forme en si mismo una parte del presente proyecto, y que tengan unas características comunes y propias. Aunque esto ocurra, se dividirá en dos partes, una parte corresponde al análisis de los convertidores, incluyendo sus sistemas de control, y otro, la simulación de los mismos y una muestra de los resultados obtenidos.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

Análisis de los convertidores electrónicos de potencia necesarios para un sistema de iluminación fotovoltaico semi-autónomo

Todo este trabajo, tienen como objetivo principal dar bases al desarrollo de un prototipo y todo el proceso necesario hasta llegar a él.

2. ANÁLISIS

2.1. Descripción de la solución adoptada.

A partir de un diseño inicial del sistema completo, se procede a justificar la tipología de los convertidores necesarios para cumplir las especificaciones iniciales.

Este se describe a continuación, a partir de una imagen de todo el conjunto.

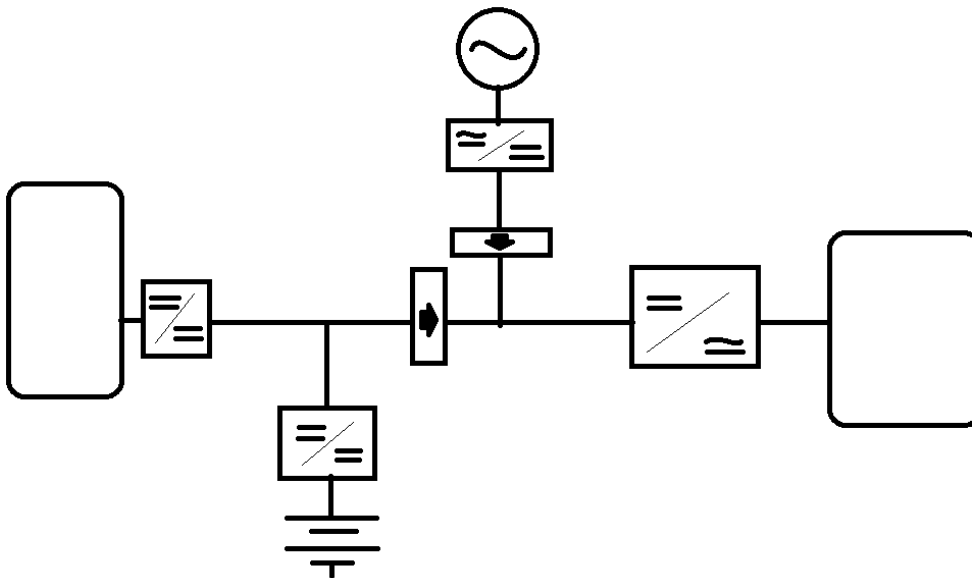


Figura 1. Diagrama del sistema

Al tratarse de una aplicación de baja potencia, se pueden seleccionar convertidores de tensión que puedan soportarla. Los convertidores y las tipologías que se pueden plantear son capaces de soportar potencias de hasta 200W, en este sentido, los convertidores conmutados son los que mejor encajan en esta situación, y lo hacen por las ventajas que aportan. Además de esto, nos

6

Brayan Leonardo Zambrano Parra

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática



ofrecen otras ventajas, como lo compactas que pueden resultar, el elevado rendimiento que presentan o la facilidad en el diseño de componentes pasivos, para el funcionamiento de las mismas. Entre ellas están que solo se extrae energía en las conmutaciones a ON de los semiconductores, ya que después serán los sistemas de almacenamiento de energía, condensadores o bobinas, quienes se encargarán de inyectarla.

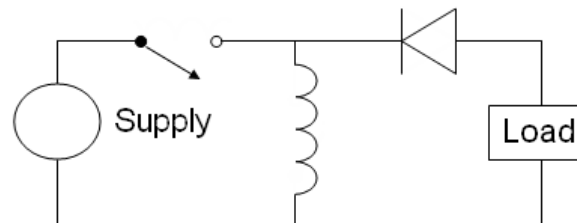


Figura 2. Convertidor conmutado

Se observa que es necesario hacer el estudio de 4 convertidores, se seleccionan por su capacidad y sus características convertidores conmutados, en esta tipología que se ha seleccionado; el sistema estará formado por 2 troceadores DC/DC, un rectificador AC/DC, y por un inversor de DC/AC.

Este tipo de convertidores son no aislados, por lo que para evitar el suministro a red, hay que diseñar un método para aislar el sistema generador, de la alimentación procedente de la red. Se ha seleccionado como método para impermeabilizar el paso de energía, el aislamiento en el bus de continua del sistema.

Para empezar, en base a los requisitos del sistema y las necesidades que debe cubrir, se observa que el primer troceador será un tipo BOOST, a continuación, con la batería, al tener una tensión elevada, inyecta energía un convertidor

reductor BUCK, y la extrae un elevador tipo BOOST. Para el rectificador, se escoge uno de doble onda sin controlar, y un troceador, para reducir y estabilizar, ya que esta energía será inyectada en el bus de continua del sistema, esta solución se expone a continuación.

Por último, y para poder alimentar siguiendo los estándares de tensión para los que están diseñados gran cantidad de dispositivos, se colocará un Inversor AC/DC.

2.2. Inversor DC/AC

Este es el primer dispositivo que se analiza, al tratarse de uno de los sistemas más complejos que se deben tratar en el presente proyecto, será el primero en ser analizado.

El principio de funcionamiento de esta tipología de convertidores es de obtener una señal simétrica de salida, y alterna, a partir de una tensión continua. Este proceso se lleva a cabo a partir de la conmutación de diferentes integrados de semiconductores, que se encargan de convertir los valores de tensión en su salida, respecto a los de entrada. En este caso, el convertidor que se va a analizar es monofásico.

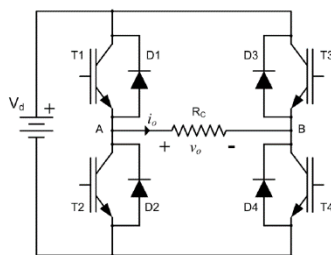


Figura 2.2.1. Inversor Monofásico



La tipología de conmutación del inversor que se va a utilizar es la de Ancho de Pulso Medio Sinusoide (SPWM), porque tiene algunas ventajas, muy importantes para la alimentación de sistemas a tensión de red urbana, @220V-240V de amplitud de señal sinusoidal @50Hz de frecuencia.

Algunas son la posibilidad de controlar, no sólo la frecuencia de salida, sino también la relación de armónicos a la salida y el control de la tensión eficaz aplicada a la carga.

Tras esto, se procede a calcular todos los elementos necesarios para realizar un análisis del controlador. Los criterios a la salida son los siguientes:

Tensión de salida 230V amplitud @50 Hz 169.7 Vrms
Potencia 150 W ; $\cos \phi = 1$ >>>> Carga Resistiva
Frecuencia de conmutación: 7.5 KHz
Armónicos de conmutación 0.5% de V_{o1}
Máxima corriente reactiva por el condensador 2.5% de la corriente fundamental a plena carga.

Para ello, se seleccionan la modulación de amplitud y la de frecuencia.

La modulación de frecuencia es más compleja, ya que relaciona la frecuencia de conmutación, con la frecuencia de una triangular que hace de función portadora y marca de control para la conmutación de los transistores, y conseguir tras el filtrado una señal sinusoidal.

La modulación de amplitud relaciona la tensión de entrada continua con la amplitud de la señal sinusoidal de salida.

La modulación de frecuencia se extrae a partir de la relación entre la frecuencia de conmutación de los semiconductores, que debe coincidir con la de la triangular portadora en el control, y la frecuencia en la carga.



Será:

$$f_{com} := 7.5 \text{ kHz} \quad f_{o1} := 50 \text{ Hz} \quad m_f := \frac{f_{com}}{f_{o1}}$$
$$m_f = 150$$

Al haber sido escogida la modulación bipolar, el armónico de mayor amplitud se encontrará, a una salida sin filtrar, en la frecuencia de conmutación.

Ahora, se procederá a obtener la modulación de amplitud, para obtener la tensión del bus de DC que debe ser introducido al inversor.

Se escoge: $m_a := 0.6$

Una vez escogido un valor para la modulación de amplitud, se procede a obtener el valor que debe introducirse en el bus de continua.

$$V_{dc} := \frac{V_{o1}}{m_a} \quad V_{dc} = 399.986736 \text{ V}$$

Una vez son conocidos estos valores característicos, se realiza el diseño del filtro para la supresión de los armónicos más próximos a la frecuencia fundamental y los de mayor amplitud.

Primero se obtiene el mayor de los armónicos, el que se hallará en la frecuencia de conmutación: $V_{oh_mf_max} := 705.183451 \text{ V}$

Como lo exigen las características a cumplir por el convertidor, este armónico no debe ser mayor del 0.5% de la amplitud de la fundamental.

$$V_{oh_max} := V_{o1} \cdot \%vo \quad V_{oh_max} = 1.19996 \text{ V}$$



El conocer estas tensiones permite que se pueda obtener la ganancia que debe tener el filtro en la frecuencia a la que se halla este armónico. Todo ello se relaciona de la forma expresa a continuación:

$$G_{\text{Foh}} := \frac{V_{\text{oh_max}}}{V_{\text{oh_mf_max}}} \quad G_{\text{Foh}} = 1.701628 \times 10^{-3} \quad 20 \cdot \log(G_{\text{Foh}}) = -55.382705 \text{ dB}$$

Una vez sabida la ganancia que debe tener a esa frecuencia, se calcula la frecuencia en rad/s, la corriente RMS y la resistencia de carga.

$$\omega_{01} = 314.159265 \frac{1}{\text{s}} \quad I_{\text{o_rms}} := \frac{P}{V_{\text{o_rms}}} I_{\text{o_rms}} = 0.883913 \text{ A}$$

$$R_{\text{Load}} := \frac{V_{\text{o_rms}}}{I_{\text{o_rms}}} R_{\text{Load}} = 191.98726 \Omega$$

Obtención de las expresiones para obtener la expresión que defina el filtro que reducirá los armónicos a la salida de tensión en la carga. Primero se obtienen las impedancias equivalentes de la resistencia de carga y el condensador con su ESR:

$$Z_{\text{Load}}(\omega) := R_{\text{Load}} \quad Z_{\text{c}}(\omega) := R_{\text{c}} + \frac{1}{C_{\text{f}} \cdot \omega \cdot j}$$

Impedancia de la carga y el condensador con ESR.

$$Z_2(\omega) := \frac{1}{\frac{1}{Z_{\text{Load}}(\omega)} + \frac{1}{Z_{\text{c}}(\omega)}}$$

Impedancia de la bobina

$$Z_1(\omega) := L_{\text{f}} \cdot \omega \cdot j$$

Una vez definidas las expresiones de las impedancias, se obtiene la FdT del filtro que generan todas las impedancias del sistema.



$$G_{\text{filtro}}(\omega) := \frac{Z_2(\omega)}{Z_2(\omega) + Z_1(\omega)}$$

A continuación, se procede a obtener el valor de capacidad del condensador a utilizar. Primero se deben calcular las corrientes fundamental y de paso del condensador a máxima carga y frecuencia fundamental.

$$I_{o1_rms} := \frac{V_{o_rms}}{R_{Load}} \quad I_{o1_rms} = 0.883913A$$

$$I_{Cf1_rms} := 0.025I_{o1_rms} \quad I_{Cf1_rms} = 0.022098A$$

Ahora se obtiene la impedancia del condensador en la frecuencia fundamental.

$$X_{Cf1} := \frac{V_{o_rms}}{I_{Cf1_rms}} \quad X_{Cf1} = 7.679491 \times 10^3 \Omega$$

Una vez obtenido el valor de la impedancia, se obtiene el valor del condensador que se debe colocar. También se le asigna su valor de ESR aproximado.

$$C_{f1} := \frac{1}{X_{Cf1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{o1}} \quad R_c := 0.023 \Omega \quad C_{f1} = 4.144935 \times 10^{-7} F$$

A partir de la siguiente expresión, que es la función de transferencia del filtro, configurado con la ganancia, antes obtenida para la disipación del armónico de mayor orden, y las expresiones angulares cuando se encuentran en esta frecuencia. En esencia, se ajusta la función de transferencia a 7.5kHz para obtener la inductancia de la bobina que permita conseguir la ganancia que requiere para eliminar el armónico.

$$G_{foh} = 1.701628 \times 10^{-3} \quad \omega_{oh} := 2 \cdot \pi \cdot f_{oh} \quad \omega_{oh} = 4.712389 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$f_{oh} = 7.5 \text{ KHz} \quad \left| \frac{Z_2(\omega_{oh})}{Z_2(\omega_{oh}) + L_f \cdot \omega_{oh} \cdot j} \right| = G_{foh}$$

Como resultado, la inductancia de la bobina del filtro del inversor debe ser:

$$L_f = 88.292803 \text{ mH}$$

12

Brayan Leonardo Zambrano Parra

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática



Una vez se han obtenido todos los componentes necesarios para realizar un análisis de respuesta del filtro, se procede a ello, dando como resultado el siguiente, cuya :

$$G_{\text{filtro}}(\omega) := \frac{Z_2(\omega)}{Z_2(\omega) + Z_1(\omega)}$$

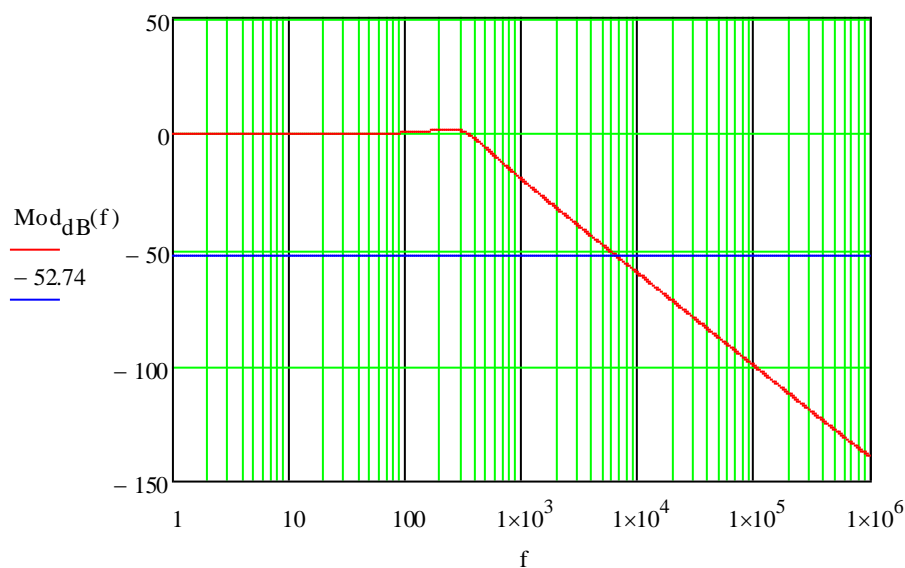


Figura 2.2.1. Diagrama de bode de la ganancia del filtro, y FdT del mismo.

2.3. Troceador DC/DC – BOOST

El principio de funcionamiento de esta tipología de convertidores es de elevar la tensión de salida respecto a la de entrada en su valor medio, en DC.

De este tipo de convertidor, el sistema contará con 2 y tendrán una configuración similar, son el convertidor conectado al panel solar y el extractor de energía de la batería.



En este caso se trata de una fuente que da a la salida una tensión mayor que a la entrada. Esto sucede por la situación y distribución de los componentes. A continuación, se presenta la situación de los componentes que forman parte del convertidor:

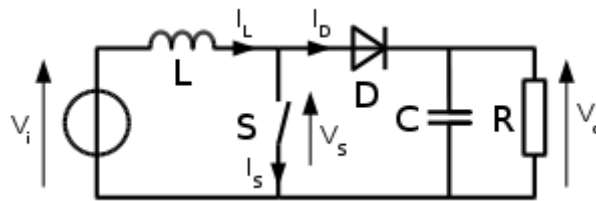


Figura 2.3.1. Convertidor Boost

L: Bobina de choque y acumuladora de energía

S: Interruptor ideal, pero realmente se trata de un semiconductor en conmutación corte-saturación.

C: Condensador de salida, representación simplificada del capacitor real.

D: Diodo

R: Carga

Para proceder a su análisis, primero se debe obtener la expresión de salida. Esta se calcula a partir de las gráficas de corriente que pasan, a continuación, se hará la representación genérica de los cálculos, haciendo uso de símbolos, y tras esto, se expondrán los cálculos específicos para ellos.

Como principio, se decidirán las características que debe cumplir, complementando a las planteadas, centrándolas en este convertidor.

Como tensión a la salida habrá 400V, ya que es la tensión que debe llevar el bus de DC para alimentar el inversor y la triangular moduladora, antes obtenida en el inversor.

A la entrada habrá 24V, que es la tensión que entrega el panel.

14

Brayan Leonardo Zambrano Parra

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática



En este caso se puede suponer de forma inicial que el sistema trabajará en conducción continua.

En las siguientes líneas se hace un resumen de los valores iniciales del convertidor:

$$V_{i1} := 24\text{V} \quad V_o := 400\text{V}$$

$$f_{sB} := 7.5\text{kHz}$$

$$T_{sB} := \frac{1}{f_{sB}}$$

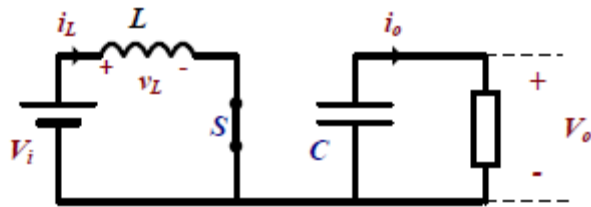
$$P_o := 150\text{W}$$

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 0.375\text{A}$$

$$R_L := \frac{V_o^2}{P_o} = 1.067 \times 10^3 \Omega$$

Estas características son las que deben cumplir, una vez vistos los valores característicos y el esquema inicial, se procede a la realización del análisis en continua.

Primero se exponen las gráficas de corriente que pasa por la bobina y su diferencia de tensión en bornes, que será nuestro punto de análisis para relacionar la entrada con la salida.

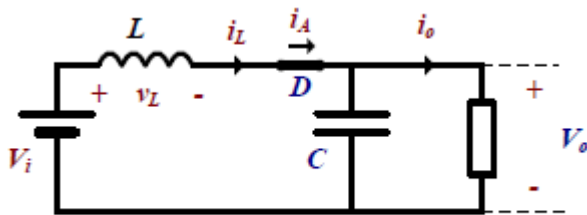


$$0 < t < D \cdot T_s$$

$$v_L = V_i - V_s = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Figura 2.3.2. BOOST - S ON, D OFF

En este estado el semiconductor está activo. A continuación, se muestra el ciclo de conmutación en corte.



$$D \cdot T_s < t < T_s$$

$$v_L = V_i - (V_D + V_o) = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Figura 2.3.3. BOOST - S OFF, D ON

Tras esto, se obtiene el valor medio, con el cual se puede alcanzar la relación existente entre entrada y salida, así como el ciclo de trabajo (D).

$$V_{AV} = \int_0^{T_s} v_L \cdot dt = \int_0^{D \cdot T_s} V_i - V_s dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} V_i - (V_D + V_o) dt = 0$$

$$D \cdot V_i - D \cdot V_i + D \cdot V_o - V_o + V_i = 0$$

De esta expresión se obtiene la relación entre Vi y Vo. Como ambos valores los tenemos, obtendremos a partir de esta expresión, el ciclo de trabajo (D).

$$V_o = \frac{1}{1-D} \cdot (V_{i1} - D \cdot V_s) - V_d$$

$$D = 0.959$$



A continuación, obtenido el ciclo de trabajo, se calculan las corrientes que circularán por el sistema. También se dan valores máximos al rizado de tensión y de corriente, aunque se describen en este apartado, aplican a todos los convertidores, para la corriente se permitirá el 5% máximo y para tensión 3%.

Para el caso que ocupa, el rizado de corriente nos permite calcular el valor nominal de la bobina de choque, y el de tensión, nos permite obtener la capacidad del condensador de salida.

Primero se obtienen los valores de rizado, y a partir de ellos, se obtienen las corrientes y tensiones máximas y mínimas.

$$I_{l_riz} := 0.05I_o = 0.019A$$

$$I_{l_riz} = \frac{1}{L_1} \cdot D \cdot T_{sB} \cdot V_{i1}$$

$$L_1 = 0.164H$$

Una vez obtenido el valor de la bobina de choque, se obtienen los valores de las corrientes máxima y mínima, y se establecen las ecuaciones que calculan sus valores en cada instante de un período.

$$I_{l_max} := \frac{I_o}{1-D} + \frac{I_{l_riz}}{2} = 9.225A$$

$$I_{l_min} := \frac{I_o}{1-D} - \frac{I_{l_riz}}{2} = 9.206A$$

A partir de estos valores se calculan las ecuaciones de las rectas de las corrientes.

$$i_l(t) := \begin{cases} \left[I_{l_min} + \frac{V_{i1} - V_s}{L_1} \cdot t \right] & \text{if } 0 < t < D \cdot T_{sB} \\ \left[I_{l_max} + \frac{V_{i1} - (V_o + V_d)}{L_1} \cdot (t - D \cdot T_{sB}) \right] & \text{if } D \cdot T_{sB} < t < T_{sB} \end{cases} \quad ()$$

Ahora se realizará este proceso, con la tensión, que nos permite obtener la siguiente expresión:

$$v_I(t) := \begin{cases} (V_{i1} - V_s) & \text{if } 0 < t < D \cdot T_{sB} \\ [V_{i1} - (V_o - V_d)] & \text{if } D \cdot T_{sB} < t < T_{sB} \end{cases}$$

Una vez obtenida la definición de la tensión, se procede a la obtención del condensador de salida, ya que es el componente fundamental para el rizado permitido a la salida. Este surge a partir de una relación entre la corriente de salida, el ciclo de trabajo, la frecuencia de conmutación y la propia tensión de rizado máxima permitida. En nuestro caso, y aplicado a todos los convertidores, este porcentaje permitido es del 3%.

$$V_{o_riz} := 0.03 V_o = 12V \quad V_{o_riz} = \frac{I_o \cdot D}{C_1 \cdot f_{sB}} \quad C_1 := \text{Find}(C_1) = 3.997 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Una vez realizado el análisis en modo estático, se procede a hacer una aproximación en pequeña señal del sistema.

Esta se realiza mediante el modelado de los diferentes componentes, y algunas perturbaciones, que se tienen en consideración. El semiconductor y el diodo se toman como una fuente de tensión variable, un generador de corriente variable y un transformador, tal y como se muestra a continuación:

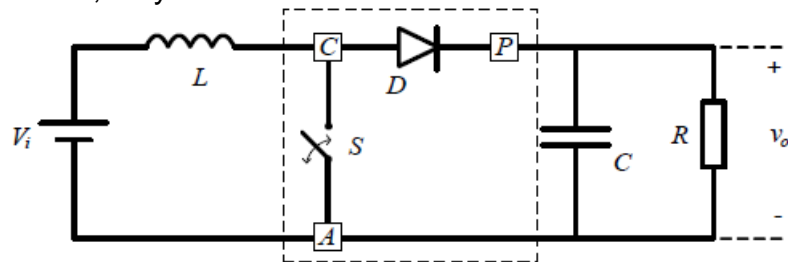


Figura 2.3.4. Convertidor Boost análisis en pequeña señal

De la figura mostrada, se proponen cambios para conseguir el circuito equivalente en pequeña señal, que quedará de la forma que se halla a continuación:

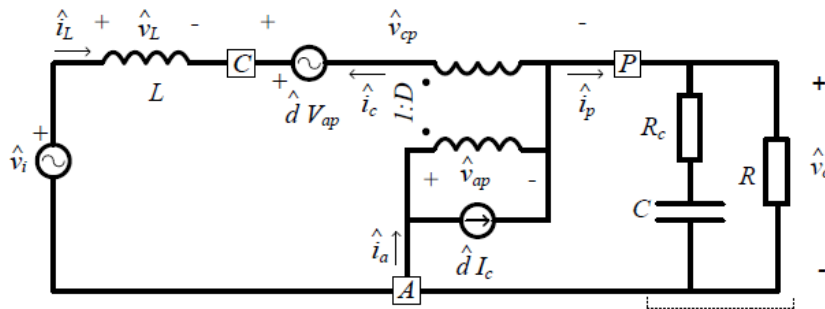


Figura 2.3.5. Convertidor Boost, análisis pequeña señal.

A partir de aquí, se pueden obtener las diferentes funciones de transferencia que dan las características variables de la fuente tratada.

Primero se obtiene la función de transferencia del ciclo de trabajo en la salida, para ello se suponen a valor 0 la tensión de entrada y la corriente de salida:

$$G_{vd}(w) := G_{V0} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot w}{w_{z1vd}}\right) \cdot \left(1 - \frac{j \cdot w}{w_{z2vd}}\right)}{1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{j \cdot w}{w_{nvd}} - \left(\frac{w}{w_{nvd}}\right)^2}$$

En esta FdT, los valores de las frecuencias de los polos y los ceros son:

$$G_{V0} := \frac{V_{i1}}{(1-D)^2} = 1.449 \times 10^4 \text{ V} \quad w_{z1vd} := \frac{1}{R_c \cdot C_1} = 1.087 \times 10^7 \frac{1}{s} \quad w_{nvd} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 50.285 \frac{1}{s}$$

$$Q := \frac{(1-D) \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}{\frac{L_1}{R_L} + (1-D)^2 \cdot R_c \cdot C_1} = 0.215 \quad w_{z2vd} := (1-D)^2 \cdot \frac{R_L}{L_1} = 10.788 \frac{1}{s}$$



Cuando las unidades que se describen son 1/s, nos referimos en este caso a rad/seg, pero como los radianes son adimensionales, no aparecen salvo necesidad.

Este cero implica que puede haber peligro en la estabilidad del sistema, por lo que, en el control, se debe estabilizar.

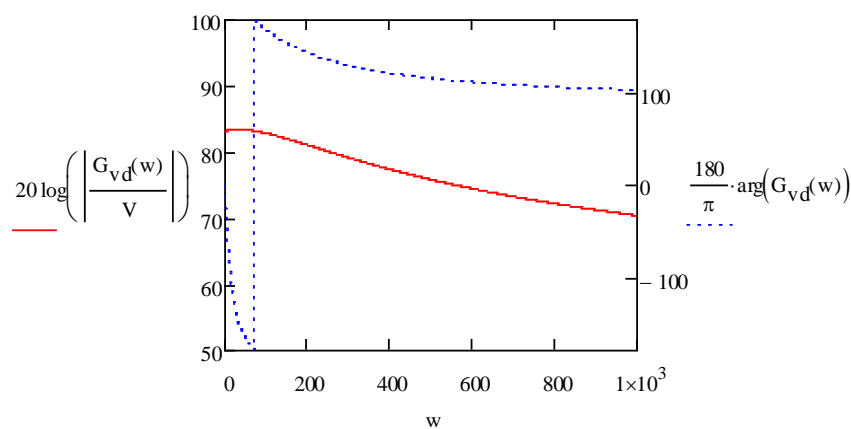


Figura 2.3.6. Gráfica de lazo abierta de la tensión de salida

En esta gráfica se muestra en el eje izquierdo, es la ganancia de la FdT en escala logarítmica, y en el eje de la derecha, se muestra la fase de dicha función.

Ahora, se obtiene la función de transferencia de la corriente que recorre la bobina:

$$G_{id}(w) := G_0 \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{w}{w_{zid}}}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{w}{w_{nid}} - \left(\frac{w}{w_{nid}}\right)^2}$$

Los polos y ceros de la FdT, son:

$$w_{nid} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 50.285 \frac{1}{s} \quad w_{zid} := \frac{2}{R_L \cdot C_1} = 468.75 \frac{1}{s} \quad G_0 := \frac{2 \cdot V_{i1}}{(1-D)^3 \cdot R_L} = 667.821 A$$

Las unidades que describen estas frecuencias, son rad/seg.

20

Brayan Leonardo Zambrano Parra

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática



La gráfica describe la respuesta en lazo abierto de la corriente por la bobina. En el eje izquierdo y a ralla roja continua, se halla la ganancia en escala logarítmica; y en el derecho, se describe la fase de la FdT.

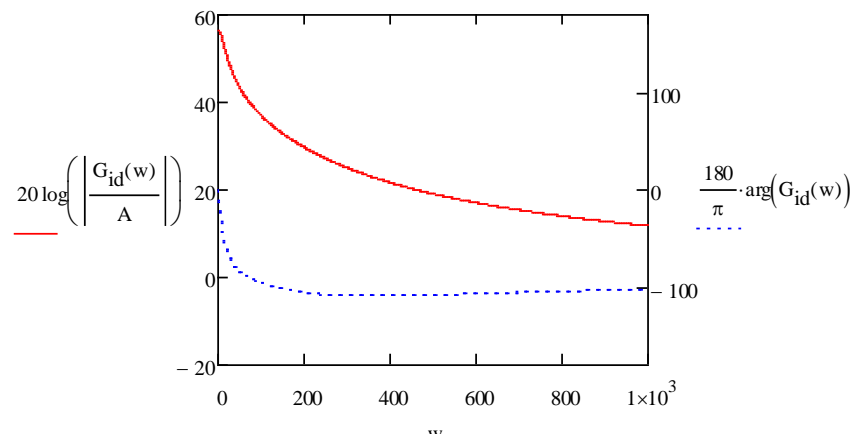


Figura 2.3.7. Lazo abierto de Corriente en la Bobina

Audiosusceptibilidad en lazo abierto, esta describe la relación con la d variable igualada a 0.

$$A_1(\omega) := A_0 \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{za}}}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega}{\omega_{na}} - \frac{\omega^2}{\omega_{na}^2}}$$

Los valores de los polos y ceros de la FdT, todas las expresiones están en rad/seg.

$$\omega_{za} := \frac{1}{R_c \cdot C_1} = 1.087 \times 10^7 \frac{1}{s} \quad A_0 := \frac{1}{1-D} = 24.574 \quad \omega_{na} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 50.285 \frac{1}{s}$$

A continuación, se muestra la respuesta en lazo abierto de la susceptibilidad, en el eje izquierdo se muestra la ganancia en escala logarítmica y a la derecha, la fase del sistema.

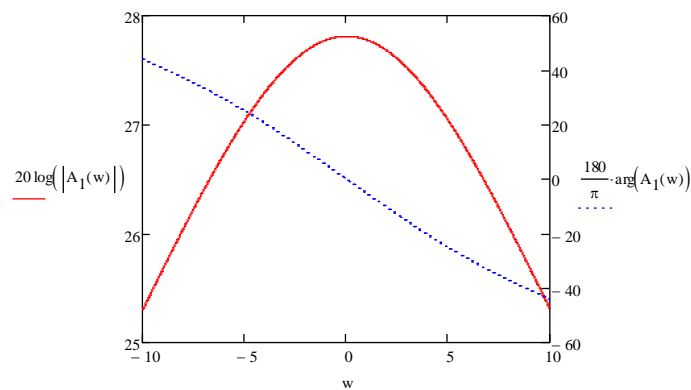


Figura 2.3.8. Lazo abierto de la Audiosusceptibilidad

2.4. Convertidor DC/DC – BUCK Inyector

El convertidor es una tipología de conversor conmutado unidireccional cuya función es entregar una tensión reducida respecto a la entrada en su valor medio en DC. En este sistema habrá un convertidor con estas características que hará las funciones de inyector para el sistema de baterías.

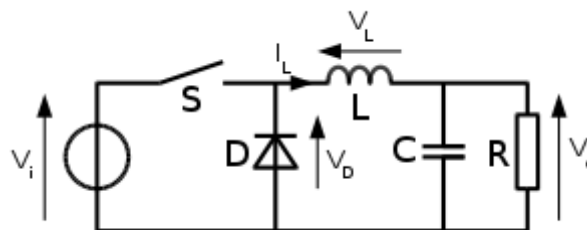


Figura 2.4.1. Convertidor BUCK



Es un convertidor reductor por la posición de sus componentes, a continuación, se presenta la situación de los componentes que forman parte del convertidor:

L: Bobina de choque y acumuladora de energía

S: Interruptor ideal, pero realmente se trata de un semiconductor en conmutación corte-saturación.

C: Condensador de salida, representación simplificada del capacitor real.

D: Diodo

R: Carga

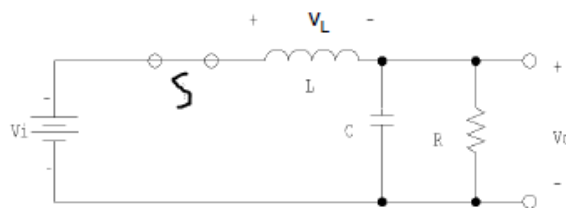
Se realizará de igual forma que en el anterior, primero la expresión que relaciona las tensiones de entrada y de salida. Después las que definen el comportamiento estático durante un período y por último el análisis en pequeña señal del convertidor.

Para proceder al análisis del convertidor, primero se deben establecer las características que debe cumplir. En este sentido, este convertidor tendrá el bus de DC del sistema como entrada a 400V DC, y dará a su salida 24V que se inyectan a las baterías. Se espera que sea capaz de inyectar la misma corriente que se espera extraer.

$$V_o := 24\text{V} \quad V_i := 400\text{V} \quad P_o := 150\text{W} \quad R_L := \frac{V_o^2}{P_o} = 3.84\Omega \quad f_s := 7.5\text{kHz}$$

Primero se exponen las gráficas de corriente que pasa por la bobina y su diferencia de tensión en bornes, que será nuestro punto de análisis para relacionar la entrada con la salida.

Una vez obtenida la expresión para el interruptor conmutado en ON, ahora se



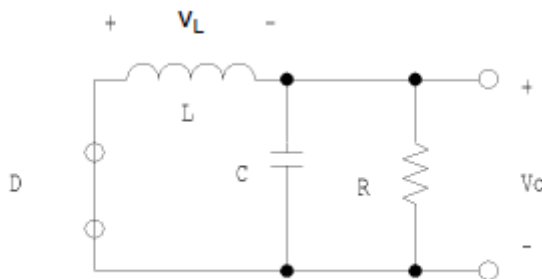
$$0 < t < D \cdot T_s$$

$$v_L = V_i - (V_o + V_s) = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Figura 2.4.2. Convertidor BUCK – S ON D OFF

debe realizar para cuando se encuentre en OFF:

Debajo, se muestra el ciclo del interruptor en OFF.



$$0 < t < D \cdot T_s$$

$$v_L = V_D - V_o = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Figura 2.4.2. Convertidor BUCK – S OFF D ON

Se observa que, en este ciclo, toda la corriente que circula, atraviesa el diodo, con lo que se debe considerar esto para los criterios de selección del semiconductor.

Tras esto, se busca obtener la expresión que relacione la tensión de entrada y la de salida, de la forma siguiente:



$$V_{AV} = \int_0^{T_s} v_L \cdot dt = \int_0^{D \cdot T_s} V_i - (V_D + V_o) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} V_D - V_o dt = 0$$

$$D \cdot (V_i - (V_D + V_o)) + (1 - D) \cdot (V_D - V_o) = 0$$

Esta última expresión se desarrolla, y da como resultado, de relación de tensiones y de ciclo de trabajo para las características que describen el convertidor que se hará servir:

$$V_o = D_1 \cdot V_i \quad D := \text{Find}(D_1) = 0.06$$

Tras esto, se procede con la obtención de la bobina de choque y el condensador de salida. Como se dijo anteriormente, se obtendrán los valores de estos

$$I_{L_riz} := I_o \cdot 0.05 = 0.018A \quad I_{L_riz} = \frac{V_o}{L_1} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad L_{L_riz} := \text{Find}(L_1) = 0.171H$$

componentes, a partir de unos porcentajes de rizado máximos en tensión, 3%, y corriente, 5%.

Tras obtener esto ,se obtienen las corrientes máxima y mínima, y a continuación se obtiene la expresión de la recta de corriente en un período.

$$I_{L_max} := I_o + \frac{I_{L_riz}}{2} \quad I_{L_min} := I_o - \frac{I_{L_riz}}{2}$$

La recta de la corriente se define como:

$$i_L(t) := \begin{cases} I_{L_min} + \frac{V_i - (V_s + V_o)}{L_1} \cdot t & \text{if } 0 < t < D \cdot T_s \\ \left[I_{L_max} - \frac{V_d - V_i}{L_1} \cdot (t - D \cdot T_s) \right] & \text{if } D \cdot T_s < t < T_s \end{cases}$$

Tras el análisis de la recta de la corriente, se procede a obtener valores para el condensador de carga a la salida. Esto se realiza a partir de la tensión de rizado máximo permitida, al 3%.

$$V_{o_riz} := V_o \cdot 3\% = 0.72V$$

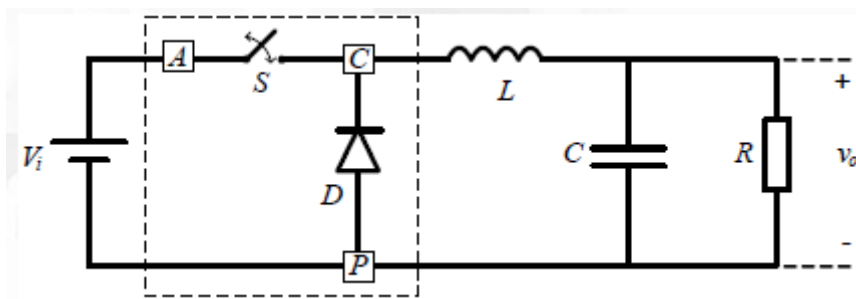
Una vez obtenido el valor en voltios del rizado, se obtiene el condensador a partir de la corriente de rizado, el tiempo de ciclo total de conmutación y el antes nombrado.

$$V_{o_riz} = \frac{1}{8 \cdot C_1} \cdot I_{L_riz} \cdot T_s \quad C_1 = 3.997 \times 10^{-6} F \quad R_c := 4.5 \times 10^{-3} \Omega$$

Una vez obtenido este valor, se le da un valor de ESR al condensador, para poder ser modelado de manera más aproximada. Ahora, se obtiene la expresión de la recta en un período completo.

$$v_L(t) := \begin{cases} [V_i - (V_s + V_o)] & \text{if } 0 < t < D \cdot T_s \\ (V_d - V_o) & \text{if } D \cdot T_s < t < T_s \end{cases}$$

Una vez realizado el análisis estático del convertidor, se procede a realizar el análisis en pequeña señal del convertidor, tal y como se ha realizado anteriormente. Primero se localizan los componentes que se deben modelizar, y crear la estructura de análisis.



El semiconductor que hace la función de interruptor y el diodo son modelados como fuentes de corriente y tensión, con un transformador en paralelo con la línea que se dirige hacia la carga.

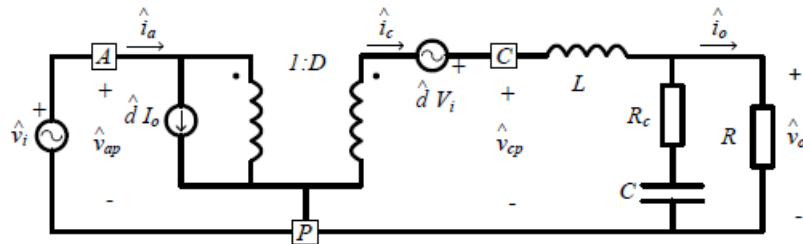


Figura 2.4.4. Estructura de análisis pequeña señal Buck - 2

Una vez realizados los anteriores cambios, se procede a obtener las funciones de transferencia del sistema. Para ello se anularán diferentes fuentes, para, con ello, aproximarse a la realidad del convertidor.

Primero se obtendrá la FdT del ciclo de trabajo de la tensión de salida, por lo que para ello, se anulan la tensión a la entrada y la corriente de salida.

$$G_{vd}(w) := V_i \frac{1 + j \cdot \frac{w}{w_z}}{1 + \frac{1}{Q \cdot w_n} \cdot j \cdot w - \frac{w^2}{w_n^2}}$$

Una vez obtenida la expresión que lo relaciona, se obtienen en rad/seg los valores de los polos y los ceros integrados en la función.

$$w_z := \frac{1}{R_c \cdot C_1} = 4.938 \times 10^6 \frac{1}{s} \quad w_n := \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 360.844 \frac{1}{s}$$

$$Q := \frac{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}{\frac{L_1}{R_L} + R_c \cdot C_1} = 0.062$$



Ahora, se muestra el diagrama en escala logarítmica de la ganancia (eje derecho) en frecuencia, y la fase de la FdT (eje izquierdo).

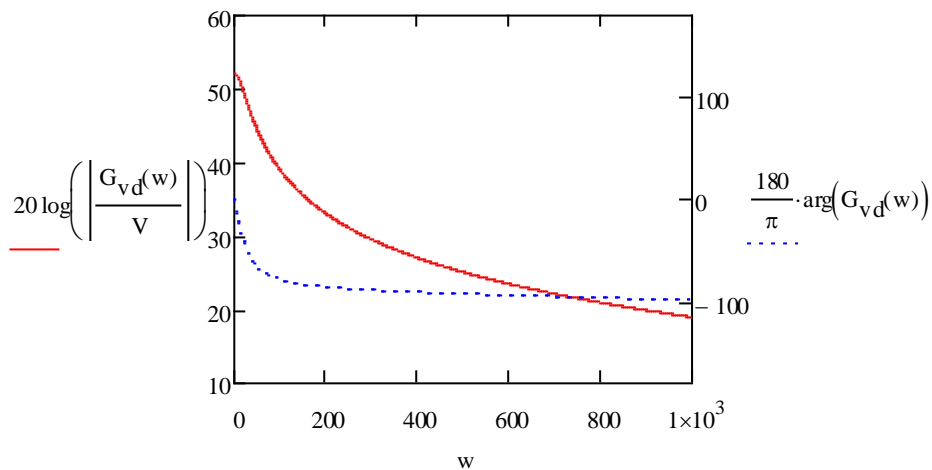


Figura 2.4.5. Ciclo de trabajo a la salida Buck

Tras esto, se obtiene la FdT del ciclo de trabajo de la corriente en la bobina. Para ello se anulan la tensión de entrada, y la corriente de la carga.

$$G_{id}(w) := G_0 \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{w}{w_{zid}}}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{w}{w_{nid}} - \left(\frac{w}{w_{nid}}\right)^2}$$

Una vez obtenida esta, se obtienen los polos y los ceros de la misma, pudiéndose obtener tras ello, una representación de la misma.

$$G_0 := \frac{V_i}{R_L} = 104.167A \quad w_{nid} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 339.193 \frac{1}{s} \quad w_{zid} := \frac{2}{R_L \cdot C_1} = 1.157 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

Tras haber obtenido estas, se muestra un diagrama en el que la ganancia se muestra en escala logarítmica (eje izquierdo) y la fase de la propia función (eje derecho).

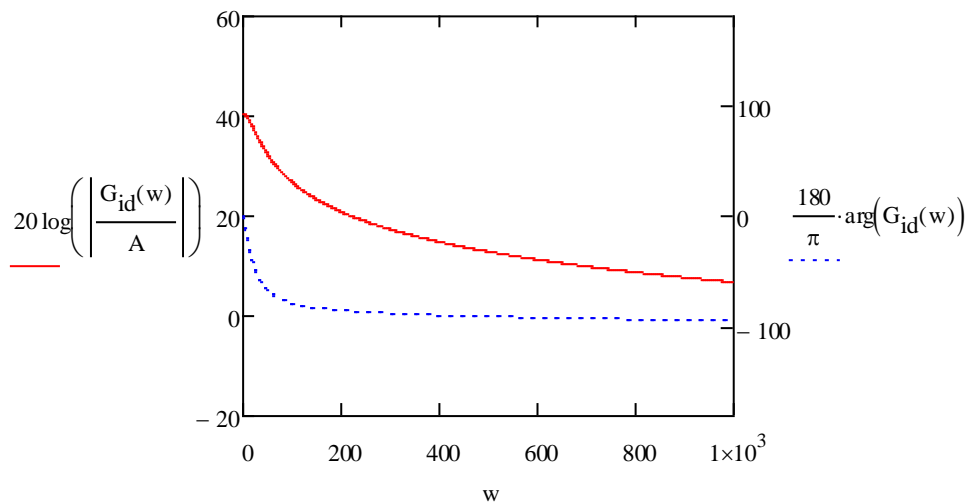


Figura 2.4.5. Ciclo de la corriente en la bobina Buck

Tras esto, se obtiene la FdT de la audiosusceptibilidad, en ella se anulan las perturbaciones en el ciclo de trabajo D de la fuente y la corriente de salida en carga.

$$A_1(w) := A_0 \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{w}{w_{za}}}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{w}{w_{na}} - \frac{w^2}{w_{na}^2}}$$

Tras haber obtenido la expresión, se procede a calcular los valores de los polos y ceros de la función, a continuación, se mostrará un diagrama con los resultados.

$$w_{za} := \frac{1}{R_c \cdot C_1} = 4.938 \times 10^6 \frac{1}{s} \qquad w_{na} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 339.193 \frac{1}{s}$$

Ahora se mostrará la ganancia en escala logarítmica de la ganancia (eje izquierdo) y la fase de la misma (eje derecho).

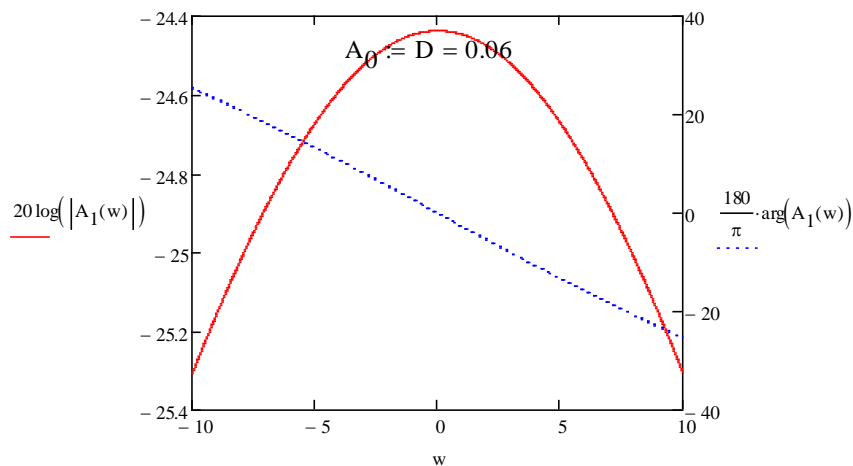


Figura 2.4.6. Audio susceptibilidad en perturbaciones Buck

2.5. Rectificador AC/DC – BOOST

El último convertidor que se va a analizar es un conjunto de convertidores de tensión, para el caso que nos ocupa, estará formado por un rectificador no controlado y un troceador Boost. Esto ocurre porque la tensión a la entrada es la tensión de red senoide a 50Hz de frecuencia y 230V de amplitud, y esta energía se inyecta en el bus de continua del sistema.

Por ello, se inicia el análisis con el rectificador no controlado. A pesar de que existan tipologías que cuentan con elementos semiconductores de disparo controlado para reducir el contenido de armónicos de la señal, en este caso no se hace, porque se hará uso de la segunda etapa como filtro de armónicos, aunque se debe diseñar correctamente para que encaje. A continuación, se definirán las características principales del rectificador.

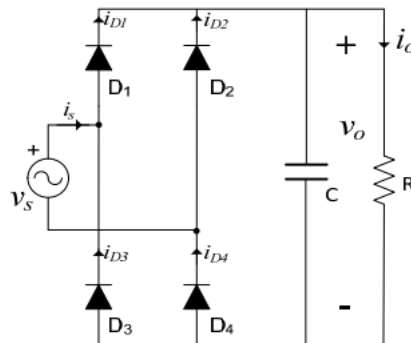


Figura 2.5.1. Rectificador de doble onda sin controlar

Una vez expuesta la tipología, se describen sus características principales para el presente caso. La tensión de entrada, será la de red, y a la salida, se hallará una sinusoidal discontinua en el semiplano positivo.

$$V_i := 230V$$

Sus características principales son, la amplitud de salida máxima, la tensión media en carga, ya que ahora solo hay tensión en un semiplano y la corriente de salida.

$$V_{or} := V_i - 2 \cdot V_d = 227.62V \quad V_{oAV} := \frac{2V_{or}}{\pi} = 144.907V \quad I_{o1} := \frac{P_o}{V_{oAV}} = 1.035A$$



A continuación, se procede a obtener la capacidad del condensador de carga, para estabilizar la tensión en una tensión media superior a la media que entrega el rectificador. Para ello, se propone que la frecuencia de cálculo sea el doble a la de la entrada, en este caso el doble de la red, 100Hz.

$$f_1 := 100\text{Hz}$$

Tras esto, se realizan todos los cálculos para la obtención de dicho valor, a partir de los que ya se tenía registro con anterioridad.

$$V_{oAV} = \frac{I_{o1}}{f_1 \cdot C_T} \qquad V_{o_riz} = \frac{I_o \cdot D}{C_1 \cdot f_{sB}}$$

Una vez realizado, se obtiene que la capacidad del condensador debe ser la siguiente:

$$C_T = 7.143 \times 10^{-5} \text{ F}$$

Tras esto, la nueva tensión media a la salida del rectificador de media onda será:

$$V_{i1} := 203\text{V}$$

Esta, a su vez, será la tensión de entrada al convertidor Boost, para proceder a su análisis. Este, se regirá por las mismas estrategias y comportamientos. Pero con la diferencia que en los anteriores estudiados no se tomaban como significativas las perturbaciones a la entrada en el rectificador. En este caso sí tendrán algo más en cuenta, pero se deja para el diseño del control, el completo control de las mismas.

$$\begin{aligned} V_o &:= 400\text{V} & f_{sB} &:= 7.5\text{kHz} & T_{sB} &:= \frac{1}{f_{sB}} & P_o &:= 150\text{W} \\ R_L &:= \frac{V_o^2}{P_o} = 1.067 \times 10^3 \Omega & I_o &:= \frac{P_o}{V_o} = 0.375\text{A} \end{aligned}$$

Al proceder de igual forma, primero se realizará el análisis estático y después, el análisis de aproximación en pequeña señal. Para ello, se presenta el esquema del convertidor:

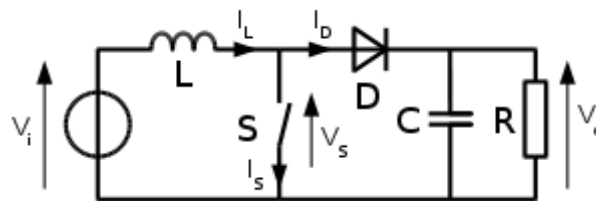


Figura 2.3.1. Convertidor Boost

$$V_{AV} = \int_0^{T_s} v_L \cdot dt = \int_0^{D \cdot T_s} V_i - V_s dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} V_i - (V_D + V_o) dt = 0$$

$$D \cdot V_i - D \cdot V_s + D \cdot V_o - V_o + V_i = 0$$

De esta expresión se obtiene la relación entre Vi y Vo. Como ambos valores los tenemos, obtendremos a partir de esta expresión, el ciclo de trabajo (D) del convertidor.

$$V_o = \frac{1}{1-D} \cdot (V_{i1} - D \cdot V_s) - V_d \quad D = 0.504$$

A continuación, se realiza el análisis de las corrientes bobina de choque, la única diferencia con los convertidores Boost antes analizados, son los valores, porque ni las expresiones ni las suposiciones en el análisis, ya que se utilizan las mismas. Por ello, solo se expondrán los obtenidos para este caso.

La tensión de rizado y el valor de la bobina de choque serán:

$$I_{L_{riz}} := 0.05 I_o = 0.019A \quad L_1 = 0.728H$$



A continuación, y tras haber obtenido el valor de la bobina, se pueden obtener los valores máximo y mínimo de las corrientes.

$$I_{L_max} := \frac{I_o}{1-D} + \frac{I_{L_riz}}{2} = 0.766A \quad I_{L_min} := \frac{I_o}{1-D} - \frac{I_{L_riz}}{2} = 0.747A$$

EL análisis en pequeña señal, también se realiza de forma similar al ya expuesto por lo que solo se situarán los nuevos valores aplicados al convertidor.

Polos y ceros de la FdT correspondiente al ciclo de trabajo de la tensión de salida.

$$G_{V0} := \frac{V_{i1}}{(1-D)^2} = 1.195 \times 10^3 V \quad w_{z1vd} := \frac{1}{R_c \cdot C_1} = 1.61 \times 10^7 \frac{1}{s} \quad w_{nvd} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 258.565 \frac{1}{s}$$

$$Q := \frac{(1-D) \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}{\frac{L_1}{R_L} + (1-D)^2 \cdot R_c \cdot C_1} = 0.745 \quad w_{z2vd} := (1-D)^2 \cdot \frac{R_L}{L_1} = 192.544 \frac{1}{s}$$



A continuación, se muestra en un diagrama la ganancia en escala logarítmica (eje izquierdo) de la FdT, y su fase (eje izquierdo).

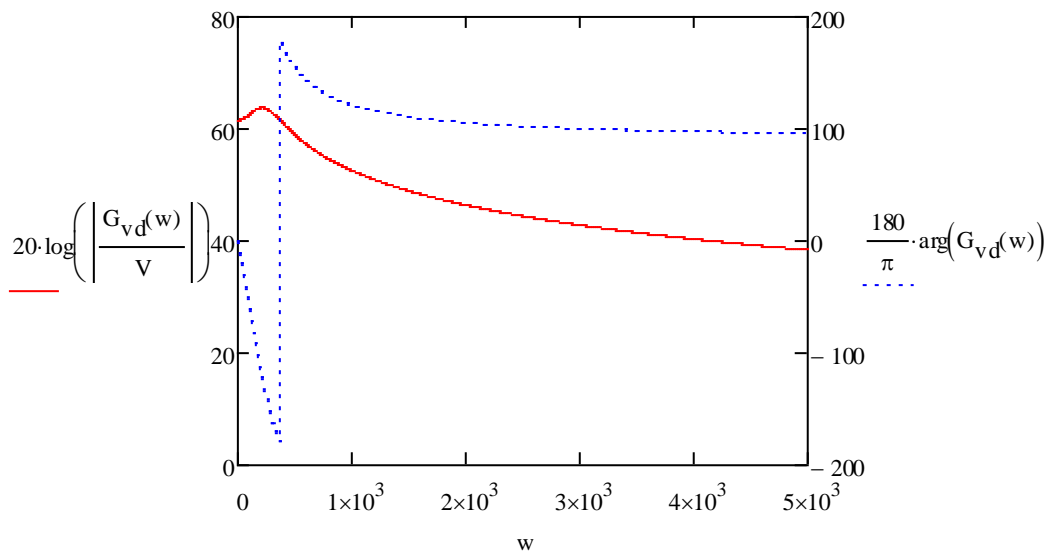


Figura 2.3.2. Ganancia de lazo abierto del ciclo de trabajo

Ahora, se obtienen los valores que corresponden al ciclo de la corriente en la bobina. Los polos y ceros de la FdT son:

$$G_0 := \frac{2 \cdot V_{i1}}{(1-D)^3 \cdot R_L} = 6.436A \quad w_{zid} := \frac{2}{R_L \cdot C_1} = 694.444 \frac{1}{s} \quad w_{nid} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 258.565 \frac{1}{s}$$



Igual que el anterior, ahora se mostrará el diagrama que contiene la ganancia en escala logarítmica (eje izquierdo) y su fase (eje derecho).

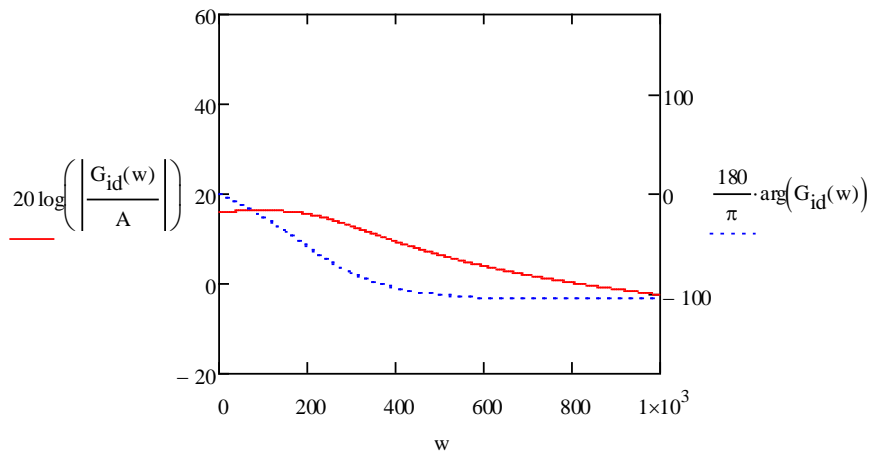


Figura 2.3.3. Lazo abierto de la corriente por la bobina

Por último, se muestra la FdT de la audiosusceptibilidad en esta fuente conmutada. Primero, los polos y ceros

$$w_{za} := \frac{1}{R_c \cdot C_1} = 1.61 \times 10^7 \frac{1}{s} \quad A_0 := \frac{1}{1-D} = 2.872 \quad w_{na} := \frac{1-D}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 258.565 \frac{1}{s}$$

Ahora, se muestra el diagrama, la escala logarítmica de la ganancia (eje izquierdo) y la fase (eje derecho).

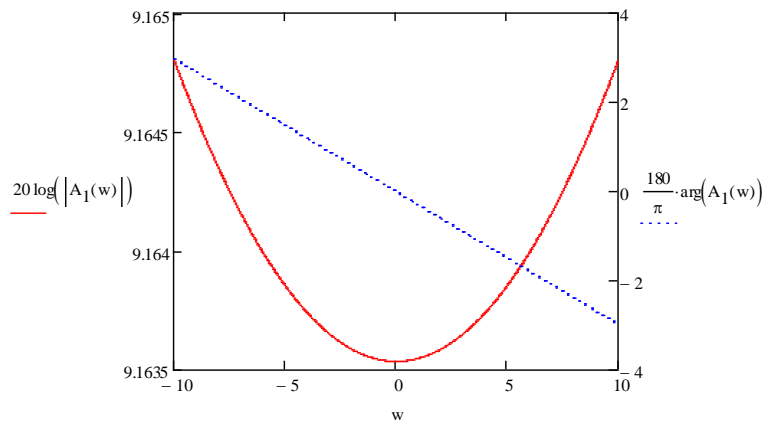


Figura 2.3.4. Lazo abierto de la audiosusceptibilidad

2.6. Resumen de características de la solución propuesta

El sistema estará compuesto por los convertidores antes expuestos. Ahora, se procede a exponer una tabla resumen, donde se expone también la situación que ocupará cada etapa en el sistema.

Tipo de convertidor	Tensión IN	Tensión OUT	Conexión
Boost 1	24V DC	400V DC	Panel a BUS DC
Boost 2	24V DC	400V DC	Baterías a BUS DC
Buck	400V DC	24V DC	BUS DC a Baterías
Rectificador Boost	230V @50Hz	400V DC	Red a BUS DC
Inversor	400V DC	230V @50Hz	BUS DC a luminarias

Tabla 2.6.1. Elementos del Sistema



3. SIMULACIONES

Para poder modelar las diferentes fuentes conmutadas, anteriormente explicadas, se procede a la selección de los semiconductores. Para ello, se observa que en general, todos los convertidores necesitan unas características similares, a excepción del inversor, esto sucede porque todo el resto, son convertidores similares en cuanto a constitución, pero de diferentes tipologías.

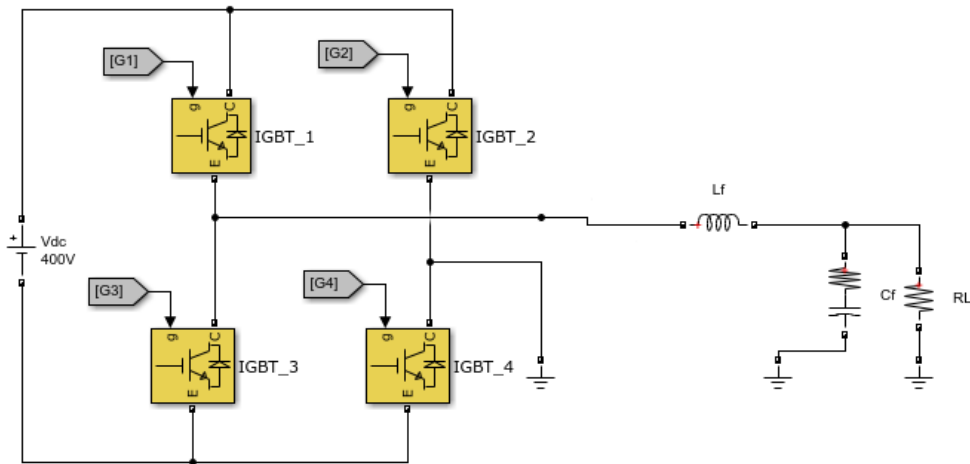
De esto se puede extraer, que serán necesarios semiconductores que sean capaces de soportar tensiones de en bornes en OFF elevadas, ofrecer poca resistencia y tener la mínima tensión posible en ON.

Al proceder al análisis, se realiza una suposición inicial, y es que, al trabajar con tensiones elevadas, se busca que los tiempos de subida y bajada en las conmutaciones afecten lo mínimo posible y no generen en los propios componentes pendientes de tensión y corriente elevadas, que puedan producir daños en los mismos; para ello se selecciona una frecuencia de conmutación baja, 7.5 kHz, todos los cálculos se basan en ella, y esto permite que, al realizar los análisis mediante el uso de aproximaciones, las perturbaciones que puedan aparecer en los diferentes convertidores sean fácilmente corregibles y se permita a los semiconductores realizar las conmutaciones sin sobreesfuerzos que puedan reducir su capacidad de trabajo.

El inversor utiliza unos semiconductores diferentes, ya que encajan mejor con esta tipología de convertidor.

3.1. Inversor

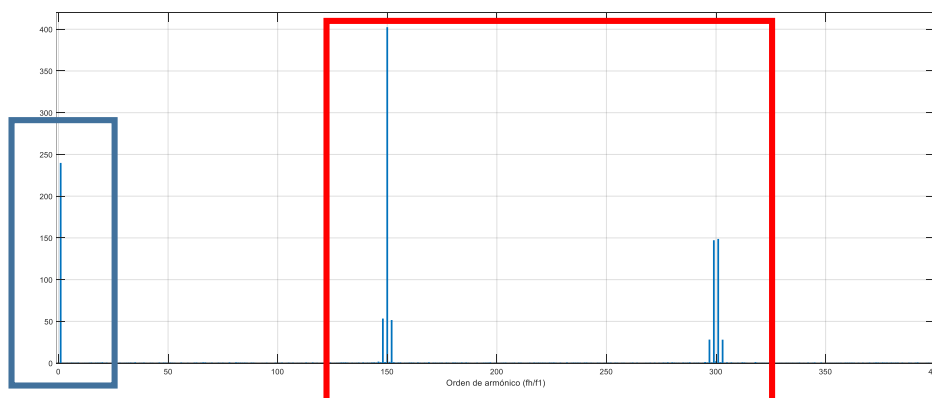
En primer lugar se presenta el esquema de convertidores, para esta simulación

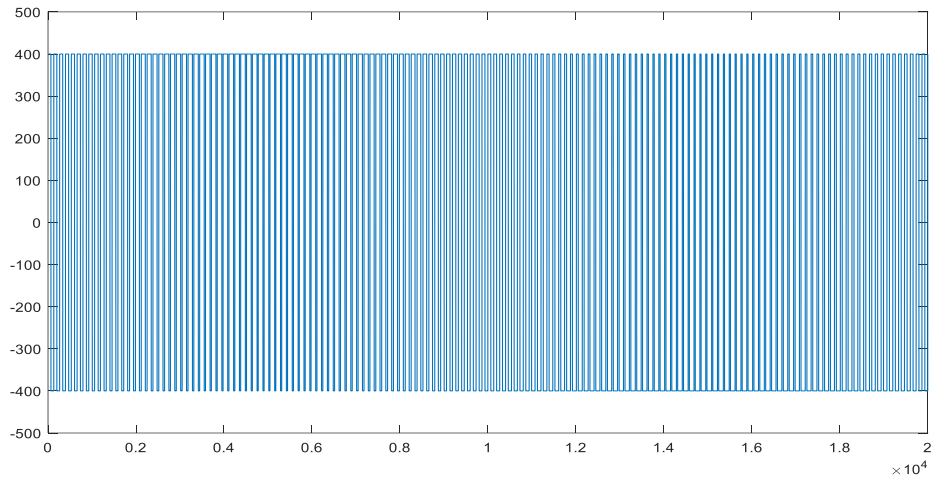


se ha utilizado MATLAB, esto ocurre por la mayor facilidad de trabajar para obtener las tensiones y corrientes, los armónicos y su representación.

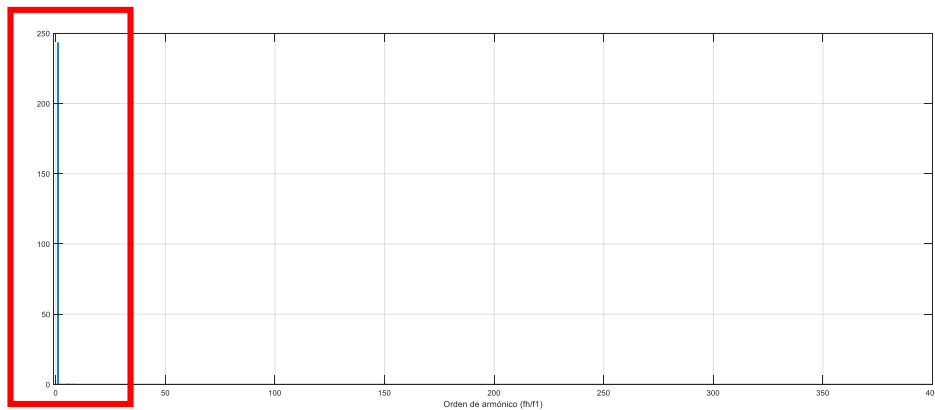
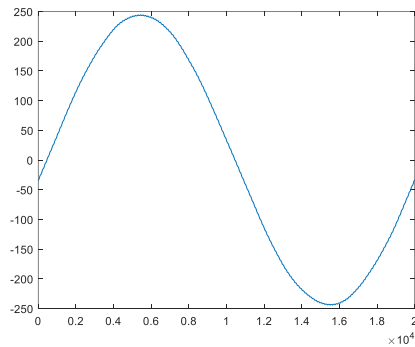
En el se pueden observar:

Salida antes del filtro, con armónicos





Salida tras el filtro



40

Brayan Leonardo Zambrano Parra

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática



	Teórico	Simulado
Tensión en la carga	230V	243.5V
THD	---	0.05%

Tabla 3.1.1. Comparativa inversor

3.2. Elevador Boost

Panel y Extractor Batería

En primer lugar se presenta el esquema simulado:

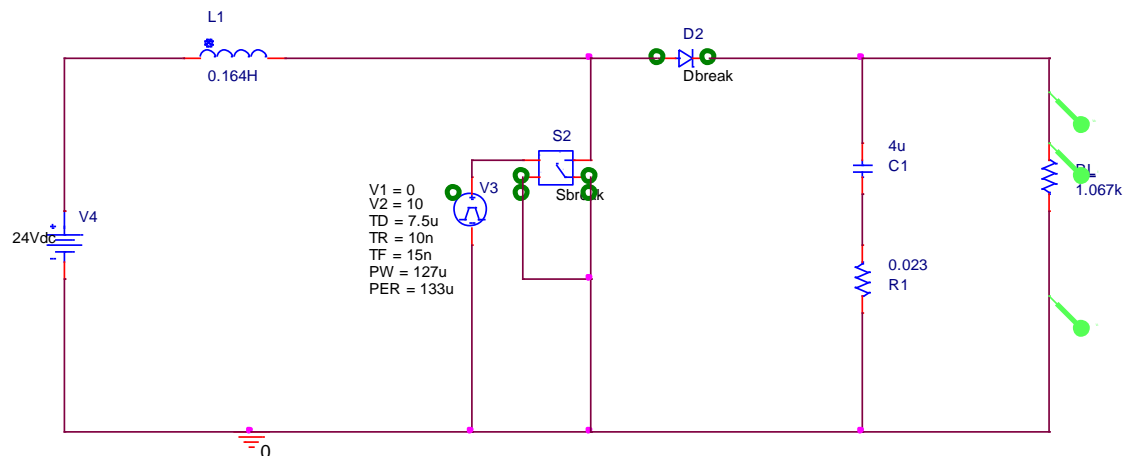


Figura 3.2.1.

Modelados del switch y del diodo

```
.model Sbreak VSWITCH
Roff=1e6 Ron=0.336 Voff=0.0
Von=8.0
```

```
.model power_Dbreak D Is=1E-12
Cjo=.5pF Rs=1e-6 N=1 TT=0.1n
```



Tensión de salida

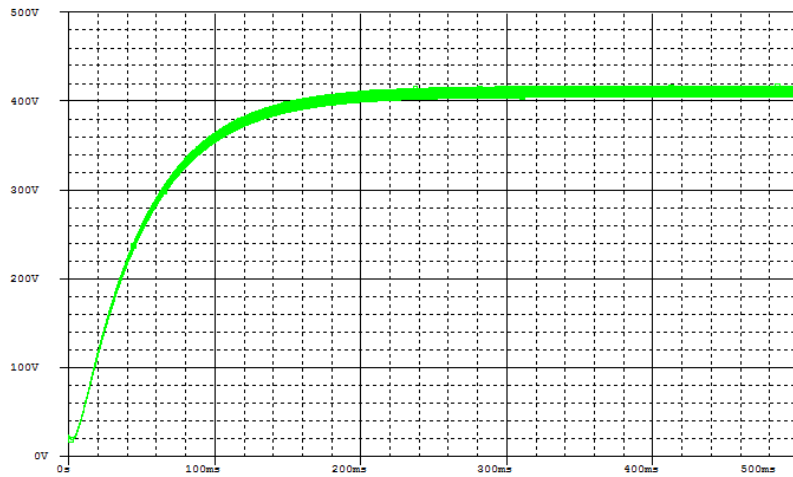


Figura 3.2.2.

Corriente por la carga

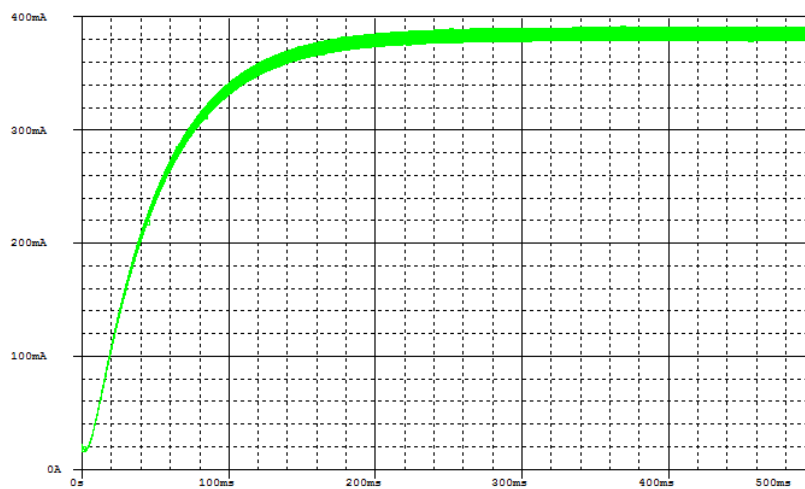


Figura 3.2.3.



Rizado de tensión en la carga (superior) y rizado de corriente en la carga (inferior)

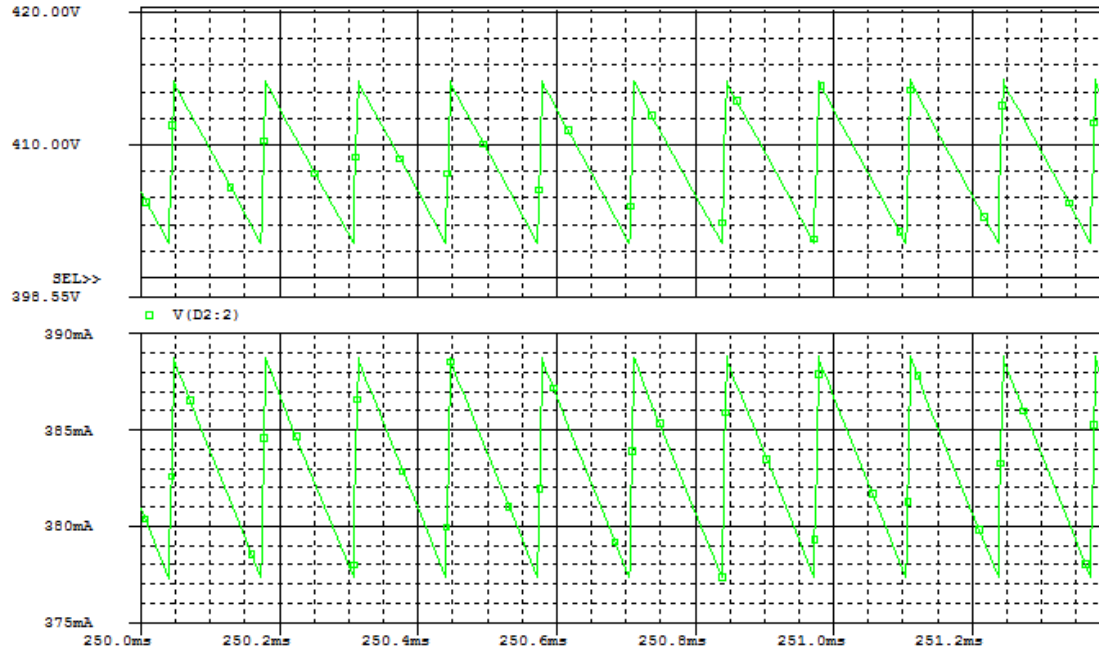


Figura 3.2.4.

	Teórico	Simulado
Rizado Tensión	12V	12V
Rizado Corriente	19mA	11.1 mA

Tabla 3.2.1. Comparativa rizado Boost



Boost del Rectificador

Tensión en la carga

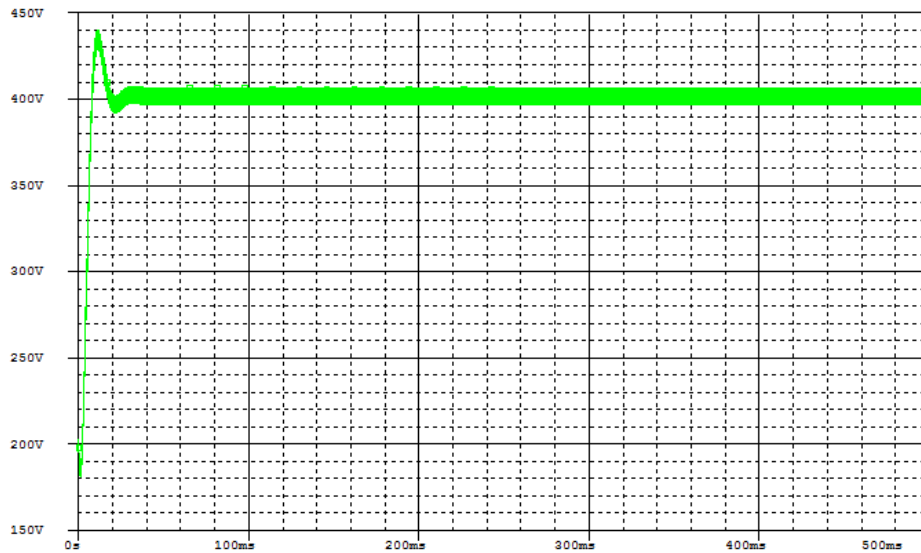


Figura 3.2.5

Corriente en la carga

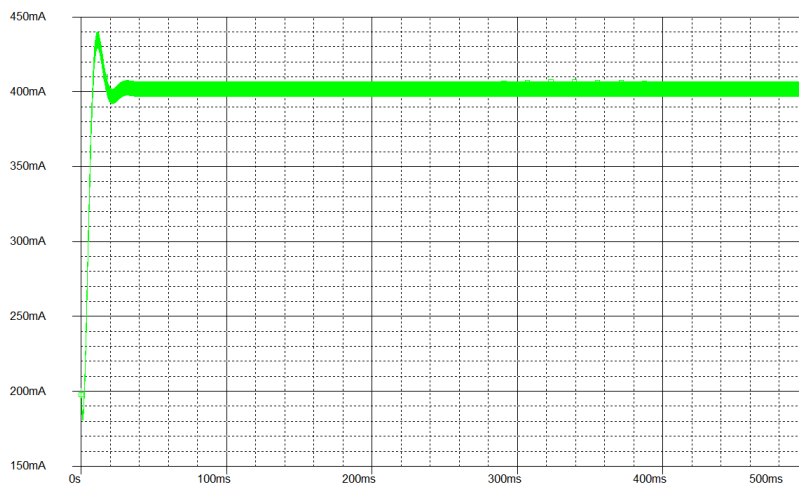


Figura 3.2.6.



Rizado de tensión en la carga (superior) y rizado de corriente en la carga (inferior)

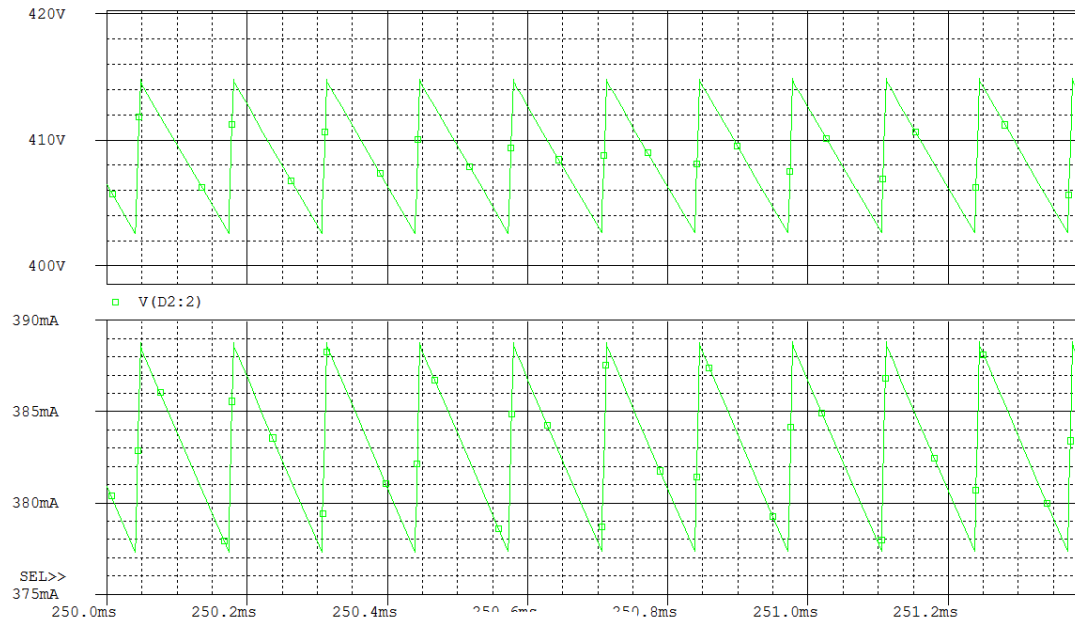


Figura 3.2.7.

	Teórico	Simulado
Rizado Tensión	12V	9.6V
Rizado Corriente	19mA	9.6 mA

Tabla 3.2.2. Comparativa rizado Boost - Rectificador

3.3. Reductor Buck

Esquema de la simulación del inyector de Batería

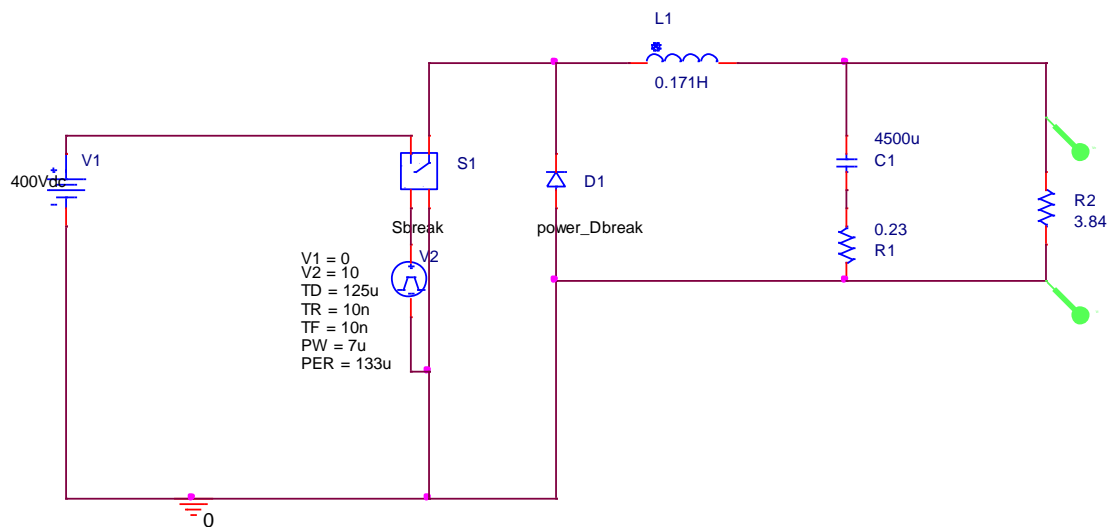


Figura 3.3.1.

Modelados del switch y del diodo

```
.model Sbreak VSWITCH
Roff=1e6 Ron=0.336 Voff=0.0
Von=8.0
```

```
.model power_Dbreak D Is=1E-12
Cjo=.5pF Rs=1e-6 N=1 TT=0.1n
```




Tensión de salida, incluyendo transitorio de arranque

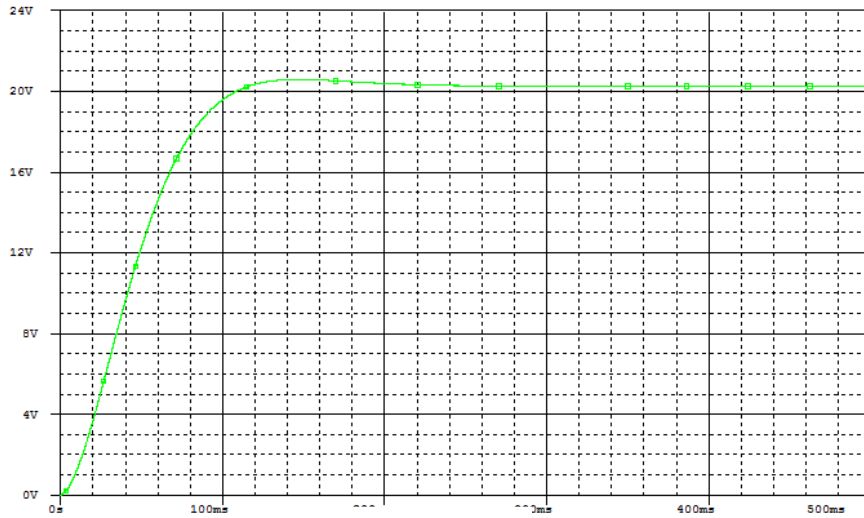


Figura 3.3.2.

Corriente a través de la bobina, corriente de salida, y



Figura 3.3.3.

3.4. Rectificador

Esquema simulado del puente de diodos de doble onda.

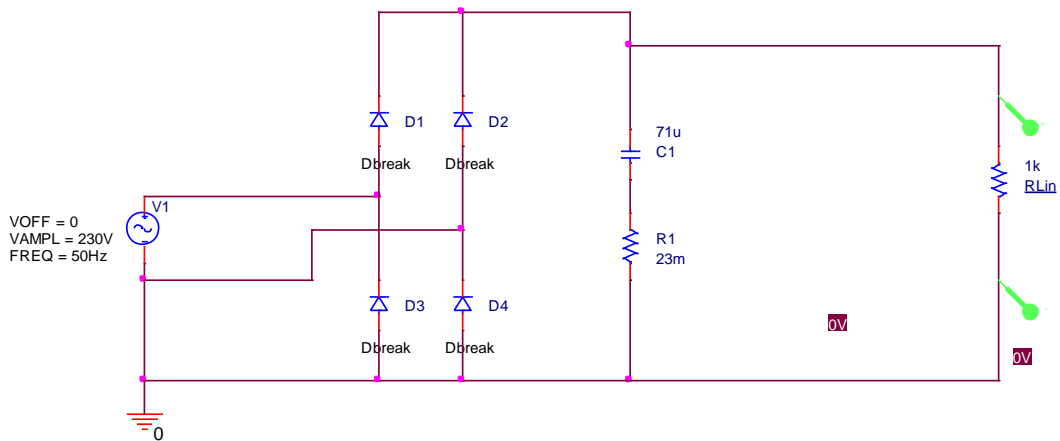


Figura 3.4.1.

Modelo del diodo:

```
.model power_Dbreak D Is=1E-12
Cjo=.5pF Rs=1e-6 N=1 TT=0.1n
```

Corriente en la carga, rizado.

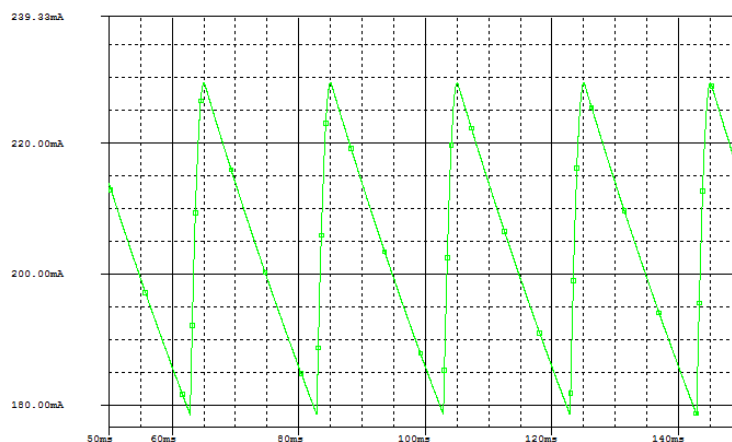


Figura 3.4.2.



Tensión de salida rectificador, valor medio (rojo) y valores de rizado (verde)



Figura 3.4.3.

Comparativa de valores de rizado

	Simulado
Rizado Tensión	50 V
Rizado Corriente	45 mA

Tabla 3.4.1. Comparativa rizado en Puente de diodos



4. CONCLUSIONES.

En este apartado se procede a realizar un análisis de los resultados obtenidos, un resumen con las características a tener en cuenta, el cumplimiento de objetivos y una breve revisión de como el presente proyecto puede ayudar como base para llevar a cabo la realización como producto de venta de un sistema de estas características.

Primero, se abordan los resultados mostrados anteriormente. De ellos, se puede extraer principalmente, que a priori, los modelos que han sido analizados, podrían ser válidos, aunque se debe tener en cuenta muchos más aspectos que los que han abarcado este trabajo; como serían los lazos de control, los análisis de las perturbaciones en los ciclos de conmutación, los elementos parásitos propios de cada componente.

Lo antes descrito deja entre ver el alcance y la proyección que puede llegar a tener, pero, al mismo tiempo, permite, al haber escogido centrar el proyecto y abarcar correctamente estas áreas. El análisis de la etapa de potencia, y su validación, se convirtieron en objetivos del proyecto, y estos se puede observar, que han sido cumplidos.

En este sentido, el objetivo principal del proyecto, que era dar base a un futuro trabajo más complejo, ha sido alcanzado, y aun realizando el estudio de las etapas de potencia, y su modelización, teniendo en cuenta su respuesta ante perturbaciones concretas, nos permite haber obtenido modelos que se acerquen a unos más reales.

Una parte de la conclusión, que no ha sido comentada con anterioridad, es la posibilidad de haber ejecutado un proyecto de estas características, haber podido aplicar los conocimientos adquiridos durante los estudios realizados.



A pesar de todas las dificultades que se han derivado de su realización, se puede obtener un resultado satisfactorio.

5. BIBLIOGRAFÍA

Bibliografía y enlaces de obtención de la documentación:

Guia sobre la realizacion de instalaciones eléctricas.

<https://www.schneider-electric.es/es/download/document/020511E10/>

Título: Conversores conmutados, circuitos de potencia y control

Autores:

Garcerá Sanfeliú, Gabriel

Abellán García, Antonio

Figueres Amorós, Emilio

Editorial: Universidad Politécnica de Valencia

6. ANEXOS.

Datasheets semiconductores