



**Escuela de
Ingeniería y Arquitectura
Universidad Zaragoza**

Trabajo Fin de Grado

**Diseño del rectificador monofásico con
factor de potencia unitario de 600W**

Autor

Javier Aguilera Antón

Director

Estanislao Oyarbide Usabiaga

Escuela de Ingeniería y Arquitectura
Universidad de Zaragoza

Curso 2019/2020



Resumen

Este proyecto forma parte de un proyecto mayor: Diseño del cargador de baterías de 600W de la empresa Epic Power Converters. En él, se quiere diseñar, enfocándose en la parte de potencia, el circuito rectificador de entrada del cargador. Primero se ha hecho un estado del arte de las diferentes topologías existentes hoy en día para la realización de un circuito con rectificación activa o “*Power Factor Correction*” y las tecnologías semiconductoras que incorporan esos mismos circuitos. Posteriormente se han simulado tres de las etapas elegidas del estudio anterior: la Boost PFC, la Bridgeless PFC y la Totem-Pole PFC. Por último, se ha refinado el diseño (teniendo en cuenta cálculos térmicos) de la etapa elegida que ha sido la Boost PFC, por su operatividad y bajo coste.



INDICE

1. INTRODUCCIÓN.....	4
1.1. Antecedentes y contexto.....	4
1.2. Parámetros Generales a partir de las Condiciones de Partida.....	5
1.2.1. Condiciones de partida	5
1.2.2. Parámetros generales.....	6
1.3. Herramientas	9
2. ESTADO DEL ARTE	10
2.1. “Power Factor Correction Circuits”	10
2.2. Tecnologías de transistores.....	16
2.3. Tecnologías de Diodos.....	17
3. ELECCIÓN DE TOPOLOGÍAS Y TECNOLOGÍAS	18
3.1. Elección de topologías.....	18
3.2. Elección de tecnologías semiconductoras	19
4. SIMULACIÓN	20
4.1. Simulación de las tres topologías con transistor MOSFET Si	25
4.2. Simulación de las tres topologías con transistor MOSFET de SiC	26
4.3. Simulación para refinar el diseño final	27
5. CONCLUSIÓN	29
6. PLANIFICACION	29
7. BIBLIOGRAFIA.....	30
8. ANEXOS	31
Anexo I: Desarrollo de la Serie de Fourier.....	32
Anexo II: Potencia Media en Ondas Sinusoidales.....	33
Anexo III: Cálculos Térmicos	34
Anexo IV: Funcionamiento de las topologías elegidas	38
Anexo V: Algoritmo implementado para pérdidas totales en semiconductores.....	41
Anexo VI: Ficheros de inicialización de los parámetros de las topologías.....	43



1. INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes y contexto

Este proyecto es para la empresa *Epic Power Converters*. Esta empresa es una spin-off de la Universidad de Zaragoza, con origen en el grupo de investigación de Electrónica de Potencia y Microelectrónica del I3A (Instituto Universitario de Investigación en Ingeniería de Aragón) de dicha Universidad.

La empresa está desarrollando un cargador de baterías propio, debido a que los cargadores comerciales que empleaban no disponían de suficiente flexibilidad para las baterías específicas que se usan. Flexibilidad en cuanto a la posibilidad de programar el cargador para unos ciclos de tensión no habituados en cargadores comunes y estandarizados.

Esquema del cargador en desarrollo:

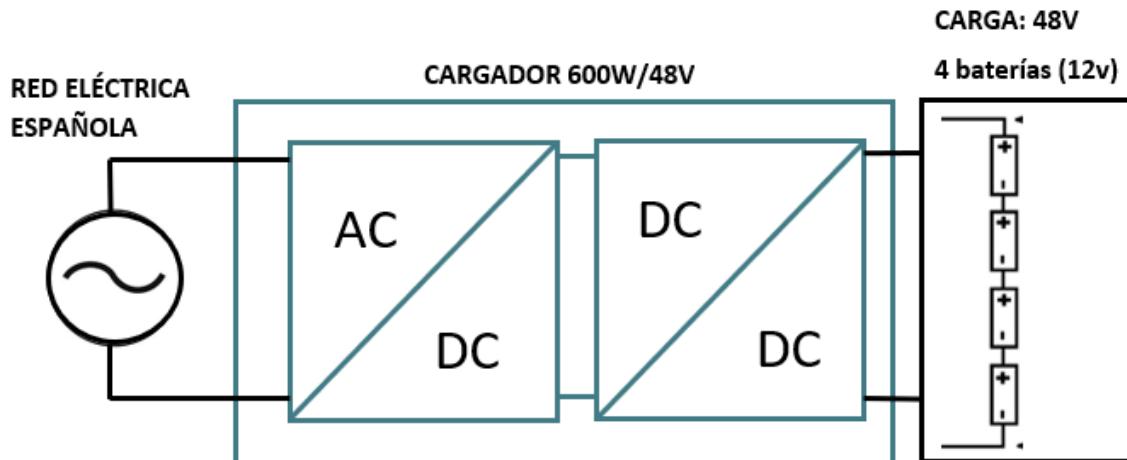


Figura 1. Esquema del cargador de baterías

Como se puede observar, el cargador está compuesto principalmente de dos partes: Una etapa rectificadora (Convertidor AC/DC) y un convertidor DC/DC.

La parte del convertidor DC/DC ha sido abordada por 3 TFG anteriores: *Diseño de cargador de baterías de 600W/48V* [1], *Cargador de baterías plomo de 48-600W* [2] y *Ánalysis y mejora de cargador de baterías de plomo de 600W* [3].

Este proyecto trata sobre la parte del convertidor AC/DC.



En el estudio anterior [3], se habla de que tipo de baterías cargará el cargador. Las baterías son de tipo AGM (baterías de gel). Son baterías que ofrecen un ciclo de vida más amplio que otras. Además, tienen la ventaja de que no solo soportan corrientes de carga elevadas, lo que permite a la batería cargarse en un tiempo menor, sino que, estas baterías son menos propensas a la sulfatación que otras, siendo este proceso un gran problema en cuanto a la vida útil de la misma.

1.2. Parámetros Generales a partir de las Condiciones de Partida

En este apartado se estudiará cómo, a partir de unas condiciones de partida, se fijan los parámetros eléctricos generales del circuito a diseñar.

1.2.1. Condiciones de partida

1. Conexión a la Red Eléctrica Española (Condición Impuesta):

El hecho de conectar al sistema eléctrico español implica que hay que seguir una serie de normas y consideraciones. Al enchufar el circuito, quedarán fijados tanto la máxima tensión de pico en la entrada que deberá soportar el circuito como la frecuencia de entrada.

2. El cargador es de 600W (Condición Deseada):

Esta potencia, junto con la tensión de entrada (red), determinarán que corrientes circularán por el circuito a diseñar.

3. Rectificación y posterior nivel de tensión (Condición Deseada):

La intención no solo es conseguir una rectificación activa (“*Power Factor Correction ó PFC*”) sino también obtener un nivel de tensión deseado.



1.2.2. Parámetros generales

De entrada:

1. Tensión máxima de pico en la entrada: $V_{peak\ max}$

Para mirar las condiciones de la calidad del suministro eléctrico se debe mirar la norma: UNE-EN 50160:2011/A1:2015.

Al no disponer de ella, ya que es necesario comprarla, se encontró un TFG en el que se estudiaba dicha norma: *Sistema de control de la calidad del suministro eléctrico* [4].

En la página 76 del documento [4] aparece el dato que nos interesa de la norma: “Según la Norma UNE 50160: en condiciones normales de explotación, las variaciones de tensión no deberán superar el $\pm 10\%$ de la tensión nominal U_n .”

Por tanto, sabiendo que la red tiene un valor nominal de 230 V eficaces, el rango de tensión de entrada será: $230V \pm 10\% : 207V < 230V < 253V$

Al ser sinusoidal:

$$\underline{V_{peak\ max} = 253 * \sqrt{2} = 358V}$$

2. Corriente máxima a la entrada: $I_{PEAK\ max}$

Para determinar que corriente máxima absorberá el circuito, hay que pensar en la situación más desfavorable posible:

- Cuando hay un **rendimiento** más **bajo** debido a unas malas condiciones de operación. Como el cargador consume 600W, la potencia de entrada aumentará, y con mayores potencias, si la tensión a la entrada es constante, mayores corrientes.
- Cuando la **tensión de entrada** es la **menor**, porque al conservarse la potencia, la corriente que absorba será mayor.

Resultados al considerar la situación más desfavorable:



Suponemos que en la red existe un régimen permanente, sin grandes perturbaciones y con la onda de tensión completamente sinusoidal.

Como última consideración, buscamos obtener una buena rectificación con factor de potencia unidad (ya que el diseño está orientado a eso), tal que la corriente de entrada se asemeje a una sinusoide casi perfecta. Junto con esta consideración, también se supone que se trabaja con ondas periódicas.

Por ello, con estas condiciones, las ondas de corriente y tensión se modelan utilizando la herramienta matemática de las *series de Fourier* (véase en el **Anexo I: Desarrollo de la Serie de Fourier**)

Ecuaciones resultantes:

$$v(t) = V_m * \cos(\omega t + \theta)$$

$$i(t) = I_m * \cos(\omega t + \emptyset)$$

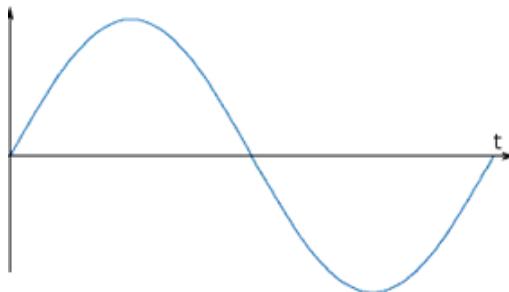


Figura 2. Formas de onda de $v(t)$ e $i(t)$

Una vez citado las consideraciones necesarias, calculamos la intensidad máxima que va a absorber la etapa (resultado del análisis de la potencia media en ondas sinusoidales, véase en el **Anexo I: Desarrollo de la Serie de Fourier**)

$$P = V_{RMS} * I_{RMS} * \cos(\theta - \emptyset)$$



Como el factor de potencia es próximo a la unidad:

$$P = V_{RMS} * I_{RMS}$$

Por tanto:

$$I_{RMS} = \frac{P}{V_{RMS}}$$

Considerando la situación más desfavorable anteriormente comentada:

Para un rendimiento bajo:

$$P_{in} = (P_{out} (600W) + P_{perdidas}) W$$

$$P_{in_m} = \frac{P_{out(cte)}}{Peor\ rendimiento(0.85)} = \frac{600W}{0.85} = 705W$$

$$I_{rms\ max} = \frac{P_{in\ max} = 705}{V_{in\ min} = 207} = 3.4\ A\ (ef)$$

$$\underline{I_{PEAK\ max} = 4.81\ A}$$

De salida:

1. Tensión de Bus ó Tensión de Salida:

Este parámetro determinará la tensión de bus a la que se conectarán la etapa estudiada en los TFG previos: [1], [2] y [3]. No se puede decidir nada de momento, porque es necesario realizar un estado del arte teniendo en cuenta todas las funcionalidades que se requieren para diseñar la etapa.

Por lo tanto, este parámetro queda pendiente después de realizar el estado del arte.



1.3.Herramientas

Las únicas herramientas que se han utilizado en el proyecto, son de software. Dichas herramientas se han empleado para hacer las simulaciones del circuito.

Los programas usados son: MATLAB, SIMULINK y PLECS.

En realidad, se ha utilizado Matlab como entorno para simular Simulink, y PLECS como subprograma de Simulink.

Por ello, Matlab no solo posibilitaba las simulaciones de los otros dos programas, sino que, a través de ficheros de inicialización y de post-procesado, actualizaba todos los parámetros requeridos para la simulación y los datos obtenidos respectivamente.

Por último, comentar que PLECS es un programa con gran maniobrabilidad y simpleza de utilización, un software bastante potente en lo que respecta a simulación y tratamiento de datos y señales de circuitos electrónicos. Además, gracias a PLECS y su librería de “DEMOS”, de la cual se ha facilitado las 3 topologías estandarizadas elegidas, se ha aligerado el estudio. Ya que no se ha tenido que diseñar desde cero la parte de control (que como se ha dicho en el resumen del inicio, el proyecto se enfocaba principalmente en la parte de potencia).



2. ESTADO DEL ARTE

Este apartado puede considerarse, junto con las simulaciones, el más importante. Permitió no solo conocer qué topologías se están implementando hoy en día para realizar la rectificación activa o “*Power Factor Correction*” (gracias a las “application notes” o notas de aplicación que ofrecen los fabricantes), sino la operatividad y limitaciones que ofrecen las distintas tecnologías de los diferentes semiconductores como los transistores y diodos utilizados por las topologías.

2.1. “Power Factor Correction Circuits”

La “Application Note” de THOSIBA [10] es perfecta para obtener una buena explicación de lo que es la rectificación activa o como se le suele llamar: “*Power Factor Correction*”.

En muchos circuitos electrónicos existe un condensador a la entrada para trabajar con tensiones continuas a la salida. Este condensador, debido a la carga y descarga, produce desfase entre la corriente y la tensión de entrada, y hace que el factor de potencia caiga, alejándose de la unidad.

Este fenómeno, no solo existe este caso, sino en la gran mayoría de circuitos eléctricos y electrónicos, salvo en los puramente resistivos (calefactores, calentadores de automóvil, etc), las cargas conectadas siempre exhiben algún comportamiento reactivo: inductancias en devanados, condensadores de filtrado, y demás. Sin embargo, este estudio solo se ha centrado la atención en el caso relacionado con el condensador de entrada enunciado al principio.

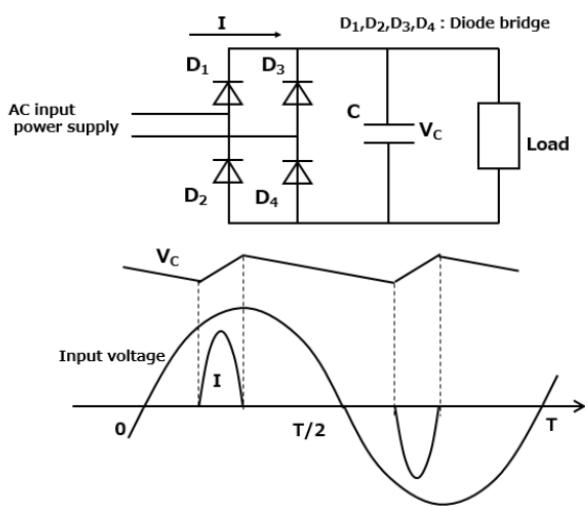


Figura 3. Formas de onda de corriente y tensión de entrada al circuito



Un circuito rectificador corrector del factor de potencia, como su propio nombre indica, es un circuito que se coloca entre la fuente y el circuito de la aplicación correspondiente, y consigue que todo el conjunto de circuitos aguas abajo del mismo, tengan un factor de potencia muy próximo a la unidad y todas las ventajas que eso conlleva: Reducir el contenido armónico (THD) y que la onda de corriente absorbida se asemeje a una sinusoides perfecta.

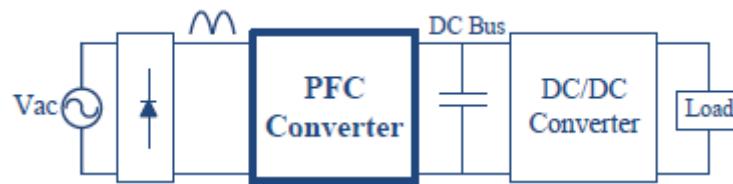


Figura 4. Esquema general

Para conseguir la operación en rectificación activa, todos estos circuitos utilizan dos técnicas: la de añadir inductancias y la de realizar conmutaciones (transistores).

La primera técnica se basa en el comportamiento de filtro de corriente propio de las bobinas o inductores. Utilizando otra vez el ejemplo del condensador de entrada, las bobinas o inductancia filtran o “suavizan” esos picos o cambios bruscos de intensidad de la corriente de entrada.

Así mismo, el **fenómeno producido al conmutar, junto con el fenómeno de filtrado de corriente de los inductores**, se puede explicar con un primer circuito:

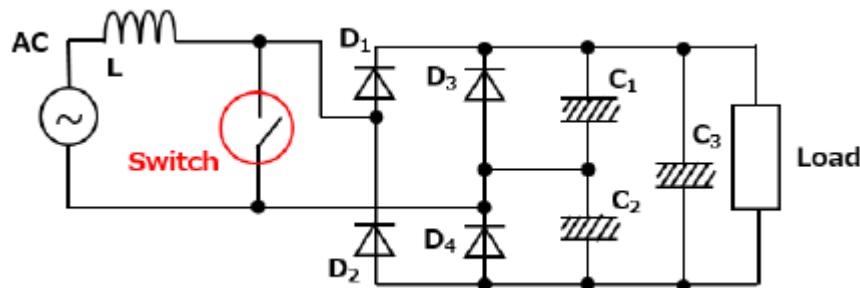


Figura 5. Circuito BOOST PFC

Este circuito es una combinación de un puente rectificador de 4 diodos con un convertidor elevador o BOOST.

1^a Consideración: El valor de inductancia L de la bobina tiende a infinito. Por lo tanto, la corriente que atraviesa la bobina (que se pondrá a la entrada) tenderá a ser lineal.



Cuando el conmutador está encendido la corriente es ascendente (carga la bobina) y descendente cuando el conmutador está apagado (carga la bobina).

Se obtienen formas de onda de corriente de entrada tal que así:

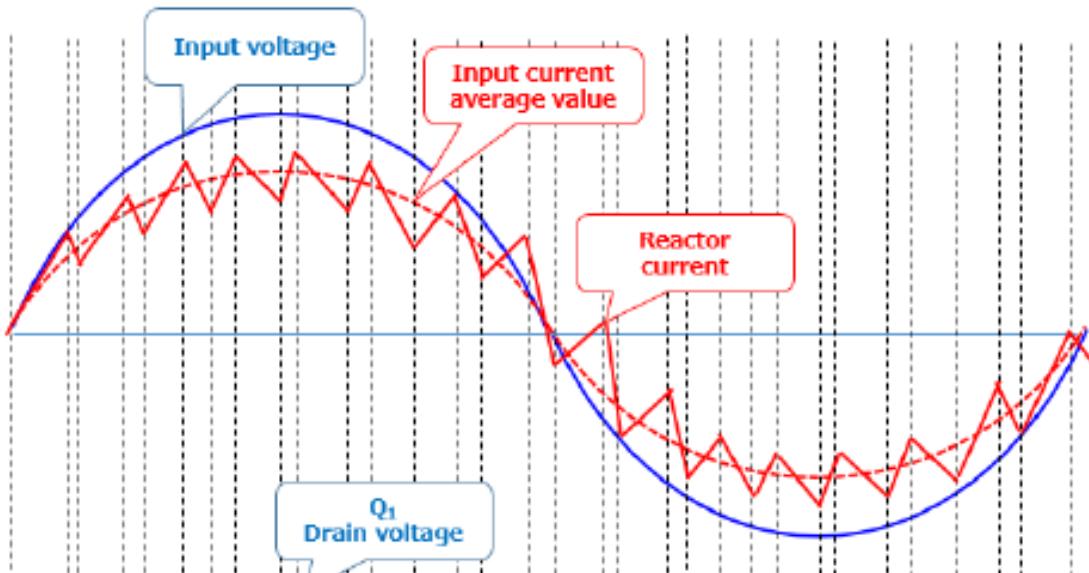


Figura 6. Forma de onda de la corriente de entrada junto con la de tensión

Como se puede apreciar, la forma de onda de la corriente de entrada es una sinusoida a la que se le ha superpuesto una onda triangular de mayor frecuencia. La onda triangular de mayor frecuencia es el resultado de la carga y descarga de la bobina debido a la conmutación del transistor.

A pesar de que no es una onda senoidal perfecta, ya tenemos una semejanza importante. Compárese con la corriente de entrada de la figura 3.

2^a Consideración: La frecuencia del conmutador tiende a infinito. La consecuencia es que la frecuencia de la onda triangular también lo hace (son las mismas) y la amplitud de la misma tiende a cero. Consecuencia directa: desaparición completa de la onda triangular superpuesta, dicho en otras palabras: se obtiene una senoidal perfecta. Y se consigue el objetivo de la etapa del proyecto.

Con esta explicación se pretende sentar las bases de los circuitos de corrección del factor de potencia o los “*Power Factor Correction circuits*”, objeto de este apartado.



Una vez sabemos lo que se tiene que buscar, la “Application Note” de THOSIBA [10] habla sobre la existencia de tres grandes tendencias según los requerimientos de calidad de actuación o “performance” de la aplicación.

1. Corrección del factor de potencia Pasiva (*Passive PFC*):

Como es de esperar, la implementación es únicamente con una bobina.

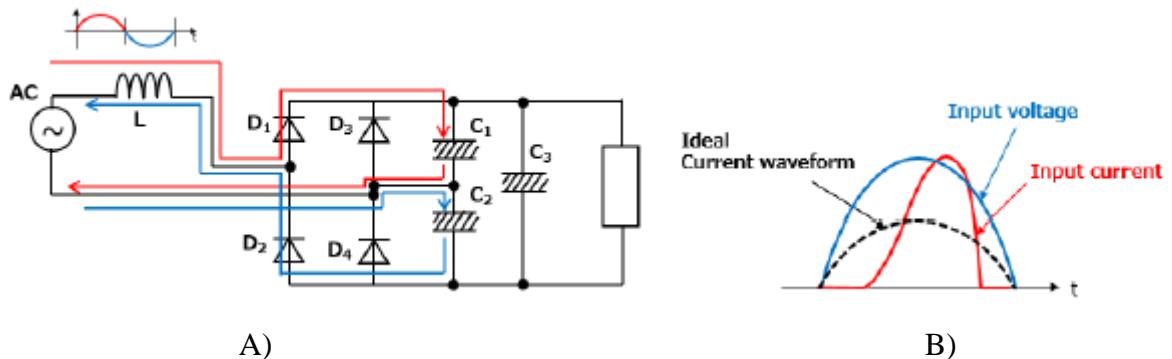


Figura 7. A) Un “Passive PFC”; B) “Performance”

No es más que un puente rectificador con un filtro de corriente L.

2. Corrección del factor de potencia con commutación parcial (*Partial Switching PFC*):

En este tipo de circuitos, además de existir una bobina, se añade un conmutador. La frecuencia del mismo, no es muy elevada, de varias commutaciones por ciclo de red.

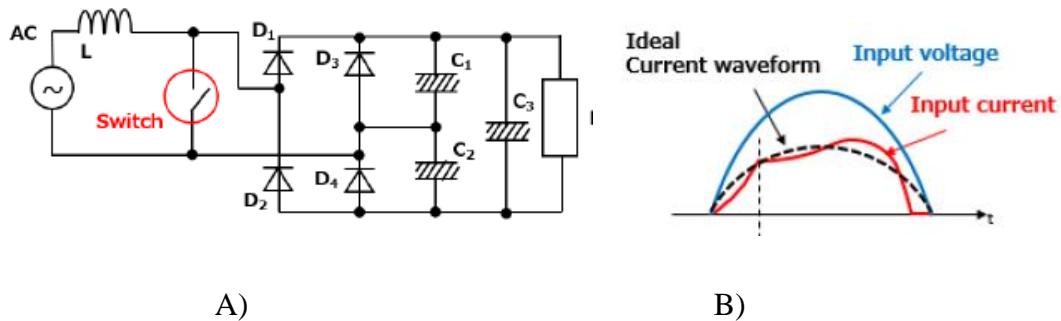


Figura 7. A) Un “Partial-Switching PFC circuit”; B) “Performance”

Para aplicaciones que no requieran una gran “performance”.



3. Corrección del factor de potencia por comutación activa (*Active Switching PFC*):

Cualquier circuito que esté dentro de este grupo es muy competente en lo que se refiere a la rectificación activa. La investigación de este proyecto se centró enteramente en las topologías de este grupo.

Topologías existentes:

En el artículo del “Analog Design Journal” de Texas Instruments [11], se proponen varias etapas:

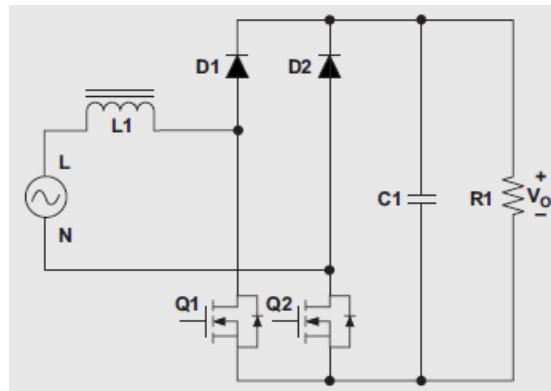


Figura 8. Bridgeless-boost PFC

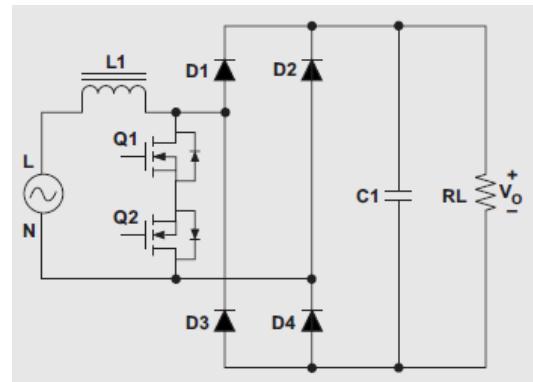


Figura 9. Bridgeless-boost PFC with a bidirectional switch

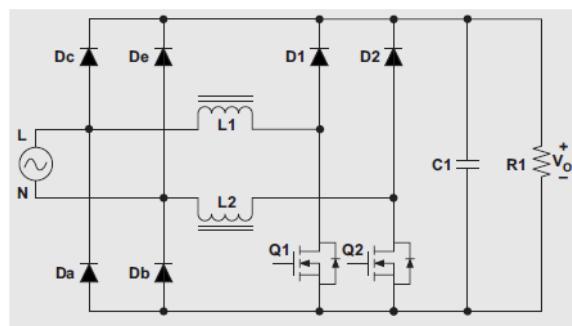


Figura 10. Bridgeless-boost PFC with a bidirectional switch

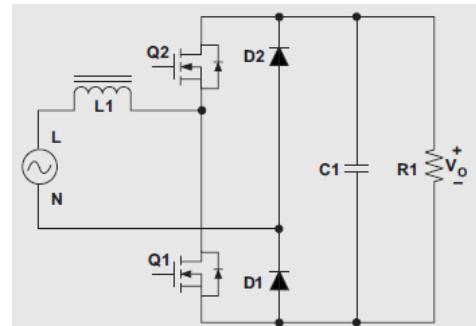


Figura 11. Totem-Pole bridgeless-boost PFC



De la “Application Note” de Infineon [13]:

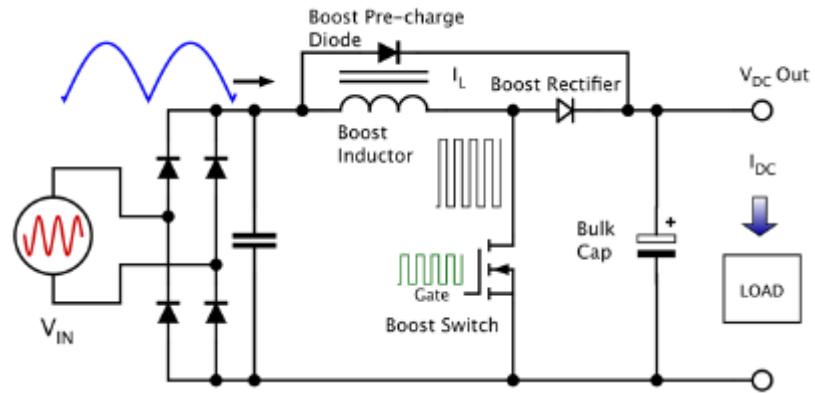


Figura 12. BOOST PFC

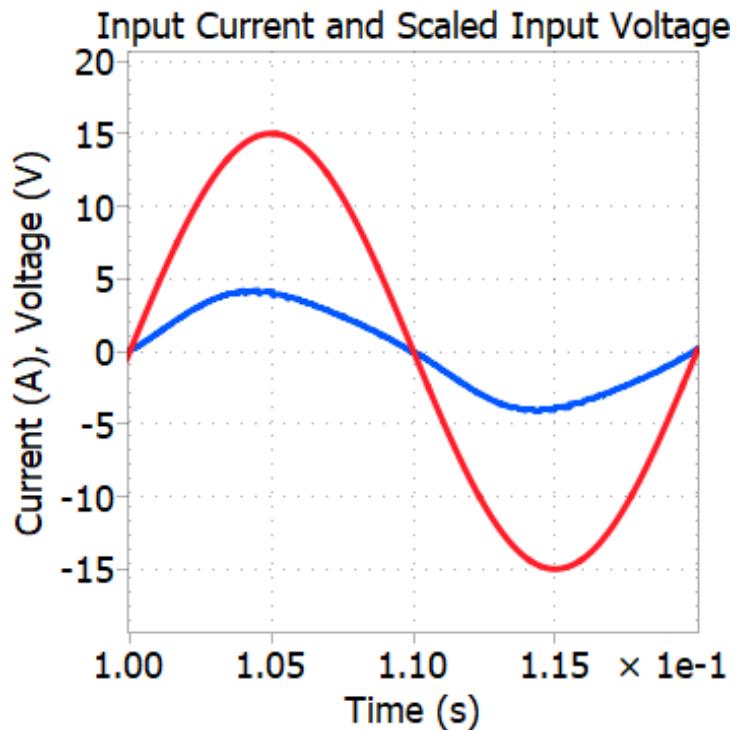


Figura 13. “Performance” del tercer grupo



2.2.Tecnologías de transistores

En este apartado se estudian las diferentes tecnologías de transistores que existen hoy en día para este tipo de aplicaciones.

La elección de las tecnologías de transistores a utilizar depende de los parámetros eléctricos principales a los que está sometido el transistor: Potencia, Tensión de bloqueo y frecuencia.

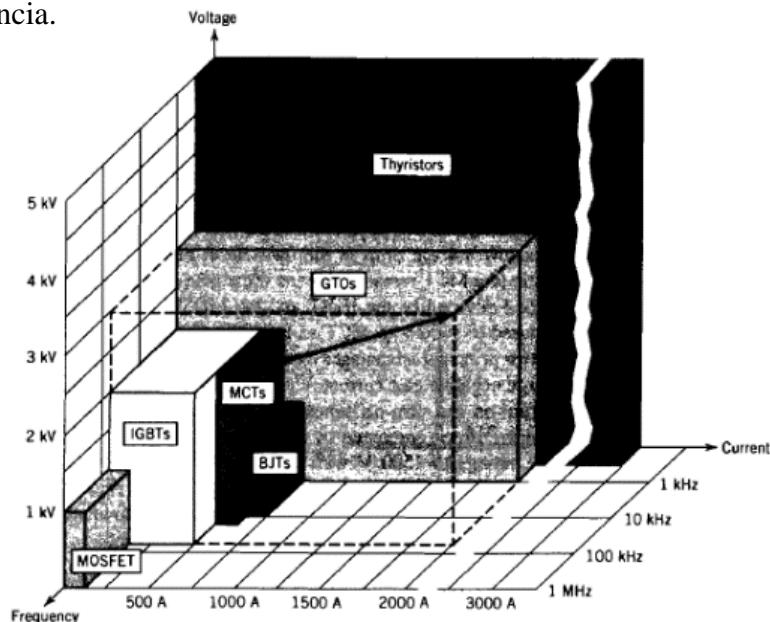


Figura 14. Diagrama de la tecnología de semiconductores de finales del siglo XX

- Los transistores MOSFET se caracterizan por ser bastante rápidos (altas frecuencias de operación). Aunque dejan de ser competentes a tensiones de bloqueo superiores de 1kV. Esto es debido a que para que soporten dichas tensiones, se construyen de tal manera que la resistencia en conducción tiene valores elevados, lo implica que las pérdidas en conducción adquieren valores muy altos.

- Los transistores IGBT son más lentos que los anteriores. Se usan para tensiones de bloqueo superiores a 1kV. Además, tienen mayor capacidad para utilizarse en potencias mayores que los MOSFET.

- Los transistores BJT, como se observa en el diagrama, son los más lentos de los tres. La única ventaja es que son los más capaces a la hora de conducir corriente.



Sin embargo, con el avance de la tecnología, dentro de la Electrónica de Potencia se han desarrollado dispositivos conductores con otras tecnologías. Tecnologías con prestaciones superiores. Hablamos de los transistores de Carburo de Silicio (SiC).

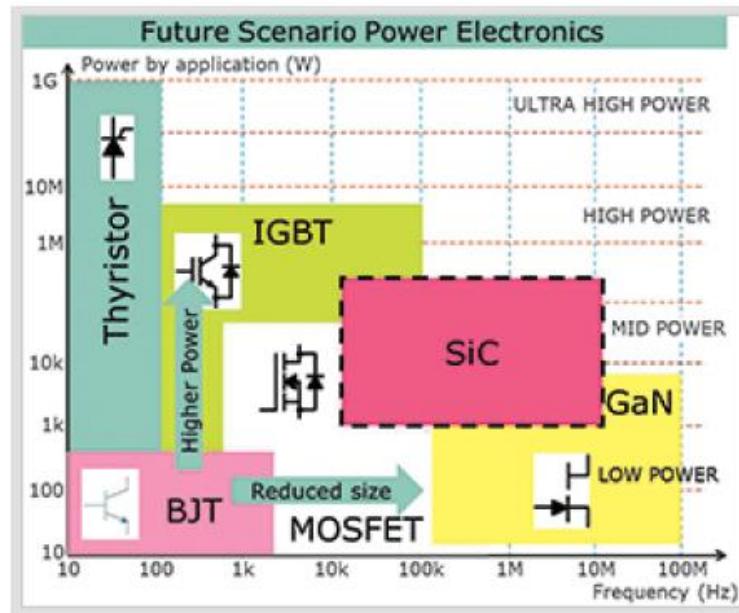


Figura 15. Diagrama de la tecnología de semiconductores actual

- Transistores de SiC: Más rápidos y de más potencia que los MOSFET.

En último lugar, comentar que hay una nueva tecnología emergente: Los transistores de Nitruro de Galio (GaN). Actualmente solo existen buenos prototipos, pero no están consolidada del todo para considerarla en este proyecto.

2.3.Tecnologías de Diodos

- Diodos de Silicio (Si) o diodos tradicionales: Diodos lentos. Los de aplicaciones de potencia son capaces de aguantar tensiones inversas de 600V. Tienen el fenómeno físico de la “Reverse recovery” que produce pérdidas considerables en los transistores.

- Diodos Schottky: Son diodos muy rápidos. Sin embargo, las tensiones inversas que aguantan son entre 70V y 100V.

- Diodos de SiC: Diodos muy rápidos también. Capaces de aguantar tensiones inversas de 600V sin problema.



3. ELECCIÓN DE TOPOLOGÍAS Y TECNOLOGÍAS

Es indudable que todas las topologías estudiadas son elevadoras de la tensión de salida. Esto es debido a la disposición de la bobina junto con el transistor (carga y descarga de la bobina). Ya que esa misma disposición es la que posibilita la rectificación activa.

Tensión de Bus o Tensión de Salida: V_{out}

Este parámetro se dejó pendiente en el apartado “Parámetros generales” de la introducción. Es la tensión de bus a la que se conectará la etapa DC/DC estudiada en los TFG previos: [1], [2] y [3].

Al ser todas topologías elevadoras:

La tensión de salida se elige para unos:

$$\underline{V_{out} = 400 V}$$

3.1. Elección de topologías

El criterio de elección de las topologías ha sido considerar las que, dentro de las que exhiben una buena “performance”, las más simples en cuanto a cantidad de componentes (para abaratar los costes).

-Boost PFC

-Bridgeless Boost PFC

-Totem-Pole

El funcionamiento de cada etapa está en el **Anexo**



3.2.Elección de tecnologías semiconductoras

Para la elección de las tecnologías de los transistores y de los diodos se dependía totalmente de los parámetros eléctricos de nuestro circuito:

Transistores:

La tensión de bloqueo de los transistores: En todas las topologías es la tensión de salida. Véase en el **Anexo**.

Por ello, se elegirán transistores de tensiones de bloqueo de 600V, para asegurar la vida útil de los mismos.

La potencia del cargador es de 600 W y se quiere una frecuencia de conmutación alta para conseguir un factor de potencia muy próximo a la unidad. Por tanto, los transistores elegidos serán: el MOSFET de Si y MOSFET de SiC.

Diodos rápidos o diodo Boost: El único diodo capaz de ser rápido y que además aguante la tensión inversa de los 400V de la salida es el de SiC.



4. SIMULACIÓN

En este apartado se trata de comparar, de una manera más práctica, las pérdidas de los semiconductores de las 3 etapas en las mismas condiciones de funcionamiento y con los mismos dispositivos semiconductores. Una vez hallado las pérdidas totales de la etapa, se procederá a la elección de la que tenga menos pérdidas sin que los costes sean elevados.

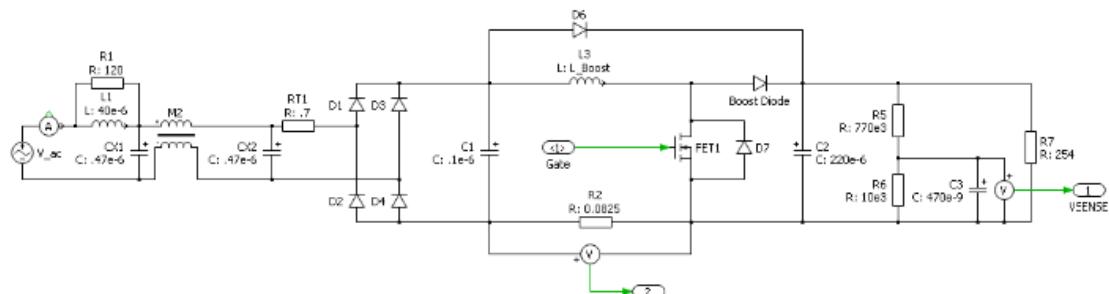


Figura 16. Topología BOOST en PLECS

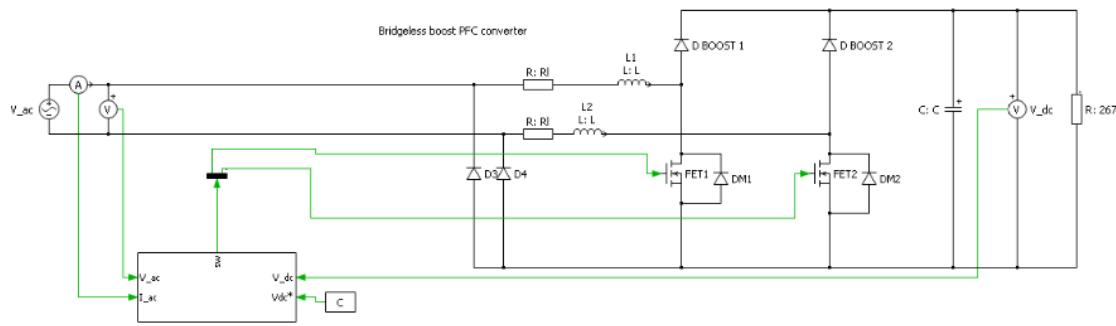


Figura 17. Topología Bridgeless Boost en PLECS

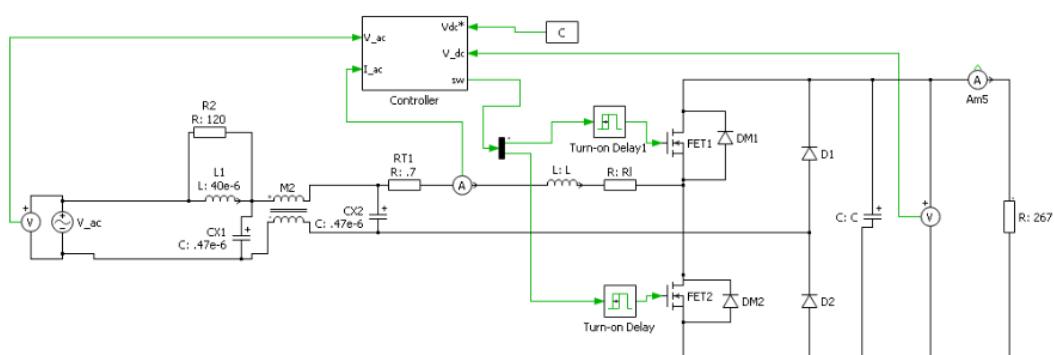


Figura 18. Topología Bridgeless Boost en PLECS



Antes de seguir conviene explicar primero el método que se ha utilizado para hallar las pérdidas de los transistores en el programa PLECS:

Comentar que PLECS realiza en sus simulaciones las commutaciones instantáneas: Las ondas retratan la situación de corte y conducción del transistor únicamente.

Pérdidas de conducción:

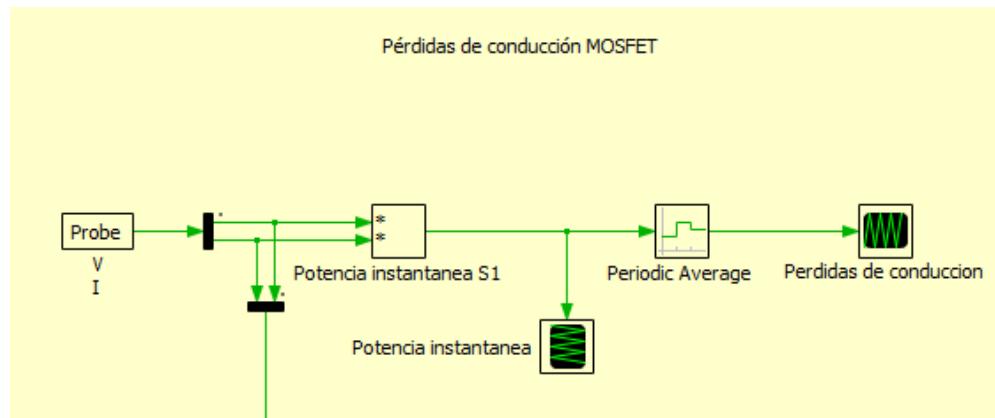


Figura 19. Implementación del calculador de pérdidas de conducción

Descripción de la implementación:

Gracias al bloque “Probe” se facilitaban las señales de tensión y corriente del transistor durante la simulación. Se multiplican para obtener la potencia instantánea y, por último, obtener la Potencia Media o Potencia en Conducción, gracias al bloque “Periodic Average”. Este bloque realiza una media (suma de todos los valores, entiéndase como una integral) y el resultado lo divide para el periodo de red.

Pérdidas de conmutación:

Para la obtención de las pérdidas de conmutación se ha utilizado una aproximación:

Únicamente se ha considerado las pérdidas por transición de paso de corte a conducción (Conmutación a “On”) y las de paso de conducción a corte (Conmutación a “Off”).

Toda la metodología se basa en los cuántos de energía que se generan en cada transición:

$$e(t) = \frac{1}{2} * v(t) * i(t) * t$$



Los tiempos de conmutación dependerán de los tipos de transistores ofrecidos por cada fabricante.

Los valores de tensión y corriente en cada conmutación: En realidad no son valores concretos, ya que serían curvas exponenciales ascendentes y descendentes. Pero por simplicidad se han tomado unos valores constantes determinados:

En el paso de “Off” a “On”: $v(t) = V_{out}$ y la $i(t) = I_{conduccion}$

En el paso de “On” a “Off”: $v(t) = V_{cond}$ y la $i(t) = I_{conduccion}$

Implementación en PLECS de la obtención de dichos valores:

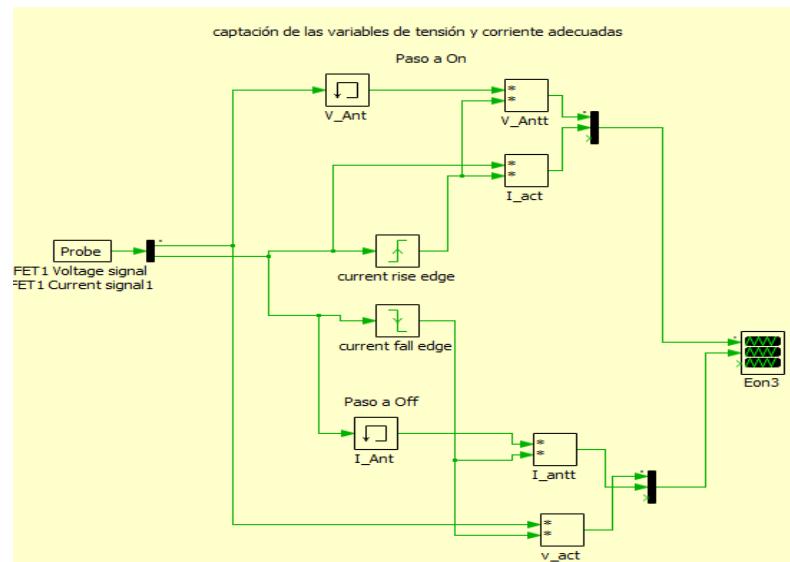


Figura 20. Implementación en PLECS para obtención de valores deseados de tensión y corriente para la conmutación

Descripción de los bloques:

- Probe: Contiene las señales de tensión y corriente del transistor.
- Detectores de flancos: Ambos, tanto el detector de flanco positivo como negativo, se ha hecho que dependan de la señal de corriente.



- Bloques de memoria: Se han utilizado para obtener los valores de tensión o corriente anteriores. Entiéndase valores anteriores, como valores del paso anterior de la simulación.
- Bloques multiplicadores: Empleados para anularse o no la operación de cálculo de los cuántos de energía.

Descripción de funcionamiento:

Lo que se quiere conseguir con los detectores de flanco, es captar justo el instante en el cual se realizan las commutaciones (con el paso de la señal de corriente a conducción o corte y viceversa). Justo cuando se detecten esos cambios, en el bloque multiplicador habrá un 1 que posibilitará el cálculo de los cuantos de energía en cada commutación.

En el paso a On:

Los valores capturados que interesan son la tensión de bloqueo anterior y la corriente de conducción actual. Estarán siempre multiplicándose por cero excepto cuando el flanco de subida de la corriente detecte el cambio.

En el paso a Off:

Los valores capturados que interesan son la tensión de bloqueo actual y la corriente de conducción anterior. Estarán siempre multiplicándose por cero excepto cuando el flanco de bajada de la corriente detecte el cambio.

Una vez se obtienen los valores correctamente de tensión y corriente, se realiza el cálculo de la energía. Y el cálculo de las pérdidas de commutación.

La energía obtenida del paso a On y Off se divide entre el periodo de red y se obtiene la aproximación de las potencias de transición por commutar. Finalmente se suman y resultan las pérdidas de commutación (Aproximación).



Su implementación es esta:

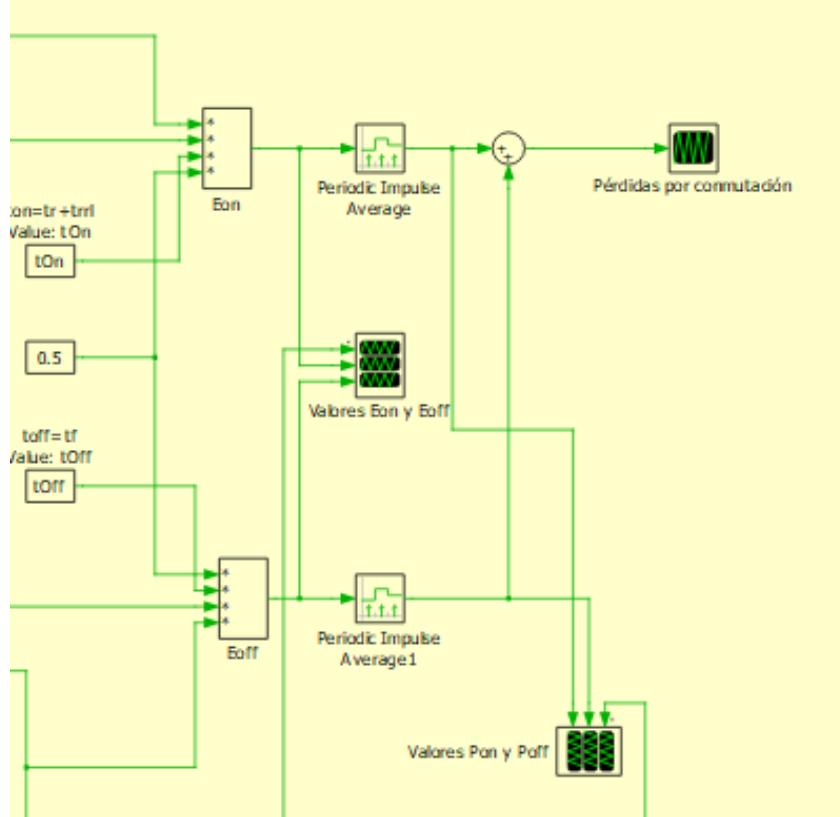


Figura 21. Implementación en PLECS para obtención del valor de las pérdidas de conmutación

Obviamente las topologías no eran iguales ni en número de componentes, ni en el funcionamiento a la hora de conmutar. Véase la implementación del algoritmo completo para hallar las pérdidas conmutación y conducción de cada topología en el Anexo V: **Algoritmo implementado para pérdidas totales en semiconductores**

Se incluyen la de las pérdidas de los diodos también, para que se pueda hacer el cálculo de las pérdidas totales.



4.1.Simulación de las tres topologías con transistor MOSFET Si

Los datos para la introducción de los parámetros para el cálculo de los diferentes semiconductores son:

- Transistores MOSFET: $R_{DS}(On)$; $t(On)$; $t(Off)$

Datos sacados del “DataSheet” [20]

- Diodo rápido o BOOST: $R(On)$; V_F

Datos sacados del “DataSheet” [22]

- Diodos rectificadores convencionales: $R(On)$; V_F

Datos sacados del “DataSheet” [23]

Véase fichero para la inicialización en **Anexo VI**

Resultados:

	Boost PFC	Bridgeless	Totem-Pole
Pérd. Transistor (W)	2.44	2 x 8.96	2 x 69.48
Pérd. Diodo rect. (W)	4 x 1.66	2 x 1.31	1.68
Pérd. Diodo Boost (W)	1.84	2 x 1.29	-
Pérd. Diodo Antiparalelo (W)	-	2 x 0.88	2 x 0.51
Pérd. Totales (W)	9.012	24.92	144.744



4.2.Simulación de las tres topologías con transistor MOSFET de SiC

Los datos para la introducción de los parámetros para el cálculo de los diferentes semiconductores son:

- Transistores MOSFET de SiC: $R_{DS}(On)$; $t(On)$; $t(Off)$

Datos sacados del “DataSheet” [24]

- Diodo rápido o BOOST: $R(On)$; V_F

Datos sacados del “DataSheet” [22]

- Diodos rectificadores convencionales: $R(On)$; V_F

Datos sacados del “DataSheet” [23]

Véase fichero para la inicialización en **Anexo VI**

	Boost PFC	Bridgeless	Totem-Pole
Pérd. Transistor (W)	0.586	2 x 1.925	2 x 1.81
Pérd. Diodo rect. (W)	4 x 1.65	2 x 0.421	1.68
Pérd. Diodo Boost (W)	1.8	2 x 1.22	-
Pérd. Diodo Antiparalelo (W)	-	0	2 x 0.0394
Pérd. Totales (W)	8.986	7.1518	7.073

La elegida ha sido la topología **BOOST PFC** con transistores **MOSFET**.



4.3.Simulación para refinar el diseño final

En este apartado se va a ajustar la frecuencia de conmutación de los transistores, de una manera más sofisticada, para aprovechar al máximo la capacidad de operación de los mismos. Además, cuando se aumenta la frecuencia, se reduce el contenido armónico de la onda de corriente de entrada (disminuye el THD), lo que implica que se puede reducir el inductor (diseño más compacto) y disminuye el parámetro THD.

Antes de manipular la frecuencia hay que tener en cuenta los límites térmicos del transistor, ya que aumentar la frecuencia, repercute de manera directamente proporcional a las pérdidas de conmutación del mismo.

Por ello, es conveniente establecer cuál es la máxima potencia a disipar del transistor elegido. (El cálculo se ha realizado siguiendo el *modelo térmico estacionario* y los datos técnicos de [10], véase en el Anexo):

Sin disipador:

$$P_{Max} = \frac{(T_J - T_{Ambiente})_{Min}}{R_{\theta JA}|_{Max}} = \frac{130 - 60}{62} = 1.29 W$$

Con disipador:

$$P_{máxima} = \frac{(T_{Jmáxima} - T_{Ambientemáxima})}{R_{\theta JA_{máx}}|_{radiador}} = \frac{(130 - 60)^\circ C}{5.2} = 13.46 W$$

En la hoja de inicialización de parámetros de Matlab, se crea una constante “k”, que va multiplicada y dividida, a los parámetros de la frecuencia de conmutación y valor de la inductancia iniciales, respectivamente. Véase en Anexo VI.

Como la frecuencia inicial es de 62.5 kHz, los valores de “k” elegidos para una primera simulación han sido: 1 (62.5 kHz) (para tener un punto de partida), 1.6 (100 kHz), 4.8 (300 kHz) y 9.6 (600 kHz). Los resultados de las simulaciones han sido.



Simulación	1	2	3	4	5
K	1	1.6	2.4	4.8	9.6
Fsw (kHz)	62.5	100	150	300	600
L (H)	1.24e-3	0.755e-3	0.3875e-3	0.193e-3	0.096e-3
THD	0.02525	0.017	0.01626	0.01515	0.01485
Pérdidas Conducción del transistor (W)	2.14	2.142	2.144	2.144	1.34
Pérdidas Comutación del transistor (W)	0.301	0.4823	0.7239	1.44	2.337
Pérdidas Totales del transistor (W)	2.441	2.62438	2.86	3.59	3.687

El criterio de elección es que la proporción de la repartición entre las pérdidas de conducción y conmutación del transistor se repartan en 2/3 y 1/3 respectivamente, respecto de las totales. Sin que las totales superen los 4 W.

Elegimos la frecuencia de 300 kHz (k=4.8).

Por lo visto, sin radiador no se llega y con un radiador tradicional es demasiado. Habría que buscar un radiador más pequeño, ya que no solo se ajustaría mejor la capacidad de disipar, sino que se abarataría los costes y el tamaño final quedaría más compacto (menos cantidad de material).



5. CONCLUSIÓN

En el presente trabajo se ha demostrado como la topología Boost PFC con el transistor MOSFET de Silicio está entre las que menores pérdidas tienen (en lo que se refiere a pérdidas en semiconductores). Además, es la que menos transistores tiene, uno frente a dos que tienen las otras, y la tecnología MOSFET es más barata que la de SiC. Por tanto, se ha conseguido una etapa con rectificación activa muy competente y de bajo coste (Objetivo principal de proyecto).

Además, se ha aumentado al máximo la frecuencia de operación para conseguir que el factor de potencia se aproxime aún más a la unidad.

6. PLANIFICACION

Tareas del proyecto:

Estudio de tfgs anteriores (1)

Planteamiento inicial del circuito a partir de las condiciones (2)

Estado del arte (3)

Elección de las candidatas (Comprensión) y Parámetros definitivos (4)

Simulaciones, para determinar la mejor (4)

Refinar la ganadora (5)

Redacción de la memoria (6)

Tareas	Mayo	Junio	Julio	Agosto	Septiembre	Octubre	Noviembre
1							
2							
3							
4							
5							
6							



7. BIBLIOGRAFIA

- [1] PACHECO, J.A. (2014-2015): Diseño de cargador de baterías de 600W/48V. Trabajo de fin de grado. Universidad de Zaragoza.
- [2] LATORRE MARQUÉS, J. (2015-2016): Cargador de baterías plomo de 48-600W. Trabajo de fin de grado. Universidad de Zaragoza.
- [3] MORENO ROYO, S. (20189/2019): Análisis y mejora de cargador de baterías de plomo de 600W. Trabajo de fin de grado. Universidad de Zaragoza.
- [4] CALLEJA COBO, F. (2015): Sistema de control de la calidad del suministro eléctrico. Trabajo de fin de grado. Universidad de Cantabria.
- [5] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. Y ROBBINS, W.P. (1989): POWER ELECTRONICS: Converters, Applications, and Design. EEUU, Ed. WILEY.
- [6] MARTÍNEZ, A. (2019-2020): Apuntes de fuentes de alimentación electrónicas. Grado en Ingeniería Electrónica y Automática industrial 2019-2020. Universidad de Zaragoza.
- [7] BURDÍO PINILLA, J.M. (2016-2017): Apuntes de Electrónica de Potencia. Grado en Ingeniería Electrónica y Automática industrial 2016-2017. Universidad de Zaragoza.

ApplicationNotes and Articles of Technical Data

- [10] Application Note of TOSHIBA: Power Factor Correction 2019.
- [11] Article of the “*Analog Design Journal*” of Texas Instruments. By Salil Chellappan .2018).
- [12] Application Note of Infineon: PFC boost converter design guide 2019.

DataSheet

- [20] Datasheet IPD60R385CP. Infenion.
- [21] Datasheet AOD11S60. Alpha & Omega semiconductors
- [22] Datasheet C3D0606G. Z-Rec Rectifier. CREE
- [23] Datasheet RR1VWM6S. ROHM Semiconductors.
- [24] Datasheet C3M0060065J. CREE



8. ANEXOS



Anexo I: Desarrollo de la Serie de Fourier

Este contenido se ha revisado en el libro de Electrónica de Potencia: *POWER ELECTRONICS* [5]. En el *apartado 2: Cálculos de Potencia (2.8 Las Series de Fourier)*.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n * \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)]$$

Con:

$$a_0 = \frac{2}{T} * \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} * \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (f(t) * \cos(n\omega_0 t)) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} * \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (f(t) * \sin(n\omega_0 t)) dt$$



Anexo II: Potencia Media en Ondas Sinusoidales

Este contenido se ha revisado en el libro de Electrónica de Potencia: *POWER ELECTRONICS* [5]. En el apartado 2: *Cálculos de Potencia* (2.7 Cálculos de Potencia para circuitos de alterna con ondas sinusoidales).

Suponemos que para cualquier elemento de un circuito de alterna:

$$v(t) = V_m * \cos(\omega t + \theta)$$

$$i(t) = I_m * \cos(\omega t + \phi)$$

La potencia instantánea es:

$$p(t) = v(t) * i(t) = [V_m * \cos(\omega t + \theta)] * [I_m * \cos(\omega t + \phi)]$$

Utilizando la identidad trigonométrica:

$$(\cos A)(\cos B) = \frac{1}{2} * [\cos(A + B) + \cos(A - B)]$$

Por tanto:

$$p(t) = \left(\frac{V_m I_m}{2} \right) [\cos(2\omega t + \theta + \phi) + \cos(\theta - \phi)]$$

La potencia media es:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \left(\frac{V_m I_m}{2 T} \right) \int_0^T [\cos(2\omega t + \theta + \phi) + \cos(\theta - \phi)] dt$$

El primer término de la integral es nulo, ya que el hecho de que sea una función cosenoide respecto del tiempo, supone que el área positiva se anula con la negativa en cada periodo. Respecto al segundo término, es constante, pudiéndose así sacar de la integración.

$$P = \frac{V_m * I_m}{2} * \cos(\theta - \phi)$$

$$P = V_{RMS} * I_{RMS} * \cos(\theta - \phi)$$

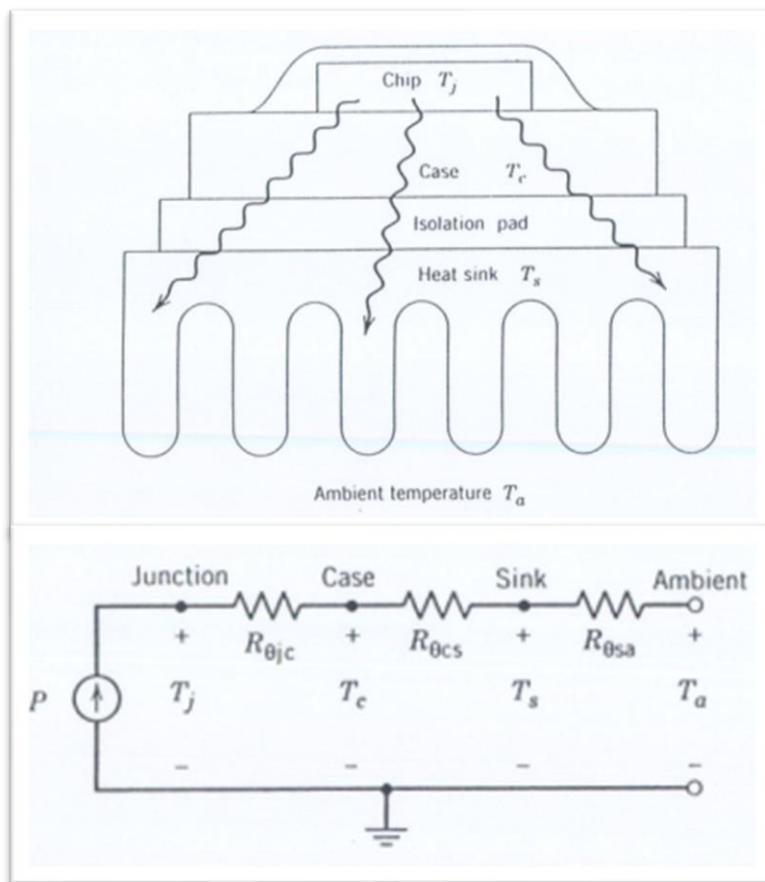


Anexo III: Cálculos Térmicos

Las imágenes del *modelo térmico estacionario* se han sacado de [6] y los datos técnicos del MOSFET se han sacado de datasheet [20].

Para realizar los cálculos recurrimos al *modelo térmico estacionario*:

El modelo explica como circula el flujo de potencia por las distintas partes de un semiconductor genérico con radiador incorporado.



$$(T_j - T_{\text{Ambiente}}) = R_{\theta JA} * P = (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) * P$$

- | | |
|--|---|
| - $P \rightarrow$ Potencia que disipa al funcionar | - $R_{\theta JC} \rightarrow$ Resistencia térmica unión-cápsula |
| - $T_j \rightarrow$ Temperatura de la unión | - $R_{\theta CS} \rightarrow$ Resistencia térmica cápsula-disipador |
| - $T_c \rightarrow$ Temperatura del encapsulado | - $R_{\theta SA} \rightarrow$ Resistencia térmica dissipador-ambiente |
| - $T_s \rightarrow$ Temperatura del posible radiador | - $R_{\theta JA} \rightarrow$ Resistencia térmica unión-ambiente (sin dissipador) |



Condiciones térmicas límite más desfavorables de la aplicación:

- Temperatura de unión límite: $T_{J\maxima} = 130 \text{ }^{\circ}\text{C}$:

Ya que los transistores de las características requeridas para la aplicación, a una temperatura de unión de $150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ se destruyen.

- Temperatura de ambiente alta: $T_{\text{Ambiente},\maxima} = 60 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (Típicas)

Una temperatura de ambiente alta implica una diferencia de temperatura menor, y para una R_{th} constante, la capacidad de disipar la potencia es menor. Esto puede propiciar aumentos de temperatura excesivos que no solo contribuyen a la deterioración del componente, sino que pueden conseguir su destrucción.

Sin disipador:

Al no utilizar radiador (ó disipador), la potencia “circulará” desde la unión, pasando por el encapsulado (case), hasta llegar al ambiente.

$$(T_J - T_{\text{Ambiente}}) = R_{\theta JA} * P$$

$$P = \frac{(T_J - T_{\text{Ambiente}})}{R_{\theta JA}}$$

Datos técnicos:

Thermal characteristics

Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}		-	-	1.5	K/W
Thermal resistance, junction - ambient	R_{thJA}	SMD version, device on PCB, minimal footprint	-	-	62	
		SMD version, device on PCB, 6 cm ² cooling area ⁵⁾	-	35	-	

$$P_{Max} = \frac{(T_J - T_{\text{Ambiente}})_{Max}}{R_{\theta JA}|_{Max}} = \frac{130 - 60}{62} = 1.29 \text{ W}$$



Con disipador:

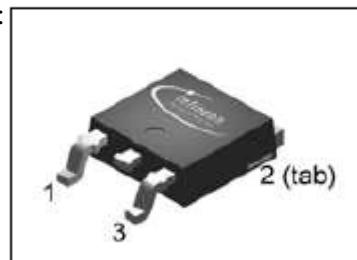
Datos técnicos:

Thermal characteristics

Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}	-	-	1.5	K/W
-------------------------------------	------------	---	---	-----	-----

PG-T0252

Encapsulado del MOSFET:

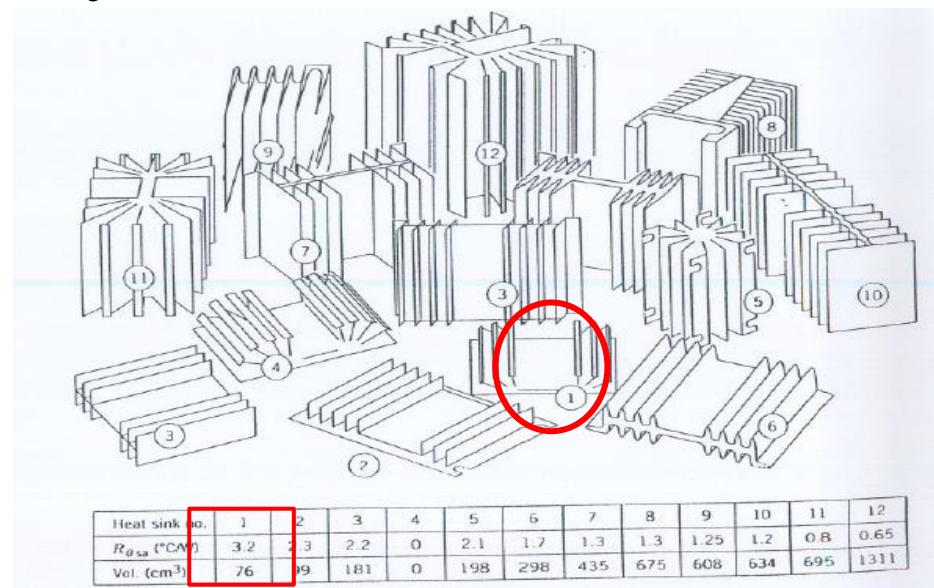


DPAK

Como el datasheet del MOSFET elegido [20] no especifica nada sobre la $R_{\theta CS_{máx}}$, se ha mirado otro similar, pero de otro fabricante con el mismo encapsulado [21].

Thermal Characteristics	Parameter	Symbol	Typical	Maximum	Units
Maximum Junction-to-Ambient ^{A,D}	R_{jNA}		45	55	°C/W
Maximum Case-to-sink ^A	R_{ics}		--	0.5	°C/W
Maximum Junction-to-Case ^{D,F}	R_{juc}		0.45	0.6	°C/W

Radiado elegido:





$$R_{\theta JA_{máx}}|_{radiador} = R_{\theta JC_{máx}} + R_{\theta CS_{máx}} + R_{\theta SA_{máx}} = 1.5 + 0.5 + 3.2$$

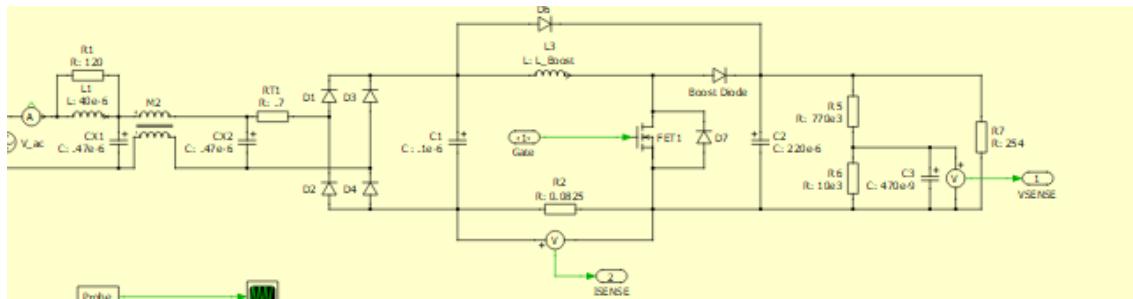
Por tanto:

$$P_{máxima} = \frac{(T_{Jmáxima} - T_{Ambiente_{máxima}})}{R_{\theta JA_{máx}}|_{radiador}} = \frac{(130 - 60)^\circ C}{5.2} = 13.46 W$$



Anexo IV: Funcionamiento de las topologías elegidas

Boost PFC:



Como a la salida del puente rectificador se obtiene la onda rectificada, no hace falta distinguir entre semiciclos positivos y negativos.

- Transistor On: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina y el transistor, hasta masa. La bobina se carga.
- Transistor Off: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina y el diodo Boost, hasta la carga. La bobina se descarga.

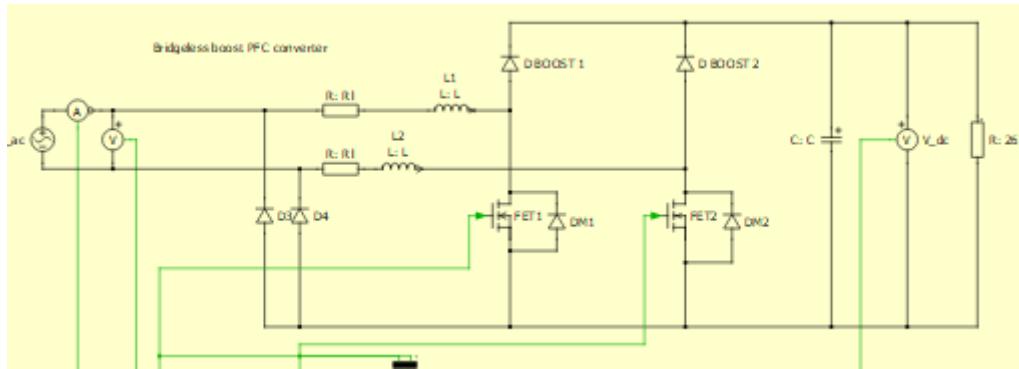
Como el valor de tensión de la rectificación no es constante, el ciclo de servicio D del transistor variará para dar a la salida los 400V deseados.

El diodo rápido, el diodo en antiparalelo del transistor y el propio transistor soportan tensiones de bloqueo de 400V.

Las corrientes por el transistor y el diodo rápido no superan los 5 A.



Bridgeless boost PFC:



Esta topología opera como si fueran dos topologías Boost PFC, una en cada semiciclo de la red.

Semiciclo positivo de la red:

- Transistor On: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina L1 y el transistor FET 1, hasta masa. La bobina se carga.
- Transistor Off: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina L1 y el diodo Boost 1, hasta la carga. La bobina se descarga.

Semiciclo Negativo de la red:

- Transistor On: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina L2 y el transistor FET 2, hasta masa. La bobina se carga.
- Transistor Off: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina L2 y el diodo Boost 2, hasta la carga. La bobina se descarga.

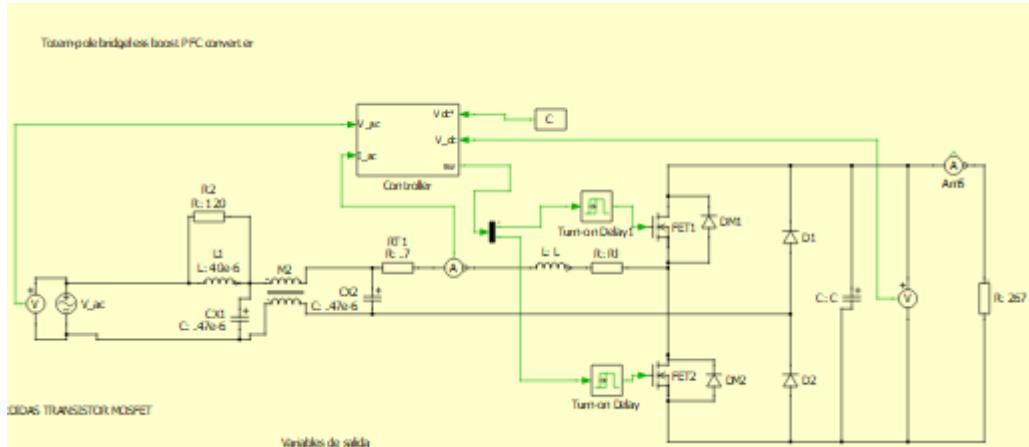
Como el valor de tensión de la rectificación no es constante, el ciclo de servicio D del transistor variará para dar a la salida los 400V deseados.

El diodo rápido, el diodo en antiparalelo del transistor y el propio transistor soportan tensiones de bloqueo de 400V.

Las corrientes por el transistor y el diodo rápido no superan los 5 A.



Totem-Pole boost PFC:



Esta topología no opera del mismo modo que las anteriores. Además, se tiene que forzar un retraso para la excitación de cada transistor, para que no conduzcan a la vez, ya que, si no se hace, puede que haya un cortocircuito de la fuente.

Semiciclo positivo de la red:

- Transistor On: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina L y el transistor FET 2, hasta masa. La bobina se carga.
- Transistor Off: El camino de conducción es de la fuente a través de la bobina L y luego existe una repartición entre la corriente del diodo en antiparalelo del FET 1 y el propio FET 1, hasta la carga. La bobina se descarga.

Semiciclo Negativo de la red:

- Transistor On: El camino de conducción es de la fuente a través del diodo D1, el transistor FET 1 y la bobina, hasta el positivo de la fuente. La bobina se carga.
- Transistor Off: El camino de conducción es de la fuente a través del diodo D1, la carga y luego existe una repartición entre la corriente del diodo en antiparalelo del FET 2 y el propio FET 2, hasta la carga. La bobina se descarga.

Como el valor de tensión de la rectificación no es constante, el ciclo de servicio D del transistor variará para dar a la salida los 400V deseados.

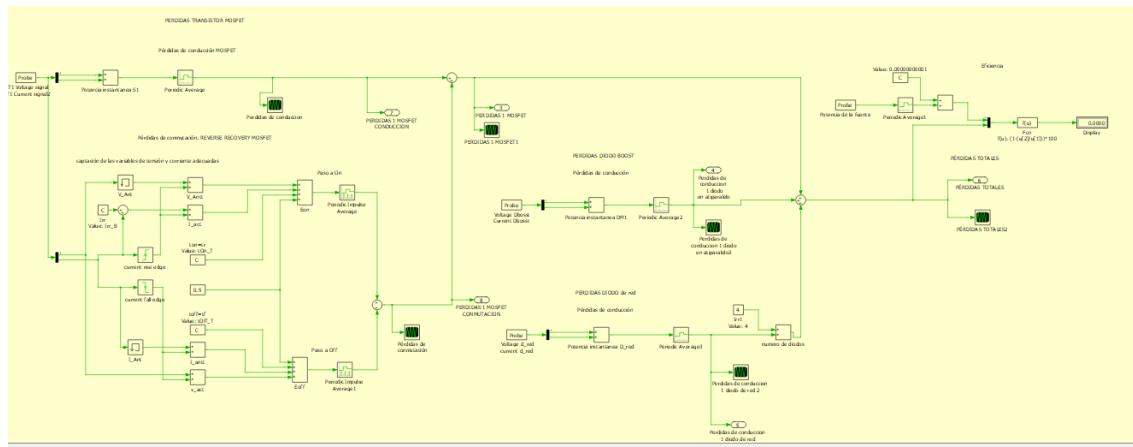
El diodo rápido, el diodo en antiparalelo del transistor y el propio transistor soportan tensiones de bloqueo de 400V.

Las corrientes por el transistor y el diodo rápido no superan los 5 A.

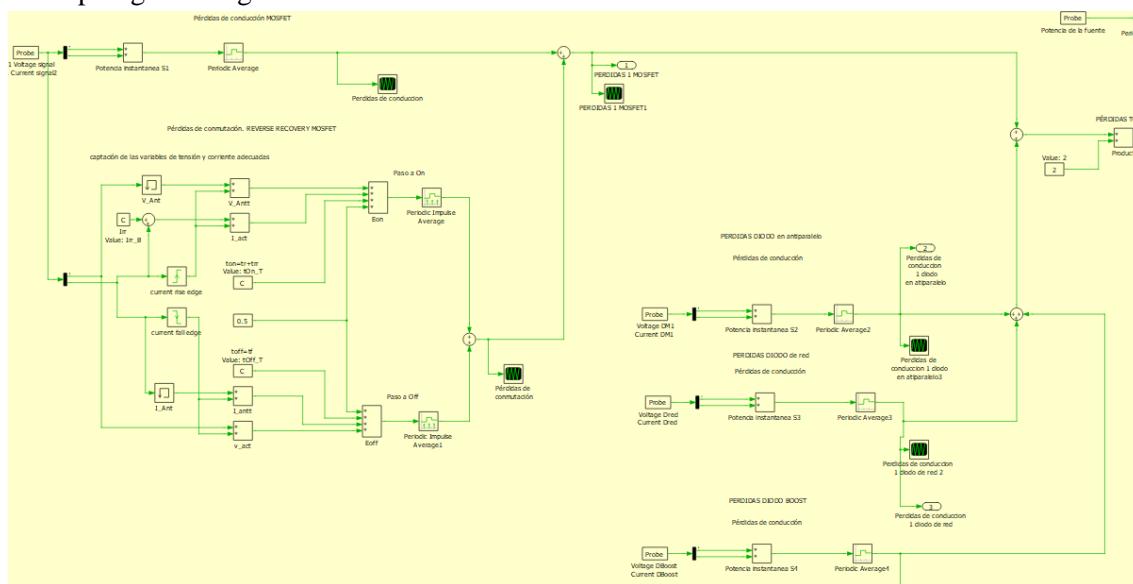


Anexo V: Algoritmo implementado para pérdidas totales en semiconductores

Topologías Boost PFC

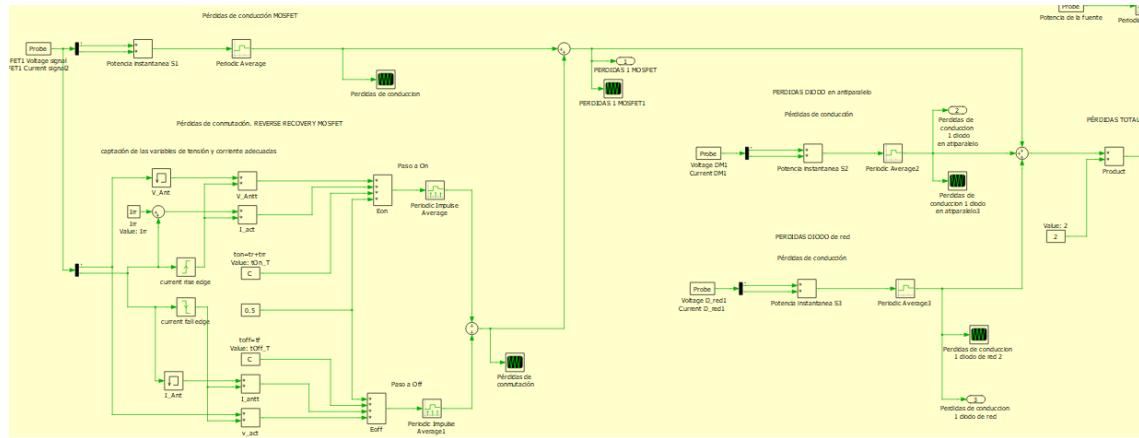


Topologías Bridgeless boost PFC





Topologías totem-Pole boost PFC





Anexo VI: Ficheros de inicialización de los parámetros de las topologías

```
%Parámetros de inicialización
%Boost PFC
%MOSFET DE SILICIO
```

```
clear
close all
```

```
%Parámetros Generales
F_red=50;
%fs=100000;
Vin=230;
%Vout_deseada=400;
```

```
%Parámetros del IC controlador
```

```
%Parámetros de los componentes (físico)
%Bobinas BOOST
L_Boost=1.24e-3;
```

```
%Semiconductores:
```

```
% 1-Diodo rectificador: Puente Rectificador
Ron_DRect=0.15; %ch %Tj=125 grados
Vf_DRec=0.9; %ch
```

```
% 2-Diodo en antiparalelo del MOSFET de Si
Ron_dAnt=0.05941;%ch
Vf_dAnt=0.9;%ch
Irr=0; %ch %Realmente si que tiene Irr. Pero este
%diodo no conduce en las conmutaciones
%del MOSFET
```

```
% 3-Diodo rápido o Boost: Tecnología SiC (NO HAY OTRA OPCIÓN)
Ron_B=0.178;%ch
Vf_B=0.6; %ch %Zero Reverse Recovery
Irr_B=0; %ch %Current(from DataSheet)
```



```
% 4-Transistores MOSFET Si
Ron_T=0.9; %ch
tOff_T=5e-09; %ch %tOff=tfall_I Como no conduce el diodo en
%antiparalelo: NO HAY REVERSE RECOVERY

tOn_T=5e-09; %ch %tOn=trise_I

%%%%%%%%%%%%%
%%%Resultados y conclusiones%%%%%
%%%%%%%%%%%%%

% Pérdidas en el transistor
% Pérdidas de conducción
% Pcond= 2.14 W
% Pérdidas de conmutación
% Psw= 0.3 W

% Pérdidas en diodo rectificador
% P= 1.66 W x4

% Pérdidas en diodo BOOST o diodo rápido
% P= 1.84 W

% Pérdidas en diodo en antiparalelo del MOSFET (integrado)
% P= 0 W

% Pérdidas Totales: 9.012 W

% Rendimiento: 98.5581
```



```
%Parámetros de inicialización
%Boost PFC
%MOSFET SiC
clear
close all

%Parámetros Generales
F_red=50;
%fs=100000;
Vin=230;
%Vout_deseada=400;

%Parámetros del IC controlador
%Bobinas BOOST
L_Boost=1.24e-3;
%Semiconductores:
% 1-Diodo rectificador: Puente Rectificador
Ron_DRect=0.15; %ch %Tj=125 grados
Vf_DRec=0.9; %ch

% 2-Diodo en antiparalelo del MOSFET de SiC
Ron_dAnt=0.156; %ch
Vf_dAnt=1.1; %ch
Irr=0; %Realmente si que tiene Irr. Pero este diodo no conduce en las commutaciones % del MOSFET

% 3-Diodo rápido o Boost: Tecnología SiC
Ron_B=0.17; %ch
Vf_B=0.6; %ch %Zero Reverse Recovery
Irr_B=0; %ch %Current (from DataSheet)

% 4-Transistores MOSFET SiC
Ron_T=0.076; %ch
tOff_T=6e-09; %tOff=tfall_I Como no conduce el diodo en %antiparalelo: NO HAY REVERSE RECOVERY
```



```
tOn_T=8e-09; %tOn=trise_I
```

```
%%%%%%Resultados y conclusiones%%%%%
```

```
% Pérdidas en el transistor
% Pérdidas de conducción
% Pcond= 0.178 W
% Pérdidas de conmutación
% Psw= 0.408 W

% Pérdidas en diodo rectificador
% P= 1.65 W x4

% Pérdidas en diodo BOOST o diodo rápido
% P= 1.8 W

% Pérdidas en diodo en antiparalelo del MOSFET (integrado)
% P= 0 W

% Pérdidas Totales: 8.986 W

% Rendimiento: 98.5581
```



```
%%%%%%Parámetros de inicialización
%%%Bridgeless Boost PFC
%%%MOSFET Si
%%%clear
close all

%%%%Parámetros Generales
F_red=50;
fs=100000;
Vin=230;
Vout_deseada=400;
%%%Parámetros del IC controlador
Ri= struct('ki',50,'kp',25,'Tn',0.5,'Ti',0.02,'Tp',1e-5,'Ts',2e-5,'F',50000);
Rv=
struct('ki',6,'kp',0.06,'Tn',0.01,'Ti',0.1667,'Tp',0.0025,'Ts',5e-4,'F',2000);

%%%%Parámetros de los componentes (físico)
%Bobinas BOOST
L_Boost=15e-4;
%Condensador
C=3e-4;
%%%Semiconductores:
% 1-Diodo rectificador: Puente Rectificador
Ron_DRect=0.15; %ch  %Tj=125 grados
Vf_DRec=0.9; %ch

% 2-Diodo en antiparalelo del MOSFET de Si
Ron_dAnt=0.05941;%ch
Vf_dAnt=0.9;%ch
Irr=0; %ch          %Realmente si que tiene Irr. Pero este
                     %diodo no conduce en las conmutaciones
                     %del MOSFET

% 3-Diodo rápido o Boost: Tecnología SiC (NO HAY OTRA OPCIÓN)
Ron_B=0.178;%ch
Vf_B=0.6; %ch      %Zero Reverse Recovery
```



```
Irr_B=0;      %ch      %Current (from DataSheet)

%
% 4-Transistores MOSFET Si
Ron_T=0.9;    %ch
tOff_T=5e-09; %ch  %tOff=tfall_I Como no conduce el diodo en
                    %antiparalelo: NO HAY REVERSE RECOVERY

tOn_T=5e-09;   %ch  %tOn=trise_I

%%%%%%%%%%%%%%%
%%%Resultados y conclusiones%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%

%
% Pérdidas en el transistor
% Pérdidas de conducción
%          Pcond= 8.5 W x2
% Pérdidas de conmutación
%          Psw= 0.46 W x2

%
% Pérdidas en diodo rectificador
%          P= 1.31 W x2

%
% Pérdidas en diodo BOOST o diodo rápido
%          P= 1.29 W x2

%
% Pérdidas en diodo en antiparalelo del MOSFET (integrado)
%          P= 0.88 W x2

%
% Pérdidas Totales: 24.9206 W

%
% Rendimiento: 96.0029
```



```
%Parámetros de inicialización
Bridgeless Boost PFC
MOSFET SiC
clear
close all

%Parámetros Generales
F_red=50;
fs=100000;
Vin=230;
Vout_deseada=400;
%Parámetros del IC controlador
Ri= struct('ki',50,'kp',25,'Tn',0.5,'Ti',0.02,'Tp',1e-5,'Ts',2e-5,'F',50000);
Rv=
struct('ki',6,'kp',0.06,'Tn',0.01,'Ti',0.1667,'Tp',0.0025,'Ts',5e-4,'F',2000);

%Parámetros de los componentes (físico)
%Bobinas BOOST
L_Boost=15e-4;
%Condensador
C=3e-4;

%Semiconductores:
% 1-Diodo rectificador: Puente Rectificador
Ron_DRect=0.15; %ch %Tj=125 grados
Vf_DRec=0.9; %ch

% 2-Diodo en antiparalelo del MOSFET de SiC
Ron_dAnt=0.156; %ch
Vf_dAnt=1.1; %ch
Irr=0; %Realmente si que tiene Irr. Pero este
%diodo no conduce en las commutaciones
% del MOSFET

% 3-Diodo rápido o Boost: Tecnología SiC
Ron_B=0.17; %ch
```



```
Vf_B=0.6; %ch      %Zero Reverse Recovery
Irr_B=0; %ch      %Current (from DataSheet)
```

```
% 4-Transistores MOSFET SiC
Ron_T=0.076; %ch
tOff_T=6e-09; %tOff=tfall_I Como no conduce el diodo en
                %antiparalelo: NO HAY REVERSE RECOVERY
tOn_T=8e-09; %tOn=trise_I
```

%%%%%%%%%%%%%
%%%%%Resultados y conclusiones%%%%%
%%%%%%%%%%%%%

```
% Pérdidas en el transistor
% Pérdidas de conducción
% Pcond= 1.304 W x2
% Pérdidas de conmutación
% Psw= 0.621 W x2

% Pérdidas en diodo rectificador
% P= 0.421 W x2

% Pérdidas en diodo BOOST o diodo rápido
% P= 1.22 W x2

% Pérdidas en diodo en antiparalelo del MOSFET (integrado)
% P= 0 W x2

% Pérdidas Totales: 7.1518 W

% Rendimiento: 98.8185
```



```
%%Parámetros de inicialización
%Totem-Pole Boost PFC
%MOSFET Si
%clear
%close all

F_red=50;
fs=100000;
Vin=230;
Vout_deseada=400;

%Parámetros Generales
F_red=50;
fs=100000;
Vin=230;
Vout_deseada=400;

Ri= struct('ki',50,'kp',75,'Tn',1.5,'Ti',0.02,'Tp',1e-5,'Ts',2e-5,'F',50000);
Rv=
struct('ki',8,'kp',0.08,'Tn',0.01,'Ti',0.125,'Tp',0.0025,'Ts',5e-4,'F',2000);

%Parámetros del IC controlador
%Bobinas BOOST
L=0.0015;
Rl=1e-3;
%Condensador
C=4e-04;

%Semiconductores:
% 1-Diodo rectificador: Puente Rectificador
Ron_DRect=0.15; %ch  %Tj=125 grados
Vf_DRec=0.9; %ch

% 2-Diodo en antiparalelo del MOSFET de Si
Ron_dAnt=0.05941;%ch
Vf_dAnt=0.9;%ch
Irr=24; %ch
```



```
% 3-Transistores MOSFET Si
Ron_T=0.9; %ch
tOff_T=5e-09; %ch %tOff=tfall_I
tOn_T=265e-09; %ch %tOn=trise_I+trr
tdelay=100e-9;

%%%%%%%%%%%%%Resultados y conclusiones%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%Pérdidas en el transistor
% Pérdidas de conducción
% Pcond= 1.48 W x2
% Pérdidas de conmutación
% Psw= 68 W x2

% Pérdidas en diodo rectificador
% P= 1.69 W x2

%%%%%%%%%%%%%Pérdidas en diodo en antiparalelo del MOSFET (integrado)
% P= 0.51 W x2

% Pérdidas Totales: 144.744 W
% Rendimiento: 76.37
```



```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Parámetros de inicialización  
%%%%%%%%%%%%%%%Totem-Pole Boost PFC  
%%%%%%%%%%%%%%%MOSFET SiC  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
clear  
close all  
  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Parámetros Generales%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
F_red=50;  
fs=100000;  
Vin=230;  
Vout_deseada=400;  
  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Parámetros del IC controlador%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
Ri= struct('ki',50,'kp',75,'Tn',1.5,'Ti',0.02,'Tp',1e-5,'Ts',2e-  
5,'F',50000);  
Rv=  
struct('ki',8,'kp',0.08,'Tn',0.01,'Ti',0.125,'Tp',0.0025,'Ts',5e-  
4,'F',2000);  
  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Parámetros de los componentes (físico)%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%Bobinas BOOST  
L=0.0015;  
Rl=1e-3;  
%Condensador  
C=4e-04;  
  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
  
%Semiconductores:  
% 1-Diodo rectificador: Puente Rectificador  
Ron_DRect=0.15; %ch %Tj=125 grados  
Vf_DRec=0.9; %ch  
  
% 2-Diodo en antiparalelo del MOSFET de SiC  
Ron_dAnt=0.156; %ch  
Vf_dAnt=1.1; %ch  
Irr=15; %Realmente si que tiene Irr. Pero este  
%diodo no conduce en las conmutaciones
```



% del MOSFET

```
% 3-Transistores MOSFET SiC
Ron_T=0.076; %ch
tOff_T=6e-09;           %tOff=tfall_I Como no conduce el diodo en
                        %antiparalelo: NO HAY REVERSE RECOVERY
tOn_T=8e-09;            %tOn=trise_I
tdelay=100e-9;
```

%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%Resultados y conclusiones%%%%%
%%%%%

```
% Pérdidas en el transistor
% Pérdidas de conducción
% Pcond= 0.288   W x2
% Pérdidas de conmutación
% Psw=     1.522   W x2

% Pérdidas en diodo rectificador
% P=       1.68     W x2
```

```
% Pérdidas en diodo en antiparalelo del MOSFET (integrado)
% P=     0.0394   W x2

% Pérdidas Totales: 7.073 W

% Rendimiento:      98.83
```