



Universidad
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL: ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

PROYECTO FIN DE CARRERA

HERRAMIENTA PARA EL DISEÑO DE CONVERTIDORES CC-CC: FORWARD Y FLYBACK

Autor: Javier López Gómez

Tutor: Prof. Dr. Cristina Fernández Herrero
Prof. Dr. Clara Marina Sanz García

Leganés, Febrero de 2012

AGRADECIMIENTOS

Quiero dar mi agradecimiento a las dos tutoras de este proyecto, Cristina y Marina, por haber depositado en mí la confianza de desarrollar este proyecto. Por el tiempo y la atención dedicada y, por supuesto, por los conocimientos adquiridos.

En el plano personal no puedo dejar de agradecer a mis padres, Antonio y Pilar todo lo que han hecho para que pueda llegar hasta aquí. Gracias por su aguante y su apoyo incondicional ante cualquier adversidad.

A mi hermano Carlos por ayudarme siempre que se lo he pedido, por buscar soluciones a esos problemas que parecían no tenerla y por ayudarme a encontrarlas.

A Marta, que siempre ha estado a mi lado, ayudándome, aguantándome, dándome ánimo cuando yo lo veía todo negro, empujándome siempre para que siguiera hacia delante y, en definitiva, derrochando cariño y atención para que pudiese finalizar esta etapa de mi vida.

Por último a mis amigos y compañeros de carrera, y a los de toda la vida, que siempre me ayudaron e hicieron que disfrutase esta etapa de mi vida.

RESUMEN

Este proyecto fin de carrera consiste en el desarrollo y funcionamiento de una herramienta de diseño de convertidores CC-CC.

Realizada en entorno Microsoft Excel es una herramienta de fácil manejo para el usuario. Con un amplio catálogo de componentes esta herramienta permite obtener las mejores configuraciones posibles, en topología *forward* o *flyback*, a partir de determinadas especificaciones de diseño.

Esta herramienta proporciona información sobre todos los componentes necesarios para el convertidor incluido el transformador que proporciona el aislamiento galvánico. Esta información incluye los datos más relevantes del catálogo así como los valores de las magnitudes más representativas en el funcionamiento del convertidor.

La herramienta permite al diseñador hacer todas las configuraciones que desee, guardar los resultados de las mismas en nuevos libros Excel para poder compararlas con otras distintas más adelante e incluso contrastar los resultados con el software de simulación de circuitos electrónicos PSIM.

Palabras clave: convertidores CC-CC, diseño, electrónica de potencia.

ABSTRACT

This final project consists of the development and operation of a design tool of DC-DC converters.

Made in Microsoft Excel environment is a user friendly tool. With a wide range of components this tool allows to obtain the best possible configurations, in forward or flyback topology, from simple design specifications.

This tool provides information of all necessary components for the converter including the transformer which provides galvanic isolation. This information includes the relevant manufacturer datasheet and the values of the most representative magnitudes of the converter performance.

The tool allows the designer to do all the necessary settings, to save the results in new Excel workbooks for comparison with others and even to compare the results with the simulation software PSIM.

Keywords: DC-DC converters, design, power electronics.

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN.....	11
2. OBJETIVOS.....	15
3. DISEÑO DE CONVERTIDORES CC-CC	16
3.1 INTRODUCCIÓN	16
3.2 CONVERTIDOR FORWARD.....	17
3.2.1 INTRODUCCIÓN	17
3.2.2 ECUACIONES DE DISEÑO	18
3.2.3 TRANSFORMADOR.....	28
3.3 CONVERTIDOR FLYBACK	37
3.3.1 INTRODUCCIÓN	37
3.3.2 ECUACIONES DE DISEÑO	38
3.3.3 TRANSFORMADOR.....	47
4. DESCRIPCIÓN DE LA HERRAMIENTA.....	49
4.1 INTRODUCCIÓN	49
4.2 REQUISITOS DEL SISTEMA.....	49
4.3 CONFIGURACIÓN DE LA HERRAMIENTA.....	49
4.4 USO Y FUNCIONAMIENTO DE LA HERRAMIENTA.....	51
4.4.1 INTRODUCCIÓN DE DATOS	51
4.4.2 FUNCIONAMIENTO DE LA HERRAMIENTA	52
4.4.3 INTRODUCCIÓN DE NUEVOS COMPONENTES.....	61
4.4.4 CREAR UN LIBRO NUEVO CON RESULTADOS.....	62
4.4.5 BORRAR RESULTADOS.....	62
4.5 OPCIONES AVANZADAS	65
4.6 EXPORTANDO DATOS A PSIM	66
4.7 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN CONVERTIDOR.....	67

5. VALIDACIÓN	73
5.1 INTRODUCCIÓN	73
5.2 CONFRONTACIÓN DE RESULTADOS.....	74
5.2.1 FORWARD 48V/12V, $P_o=100W$, $f=100$ KHz, $d=0.4$	76
5.2.2 FLYBACK 48V/12V, $P_o=100W$, $f=100$ KHz, $d=0.4$	77
5.2.3 FORWARD 12V/5V, $P_o=5W$, $f=350$ KHz, $d=0.4$	78
5.2.4 FLYBACK 12V/5V, $P_o=5W$, $f=350$ KHz, $d=0.4$	79
5.2.5 FORWARD 311V/5V, $P_o=25W$, $f=200$ KHz, $d=0.4$	80
5.2.6 FLYBACK 311V/5V, $P_o=25W$, $f=200$ KHz, $d=0.4$	81
5.2.7 FORWARD 48V/12V, $P_o=50W$, $f=200$ KHz, $d=0.4$	82
5.2.8 FLYBACK 48V/12V, $P_o=50W$, $f=200$ KHz, $d=0.4$	83
5.3 CONSIDERACIONES SOBRE LOS RESULTADOS	84
6. CONCLUSIONES	85
7. LÍNEAS DE DESARROLLO FUTURO	87
8. PRESUPUESTO	88
8.1 PLANIFICACIÓN TEMPORAL.....	88
8.2 RECURSOS EMPLEADOS.....	91
8.2.1 RECURSOS HUMANOS.....	91
8.2.2 RECURSOS MATERIALES.....	91
8.3 COSTE ASOCIADO AL PROYECTO.....	92
8.3.1 COSTE EN RECURSOS HUMANOS.....	92
8.3.2 COSTE EN RECURSOS MATERIALES	93
8.3.3 COSTE TOTAL DEL PROYECTO.....	94
9. REFERENCIAS	95

1. INTRODUCCIÓN

Con este proyecto se pretende dar solución a la necesidad de tener una herramienta de diseño de circuitos electrónicos, concretamente convertidores de corriente continua a corriente continua (en adelante CC-CC).

Esta necesidad surge al querer hacer más eficiente el proceso de diseño de los convertidores. Al automatizar el proceso con una herramienta versátil resulta mucho más rápido y fácil el trabajo del diseñador.

La gran mayoría de fabricantes o distribuidores de componentes tienen en su web una herramienta de búsqueda que permite elegir los componentes del catálogo propio. De esta forma se puede elegir cada uno de los componentes que se necesiten individualmente.

Las herramientas de diseño existentes en el mercado, por el hecho de pertenecer a los mismos fabricantes o distribuidores, aportan una cantidad de información muy limitada en lo que concierne a valores y características de componentes, pérdidas u otro tipo de parámetros determinantes. Su función, como es lógico por otra parte, es la de elegir los componentes del catálogo propio que más se acerquen a lo solicitado siguiendo unos criterios que, en la mayoría de los casos, el usuario no conoce y no tiene posibilidad de conocer ni, por supuesto, modificar. En general son soluciones cerradas que apenas dan posibilidad de modificar los diseños que proponen.

El caso más aproximado que se ha podido encontrar a la herramienta que se ha desarrollado para este proyecto se puede ver en la web <http://www.poweresim.com/> [1]. Es una herramienta muy interesante que permite, dando valores de entrada y salida de tensión o corriente, elegir una topología con la que desarrollar nuestro convertidor y proporciona un esquemático del circuito resultante con los valores de sus componentes incluidos.

En la figura 1.1 puede verse la página inicial de poweresim.

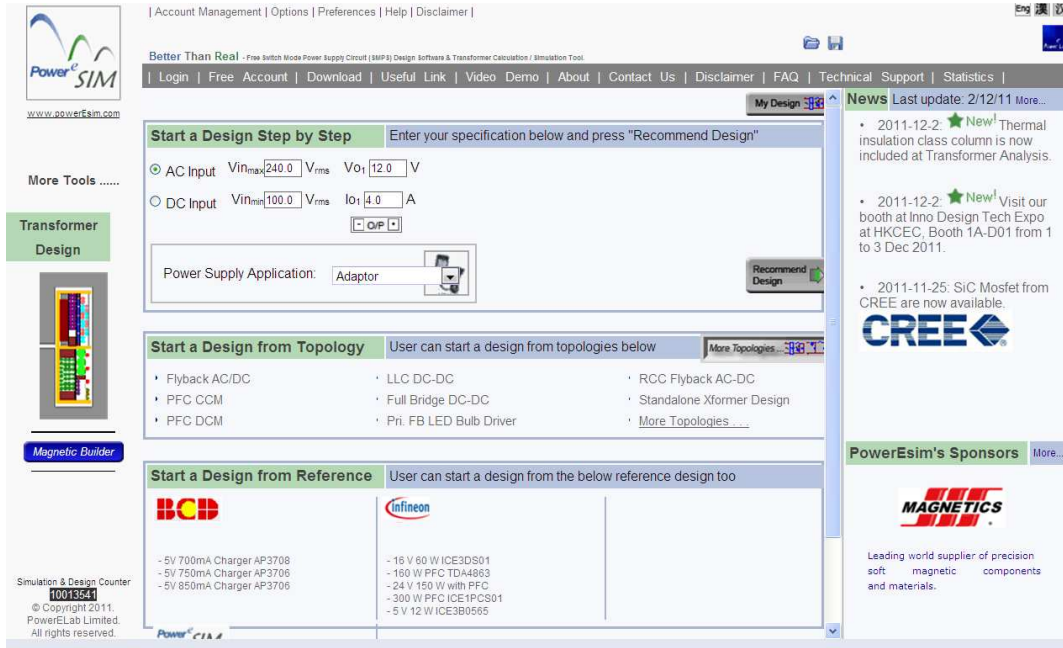


Figura 1.1: Página de inicio en la web de Poweresim

Tras introducir los datos requeridos se pide elegir la topología con que se quiere implementar el convertidor como puede verse en la figura 1.2.

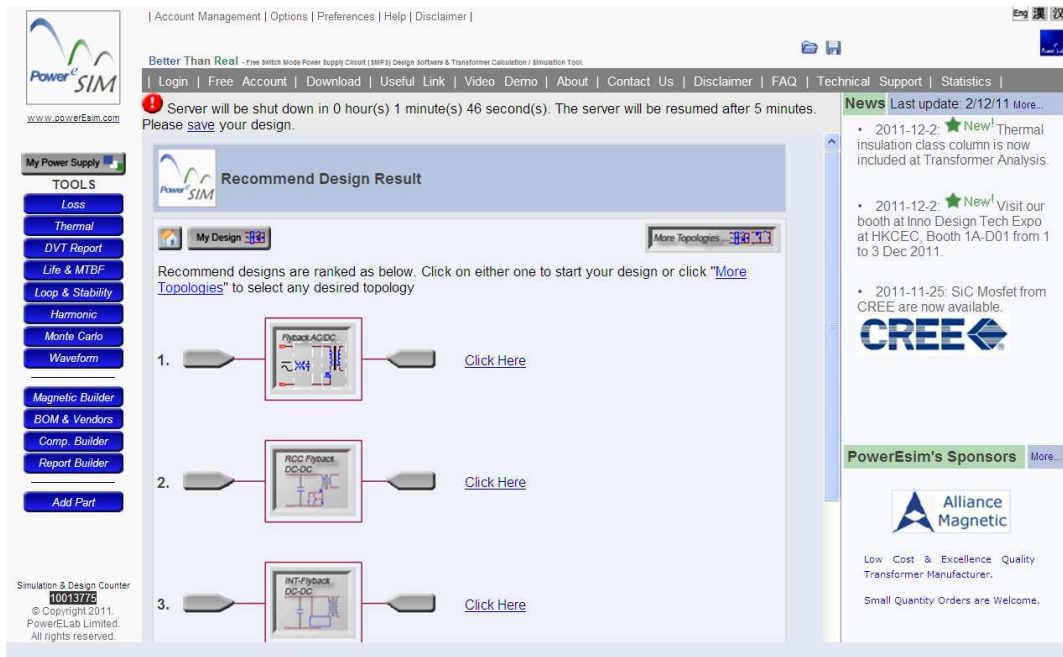


Figura 1.2: Elección de topología

En la figura 1.3 se puede ver una imagen del resultado final obtenido con poweresim.

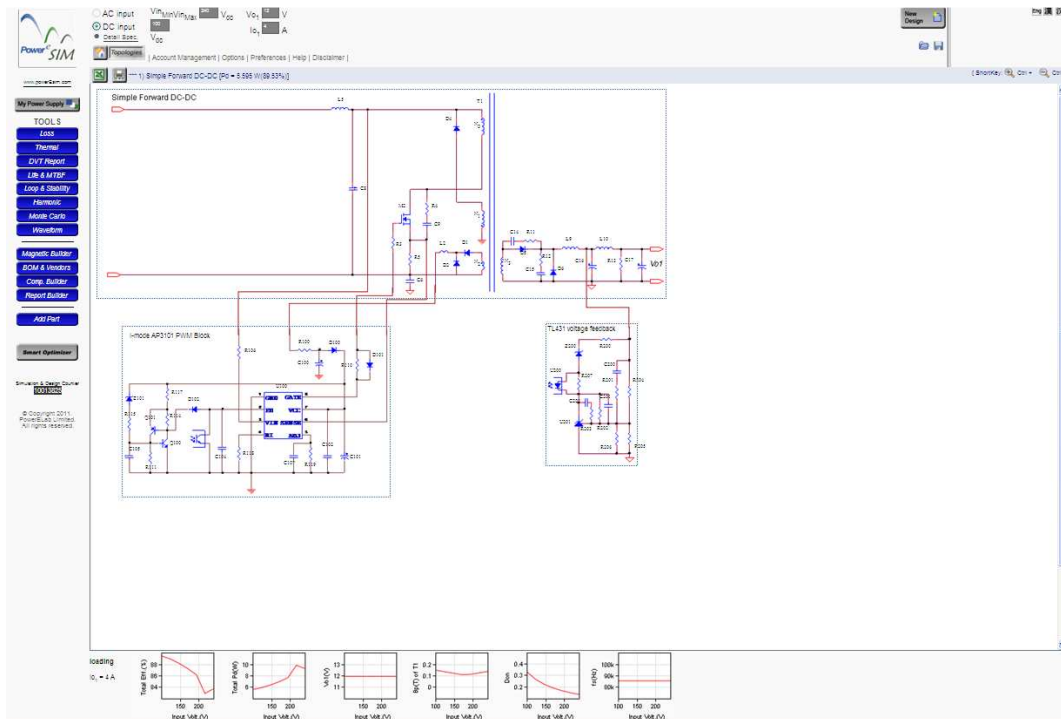


Figura 1.3: Resultado final

Finalmente obtenemos un esquemático del circuito con gráficas del funcionamiento básico del convertidor.

La herramienta propuesta en este proyecto permitirá al usuario diseñar correctamente un convertidor CC-CC sin necesidad de tener unos conocimientos de experto en la materia. Por otra parte, haciendo uso de las opciones avanzadas, un diseñador con mayor nivel de conocimiento podrá elegir el diseño de su convertidor con mayor nivel de detalle.

El valor añadido de la herramienta de diseño propuesta es que, además de diseñar el convertidor según se le solicite lo hará en base a los componentes comerciales que tenga en su base de datos. Dicho de otra manera, el diseño resultante podrá ser implementado sin variar el valor de ningún componente y no será necesario rediseñar el convertidor elegido según los componentes que se puedan obtener comercialmente.

Aunque la herramienta resalte en los resultados el diseño con menores pérdidas el usuario podrá comparar entre todos los resultados proporcionados y elegir el que más le convenga para su diseño.

Es importante tener la posibilidad de elegir ya que en nuestros diseños pueden primar criterios tan dispares como las mínimas pérdidas totales o de un componente concreto, utilizar componentes determinados a los que se tiene fácil acceso, distintos ciclos de trabajo, frecuencias de conmutación, tamaño o volumen de los componentes, etc.

En este proyecto se ha buscado una solución integradora y flexible que permita un estudio de las distintas configuraciones que se puedan necesitar y que proporcione un amplio abanico de opciones en la posibilidad de elegir los distintos componentes que conforman el convertidor. Esta herramienta además permite al usuario la opción de realizar la misma configuración variando sólo parámetros tales como la frecuencia o el ciclo de trabajo brindando así la oportunidad de comparar y elegir el resultado que mejor se adapte a sus necesidades en ese momento.

En esta herramienta se muestra la posibilidad de diseñar convertidores para dos topologías ampliamente utilizadas e implantadas: *forward* y *flyback*. Ambas topologías son similares al reductor (*buck*) y al elevador-reductor (*buck-boost*) pero con la complejidad añadida del transformador que proporciona el aislamiento galvánico.

Adicionalmente existe la posibilidad de exportar los datos a un programa de simulación de circuitos electrónicos (PSIM) [2] con el que validar todo el proceso anterior.

2. OBJETIVOS

El objetivo fundamental de este proyecto es el de desarrollar una herramienta que facilite la labor del diseñador de convertidores CC-CC con aislamiento galvánico tipo *forward* o tipo *flyback*.

En base a ese objetivo principal, se proponen los siguientes objetivos parciales:

- Adquirir y desarrollar conocimientos sobre circuitos electrónicos de potencia, concretamente convertidores CC-CC.
- Construir la herramienta para un software con un alto grado de implantación, como es Microsoft Office Excel (en adelante Excel), con el propósito de hacer posible el acceso a un mayor número de usuarios.
- Aprender a programar en el entorno facilitado por Excel en el lenguaje *Visual Basic for Applications* (en adelante VBA) [3].
- Desarrollar una interfaz clara y sencilla para el usuario.
- Dotar a la herramienta de una amplia base de datos sobre los distintos componentes necesarios para llevar a cabo distintas configuraciones así como de la posibilidad de ampliar dicha base de datos.
- Conseguir un algoritmo robusto que filtre los componentes válidos y realice correctamente los cálculos de todos los parámetros necesarios de un convertidor para la configuración que se solicite.
- Conseguir una herramienta flexible que permita al usuario comparar los resultados conseguidos con distintas topologías.
- Dar al usuario la posibilidad de guardar los resultados que estime oportuno en un libro de Excel independiente.
- Crear archivos con los resultados que el usuario decida de forma que el convertidor diseñado pueda ser validado con un software de simulación orientado a la simulación de circuitos electrónicos de potencia como es PSIM.

3. DISEÑO DE CONVERTIDORES CC-CC

3.1 INTRODUCCIÓN

Este capítulo recoge el análisis teórico llevado a cabo para realizar el diseño de los convertidores CC-CC que aquí se estudian.

En los apartados siguientes se describe detalladamente tanto el modo de funcionamiento de los convertidores CC-CC que se estudian en este proyecto como el proceso que es necesario seguir para el cálculo de los componentes del convertidor. En este capítulo se encuentra el modo de calcular todas y cada una de las magnitudes necesarias para conseguir el valor de los componentes que conforman el convertidor. También se desarrolla el modo de calcular la potencia disipada por cada componente.

Obviamente, se encuentra por separado el proceso para las dos topologías que se estudian en este proyecto: *forward* y *flyback*.

3.2 CONVERTIDOR FORWARD

3.2.1 INTRODUCCIÓN

El convertidor *forward* es uno de los más usados en aplicaciones de conexión directa a la red [9]. Cabe destacar su sencillez ya que es el resultado de añadir aislamiento galvánico a un convertidor *buck* o reductor. Normalmente se busca que funcione en modo de conducción continuo (en adelante MCC), es decir, sin que la bobina del filtro de salida L se desmagnetice completamente.

En este caso se va a despreciar el circuito de desmagnetización, es decir, no se considera tener un devanado ni interruptores adicionales para desmagnetizar.

En la figura 3.1 se puede observar el esquemático del convertidor *forward*.

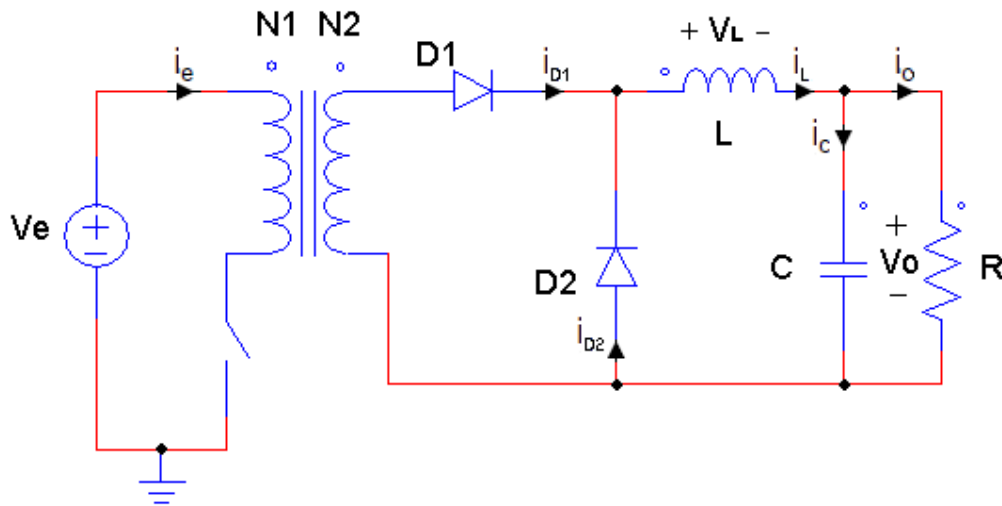


Figura 3.1: Convertidor forward

3.2.2 ECUACIONES DE DISEÑO

En la figura 3.2 se muestra un flujograma con el proceso que se va a seguir para llevar a cabo el diseño.

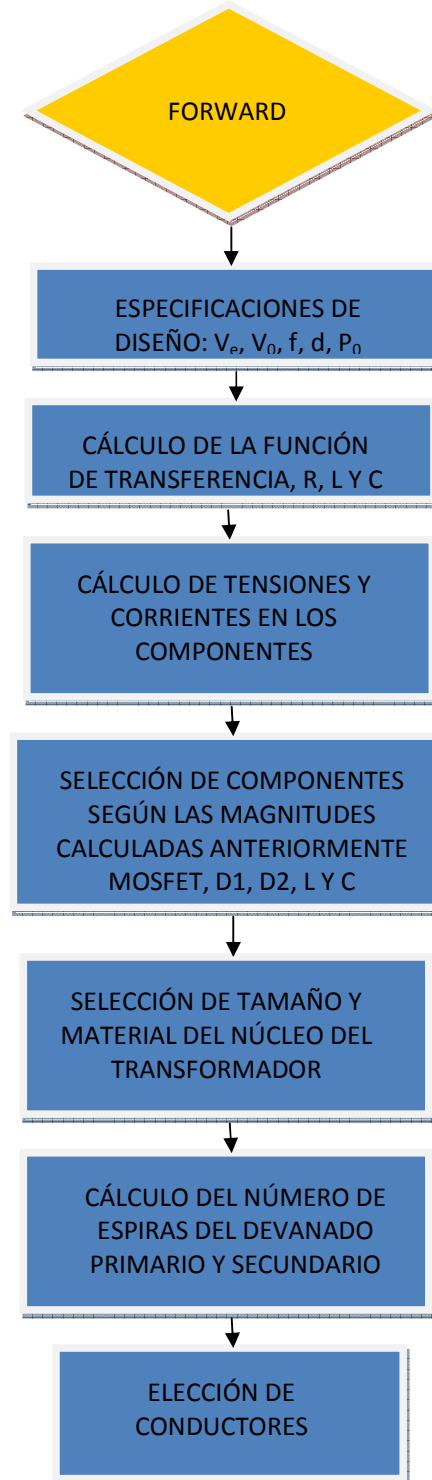


Figura 3.2: Flujograma del proceso de diseño del convertidor forward

La corriente que circula por la bobina puede operar en dos modos de conducción: continuo (figura 3.3) y discontinuo (figura 3.4). En el MCC la corriente en la bobina nunca llega a ser cero en cada uno de los ciclos de conmutación. Si la corriente llega a ser cero entonces se encuentra en el límite entre un modo de conducción y otro. En el modo de conducción discontinuo (en adelante MCD) la energía en la bobina es almacenada hasta un valor máximo a partir del cual, cuando se abre el interruptor, la energía almacenada decrece hasta llegar a ser cero y se mantiene así hasta que el interruptor se cierra de nuevo.

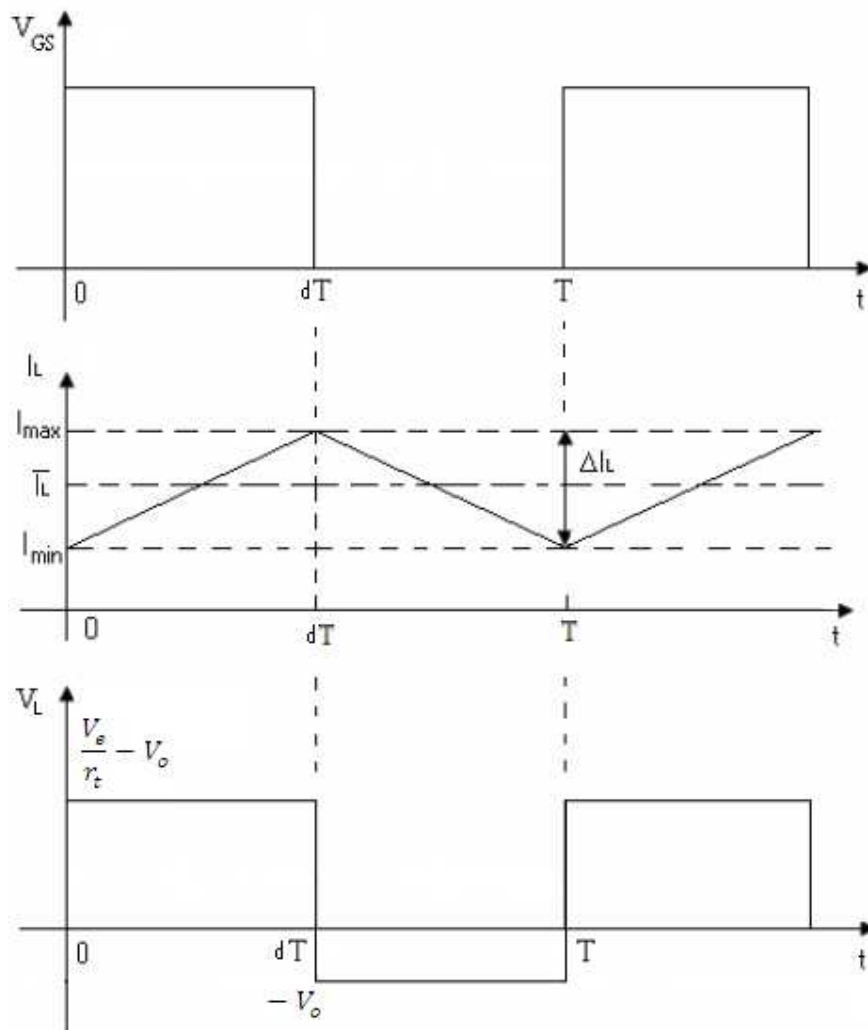


Figura 3.3: Modo de conducción continuo

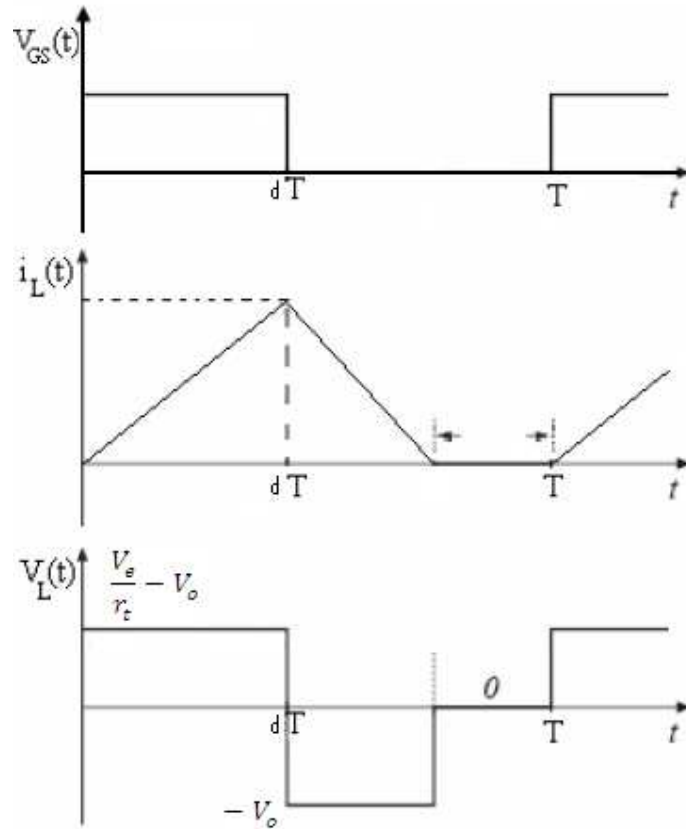


Figura 3.4: Modo de conducción discontinuo

Se puede ver el funcionamiento general del convertidor según esté abierto o cerrado el interruptor en la figura 3.5.

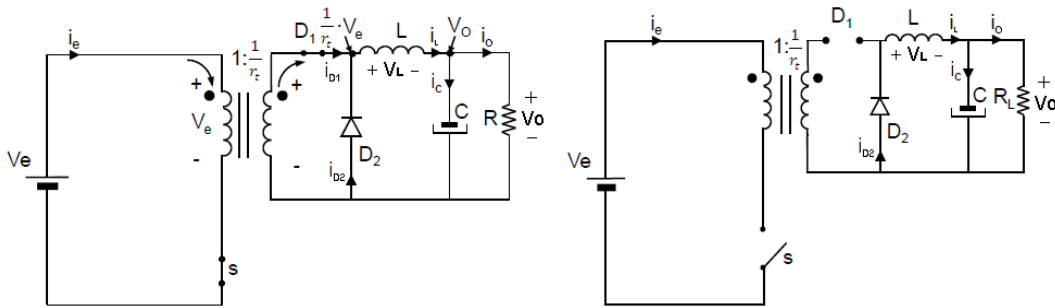


Figura 3.5: Funcionamiento de un convertidor forward con interruptor cerrado y abierto

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

$$\bar{V}_L = 0 \quad \bar{i}_C = 0 \quad P_E = P_O \quad (1)$$

También han de cumplirse las condiciones para operar en MCC:

$$\frac{\Delta i_L}{2} < \bar{i}_L = i_o \quad (2)$$

es decir, el valor medio de la corriente que circula por la bobina ha de ser mayor que la mitad del valor de su incremento; o en el caso más desfavorable en la frontera entre MCC y MCD:

$$\frac{\Delta i_L}{2} = i_o \quad (3)$$

Como especificaciones para el diseño del convertidor tenemos las tensiones de entrada y salida (V_e y V_o), la frecuencia de conmutación del transistor (f), el ciclo de trabajo (d) y la potencia de salida (P_o).

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

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \Rightarrow R = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (4)$$

Sabiendo que la tensión en la bobina es la siguiente según esté abierto o cerrado el interruptor:

$$V_L \begin{cases} \text{durante } t_{ON}: V_{sec} - V_o = \frac{V_e}{r_t} - V_o \\ \text{durante } t_{OFF}: V_o \end{cases} \quad (5)$$

donde 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.

$$r_t = \frac{N_1}{N_2} \quad (6)$$

la función de transferencia del convertidor se calcula realizando un balance de voltios por segundo en la bobina L:

$$\left(\frac{V_e}{r_t} - V_o\right) \cdot t_{ON} = V_o \cdot t_{OFF} \quad (7)$$

donde: $t_{ON} = d \cdot T$ y $t_{OFF} = (1 - d) \cdot T$, con $T = \frac{1}{f}$ ya que es el período de conmutación del circuito de disparo del convertidor, con lo que f es la frecuencia de conmutación.

Por tanto, sustituyendo t_{ON} y t_{OFF} en (7) y despejando adecuadamente se llega a la fórmula:

$$\left(\frac{V_e}{r_t} - V_o\right) \cdot d = V_o \cdot (1 - d) \Rightarrow \frac{V_o}{V_e} = \frac{d}{r_t} \Rightarrow V_o = \frac{V_e}{r_t} \cdot d \quad (8)$$

La corriente media que circula por la bobina se calcula mediante la ley de Ohm:

$$V_o = \bar{i}_L \cdot R \Rightarrow \bar{i}_L = \frac{V_o}{R} \quad (9)$$

DISEÑO DE LA INDUCTANCIA Y DEL CONDENSADOR.

Tanto el incremento de la tensión de salida (ΔV_o) como el rizado de corriente de la bobina (Δi_L) que vamos a permitir será un porcentaje fijado por defecto.

De la figura 3.3 podemos deducir como será el incremento de corriente en la bobina:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt = \frac{1}{L} \left(\frac{V_e}{r_t} - V_o\right) \cdot dT = \frac{1}{L} \cdot V_o \cdot (1 - d)T \quad (10)$$

despejando de (10) tenemos que el valor de la inductancia queda:

$$L = \frac{V_o \cdot (1 - d)}{\Delta i_L \cdot f} \quad (11)$$

Sabiendo que el rizado de tensión a la salida es el mismo que el del condensador:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta V_c}{V_c} \quad (12)$$

y que la corriente del condensador es una onda triangular de valor medio nulo según (1) se puede obtener el incremento de tensión del condensador integrando la corriente del mismo a lo largo del tiempo como se aprecia en la figura 3.6.

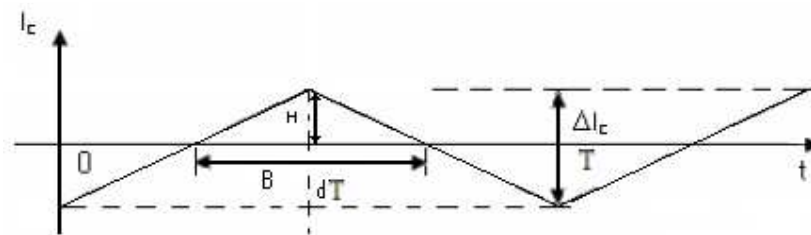


Figura 3.6: Forma de onda de la corriente del condensador

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{1}{C} \cdot \frac{B \cdot H}{2} = \frac{1}{C} \cdot \frac{T/2 \cdot \Delta i_L/2}{2} \quad (13)$$

donde $B = \frac{t_{ON}}{2} + \frac{t_{OFF}}{2} = \frac{T}{2}$ y $H = \frac{\Delta i_L}{2}$ son los parámetros detallados en la figura 3.6. Sustituyendo (10) en (13) nos queda:

$$\Delta V_c = \frac{V_o \cdot (1-d)}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} \quad (14)$$

Con estos datos ya se puede calcular el valor del condensador (C).

$$C = \frac{V_o \cdot (1-d)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot \Delta V_o} \quad (15)$$

Si se trabaja en la frontera entre MCC y MCD se obtendrán el valor crítico de L y, por lo tanto, el valor de C variará en consecuencia. El desarrollo teórico para el cálculo de estos valores no se explica aquí debido a que no se pretende trabajar en ningún momento en MCD ni en el valor frontera entre ambos modos:

$$L_{crit} = \frac{(1-d) \cdot R}{2 \cdot f} \quad (16)$$

$$C = \frac{V_o \cdot (1-d)}{8 \cdot L_{crit} \cdot f^2 \cdot \Delta V_o} \quad (17)$$

En la figura 3.7 se pueden observar las formas de onda de los distintos elementos del convertidor en MCC: bobina, MOSFET, diodos y condensador.

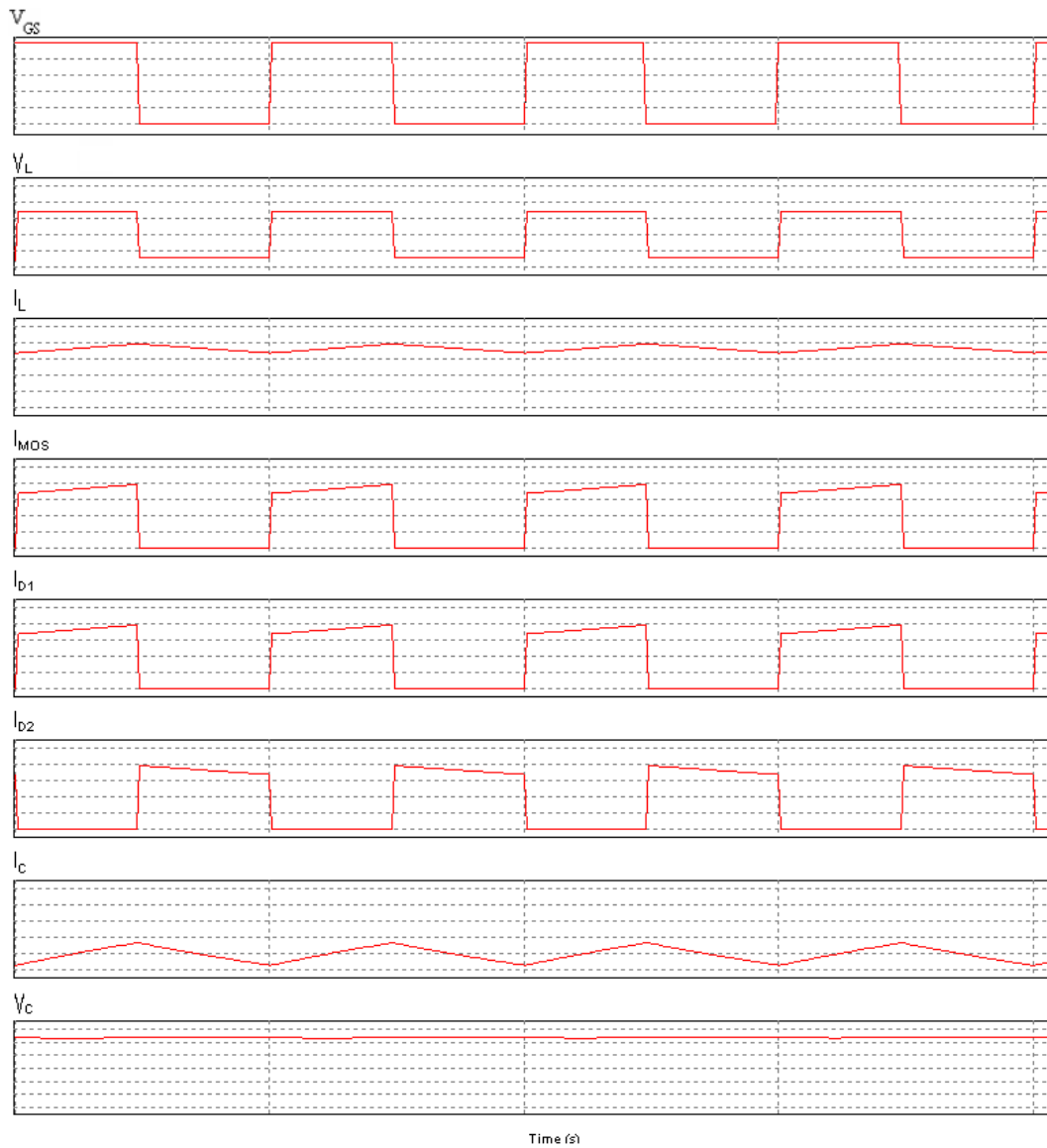


Figura 3.7: Formas de onda de un convertidor forward

Para calcular las potencias disipadas por los distintos componentes que conforman el convertidor es necesario calcular la corriente media y eficaz de cada uno de ellos así como las tensiones que soportan tanto el transistor que cumple la función de interruptor como los diodos.

En [4] se explica cómo calcular tanto el valor medio como el valor eficaz según el tipo de forma de onda que se obtenga para cada componente.

De esta forma para una corriente de forma triangular con un valor medio no nulo se tiene:

$$i_{LRMS} = \bar{i}_L \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_L / 2}{\bar{i}_L} \right)^2} \quad (18)$$

El valor eficaz de una onda con forma triangular se calcula de la siguiente manera:

$$i_{CRMS} = \frac{\Delta i_C}{\sqrt{3}} = \frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}} \quad (19)$$

Para el transistor MOSFET tanto el valor medio como el valor eficaz son función del ciclo de trabajo:

$$\bar{i}_{MOSFET} = \bar{i}_L \frac{d}{r_t} \quad i_{MOSFET_{RMS}} = \bar{i}_L \frac{\sqrt{d}}{r_t} \quad V_{DS_{m\acute{a}x}} = V_e \quad (20)$$

Al igual que con el MOSFET los valores medios y eficaces de los diodos dependen de su ciclo de trabajo.

$$\bar{i}_{D1} = \bar{i}_L \cdot d \quad i_{D1_{RMS}} = \sqrt{d} \cdot i_{LRMS} \quad V_{ak1} = 0 \quad (21)$$

$$\bar{i}_{D2} = \bar{i}_L \cdot (1 - d) \quad i_{D2_{RMS}} = \sqrt{(1 - d)} \cdot i_{LRMS} \quad V_{ak2} = -N_2 \cdot V_e \quad (22)$$

Con estos parámetros ya calculados es posible calcular la potencia que disipa en conducción cada uno de los componentes.

Como se explica en [4] la potencia del MOSFET se calcula en función de su modelo estático en conducción $P = (i)^2 \cdot R$:

$$P_{MOSFET} = (i_{MOSFET_{RMS}})^2 \cdot r_{DS_{ON}} \quad (23)$$

donde $r_{DS_{ON}}$ es la resistencia en conducción del MOSFET.

La potencia disipada por los diodos como se explica en [4] resulta del estudio del modelo estático de un diodo en conducción:

$$P_{D1} = V_d \cdot \overline{i_{D1}} + r_d \cdot (i_{D1_{RMS}})^2 \quad P_{D2} = V_d \cdot \overline{i_{D2}} + r_d \cdot (i_{D2_{RMS}})^2 \quad (24)$$

donde, V_d es la tensión umbral del diodo y r_d es la resistencia dinámica del diodo en conducción.

Para el cálculo de las pérdidas tanto en la bobina como en el condensador se sigue el mismo criterio que con el transistor.

$$P_L = N^{\circ} \text{ bob} \cdot DCR \cdot (i_{L_{RMS}})^2 \quad (25) \quad P_C = \frac{R_{ESR}}{N^{\circ} \text{ condensadores}} \cdot (i_{C_{RMS}})^2 \quad (26)$$

donde DCR es la resistencia que presenta el arrollamiento de la bobina y R_{ESR} es la resistencia equivalente serie del condensador. El parámetro $N^{\circ} \text{ bob}$ se refiere al número de bobinas en serie que finalmente se decida poner en el convertidor para conseguir la inductancia previamente calculada. El parámetro $N^{\circ} \text{ Cond}$ se refiere al número de condensadores en paralelo requeridos para conseguir la capacidad calculada.

A continuación se explica el criterio seguido para elegir cada uno de los componentes en base a los cálculos realizados hasta ahora. Estos criterios pretenden que los componentes seleccionados por la herramienta sean los que mejor puedan cumplir su función para el convertidor que se esté diseñando en ese momento.

El transistor MOSFET que se seleccione habrá de poder soportar la tensión máxima cuando no conduce el MOSFET (V_{DS}) y la corriente media del MOSFET en conducción (I_{DS}). Los componentes elegidos de esta forma podrán tener una tensión un 50% mayor así como la corriente contará también con un 20% de margen de seguridad en el diseño.

Los diodos es necesario que tengan el valor de tensión inversa máxima de pico repetitiva (V_{RRM}) como mínimo y un 50% mayor como máximo.

Para las bobinas es preceptivo que tengan el mismo valor de I_{DC} como mínimo y un 50% mayor como máximo. Además se realiza un cálculo de cuantas bobinas en serie son necesarias para cumplir el objetivo buscado. Si el valor de la bobina es igual o un 20% mayor del valor necesario sólo se utilizará una, en cualquier otro caso se hará un redondeo del número de bobinas a utilizar no pudiendo ser este mayor de cinco.

Los condensadores que tengan el valor de $V_c=V_o$ como mínimo y el doble como máximo se considerarán válidos. Se calcula también el número de condensadores en paralelo necesarios siguiendo el criterio

$$N^{\circ} \text{ condensadores} = \frac{I_{Crms}}{I_{Crms \text{ catálogo}}} \quad (27)$$

Siendo asumible un máximo de 5 condensadores en paralelo.

3.2.3 TRANSFORMADOR

NÚCLEO

Para el diseño del transformador se ha tomado como referencia [5]. Dependiendo de la aplicación que vaya a tener el transformador convendrá una u otra forma para su núcleo. En este caso se ha optado por núcleos de forma RM. La información de las siguientes tablas se puede consultar a través del fabricante Ferroxcube [6].

La elección del tamaño del núcleo viene dada en función de la potencia como se desglosa en la tabla 3.1.

POTENCIA (W)	TIPO DE NÚCLEO
<5	RM4, P11/7, T14, EF13, U10
5 a 10	RM5, P14/8
10 a 20	RM6S, E20, P18/11, T23, U15, EFD15
20 a 50	RM8, P22/13, U20, RM10, ETD29, E25, T26/10, EFD20
50 a 100	ETD29, ETD34, EC35, EC41, RM12, P30/19, T26/20, EFD25
100 a 200	ETD34, ETD39, ETD44, EC41, EC52, RM14, P36/22, E30, T58, U25, U30, E42, EFD30
200 a 500	ETD44, ETD49, E55, EC52, E42, P42/29, U67
>500	E65, EC70, U93, U100, P66/56, PM87, PM114, T140

Tabla 3.1: Elección del tamaño del núcleo en función de la potencia. Núcleos de Ferroxcube

En la elección del material magnético del núcleo se busca aquel que tenga las menores pérdidas a la frecuencia a la que se va a trabajar como se puede ver en la tabla 3.2.

MATERIAL	FRECUENCIA(KHZ)
3C80	<100
3C85	<200
3C90	<200
3F3	>200
3F4	>2000
4F1	>10000

Tabla 3.2: Elección del material del núcleo en función de la frecuencia. Materiales de Ferroxcube

Dada la selección del tipo de núcleo (RM) y del tamaño con el que se va a trabajar los materiales del núcleo a los que se tienen acceso en definitiva son 3C85 y 3F3.

INDUCCIÓN MAGNÉTICA MÁXIMA

Con idea de simplificar el diseño del transformador utilizaremos cable sólido de cobre independientemente de cuál sea la frecuencia de trabajo.

El primer paso es determinar la inducción magnética máxima ($B_{m\acute{a}x}$) que puede alcanzar el material sin saturarse. Este valor es clave para calcular, entre otras cosas, las pérdidas en el núcleo.

Siempre debe evitarse saturar el material magnético, es decir, alcanzar la inducción de saturación (generalmente para una temperatura de 100°C). Este valor no debe superarse nunca, ni siquiera en régimen transitorio, cuando, en un momento dado, se aplica toda la carga y se demanda la potencia máxima. Entonces se da el peor caso, ya que es cuando se alcanzan los valores máximos de tensión y ciclo de trabajo.

Para los materiales que se van a utilizar en el núcleo del transformador tenemos una $B_{sat} = 500 \text{ mT}$.

El criterio para determinar la $B_{m\acute{a}x}$ que puede alcanzarse sin saturar el material se resume en la tabla 3.3:

FRECUENCIA (KHZ)	$B_{m\acute{a}x}$
≤ 50	$0.65 \cdot B_{sat}$
$>50 \text{ ó } <150$	$0.5 \cdot B_{sat}$
≥ 150	$0.4 \cdot B_{sat}$

Tabla 3.3: Determinación de $B_{m\acute{a}x}$ en función de la frecuencia

Según el tipo de flujo el incremento de la inducción magnética toma un determinado valor:

$$\text{Flujo centrado en el origen: } \Delta B = 2 \cdot B_{m\acute{a}x} \quad (28)$$

$$\text{Flujo situado en el primer cuadrante: } \Delta B = B_{m\acute{a}x} \quad (29)$$

La diferencia entre ambos tipos de flujo puede verse en la figura 3.8.

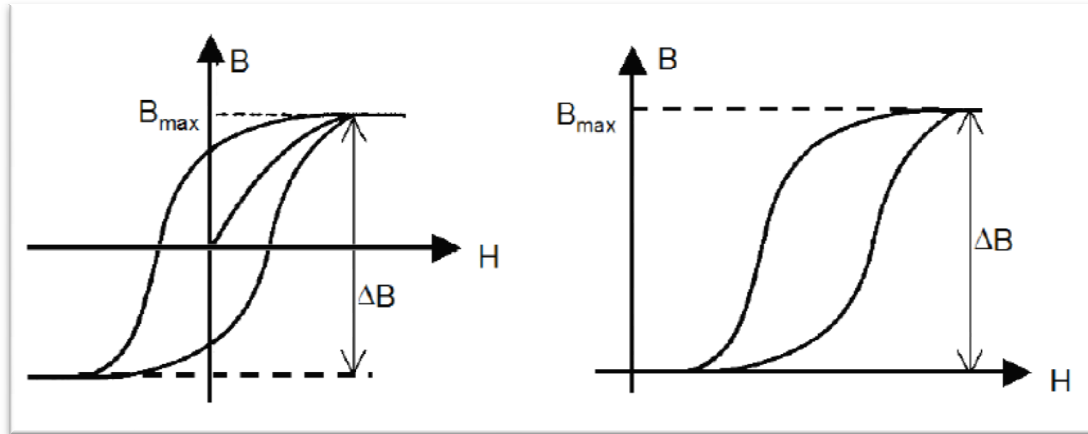


Figura 3.8: Tipos de flujo: centrado en el origen y en el primer cuadrante

Para los cálculos sucesivos se tendrá en cuenta el flujo centrado en el origen. Esto implica que la desmagnetización del transformador se realiza utilizando una rama de enclavamiento activo. Como ya se ha remarcado anteriormente no se va a profundizar en el diseño del circuito de desmagnetización del transformador.

DETERMINACIÓN DEL NÚMERO DE ESPIRAS

Dependiendo del valor de la relación de transformación se distingue entre transformadores reductores y elevadores.

Se dice que un transformador es reductor cuando la tensión de salida es menor que la tensión de entrada, es decir, el número de espiras del primario es mayor que el del secundario y la relación de transformación, por tanto, es mayor que uno. Un transformador es elevador en el caso contrario, cuando la tensión de salida es mayor que la de entrada, y consecuentemente su relación de transformación es menor que uno.

El cálculo del número de espiras se realiza de distinta forma dependiendo de si la relación de transformación es mayor o menor que uno, es decir, de si el transformador es reductor o elevador. La razón es que de esta forma siempre se va a considerar un número de espiras entero.

Si no fuera de este modo, al calcular en primer lugar el número de espiras del primario o del secundario, podría llegarse a tener que rehacer los cálculos en varias ocasiones, puesto que se trata de una variable entera y hay que efectuar redondeos.

Por ejemplo, si primero se calcula siempre el número de espiras del primario, puede resultar un número menor que uno, que por tanto se aproxima a la unidad. Entonces, si el transformador es elevador, el número de vueltas del secundario es menor que el del primario, y también resultaría un número menor que uno que habría que redondear a uno. Para mantener la relación de transformación el número de vueltas del primario tendría que modificarse en consonancia.

Por tanto, es mejor primero observar el valor de la relación de transformación. Si es menor que uno (transformador elevador), se calcula primero el número de espiras del primario, se redondea su valor, y a partir de él se obtienen las vueltas del secundario. Si la relación de transformación es mayor que uno (transformador reductor), se calculan primero las vueltas en el secundario, se redondea su valor, y luego, aplicando la relación de transformación, se calcula el número de espiras del primario.

Para una forma de tensión en la que la tensión se mantiene constante durante el tiempo de encendido t_{on} , que es la que soportan los transformadores de los convertidores CC-CC, el cálculo del número de espiras se realizaría del siguiente modo para un transformador de dos devanados:

- Transformador reductor: $r_t > 1$ ($N_1 > N_2$)

$$N_2 = \frac{V_e \cdot \left(\frac{d}{f}\right)}{\Delta B \cdot A_e \cdot r_t} \quad (30)$$

donde A_e es el área efectiva del núcleo en mm^2 .

Una vez redondeado al entero superior el número de espiras del secundario se calcula el número de espiras del primario:

$$N_1 = N_2 \cdot r_t \quad (31)$$

- Transformador elevador: $r_t \leq 1$ ($N_1 < N_2$)

$$N_1 = \frac{V_e \cdot \left(\frac{d}{f}\right)}{\Delta B \cdot A_e} \quad (32)$$

y una vez redondeado al entero superior el número de espiras del primario se calcula el número de espiras del secundario:

$$N_2 = \frac{N_1}{r_t} \quad (33)$$

ELECCIÓN DEL CONDUCTOR

En los conductores de cobre se presenta un fenómeno conocido como *profundidad pelicular* o *efecto skin*. Como se describe en [7] la corriente que circula por un conductor de cobre genera un campo magnético el cual a su vez genera otro tipo de corrientes que fluyen en dirección opuesta a la corriente del interior del cable. Esto resulta en una densidad de corriente mayor en la superficie del conductor que en su interior. La profundidad pelicular viene dada por la siguiente ecuación:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}} \quad (34)$$

donde δ es la profundidad pelicular en m,

f es la frecuencia de la corriente que circula por el conductor en Hz,

μ es la permeabilidad del cobre en H/m y

σ es la conductividad del cobre en S/m.

La permeabilidad relativa del cobre es aproximadamente 1 y la del vacío $4\pi 10^{-7}$ por lo que $\mu = 4\pi 10^{-7}$ (H/m), y la conductividad es igual a 5.8×10^7 (S/m) a 27°C. Si sustituimos los valores de permeabilidad y conductividad y simplificamos, obtendremos una expresión que sólo relaciona la profundidad pelicular con respecto a la frecuencia, tal como sigue

$$\delta = \frac{0.06608}{\sqrt{f}} \quad (35)$$

Si la sección del conductor utilizado es significativamente mayor que la profundidad pelicular la mayor parte de la corriente estará concentrada en su superficie. El resultado es que la resistencia del conductor será mayor cuanto menor sea la sección transversal efectiva para el flujo de corriente.

La solución al problema de la profundidad pelicular es usar conductores con un radio del orden de la profundidad pelicular. Si d es el diámetro del conductor, se propone que si $d < 2\delta$ las consecuencias de la profundidad pelicular se pueden despreciar.

La densidad de corriente J_{rms} , es la corriente I_{rms} por unidad de área, tal como lo indica la ecuación

$$J_{rms} = \frac{I_{rms}}{s_{Cu}} \quad (36)$$

donde J_{rms} es la densidad de corriente en A/mm²,

I_{rms} es la corriente del cobre en A y

s_{Cu} es la sección del conductor en mm².

Dado que en este proyecto sólo se han tenido en cuenta conductores de cobre cilíndricos, el área de la sección del conductor es $s_{Cu} = \pi \cdot \left(\frac{\phi}{2}\right)^2$. Sustituyendo y despejando ϕ en la ecuación anterior se obtiene el siguiente resultado

$$\phi = \sqrt{\frac{4I_{rms}}{\pi J_{rms}}} \quad (37)$$

Para el diseño de este transformador se propone un valor por defecto de $J_{rms}=10$ A/mm².

Para el diámetro del conductor del primario $I_{rms} = i_{MOSFETrms}$ mientras que para el diámetro del secundario $I_{rms} = i_{D1rms}$.

Los conductores que se van a bobinar serán elegidos según la referencia de clasificación de diámetros AWG (American Wire Gauge) [8].

Una vez calculado el efecto pelicular (δ) y el diámetro (ϕ) se lleva a cabo la siguiente comparación:

- Si $\phi \leq 2\delta$ se escoge de la tabla AWG el cable de diámetro inmediatamente superior al calculado ϕ .
- Si $\phi > 2\delta$ se escoge de la tabla AWG el cable de diámetro inmediatamente superior al valor 2δ .

Una vez elegido el cable adecuado de la tabla AWG además del diámetro se obtiene también la sección del mismo.

El número de conductores en paralelo necesarios viene dado por el siguiente criterio:

- Si $\phi \leq 2\delta$ el número de conductores en paralelo (N_p) necesario es 1.
- Si $\phi > 2\delta$ el número de conductores en paralelo (N_p) necesario se calcula de la siguiente manera:

$$N_p = \frac{\phi}{2\delta} \quad (38)$$

y tendremos como N_p el resultado de este cociente redondeado al entero superior.

La resistencia del conductor se calcula con la siguiente ecuación:

$$R = \frac{\rho \cdot N \cdot MLT}{s \cdot N_p} \quad (39)$$

donde $\rho = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot mm$ es la resistividad del cobre,

N es el número de espiras del devanado correspondiente,

MLT (Medium Length Turn) es la longitud media por vuelta del conductor en mm (dato accesible desde el catálogo de carretes [6]),

s es la sección del conductor en mm^2 , y

N_p es el número de conductores en paralelo del devanado.

Como es lógico los cálculos correspondientes a diámetro, sección, número de conductores en paralelo y resistencia han de llevarse a cabo una vez para cada uno de los devanados.

OCUPACIÓN DEL ÁREA DE VENTANA

La capacidad para manejar potencia de un núcleo está relacionada con la cantidad de conductor que puede disponerse en su espacio para colocar los devanados (área de ventana).

El área ocupada por el material conductor de todos los devanados es:

$$A_{conductor} = s_1 \cdot N_1 \cdot N_{p1} + s_2 \cdot N_2 \cdot N_{p2} \quad (40)$$

donde s_i = sección transversal de cada hilo conductor del devanado i en (mm^2),

N_i = número de espiras del devanado i y

N_{pi} = número de hilos en paralelo del devanado i .

A medida que se van añadiendo vueltas en un devanado se hace más difícil mantener los cables agrupados de forma compacta por lo que se dejan pequeños intersticios vacíos, sin cable. Por tanto, el área que realmente se ocupa al dar una vuelta de un devanado, es mayor que el de la sección transversal del conductor por sí solo.

Esto hay que tenerlo en cuenta a la hora de fijar el *factor de llenado*. Este parámetro representa de forma porcentual el área real ocupada por el conductor frente a la sección transversal del devanado. De este modo, un porcentaje del 100% supondría que toda la sección es material conductor, mientras que un porcentaje del 0% equivale a decir que en el cable no hay conductor. En este caso el factor de llenado elegido por defecto es de un 60%.

La condición, por lo tanto, queda fijada de la siguiente manera:

$$A_v \cdot \text{factor llenado} < A_{conductor} \quad (41)$$

donde A_v es el área de ventana del núcleo en mm^2 y

$A_{conductor}$ es el área que ocupa el material conductor de todos los devanados en mm^2 .

Si no se cumple esta condición el conductor escogido no lo podrá admitir el núcleo con este factor de llenado. La solución más fácil es aumentar el factor de llenado pero también se puede optar por cambiar el núcleo por uno con mayor área de ventana o escoger otro conductor que se acople a las necesidades del usuario.

PÉRDIDAS EN EL TRANSFORMADOR

Para calcular las pérdidas que tienen lugar en el transformador hay que tener en cuenta las que se producen en el núcleo y las que se deben a cada uno de los conductores.

$$P_{TOTALS} = P_{NÚCLEO} + P_{CONDUCTOR1} + P_{CONDUCTOR2} \quad (42)$$

Las pérdidas de un núcleo de ferrita se deben principalmente al fenómeno de histéresis, puesto que la energía que se emplea en magnetizar el núcleo no es íntegramente devuelta al desmagnetizar el material. Las pérdidas por corrientes parásitas dependen del volumen del núcleo; en nuestro caso las dimensiones de los núcleos son suficientemente pequeñas para despreciar las corrientes parásitas.

Mediante regresión por mínimos cuadrados se puede determinar una fórmula con la que calcular las pérdidas en la ferrita como una función de la frecuencia y la inducción magnética.

$$P_{NÚCLEO} = (C_m \cdot f^x \cdot B_{máx}^y) \cdot V_e \quad (43)$$

donde $P_{NÚCLEO}$ son las pérdidas en el núcleo (W),

f es la frecuencia (Hz),

B es la inducción magnética máxima (T),

C_m , x , y son constantes calculadas para el ajuste de la curva.

V_e es el volumen efectivo del núcleo (mm^3).

En la tabla 3.4 se muestran las constantes para distintos materiales y el rango de frecuencias en que son válidas.

MATERIAL	FRECUENCIA (kHz)	C_m	x	y
3C80	10 - 100	16.7	1.3	2.5
3C81	10 - 100	7	1.4	2.5
3C85	20 - 100	11	1.3	2.5
3C85	100 - 200	1.5	1.5	2.6
3F3	20 - 300	0.25	1.6	2.5
3F3	300 - 500	2.00E-02	1.8	2.5
3F3	500 - 1000	3.60E-06	2.4	2.25
3F4	500 - 1000	1.20E-01	1.75	2.9
3F4	1000 - 3000	1.10E-08	2.8	2.4
4F1	3000 - 10000	9	1.35	2.25

Tabla 3.4: Coeficientes para calcular las pérdidas de cada material

Por último, para calcular las pérdidas en cada uno de los conductores se utilizará la siguiente expresión:

$$P_{CONDUCTORi} = R_i \cdot I_{rms}^2 \quad (44)$$

donde i identifica el conductor 1 ó 2 según proceda,

R_i es la resistencia del conductor 1 ó 2

e $I_{rms} = i_{MOSFETrms}$ para el conductor del primario mientras que para el conductor del secundario $I_{rms} = i_{D1rms}$.

3.3 CONVERTIDOR FLYBACK

3.3.1 INTRODUCCIÓN

El convertidor *flyback* tiene como ventajas inherentes la de permitir elevar la tensión de entrada (independientemente de la relación de vueltas del transformador) haciéndolo extremadamente útil en aplicaciones de alta tensión y baja potencia (televisores, monitores, etc.) [10].

El convertidor *flyback* es el resultado de añadir aislamiento galvánico a un convertidor *buck-boost* (reductor-elevador).

En la figura 3.9 se puede observar el esquemático del convertidor *flyback*. En esta figura se ha representado la inductancia magnetizante del transformador como una bobina en paralelo con el primario dada la importancia de esta inductancia en el funcionamiento del convertidor y su análisis.

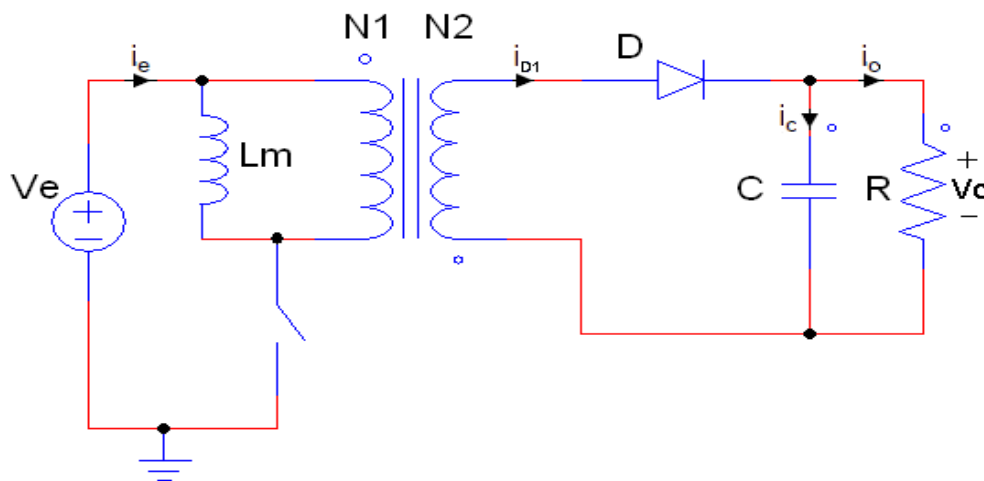


Figura 3.9: Convertidor *flyback*

3.3.2 ECUACIONES DE DISEÑO

En la figura 3.10 se muestra un flujograma para ilustrar el proceso de diseño del convertidor *flyback*.

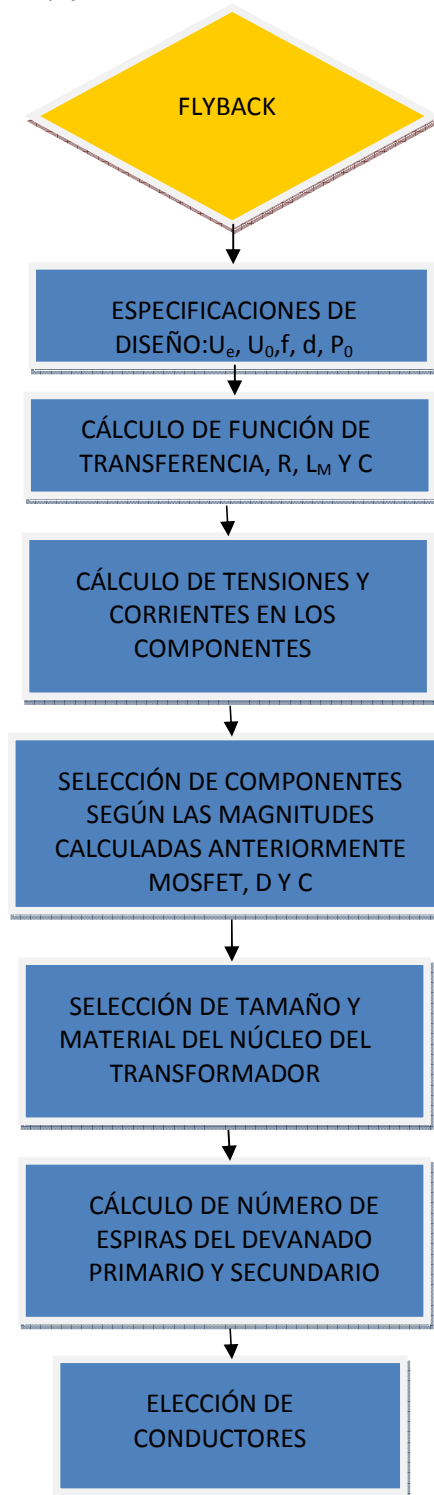


Figura 3.10: Flujograma del proceso de diseño del convertidor *flyback*

La corriente que circula por la inductancia magnetizante L_m puede operar en dos modos de conducción: continuo (figura 3.11) y discontinuo (figura 3.12). En el MCC la corriente en la bobina nunca llega a ser cero en cada uno de los ciclos de conmutación. Si la corriente llega a ser cero entonces se encuentra en el límite entre un modo de conducción y otro. En el MCD la energía en la bobina es almacenada hasta un valor máximo a partir del cual, cuando se abre el interruptor, la energía almacenada decrece hasta llegar a ser cero y se mantiene así hasta que el interruptor se cierra de nuevo.

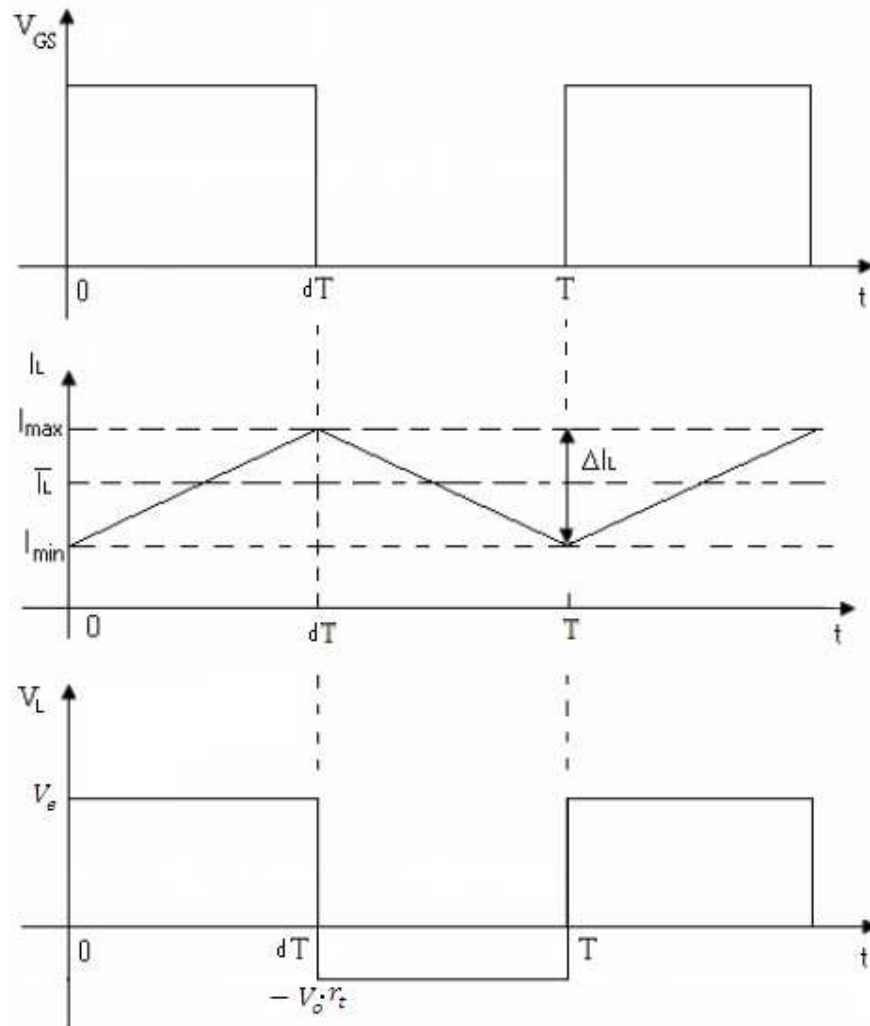


Figura 3.11: Modo de conducción continuo

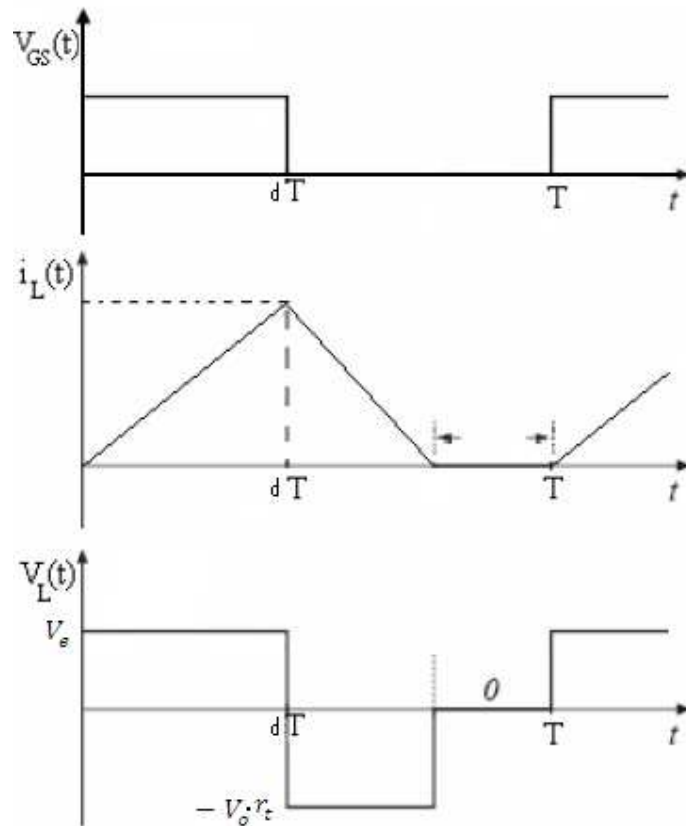


Figura 3.12: Modo de conducción discontinuo

En la figura 3.13 se puede ver el funcionamiento general del convertidor según esté abierto o cerrado el interruptor.

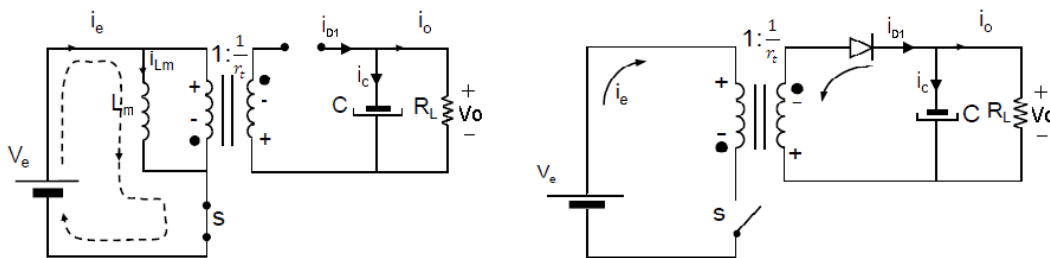


Figura 3.13: Funcionamiento de un convertidor flyback con interruptor cerrado y abierto

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 MCC. 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:

$$\bar{V}_L = 0 \quad \bar{i}_C = 0 \quad P_E = P_O \quad (1)$$

También han de cumplirse las condiciones para operar en MCC:

$$\frac{\Delta i_L}{2} < \bar{i}_L = i_o \quad (2)$$

o en el caso más desfavorable en la frontera entre MCC y MCD:

$$\frac{\Delta i_L}{2} = i_o \quad (3)$$

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

Como especificaciones para el diseño del convertidor tenemos las tensiones de entrada y salida (V_e y V_o), la frecuencia de conmutación del transistor (f), el ciclo de trabajo (d) y la potencia de salida (P_o).

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

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \Rightarrow R = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (4)$$

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 y, 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 :

$$V_e \cdot t_{ON} = V_{prim} \cdot t_{OFF} \quad (45)$$

donde: $V_{prim} = V_o \cdot r_t$, $t_{ON} = d \cdot T$ y $t_{OFF} = (1 - d)T$, con $T = \frac{1}{f}$ ya que es el período de conmutación del circuito de disparo del convertidor, con lo que f es la frecuencia de conmutación del mismo. Y 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.

$$r_t = \frac{N_1}{N_2} \quad (6)$$

Por tanto, sustituyendo V_{prim} , t_{ON} y t_{OFF} en (43) y despejando adecuadamente se llega a la fórmula:

$$V_e \cdot dT = V_o \cdot r_t \cdot (1 - d)T \Rightarrow \frac{V_o}{V_e} = \frac{d}{r_t \cdot (1-d)} \Rightarrow V_o = \frac{V_e \cdot d}{r_t \cdot (1-d)} \quad (46)$$

En la figura 3.13 podemos ver que:

$$\overline{i_{Lm}} = \bar{i}_e + \frac{\bar{i}_o}{r_t} \quad (47)$$

Sabemos que $\bar{i}_e = \frac{P_e}{V_e}$ y que $\bar{i}_o = \frac{P_o}{V_o}$, P_o se sustituye con (4) y V_e se despeja de (45). Sustituyéndolo todo en nos queda la corriente media de la bobina de la siguiente forma:

$$\overline{i_{Lm}} = \frac{V_o}{R \cdot r_t \cdot (1-d)} \quad (48)$$

DISEÑO DE LA INDUCTANCIA MAGNETIZANTE Y DEL CONDENSADOR.

Tanto el incremento de la tensión de salida (ΔV_o) como el rizado de corriente de la bobina (Δi_L) que vamos a permitir será un porcentaje fijado por defecto.

De la figura 3.11 podemos deducir como será el incremento de corriente en la bobina:

$$\Delta i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int V_{Lm} dt = \frac{1}{L_m} \cdot V_e \cdot dT = \frac{1}{L_m} \cdot V_o \cdot r_t \cdot (1 - d)T \quad (49)$$

despejando de (49) tenemos que el valor de la inductancia queda:

$$L_m = \frac{V_o \cdot r_t \cdot (1-d)}{\Delta i_{Lm} \cdot f} \quad (50)$$

Sabiendo que el rizado de tensión a la salida es el mismo que el del condensador:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta V_c}{V_c} \quad (12)$$

y que la corriente del condensador tiene valor medio nulo según (1) 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 3.14.

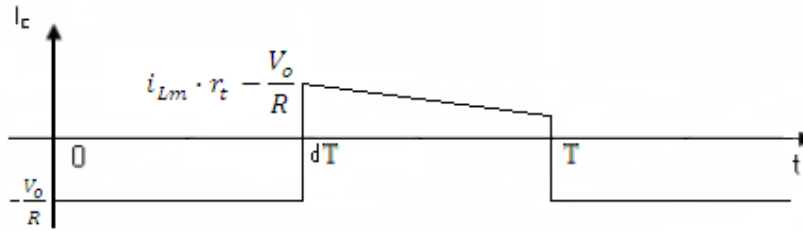


Figura 3.14: Forma de onda de la corriente del condensador

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{1}{C} \cdot \frac{V_o}{R} \cdot dT \quad (51)$$

Despejando de (49) y sabiendo que $\Delta V_c = \Delta V_o$ y que $T = \frac{1}{f}$ nos queda la siguiente ecuación para obtener el valor del condensador:

$$C = \frac{V_o \cdot d}{\Delta V_c \cdot R \cdot f} \quad (52)$$

Si se quiere trabajar en la frontera entre MCC y MCD y, por lo tanto, obtener el valor crítico de L el valor de C variará en consecuencia. En cualquier caso bastaría, como se dijo anteriormente, con cumplir la siguiente condición:

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{2} = i_o \quad (3)$$

En la figura 3.15 se pueden observar las formas de onda de los distintos elementos del convertidor en MCC.



Figura 3.15: Formas de onda de un convertidor flyback

Para calcular las potencias disipadas por los distintos componentes que conforman el convertidor es necesario calcular la corriente media y eficaz de cada uno de ellos así como las tensiones que soportan tanto el transistor que cumple la función de interruptor como el diodo.

En [4] se explica cómo calcular tanto el valor medio como el valor eficaz según el tipo de forma de onda que se obtenga para cada componente. Así y con apoyo de las formas de onda de la figura 3.15 se procede al cálculo de estos valores.

De esta forma para una corriente de forma triangular con un valor medio no nulo se tiene:

$$i_{Lm_{RMS}} = \overline{i_{Lm}} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_{Lm}/2}{\overline{i_{Lm}}} \right)^2} \quad (53)$$

El valor eficaz de una trapezoidal con offset se calcula de la siguiente manera:

$$i_{C_{RMS}} = \sqrt{i_{D_{RMS}}^2 - \frac{2 \cdot U_o \cdot \Delta U_o}{R} + \left(\frac{U_o}{R} \right)^2} \quad (54)$$

Para el transistor MOSFET es función del ciclo de trabajo:

$$\overline{i_{MOSFET}} = \overline{i_{Lm}} \cdot d \quad i_{MOSFET_{RMS}} = \overline{i_{Lm}} \cdot \sqrt{d} \quad V_{DS_{m\acute{a}x}} = V_o \quad (55)$$

Para el diodo el valor medio y eficaz de corriente depende también de su ciclo de trabajo.

$$\overline{i_D} = \frac{U_o}{R} \quad i_{D_{RMS}} = \sqrt{(1-d)} \cdot i_{Lm_{RMS}} \cdot r_t \quad V_{ak} = \frac{U_e}{r_t} \quad (56)$$

Con estos parámetros ya calculados es posible calcular la potencia que disipa en conducción cada uno de los componentes.

Como se explica en [4] la potencia del MOSFET se calcula en función de su modelo estático en conducción $P = (i)^2 \cdot R$:

$$P_{MOSFET} = (i_{MOSFET_{RMS}})^2 \cdot r_{DS_{ON}} \quad (57)$$

donde $r_{DS_{ON}}$ es la resistencia en conducción del MOSFET.

La potencia disipada por los diodos como se explica en [4][1] resulta del estudio del modelo estático de un diodo en conducción:

$$P_D = V_d \cdot \overline{i_D} + r_d \cdot (i_{D_{RMS}})^2 \quad (58)$$

donde V_d es la tensión umbral del diodo, r_d es la resistencia dinámica del diodo en conducción.

Para el cálculo de las pérdidas en el condensador se sigue el mismo criterio que con el transistor MOSFET

$$P_C = \frac{R_{ESR}}{N^{\circ} \text{ cond}} \cdot (i_{C_{RMS}})^2 \quad (59)$$

donde R_{ESR} es la resistencia equivalente serie del condensador. El parámetro $N^{\circ} \text{ Cond}$ se refiere al número de condensadores en paralelo requeridos para conseguir la capacidad calculada.

A continuación se explica el criterio seguido para elegir cada uno de los componentes en base a los cálculos realizados hasta ahora. Estos criterios pretenden que los componentes seleccionados por la herramienta sean los que mejor puedan cumplir su función para el convertidor que se esté diseñando en ese momento

El transistor MOSFET que se seleccione habrá de poder soportar la tensión máxima cuando no conduce el MOSFET (V_{DS}) y la corriente media del MOSFET en conducción (I_{DS}). Los componentes elegidos de esta forma podrán tener una tensión un 50% mayor así como la corriente contará también con un 20% de margen de seguridad en el diseño.

El diodo es necesario que tenga el valor de tensión inversa máxima de pico repetitiva (V_{RRM}) como mínimo y un 50% mayor como máximo.

Los condensadores que tengan el valor de $V_c=V_o$ como mínimo y el doble como máximo se considerarán válidos. Se calcula también el número de condensadores en paralelo necesarios siguiendo el criterio

$$N^{\circ} \text{ condensadores} = \frac{I_{Crms}}{I_{Crms \text{ catálogo}}} \quad (60)$$

Siendo asumible un máximo de 5 condensadores en paralelo.

3.3.3 TRANSFORMADOR

En el caso del convertidor *flyback* los fundamentos básicos del transformador son similares a los del *forward* por lo que a continuación se detallan únicamente los procesos que son distintos.

DETERMINACIÓN DEL NÚMERO DE ESPIRAS

En el caso que nos ocupa para el cálculo del número de espiras correspondiente a cada uno de los devanados es necesario saber el valor de la inductancia magnetizante así como el de la corriente máxima que va a soportar la misma. Despejando del desarrollo de (48) obtenemos el valor de la inductancia magnetizante y la corriente máxima es el resultado de sumar a su valor medio la mitad del incremento posible.

$$L_m = \frac{V_e \cdot d}{\Delta i_{Lm_{m\acute{a}x}} \cdot f} \quad (61) \quad i_{Lm_{m\acute{a}x}} = \frac{\Delta i_{Lm_{m\acute{a}x}}}{2} + \overline{i_{Lm}} \quad (62)$$

Igual que en el convertidor *forward* se distingue entre transformadores reductores y elevadores dependiendo del valor de la relación de transformación.

Para una forma de tensión en la que la tensión se mantiene constante durante el tiempo de encendido t_{on} , que es la que soportan los transformadores de los convertidores CC-CC, el cálculo del número de espiras se realizaría del siguiente modo para un transformador de dos devanados:

- Transformador reductor: $r_t > 1$ ($N_1 > N_2$)

$$N_2 = \frac{L_m \cdot i_{Lm_{m\acute{a}x}}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e \cdot r_t} \quad (63)$$

(A_e es el área efectiva del núcleo en mm^2)

y una vez redondeado al entero superior el número de espiras del secundario se calcula el número de espiras del primario:

$$N_1 = N_2 \cdot r_t \quad (64)$$

- Transformador elevador: $r_t \leq 1$ ($N_1 < N_2$)

$$N_1 = \frac{L_m \cdot i_{Lm_{\max}}}{B_{\max} \cdot A_e} \quad (65)$$

y una vez redondeado al entero superior el número de espiras del primario se calcula el número de espiras del secundario:

$$N_2 = \frac{N_1}{r_t} \quad (66)$$

OCUPACIÓN DEL ÁREA DE VENTANA

En el convertidor *flyback* es necesario calcular dos parámetros más: la reluctancia magnética y el espesor del entrehierro (l_{gap}).

La reluctancia magnética de un material, es la resistencia que éste posee al verse influenciado por un campo magnético. Se calcula de la siguiente manera:

$$\mathfrak{R} = \frac{N_1^2}{L_m} \quad (67)$$

donde N_1 es el número de espiras del primario y L_m el valor de la inductancia magnetizante (H).

El espesor del entrehierro se calcula con la siguiente expresión:

$$l_{gap} = \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(\mathfrak{R} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (68)$$

donde l_{gap} es el espesor del entrehierro (m),

μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío (H/m),

A_e es el área efectiva del núcleo (m²),

\mathfrak{R} es la reluctancia magnética,

y A_L es la inductancia por número de espiras al cuadrado.

4. DESCRIPCIÓN DE LA HERRAMIENTA

4.1 INTRODUCCIÓN

Este capítulo describe detalladamente el funcionamiento de la herramienta. En los distintos apartados de este capítulo se encuentra toda la información necesaria para conseguir el mejor rendimiento de la herramienta de diseño de convertidores CC-CC.

La intención de este capítulo es explicar al usuario de forma sencilla y precisa lo que va a necesitar para hacer funcionar correctamente la herramienta. Se detalla cómo configurar y utilizar la misma para conseguir que los resultados se ajusten lo máximo posible a lo que el usuario necesita. También se explica la forma de exportar los resultados que se consideren oportunos para guardarlos mientras se hacen nuevas configuraciones o para utilizarlos en el simulador de circuitos eléctricos y electrónicos PSIM.

De igual forma se explica la forma en que esta aplicación realiza los cálculos y la elección de componentes que resultan en la exposición de todas las combinaciones posibles para la configuración solicitada.

4.2 REQUISITOS DEL SISTEMA

Para el correcto funcionamiento de la aplicación es necesario que el usuario tenga instalado en su ordenador Microsoft Office 2007 o una versión más actual del mismo. En versiones anteriores no se puede garantizar el correcto funcionamiento de las macros que llevan a cabo los cálculos de la herramienta.

4.3 CONFIGURACIÓN DE LA HERRAMIENTA

Es muy recomendable cambiar la configuración de seguridad de macros en Excel con el objetivo de que este no nos dé un aviso de seguridad cada vez que vayamos a utilizar esta herramienta de diseño de convertidores.

La configuración de seguridad de macros se puede cambiar en el Centro de confianza a menos que un administrador del sistema haya cambiado la configuración predeterminada para impedir que se modifique la configuración.

El primer paso es en la ficha *'Programador'*, en el grupo *'Código'*, hacer clic en *'Seguridad de macros'*.

Si la ficha 'Programador' no se muestra, hacer clic en el botón de Microsoft Office, después en 'Opciones de Excel' y, a continuación, en la categoría 'Más frecuentes' de 'Opciones principales para trabajar con Excel' hacer clic en 'Mostrar ficha Programador en la cinta de opciones'.

En la categoría 'Configuración de macros', en 'Configuración de macros', hacer clic en la opción deseada.

La opción más cómoda pero, a su vez, más peligrosa es 'Habilitar todas las macros'. No está recomendado por Microsoft ya que puede ejecutarse código posiblemente peligroso. Con esta opción se permite la ejecución de todas las macros. Queda bajo la responsabilidad del usuario el trato que quiera darle a esta herramienta y las consecuencias derivadas de un mal uso de la misma. Este proceso se puede ver descrito en la figura 4.1

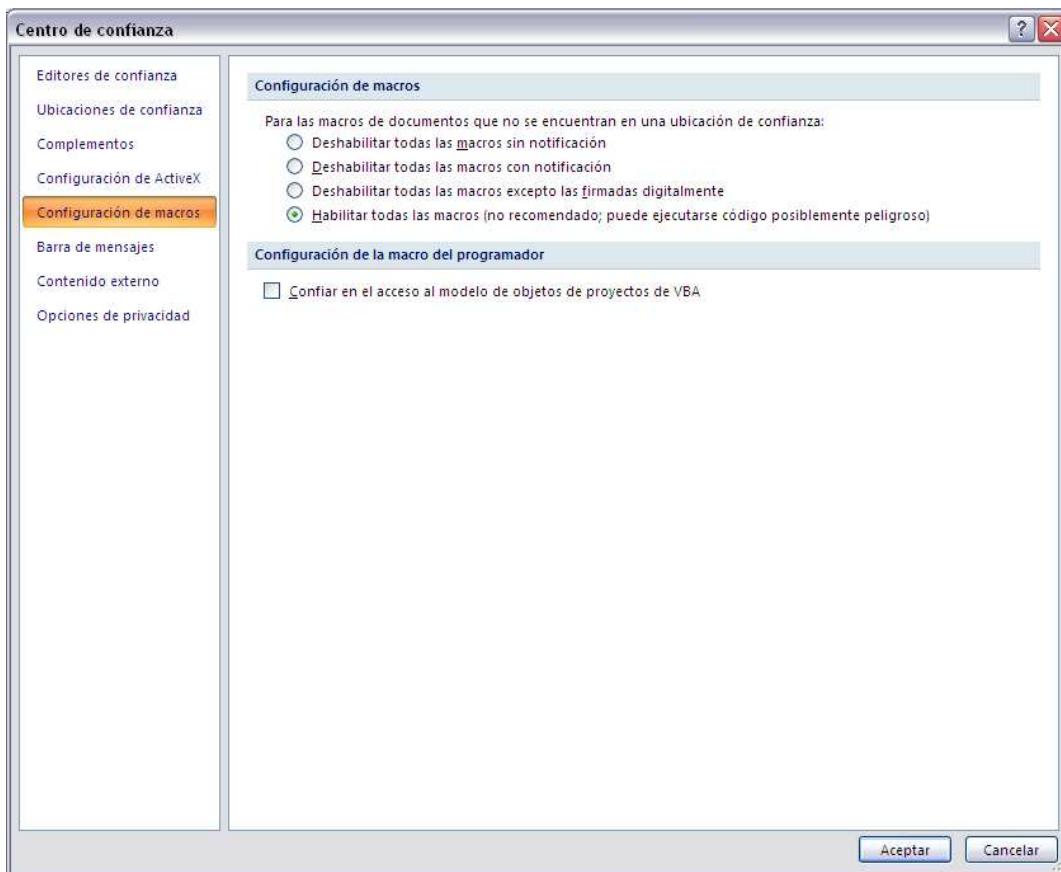


Figura 4.1: Habilitar ejecución de macros

Es necesario copiar la carpeta 'convertidores_dc_dc' en C:/ para el buen funcionamiento de la herramienta de diseño. En esta carpeta se encuentra el libro Excel con el que realizar las configuraciones, los esquemáticos de PSIM para ambas topologías y será también en esta carpeta donde se guarden los archivos *.txt que se usarán con PSIM.

4.4 USO Y FUNCIONAMIENTO DE LA HERRAMIENTA

4.4.1 INTRODUCCIÓN DE DATOS

El programa utiliza los datos que se introducen por pantalla para hacer los cálculos necesarios asegurándose de que estos sean correctos. Por datos correctos se entiende que no provoquen fallos de cálculo, como por ejemplo un campo vacío o un campo numérico en el que se introduzcan caracteres alfabéticos. También es necesario que el usuario escoja una arquitectura: a saber *forward* o *flyback*.

Como medida de seguridad a la hora de hacer los cálculos siempre se van a borrar los contenidos de hojas que contengan datos calculados anteriormente. De esta forma se asegura que los datos de la última configuración solicitada no puedan mezclarse con los anteriores y, eventualmente, proporcionar datos incorrectos.

El formulario en el que se introducen los datos de entrada, que se puede ver en la figura 4.2, da cierta flexibilidad a la hora de elegir como calcular los convertidores. En cualquier caso es necesario introducir tensión de entrada (V_e), de salida (V_o), potencia (P) y, a partir de aquí, hay dos posibilidades o bien se deja fija la frecuencia (f) y se pueden poner hasta tres ciclos de trabajo distinto (d) teniendo en cuenta que si sólo se pone uno sólo se calculará uno; o bien se deja fijo el ciclo de trabajo (d) y se pueden poner hasta tres frecuencias distintas (f) teniendo en cuenta que si sólo se pone una sólo se calculará una.

Datos de entrada

Ciclo de trabajo (d) | Frecuencia

Opciones avanzadas

Ve (V) Vo (V) P (W) f (Hz)

d1 d2 d3

Forward Flyback

Todos los datos introducidos han de ser numéricos.
 Los campos d2 y d3 no es necesario rellenarlos.
 Utilice el punto (.) como separador decimal.

GSEP UC3M Universidad Autónoma de Madrid

Figura 4.2: Formulario de datos de entrada

4.4.2 FUNCIONAMIENTO DE LA HERRAMIENTA

Según el tipo de arquitectura elegida se llevan a cabo los cálculos necesarios para obtener los valores de los elementos propios de cada una de ellas.

La descripción de las fórmulas con las que se calculan los datos de los distintos componentes se encuentran en el apartado 3.2.2 para el forward y el 3.3.2 para el flyback.

En el caso del convertidor *forward* el valor por defecto del incremento de i_L será del 50%. Este valor será el máximo admisible y se sustituirá por el calculado en función de la $i_{L,avg}$ siempre que su valor sea menor al que corresponda a un 50%. De esta forma se asegura que los resultados proporcionen un convertidor que funcione en modo de conducción continuo. En cualquier caso el incremento de i_L es un parámetro modificable desde el menú de opciones avanzadas que se explica con detalle en el punto 4.5.

El siguiente paso es llevar a cabo un borrado de las configuraciones similares calculadas anteriormente, si las hubiera, así como de los componentes seleccionados para las mismas. La figura 4.3 representa el Flujograma que describe el funcionamiento del proceso.

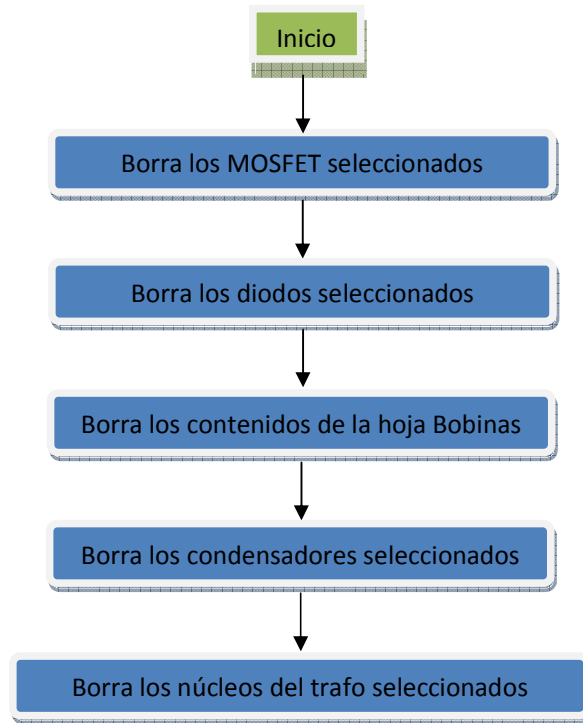


Figura 4.3: Flujograma borrado de resultados previos

A continuación se hace un sesgo de los componentes que pueden sernos útiles siguiendo los criterios que se detallan a continuación. La elección de los componentes deja un margen de forma que no se limite en exceso la cantidad de componentes que pueden elegirse.

- Transistores:

Se tendrán en cuenta dos factores: la tensión máxima cuando no conduce el MOSFET (V_{DS}) y la corriente media que va a soportar el MOSFET en conducción (I_{DS}). Se considerarán válidos aquellos que puedan soportar una tensión de bloqueo un 50% mayor de la calculada como máximo así como una corriente de conducción un 20% superior también como máximo.

- Diodos:

Se seleccionan los que tengan el valor de tensión inversa máxima de pico repetitiva (V_{RRM}) como mínimo y un 50% mayor como máximo. En el caso de la arquitectura *forward* esto se hará para ambos diodos.

- Bobinas:

Serán válidas las que tengan el mismo valor de I_{DC} como mínimo y un 50% mayor como máximo. El valor calculado teóricamente para la bobina es un valor mínimo para asegurar el MCC. Este se puede conseguir con una sola bobina o con varias en serie no pudiendo ser su número mayor de cinco. Las bobinas que cumplan la condición del valor de I_{DC} pero no puedan aportar el valor adecuado de la inductancia por si solas o asociándose en serie no serán seleccionadas.

- Condensadores:

Los que tengan el valor de $V_c=V_o$ (la tensión que soporta el condensador es igual a la tensión de salida del convertidor) como mínimo y el doble como máximo se considerarán válidos. Se calcula también el número de condensadores en paralelo necesarios siguiendo el criterio

$$N^{\circ} \text{ condensadores} = \frac{I_{Crms}}{I_{Crms \text{ catálogo}}}$$

Siendo asumible un máximo de 5 condensadores en paralelo.

- Material del núcleo del trafo:

Se elige dependiendo de la potencia y la frecuencia a la que se va a trabajar.

Además se calcularán las pérdidas que generan cada uno de los componentes elegidos.

El siguiente paso es coger todos los componentes elegidos y permutarlos entre ellos de todas las maneras posibles, dándonos los resultados y seleccionando la opción que menos potencia pierde en total.

El último paso en la selección de componentes es la elección del conductor que se arrollará sobre el núcleo del trafo así como todas las características de éste como pueden ser el número de conductores en paralelo que se arrollarán, la resistencia, diámetro, sección de los mismos, etc.

Finalmente todos estos resultados se presentan en una hoja Excel en la que queda resaltada la configuración que, con los componentes disponibles en el catálogo, presenta menores pérdidas. De la misma forma en las hojas de resultados también están presentes tanto los datos de entrada como los que

resultarían de la configuración ideal que se calcula de forma teórica que es a la que se intenta aproximar en la medida de lo posible.

En la figura 4.4 se puede ver el flujograma que representa de forma sencilla el proceso de selección de componentes y el cruce realizado entre ellos para posteriormente presentar los resultados obtenidos en el proceso.

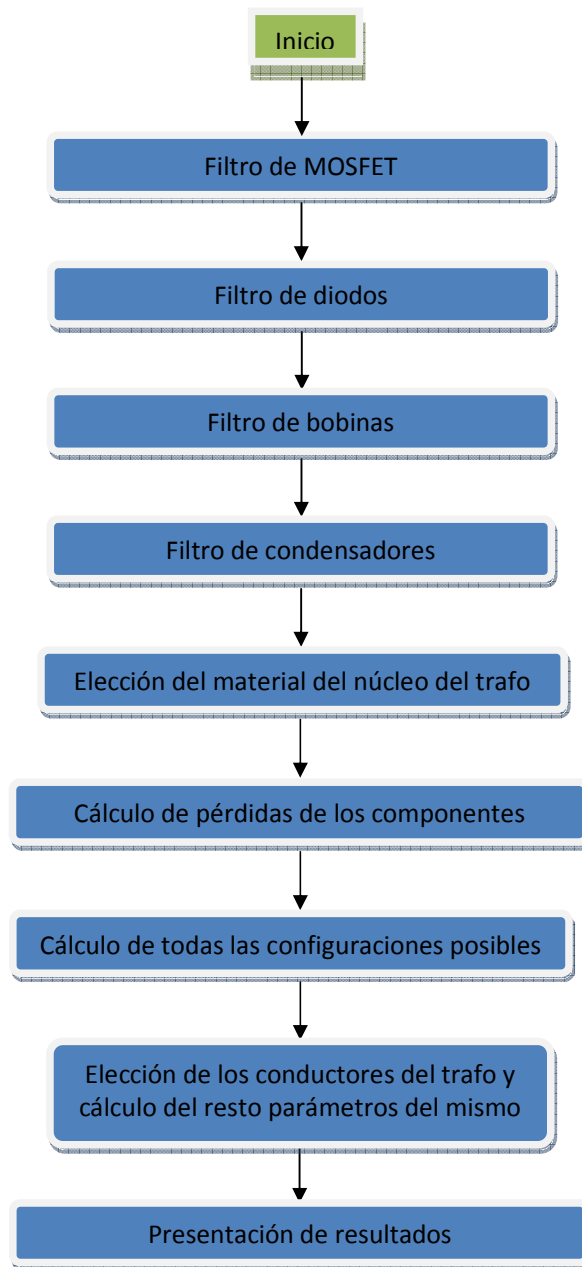


Figura 4.4: Flujograma elección componentes y presentación de resultados

Por otra parte, en situaciones puntuales del sistema como pueden ser el inicio y el cierre de la aplicación se llevan a cabo distintas acciones.

Al iniciar la aplicación se llevan a cabo las acciones descritas en la figura 4.5 con el fin de proteger la interfaz gráfica.

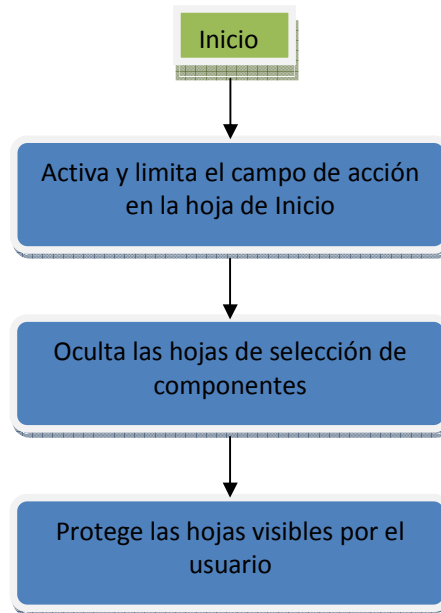


Figura 4.5: Flujograma acciones realizadas al iniciar la herramienta

De la misma forma al cerrar la aplicación nos aseguramos de borrar todos los datos de resultados y las páginas creadas. También se guardan las posibles modificaciones hechas en el catálogo de componentes. Este proceso está descrito en la figura 4.6.

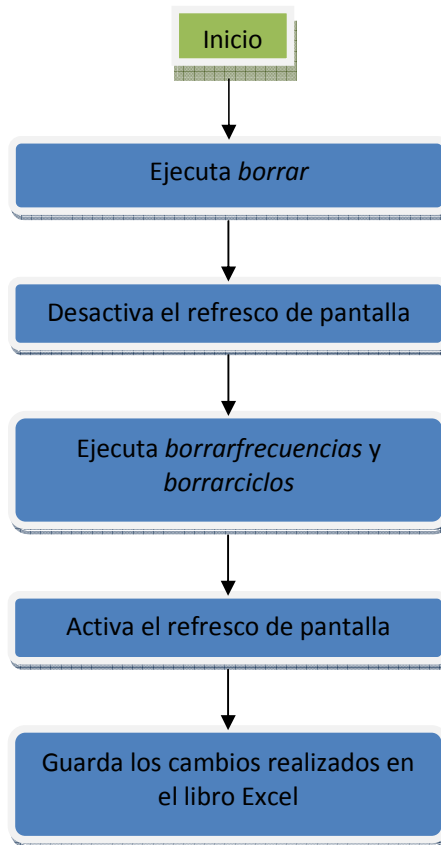


Figura 4.6: Flujograma acciones realizadas al cerrar la herramienta

El refresco de pantalla se desactiva con el fin de consumir menos recursos, de otra forma el usuario estaría viendo todo el proceso interno de la aplicación consumiendo más tiempo en el cálculo de los convertidores.

Los procesos *'borrar'*, *'borrar Ciclos'* y *'borrarfrecuencias'* mencionados anteriormente cumplen con los descritos en las figuras 4.7, 4.8 y 4.9.

- *borrar*: su función es borrar todos los componentes que se hayan podido seleccionar al realizar configuraciones.

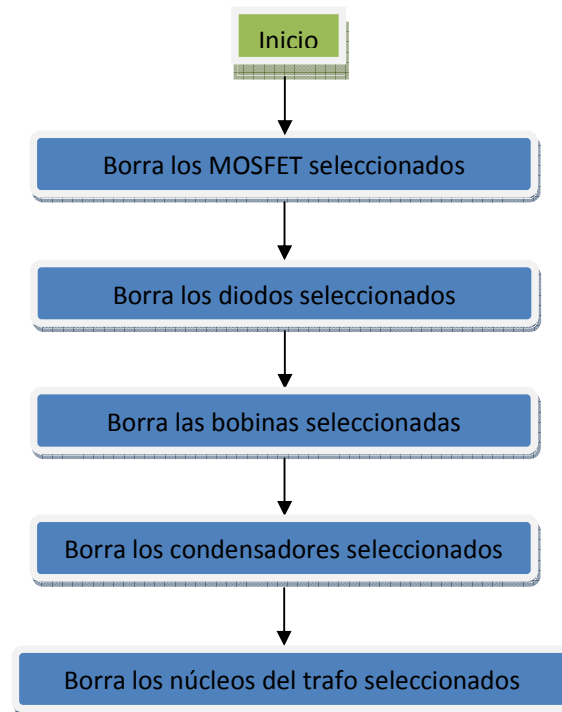


Figura 4.7: Flujograma proceso borrar

- *borrarfrecuencias*: está destinada a borrar las hojas de resultados en las que el ciclo de trabajo es constante y la frecuencia puede variar. En los próximos flujogramas veremos la variable 'j' con un valor inicial igual a 18. Esta variable representa el número de hojas mínimo del libro Excel que conforma la herramienta de diseño.

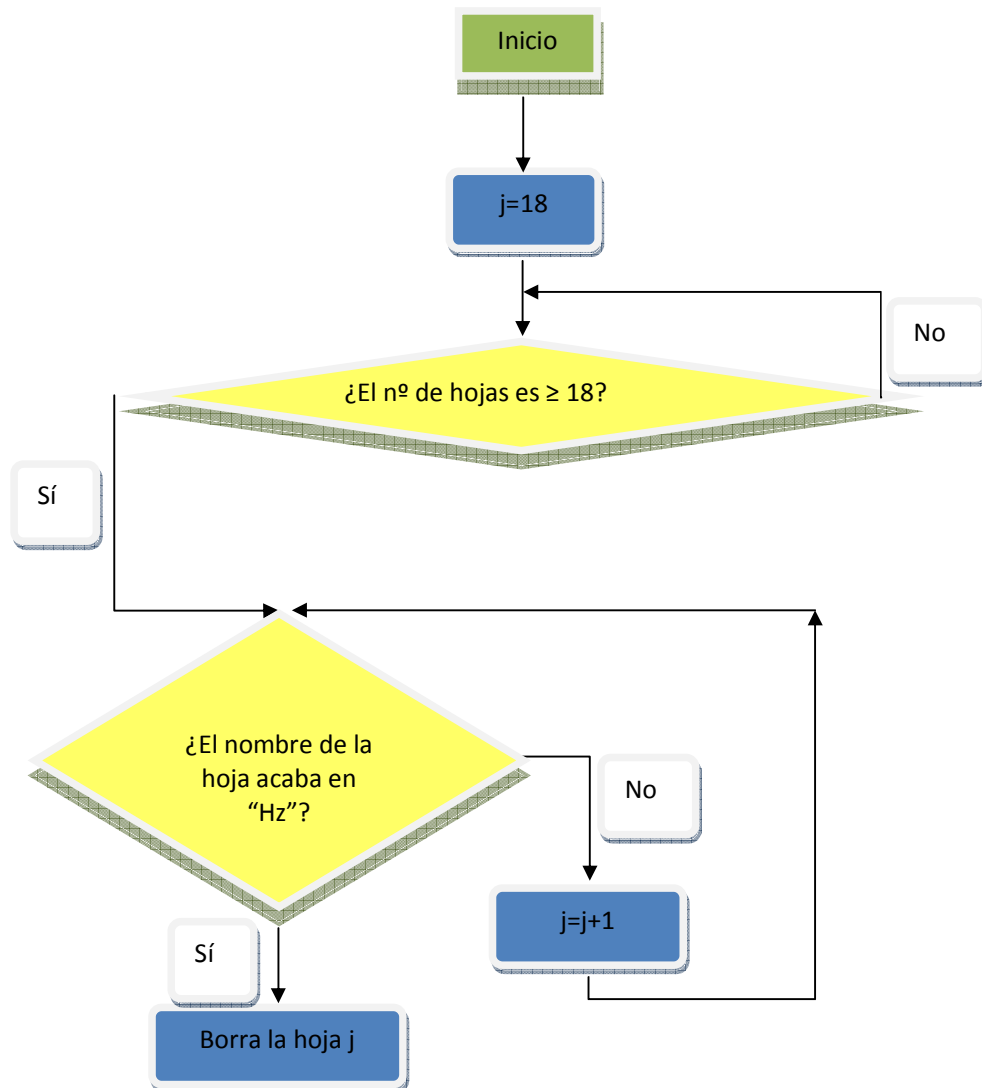


Figura 4.8: Flujograma borrado hojas de resultados que son función de la frecuencia (f)

- *borrarciclos*: está destinada a borrar las hojas de resultados en las que la frecuencia es constante y el ciclo de trabajo puede variar.

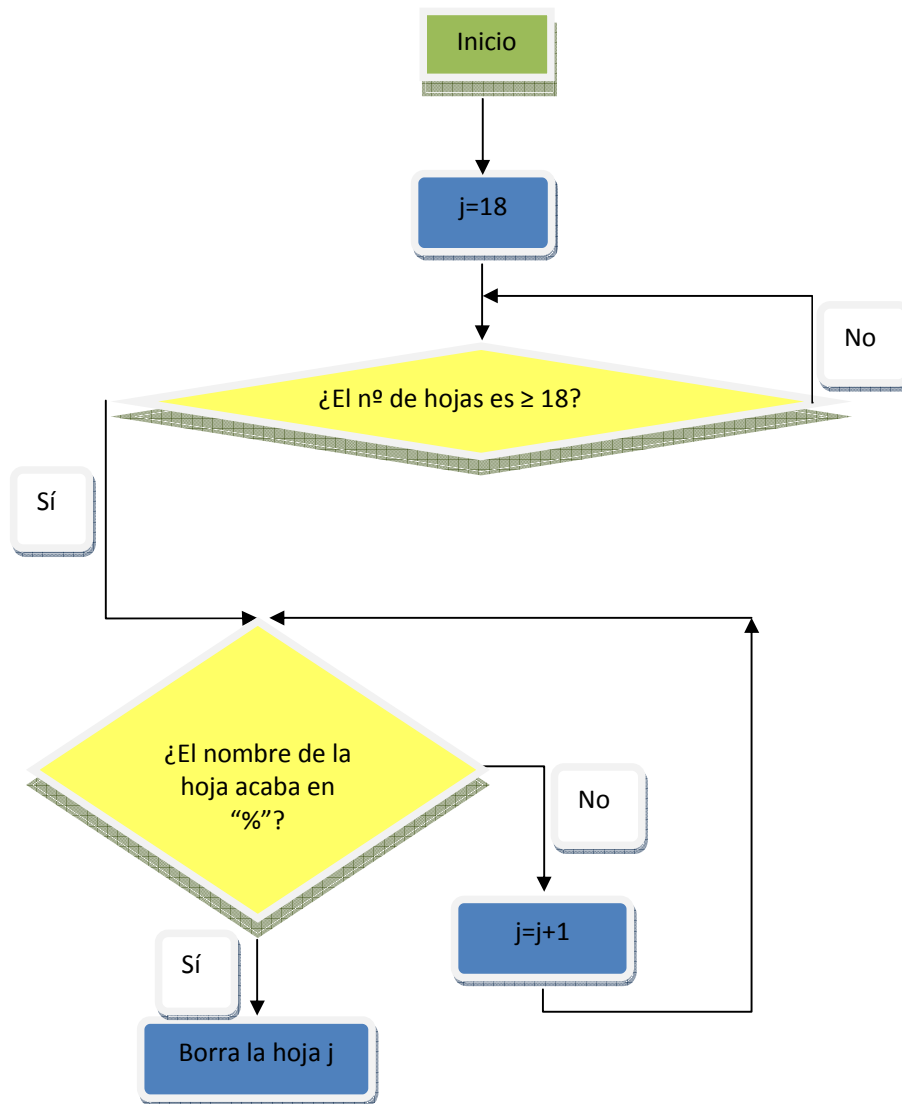


Figura 4.9: Flujograma borrado hojas de resultados que son función del ciclo de trabajo (d)

4.4.3 INTRODUCCIÓN DE NUEVOS COMPONENTES

Ésta es una de las partes que distingue a esta aplicación de las realizadas por fabricantes y distribuidores de componentes. La diferencia estriba en que en esta aplicación el usuario puede definir un catálogo de componentes tan extenso como quiera sin ninguna restricción a la hora de marcas o modelos. Partiendo de una base bastante amplia proporcionada en esta versión que puede ampliarse sin otro límite que no sea el que proporciona Microsoft Excel.

La forma de introducir un nuevo componente es muy simple. Puede verse en la figura 4.10. Únicamente hay que pulsar el botón destinado a este fin en la página de inicio y rellenar el formulario siguiente con los datos de nuestro componente. Es necesario resaltar que si algunos datos se dejan en blanco el componente carece de utilidad en la aplicación y por eso no será aceptado. Por ejemplo, no será necesario introducir la referencia de ningún componente pero si no se proporciona el valor de un condensador o de una bobina recibiremos un mensaje de error.

Figura 4.10: Formulario introducción de nuevos componentes

4.4.4 CREAR UN LIBRO NUEVO CON RESULTADOS

Esta opción permite guardar los resultados de las configuraciones que queramos conservar en un libro Excel nuevo. Esta opción es muy interesante a la hora de realizar pruebas en una configuración a la que se introduzcan pequeñas variaciones ya que da la oportunidad al usuario de organizar mejor los contenidos de la aplicación.

Se debe de tener en cuenta que cada vez que se crea un libro nuevo, por defecto, tiene nombre "Libro 1", "Libro 2" y así sucesivamente. El nuevo libro Excel puede guardarse con el nombre que mejor considere el usuario. Sin embargo las hojas de resultados de estos libros si tendrán el nombre y los contenidos del libro original por lo que es imprescindible tener muy claro en cada momento de donde vienen los resultados que se están tratando.

Para esto se puede aprovechar la información situada en las primeras filas de las hojas de resultados en las cuales viene una información muy detallada de todos los parámetros iniciales que hemos introducido en el programa así como de otros que la herramienta misma ha calculado.

4.4.5 BORRAR RESULTADOS

Esta opción permite eliminar todas las hojas de resultados que existan en el momento. A la hora de iniciar el cálculo de una nueva configuración para un convertidor CC-CC se garantiza con esta función que ningún cálculo usado anteriormente puede provocar un error en las configuraciones que se propongan de ahora en adelante.

Las figuras 4.11 y 4.12 ilustran la forma en que se resuelve la manera de borrar los resultados existentes. Se inicia con $j=18$ porque éste es el número mínimo de hojas con el que cuenta el libro Excel que conforma la herramienta de diseño.

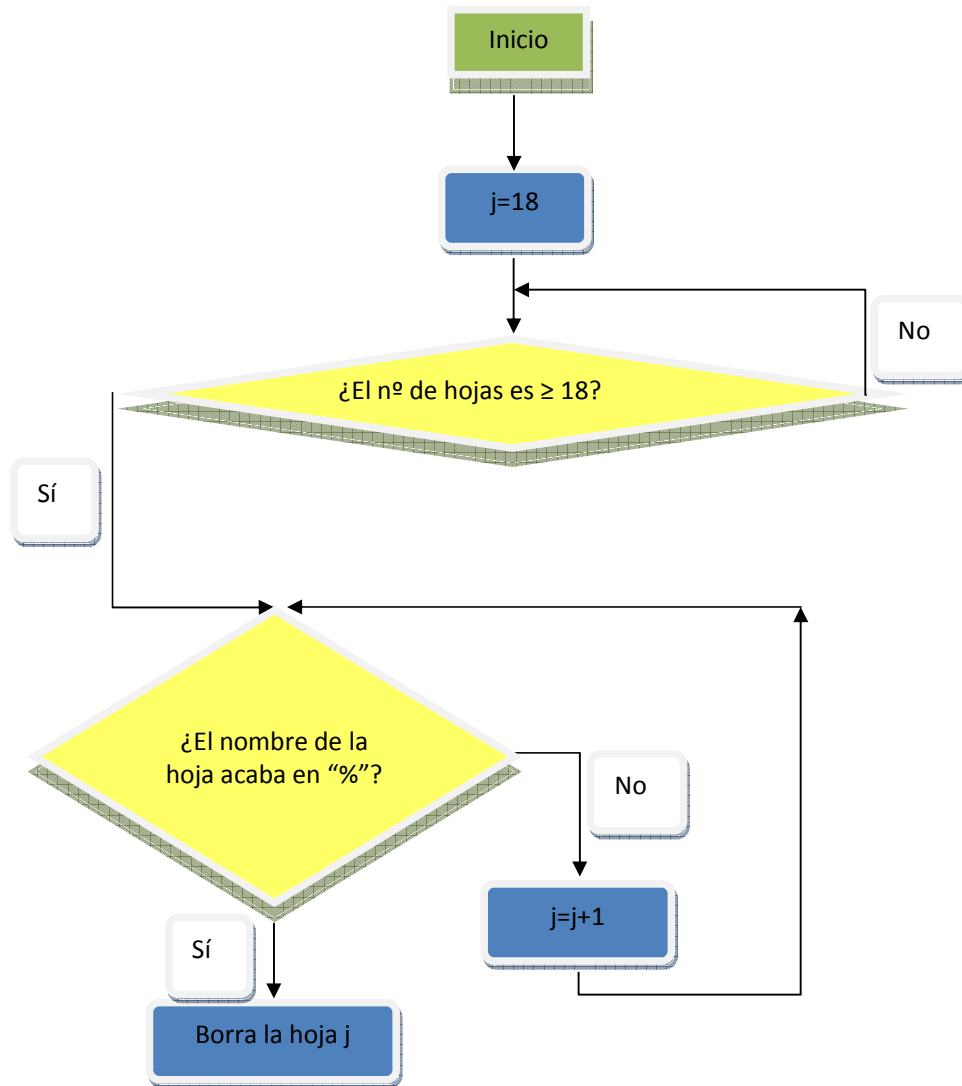


Figura 4.11: Flujograma borrado hojas de resultados que son función del ciclo de trabajo (d)

En este flujograma (figura 4.11) se puede ver como cuando el número de hojas del libro Excel es superior al inicial se van borrando una por una todas las hojas de resultados que se hayan obtenido en función del ciclo de trabajo.

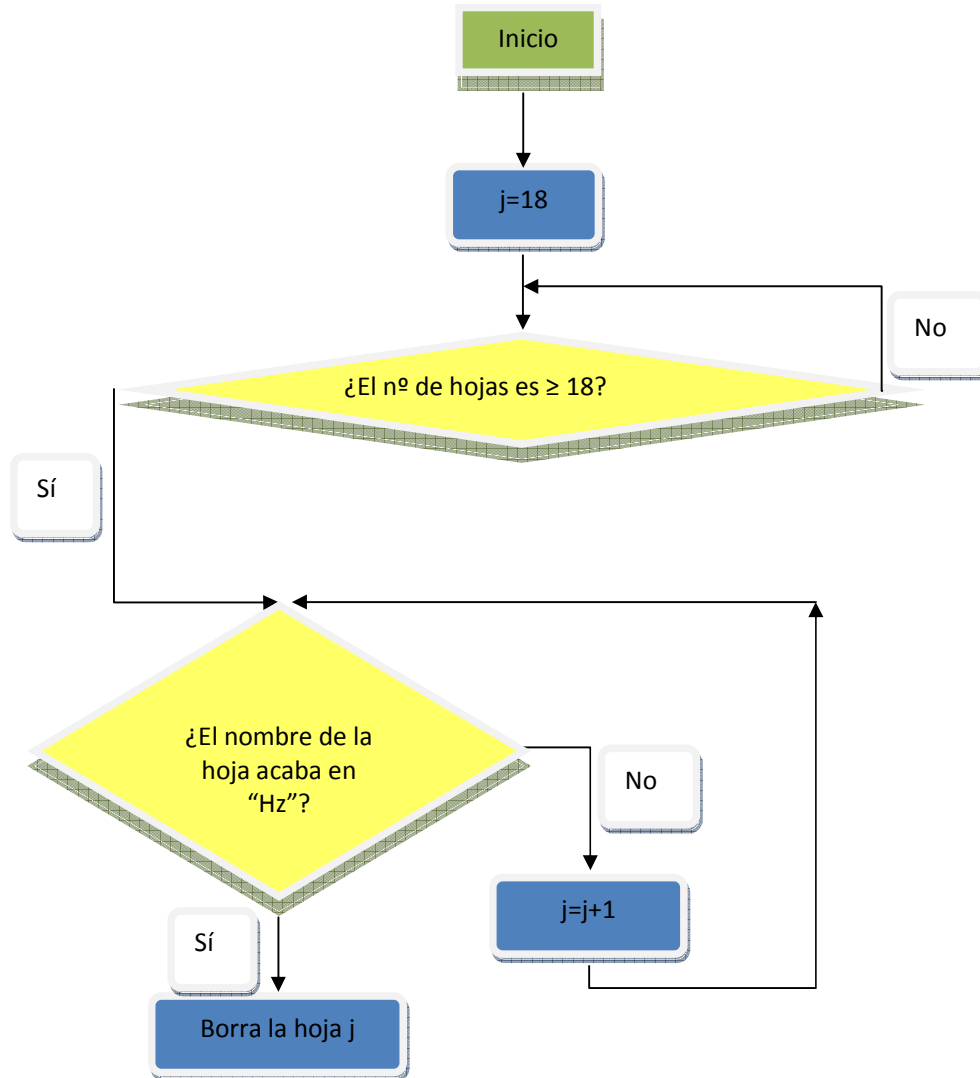


Figura 4.12: Flujograma borrado hojas de resultados que son función de la frecuencia (f)

Este flujograma (figura 4.12) muestra como cuando el número de hojas del libro Excel es superior al inicial se van borrando una por una todas las hojas de resultados que se hayan obtenido en función de la frecuencia a la que se diseñó el convertidor.

4.5 OPCIONES AVANZADAS

Al introducir datos de entrada para una nueva configuración se proporciona la posibilidad en el formulario destinado a tal efecto de seleccionar las 'Opciones avanzadas'. Se abre un nuevo formulario en el que se pueden modificar parámetros de cálculo que tienen un valor por defecto.

Los parámetros modificables son los siguientes:

- Δi_L : Incremento de la corriente que pasa por la bobina. Su valor por defecto es del 50%.
- ΔU_o : Incremento de la tensión que soporta el condensador. Hace referencia al rizado de dicha tensión. Su valor por defecto es del 1%.
- J : Densidad de corriente. Su valor por defecto es de 10 A/mm².
- Factor de llenado: Representa de forma porcentual el área real ocupada por el conductor frente a la sección transversal del devanado. Su valor por defecto es del 60%.

Cambiar los valores por defecto de estos parámetros por otros menos conservadores queda a discreción del usuario. Se proporciona esta opción ya que un usuario experto puede encontrar mayor utilidad a la herramienta siendo su diseño más abierto y configurable.

En la figura 4.13 se muestra una captura de dicho formulario.

Opciones avanzadas

Δi_L (%)	ΔU_o (%)	J (A/mm ²)	Factor de llenado (%)
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>

Aceptar Cancelar

Los valores por defecto son de $\Delta i_L=50\%$, $\Delta U_o=1\%$, $J=10$ (A/mm²) y Factor de llenado=60%
Los valores de Δi_L y del factor de llenado deben de estar comprendidos entre el 1% y el 99% y los de ΔU_o entre el 1% y el 5%.
Utilice el punto (.) como separador decimal.

GSEP UC3M UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Figura 4.13: Formulario opciones avanzadas

4.6 EXPORTANDO DATOS A PSIM

Mediante esta opción el usuario es capaz de hacer simulaciones con el programa PSIM y comprobar los parámetros y especificaciones del convertidor calculado mediante una simulación en dicho programa.



Figura 4.14: Formulario exportando datos a PSIM

Al pulsar el botón PSIM de la hoja de inicio aparece el formulario descrito en la figura 4.14 en el que se pide el nombre completo de la hoja y la fila de la cual se desea hacer la simulación. También se puede hacer esta simulación con datos ideales, es decir, el fichero que exportemos a PSIM no contará con ningún tipo de pérdida en sus componentes y, por lo tanto, al llevar a cabo la simulación con estos datos se obtendrá la de un convertidor ideal.

Una vez se pulse 'Aceptar' se lanzará la aplicación PSIM con los datos seleccionados. No es necesario definir el tipo de arquitectura que tiene el convertidor requerido, la aplicación lo reconoce gracias al nombre de la página que introducimos y abre el esquemático correspondiente. Será con este esquemático parametrizado con el que se llevará a cabo la simulación y a partir del cual se representarán gráficamente los valores que el usuario crea necesarios.

El fichero creado se guarda con el nombre de la hoja de resultados en la carpeta *C:/convertidores_dc_dc*. Si se lleva a cabo una nueva configuración con los mismos parámetros el archivo inicial será sobrescrito y, por lo tanto, se perderán los datos exportados en la configuración inicial.

4.7 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN CONVERTIDOR

Para poder llevar a cabo la configuración de un convertidor con esta herramienta es necesario abrir el libro Excel de la carpeta *C:/convertidores_dc_dc* con nombre '*Cálculo_convertidores*'. Una vez en la pantalla inicial se selecciona el botón '*Introducir nuevos datos de entrada*' y en el formulario que aparece hay que introducir los datos básicos del convertidor a configurar como puede verse en la figura 4.15.



Figura 4.15: Formulario de datos de entrada relleno

En este punto, los usuarios que así lo deseen podrán configurar en las opciones avanzadas otros valores distintos a los que vienen por defecto para parámetros tales como el incremento de la corriente que pasa por la bobina (Δi_L) o el incremento de la tensión de salida (Δu_C) tal y como se explica en el apartado 4.5 de este capítulo.

Dependiendo de cómo se quieran ordenar los resultados de diseño ya sea en función del ciclo de trabajo (d) o de la frecuencia se seleccionará la pestaña adecuada. Este ejemplo se va a desarrollar en función del ciclo de trabajo. Será entonces cuando se introduzcan las especificaciones de diseño del convertidor, a saber: tensión de entrada (V_e), de salida (V_o), potencia de salida (P_o), frecuencia de funcionamiento (f) y ciclo de trabajo (d). Se pueden introducir hasta tres ciclos de trabajo distinto (como mínimo es necesario uno) con la idea de ver como varía el comportamiento del convertidor

A continuación se seleccionará la topología deseada ya sea ‘forward’ o ‘flyback’. Es posible seleccionar ambas a la vez. Una vez introducidos todos los datos pulsando ‘Aceptar’ la herramienta comienza a calcular todas las configuraciones posibles con los componentes existentes en la base de datos propia. Como configuración posible se entiende toda aquella que resulte de comparar todos los componentes que hayan pasado el filtro de selección.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
1	C (F)	Vc (V)	Icmax (A)	Tolerance (%)	tan δ	Rssa (mΩ)	Dim. (mm)	Peso (g)	Referencia	Fabricante	Tmax (°C)	
2	1.50E-05	350	0.48	20	0.2	6.06	10 x 20		EEUEE2V150B	Panasonic	105	
3	2.20E-05	350	0.25		0.1	2.07	15 x 30	11.7	MAL204225229E3	Vishay	85	
4	4.70E-06	10	0.54	20	0.05	4.84	4.0 x 6.8		945C475X0010ABP	Vishay	105	
5	2.20E-05	10	0.03	20	0.3	6.20	4 x 5.4		B41112A3226M000	EPCOS	85	
6	2.20E-05	6.3	0.029	20	0.26	5.37	4 x 5.4		B41112A2226M000	EPCOS	85	
7	6.80E-06	6.3	0.56	20	0.05	3.34	4 x 7.8		65C6R8M	SANYO	105	
8	1.00E-05	6.3	0.011	20	0.3	13.64	8.8 x 3.7		2222 08563109	Vishay	85	
9	2.20E-05	6.3	0.02	20	0.3	6.20	11.9 x 3.7		2222 08563229	Vishay	85	
10	6.80E-06	6.3	0.56	20	0.03	2.01	4 x 7.8		65H6R8M	SANYO	105	
11	3.30E-06	16	0.5	20	0.04	9.65	4 x 7.8		16SC3R3M	SANYO	105	
12	2.20E-06	16	0.45	20	0.04	14.47	4 x 7.8		16SC2R2M	SANYO	105	
13	3.30E-05	16	1.58	20	0.06	1.45	6.3 x 6		16SP33M	SANYO	105	
14	4.70E-05	16	1.71	20	0.07	1.19	6.3 x 6		16SP47M	SANYO	105	
15	1.00E-04	10	2.35	20	0.07	0.56	8 x 6		10SP100M	SANYO	105	
16	1.50E-04	6.3	2.42	20	0.07	0.37	8 x 6		6SP150M	SANYO	105	
17	4.70E-06	10	0.23	20	0.2	19.35	10 x 7	0.25	MAL212854478E3	Vishay	125	
18	3.30E-05	6.3	1.32	20	0.05	0.69	6.3 x 7.8		65C33M	SANYO	105	
19	1.50E-05	10	0.74	20	0.1	5.31	4 x 5.4		10SPV15M	SANYO	105	
20	1.50E-04	6.3	2.78	20	0.07	0.37	6.3 x 6.8		6SA150M	SANYO	105	
21	2.70E-04	16	4.4	20	0.08	0.24	10 x 6		16SP270M	SANYO	105	
22												
23												
24												

Figura 4.16: Base de datos de condensadores

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
1	L (H)	Icc (A)	DCR (Ω)	Peso (g)	Referencia	Fabricante						
2	3.90E-05	21	0.012		1140-390K-RC	Bourns						
3	2.00E-04	20	0.021	310	IHV-20-200	Vishay						
4	1.00E-03	20	0.007		8121-RC	Bourns						
5	2.70E-05	1.9	0.11		RFB0807-270	Coilcraft						
6	2.30E-05	1	0.32		SPT20L-233ML	Coilcraft						
7	3.30E-04	0.75	0.65		RFB0810-331	Coilcraft						
8	1.80E-04	1	0.36		RFB0810-181	Coilcraft						
9	2.20E-05	5.5	0.066	2.8	DO3340P-223ML	Coilcraft						
10	1.20E-05	5.94	0.0273	3.3	MSS1260-123ML	Coilcraft						
11	3.30E-05	9.6	0.037	7	DO5040H-333ML	Coilcraft						
12	2.20E-05	11.8	0.024	7	DO5040H-223ML	Coilcraft						
13	5.60E-05	1.3	0.21	1.46	RFB0807-560L	Coilcraft						
14	4.70E-06	0.47	0.429	0.018	EPL2010-472ML	Coilcraft						
15	4.70E-06	1.4	0.19	0.065	ME3220-472ML	Coilcraft						
16	2.20E-06	6	0.012		RFB0807-2R2	Coilcraft						

Figura 4.17: Base de datos de bobinas

El usuario puede ver esta base de datos y añadir nuevos elementos en función de las necesidades que puedan surgir al enfrentar nuevas configuraciones como se explica en el apartado 4.4.3. Un ejemplo de los datos obtenidos de los catálogos de fabricantes [11] puede verse en las figuras 4.16 y 4.17.

Una vez realizados los cálculos necesarios la fila de aquella configuración que obtenga menores pérdidas aparecerá resaltada en color azul en la pantalla de resultados como puede comprobarse en la figura 4.18.

En esta misma pantalla de resultados se pueden ver también las especificaciones de diseño que se introdujeron en el formulario visto anteriormente, las condiciones mínimas de funcionamiento que se requieren para cada uno de los componentes, las características del transformador y un desglose básico de las características de los componentes que cumplen las normas de funcionamiento impuestas con las especificaciones de diseño del convertidor. En las figuras 4.19 y 4.20 puede verse un detalle de la página de resultados.

A	B	C	D	E	F	G	H	I
Datos de entrada				Carga	Trafo			
V_e (V)	V_o (V)	P_o (W)	f (Hz)	R (Ω)	r_t	d	K_{crit}	
12.00	5.00	5.00	350000.00	5.00	1.60	0.40	0.92	
MOSFET						Diodo1		
$I_{MOSFET_{avg}}$ (A)	$I_{MOSFET_{rms}}$ (A)	$V_{DS_{m\acute{a}x}}$ (V)				$I_{D1_{avg}}$ (A)	$I_{D1_{rms}}$ (A)	V_{RRM} (V)
0.42	0.66	12.00				1.00	1.30	7.50

Figura 4.19: Detalle de la página de resultados

J	K	L	M	N	O	P	Q	R	S	T	U	V	
Núcleo	Corefactor	V_e	I_e	MLT	Mass	A_e	A_{min}	A_v	AL	μ_e	grade	N1	Φ_1
	1/mm	mm^3	mm	mm	g	mm^2	mm^2	mm^2	nH	(airgap=0)		12.80	0.
RM4/I	1.69	322.00	23.30	19.80	2.80	13.80	11.50	7.40	950.00	1280.00	3F3		
					Condensadores								
					ΔU_o (V)	C (F)	I_{Crms} (A)						
					0.05	2.29E-05	0.84						

Figura 4.20: Detalle de la página de resultados

Datos de entrada		Carga		Trafo		Núcleo		Corefactor		Ve							
V_e (V)	V_o (V)	P_o (W)	f (Hz)	R (Ω)	r_t	d	Korfc		1/mm	mm ² S	m						
311,00	5,00	25,00	200000,00	1,00	24,88	0,40	0,60		RM8/I	0,60	2440,00	38					
MOSFET		Diodo1		Diodo2													
$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	$V_{DSm\acute{a}x}$ (V)	$ID1avg$ (A)	$ID1rms$ (A)	V_{RRM} (V)	$ID2avg$ (A)	$ID2rms$ (A)	V_{RRM} (V)									
0,08	0,13	311,00	2,00	3,20	1,00	3,00	3,91	12,50									
Referencia	$r_{DS(on)}$ (m Ω)	V_{DS} (V)	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	PCONDUCIÓN (W)	Referencia	r_d (m Ω)	V_d (V)	V_{RRM} (V)	I_{Favg} (A)	I_{Davg} (A)	I_{Drms} (A)	P_{DI} (W)	Referencia	r_d (m Ω)	V_d (V)	V_{RRM} (V)
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,16	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,16	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,16	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,16	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,17	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,17	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,17	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,16	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,16	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,16	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,17	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,17	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,17	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,19	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	BAT60J	0,38	0,17	10,00	3,00	2,00	3,17	3,44E-01	95SQ015	125,00	0,25	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	MBR5410LT3	33,00	0,33	10,00	4,00	2,00	3,16	9,97E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	MBR5410LT3	33,00	0,33	10,00	4,00	2,00	3,16	9,97E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	MBR5410LT3	33,00	0,33	10,00	4,00	2,00	3,16	9,97E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	MBR5410LT3	33,00	0,33	10,00	4,00	2,00	3,16	9,97E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	MBR5410LT3	33,00	0,33	10,00	4,00	2,00	3,17	9,97E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15
BSP298	3000,00	400,00	0,08	0,13	4,85E-02	MBR5410LT3	33,00	0,33	10,00	4,00	2,00	3,17	9,97E-01	DSB20I15PA	7,20	0,23	15

Figura 4.18: Pantalla de resultados

En la página de resultados se expone la información más relevante de cada uno de los componentes. Si una vez obtenidos los resultados de una configuración fuera necesaria más información de alguno de los componentes elegidos o del transformador sólo sería necesario entrar en la hoja del componente deseado, que se pueden ver en la figura 4.21 y hacer una búsqueda sencilla en Excel (Ctrl+B con Excel en español, Ctrl+F con Excel en inglés), por ejemplo, con la referencia de dicho componente.

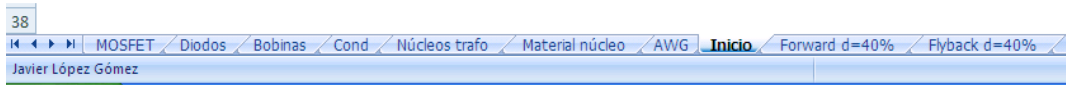


Figura 4.21: Detalle de las hojas del libro Excel

El siguiente paso sería exportar a PSIM los resultados obtenidos para poder obtener las formas de onda de la configuración objeto de estudio. El proceso que se puede ver en la figura 4.22 se describe en el apartado 4.6.

Exportando a PSIM

Introduzca el nombre de la hoja cuyos datos quiere exportar a PSIM (Tenga en cuenta mayúsculas y minúsculas).

Forward d=40%

Introduzca la fila en la que se encuentran esos datos.

13

Datos ideales

GSEP UC3M 

Aceptar

Cancelar

Figura 4.22: Formulario de datos necesarios para PSIM

Una vez que se pulsa 'Aceptar' se abre PSIM con el esquemático de la topología correspondiente a la configuración realizada como se puede ver en la figura 4.23. Sólo es necesario elegir el fichero *.txt generado por la herramienta en la carpeta 'convertidores_dc_dc' antes de generar cualquier simulación. En cualquier caso se puede acceder desde la web de PSIM [12] a los manuales necesarios para usar este simulador de circuitos electrónicos.

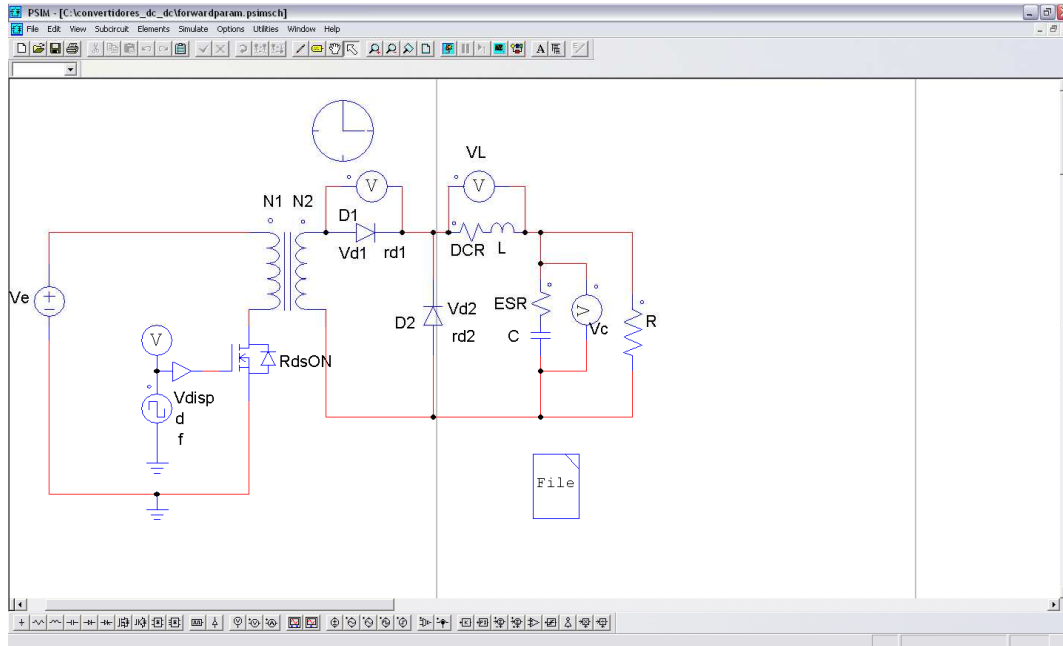


Figura 4.23: Esquemático en PSIM del convertidor forward

5. VALIDACIÓN

5.1 INTRODUCCIÓN

Este capítulo se centra en la comparación de los valores de los parámetros más importantes de los convertidores *forward* y *flyback* obtenidos de diferentes maneras para poder evaluar de forma clara y concisa la eficiencia de la herramienta de diseño.

El proceso que se va a llevar a cabo consiste en confrontar los datos proporcionados por la herramienta de diseño tanto con los valores obtenidos a partir de las fórmulas teóricas (que son las descritas en el capítulo 3) como con los obtenidos por medio del software de simulación de circuitos electrónicos PSIM.

Se van a comparar los resultados de distintas configuraciones para ambos tipos de convertidores. Entre las configuraciones objeto del estudio de comparación varían tanto las condiciones de tensión de entrada y salida (V_e y V_o) como la frecuencia de funcionamiento (f) e incluso la potencia de salida del convertidor. El ciclo de trabajo permanecerá constante en un 40% ($d = 0.4$) con el objetivo de conseguir una mejor capacidad de regulación y un mayor rendimiento.

5.2 CONFRONTACIÓN DE RESULTADOS

Como se va a mostrar la herramienta diseñada realiza cálculos de gran precisión llegando a valores que difieren muy poco tanto de los valores teóricos como de los calculados por la aplicación PSIM (que oportunamente está integrada en la herramienta para poder simular los convertidores con los resultados obtenidos).

El método a seguir consiste en el cálculo de varias propiedades de la configuración objeto de estudio mediante tres formas posibles: la teórica mediante la herramienta de diseño y utilizando PSIM. Todas las simulaciones de PSIM han llegado al régimen permanente y tienen un $time\ step=2E-07$.

A continuación se exponen en una serie de gráficos claros y sencillos los resultados obtenidos en las distintas configuraciones. Éstas han sido elegidas para obtener resultados de los convertidores *forward* y *flyback* en un amplio rango de frecuencias y también para poder observar el comportamiento de los mismos con distintas y variadas tensiones de entrada (V_e) y de salida (V_o) y potencias de salida (P_o). De esta forma se puede ver el comportamiento de ambas topologías ante las mismas especificaciones de diseño.

En los siguientes apartados se va a poder ver en detalle los resultados de cada una de las comparaciones. En primer lugar el lector va a encontrar la comparación de un convertidor *forward* y un convertidor *flyback* con componentes ideales. Las comparaciones sucesivas serán teniendo ya en cuenta las pérdidas de todos los componentes.

Las comparaciones que se exponen del apartado 5.2.1 al apartado 5.2.8 se estructuran de la siguiente manera. Los componentes que se toman para el convertidor son los que pertenecen al mejor diseño de la herramienta. A continuación se puede ver un gráfico en el que se representan las magnitudes más representativas del convertidor obtenidas de las tres formas antes mencionadas: analítica (aplicando directamente las ecuaciones descritas en el apartado 3), mediante el uso de la herramienta y por medio de PSIM.

El valor de la inductancia (L) (en el caso de los convertidores *forward* únicamente) así como el valor del condensador (C) puede diferir en el caso teórico y en el del diseño de la herramienta. En el caso teórico se consiguen unos valores que aseguran un funcionamiento en MCC con las especificaciones dadas al inicio. En el caso de la herramienta se consiguen los valores que más se aproximen a lo teórico teniendo en cuenta los componentes disponibles en el catálogo. De esta forma se asegura igualmente el funcionamiento del convertidor en MCC con unos valores para la inductancia (L) y el condensador (C) que pueden variar ligeramente con respecto a los teóricos.

En la tabla 5.1 se muestran los casos que se van a comparar en este capítulo.

Topología	V_e (V)	V_o (V)	P_o (W)	f (kHz)
Forward	48	12	100	100
Flyback	48	12	100	100
Forward	12	5	5	350
Flyback	12	5	5	350
Forward	311	5	25	200
Flyback	311	5	25	200
Forward	48	12	50	200
Flyback	48	12	50	200

Tabla 5.1: Tabla de casos

El primer par de casos va a realizarse con componentes ideales. En los seis casos restantes los componentes llevarán asociadas las pérdidas correspondientes.

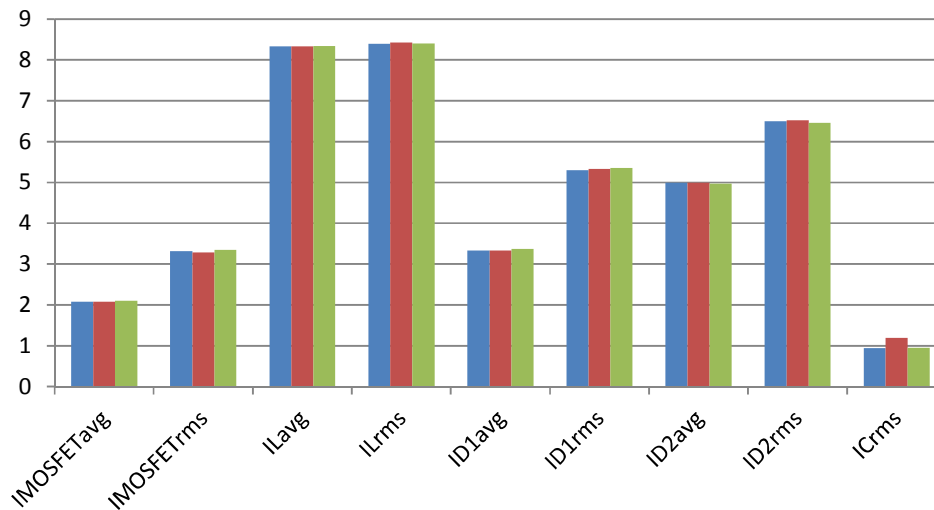
5.2.1 FORWARD 48V/12V, $P_o=100W$, $f=100$ KHz, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	Diodo2	L (H)	C(F)
IRF7103	MBRS410LT3	6TQ035S	2.2E-05	2.7E-04

Valor de L y C según el modelo teórico:

L (H)	C(F)
1.73E-05	4.34E-04



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{D2avg} (A)	I_{D2rms} (A)
Diseño Hta.	2.08	3.32	3.33	5.3	5	6.5
Teórico	2.08	3.29	3.33	5.33	5	6.52
PSIM	2.1	3.35	3.37	5.36	4.97	6.46

	I_{Lavg} (A)	I_{Lrms} (A)	I_{Crms} (A)
Diseño Hta.	8.33	8.39	0.94
Teórico	8.33	8.42	1.2
PSIM	8.34	8.4	0.95

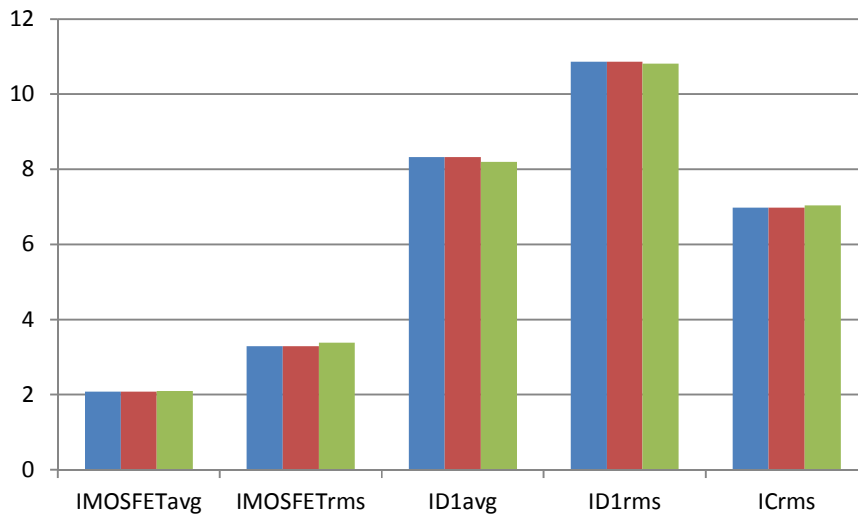
5.2.2 FLYBACK 48V/12V, $P_o=100W$, $f=100\text{ KHz}$, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	C(F)
IRF7103	SS12P2L	5,4E-04

Valor de C según el modelo teórico:

C(F)
2.78E-04



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{Crms} (A)
Diseño Hta.	2.08	3.29	8.33	10.87	6.98
Teórico	2.08	3.29	8.33	10.87	6.98
PSIM	2.1	3.39	7.12	10.81	7.04

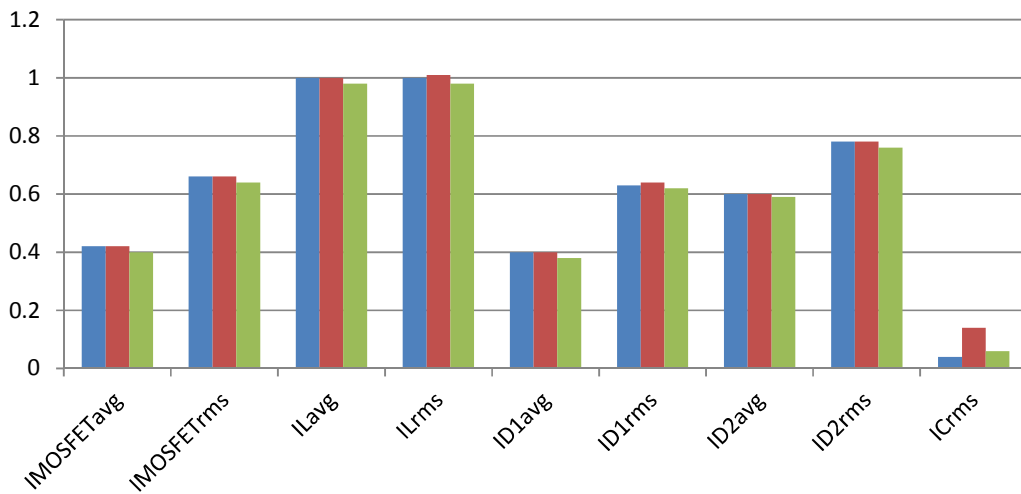
5.2.3 FORWARD 12V/5V, $P_o=5W$, $f=350$ KHz, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	Diodo2	L (H)	C(F)
SI5406CDC	BAT60J	DSB20I15PA	5.6E-05	1.5E-04

Valor de L y C según el modelo teórico:

L (H)	C(F)
1.71E-05	3.57E-06



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{D2avg} (A)	I_{D2rms} (A)
Diseño Hta.	0.42	0.66	0.4	0.63	0.6	0.78
Teórico	0.42	0.66	0.4	0.64	0.6	0.78
PSIM	0.4	0.64	0.38	0.62	0.59	0.76

	I_{Lavg} (A)	I_{Lrms} (A)	I_{Crms} (A)
Diseño Hta.	1	1	0.04
Teórico	1	1.01	0.14
PSIM	0.98	0.98	0.06

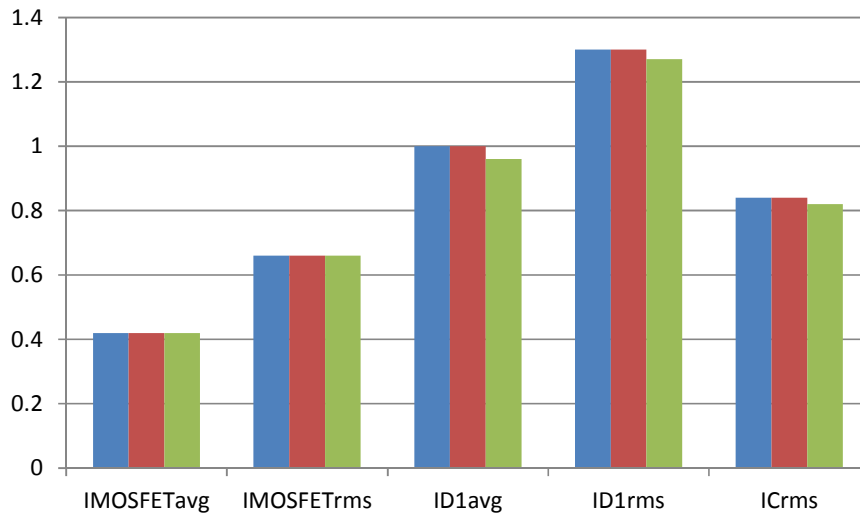
5.2.4 FLYBACK 12V/5V, $P_o=5W$, $f=350\text{ KHz}$, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	C(F)
SI5406CDC	BAT60J	1.50E-04

Valor de C según el modelo teórico:

C(F)
2.29E-05



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{Crms} (A)
Diseño Hta.	0.42	0.66	1	1.30	0.84
Teórico	0.42	0.66	1	1.30	0.84
PSIM	0.42	0.66	0.96	1.27	0.82

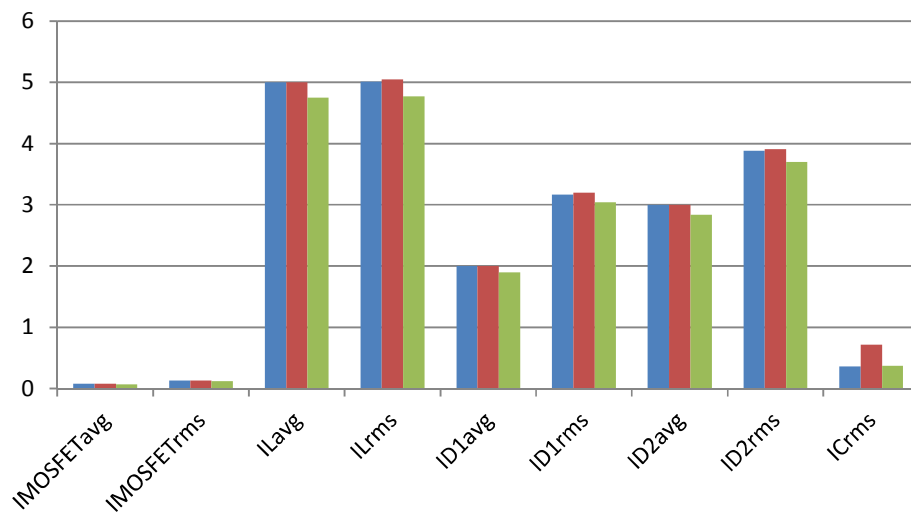
5.2.5 FORWARD 311V/5V, $P_o=25W$, $f=200$ KHz, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	Diodo2	L (H)	C(F)
BSP298	BAT60J	DSB20I15PA	12E-06	1.50E-04

Valor de L y C según el modelo teórico:

L (H)	C(F)
6 E-06	3.13E-05



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{D2avg} (A)	I_{D2rms} (A)
Diseño Hta.	0.08	0.13	2	3.17	3	3.88
Teórico	0.08	0.13	2	3.2	3	3.91
PSIM	0.07	0.12	1.9	3.04	2.84	3.7

	I_{Lavg} (A)	I_{Lrms} (A)	I_{Crms} (A)
Diseño Hta.	5	5.01	0.36
Teórico	5	5.05	0.72
PSIM	4.75	4.77	0.37

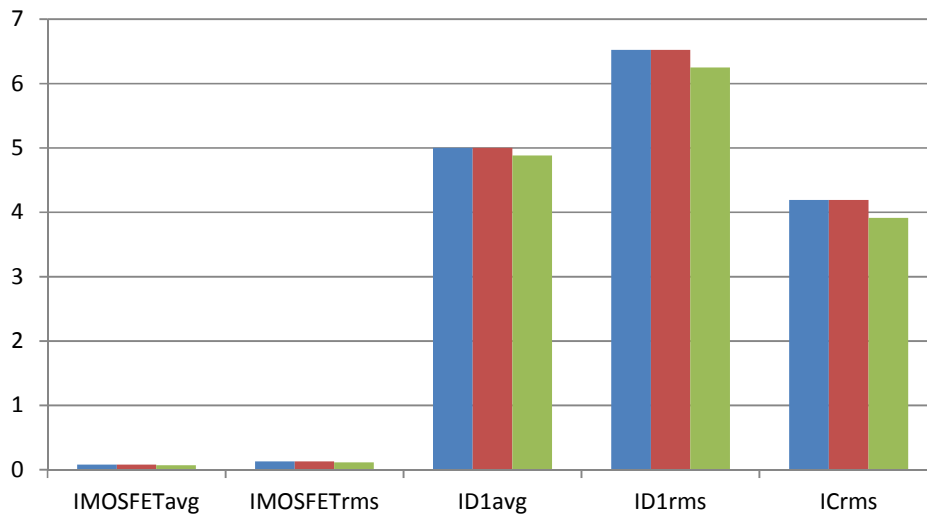
5.2.6 FLYBACK 311V/5V, $P_o=25W$, $f=200\text{ KHz}$, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	C(F)
BSP298	DSB20I15PA	3E-04

Valor de C según el modelo teórico:

C(F)
2 E-04



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{Crms} (A)
Diseño Hta.	0.08	0.13	5.00	6.52	4.19
Teórico	0.08	0.13	5.00	6.52	4.19
PSIM	0.07	0.12	4.88	6.25	3.91

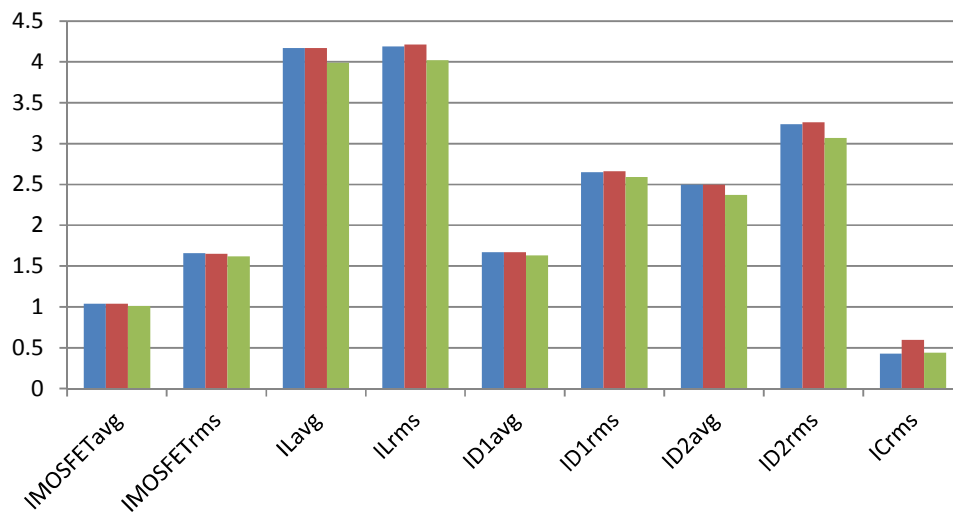
5.2.7 FORWARD 48V/12V, $P_o=50W$, $f=200$ KHz, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	Diodo2	L (H)	C(F)
FDN5630	BAT60J	6TQ035S	2.40E-05	2.70E-04

Valor de L y C según el modelo teórico:

L (H)	C(F)
1.73 E-05	1.09E-05



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{D2avg} (A)	I_{D2rms} (A)
Diseño Hta.	1.04	1.66	1.67	2.65	2.5	3.24
Teórico	1.04	1.65	1.67	2.66	2.5	3.26
PSIM	1.01	1.62	1.63	2.59	2.37	3.07

	I_{Lavg} (A)	I_{Lrms} (A)	I_{Crms} (A)
Diseño Hta.	4.17	4.19	0.43
Teórico	4.17	4.21	0.6
PSIM	3.99	4.02	0.44

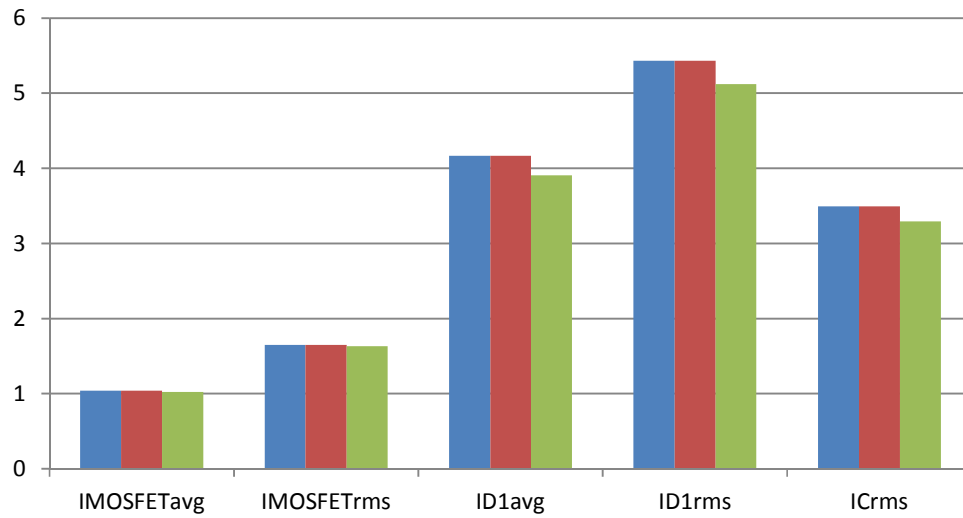
5.2.8 FLYBACK 48V/12V, $P_o=50W$, $f=200\text{ KHz}$, $d=0.4$

Componentes proporcionados por la herramienta:

MOSFET	Diodo1	C(F)
FDN5630	6TQ035S	2.7 E-04

Valor de C según el modelo teórico:

C(F)
6.94 E-05



	$I_{MOSFETavg}$ (A)	$I_{MOSFETrms}$ (A)	I_{D1avg} (A)	I_{D1rms} (A)	I_{Crms} (A)
Hta. Mejor diseño	1.04	1.65	4.17	5.43	3.49
Teórico	1.04	1.65	4.17	5.43	3.49
PSIM	1.02	1.63	3.91	5.12	3.29

5.3 CONSIDERACIONES SOBRE LOS RESULTADOS

Se puede ver que en la mayoría de las comparaciones el valor proporcionado por la herramienta de diseño se sitúa entre los que proporcionan los otros dos métodos pudiéndose así apreciar, en buena medida, que los criterios adoptados son adecuados.

En los dos primeros casos, aquellos cuyos componentes son ideales, la desviación entre los resultados es prácticamente nula aun teniendo en cuenta la diferencia entre los componentes elegidos por la herramienta y los calculados teóricamente.

Las diferencias más significativas que se pueden encontrar están en el valor eficaz de la corriente del condensador. En principio, si se tiene en cuenta el rango en que se mueven estos valores, se puede ver que la diferencia es de una o dos décimas de Amperio lo cual en la mayoría de los casos es una diferencia inapreciable. En cualquier caso estas diferencias son achacables a que el valor del condensador, y el de la inductancia en el caso del convertidor *forward*, es menor en el caso teórico que en el caso de la herramienta o de PSIM por disponibilidad de componentes en el catálogo.

A medida que se aumenta la frecuencia de trabajo las diferencias se incrementan aunque se siguen manteniendo en niveles aceptables, es decir entre el valor máximo que normalmente suele darse en el cálculo teórico y el valor mínimo que suele proporcionar el cálculo mediante PSIM. Esto es debido, en su mayor parte, a que las pérdidas por conducción aumentan con la frecuencia de trabajo del convertidor.

6. CONCLUSIONES

Tras los estudios realizados en el presente proyecto, se pueden extraer algunas conclusiones de interés que se enumeran a continuación:

- En este proyecto fin de carrera se ha desarrollado una herramienta de diseño de convertidores CC-CC cumpliendo los objetivos propuestos al inicio.
- Esta herramienta es útil para introducirse de forma didáctica en el campo de los convertidores CC-CC dentro de la electrónica de potencia. Puede considerarse como un paso intermedio entre el trabajo analítico y el montaje físico del circuito.
- La metodología empleada ha resultado ser adecuada para obtener una herramienta de diseño cuyos resultados se aproximan bastante a lo calculado teóricamente y, además, tiene en cuenta las pérdidas ocasionadas por los distintos componentes que conforman los convertidores.
- En cuanto al lenguaje de programación utilizado para las macros de Excel es de resaltar la versatilidad del *Visual Basic for Applications* (VBA). Por otra parte, su sencillez hace que el abordar una tarea de estas características no requiera un extenso estudio del mismo ni una preparación previa que se alargue mucho en el tiempo. Además debido a que su uso es bastante común resulta relativamente fácil encontrar manuales e incluso soluciones a problemas puntuales.
- El uso de *Microsoft Office Excel 2007* permite que, gracias a su amplia implantación, se pueda utilizar esta herramienta de diseño en casi cualquier ordenador a día de hoy.
- La herramienta presenta una interfaz que permite al usuario, de forma sencilla, configurar los parámetros más importantes de un convertidor CC-CC con el fin de comprobar su comportamiento de forma detallada.
- La posibilidad de elaborar diseños de distintas topologías permite extraer conclusiones sobre la idoneidad de la misma para cada caso en concreto.
- Se ha tenido en cuenta al desarrollar este proyecto las necesidades del usuario por lo que la herramienta utiliza valores por defecto en determinados parámetros que pueden ser modificados si se desea.

- El software de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos PSIM ha resultado ser una herramienta de tremenda utilidad a la hora de desarrollar y depurar los resultados proporcionados por la herramienta de diseño. Su sencillez de uso hace de él el complemento perfecto para la herramienta de diseño objeto de este proyecto permitiendo en todo momento comprobar el comportamiento de la configuración propuesta.
- Se han ensayado distintas configuraciones que varían tanto en las magnitudes de entrada y salida del convertidor como en la potencia del mismo. De la misma forma se ha tratado de utilizar un amplio abanico de frecuencias de trabajo para las dos arquitecturas de convertidores CC-CC comprendidas en este proyecto. Se puede concluir que la herramienta cuenta con un catálogo de componentes suficientemente amplio al menos para los márgenes en los que se mueven las configuraciones testeadas. En cualquier caso la herramienta será más potente y versátil en tanto en cuanto este catálogo se vaya ampliando.
- Con las configuraciones realizadas se pueden sacar dos conclusiones importantes con respecto a este tipo de convertidores:
 - Con potencias bajas el valor de las pérdidas es significativo. De igual forma si la frecuencia de trabajo es muy alta las pérdidas en conducción se elevan considerablemente.
 - La arquitectura forward, al menos en las configuraciones utilizadas en este proyecto, tiene menos pérdidas en todos sus componentes.
- No se ha optimizado la construcción del transformador en ninguna de las dos arquitecturas tratadas ya que no era el objetivo de este proyecto.

7. LÍNEAS DE DESARROLLO FUTURO

Tras el estudio realizado se proponen los siguientes campos para avanzar y ampliar los resultados obtenidos:

- Construir físicamente alguna de las configuraciones propuestas. En la práctica existen numerosos parámetros y situaciones que se escapan a los cálculos teóricos o no es posible su simulación. Con un análisis experimental de la configuración construida se podría contrastar definitivamente la precisión de la herramienta de diseño.
- Ampliar el catálogo de componentes de todo tipo con el fin de poder ampliar el rango de configuraciones que se puedan realizar.
- Optimizar el proceso de elección y cálculo de los elementos del transformador enfocado principalmente a reducir las pérdidas de este elemento.
- Incorporar a la herramienta la posibilidad de que se puedan calcular también los disipadores adecuados para los componentes que los puedan necesitar.
- Elaborar un fichero de ayuda integrado en la propia herramienta que guíe al usuario en la configuración de la herramienta y ante los posibles avisos que pueda generar la herramienta.

8. PRESUPUESTO

8.1 PLANIFICACIÓN TEMPORAL

A lo largo de este apartado identificaremos y analizaremos las diferentes tareas que han sido necesarias para la realización del presente proyecto, detallando su duración e interdependencias. Por último representaremos gráficamente estas relaciones con la ayuda de un diagrama de Gantt.

Las tareas que se han llevado a cabo para la realización de este proyecto han sido las siguientes:

- Documentación y estudio: Análisis de la problemática existente y estudio de las posibles alternativas para su solución. Se compone a su vez de las siguientes subtareas:
 - Análisis del estado del arte en las herramientas de diseño de convertidores CC-CC: búsqueda, recopilación y estudio de información sobre los avances existentes en el campo de estudio.
 - Análisis de resultados y fijación de objetivos: A la vista de la información obtenida en la tarea precedente, concreción de los objetivos del proyecto y fijación de los requisitos de la aplicación a desarrollar.
- Diseño de la aplicación: Descripción y formalización de la estructura del sistema con el suficiente detalle como para permitir su realización física.

- Implementación: Realización física de la aplicación. Se compone a su vez de las siguientes subtarefas:
 - Codificación: Desarrollo de la aplicación mediante un lenguaje de programación.
 - Pruebas de la aplicación: Realización de los ensayos pertinentes que permitan comprobar si la aplicación se ajusta a los requisitos y el diseño deseados.
 - Corrección y refinamiento de la aplicación: Corrección de errores e inclusión de mejoras a partir de los resultados obtenidos en la fase anterior.
- Pruebas del sistema completo: Realización de los ensayos pertinentes que permitan comprobar que el sistema cumple con los requisitos prefijados.
- Elaboración de la memoria: Elaboración de la documentación relativa al proyecto.
 - Análisis de resultados y obtención de conclusiones: A la luz de los resultados obtenidos a lo largo de las diversas fases del proyecto, extrapolación de las conclusiones del mismo.
 - Redacción de la memoria: Redacción de la documentación relativa al proyecto.

A continuación presentamos una tabla con información sobre la duración de las tareas anteriormente descritas.

Trabajos	Duración (días)
Documentación y estudio	50
Diseño de la aplicación	42
Implementación	60
Pruebas del sistema completo	28
Elaboración de la memoria	28

Tabla 8.1: Duración de las tareas del proyecto

8.2 RECURSOS EMPLEADOS

A continuación enumeraremos los recursos empleados para el desarrollo del presente proyecto, diferenciando entre recursos humanos y materiales.

8.2.1 RECURSOS HUMANOS

Los diferentes tipos de profesionales que han intervenido en la ejecución del proyecto son:

- Ingeniero Técnico Industrial en Electrónica Industrial: Encargado de la dirección, planificación y ejecución del proyecto.
- Técnico en ofimática: Encargado de la documentación del proyecto, consistente principalmente en su memoria.

8.2.2 RECURSOS MATERIALES

Los recursos materiales empleados para el desarrollo del presente proyecto han sido:

- Ordenador personal
- Impresora láser.
- Utilidades Software.
- Material fungible: Incluye desde tóner, papel y demás material de oficina hasta luz, uso de instalaciones, conexión a Internet,...

8.3 COSTE ASOCIADO AL PROYECTO

El uso de los recursos detallados en el apartado anterior conlleva un coste, mediante el cual se calculará el presupuesto necesario para la ejecución de este proyecto.

8.3.1 COSTE EN RECURSOS HUMANOS

A partir de la asignación de los recursos humanos a las diversas tareas del proyecto y de los honorarios de cada tipo de profesional, estamos en disposición de calcular el coste total asociado a recursos humanos.

En la siguiente tabla detallamos, para cada uno de los profesionales que intervienen en la ejecución del proyecto, su asignación a las distintas tareas del mismo y las horas dedicadas a cada una de ellas.

Nombre del recurso	Trabajo (horas)
Ing. Técnico Ind.: Electrónica Ind.	550
Documentación y estudio	120
Diseño de la aplicación	200
Implementación	180
Pruebas del sistema completo	50
Técnico ofimático	160
Elaboración de la memoria	160

Tabla 8.2: Asignación de los RR.HH. a las tareas del proyecto

A partir de los datos de la tabla anterior, podemos calcular el coste total en recursos humanos del proyecto:

Profesional	Coste/hora	Horas	Total recurso
Ing. Técnico Ind.: Electrónica Ind.	50 €	550	27500€
Técnico ofimático	17 €	160	2720€
Total			30220€

Tabla 8.3: Coste en RR.HH. del proyecto

8.3.2 COSTE EN RECURSOS MATERIALES

En primer lugar tenemos que calcular el coste de amortización de todos aquellos recursos que sean amortizables. Dicho cálculo queda reflejado en la siguiente tabla:

Equipo	PVP	Tpo. Vida	Amortización anual	Tpo. uso	Coste
PC	800 €	5 años	20%	8 meses	106.67
Impresora	100 €	5 años	20%	8 meses	13.33
Software	200 €	5 años	20%	8 meses	26.67

Tabla 8.4: Amortización de los recursos materiales

Ahora ya podemos calcular el coste total en recursos materiales del proyecto a partir del número de unidades de cada uno de ellos.

Recurso	Coste unitario	Unidades	Total recurso
PC	106.67	1	106.67
Impresora	13.33	1	13.33
Software	26.67	1	26.67
Fungible	200	1	200.00
Total			346.67

Tabla 8.5: Coste en recursos materiales del proyecto

Puede verse que todo el material fungible se ha considerado como un único recurso y, por su propia naturaleza, no ha sido amortizado.

8.3.3 COSTE TOTAL DEL PROYECTO

A partir de los costes parciales calculados en los apartados anteriores, ya estamos en disposición de obtener el coste total del proyecto, que queda detallado en la siguiente tabla:

Coste en RR.HH.	30,220.00€
Coste en recursos materiales	346.67€
Subtotal	30,567.00€
I.V.A. (18%)	5502.06€
Coste total	36,069.00€

Tabla 8.6: Coste total del proyecto

9. REFERENCIAS

[1] Software para el cálculo, diseño y simulación de fuentes de alimentación conmutadas, circuitos y transformadores <http://www.powersim.com/>. Accedido en diciembre de 2011.

[2] PSIM. Software de simulación de circuitos electrónicos <http://www.powersimtech.com/>. Accedido en diciembre de 2011.

[3] M. Amelot, "VBA Excel 2007", Eni ediciones, 2008.

[4]. A. Barrado, A. Lázaro, "Problemas de Electrónica de Potencia", Pearson Education, Prentice Hall, 2007.

[5] C. Fernández, "Herramienta para el diseño de componentes magnéticos de alta frecuencia", Proyecto fin de carrera, 1998, Universidad Politécnica de Madrid.

[6] Ferroxcube, "Soft ferrites and accessories", 2008. Accesible via <http://www.ferroxcube.com/appl/info/HB2009.pdf>.

[7] Efecto pelicular http://es.wikipedia.org/wiki/Efecto_pelicular. Accedido en diciembre de 2011.

[8] American Wire Gauge (AWG) <http://es.wikipedia.org/wiki/Awg>. Accedido en diciembre de 2011.

[9] Forward converter http://en.wikipedia.org/wiki/Forward_converter. Accedido en diciembre de 2011.

[10] Convertidor flyback http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Flyback. Accedido en diciembre de 2011.

[11] Fabricantes de componentes utilizados:

- Bobinas:
 - <http://www.coilcraft.com/>
 - <http://www.vishay.com/>
 - <http://www.bourns.com/>

- Condensadores:
 - <http://us.sanyo.com/Electronic-Devices-Components>
 - <http://www.panasonic.com/industrial/electronic-components/>
 - <http://www.epcos.com>
 - <http://www.vishay.com>

- Diodos:
 - <http://www.diodes.com/>
 - <http://www.nteinc.com/>
 - <http://www.st.com/>
 - <http://www.vishay.com/>
 - <http://www.ixysrf.com/>
 - <http://www.onsemi.com/>
 - <http://www.semiconductors.philips.com/>
 - <http://www.farnell.com/>

- MOSFET:
 - <http://www.st.com/>
 - <http://www.vishay.com/>
 - <http://us.sanyo.com/Electronic-Devices-Components>
 - <http://www.ixysrf.com/>
 - <http://www.irf.com/>
 - <http://www.fairchildsemi.com/>
 - <http://www.infineon.com/>
 - <http://www.semicon.toshiba.co.jp/eng/product/transistor/index.html>

Recursos accedidos en diciembre de 2011.

[12] Manuales de PSIM <http://www.powersimtech.com/index.php?name=manuals>.
Accedido en diciembre de 2011.

