

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DEL DISEÑO



**UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA**

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR
FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO**

TRABAJO DE FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

Autor:

Álvaro Giménez Pérez

Profesor:

D. Fernando Ibáñez Escobar

Valencia, 2016

ÍNDICE GENERAL

1. Introducción.....	3
1.1. Modo de conducción discontinua frente a modo de conducción continua	4
2. Determinación de los parámetros del sistema	8
3. Diseño de la etapa de potencia	10
3.1. El transformador	10
3.2. El condensador.....	15
3.3. Selección del transistor de potencia MOSFET	18
3.4. El diodo.....	21
4. Diseño del lazo de control	23
4.1. Modelo DC	24
4.2. Función de transferencia $G_{vd}(\omega)$	25
4.3. Control modo tensión.....	27
4.4. Materialización con amplificador operacional.....	31
5. Simulación.....	34
5.1. Modelo Buck-Boost con lazo abierto	34
5.2. Modelo Buck-Boost con lazo cerrado.....	41
5.3. Modelo Flyback con lazo cerrado.....	44
6. Conclusión.....	51
7. Bibliografía	52

1. Introducción

El presente trabajo de final de grado tiene por objetivo el diseño y simulación de un convertidor CC-CC Flyback, adaptado para un sistema fotovoltaico aislado, cuyas características se expondrán en apartados posteriores. Así como el estudio de diferentes posibilidades para su realización.

A continuación, se expone una pequeña introducción acerca de los convertidores de continua y sus características de funcionamiento.

Flyback es la topología más conocida para fuentes de alimentación aisladas ya que puede suministrar múltiples salidas aisladas con un único transistor y una limitada cantidad de componentes externos. Sin embargo, una fuente de alimentación flyback presenta algunas características que pueden limitar su rendimiento general si no está correctamente optimizado su diseño.

Las aplicaciones cc-cc, tanto salida múltiple como salida aislada, pueden necesitar ser implementadas dependiendo de su uso. Además, el aislamiento entre la entrada y la salida suele ser requerido para cumplir con los estándares de seguridad o para adaptar impedancias.

Las fuentes de alimentación aisladas no solo protegen a los usuarios de corrientes y voltajes potencialmente letales, también proporcionan mejores rendimientos. Las alimentaciones aisladas mantienen la precisión de los instrumentos por medio de interrumpir el lazo de tierra. Estos suministran voltajes positivos regulados desde un bus de alimentación negativa sin comprometer las ventajas de dicho bus.

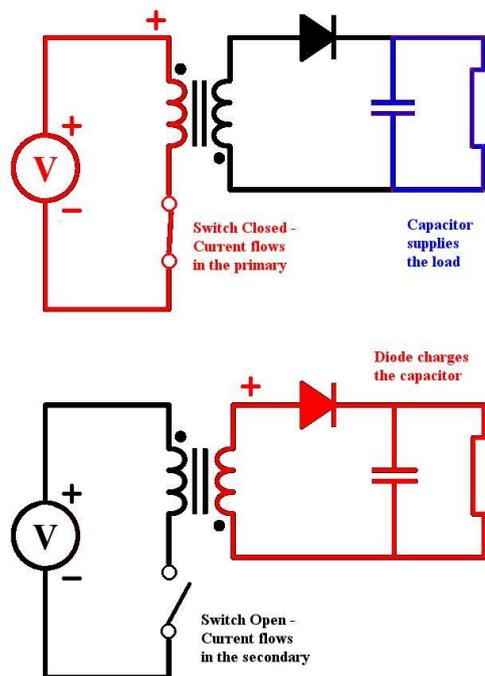
La topología flyback ha sido tradicionalmente la solución del diseñador para convertidores de potencia aislados cuya salida no superara los 100 W. Esta solución solo necesita un componente magnético y un rectificador de salida, por lo que tiene un bajo coste y una gran simplicidad.

Los inconvenientes de la topología flyback son la necesidad de un condensador de salida de gran tamaño, estrés por corrientes altas en el transistor y en la salida del diodo, un núcleo del transformador grande, o problemas con interferencias electromagnéticas.

El convertidor flyback es un derivado de la topología buck-boost y comparten el mismo inconveniente: la energía es solo recogida desde la fuente durante el periodo de tiempo en estado ON del transistor MOSFET. Después, durante el periodo OFF, esta energía del devanado primario es enviada desde el inductor hacia la salida. Esta es una característica única de las topologías flyback y buck-boost.

El transformador flyback no funciona como un transformador común, donde la corriente primaria y la secundaria fluyen al mismo tiempo, y solo una pequeña parte de esta energía es almacenada en el transformador (corriente de magnetización). Un transformador flyback se parece más a múltiples inductores en el mismo núcleo.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO



1-1-1 Convertidor Flyback trabajando en modo continuo.

Los transformadores flyback son usados para almacenar energía. Esta energía es almacenada en el entrehierro del núcleo. Este transformador debería ser diseñado para minimizar la inductancia de fuga, las pérdidas en el devanado y las pérdidas del núcleo.

La inductancia de fuga es la parte de la inductancia primaria que no se acopla mutuamente a la inductancia secundaria. Es importante mantener la inductancia de fuga lo más baja posible porque reduce la eficiencia del transformador y puede causar picos en el drenaje del transistor. La inductancia de fuga puede verse como parte de la energía almacenada en el transformador que no será transferida al secundario ni a la carga. Esta energía necesita ser disipada en el lado del primario por medio de una red externa snubber.

Cuando el MOSFET está ON, y un voltaje es aplicado en el devanado primario, la corriente primaria incrementa linealmente. El cambio de la corriente de entrada está determinado por el voltaje de entrada, la inductancia del transformador primario, y el periodo de tiempo ON del MOSFET. Durante este tramo de tiempo, la energía es almacenada en el núcleo del transformador, la salida del diodo D1 está polarizada inversamente y la energía no es transferida a la carga. Cuando el MOSFET está OFF, el campo magnético empieza a reducirse, lo que invierte la polaridad a través del bobinado primario y secundario.

1.1. Modo de conducción discontinua frente a modo de conducción continua

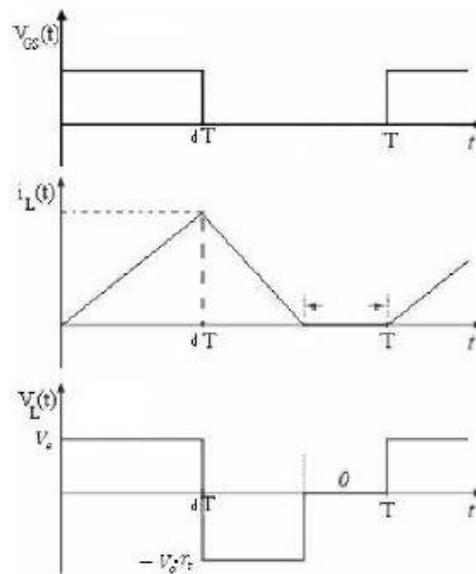
Un convertidor flyback, como otras topologías, tiene dos modos diferentes de trabajo, continuo y discontinuo. Un circuito diseñado para el modo discontinuo pasará a modo continuo cuando la corriente de salida supere cierto valor.

En el modo discontinuo, toda la energía almacenada en el primario durante el tiempo de ON es completamente transferido al secundario y a la carga antes del siguiente ciclo. También hay un tiempo muerto entre el instante en que la secundaria alcanza cero y el inicio del siguiente ciclo.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

En el modo continuo aún hay energía restante en el secundario al comienzo del siguiente ciclo. El convertidor Flyback puede operar en ambos modos, pero con características diferentes.

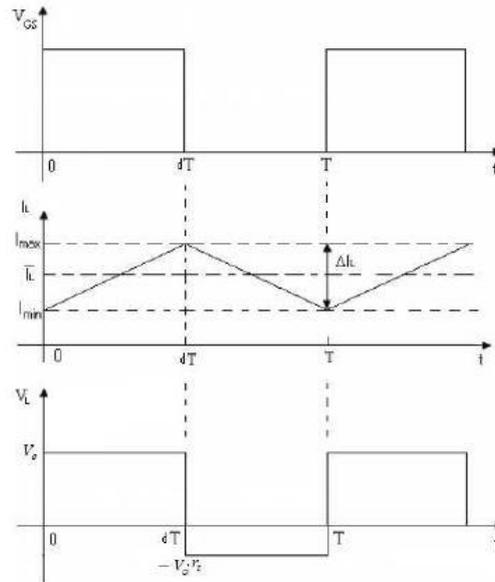
El modo discontinuo tiene picos de corriente más elevados, por lo que tiene elevados picos de tensión de salida durante el cambio OFF. Por otro lado, tiene una respuesta de carga transitoria más rápida, menor inductancia en el primario, y por lo tanto el transformador puede ser de menor tamaño. El tiempo de recuperación inverso del diodo no es crítico, ya que la tensión directa es cero antes de que el voltaje inverso incida. El ruido producido por las interferencias electromagnéticas es reducido en el modo discontinuo porque el transistor se sitúa en el estado ON con una corriente de colector de cero.



1-2 Modo de conducción discontinuo

El modo continuo tiene picos de corriente menores y, por consiguiente, menores picos de tensión de salida. En contra tiene un incremento de complejidad del lazo de control, debido a que hay un cero en el semiplano derecho que fuerza una reducción generalizada del ancho de banda del convertidor.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO



1-3 Modo de conducción continuo

El diseño del convertidor Flyback se va a llevar a cabo teniendo en cuenta que debe operar en régimen permanente y con sus formas de onda en modo conducción continua. Por tanto, han de cumplirse las condiciones de régimen permanente, es decir, la tensión media en la bobina desmagnetizante y la corriente media en el condensador han de ser nulas y la potencia de entrada ha de ser igual a la de salida:

$$\overline{V_L} = 0 \qquad \overline{i_c} = 0 \qquad P_{In} = P_{OUT}$$

Estas condiciones hacen que la inductancia magnetizante siempre esté conduciendo, es decir, que su corriente no sea nula.

Como especificaciones para el diseño del convertidor, se tiene las tensiones de entrada y salida (V_{in} y V_{out}), la frecuencia de conmutación del transistor (f_{sw}), el ciclo de trabajo (D) y la potencia de salida (P_{out}).

El primer paso es calcular la carga del convertidor a partir de la potencia y la tensión de salida:

$$(1) \qquad P_{OUT} = \frac{V_{OUT}^2}{R} \rightarrow R = \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT}}$$

Con las condiciones expuestas se puede saber que mientras se produzca el período de conducción, el diodo estará en corte y será el condensador el que suministre toda la corriente a la carga. Por el contrario, durante el período en que el interruptor esté abierto, el diodo conducirá para permitir la descarga de la inductancia magnetizante L_m .

A continuación, se calcula la función de transferencia del convertidor realizando un balance de voltios por segundo en la bobina L_m :

$$(2) \qquad V_{IN} * T_{T_ON} = V_{prim} * T_{T_OFF}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Donde:

- $V_{prim} = V_{OUT} * r_t$
- $T_{T_ON} = D * T$
- $T_{T_OFF} = (1 - d) * T$
- Con $T = \frac{1}{f_{sw}}$, ya que es el período de conmutación del circuito de disparo del convertidor, con lo que f_{sw} es la frecuencia de conmutación del mismo.
- r_t es la relación de transformación que ha de cumplir el transformador. Esto es la relación entre el número de espiras del devanado primario y el número de espiras del devanado secundario
- $r_t = \frac{N_P}{N_S}$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

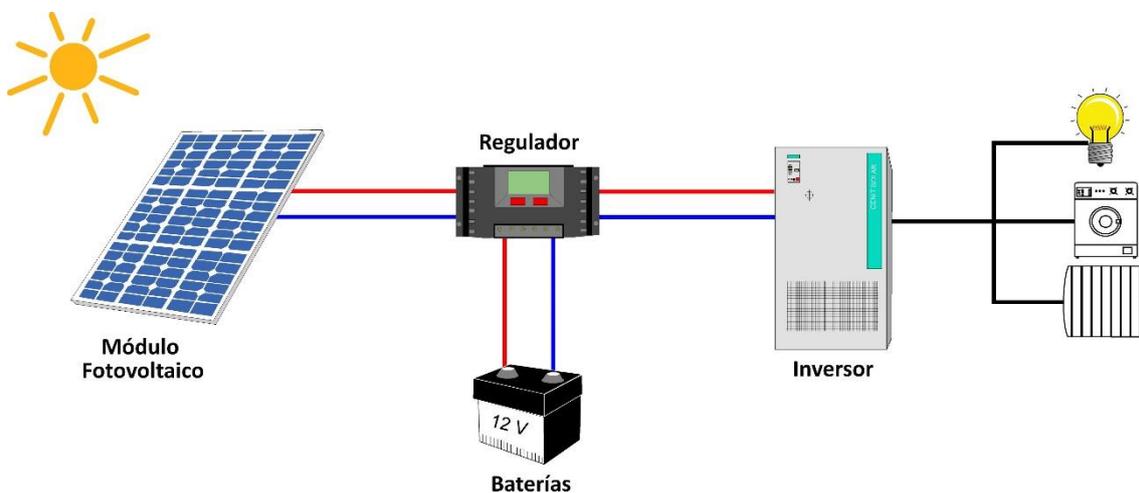
2. Determinación de los parámetros del sistema

El convertidor Flyback que se va a diseñar y simular en este proyecto, está integrado en una instalación fotovoltaica aislada.

Una instalación solar fotovoltaica aislada es un sistema de generación de corriente sin conexión a la red eléctrica que proporciona al propietario energía procedente de la luz del sol. Normalmente requiere el almacenamiento de la energía fotovoltaica generada en acumuladores solares y permite utilizarla las 24 horas del día.

Estas instalaciones fotovoltaicas aisladas son ideales en regiones donde la conexión a la red eléctrica no es posible o no está prevista debido a los altos costes de desarrollo de la construcción de los sistemas eléctricos de la línea, especialmente en las zonas rurales más remotas.

Las instalaciones fotovoltaicas aisladas generalmente se diferencian por su tensión del sistema. En este tipo de sistemas acoplados en corriente continua, el panel solar se conecta a través de reguladores de carga de CC/CC.



2-1 Esquema de un sistema fotovoltaico de conexión aislada

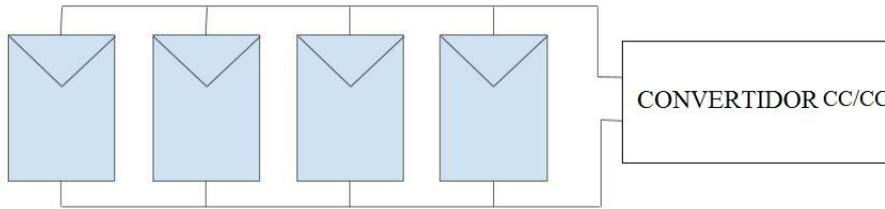
La instalación que se va a realizar en este proyecto es la última mencionada, donde se dispondrá de un inversor para la conversión a alterna de la energía eléctrica generada, para su uso doméstico.

Debido a que se trata del diseño del convertidor y no del sistema completo, se han de averiguar los parámetros iniciales con los que se va a trabajar. Estos se extraen tanto de la energía generada por la placa como por la entrada requerida del inversor.

Se ha elegido un inversor de aislada, Cotek S300-212, que tiene una potencia de 400 W, y unos requisitos de entrada con los que se puede relacionar la salida del convertidor Flyback. A partir de estos datos, se han de seleccionar las placas necesarias y su disposición en serie y paralelo.

Puesto que la potencia que se requiere es 400W, y no hay unos requisitos estrictos para la entrada del convertidor, se seleccionan 4 placas, TechnoSun 100W, de 100W cada una, dispuestas en paralelo para poder obtener la potencia y corriente necesaria.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO



2-2 Esquema de la colocación de las placas en paralelo

Una vez se conoce la disposición de las placas se puede calcular voltaje e intensidad de entrada, así como la potencia.

$$(3) \quad V_{OUT_{FV}} = V_{I_{min}} = 17 \text{ V}$$

$$(4) \quad V_{OUT_{FV}} = V_{I_{max}} = 20 \text{ V}$$

$$(5) \quad I_{OUT_{FV}} = I_{IN} = 5.32 * 4 \text{ (líneas en paralelo)} = 21.28 \text{ A}$$

$$(6) \quad P_{OUT_{FV}} = P_{IN} = 100 * 4 = 400 \text{ W}$$

De esta forma, ya se dispone de los parámetros de entrada del convertidor Flyback. Ahora se necesitan los parámetros de salida, proporcionados por el inversor comentado previamente.

A partir de las tablas de especificaciones proporcionadas por el fabricante, se pueden extraer todos los datos necesarios.

$$(7) \quad V_{IN_{INV}} = V_o = 12.75 \text{ V}$$

$$(8) \quad V_{IN_{INV_{min}}} = V_{o_{min}} = 10.5 \text{ V}$$

$$(9) \quad V_{IN_{INV_{max}}} = V_{o_{max}} = 15 \text{ V}$$

El rendimiento de este convertidor es del 85%, rendimiento que se empleará en los cálculos posteriores.

	MODEL No.	S300-112	S300-124	S300-212	S300-224
	DC VOLTAGE	12VDC	24VDC	12VDC	24VDC
	VOLTAGE RANGE	10.5-15.0VDC	21.0-30.0VDC	10.5-15.0VDC	21.0-30.0VDC
INPUT	EFFICIENCY (Typ.)	89.0%	89.0%	89.0%	89.0%

2-3 Entradas disponibles dependiendo del modelo de inversor

3. Diseño de la etapa de potencia

3.1. El transformador

El diseño del transformador se ha ido simplificando con el paso del tiempo. Actualmente, basta con seleccionar uno de un catálogo estandarizado de transformadores de potencia Flyback, sin necesidad de encarecerlo diseñando uno desde cero. Muchas distribuidoras ofrecen familias completas de transformadores de todos los tamaños y para muy variadas aplicaciones. Dicho esto, se procederá al diseño del transformador, aunque en un caso real este paso no sería tan extenso.

Aparte de la potencia del transformador y del número de devanado secundario, los transformadores pueden ser clasificados por el ratio de espiras primario/secundario, y por la inductancia primaria o secundaria.

Si se ignora el efecto del voltaje de caída a través del transistor MOSFET, el voltaje*segundo durante el tiempo de ON (T_{ON}) sería igual al voltaje*segundo durante el tiempo de OFF (T_{OFF}), operando en régimen estacionario:

$$(10) \quad V_i * T_{ON} = V_o * T_{OFF} * N_{SP}$$

Donde:

- V_{IN} es el voltaje de entrada.
- V_{OUT} es el voltaje de salida.
- N_{SP} es el ratio de espiras secundario/primario del transformador Flyback.

Entonces la relación directa entre el ratio de espiras con el ciclo de trabajo y el voltaje de entrada mínimo es:

$$(11) \quad V_o \cong V_i * \frac{D}{1-D} * \frac{N_2}{N_1}$$

Donde:

- N_S es el número de espiras en el secundario.
- N_P es el número de espiras en el primario.
- D es el ciclo de trabajo.

Generalmente el ciclo de trabajo máximo es seleccionado arbitrariamente al 50%, sin embargo, en aplicaciones con un rango de voltaje de entrada amplio es importante optimizar la relación ciclo de trabajo máximo, ratio de espiras del transformador, corriente de pico y voltaje.

Una de las principales ventajas de la topología Flyback es la posibilidad de operar con un ciclo de trabajo superior del 50%. Este incremento reduce la corriente de pico en el primario del transformador, con una resultante de mejora de la eficiencia del primario y menor rizado en la entrada. A su vez, el incremento del ciclo de trabajo máximo también incrementa el voltaje de estrés máximo entre el drenado y la fuente en el transistor MOSFET, e incrementa la corriente de pico en el lado del secundario.

La ecuación (6) muestra la principal relación entre voltaje de salida y voltaje de entrada. Para poder regular el voltaje de salida en todo el rango de voltaje de entrada, el ciclo de trabajo máximo

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

es seleccionado para un valor de 0.5 para el voltaje de entrada mínimo. A partir de este valor se puede calcular la relación de espiras N_{12} :

$$(12) \quad N_{12} = \frac{V_{i_min}}{V_o} * \frac{D_{max}}{1-D_{max}}$$

$$(13) \quad N_{12} = 1.333$$

Entonces de la relación N_{PS} puede ser calculado el ciclo de trabajo mínimo:

$$(14) \quad D_{min} = \frac{V_o * N_{12}}{V_{IN} + V_o * N_{12}}$$

$$(15) \quad D_{min} = 0.459$$

Teniendo en cuenta que la elección del ciclo de trabajo afectará tanto a corrientes como al rizado, se elige trabajar con el ciclo de trabajo máximo y el voltaje de entrada mínimo. De esta manera se reducen los valores de las corrientes sacrificando por un rizado superior, que en este sistema no afecta decisivamente.

A continuación, se procede al cálculo de las corrientes medias a través del convertidor Flyback:

$$(16) \quad I1_{avg} = \frac{D * I_o}{(1-D) * N_{12}}$$

$$(17) \quad I1_{avg} = 23.529 A$$

Donde:

- D es el ciclo de trabajo máximo.

La corriente media de la segunda parte es la corriente de salida:

$$(18) \quad I2_{avg} = I_o$$

Puesto que el diseño es totalmente personalizable, se elige un rizado para la corriente de salida a través del cual se podrá obtener la inductancia de la bobina secundaria:

$$(19) \quad \Delta I2 = I2_{avg} * 10\%$$

$$(20) \quad \Delta I2 = 3.137 A$$

Ya sabiendo el rizado de la salida, se puede deducir el valor de la inductancia. Hay múltiples criterios para la selección de las inductancias primarias y secundarias. La primera de estas es la selección de la inductancia primaria con el objetivo de asegurar que se trabaje en modo continuo desde la máxima carga hasta casi la mínima.

La segunda consideración consiste en calcular las inductancias primarias y secundarias por medio de la definición de la corriente de rizado máxima en el secundario.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

La tercera forma calcula la inductancia del primario a fin de mantener el cero del semiplano derecho lo más elevado posible para poder maximizar la frecuencia de cruce máxima en el lazo cerrado.

En la práctica, el primer criterio es únicamente empleado en casos particulares, y la inductancia de magnetización es seleccionada de forma que se consiga un equilibrio entre el tamaño del transformador, las corrientes de pico y el cero del semiplano derecho.

En este caso, se empleará el siguiente cálculo a partir del rizado en el secundario:

$$(21) \quad L2 = \frac{(1-D)*V_o}{\Delta I2*f}$$

$$(22) \quad L2 = 40.641 \mu H$$

Sabiendo el valor de la inductancia secundaria, se puede obtener el valor de la primaria haciendo uso de la relación de espiras del transformador, de modo que:

$$(23) \quad L1 = L2 * N_{12}^2$$

$$(24) \quad L1 = 72.25 \mu H$$

Este valor de la inductancia es el que se empleará más adelante como inductancia magnetizante.

Una vez ya se tiene el valor de las bobinas del transformador, solo queda averiguar el rizado de la corriente de la primera parte:

$$(25) \quad \Delta I1 = \frac{D*V_i}{L1*f}$$

$$(26) \quad \Delta I1 = 2.353 A$$

Obtenidos estos valores, se puede proceder al cálculo de todas las corrientes en el convertidor, y a la comprobación de los valores de rizado y potencia.

Otro método para calcular el rizado en la corriente primaria, es la resta entre la corriente máxima y la mínima. Con estos valores también se puede calcular la corriente media del primario y la potencia de entrada.

Por ello, el primer paso sería calcular la corriente máxima y mínima del primario empleando los valores previamente obtenidos de ciclo de trabajo e inductancia.

$$(27) \quad I1_{max} = \frac{I_o}{(1-D)*N_{12}} + \frac{D*V_i}{2*L1*f}$$

$$(28) \quad I1_{max} = 48.235 A$$

$$(29) \quad I1_{min} = \frac{I_o}{(1-D)*N_{12}} - \frac{D*V_i}{2*L1*f}$$

$$(30) \quad I1_{min} = 45.882 A$$

$$(31) \quad \Delta I1 = I1_{max} - I1_{min}$$

$$(32) \quad \Delta I1 = 2.353 A$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Aquí ya se puede comprobar que el valor de rizado del primario coincide con lo diseñado previamente. También se comprueba la corriente media y la potencia:

$$(33) \quad I_{1_{avg}} = D * \frac{I_{1_{max}} + I_{1_{min}}}{2}$$

$$(34) \quad I_{1_{avg}} = 23.529 \text{ A}$$

Con este valor de corriente y el voltaje empleado para los cálculos, que ha sido definido antes como voltaje de entrada mínimo, se puede calcular la potencia de entrada del convertidor:

$$(35) \quad P_i = I_{1_{avg}} * V_i$$

$$(36) \quad P_i = 400 \text{ W}$$

Donde se puede comprobar que la potencia coincide con los valores de diseño seleccionados. Por último, queda comprobar el porcentaje de rizado del primario:

$$(37) \quad \frac{\Delta I_1}{I_{1_{avg}}} * 100 = 10\%$$

Una vez terminadas las comprobaciones en el primario, se procede a realizar el mismo procedimiento para las corrientes del secundario, así como las mismas comprobaciones de valores de diseño.

Por lo tanto, lo primero en calcular han de ser las corrientes máximas y mínimas por el secundario:

$$(38) \quad I_{2_{max}} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{(1-D)*V_o*N_{12}^2}{2*L_1*f}$$

$$(39) \quad I_{2_{max}} = 64.314 \text{ A}$$

$$(40) \quad I_{2_{min}} = \frac{I_o}{1-D} - \frac{(1-D)*V_o*N_{12}^2}{2*L_1*f}$$

$$(41) \quad I_{2_{min}} = 61.176 \text{ A}$$

$$(42) \quad \Delta I_2 = I_{2_{max}} - I_{2_{min}}$$

$$(43) \quad \Delta I_2 = 3.137 \text{ A}$$

Tal como se había diseñado, el rizado de la corriente en el secundario coincide. Ahora se calculará la corriente media:

$$(44) \quad I_{2_{avg}} = (1 - D) * \frac{I_{2_{max}} + I_{2_{min}}}{2}$$

$$(45) \quad I_{2_{avg}} = 31.373 \text{ A}$$

Y como previamente se ha calculado, se obtiene la potencia para comprobar que el diseño es correcto y suministra la potencia requerida por el inversor:

$$(46) \quad I_{2_{avg}} * V_o = 400 \text{ W}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Por último, se asegura que el porcentaje de rizado sea el elegido para el diseño:

$$(47) \quad \frac{\Delta I_2}{I_{2_{avg}}} * 100 = 10\%$$

Los cálculos indican que los valores de diseño funcionan correctamente. El siguiente paso a calcular serían las corrientes en rms, así como la corriente máxima de magnetización.

$$(48) \quad I_{1_{rms}} = \sqrt{\frac{D}{3} * (I_{1_{max}}^2 + I_{1_{min}}^2 + I_{1_{max}} * I_{1_{min}})}$$

$$(49) \quad I_{1_{rms}} = 33.279 \text{ A}$$

$$(50) \quad I_{2_{rms}} = \sqrt{\frac{1-D}{3} * (I_{2_{max}}^2 + I_{2_{min}}^2 + I_{2_{max}} * I_{2_{min}})}$$

$$(51) \quad I_{2_{rms}} = 44.372 \text{ A}$$

La corriente máxima de magnetización coincidiría con la corriente máxima en el primario, ya que es la misma intensidad que pasa por la inductancia primaria.

$$(52) \quad I_{mg_max} = I_{1_{max}}$$

Tal como se ha mencionado anteriormente, la inductancia primaria y el ciclo de trabajo influirán en el cero del semiplano derecho. El cero semiplano derecho añade un retardo de fase al lazo de control cerrado forzando que la máxima frecuencia de cruce sea como mucho $\frac{1}{4}$ de la frecuencia del cero del semiplano derecho.

El cero del semiplano derecho está en función del ciclo de trabajo, la carga y la inductancia, y causa un incremento en la ganancia del lazo a la vez que reduce el margen de fase del lazo. Comúnmente, se determina el peor escenario para el cero del semiplano derecho y se sitúa la ganancia unitaria de la frecuencia del lazo por debajo de $\frac{1}{3}$ del cero del semiplano derecho.

En la topología Flyback, la ecuación para el RHPZ (cero en el semiplano derecho) es:

$$(53) \quad F_{RHPZ} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} * \frac{(1-D)^2}{D * 2\pi * L_S}$$

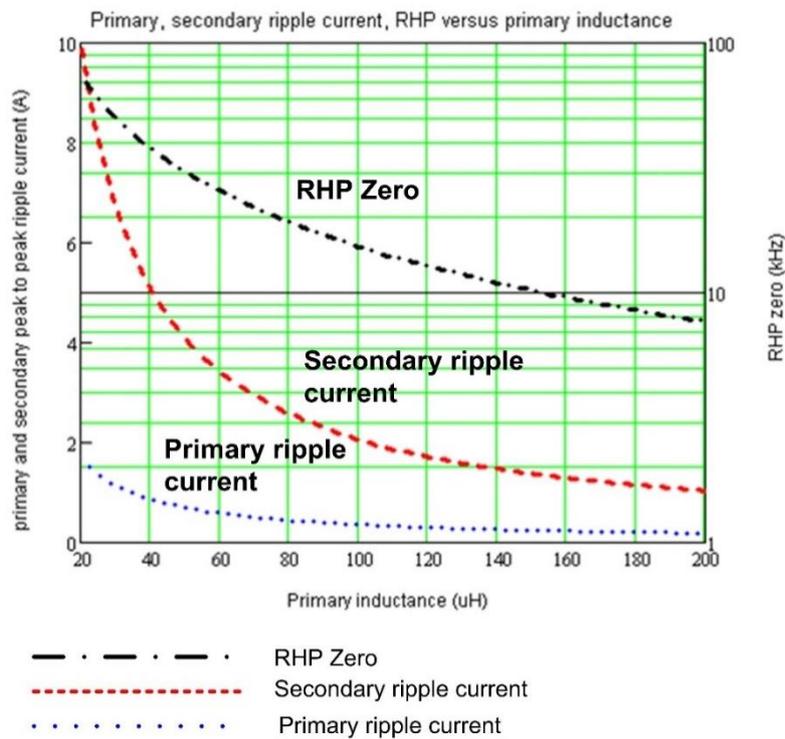
$$(54) \quad F_{RHPZ} = 10781 \text{ Hz}$$

La inductancia primaria puede ser seleccionada para atenuar este efecto no deseado. La gráfica de la figura x muestra el efecto de la inductancia primaria en las corrientes primaria y secundaria, y en el cero del semiplano derecho. Con un incremento en la inductancia, la corriente de rizado se reduce. Además, el voltaje de rizado de la entrada y la salida, y el tamaño de los condensadores podrían reducirse también. Pero, incrementando la inductancia, incrementas el número de espiras en el primario y secundario del transformador, y esto reduce el cero en el semiplano derecho.

Es de sentido común no sobredimensionar la inductancia, para así evitar comprometer el rendimiento general del lazo cerrado del sistema entero, así como el tamaño y las pérdidas del transformador del Flyback.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Ésta gráfica y las ecuaciones previamente mencionadas, son sólo válidas cuando el convertidor Flyback trabaja en modo de conducción continua.



3-1 Corrientes de rizado primaria y secundaria, y el cero del semiplano derecho frente a la inductancia primaria de un diseño Flyback

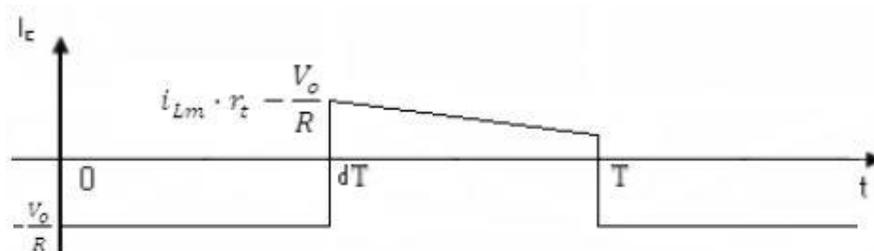
Aunque se profundizará más en la parte de diseño del lazo de control.

3.2. El condensador

Para el cálculo del condensador se han de tener en cuenta varias cosas. El rizado de tensión a la salida es el mismo que el del condensador:

$$(55) \quad \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{\Delta V_C}{V_C}$$

La corriente del condensador tiene valor medio nulo, por lo que se puede obtener el incremento de tensión del condensador integrando la corriente del mismo a lo largo del tiempo. La forma de onda del condensador y sus valores se pueden ver en la figura x.



3-2 Forma de onda de la corriente del condensador

$$(56) \quad \Delta V_C = \frac{1}{C} * \int i_C * dt = \frac{1}{C} * \frac{V_{OUT}}{R} * dT$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Despejando la ecuación y sabiendo que $\Delta V_C = \Delta V_{OUT}$ y que $T=1/f_{sw}$, nos queda la siguiente ecuación para obtener el valor del condensador:

$$(57) \quad C_{min} = \frac{V_O * D}{\Delta V_O * R * f}$$

$$(58) \quad C = 98.424 \mu F$$

Ahora se ha de calcular también la resistencia equivalente serie del condensador:

$$(59) \quad ESR_{min} = \frac{\Delta V_o}{I2_{max}}$$

$$(60) \quad ESR_{min} = 49.562 m\Omega$$

Con estos valores mínimos, se ha de buscar y seleccionar un condensador que cumpla con los parámetros calculados. Mediante el uso de una datasheet de condensadores de bajo ESR (Vishay 050/052 PED-PW), se ha de escoger un condensador que además de las especificaciones mencionadas, soporte la intensidad que pasará por el condensador. De esta forma, se sabe que el voltaje máximo del condensador a elegir será de la gama de 16 V.

Para calcular la corriente que puede soportar, hay que calcularla integrando su función, para así saber el área tanto en conducción como en conmutación. Esta área es la corriente rms que pasa por el condensador. Para ahorrarse la integración completa, se puede simplificar y calcular el área en dos partes diferenciadas, la constante y la trapezoidal.

Para la constante, es el valor extremo al cuadrado el que delimita su área:

$$(61) \quad u_{k1} = (-I_o)^2$$

$$(62) \quad u_{k1} = 984.237 A^2$$

Para la parte trapezoidal, se aplica la fórmula directamente:

$$(63) \quad u_{k2} = \frac{(I_1^2 + I_2^2 + I_1 * I_2)}{3}$$

$$(64) \quad u_{k2} = 985.057 A^2$$

Donde:

- $I_1 = I2_{max} - I_o$
- $I_2 = I2_{min} - I_o$

Una vez calculados estos valores, se puede proceder a juntar el despiece de la forma de onda para averiguar así el valor total del área:

$$(65) \quad I_{c_{rms}} = \sqrt{\sum_{k=1}^n D_k * u_k}$$

$$(66) \quad I_{c_{rms}} = \sqrt{(D * u_{k1}) + ((1 - D) * u_{k2})}$$

$$(67) \quad I_{c_{rms}} = 31.379 A$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Ya sabiendo todos los valores necesarios, solo queda seleccionar del catálogo el condensador que mejor se ajuste a los valores mínimos.

C_R 100 Hz (μF)	NOMINAL CASE SIZE $\varnothing D \times L$ (mm)	I_R 100 Hz 85 °C (A)	I_R 20 kHz 70 °C (A)	I_{L1} 1 min (mA)	I_{L5} 5 min (mA)	ESR 100 Hz (m Ω)	Z 10 kHz (m Ω)
3300	25 x 30	2.4	4.6	0.32	0.11	75	50
4700	25 x 40	3.1	5.9	0.45	0.15	52	37
6800	30 x 40	3.7	7.0	0.65	0.22	40	30
10 000	35 x 40	4.1	7.8	0.96	0.32	36	27
15 000	35 x 50	5.0	9.5	1.44	0.48	28	21

3-3 Valores de catálogo de Vishay

Como se puede observar, el condensador que mejor se ajusta es el de 6800 μF . El principal limitante es la ESR (Z a 10 kHz). Una vez cumplido ese parámetro, queda ajustar la cantidad de condensadores en paralelo necesarios para suplir la corriente rms. De forma que se eligen 5 condensadores en paralelo.

Tras la selección del condensador y número de ellos, se procede a recalcular que valores, finalmente, han quedado:

$$(68) \quad C = C_{selec} * N^{\circ}_{cond}$$

$$(69) \quad C = 0.034 F$$

$$(70) \quad ESR = \frac{ESR_{selec}}{N^{\circ}_{cond}}$$

$$(71) \quad ESR = 9.912 m\Omega$$

$$(72) \quad I_R = I_{R_selec} * N^{\circ}_{cond}$$

$$(73) \quad I_R = 35 A$$

$$(74) \quad I_R > I_{C_{rms}}$$

$$(75) \quad 35 A > 31.379 A$$

Se superan todas las especificaciones mínimas propuestas por el diseño, dejando un condensador con una capacidad algo elevada, pero válida.

Este componente genera a su vez unas pérdidas, que se pueden calcular de la siguiente manera:

$$(76) \quad P_C = \frac{ESR}{N^{\circ}_{cond}} * (i_{C_RMS})^2$$

$$(77) \quad P_C = 1.952 W$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Donde:

- ESR es la resistencia equivalente serie del condensador.
- El parámetro N°cond se refiere al número de condensadores en paralelo requeridos para conseguir la capacidad calculada.

3.3. Selección del transistor de potencia MOSFET

El transistor MOSFET es seleccionado a partir de ciertas características como voltaje de estrés máximo, corriente pico de entrada máxima, pérdidas de potencia, rango máximo de temperatura de trabajo, y la capacidad de la corriente del operador.

La caída de voltaje drenador-fuente del MOSFET (V_{DS}) tiene que ser superior que:

$$(78) \quad V_{DS} = N_{12} * V_o + V_i$$

También se ha de calcular el voltaje drenador-fuente cuando el voltaje de entrada es máximo, para asegurar así su correcto funcionamiento en ambos casos:

$$(79) \quad V_{DS_vmin} = 34 V$$

$$(80) \quad V_{DS_vmax} = 37 V$$

La corriente continua del drenador del MOSFET (I_D) tiene que ser superior a la corriente mínima calculada para los parámetros actuales:

$$(81) \quad I_D = N_{21} * I_o * \left(\frac{D}{1-D}\right)$$

A su vez, ésta corriente también se ha calcular para los valores de ciclo de trabajo mínimo y máximo:

$$(82) \quad I_{D_Dmin} = 20 A$$

$$(83) \quad I_{D_Dmax} = 23.529 A$$

Aparte de la tensión nominal máxima, y la corriente nominal máxima, otro parámetro importante de un MOSFET es la corriente del drenador pulsada, la cual coincide con el valor de la corriente de magnetización máxima:

$$(84) \quad I_{DM} = I_{mg_max}$$

$$(85) \quad I_{DM} = 48.235 A$$

Una vez obtenidos estos datos, se puede proceder a la búsqueda del transistor MOSFET que cumpla con todas las especificaciones. Se ha designado como transistor del convertidor el MOSFET SiR638DP, el cual cumplimentaba con los requisitos y ofrecía una baja resistencia de ON.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Por lo tanto, los valores proporcionados del MOSFET seleccionado permite el cálculo de V_{ds_on} , necesario para el cálculo de las pérdidas del transistor en el convertidor.

$$(86) \quad R_{DS_on} = 1.1 \text{ m}\Omega$$

$$(87) \quad V_{DS_on} = R_{DS_on} * I_D$$

$$(88) \quad V_{DS_on} = 0.026 \text{ V}$$

Una vez obtenidos tanto la R_{DS_on} como la V_{DS_on} , se puede comprobar que los tiempos de conmutación se ajustan a la frecuencia de conmutación elegida. De forma que se asegura su correcto funcionamiento durante el tiempo de conmutación. Esta información también se extrae directamente de la datasheet del MOSFET:

$$(89) \quad t_{r_max} = 42 \text{ ns}$$

$$(90) \quad t_{f_max} = 20 \text{ ns}$$

El transistor MOSFET tiene tres tipos de pérdidas:

- Pérdidas en conducción, $I^2 * R$, por lo que la resistencia total entre la fuente y el drenador durante el estado ON, R_{DS_ON} , tiene que ser lo menor posible.
- Pérdidas en conmutación, $V_{DS} * I * frecuencia * tiempo \text{ de conmutación}$. El tiempo de conmutación, tiempo de subida, y tiempo de caída son en función de la carga-Miller en puerta-drenador del MOSFET, Q_{gd} , la resistencia interna del operador y el voltaje umbral. V_{gs_th} es el voltaje de puerta mínimo con el cual permite el paso de la corriente drenador-fuente del MOSFET.
- Pérdidas en la carga de la puerta, $V_{dr} * Q_{g_total} * frecuencia$, causadas por la carga de la capacitancia de la puerta y su posterior vertido a tierra en cada ciclo.

Desafortunadamente, los sistemas con menores resistencias tienden a tener una capacitancia de puerta elevada.

Las pérdidas en conmutación también son afectadas por la capacitancia de la puerta. Si el operador de la puerta tiene que cargar una capacitancia elevada, el tiempo que el MOSFET se mantiene en la región lineal aumenta, y con ello las pérdidas. Cuanto más veloz sea el tiempo de subida, menores serán las pérdidas en conmutación. Pero, esto causa ruido de alta frecuencia.

Las pérdidas en conducción no son dependientes de la frecuencia, son dependientes de R_{DS_ON} y el cuadrado de la corriente primaria en rms, I_{P_RMS} :

$$(91) \quad P_{COND} = I_{P_RMS}^2 * R_{DS_ON}$$

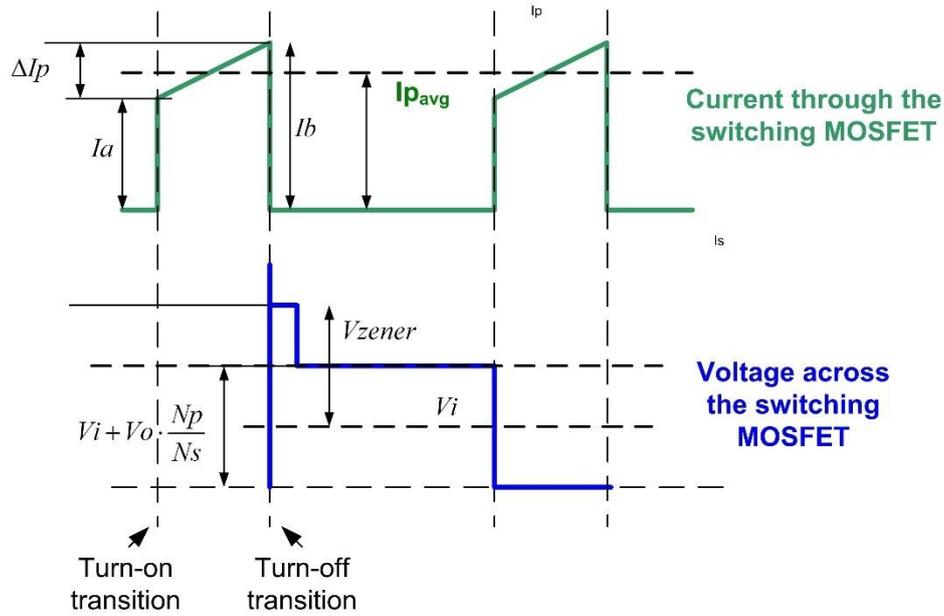
$$(92) \quad P_{COND} = 0.541 \text{ W}$$

Donde:

- $I_{P_rms}^2$ se deduce de $I_0^2 * D$.

La corriente primaria de un Flyback trabajando en modo conducción continua tiene una forma de onda trapezoidal, como muestra la figura 3-4.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO



3-4 Voltaje y corriente de un MOSFET durante la conmutación.

ΔI_p es el rizado en el primario:

$$(93) \quad \Delta I_p = \frac{(V_i - V_{DS_{on}}) * D}{L_1 * f}$$

Y para obtener la corriente media por el primario, se han de calcular las corrientes máxima y mínima:

$$(94) \quad I_{p_{max}} = \frac{I_o}{(1-D) * N_{12}} + \frac{D * V_i}{2 * L_1 * f}$$

$$(95) \quad I_{p_{max}} = 48.235 \text{ A}$$

$$(96) \quad I_{p_{min}} = \frac{I_o}{(1-D) * N_{12}} - \frac{D * V_i}{2 * L_1 * f}$$

$$(97) \quad I_{p_{min}} = 45.882 \text{ A}$$

Datos ya calculados previamente, que sirven para asegurar que la elección del MOSFET no ha desviado el comportamiento del convertidor. De forma que, la corriente media del primario se calcula de un modo similar:

$$(98) \quad I_{1_{avg}} = D * \frac{I_{1_{max}} + I_{1_{min}}}{2}$$

$$(99) \quad I_{1_{avg}} = 23.529 \text{ A}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Con estas comprobaciones realizadas, se procede a calcular la otra parte de las pérdidas, las pérdidas en conmutación. Estas pérdidas son producidas durante el tiempo de subida y bajada del transistor. Unos datos proporcionados por las especificaciones del catálogo, que se incluyen en una sencilla fórmula para obtener esta información:

$$(100) \quad P_{SW} = V_i * I_o * f * (t_r + t_f)$$

$$(101) \quad P_{SW} = 0.826 W$$

Donde:

- t_r es el tiempo de subida del transistor, dato proporcionado con un valor de 21ns.
- t_f es el tiempo de bajada del transistor, dato proporcionado con un valor de 10ns.

Resumiendo, las pérdidas totales del transistor MOSFET está compuesto por las pérdidas en conducción más las pérdidas en conmutación:

$$(102) \quad P = P_{COND} + P_{SW}$$

$$(103) \quad P = 1.368 W$$

Una vez ya está aclarado el transistor y sus valores, se puede proceder al cálculo del último elemento, el diodo. Este depende del voltaje del transistor. De ahí que sea el último a calcular.

3.4. El diodo

La elección de diodo propone algunos requisitos mínimos, los cuales no necesitan grandes cálculos, pero de los que depende para que el diodo no se sature o se queme.

Los diodos son semiconductores cuya principal característica consiste en no dejar pasar la corriente más que un sentido. Si el diodo está polarizado inversamente, potencial del cátodo superior al del ánodo, la corriente no circula y el diodo es como un interruptor abierto. Si el potencial del ánodo es superior al del cátodo, el diodo conduce.

El primer paso será delimitar los valores en los que se está trabajando. Esto es posible calculando el voltaje y corriente que ha de soportar el diodo respecto al resto del convertidor.

$$(104) \quad V_{rwm} = V_o + \frac{(V_i - V_{DSon})}{N_{12}}$$

$$(105) \quad V_{rwm} = 25.481 V$$

Este valor delimita el voltaje mínimo que ha de soportar el diodo. Sin embargo, no es uno de los parámetros más restrictivos. A continuación, se calcula la intensidad media en la que el diodo tiene que trabajar.

$$(106) \quad I_{f_avg} = I_o$$

$$(107) \quad I_{f_avg} = 31.373 A$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Y, por último, la corriente pulsar. Esta corriente no ocurre constantemente, pero es un valor que ha de soportar para no alcanzar picos de potencia que sobrecalienten el elemento y difiera en su comportamiento.

$$(108) \quad I_{f_m} = I_{2_{max}}$$

$$(109) \quad I_{f_m} = \mathbf{64.314 A}$$

Con estos valores ya delimitados claramente, se puede proceder a su búsqueda en catálogos. Cabe destacar que el valor más restrictivo es el de la corriente media, ya que, para valores de corriente media elevados, tanto el voltaje por el diodo como la corriente pulsar, son valores muy elevados y cumplen las expectativas favorablemente.

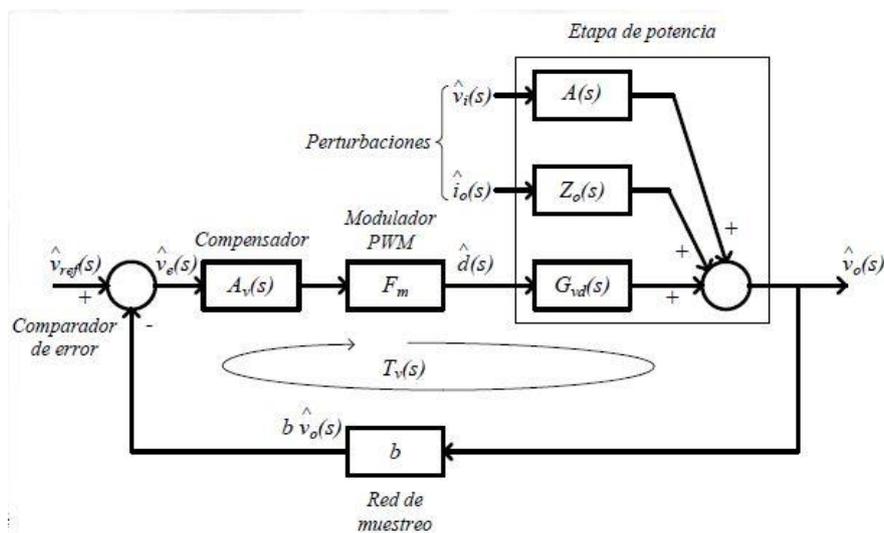
Para este diseño, se ha seleccionado el diodo de Vishay **VS-40EPS16PbF**. Este componente satisface todas las necesidades de diseño cómodamente.

Una última comprobación de la validez de este diodo, sería la comprobación del tiempo de recuperación del diodo, frente a la frecuencia de conmutación. Estos datos se extraen de la propia datasheet del diodo, dejando como dato $t_{rr} = 500 \text{ ns}$. Por lo que se confirma la selección de este diodo.

4. Diseño del lazo de control

En este apartado se detallará el control realizado del convertidor. Para ellos se ha decidido realizar un control en lazo cerrado. Este tipo de control con realimentación ofrece ciertas ventajas tanto en precisión, como en estabilidad y respuesta.

Este control permite el seguimiento de la señal de referencia sin error en régimen permanente. Además, permite la eliminación del efecto de las perturbaciones. Esto ocasiona una mejora de estabilidad en los sistemas ya estables, e incluso, estabiliza los sistemas inestables. Todo esto lleva a una mejora en la respuesta del transitorio, haciéndola más rápida y adecuando el amortiguamiento.



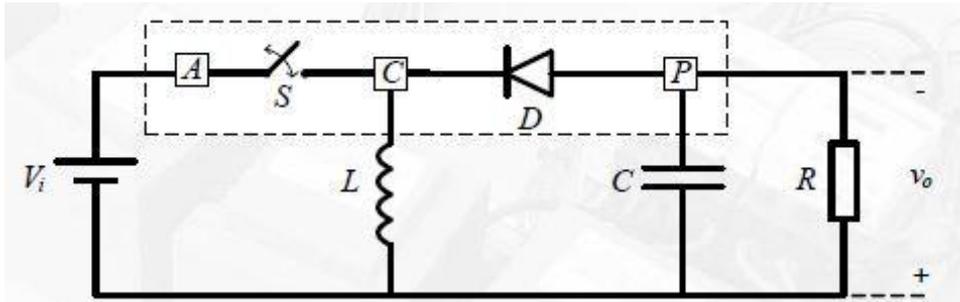
4-1 Diagrama de bloques de un convertidor DC/DC en lazo cerrado

Este tipo de control tiene múltiples funciones de transferencia en lazo abierto, pero no se puede aplicar directamente. Necesita ser modelizado en pequeña señal.

Para ello, primero hay que obtener el modelo linealizado de la etapa de potencia del convertidor. Pese a haber varios métodos, en este diseño se realizará mediante el modelo linealizado del conmutador PWM. Es un procedimiento más sencillo que por espacio de estados, con resultados más adecuados para conducción continua y discontinua, y es capaz de modelizar oscilaciones de control en modo corriente.

Ya trabajando desde el diseño del convertidor Flyback, se busca esta linealización mediante el modelo del conmutador PWM. En cuanto a modelo, el convertidor Flyback no tiene uno específico, como pudiera tener un convertidor Buck o Boost. Sin embargo, se emplea el modelo del convertidor Buck-Boost, al tener una respuesta similar a la del convertidor Flyback. Simplemente hay que tener en cuenta que tanto el voltaje de entrada modelizado como la bobina, no coinciden en valores y tiene un modelado distinto.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO



4-2 Conmutador PWM en un convertidor Buck-Boost

4.1. Modelo DC

Una vez ya aclarado qué modelo se va a emplear, se puede seguir con la linealización. Para ello se empleará el modelo DC adaptado del Buck-Boost, pero teniendo en cuenta las variaciones de sus valores:

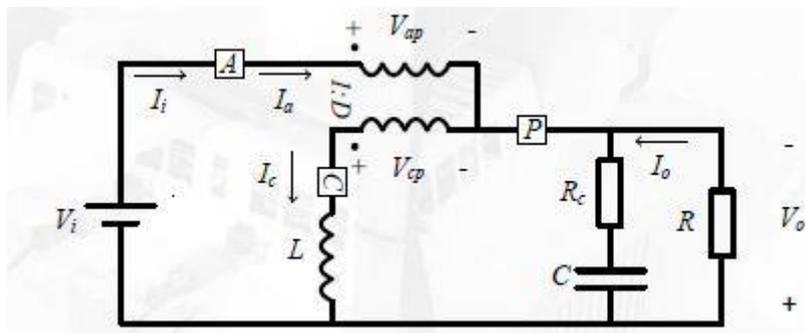
$$(110) \quad V'_i = V_i * N_{21}$$

$$(111) \quad V'_i = 12.753 \text{ V}$$

$$(112) \quad L'_i = \frac{Lmg}{N_{12}^2}$$

$$(113) \quad L'_i = 40.66 \mu\text{H}$$

Teniendo los valores correctos a emplear ya calculados, solo queda construir el modelo de DC:



4-3 Circuito equivalente en DC en conducción continua

Se sustituyen los valores de los que se dispone, y se procede a calcular los valores promediados del convertidor:

$$(114) \quad R_L = R$$

$$(115) \quad R_L = 0.406 \Omega$$

$$(116) \quad V_{ap} = V_i + V_o$$

$$(117) \quad V_{ap} = 25.503 \text{ V}$$

$$(118) \quad V_{cp} = V_{ap} * D$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

$$(119) \quad V_{cp} = 12.752 \text{ V}$$

$$(120) \quad I_a = I_i$$

$$(121) \quad I_a = 31.373 \text{ A}$$

$$(122) \quad I_c = I_o + I_a$$

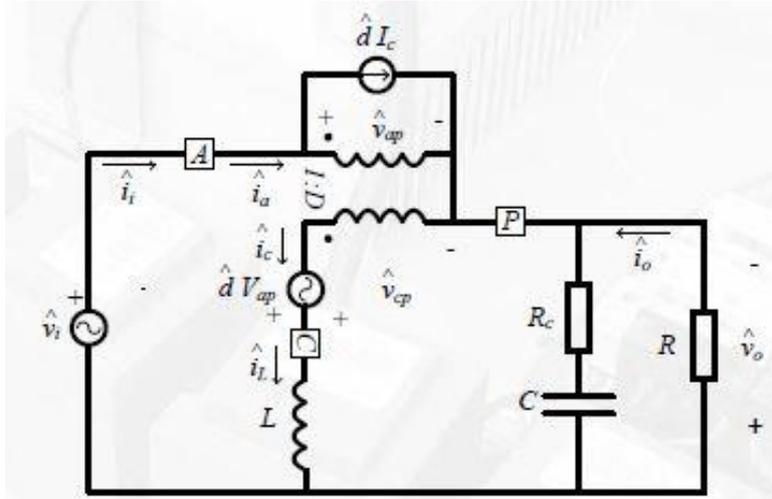
$$(123) \quad I_c = 62.746 \text{ A}$$

$$(124) \quad I_L = I_c$$

$$(125) \quad I_L = 62.746 \text{ A}$$

Teniendo estos valores, se puede proceder al cálculo de la función de transferencia de modo tensión. Para ello se necesita el circuito equivalente de pequeña señal. Como se ha realizado previamente, se utiliza el modelo del convertidor Buck-Boost con las variaciones de valores.

4.2. Función de transferencia $G_{vd}(\omega)$



4-4 Circuito equivalente de pequeña señal del convertidor Buck-Boost en conducción continua

Teniendo el modelo y los valores previamente calculados, solo queda calcular la función de transferencia. Para ello, primero se tendrán que obtener los parámetros internos de la misma:

$$(126) \quad G_{vd}(\omega) = Gv_0 * \frac{(1+j*\frac{\omega}{\omega Z1})*(1-j*\frac{\omega}{\omega Z2})}{1+j*\frac{1}{Q*\omega n}*\omega - (\frac{\omega}{\omega n})^2}$$

El primer parámetro interno a calcular será la ganancia de la función:

$$(127) \quad Gv_0 = \frac{V_i}{(1-D)^2}$$

$$(128) \quad Gv_0 = 51.013 \text{ V}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

A continuación, se calcula la frecuencia a la que se encuentra los ceros de la función:

$$(129) \quad \omega z1 = \frac{1}{R_C * C}$$

$$(130) \quad \omega z1 = 4.902 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

Y ahora el cero en el semiplano derecho:

$$(131) \quad \omega z2 = \frac{(1-D)^2 * R}{D * L}$$

$$(132) \quad \omega z2 = 4.993 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

Y, por último, la frecuencia natural:

$$(133) \quad \omega n = \frac{1-D}{\sqrt{L * C}}$$

$$(134) \quad \omega n = 425.248 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Faltaría un componente por calcular, que se obtendría de la siguiente forma:

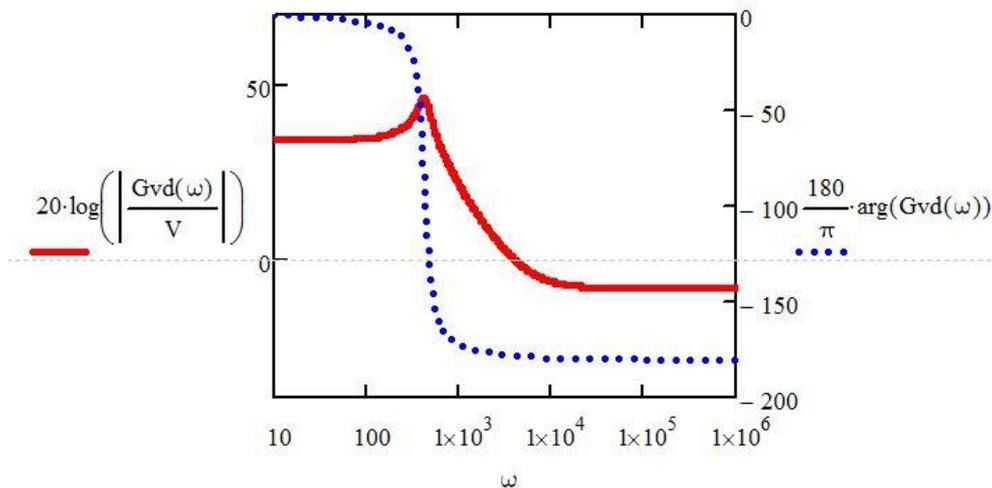
$$(135) \quad Q = \frac{1}{2 * \zeta}$$

$$(136) \quad \zeta = \frac{((1-D)^2 * R * R_C + L) * \sqrt{\left(1 + \frac{R_C}{R}\right) * L * C}}{2 * (1-D) * ((R + R_C) * L * C)}$$

$$(137) \quad \zeta = 0.128$$

$$(138) \quad Q = 3.918$$

Una vez obtenidos todos los parámetros de la función de transferencia, solo queda generar una gráfica en la que observar su respuesta:

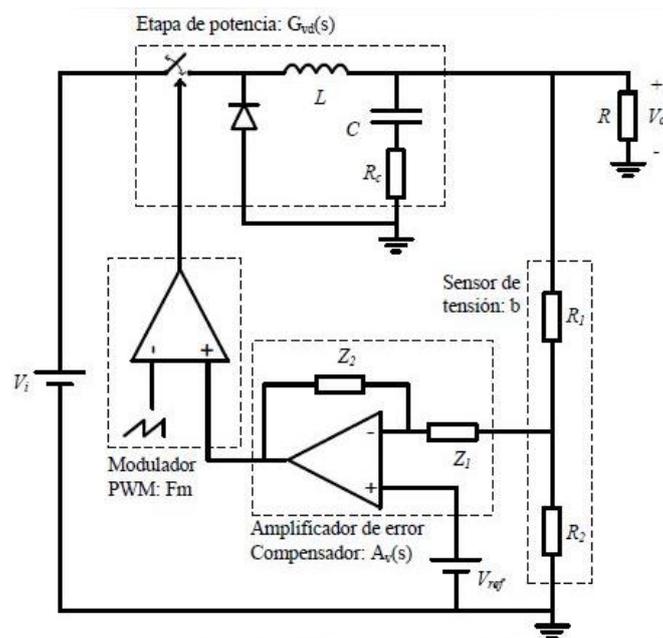


4-5 Respuesta en frecuencia de la función de transferencia Gvd en conducción continua.

4.3. Control modo tensión

Se ha decidido realizar el control en modo tensión. El principio de funcionamiento del control modo tensión se basa en el ajuste del ciclo de trabajo para controlar la tensión aplicada a la bobina por medio de la diferencia entre la señal de tensión de salida deseada y la real.

Las principales características de trabajar en este modo son la facilidad de sensado de la tensión, debido a poca presencia de ruido y pérdidas, un bajo coste y una elevada resolución. En general, el diseño del lazo de tensión es sencillo. Sin embargo, ofrece una respuesta lenta a cambios de carga y tensión de entrada, y dificulta el control de equilibrios de flujo en el transformador.



4-6 Esquema general de un convertidor con control modo tensión.

Para realizar el control en modo tensión hay que cumplimentar unos criterios de diseño. Primero, hay que elegir una frecuencia de cruce. Esta frecuencia para convertidores con ceros en el semiplano derecho, como es el caso del convertidor Flyback, tiene que cumplimentar un criterio sencillo:

$$(139) \quad 3f_n < f_c < 0.3f_{z2}$$

Por lo que se obtiene una respuesta lenta, que en este caso concreto no es un parámetro restrictivo. A continuación, se procede con la selección del siguiente criterio de diseño, el margen de fase. Si el margen de fase es elevado, se obtiene una respuesta lenta. Si, por el contrario, el margen de fase es pequeño, se obtiene una respuesta con sobreimpulso y oscilación amortiguada. De forma que hay que seleccionar un valor intermedio para minimizar el efecto de ambos extremos.

Antes de empezar con los cálculos del control, se eligen estos dos criterios de diseño:

$$(140) \quad f_c = 220 \text{ Hz}$$

$$(141) \quad MF = 50^\circ$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Y también son necesarios otros datos iniciales, que pueden ser obtenidos a partir de los modelos anteriores:

$$(142) \quad V_C = V_o$$

$$(143) \quad V_C = 12.75 \text{ V}$$

$$(144) \quad F_m = \frac{D}{V_C}$$

$$(145) \quad F_m = 0.039 \frac{1}{V}$$

$$(146) \quad V_m = \frac{1}{F_m}$$

$$(147) \quad V_m = 25.5 \text{ V}$$

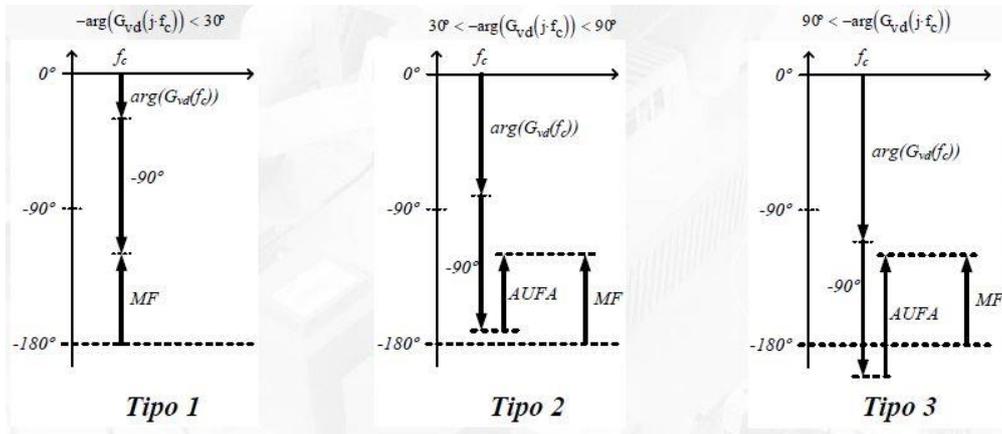
También se calcula la ganancia de tensión para la frecuencia de cruce elegida:

$$(148) \quad 20 * \log\left(\frac{|G_{vd}(\omega_c)|}{V}\right) = 15.159 \text{ dB}$$

Así como su argumento:

$$(149) \quad -\arg(G_{vd}(\omega_c)) = 174.772^\circ$$

Con los datos obtenidos, hay que elegir el compensador adecuado para el control, el cual introducirá un polo en el origen para que el error del estado estacionario sea 0. Existen 3 tipos de compensador con sus respectivos criterios, dependientes del argumento de G_{vd} en f_c .



4-7 Los 3 tipos de compensadores dependientes del argumento de G_{vd} a la frecuencia de cruce elegida.

A partir de esta imagen, se puede resolver fácilmente a la necesidad de emplear un compensador de tipo 3. Este cumple la condición $90^\circ < -\arg(G_{vd}(j * f_c))$

El primer paso a realizar con este compensador es calcular el factor K. Para ello se va a emplear la definición de AUFA:

$$(150) \quad AUFA = 4 * \text{atan}(\sqrt{K}) - 180^\circ$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Despejando esta ecuación, se puede aislar la K para obtener su valor:

$$(151) \quad K = \tan\left(45^\circ + \frac{AUFA}{4}\right)^2$$

De esta forma solo queda obtener el valor de AUFA:

$$(152) \quad AUFA = -90^\circ + MF - \arg(Gvd(\omega c))$$

$$(153) \quad AUFA = 134.772^\circ$$

Por lo tanto:

$$(154) \quad K = 25.013$$

A continuación, se calculan las frecuencias del polo y el cero respecto de la frecuencia de cruce:

$$(155) \quad \omega_{CZ} = \frac{\omega c}{\sqrt{K}}$$

$$(156) \quad \omega_{CZ} = 276.389 \frac{rad}{s}$$

$$(157) \quad \omega_{Cp} = \omega c * \sqrt{K}$$

$$(158) \quad \omega_{Cp} = 6.913 \frac{krad}{s}$$

Una vez calculado todos los valores de frecuencias, se puede calcular la K en la frecuencia de cruce:

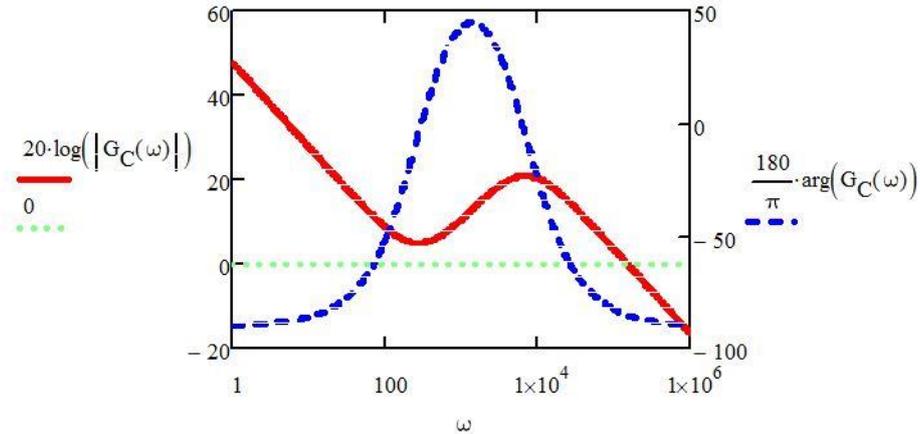
$$(159) \quad K_C = \frac{\left(1 + \left(\frac{\omega c}{\omega_{Cp}}\right)^2\right) * \omega c * \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega c}{\omega_{zn}}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{1}{Q} * \left(\frac{\omega c}{\omega_{zn}}\right)\right)^2}}{Gv_0 * F_m * \sqrt{1 + \left(\frac{\omega c}{\omega_{z1}}\right)^2} * \sqrt{1 + \left(\frac{\omega c}{\omega_{z2}}\right)^2} * \left(1 + \left(\frac{\omega c}{\omega_{CZ}}\right)^2\right)}$$

$$(160) \quad K_C = 246.045$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Antes de continuar, se calcula el diagrama de bode del compensador actual para verificar su correcto comportamiento:

$$(161) \quad G_C(\omega) = \frac{K_C}{\omega * j} * \frac{\left(1 + \frac{\omega * j}{\omega_{cz}}\right)^2}{\left(1 + \frac{\omega * j}{\omega_{cp}}\right)^2}$$



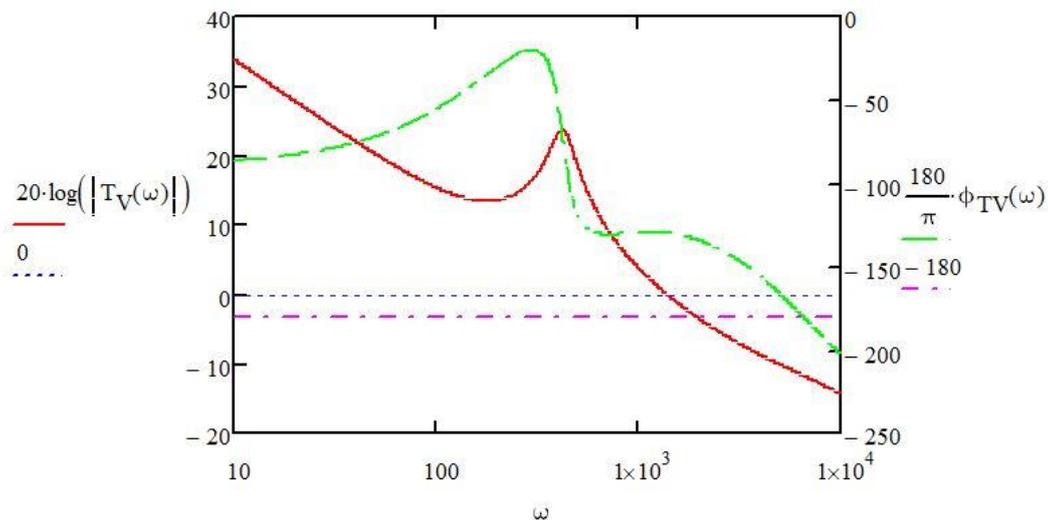
4-8 Diagrama de Bode de la función de transferencia del compensador.

Ya teniendo todos estos cálculos realizados, se puede proceder a calcular la ganancia de lazo:

$$(162) \quad T_V(\omega) = G_{vd}(\omega) * F_m * G_C(\omega)$$

$$(163) \quad \phi_{TV}(\omega) = \text{if}(\arg(T_V(\omega)) < 20^\circ, \arg(T_V(\omega)), \arg(T_V(\omega)) - 360^\circ)$$

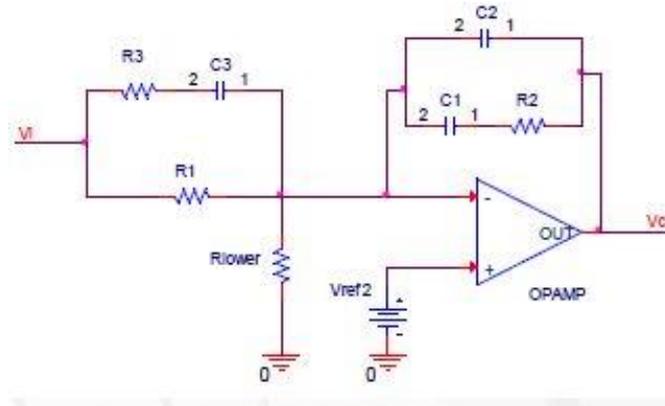
Y su correspondiente gráfica:



4-9 Ganancia de lazo del compensador, donde se puede observar que se cumplen los parámetros de diseño.

4.4. Materialización con amplificador operacional

A la hora de construir este compensador, se emplea un circuito que trabaja con un amplificador operacional. Este circuito sigue un esquema prediseñado, en el cual solo hay que adaptar los valores al circuito.



4-10 Circuito prediseñado para el compensador tipo 3.

Este circuito tiene una función de transferencia sustitutiva de G_c , de forma que se puede calcular los valores de los componentes del circuito sustituyendo en la función de transferencia del compensador, obtenida previamente.

$$G_{C2}(\omega) = \frac{1}{j * \omega * R_1 * (C_1 + C_2)} * \frac{1 + j * \omega * R_2 * C_1}{1 + j * \omega * R_2 * \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2}} * \frac{1 + j * \omega * C_3 * (R_1 + R_3)}{1 + j * \omega * R_3 * C_3}$$

A partir de esta función de transferencia, ya se pueden ir sustituyendo términos de la anterior función:

$$(164) \quad \omega c p_0 = \frac{1}{R_1 * (C_1 + C_2)}$$

$$(165) \quad \omega c z = \frac{1}{R_2 * C_2}$$

$$(166) \quad \omega c z = \frac{1}{C_3 * (R_1 + R_2)}$$

$$(167) \quad \omega c p = \frac{1}{R_2 * \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2}}$$

$$(168) \quad \omega c p = \frac{1}{R_3 * C_3}$$

Puesto que hay más incógnitas que ecuaciones, se presuponen unos valores y unas condiciones. $C_2 \ll C_1$ y $R_3 \ll R_1$. A raíz de estas condiciones, sólo queda suponer un valor para alguno de los componentes a partir del cual se obtendrá en resto. Por simplicidad, se elige el valor de R_1 , ya que será uno de los más elevados por la condición previamente señalada.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

$$(169) \quad R_1 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$(170) \quad C_1 = \frac{1}{\omega c p_0 * R_1}$$

$$(171) \quad C_1 = 40.64 \text{ nF}$$

$$(172) \quad R_2 = \frac{1}{\omega c z * C_1}$$

$$(173) \quad R_2 = 89 \text{ k}\Omega$$

$$(174) \quad C_3 = \frac{1}{\omega c z * R_1}$$

$$(175) \quad C_3 = 36.18 \text{ nF}$$

$$(176) \quad C_2 = \frac{1}{\omega c p * R_2}$$

$$(177) \quad C_2 = 1.625 \text{ nF}$$

$$(178) \quad R_3 = \frac{1}{\omega c p * C_3}$$

$$(179) \quad R_3 = 3.998 \text{ k}\Omega$$

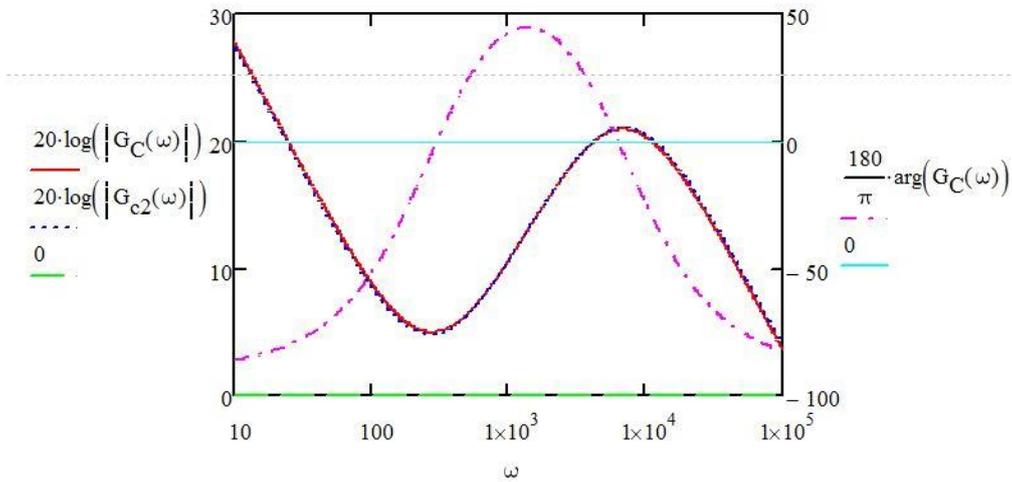
$$(180) \quad R_{lower} = R_1 * \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}}$$

$$(181) \quad R_{lower} = 24.39 \text{ k}\Omega$$

De esta forma cumpliendo las dos condiciones, se han obtenido todos los valores de los componentes que conforman el compensador tipo 3. El último paso restante, consiste en asegurarse que ambas funciones de transferencia tienen el mismo diagrama de bode.

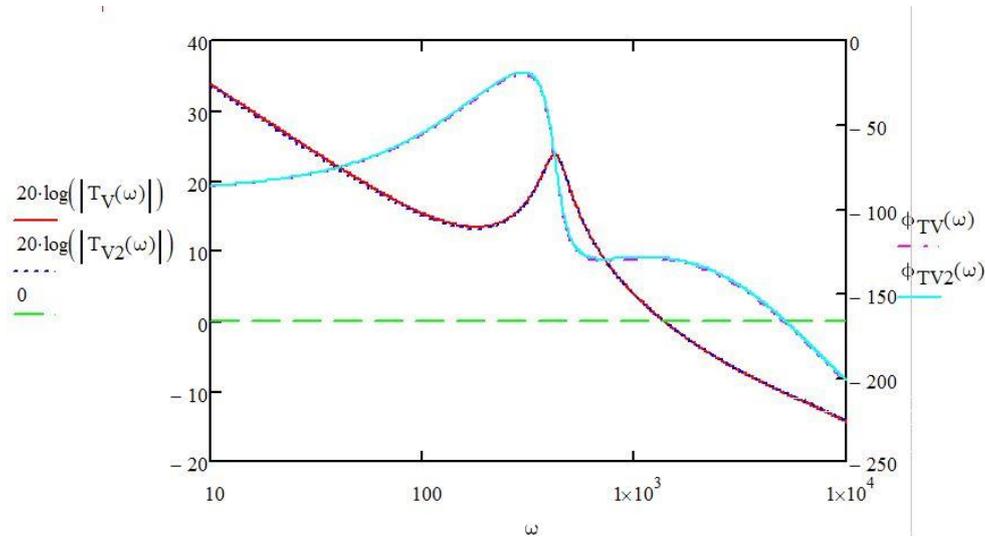
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Por ello, se juntan en una misma gráfica el diagrama de bode de la función de transferencia del compensador con valores de frecuencia y del compensador materializado con amplificador operacional.



4-11 Diagramas de bode superpuestos, por lo que se considera correcta la materialización con AO.

Por lo tanto, se realiza la última comprobación para ver el efecto de esta materialización con amplificador operacional, en la ganancia de lazo. Para ello, se vuelven a juntar en una misma gráfica ambas funciones:



4-12 Ambas funciones se superponen, asegurando el mismo comportamiento del compensador.

5. Simulación

En este apartado se ha implementado tanto la simulación del convertidor Buck-Boost como la del convertidor Flyback. Esto se ha realizado así ya que se ha empleado el modelo Buck-Boost para realizar el lazo de control. De esta forma, se asegura a la hora de implementar su correcta construcción.

La construcción tiene tres fases, en las que se implementa el Buck-Boost con todos los parámetros equivalentes del Flyback, y con la señal PWM generada con una señal de referencia. De esta manera, el control queda en lazo abierto, pero, se puede trabajar en los posibles errores de diseño a la hora de simular. Al ser menos complejo que en lazo cerrado, es más sencillo localizar posibles problemas a la hora de simular.

Una vez obtenidos en dicha simulación los valores esperados, se puede proceder a introducir el compensador y cerrar el lazo. Como es de esperar, surgen más errores en la simulación, pero estos ya están localizados y es más sencillo de solucionar.

Cuando el modelo de simulación del convertidor Buck-Boost ya funciona correctamente y proporcionando los valores esperados, se procede a la implementación del convertidor Flyback. Este convertidor contiene un elemento que suele dar bastantes problemas a la hora de simular, que es el transformador. Si esta simulación hubiera sido realizada sin haber construido los dos modelos anteriores, se estaría en una situación donde habría una gran cantidad de posibles errores y un amplio margen de fallo.

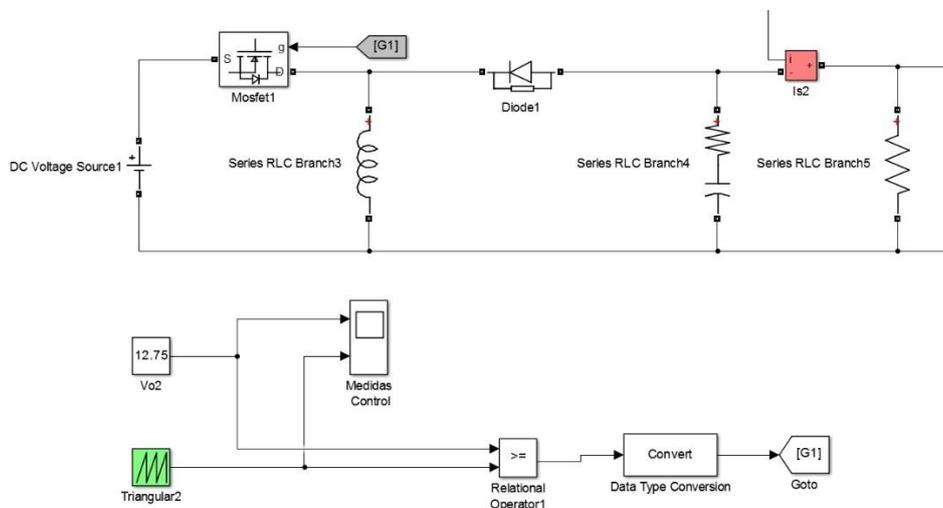
Al haber reducido enormemente los posibles errores de simulación, solo queda estudiar el comportamiento del transformador para poder emplearlo correctamente.

A continuación, se expone el paso a paso para la construcción de los 3 modelos simulados y sus resultados.

5.1. Modelo Buck-Boost con lazo abierto

En este modelo no está incluido el compensador, pero si la construcción completa.

A continuación, se irán poniendo las imágenes de su construcción y los valores de las diferentes partes del mismo, así como sus conexiones:

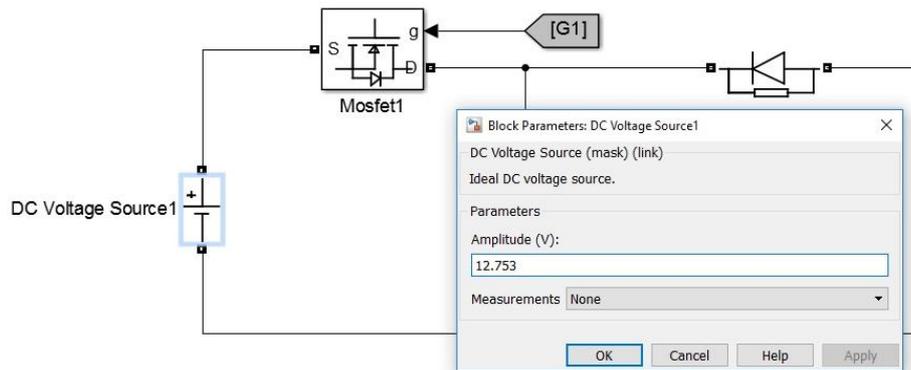


5-1 Vista general buck-boost lazo abierto

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

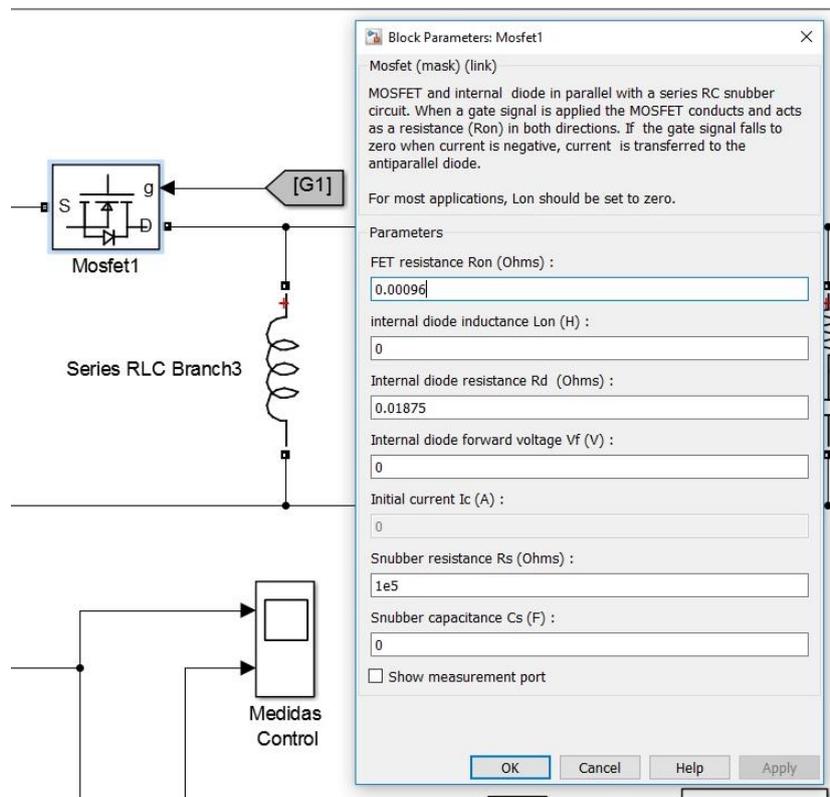
La construcción está basada en la librería de simulink Simscape, usando como unidades la unidad simulink. Como se puede ver en la imagen 5-1, los componentes de bobina, condensador y resistencia de salida, se emplea el modelo *Series RLC Branch*. De esta forma se puede seleccionar que componente de los 3 se requiere e incluso poder añadir la ESR del condensador en un mismo bloque.

El voltaje de entrada, así como se ha referido previamente, no es el mismo que el voltaje de entrada del Flyback. Esto se puede ver en la imagen 5-2:



5-2 Voltaje de entrada equivalente

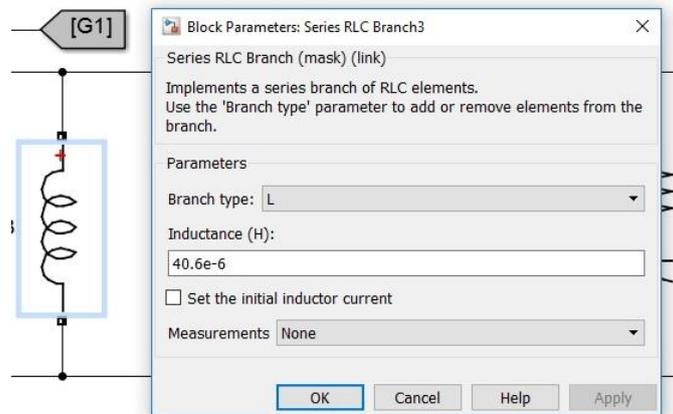
La configuración del MOSFET es extraída de las datasheet del transistor seleccionado en previos pasos. Para simulink, la configuración quedaría como en la imagen 5-3:



5-3 Parámetros MOSFET

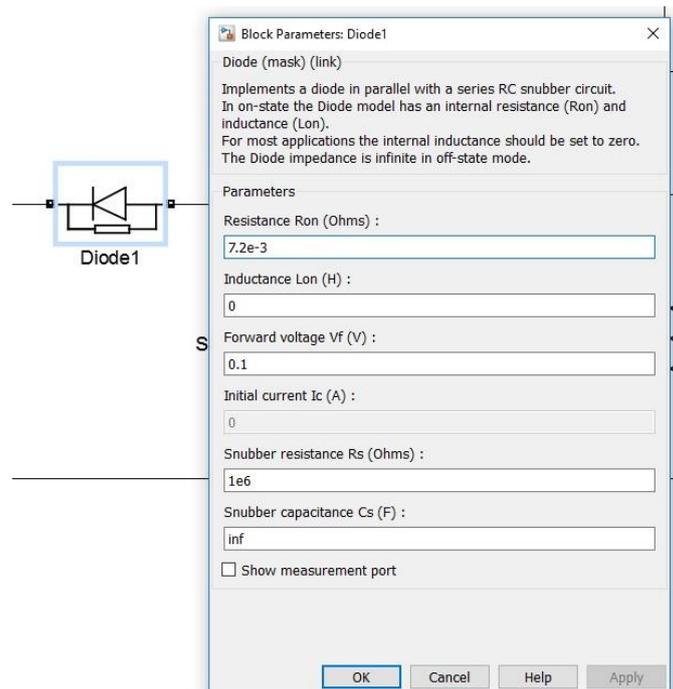
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Los parámetros de la bobina son los obtenidos previamente como bobina equivalente del convertidor Flyback. Esto es introducido en el simulink como en la imagen 5-4:



5-4 Valor equivalente de la bobina

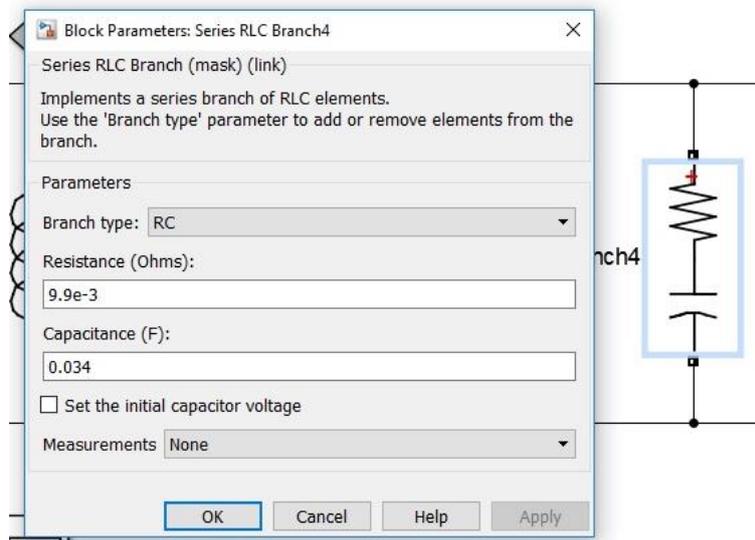
El siguiente componente es el diodo. Los parámetros de este semiconductor han sido extraídos de las datasheet, como con el MOSFET. De forma que en simulink queda como se muestra en la imagen 5-5:



5-5 Parámetros diodo

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

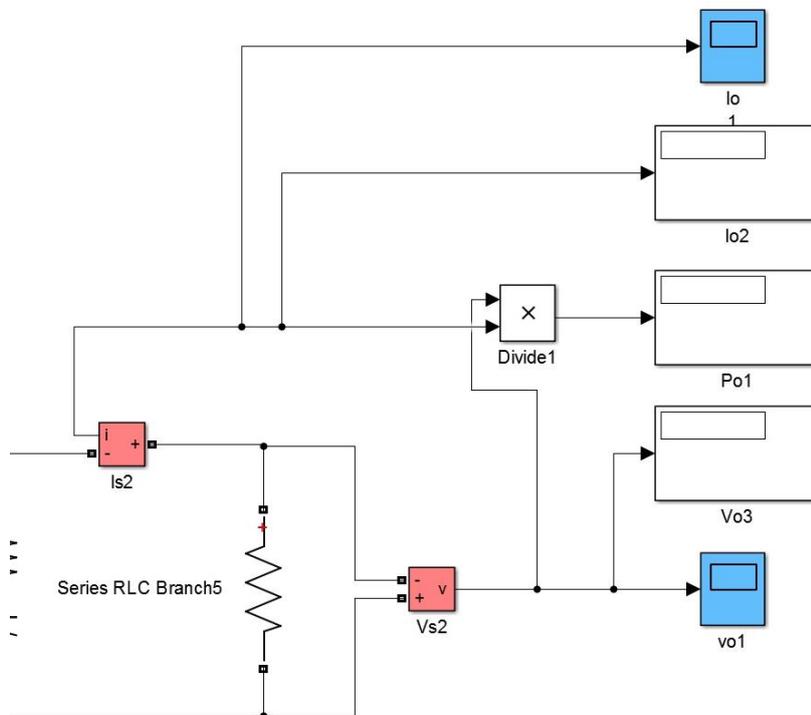
La parte del condensador se divide en la capacitancia del mismo y su ESR. Para ello se ha empleado el propio modelo que se está empleando, el cual permite la selección de estos dos valores, como se muestra en la imagen 5-6:



5-6 Parámetros condensador

Terminando el modelo buck-boost, se encuentra la resistencia de carga. Esta comparte el mismo valor que en el convertidor Flyback.

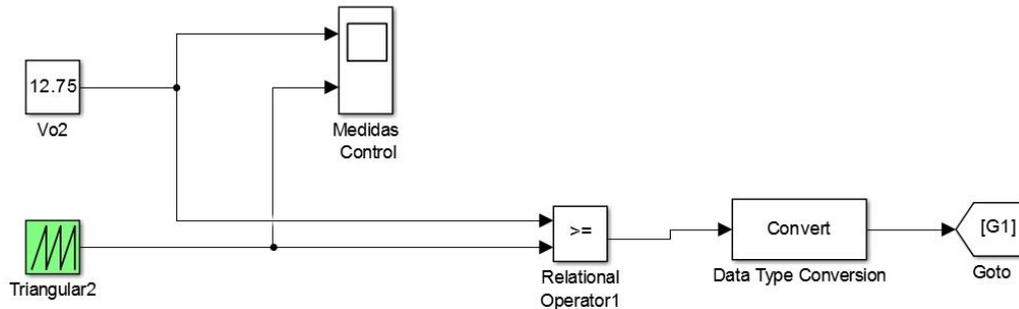
Para la lectura de todos los datos de salida, se emplean dos sensores. Uno de voltaje y otro de intensidad. Cada uno con sus respectivas gráficas y displays. Y con un bloque de multiplicación se obtiene la potencia. En simulink quedaría como la figura 5-7:



5-7 Medición de los valores de salida

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Para poder simular solo se necesita una cosa más. La señal PWM conectada al puerto *gate* del MOSFET. Para la generación de esta señal se emplea un generador de funciones para producir una onda triangular de la amplitud y frecuencia necesarias. Y se une a una fuente constante, que simula la salida del compensador, por medio de un bloque de comparación. A la salida de este bloque se sitúa un conversor para adaptar las unidades de la señal PWM a la necesaria por el MOSFET. La construcción quedaría como se puede ver en la imagen 5-8:

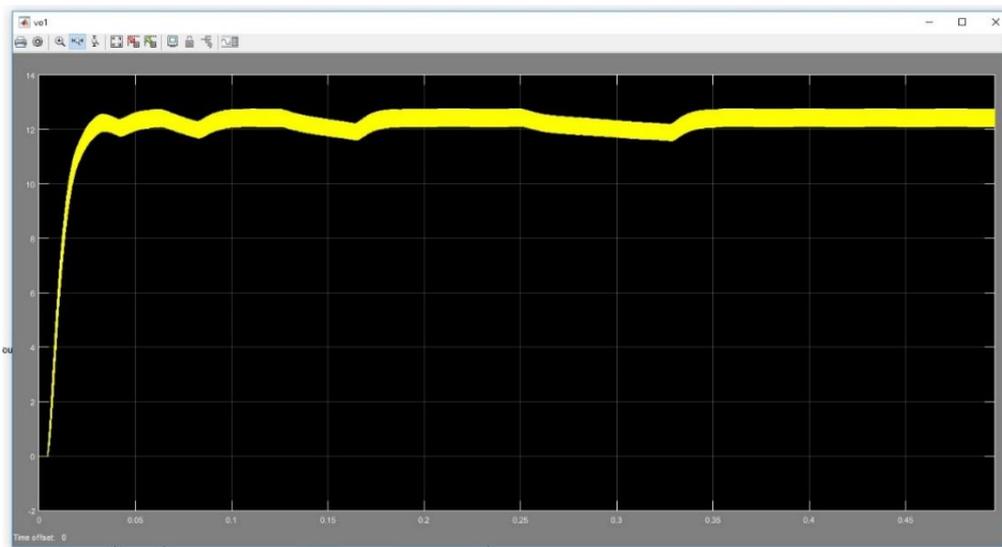


5-8 Lazo de control

Mediante la herramienta *Tag*, se puede unir la salida del lazo de control a la entrada del MOSFET sin necesidad de llenar el modelo de líneas.

Con todos los parámetros introducidos y la señal PWM lista, se puede proceder a la simulación y la obtención de los valores de salida.

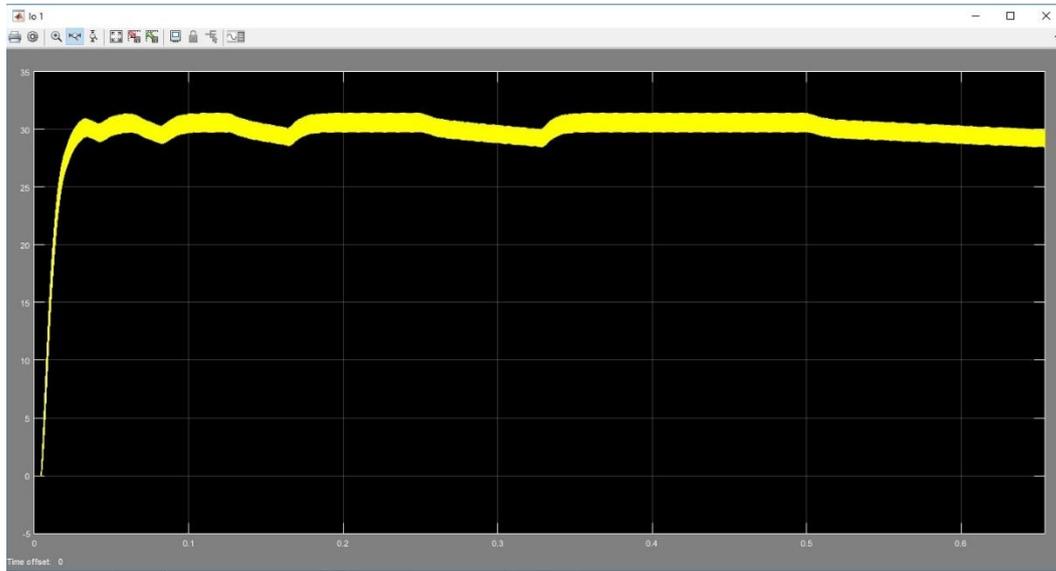
Como se puede ver en la imagen 5-9, se obtiene una gráfica del voltaje de salida, donde la señal va escalando hasta quedarse en su margen de salida.



5-9 Voltaje de salida

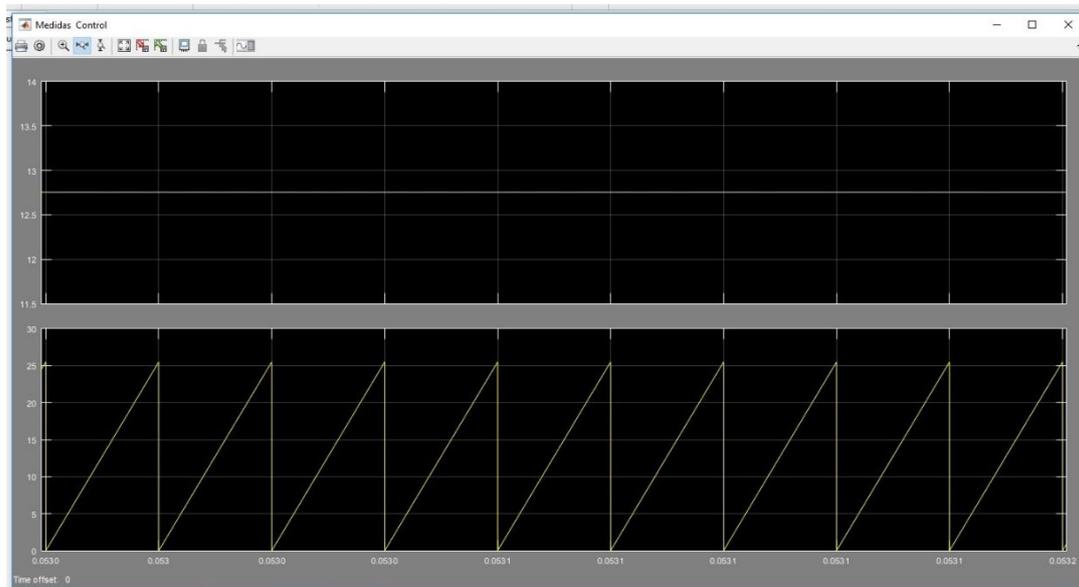
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

También la intensidad es representada en otra gráfica, con un comportamiento similar al de la salida de voltaje, imagen 5-10:



5-10 Intensidad de salida

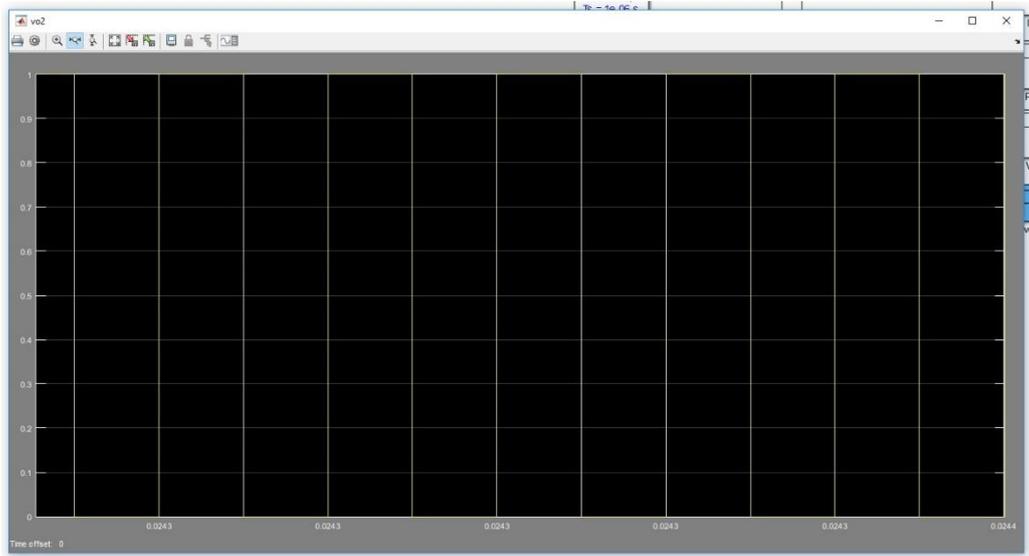
Gracias a los *Scope* situados a lo largo de la generación del PWM, se puede observar también como esta señal es generada, imagen 5-11:



5-11 Generación de la señal PWM

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Tras combinar las dos señales mediante un bloque de comparación, se puede observar que la señal PWM es correcta, tal y como se ha diseñado, imagen 5-12:

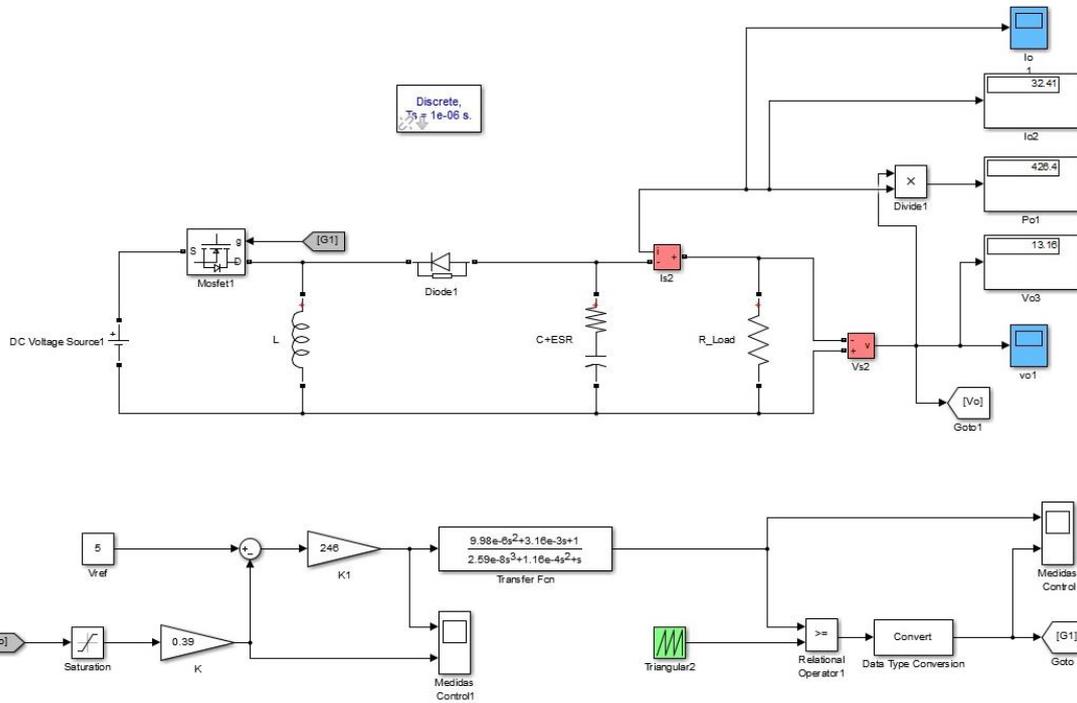


5-12 Señal PWM

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

5.2. Modelo Buck-Boost con lazo cerrado.

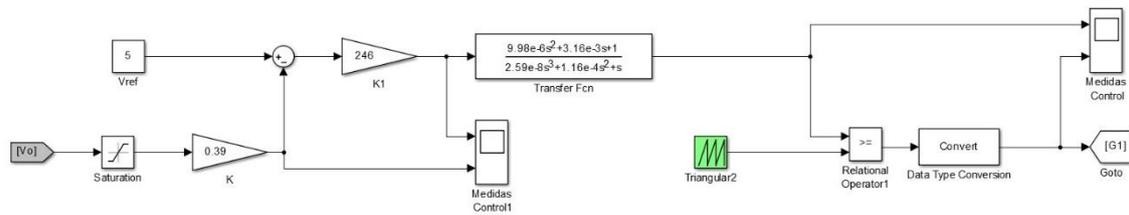
Este modelo es idéntico al anterior, salvo por el lazo de control. En este modelo se ha incluido tanto el compensador como el cerrar el lazo. De esta forma, todos los componentes conservan los parámetros previamente introducidos.



5-13 Buck-Boost lazo cerrado

Primero, empleando la herramienta *Tag*, se introduce a la señal a comparar con la onda triangular, el voltaje de salida. Al hacer esto, es necesaria la introducción de la ganancia con respecto al voltaje de referencia y el compensador, diseñado previamente.

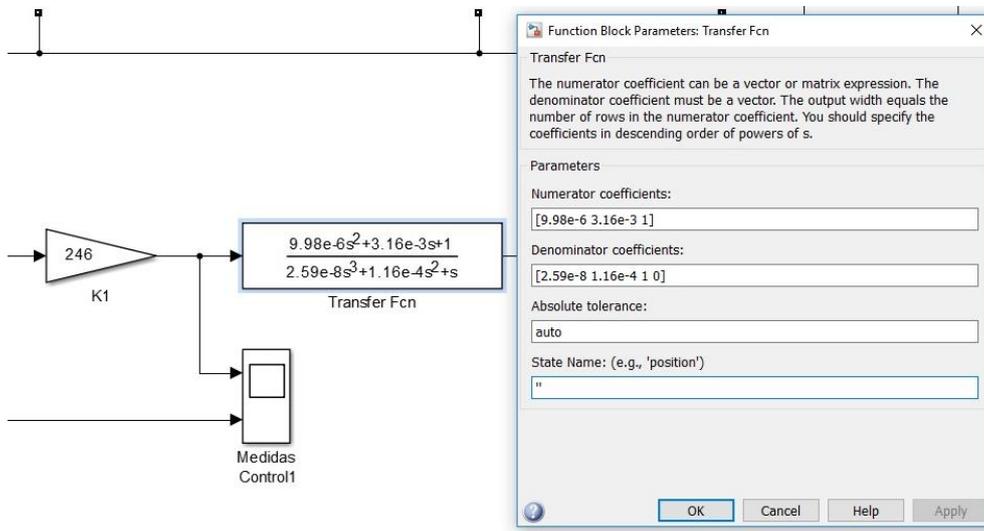
La construcción del compensador junto con la señal triangular para ser comparados es parecida a la realizada en el anterior diseño, imagen 5-14:



5-14 Compensador y generación de la señal PWM

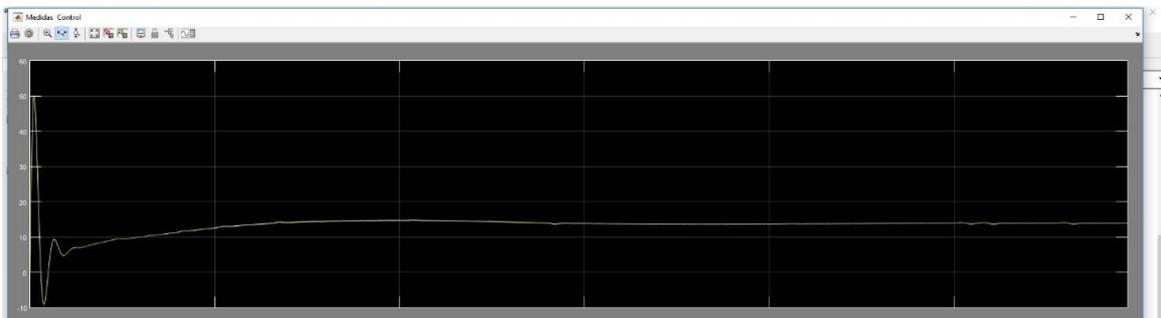
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Para ello, es necesario transformar la función de transferencia obtenida en el diseño, y convertirla en función de s . De esta forma, simulink reconoce dicha función como función de transferencia y permite emplearla sin problemas, imagen 5-15:



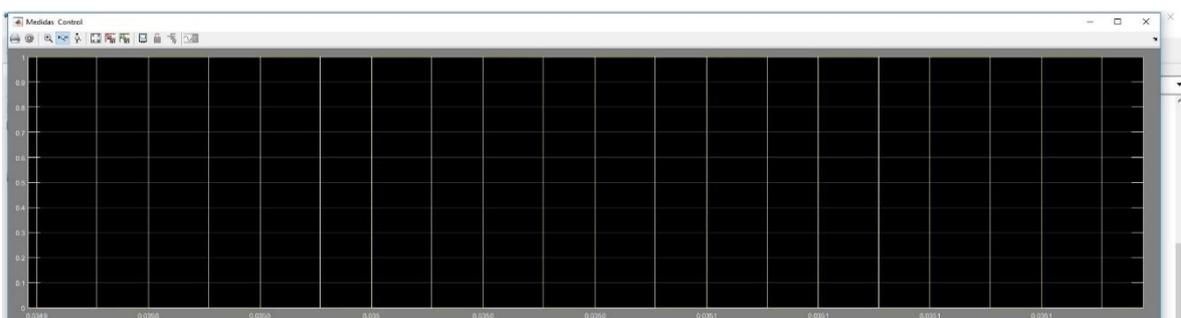
5-15 Parámetros del compensador

Una vez configurado todo, se procede a simular. El primer parámetro a comprobar, es la correcta generación de la señal PWM. Por ello, primero se observa la señal obtenida tras pasar por el compensador, imagen 5-16:



5-16 Salida del compensador

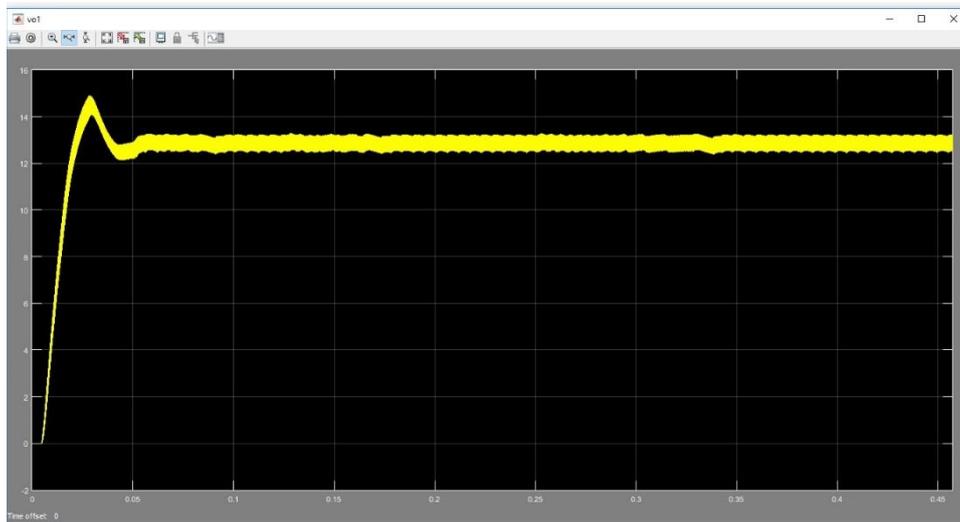
Esta señal será la que se comparará con la señal triangular introducida. Al igual que el modelo anterior, tras la comparación pasa por un bloque de conversión y se obtiene la señal PWM deseada, imagen 5-17:



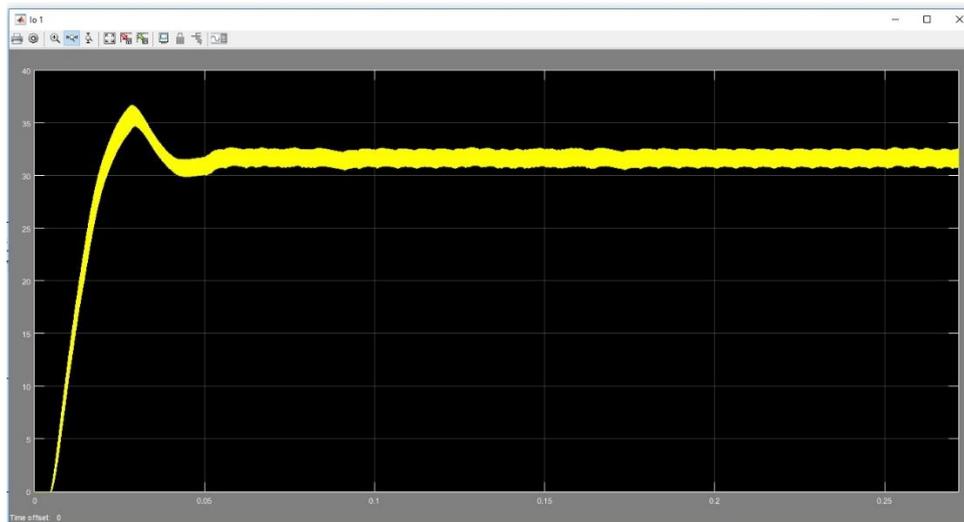
5-17 Señal PWM con compensador

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Una vez asegurado el correcto funcionamiento de esta parte y una obtención de señal adecuada, se puede obtener las señales de salida. Como se puede observar en la figura 5-18 y 5-19, se ha mejorado la señal de salida del voltaje y de la intensidad.



5-18 Voltaje de salida



5-19 Intensidad de salida

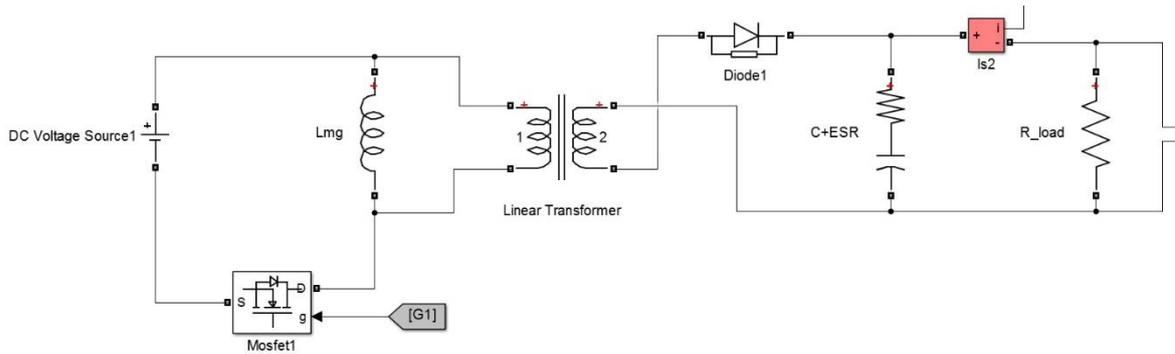
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

5.3. Modelo Flyback con lazo cerrado

En este último apartado, se procede a la construcción y simulación del convertidor Flyback.

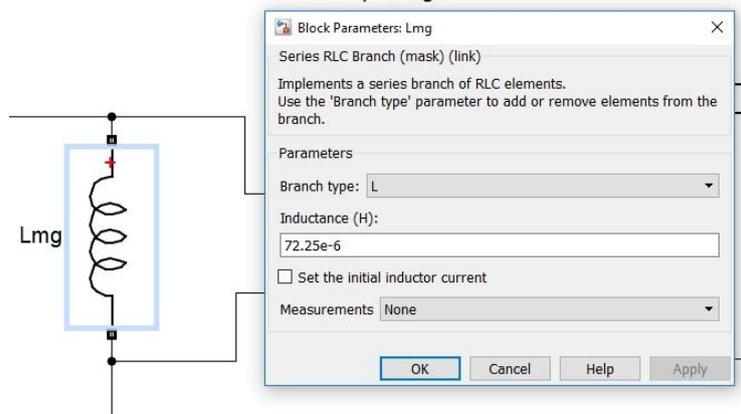
Para ello, se emplearán parámetros parecidos a los del modelo de Buck-Boost. El voltaje de entrada se empleará el usado para diseño.

El modelo Flyback contiene un transformador, el cual será modelado mediante el bloque *Linear Transformer*, con el cual se puede aproximar su comportamiento.



5-20 Diseño Flyback

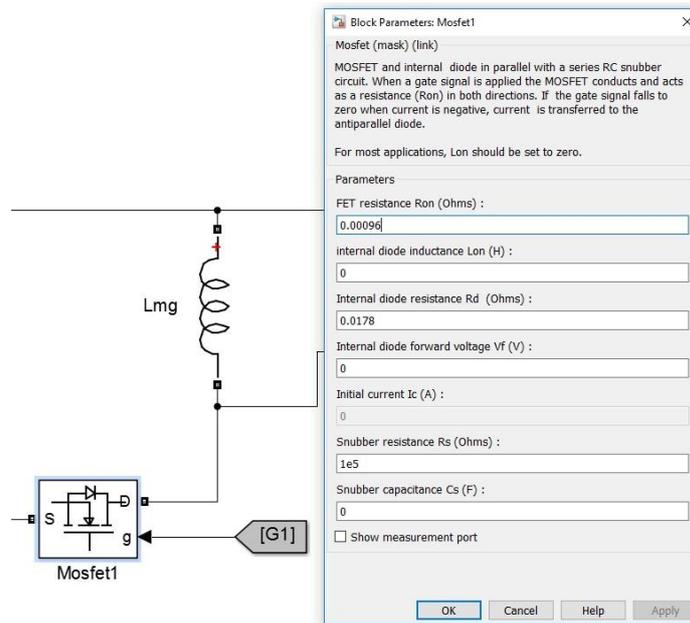
Los parámetros introducidos en la bobina de magnetización, son obtenidos en la etapa de diseño previo, de forma que resulta como en la imagen 5-21:



5-21 Parámetros bobina del Flyback

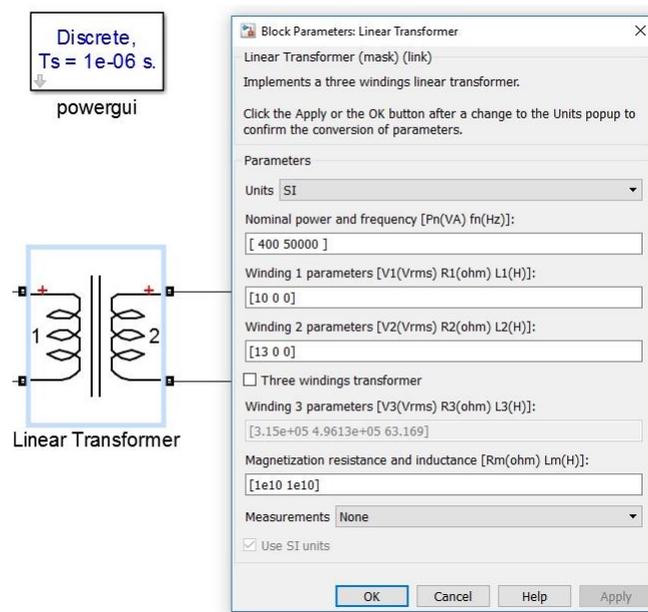
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

A la hora de introducir el MOSFET, se emplea el mismo que en el modelo Buck-Boost:



5-22 Parámetros MOSFET del Flyback

El siguiente elemento a incluir es el transformador. El modelo *Linear Transformer* se compone de una gran multitud de parámetros para delimitar su correcto funcionamiento. Sin embargo, en este proyecto se introducirán los parámetros de V_{rms} , de modo que se le indique al transformador que relación de espiras tiene. Para evitar comportamientos no esperados, los parámetros de bobina y resistencia de magnetización se establecerán a un elevado nivel. No infinito, pues puede ocasionar problemas de simulación, pero si del orden de $10e10$.

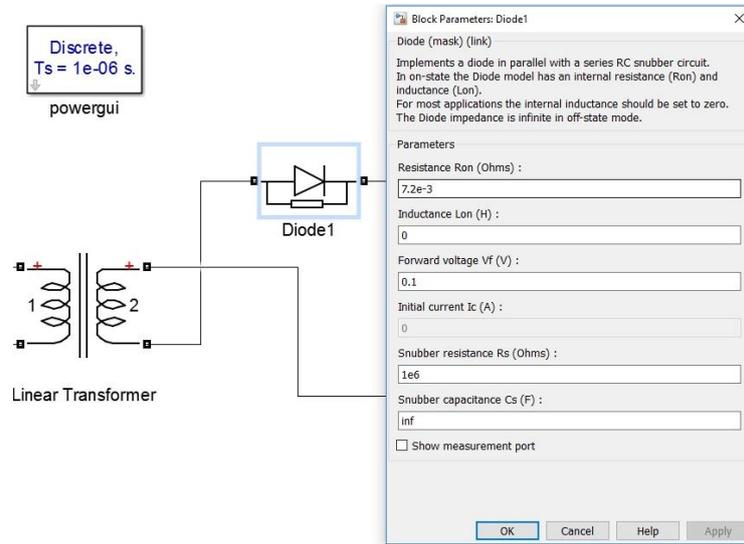


5-23 Parámetros del transformador Flyback

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

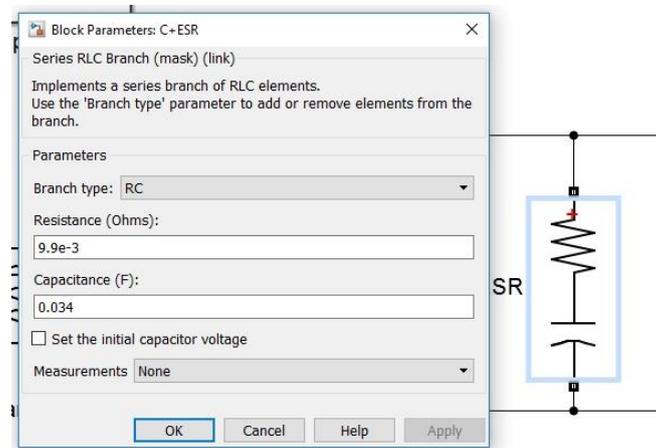
Hay que tener en cuenta que en el convertidor Flyback el transformador tiene invertidos la salida, cosa que en modelo de *Linear Transformer* no tiene. De modo que se ha de conectar correctamente al diodo.

El siguiente paso es la colocación del diodo. Este se conectará de la siguiente forma y con los parámetros detallados en la imagen 5-24:



5-24 Conexión y parámetros del diodo

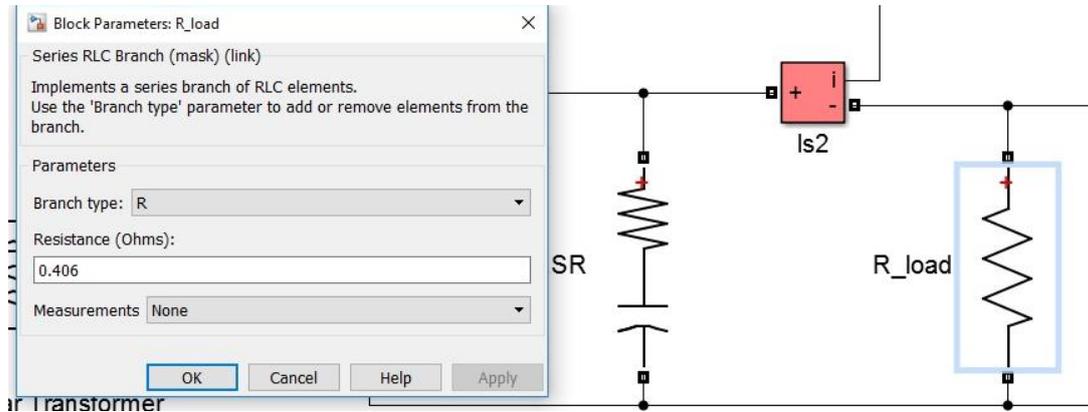
A continuación, se introduce el condensador con su correspondiente ESR como indica en la imagen 5-25:



5-25 Parámetros del condensador del Flyback

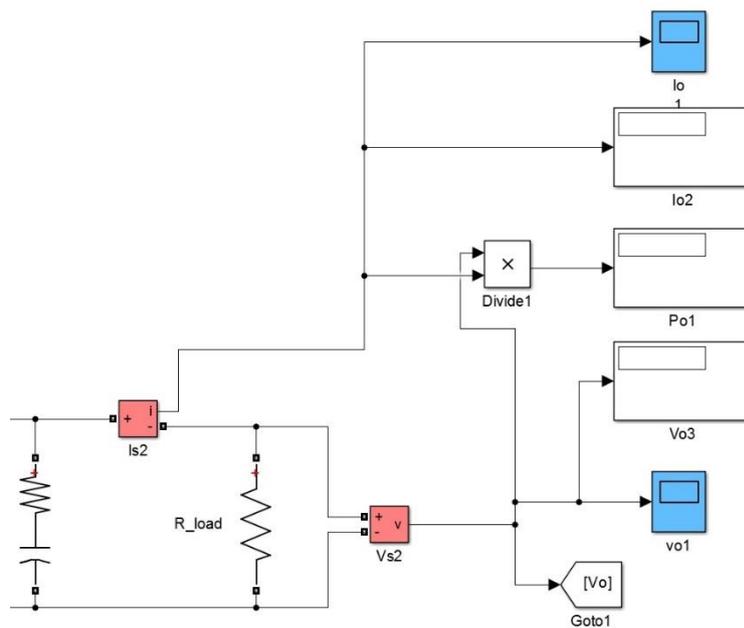
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

El último componente de esta parte de potencia sería la resistencia de carga. Ésta conserva el valor otorgado durante el diseño, como muestra la imagen 5-26:



5-26 Parámetro de la resistencia de carga del Flyback

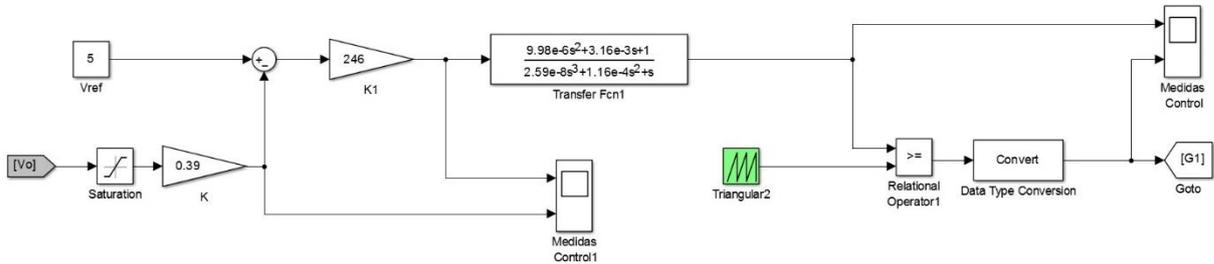
Cómo se ha realizado anteriormente, se sitúan sensores de intensidad y voltaje para poder medir las señales de salida. Hay que tener en cuenta que no comparten las mismas conexiones, ya que la salida del convertidor Buck-Boost está invertida, y la del convertidor Flyback no, imagen 5-27:



5-27 Conexiones de los sensores para la correcta obtención del voltaje

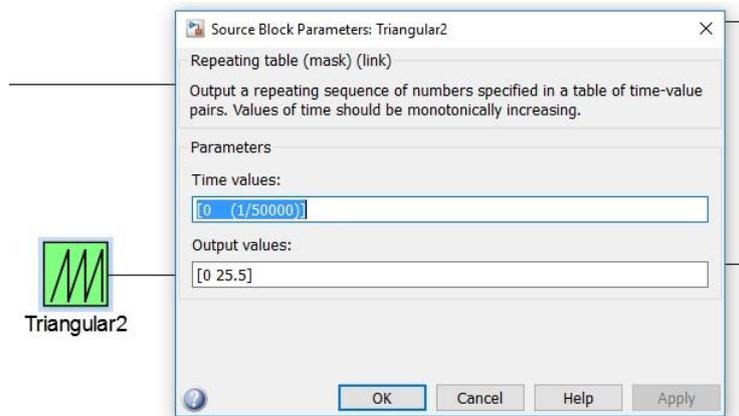
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Una vez configurada la etapa de potencia, se puede continuar a la etapa de control. Esta está compuesta por un compensador y una señal triangular que darán paso a la señal PWM requerida por el MOSFET, imagen 5-28



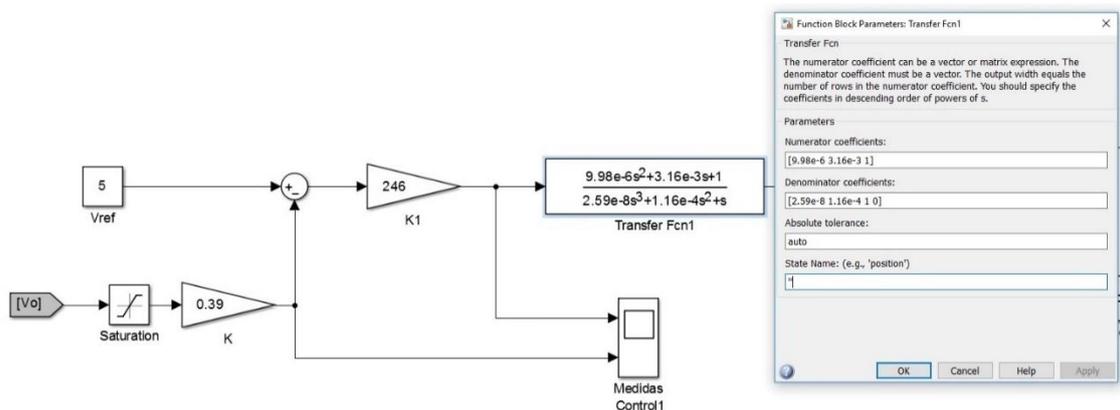
5-28 Etapa de control del convertidor Flyback

La señal triangular es generada de forma idéntica que en el modelo de Buck-Boost, por lo que se configura como en la imagen 5-29:



5-29 Construcción de la señal triangular

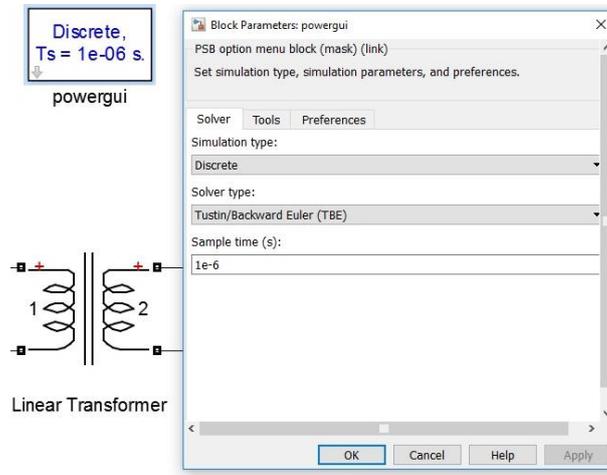
El compensador que se introducirá en este modelo es compartido por el convertidor Buck-Boost, de forma que su configuración y parámetros queda de la siguiente manera, imagen 5-30:



5-30 Parámetros del compensador del Flyback

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

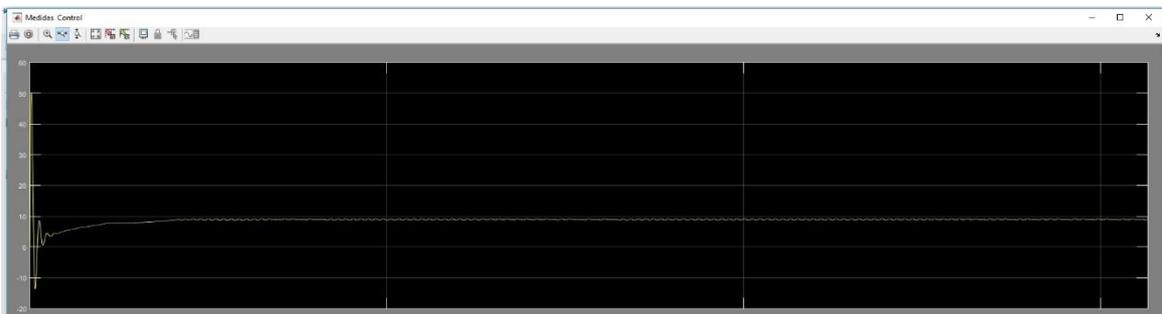
El último paso previo a la simulación, sería la introducción del bloque *Powergui*. Este bloque es necesario para el correcto cálculo de todos los bloques y es el encargado de discretizar el modelo completo. Para ellos se configura de la siguiente manera, imagen 5-31:



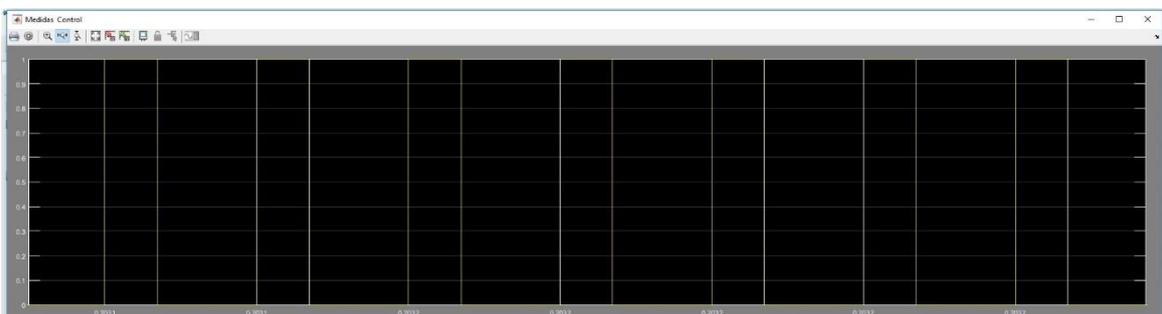
5-31 Configuración del bloque Powergui

Completados los pasos previos, se procede a la simulación y observación de las salidas.

Primero se comprueba el correcto funcionamiento de la señal PWM y su generación a partir del compensador, imagen 5-32 y 5-33:



5-32 Salida del compensador

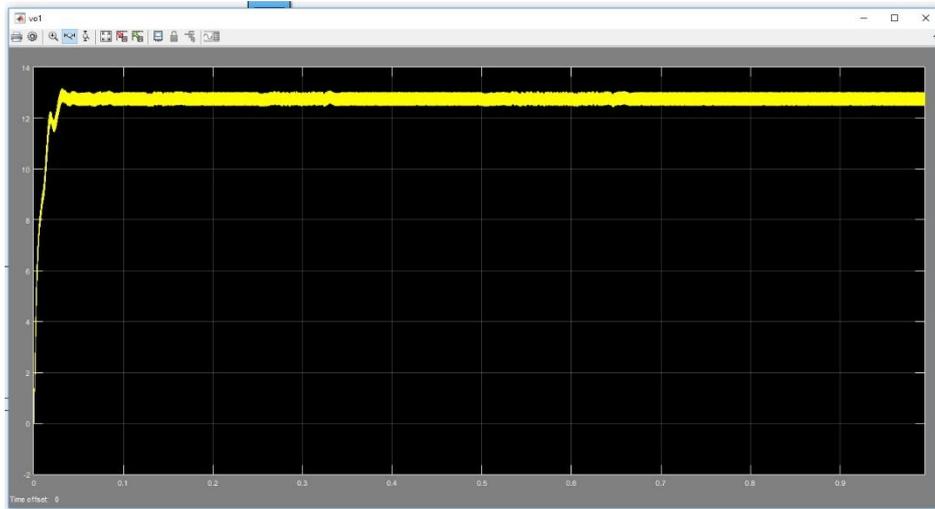


5-33 Señal PWM

Sabiendo del correcto funcionamiento de la señal PWM, se puede obtener las salidas de corriente y voltaje del convertidor Flyback.

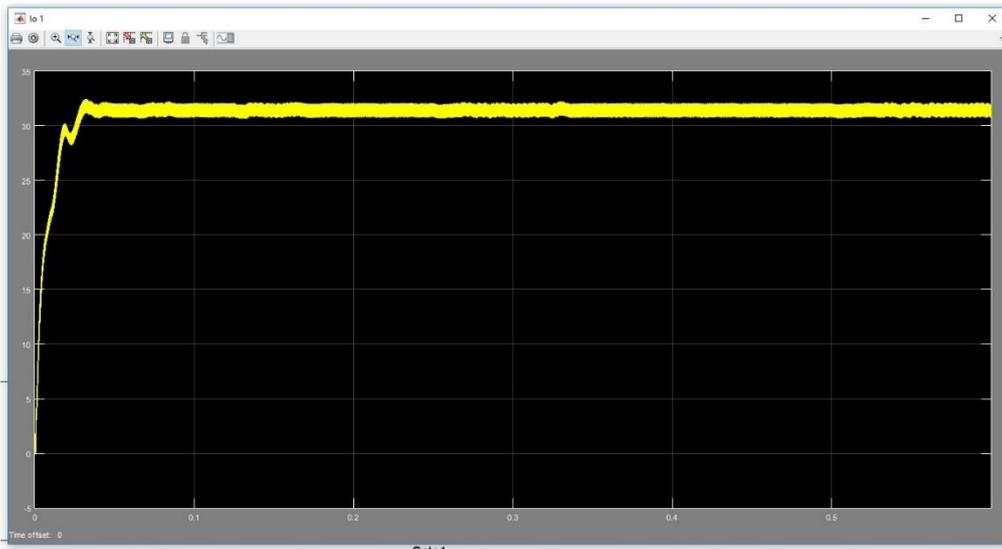
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Se puede observar una correcta señal de voltaje, dentro de los márgenes diseñados anteriormente, imagen 5-34:



5-34 Voltaje de salida del Flyback

Así como la corriente, obteniendo un correcto funcionamiento de la simulación del convertidor, imagen 5-35:



5-35 Intensidad de salida del Flyback

6. Conclusión

Se ha conseguido realizar el proyecto especificado en el objetivo, incluyendo su simulación.

El software de simulación ha respondido correctamente a los requerimientos del proyecto, sin que haya entrado en conflicto con las limitaciones de su versión. Facilitando la realización de este conjunto de simulaciones sin incurrir en un exceso de coste, debido a que la Universidad proporciona la licencia de dichos programas.

Con estas simulaciones se puede observar:

- Los distintos tipos de funcionamiento.
- El comportamiento ante variaciones de los diferentes componentes.
- El manejo de las hojas de características.

El desarrollo de las simulaciones se simplifica gracias a este manual y *datasheets* que se facilitan en anexos. Por esto, es posible su realización sin poseer grandes conocimientos sobre el campo.

Llegados a este punto, y observando el trabajo realizado, se puede afirmar que se ha conseguido el objetivo del proyecto, llevando a cabo el itinerario impuesto.

7. Bibliografía

- 1) HART, D. W: Electrónica de Potencia. Pearson Educación S.A., Madrid 2001.
- 2) RASHID, M. H: Electrónica de Potencia. Pearson Educación S.A., Madrid.
- 3) BASSO, C: Switch mode power supplies and practical designs. McGraw Hill, 2008.
- 4) MARTÍNEZ, G. J: Electrónica de Potencia.
- 5) CORTAJARENA, J. A; DE MARCOS, J; VICANDI, J; ALVAREZ, P.: Clamps en convertidores Flyback. Revista PCIM Europe 7/2000.
- 6) MARTINEZ, L. S: Contribución al análisis y a la modelación de convertidores continua-continua de orden elevado. Universidad de Ingeniería Electrónica. Manresa, 1993.
- 7) GONZALEZ, J.C: Diseño y desarrollo de un elevador CC-CC de un SAI de 1500 W. Escuela técnica superior de ingenieros industriales y de telecomunicaciones. Pamplona 2011.
- 8) MATHWORKS ESPAÑA: Flyback converter with Simulink & Matlab. 2015.
- 9) TRUJILLO R., C; DÍAZ A., N; HERNANDEZ M., J: Controller design for a Flyback converter, in operating interconnected to grid mode, for photovoltaic applications. 2012.
- 10) KUMAR P., S: Isolated Flyback Converter Designing, Modeling and Suitable Control Strategies. ACEEE, 2013.
- 11) PRIEWASSER, ROBERT: Modeling, Control and Implementation of DC-DC converters for Variable Frequency Operation. 2014.
- 12) SINGH & G. D. CHATURVEDI: Comparative performance of isolated forward and Flyback DC-DC converters for low power applications.
- 13) MING ANH NGUYEN: MathCAD tutorial. Colorado State University Student. 2007.
- 14) TORELLO, JOSÉ: Pérdidas en un MOSFET en conmutación. SAXUM. 2012.