



Universidad
Zaragoza

Proyecto Fin de Carrera

Aplicación de redes resonantes híbridas al calentamiento por inducción doméstica

Autor:

Arturo Soria de las Heras

Director:

Dr. Carlos Bernal Ruiz.

Escuela: **EINA**

Año: 2013

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer al grupo de Electrónica de Potencia y Microelectrónica de las Universidad de Zaragoza por todo el apoyo y paciencia que me han prestado durante este tiempo. En especial quiero agradecer a mis compañeros de laboratorio Javier Avellaned y Antonio Cuadra, y a mi director del proyecto Carlos Bernal por su esfuerzo y dedicación.

También me gustaría dar las gracias a mis compañeros de carrera, por todos estos años. Sin ellos esta experiencia universitaria no podría haber sido lo mismo.

TABLA DE CONTENIDOS

1.-INTRODUCCIÓN- 1 -

- 1.1.- INDUCCIÓN - 1 -
- 1.2.- CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN - 1 -
 - 1.2.1.- *Materiales ferromagnéticos: Histéresis o rozamiento de dominios magnéticos*..... - 1 -
 - 1.2.2.- *Materiales conductores: corrientes inducidas* - 2 -
- 1.3.- COCINAS POR INDUCCIÓN - 3 -
 - 1.3.1.- *Características diferenciales* - 4 -
- 1.4.- CIRCUITOS RESONANTES UTILIZADOS EN INDUCCIÓN: RESONANCIA SERIE Y PARALELO - 5 -
- 1.5.- TOPOLOGÍAS UTILIZADAS EN INDUCCIÓN - 8 -
 - 1.5.1.- *Inversor semipunte con circuito resonante serie (SRC HB)* - 8 -
 - 1.5.1.1.- *Inversor single switch con circuito resonante paralelo*..... - 12 -
 - 1.5.1.1.1.- *Conmutación óptima* - 14 -
- 1.6.- MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS - 16 -
 - 1.6.1.- *Motivación* - 16 -
 - 1.6.2.- *Objetivos*..... - 16 -

2.- CIRCUITOS RESONANTES DE 3^{ER} ORDEN- 17 -

- 2.1.- CLASIFICACIÓN Y ANÁLISIS DE REDES RESONANTES PARA CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN - 17 -
 - 2.1.1.- *Redes de segundo orden*..... - 17 -
 - 2.1.2.- *Redes híbridas de tercer orden* - 17 -
 - 2.1.2.1.- *Redes LLC*..... - 19 -
 - 2.1.2.2.- *Redes LCC* - 21 -
 - 2.1.2.3.- *Redes RLLC y RLCC*..... - 22 -
- 2.2.- CONCLUSIONES..... - 26 -

3.- APLICACIÓN DE LAS REDES RESONANTES HÍBRIDAS EN SEMIPUNTE- 27 -

- 3.1.- DISEÑO STANDARD (TOPOLOGÍA HB-SRC) - 27 -
 - 3.1.1.- *Ajuste y análisis de la etapa HB SRC*..... - 28 -
 - 3.1.2.- *Análisis frecuencial del circuito resonante*..... - 31 -
 - 3.1.3.- *Diseño SRC para 3600W* - 32 -
 - 3.1.4.- *Rendimiento de la topología*..... - 33 -
 - 3.1.5.- *Conclusiones respecto al SRC*..... - 34 -
- 3.2.- DISEÑO HÍBRIDO - 34 -
 - 3.2.1.- *Obtención de las redes resonantes válidas para semipunte*..... - 34 -
 - 3.2.2.- *Análisis frecuencial de las redes de tercer orden*..... - 35 -
 - 3.2.3.- *Diseño del convertidor con red de tipo C para 3600W* - 36 -
 - 3.2.4.- *Simulación temporal para una onda cuadrada de excitación*. - 37 -
 - 3.2.5.- *Análisis frecuencial de las redes de cuarto orden*..... - 38 -
 - 3.2.6.- *Diseño del convertidor con red de tipo C2 para 3600W* - 41 -
 - 3.2.7.- *Rendimientos*..... - 42 -
 - 3.2.7.1.- *Transistores IGBT de silicio* - 44 -
 - 3.2.7.2.- *Transistores JFET de carburo de silicio (SiC)* - 47 -
- 3.3.- CONCLUSIONES Y APORTACIONES - 52 -

ANEXOS- 53 -

- A1.- PROGRAMA DE MATLAB PARA GENERAR REDES FOSTER - 53 -

A2.- SIMULACIÓN FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE EN EL CONVERTIDOR HB-SRC.....	- 55 -
A3.- SIMULACIÓN FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE EN EL CONVERTIDOR HB CON RESONANCIA TIPO C.....	- 56 -
A4.- PROGRAMA DE MATLAB PARA SIMULAR EL CONVERTIDOR SEMIPUENTE CON RESONANCIA TIPO C2	- 56 -
REFERENCIAS	- 62 -

1.-Introducción

1.1.- Inducción

La forma de calentar y cocinar los alimentos ha ido evolucionando a través de los siglos. Al comienzo, los alimentos se cocinaban utilizando madera, posteriormente al usó el carbón. La utilización de gas en las cocinas supuso una gran mejora en cuanto a la limpieza de la cocina, evitando también la generación de humo. Más tarde, las cocinas vitrocerámicas resistivas y más tarde las halógenas añadieron un plus de limpieza y eliminaron los riesgos derivados del gas. El último paso en esta evolución y que ha sido desarrollado en las últimas décadas, es la cocina de inducción, añadiendo rapidez y eficiencia a las anteriores.

Este proyecto se centra en el estudio y mejora de la tecnología de inducción para su aplicación en cocinas domésticas.

1.2.- Calentamiento por inducción

El calentamiento por inducción es un proceso de calentamiento sin contacto, de tal manera que el calor se genera en el propio material a calentar. Este calentamiento utiliza las propiedades de los materiales metálicos al ser sometidos a campos magnéticos variables, absorbiendo parte de la energía transformándola en calor. Los materiales metálicos que experimentan este fenómeno deben tener las siguientes propiedades:

- Ferromagnetismo, gracias al cual tendrá lugar el fenómeno de histéresis o rozamiento de dominios magnéticos.
- Conductividad, causante de la aparición en el material de las denominadas corrientes inducidas o corrientes de Foucault.

Ambos procesos transforman la energía del campo electromagnético en calor, siendo de mayor importancia en las aplicaciones de calentamiento por inducción el de corrientes inducidas.

1.2.1.- Materiales ferromagnéticos: Histéresis o rozamiento de dominios magnéticos

Para poder explicar el fenómeno de histéresis, se ha de tener en cuenta cómo es la estructura de un material ferromagnético: está compuesto de pequeños grupos de moléculas orientados en una determinada dirección, que reciben el nombre de campos o dominios magnéticos.

Cuando estos dominios se encuentran bajo la acción de un campo magnético H (Figura 1.a), los dominios giran de tal manera que se oponen a dicho campo, y conforme la excitación sigue aumentando, el giro de los dominios se hace irreversible. Al disminuir la excitación H, los dominios van girando a su posición inicial, pero lo hacen de una manera más lenta a la inicial, recorriendo otro camino en la gráfica. Este proceso, al ser más lento, hace que, aun retirando

la excitación, permanezca una imanación remanente (B_r). Para eliminar dicha imanación, se ha de aplicar una excitación en sentido contrario.

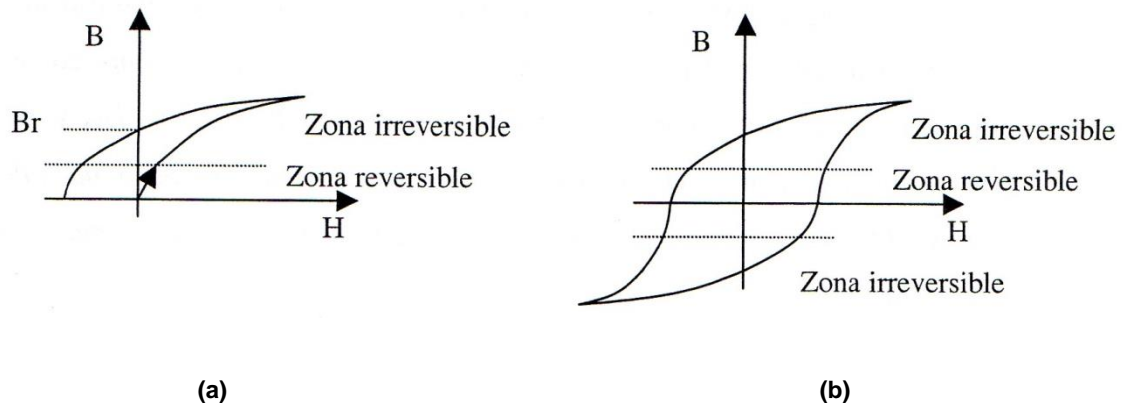


Figura 1: Ciclo de histéresis

Si se aplica al material una excitación H variable en el tiempo (por ejemplo, una señal alterna), los caminos que recorrerá la gráfica seguirán el ciclo de histéresis (Figura 1.b). El área encerrada dentro de las curvas que forman el ciclo de histéresis conformará la energía cedida al recipiente por histéresis. Estas curvas se generan en cada ciclo de la excitación, por lo que la potencia cedida al recipiente será más alta cuanto mayor sea la frecuencia de la excitación.

1.2.2.- Materiales conductores: corrientes inducidas

En un material conductor sometido a campos electromagnéticos variables se originan corrientes inducidas que tratan de oponerse a dicho campo de acuerdo con la ley de Faraday-Lenz. Estas corrientes se pueden obtener a partir de la distribución de campo eléctrico sin más que aplicar la ley de Ohm (Figura 2).

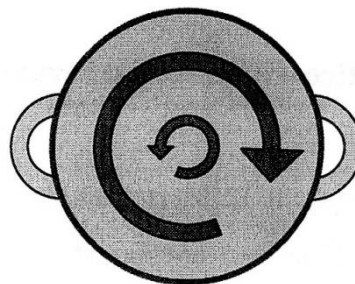


Figura 2: Corrientes inducidas en el fondo del recipiente

Las corrientes de Foucault generadas consisten en el movimiento de los electrones del material conductor en el que se producen, los cuales, al chocar con la estructura metálica, provocan que ésta se caliente.

1.3.- Cocinas por inducción

Para generar el campo magnético, se utiliza una bobina plana, colocada debajo del recipiente, y mediante bloques de ferrita se redirige para conseguir una mayor transferencia de energía de la bobina al recipiente (Figura 3). La bobina ha de estar alimentada por una corriente alterna de alta frecuencia.

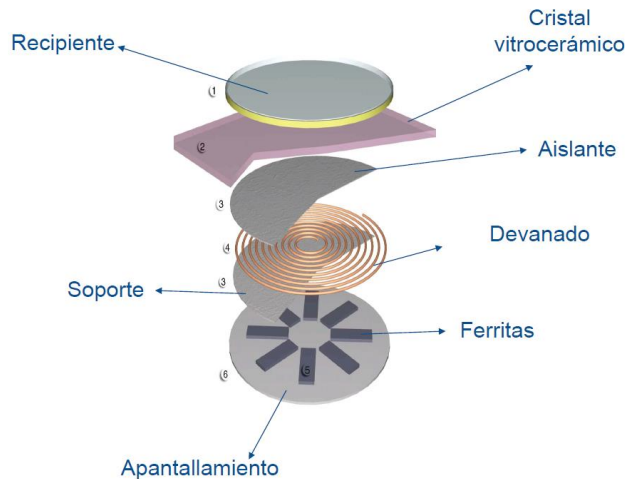


Figura 3: Conjunto inductor-carga [1]

En este sentido el conjunto inductor-recipiente se puede ver como un transformador, siendo el inductor el devanado primario, y el recipiente el devanado secundario; tal como se puede observar en la Figura 4.

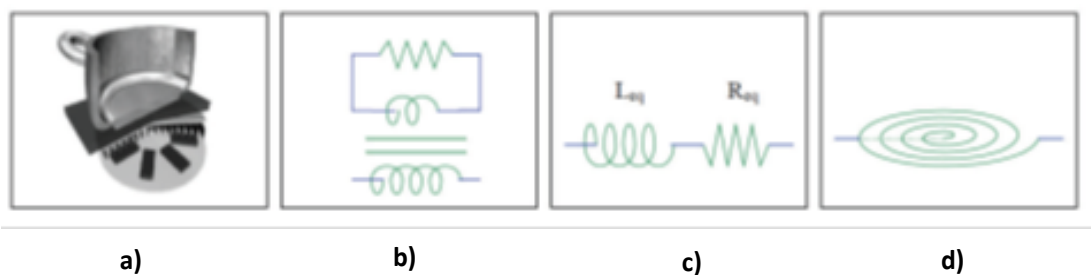


Figura 4: Equivalente del sistema inductor recipiente; a) inductor recipiente b) transformador equivalente; c) modelo R-L equivalente; d) representación esquemática. [1]

Los valores L_{eq} y R_{eq} dependen de varios parámetros, como el número de vueltas del inductor, diámetro y espesor de éste, tipo de cable utilizado para el mismo, frecuencia de la corriente que lo atraviesa, grado de acoplamiento entre el inductor y el recipiente, material del recipiente, temperaturas de los materiales, etc.

Se necesita, por tanto un sistema electrónico (Figura 5) capaz de proveer dicha corriente alterna en el rango de frecuencias adecuado a partir de la red eléctrica. Para ello se utilizan inversores de potencia o convertidores DC-AC, que transforman una tensión continua en corriente alterna de la frecuencia deseada.

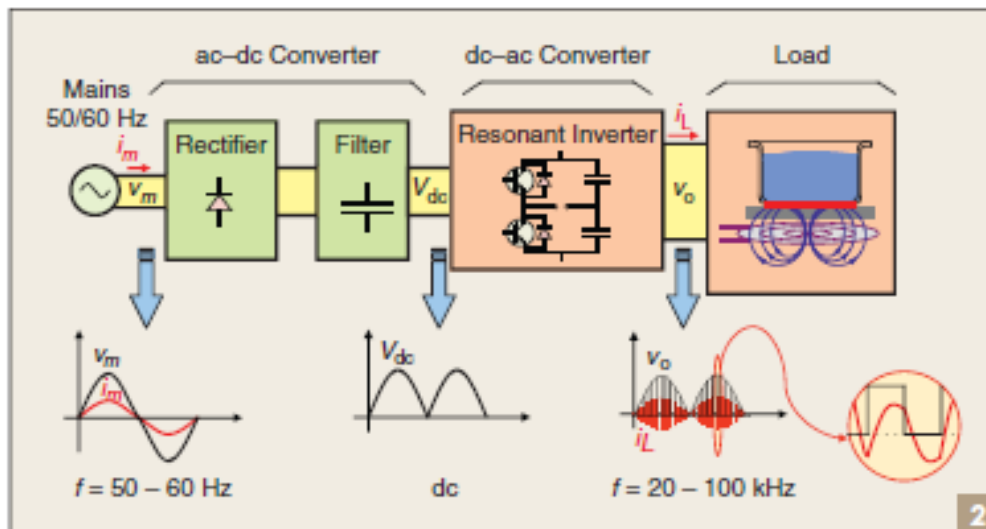


Figura 5: Diagrama de bloques de la etapa de potencia

Para la conversión AC/DC proveniente de la red eléctrica se rectifica mediante un puente de diodos, y prácticamente sin filtrado, se alimenta el inversor. De manera que la corriente del inductor es proporcional a la tensión de entrada, permitiendo un factor de potencia (PFC) muy próximo a la unidad.

Los pulsos de salida que permiten la inducción en el conjunto bobina-recipiente están acotados inferiormente por la frecuencia umbral del oído humano, es decir, 20 kHz, y superiormente por una frecuencia tal que haga que las pérdidas por conmutación no sean demasiado elevadas. Controlando el nivel de corriente en el inductor se puede variar el nivel de potencia suministrado al conjunto inductor–recipiente y así obtener una cocina regulable. Este control se efectúa mediante la variación de la frecuencia de excitación o el ciclo de trabajo ($D = t_{on}/T_s$); ambas variables están relacionadas en el caso del inversor 1SW-QR; siendo $t_{on} + t_{off} = T_s$.

1.3.1.- Características diferenciales

La inclusión de sistemas de calentamiento por inducción en el ámbito doméstico ha supuesto un avance significativo, pues la cocción por inducción posee numerosas ventajas respecto de los sistemas tradicionales, tal y como se describe a continuación.

- **Rapidez de calentamiento.** Debido a que la cocción por inducción produce el calor en el propio recipiente, se eliminan inercias térmicas intermedias, por lo que resulta un proceso mucho más rápido que con otras tecnologías, en las que se ven envueltos fenómenos de conducción, radiación y convección, como ocurre en las cocinas de gas y de resistencias eléctricas.
- **Arranque y parada instantáneos.** La ausencia de inercias térmicas importantes en el recorrido del calor permite detener el flujo del calor de manera instantánea sin más que desconectar el suministro eléctrico del sistema de generación.

- **Ausencia de contacto** entre el inductor y la pieza a calentar. Aunque la distancia entre el inductor y la pieza a calentar es el parámetro más importante del acoplamiento, el sistema de calentamiento permite movimientos relativos entre inductor y pieza sin que cese el flujo energético. Además, en las aplicaciones de cocción por inducción, es posible calentar recipientes con superficies irregulares y de dimensiones menores que la de la bobina inductora sin disminución sensible de la eficiencia.
- **Mayor eficiencia.** La ausencia de focos caloríficos de temperatura elevada provoca un incremento de la eficiencia, al evitar pérdidas de calor al ambiente. De la energía absorbida de la fuente eléctrica sólo se producen pérdidas en el convertidor electrónico de potencia y en el inductor.
- **Control preciso.** La ausencia de inercias térmicas ajenas al recipiente a calentar facilita un control preciso de la potencia que se transmite a dicho recipiente.
- **Mayor limpieza.** Al haber menos temperatura en la superficie de cocción, se previene la combustión de restos de alimentos, permitiendo una limpieza más cómoda.
- **Mayor seguridad.** El riesgo de sufrir quemaduras es menor, ya que la zona de cocción presenta una temperatura inferior.

Sin embargo, las cocinas de inducción actualmente también tienen algunos inconvenientes, como por ejemplo:

- **Coste inicial elevado** comparado con los sistemas tradicionales. La utilización de inversores de potencia para la alimentación de los inductores incrementa el precio respecto de otros sistemas.
- **La necesidad de refrigeración de la electrónica de potencia** hace que la instalación del aparato se vea limitada y sean necesarios orificios para la entrada y salida del aire.
- **La necesidad de utilizar recipientes ferromagnéticos.** No es posible utilizar recipientes de aceros austeníticos y aluminio, así como de materiales no conductores.

Estos inconvenientes están siendo resueltos mediante el desarrollo de nuevas topologías inversoras de menor coste y con mayor eficiencia.

1.4.- Circuitos resonantes utilizados en inducción: resonancia serie y paralelo.

Para establecer el campo magnético variable anteriormente citado, un elemento clave de las etapas inversoras son los circuitos resonantes. Estos circuitos son filtros pasivos [2], es decir, filtros lineales e invariantes en el tiempo constituidos por agrupaciones de resistencias, condensadores y bobinas. Por este motivo, se les suele llamar también filtros RLC.

Estos filtros son, cronológicamente, los primeros que se desarrollaron, ya que a principios del siglo XX no existían elementos activos, o estos eran muy caros y voluminosos. Por este motivo, gran parte de la teoría clásica de filtros está desarrollada apuntando directa o indirectamente a la realización RLC.

La utilización de más de un tipo de elementos reactivo (L, C) es necesaria para obtener funciones de transferencia V-V ó I-I que tengan comportamiento complejo o resonante. La utilización sólo de resistencias y condensadores (o sólo resistencias y bobinas) no permite la obtención de funciones de transferencia con polos complejos. Con los polos complejos se obtienen factores de calidad altos, necesarios para conseguir buenas características de filtrado. Esto se manifiesta mediante rápidas transiciones de magnitud con la frecuencia, imprescindibles para el control de potencia en inducción. La utilización de sólo bobinas y condensadores no permite obtener polos fuera del eje imaginario, por lo que sería imposible realizar funciones de transferencia asintóticamente estables mediante redes puramente reactivas. Por estos motivos, los filtros pasivos deben emplear (salvo casos particulares muy simples) simultáneamente elementos R, L y C.

Los circuitos resonantes más comúnmente utilizados en inducción [3] son el circuito resonante serie y el paralelo, constituidos únicamente por una única resistencia, condensador y bobina (segundo orden).

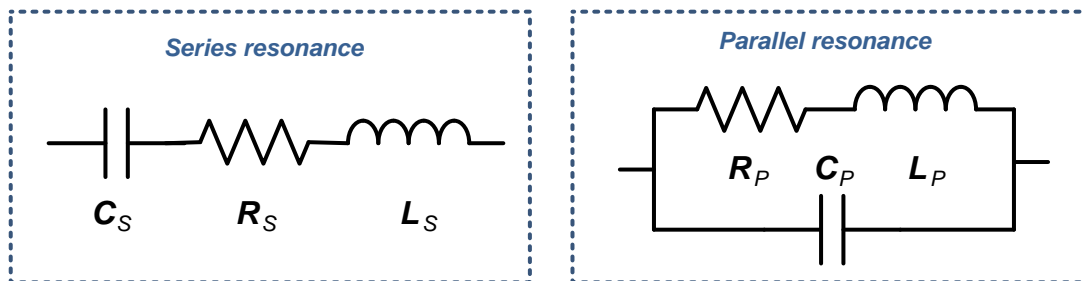


Figura 6: a) Circuito resonante serie; b) Circuito resonante paralelo.

Para obtener la frecuencia de resonancia de ambas redes se simplifica el circuito a una red RL pura. De este modo, el circuito serie compuesto únicamente por bobina y condensador presenta la siguiente impedancia:

$$Z_s = j \cdot L\omega - j \cdot \frac{1}{c\omega} = j \left(L\omega - \frac{1}{c\omega} \right) = j \cdot X_s \quad (1)$$

Siendo X_s La reactancia del conjunto y que viene dada por:

$$X_s = L\omega - \frac{1}{c\omega} \quad (2)$$

Debe existir un valor ω tal que haga nulo el valor de X_s , este valor será la frecuencia de resonancia del circuito a la que se denominará ω_0 .

Si X_s es nula, entonces:

$$L\omega_0 = \frac{1}{c\omega_0}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad \omega_{0s} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3)$$

El mismo procedimiento se puede aplicar a la resonancia paralelo, teniendo en cuenta que en resonancia la impedancia de la misma tiende a infinito.

$$Z_p = \frac{jL\omega \cdot \frac{1}{jC\omega}}{jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jL\omega}{1 - \omega^2 LC} = j \cdot X_p \quad (4)$$

$$X_p = \frac{L\omega}{1-\omega^2 LC} \quad (5)$$

Realizando el límite a infinito:

$$\omega_{0p} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (6)$$

Como se observa ambos cálculos coinciden, pero exhiben comportamientos opuestos en cuanto a impedancia y fase.

En el caso de circuitos RL puros, la impedancia del circuito serie tiende a infinito en $\omega = 0$ y en $\omega \rightarrow \infty$, y cae a cero a la frecuencia de resonancia ω_0 . En el caso del circuito resonante paralelo, la impedancia es cero en $\omega = 0$ y en $\omega \rightarrow \infty$, pero tiene a infinito en ω_0 .

Por otro lado, el circuito serie introduce un cero en la ecuación, lo que provoca un incremento de fase de -90° a 90° . El circuito paralelo, por el contrario, introduce un polo que provoca una disminución de fase de 90° a -90° .

Al introducir la componente resistiva el factor de calidad disminuye.

$$Q_s = 2\pi \frac{\frac{1}{2}L\hat{i}_L^2}{\frac{1}{2}R\hat{i}_L^2 \frac{1}{f_0}} = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (7)$$

$$Q_p = 2\pi \frac{\frac{1}{2}C\hat{U}_C^2}{\frac{1}{2}\hat{U}_C^2 \frac{1}{R f_0}} = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (8)$$

Esto provoca un ensanchamiento de la campana de resonancia y por lo tanto una transición más suave, tanto en la impedancia como en la fase.

El siguiente ejemplo muestra este efecto para una resonancia paralelo [4].

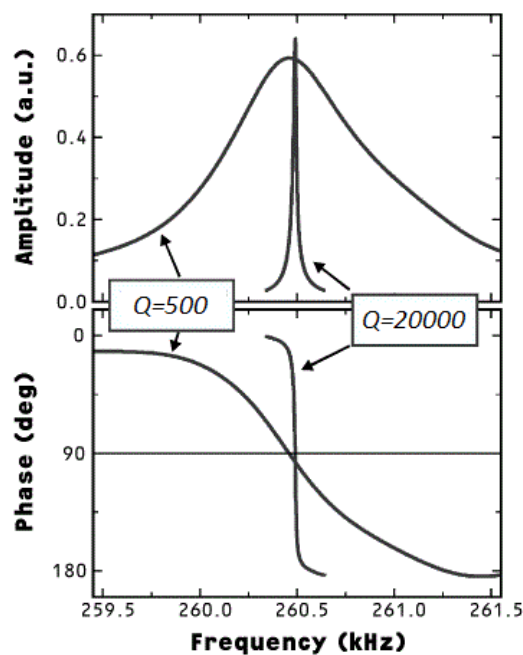


Figura 7: Campana de resonancia paralelo

Además de esto, la inclusión de la componente resistiva limita la impedancia a la frecuencia de resonancia serie y la impedancia a bajas frecuencias del circuito paralelo al valor de dicha resistencia.

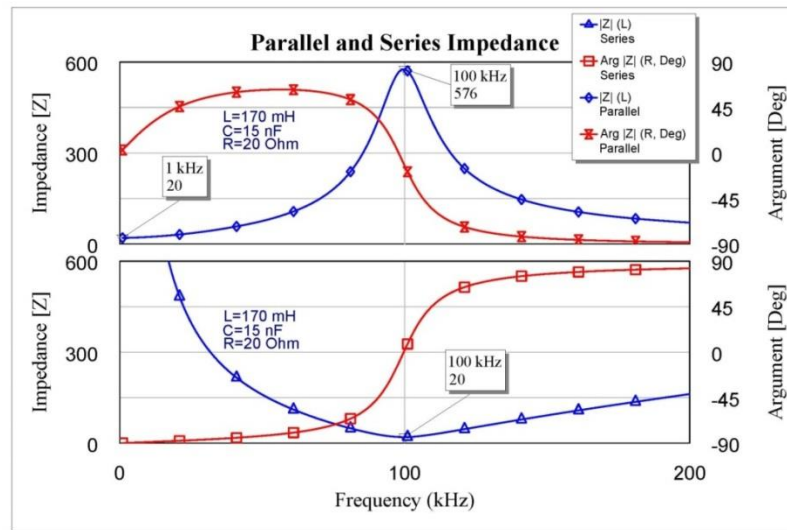


Figura 8: Resonancias serie y paralelo

1.5.- Topologías utilizadas en inducción

1.5.1.- Inversor semipunte con circuito resonante serie (SRC HB)

Esta topología [1] está compuesta por dos interruptores conectados en serie y un circuito resonante serie conectada entre ambos interruptores [5]. Cada uno de los interruptores tiene en antiparalelo un diodo volante. La componente RL de la carga se corresponde con el conjunto inductor-recipiente.

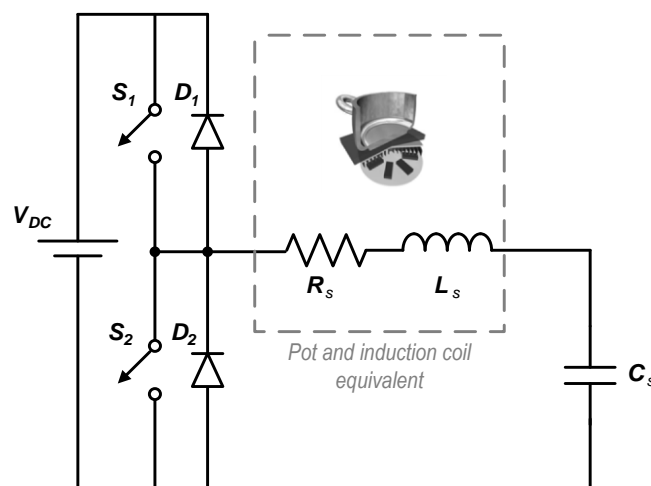


Figura 9: Conversor semipunte (HB)

Las ecuaciones básicas que describen el comportamiento de esta estructura son las siguientes:

$$V_{o,avg} = \frac{\beta U}{2\pi} = DU \quad ; \quad \hat{V}_{oh} = \frac{2U}{h\pi} \sin\left(h\frac{\beta}{2}\right) \quad ; \quad \hat{V}_{o1max} = \frac{2U}{\pi} = \frac{\hat{V}_{o1max(\text{puente})}}{2} \quad (9)$$

$$\phi_{vh} = \tan^{-1} \frac{1}{\tan(h\beta/2)} \quad (10)$$

$$\alpha_+ = 0, \quad \alpha_- = 2\pi - \beta, \quad \beta = 2\pi D \quad (11)$$

$$P_o \cong \frac{\hat{V}_{o1}^2}{2R \left(1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right)} \quad (12)$$

En esta estructura se utiliza el control de onda cuadrada simétrica con conmutación ZVS en el paso a ON de los transistores y conmutación dura en el paso a off. La conmutación ZVS consiste en conmutar el transistor con tensión 0v (*Zero Voltaje Switching*), esto se consigue mediante la conducción del diodo en antiparalelo lo cual evita que se generen pérdidas en el transistor durante el paso a conducción.

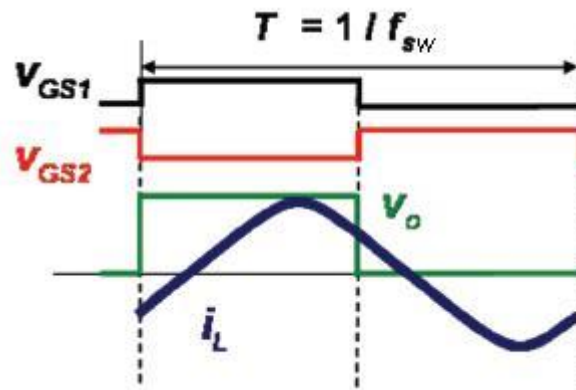


Figura 10: Conmutación ZVS

Para conseguir este tipo de conmutación es necesario que la fase sea positiva (inductiva) para retrasar la corriente y que esta no llegue a extinguirse antes de la conmutación. En el caso del circuito resonante serie, esto solo se puede conseguir operando por encima de la frecuencia de resonancia (Figura 8). Se observa también como la impedancia de la red se eleva a medida que aumenta la frecuencia. De esta característica se puede extraer también el control de potencia: esta disminuye con la frecuencia.

$$P_o = I_{RMS(\omega)}^2 \cdot R(\omega) \quad ; \quad I_{RMS} = \frac{V_o}{|Z(\omega)|} \quad (13)$$

Se obtiene pues el máximo de potencia a la frecuencia de resonancia donde, además, la red es puramente resistiva (fase cero) y tanto la conmutación a ON como a OFF se realizan sin corriente (perdidas de conmutación nulas).

El análisis de la estructura se puede dividir en cuatro partes en función de cuál de los 4 dispositivos conduce la corriente. En la Figura 11 se pueden ver las formas de onda de la tensión y la corriente de salida del semipunto con la indicación del dispositivo activo en cada intervalo.

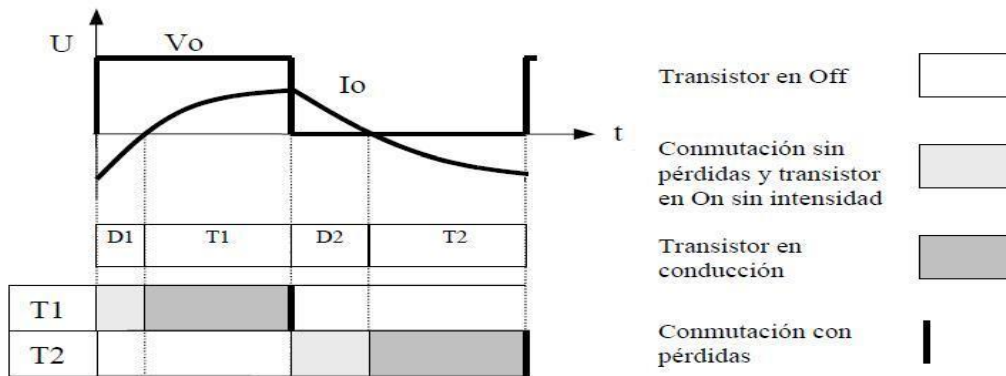


Figura 11: Conmutación del convertor semipunto

En el primer intervalo (Figura 12) la corriente circula por el diodo superior (D1). En este intervalo se aprovecha para hacer que el transistor conmute en modo ZVS, por lo que al ser la tensión 0v no existen pérdidas de conmutación. A diferencia de otras etapas que usan transistores MOSFET o IGBT la bilateralidad del JFET a la hora de conducir corriente hace que el diodo conduzca hasta que la corriente llegue a 0v o le releve el transistor.

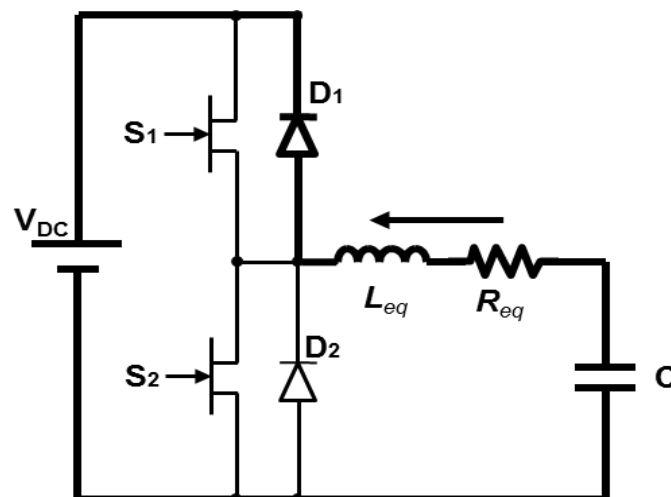


Figura 12: Diodo superior conduciendo

En el segundo intervalo (Figura 13) el transistor superior (S1) empieza a conducir inyectando corriente a la bobina. Cuando llega la mitad del ciclo de trabajo el transistor se apaga. Este apagado produce pérdidas de conmutación.

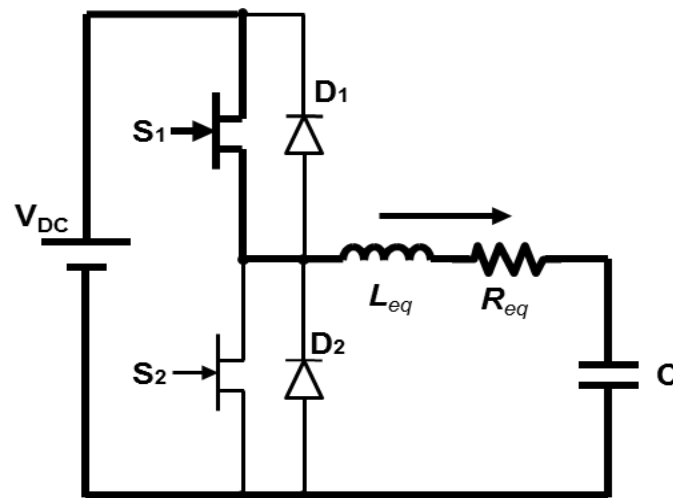


Figura 13: Transistor superior conduciendo

El tercer intervalo (Figura 14) corresponde a la conducción del diodo inferior (D2). La bobina es un componente que no admite cambios bruscos en la corriente que circula por ella, al añadir los diodos se crea un camino para que la corriente siga fluyendo. Este intervalo se usa también,

al igual que el del otro diodo para la conmutación ZVS del transistor inferior. Y también, al igual que con el otro diodo, este conducirá hasta que la corriente sea 0 o el transistor le releve.

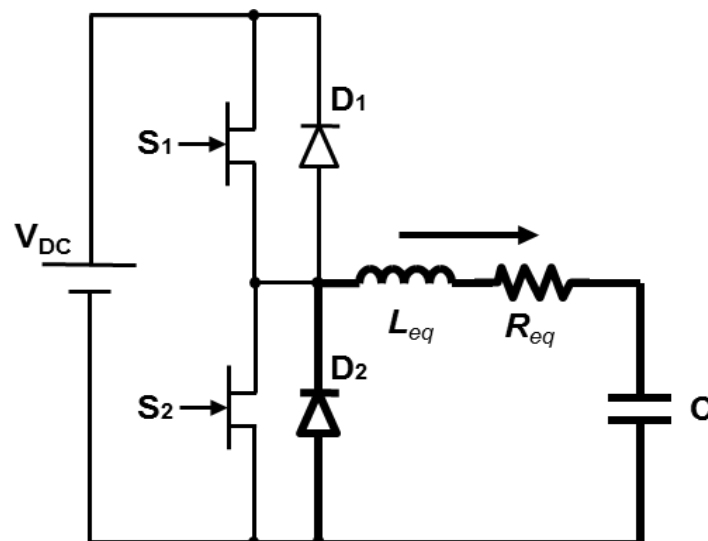


Figura 14: Diodo inferior conduciendo

El cuarto y último intervalo (Figura 15) corresponde a la conducción del transistor inferior (S2). Extrayendo la corriente de la bobina. Cuando se termina el periodo el transistor pasa a corte produciendo pérdidas de conmutación. El siguiente ciclo comienza con la conducción del diodo superior.

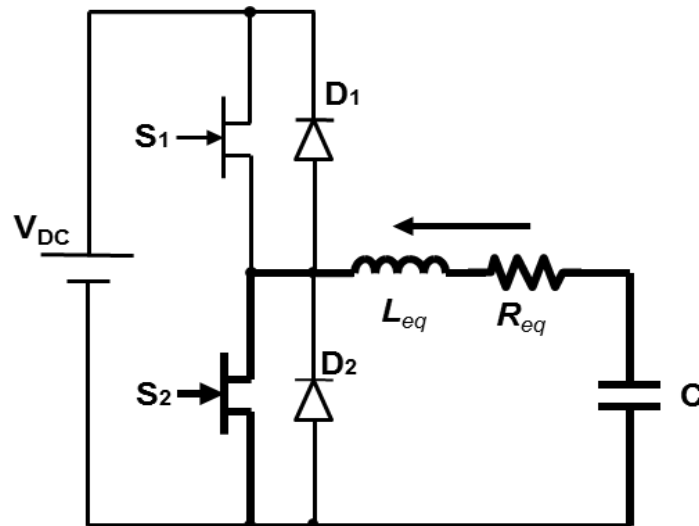


Figura 15: Transistor inferior conduciendo

1.5.1.- Inversor single switch con circuito resonante paralelo

Esta topología [1] está compuesta por el inductor, por un condensador, un transistor y un diodo en antiparalelo con éste que, según el dispositivo de conmutación a utilizar, estará contenido en el mismo encapsulado del transistor. En la Figura 16 se representa el esquemático de la topología.

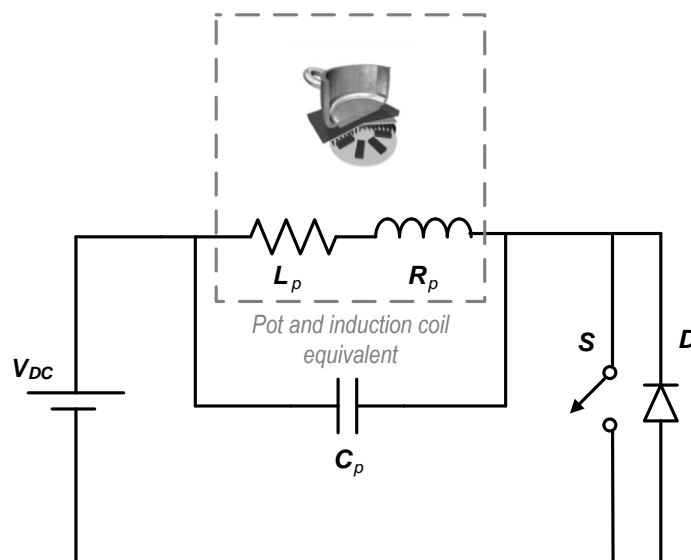


Figura 16: Estructura del convertidor 1SW-ZVS

Para utilizar esta estructura y obtener la forma de onda deseada en la carga, es necesario controlar el tiempo de ON del transistor. El tiempo de OFF está habitualmente condicionado a cumplir la conmutación ZVS del transistor. Sin embargo, en la práctica, lo común es tener una frecuencia objetivo y supeditar el tiempo de ON a cumplir con dicha frecuencia.

Otra de las peculiaridades que se observa es que al existir un condensador en paralelo con la carga, la tensión no se establece instantáneamente, por lo que las pérdidas son muy pequeñas en el paso a OFF, y el paso a ON se realiza con tensión cero (ZVS), lo que permite que las pérdidas de conmutación sean mínimas. A continuación, se detalla el funcionamiento del inversor en estado estacionario.

El análisis se comienza en el punto en el que el transistor pasa a ON (Figura 17). En este momento, se forma un circuito RL (inductor), la tensión sobre el condensador se mantiene constante en el valor U , y la corriente por el inductor aumenta (dado que es un circuito RL). Cuando el transistor pasa a OFF, se forma un circuito RLC (resonante), por lo que las variables de estado en dicho instante (intensidad de paso a OFF y tensión en el condensador), junto con el valor de los componentes, determinan la evolución de la tensión en el condensador y la corriente por el inductor. Tras esto, el condensador llega de nuevo a cargarse con una tensión U , conduciendo el diodo desde este momento hasta que la corriente pasa por cero de nuevo. Aprovechando este instante para conmutar el transistor, se produce la conmutación ZVS.

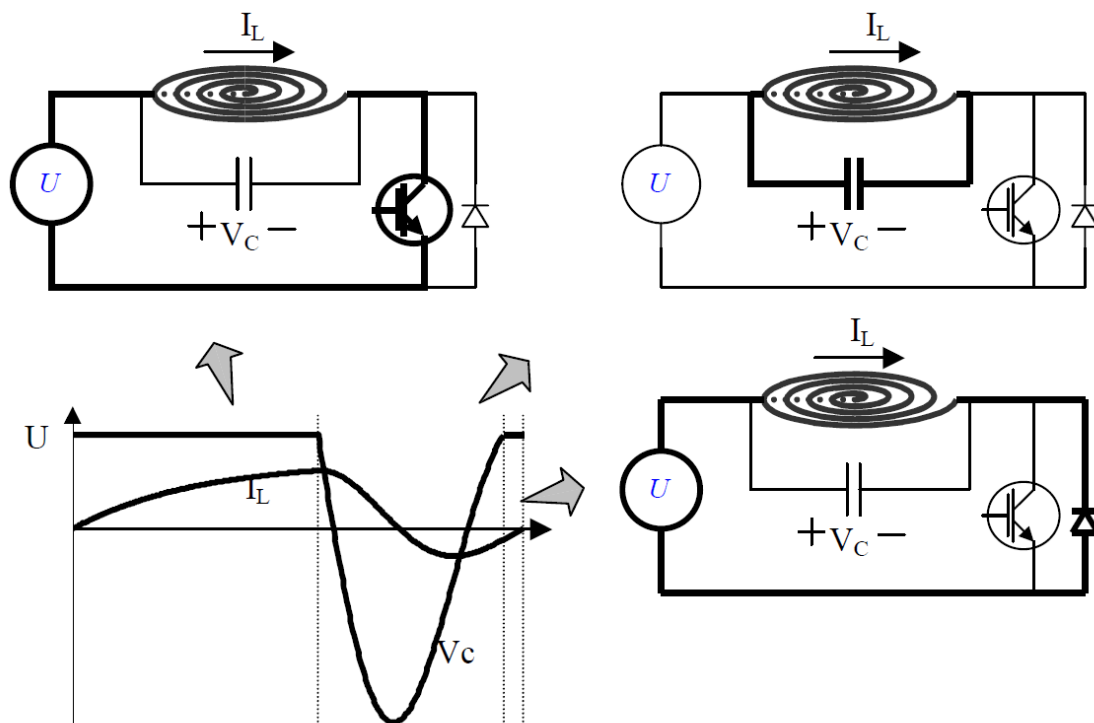


Figura 17: Evolución de las formas de onda y configuraciones a lo largo del periodo

La Figura 18 muestra la conducción del transistor (T) y diodo (D) a lo largo del periodo. También se observa que no existen pérdidas de conmutación en el paso a OFF ni en el paso a ON del transistor, pues en el paso a OFF la tensión en el transistor es cero, y en el paso a ON (ZVS), la corriente por el transistor es cero, gracias al diodo en antiparalelo.

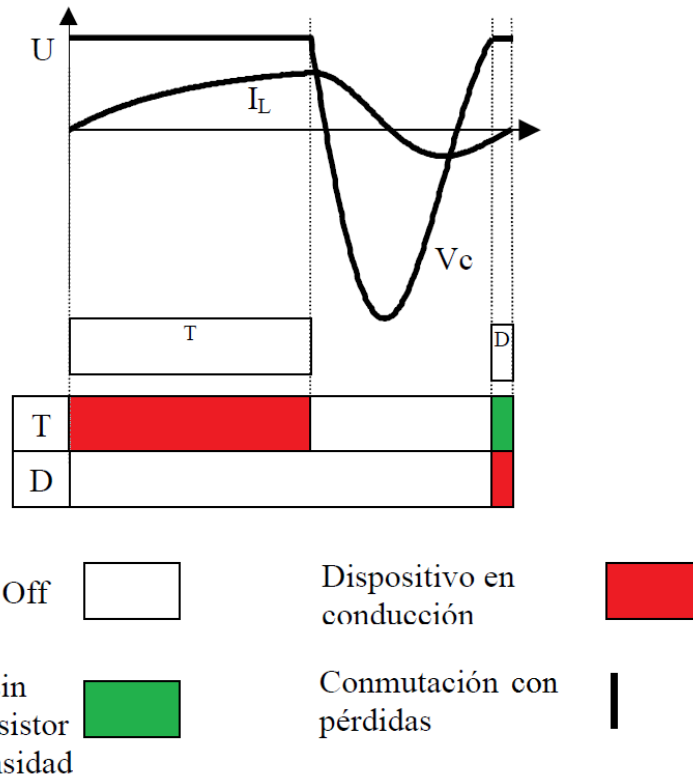


Figura 18: Evolución de las formas de onda y conducción de los dispositivos a lo largo del periodo

1.5.1.1.- Conmutación óptima

La denominada conmutación óptima [1] se produce cuando se reduce a tiempo cero la conducción del diodo. Esto se traduce en que la tensión del condensador de resonancia al final del periodo es tangente a la tensión de entrada U , es decir, su derivada al final del periodo es igual a cero, siendo la tensión en ese punto igual a la de entrada. Como se trata de un condensador, si la derivada de la tensión es igual a cero, la corriente también lo será, por lo tanto en el momento de la conmutación, no se necesitará al diodo para conducir hasta que la corriente se extinga. Matemáticamente, este comportamiento se describe por medio de las siguientes fórmulas.

$$V_c(t = T) = U \quad (14)$$

$$\left. \frac{dV_c}{dt} \right|_{t=T} = 0 \quad (15)$$

Las formas de onda de tensión en el condensador con esta conmutación ideal se pueden observar en la Figura 19.

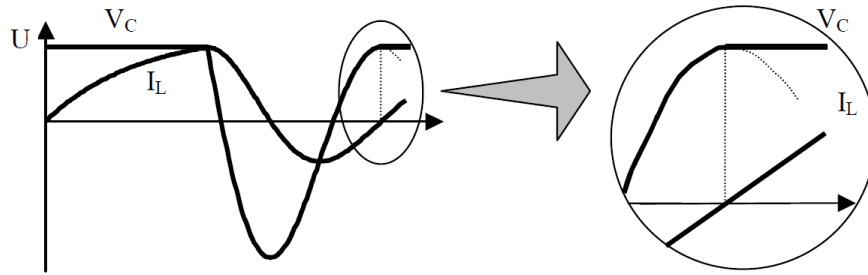


Figura 19: Conmutación óptima y detalle de la conmutación

La conmutación óptima, también denominada ZVDS (por ser la derivada de la tensión también cero), separa dos situaciones, la conmutación ZVS, que es la descrita en la introducción, de la conmutación no ZVS, que podría ser peligrosa para el dispositivo, ya que aparecerá un pico de corriente debido a que el condensador no se encuentra cargado a la tensión de entrada, y al cerrar el dispositivo aparecería dicho pico de corriente que tendería a equilibrar las tensiones entre la fuente y el condensador C.

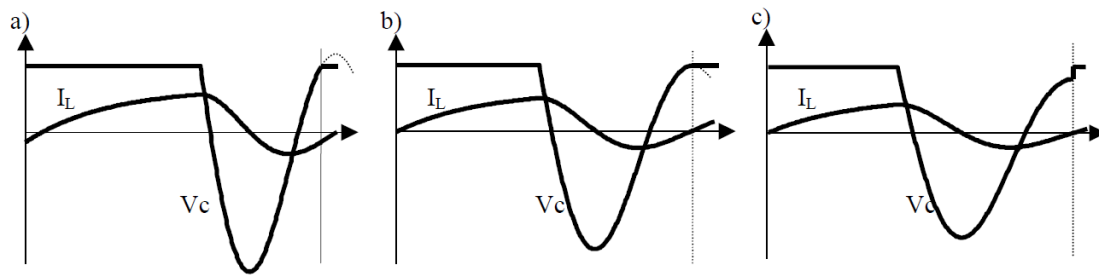


Figura 20: Posibilidades de conmutación: a) conmutación ZVS; b) conmutación óptima o ZVDS; c) conmutación no ZVS.

1.6.- Motivación y objetivos

1.6.1.- Motivación

Como se ha expuesto, las redes resonantes de segundo orden utilizadas en la actualidad son indispensables para poder obtener un buen control en la aplicación de inducción. Estas redes, sin embargo ofrecen varias limitaciones típicas que afectan tanto al control como a la eficiencia, esta última con mayor relevancia en HB.

En los inversores semipunte HB-SRC la anchura de la banda de operación (de máxima a mínima potencia), viene únicamente impuesta por las características del inductor (equivalente RL) y la frecuencia de operación, es decir, el factor de calidad Q .

$$Q_{serie} = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (14)$$

Por consiguiente, teniendo en cuenta que la segunda de las variables partirá de la frecuencia a potencia máxima (20-30kHz), se restringe el ancho de banda únicamente a las características del inductor. En este caso para poder conseguir mejores transiciones es necesario modificar el diseño de los inductores para aumentar su factor de calidad lo cual puede ser complejo e incluso inviable a partir de ciertos límites. Por otra parte la elevada fase a bajas potencias provoca una elevada corriente en el instante de conmutación a OFF que incrementa significativamente las pérdidas de conmutación, requiriendo dispositivos de más potencia.

Para depurar todos estos problemas se pretende modificar las formas de onda en la operación de estos inversores, dicha modificación puede realizarse mediante el diseño de nuevas redes resonantes de orden superior (híbridas).

1.6.2.- Objetivos

Con los problemas y limitaciones expuestas, en este proyecto se plantean varios objetivos:

- en una primera fase, un estudio teórico de las redes híbridas, donde se analizan las posibles redes de tercer orden aplicables a inducción, se clasifican las formas canónicas de dichas redes y se establecen los criterios de diseño.
- en una segunda fase, se aplican los conocimientos generados en la fase de estudio a la solución de problemas concretos en la topología semipunte utilizada en la actualidad.

2.- Circuitos resonantes de 3^{er} orden

Como se presentó en el apartado 1.4, los circuitos resonantes son filtros pasivos lineales e invariantes en el tiempo, constituidos por agrupaciones de resistencias, condensadores y bobinas. La utilización de los dos elementos reactivos L y C, es necesaria para la obtención de funciones de transferencia con comportamiento resonante y de esta forma conseguir factores de calidad altos con buenas características de filtrado.

Los circuitos resonantes más comúnmente utilizados en electrónica de potencia son los de segundo orden, compuestos por una sola bobina, condensador, y resistencia. Estos circuitos son los más simples y constan de una única frecuencia de resonancia. Sin embargo, la complejidad aumenta al añadir nuevos elementos reactivos. Surgen pues, circuitos de orden superior, con varias frecuencias de resonancia y con respuestas más complejas. Estos nuevos circuitos son los que se denominan 'circuitos híbridos' al estar formados por los dos tipos de resonancia: serie y paralelo.

2.1.- Clasificación y análisis de redes resonantes para calentamiento por inducción

En los siguientes apartados se realizará una clasificación y obtención de las redes válidas para la utilización en topologías Semipuente y Single-Switch (convertidor cuasi-resonante) para calentamiento por inducción. Se comenzará con una descripción y análisis de las redes de segundo orden, utilizadas actualmente en dichos convertidores. Posteriormente se pasará a una metódica clasificación y análisis de las redes híbridas utilizables en inducción, partiendo de la clasificación generada de las redes de tercer orden.

2.1.1.- Redes de segundo orden

Las redes resonantes de segundo orden se clasifican en dos tipos: serie y paralelo. (Figura 6)

En el caso de los convertidores para inducción doméstica, la componente resistiva siempre se encuentra en serie a la inductiva, tanto en resonancias series como en paralelo. Ambas redes se caracterizan por tener una única frecuencia de resonancia, en forma de campana positiva o negativa, según se trate de resonancia paralelo o serie, respectivamente. Al sobrepasar esta frecuencia de resonancia, la fase también experimenta un cambio de signo pasando de impedancia puramente inductiva a capacitiva o viceversa, con una transición que sólo depende del factor de calidad Q de la red. La descripción y análisis de estas redes se ha tratado con detalle en el apartado 1.4 de este documento.

2.1.2.- Redes híbridas de tercer orden

Estas redes surgen a partir de las de segundo orden mediante la adición de un nuevo elemento reactivo independiente. Este elemento puede ser un condensador adicional o parte

del inductor de calentamiento. Como resultado se obtiene un circuito doble-resonante, donde la disposición de estas frecuencias de resonancia depende del tipo de configuración LLC o LCC.

Para comenzar con el análisis de estas redes se parte de la clasificación general de las redes de tercer orden [1], que se divide en dos grupos: LLC y LCC.

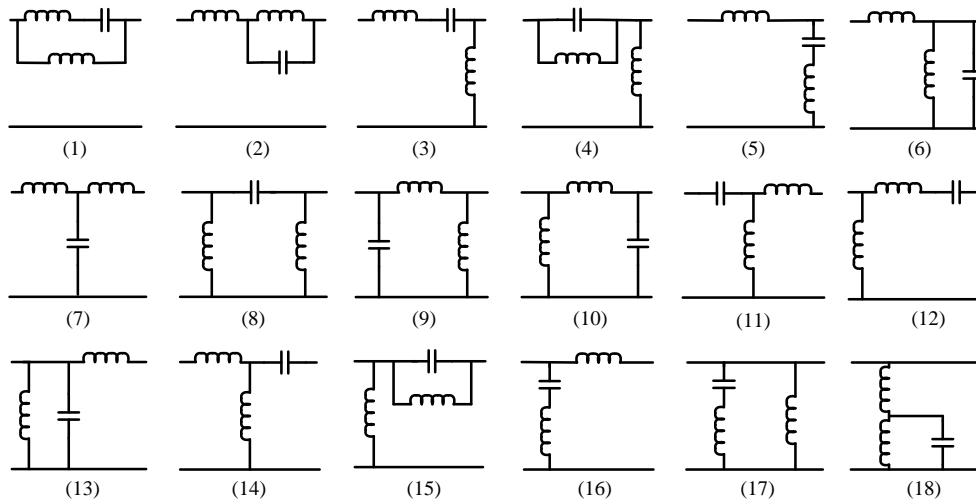


Figura 21: Redes resonantes LLC

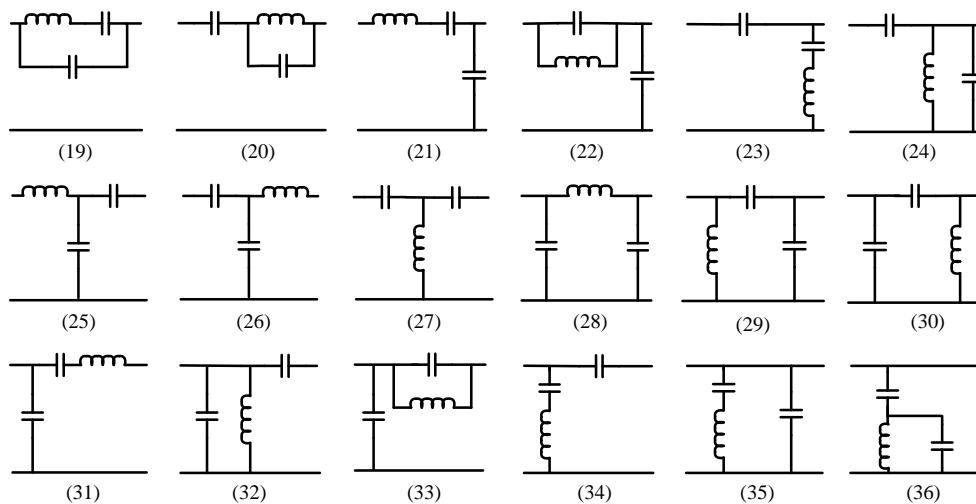


Figura 22: Redes resonantes LCC

La obtención de las redes dipolares, necesarias para la conexión en las topologías Semipuente y Single-Switch, se puede realizar a partir de la clasificación general (cuadrupolos) cortocircuitando el dipolo de salida y simplificando la red resultante. De esta operación las redes quedan reducidas a tres tipos: bobinas o condensadores aislados, circuitos de segundo orden, y circuitos de tercer orden.

Los circuitos de tercer orden obtenidos son cuatro: dos LLC y dos LCC.

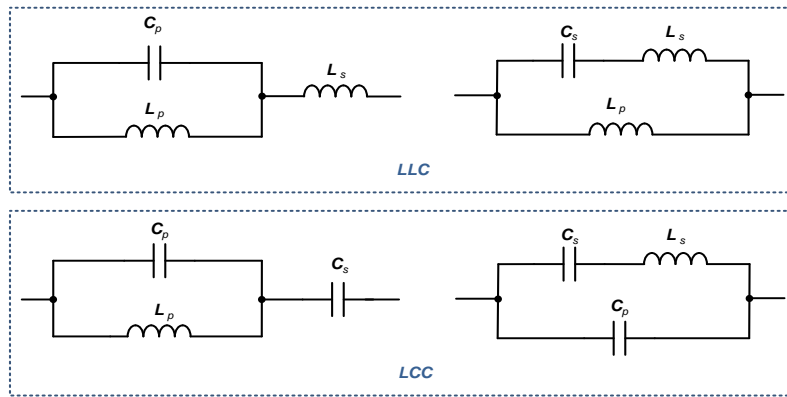


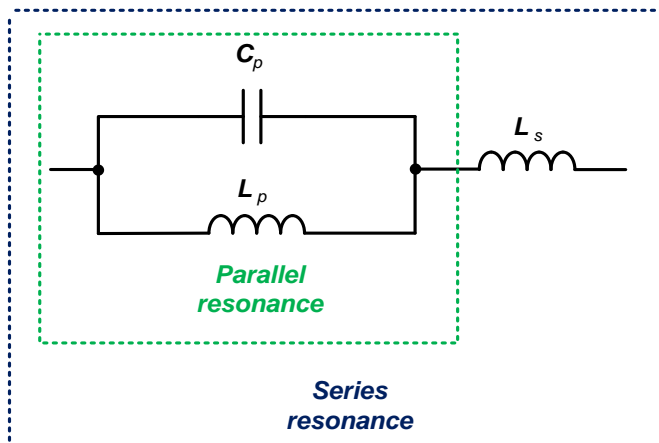
Figura 23: Redes dipolo de tercer orden

El análisis de estas redes puede hacerse de forma similar a las de segundo orden, identificando y separando previamente los elementos que actúan en la resonancia paralelo y en la resonancia serie, y extrayendo sus impedancias. Una vez hecho esto, las frecuencias de resonancia pueden ser obtenidas por separado siguiendo la misma metodología que en las redes de segundo orden ya estudiadas.

2.1.2.1.- Redes LLC

En la clasificación anterior se han obtenido dos redes LLC. Se tratan de dos agrupaciones serie-paralelo formado por los mismos componentes pero con una relación y cálculo distinto.

En la primera de ellas (*LLC1*) el circuito resonante serie está formado por los elementos conectados en serie, es decir, la red completa. Mientras que en la resonancia paralelo solo intervienen C_p y L_p actuando independientemente de L_s .



$$Z(j\omega)_s = j\omega \left(\frac{L_p}{1 - \omega^2 L_p C_p} + L_s \right) \quad (15)$$

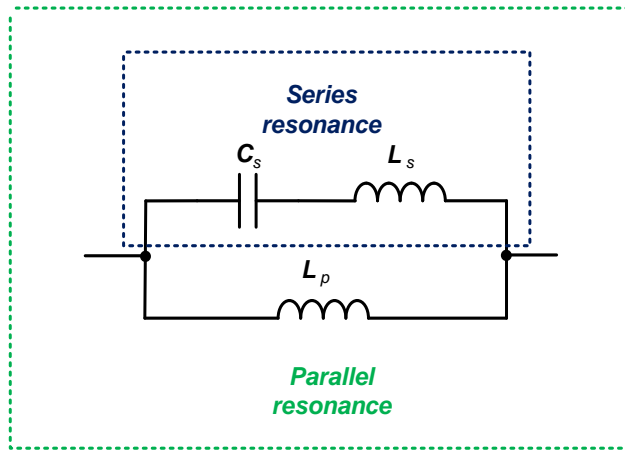
$$\omega_{0_s} = \sqrt{\frac{L_s + L_p}{L_s L_p C}} \quad (16)$$

$$Z(j\omega)_p = \frac{jL_p \omega}{1 - \omega^2 L_p C_p} \quad (17)$$

$$\omega_{0_p} = \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} \quad (18)$$

Figura 24: Circuito LLC1

En el circuito LLC2, la resonancia serie viene dada por los únicos elementos conectados en serie, es decir, C_s y L_s . La resonancia paralelo, sin embargo, se forma por todos los elementos del circuito.



$$Z(j\omega)_s = j \left(L_s \omega - \frac{1}{C_s \omega} \right) \quad (19)$$

$$\omega_{0_s} = \sqrt{\frac{1}{L_s C_s}} \quad (20)$$

$$Z(j\omega)_p = j\omega L_p \left(\frac{1 - \omega^2 L_s C_s}{1 - \omega^2 C_s (L_s + L_p)} \right) \quad (21)$$

$$\omega_{0_p} = \sqrt{\frac{1}{C_s (L_s + L_p)}} \quad (22)$$

Figura 25: Circuito LLC2

Las curvas de impedancia resultantes de ambas redes son equivalentes, mostrando las mismas tendencias, pero ajustadas con valores distintos de L_s , L_p y C .

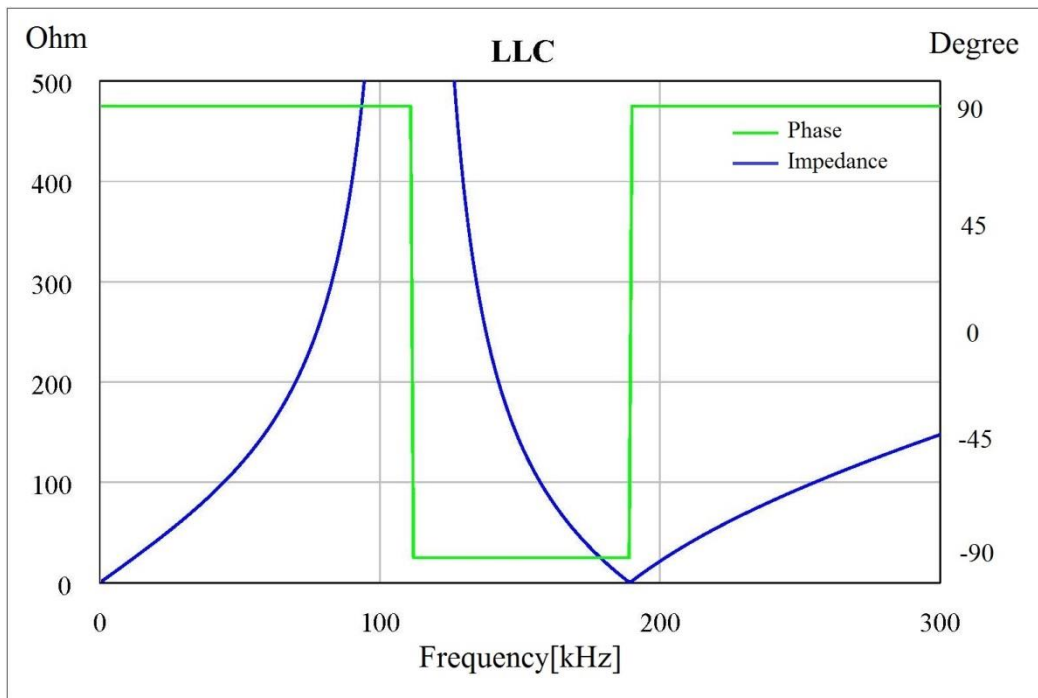
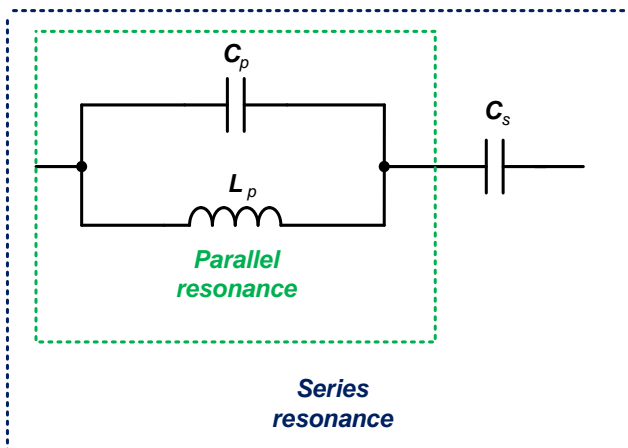


Figura 26: Curva de impedancia LLC

La impedancia serie se encuentra por encima de la paralelo en cualquiera de los casos. Además, se observa que la fase es de 90° para todas las frecuencias, excepto para las comprendidas entre las resonancias serie y paralelo. Esto es debido al retraso de fase que se obtiene por efecto del polo en la resonancia paralelo y el aporte de fase que proporciona el cero de la resonancia serie.

2.1.2.2.- Redes LCC

La obtención de las frecuencias de resonancia se puede realizar de la misma forma que en las redes anteriores.



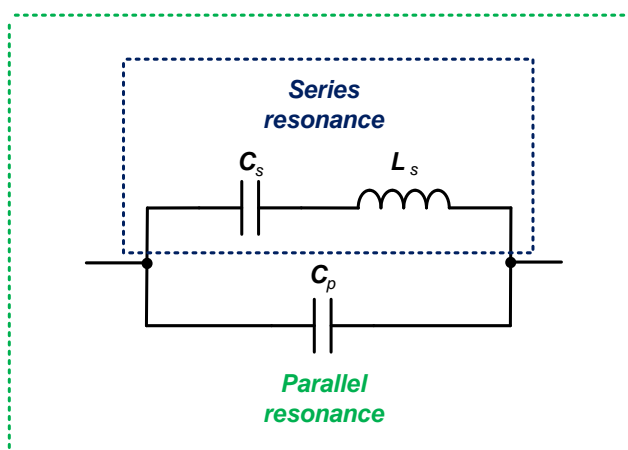
$$Z(j\omega)_s = j \left(\frac{\omega L_p}{1 - \omega^2 L_p C_p} + \frac{1}{\omega C_s} \right) \quad (23)$$

$$\omega_{0_s} = \sqrt{\frac{1}{L_p(C_p + C_s)}} \quad (24)$$

$$Z(j\omega)_p = \frac{j L_p \omega}{1 - \omega^2 L_p C_p} \quad (25)$$

$$\omega_{0_p} = \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} \quad (26)$$

Figura 27: Circuito LCC1



$$Z(j\omega)_s = j \left(L_s \omega - \frac{1}{C_s \omega} \right) \quad (27)$$

$$\omega_{0_s} = \sqrt{\frac{1}{L_s C_s}} \quad (28)$$

$$Z(j\omega)_p = \frac{1 - \omega^2 L_s C_s}{j\omega(C_p + C_s - \omega^2 L_s C_p C_s)} \quad (29)$$

$$\omega_{0_p} = \sqrt{\frac{C_p + C_s}{L_s C_p C_s}} \quad (30)$$

Figura 28: Circuito LCC2

En cuanto a la forma de las impedancias se muestran en la figura de abajo.

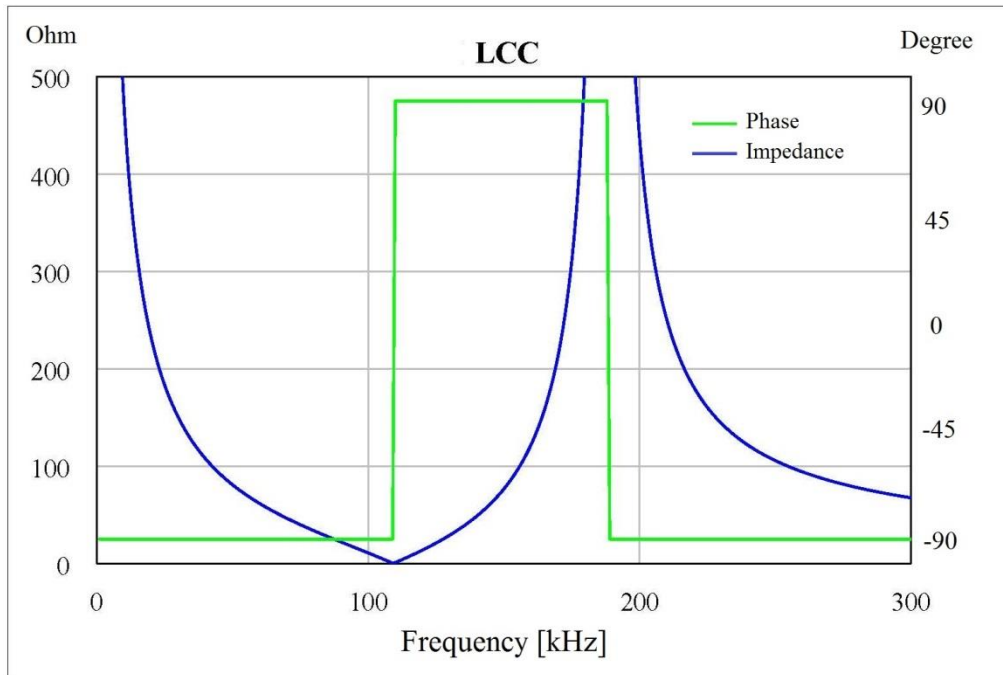


Figura 29: Curva de impedancia LCC

En este caso la impedancia paralelo se encuentra por encima de la serie. La fase también aparece invertida respecto a los circuitos LLC. En este caso, entre impedancias se da la fase positiva.

2.1.2.3.- Redes RLLC y RLCC

En las aplicaciones reales, las redes LLC y LCC siempre van acompañadas de elementos resistivos. En el caso del calentamiento por inducción esta R forma parte, junto con la L, del equivalente circuital del conjunto inductor-recipiente. Al añadir esta componente, entra en juego otro parámetro: El factor de calidad (Q). Este define la anchura de las campanas de resonancia y las transiciones de fase con la frecuencia. Para conseguir buenas características de filtrado con transiciones rápidas, interesa aumentar este factor de calidad, de forma que las curvas se aproximen lo más posible a las redes LLC y LCC puras. La nueva componente R no afecta a las frecuencias de resonancia anteriormente obtenidas por lo que las expresiones seguirán siendo válidas para el resto del estudio.

En el caso de las redes RLLC aparecen dos componentes RL. Estas dos formarán parte de la misma bobina de un inductor en un caso real de aplicación. Por este motivo resulta interesante ver las dos componentes como partes de la misma bobina a la que se ha extraído una toma media. Se define pues un nuevo parámetro 'n' que representa el porcentaje de bobina abarcada por cada rama RL de la red.

Con todas estas consideraciones se puede hacer una clasificación definitiva de redes de tercer orden aptas para inducción.

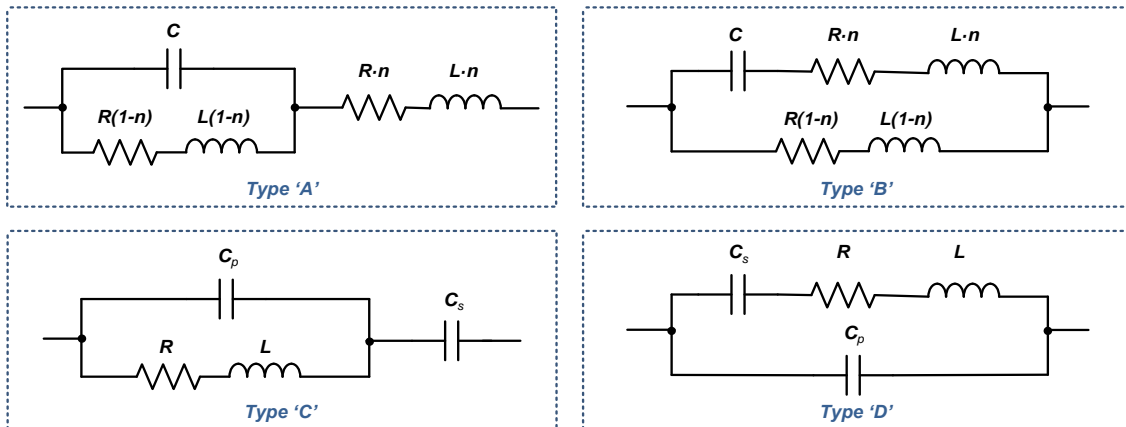


Figura 30: Redes RLLC y RLCC

Al incluir el parámetro 'n', la expresión de la frecuencia de resonancia se puede adaptar de la forma que se muestra en la tabla de abajo. También se muestran las nuevas curvas de impedancia al introducir la componente resistiva con $Q \approx 9$.

	<p>Tipo A</p> $\omega_{0s} = \sqrt{\frac{1}{LC(1-n)n}}$ $\omega_{0p} = \sqrt{\frac{1}{LC(1-n)}}$
	<p>Tipo B</p> $\omega_{0s} = \sqrt{\frac{1}{LCn}}$ $\omega_{0p} = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ <p>Tipo C</p> $\omega_{0s} = \sqrt{\frac{1}{L(C_s+C_p)}}$ $\omega_{0p} = \sqrt{\frac{1}{C_p L}}$ <p>Tipo D</p> $\omega_{0s} = \sqrt{\frac{1}{L(C_s+C_p)}}$ $\omega_{0p} = \sqrt{\frac{1}{C_p L}}$

Tabla 1: Redes RLLC y RLCC

Reglas de diseño

Para ajustar estas redes a las necesidades del diseño se han estudiado las reglas básicas que se pueden aplicar. Con esto, además se pretende dar una mejor comprensión al comportamiento de estas redes híbridas.

El primer grado de libertad que se va a tratar es el parámetro 'n'. Este Desplaza la cantidad de espiras de la bobina que abarca cada rama RL. Sin embargo las reglas para este parámetro son de aplicación únicamente en las redes de tipo A y B ya que son las únicas con inductor dividido. Los estados extremos $n=0$ y $n=1$ son fáciles de deducir observando las redes. Estos estados extremos nos llevan de nuevo a las redes de segundo orden con lo que se puede deducir el comportamiento en todo el rango de valores de n . En ambas redes, con $n=0$ se obtiene una circuito resonante paralelo. En la red A, este tiende a una RL serie (rampa positiva de impedancia con fase 90°) y en la red B tiende a cortocircuito. Se detalla más esquemáticamente el comportamiento de 'n' a lo largo de todo su rango en la tabla 2.

Por otro lado, la resistencia R tiene incidencia directa sobre el factor de calidad de las redes. Cuando la resistencia se eleva, se reducen las amplitudes de los picos de resonancia serie y paralelo. Por otro lado, esta disminución del factor de calidad también afecta a la fase, especialmente cuando las frecuencias de resonancia estas muy próximas ya que la fase entre ellas tiende a subir (cuando es negativa) o bajar (positiva) hasta tal punto que llega a rebasar la línea de cero invirtiéndose.

Los cambios de sintonía mediante la modificación de L y C provocan el desplazamiento de las frecuencias de resonancia, además del factor de calidad. Las mismas reglas son aplicables para las cuatro redes: Al elevar L y C, las frecuencias de resonancia disminuyen, a la vez que L incrementa el factor de calidad y C lo disminuye. Teniendo en cuenta esta propiedad, es posible realizar un desplazamiento a izquierda o derecha de curvas sin modificar el factor de calidad, modificando los valores de L y C proporcionalmente.

$$\begin{aligned} \text{Tipo A, B:} & \quad \frac{L}{C} = K \\ \text{Tipo C, D:} & \quad \frac{L}{C_p} = K \end{aligned}$$

K es un parámetro adimensional que es constante para un mismo Q.

Para ajustar las posiciones exactas de las dos resonancias se emplean dos metodologías distintas en las redes RLLC y las RLCC.

En las primeras de ellas (A y B), el ajuste es más complejo ya que casi todos parámetros interactúan entre sí. El ancho de banda (BW) entre las dos frecuencias de resonancia se ajusta mediante el parámetro 'n', pero es necesario tener en cuenta que también se produce un desplazamiento de su posición media así como de Q. Al ajustar L y C se puede ajustar la posición media de las dos frecuencias, así como el factor de calidad (parámetro K). Este último se puede terminar de ajustar mediante R. Realizando varias iteraciones en el valor de los parámetros se puede conseguir un buen ajuste.

El ajuste de las redes RLCC (C y D) es más metódico y sencillo. En el caso de la red C, primero se ajusta la frecuencia de resonancia paralelo mediante C_p y L, y a continuación se ajusta la resonancia serie con C_s sin que la resonancia paralelo se vea alterada. La amplitud de las resonancias se ajusta modificando el factor de calidad mediante R y K. Para el caso de la red D, se ajusta primero la frecuencia de resonancia serie mediante C_s y L, y a continuación la resonancia paralelo mediante C_p . Por último se ajustan las amplitudes con R y K. como en el caso anterior.

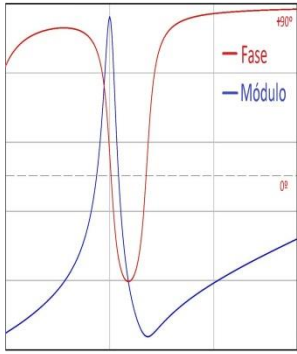
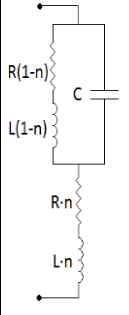
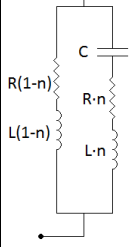
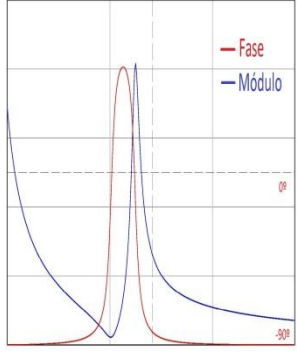
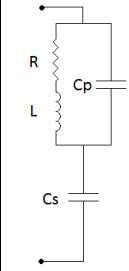
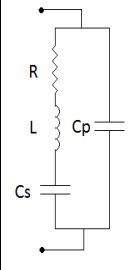
<p style="text-align: center;">LLC</p> 	<p>Tipo 'A'</p>  <p>n:[0,1]</p>	f_0 $f_{0p} = \sqrt{\frac{1}{LC(1-n)}} \cdot \frac{1}{2\pi}$ $f_{0s} = \sqrt{\frac{1}{LC(1-n)n}} \cdot \frac{1}{2\pi}$ $f_{0p} = f_{0s}\sqrt{n}$	Efecto incremento de n <p><u>0→0,5</u> $f_{0s} \downarrow \downarrow \downarrow$; $f_{0p} \uparrow$ $Z (f_{0s})$:cte; $Z (f_{0p})$:cte.</p> <p><u>0,5→1</u> $f_{0s} \uparrow \uparrow \uparrow$; $f_{0p} \uparrow \uparrow \uparrow$ $Z (f_{0s})$:$\uparrow \uparrow \uparrow$; $Z (f_{0p})$:$\uparrow \uparrow \uparrow$ (red tiende a RL)</p> <p>El argumento entre ambas frecuencias sube desde $\approx -90^\circ$ hasta $\tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$</p>	Efecto incremento de R y desplazamiento de curvas <p style="text-align: center;"><u>R↑</u></p> <ul style="list-style-type: none"> • No afecta a las f_0 • $Z (f_{0s})$:\uparrow; $Z (f_{0p})$:$\downarrow \downarrow \downarrow$ • Arg entre ambas f_0:\uparrow (llegando a subir de cero con la cancelación cero-polo) <p style="text-align: center;"><u>Desplazamiento curvas</u></p>
	<p>Tipo 'B'</p>  <p>n:[0,1]</p>	f_0 $f_{0p} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \cdot \frac{1}{2\pi}$ $f_{0s} = \sqrt{\frac{1}{LCn}} \cdot \frac{1}{2\pi}$ $f_{0p} = f_{0s}\sqrt{n}$	Efecto incremento de n <p><u>0→1</u> $f_{0s} \downarrow \downarrow \downarrow$; f_{0p}=cte $Z (f_{0s})$:\downarrow; $Z (f_{0p})$:$\downarrow \downarrow \downarrow$ (Red tiende a c.c)</p> <p>El argumento entre ambas frecuencias sube desde $\approx -90^\circ$ hasta $\approx +90^\circ$ y en las proximidades a $n=1$ cae a 0</p>	<p style="text-align: center;">$\frac{L}{C} = K$</p> <ul style="list-style-type: none"> • K determina la amplitud de la f_{0p}. <p style="text-align: center;">$K \uparrow$: $Z (f_{0p}) \uparrow$</p> <ul style="list-style-type: none"> • Para un mismo valor de K, los valores de L y C determinan la posición de las frecuencias de resonancias.
<p style="text-align: center;">LCC</p> 	<p>Tipo 'C'</p> 	f_0 $f_{0p} = \sqrt{\frac{1}{C_p L}} \cdot \frac{1}{2\pi}$ $f_{0s} = \sqrt{\frac{1}{L(C_s + C_p)}} \cdot \frac{1}{2\pi}$	Pasos ajuste de la las f_0 <p>1º Ajuste de la f_{0p} mediante L y C paralelos</p> <p>2º Ajuste de la f_{0s} mediante C serie</p>	Efecto incremento de R y desplazamiento de curvas <p style="text-align: center;"><u>R↑</u></p> <ul style="list-style-type: none"> • No afecta a las f_0 • $Z (f_{0s})$:\uparrow; $Z (f_{0p})$:$\downarrow \downarrow \downarrow$ • Arg entre ambas f_0:\downarrow (llegando a bajar de cero con la cancelación cero-polo) <p style="text-align: center;"><u>Desplazamiento curvas</u></p>
	<p>Tipo 'D'</p> 	f_0 $f_{0p} = \sqrt{\frac{1}{C_p L}} \cdot \frac{1}{2\pi}$ $f_{0s} = \sqrt{\frac{1}{L(C_s + C_p)}} \cdot \frac{1}{2\pi}$	Pasos ajuste de la las f_0 <p>1º Ajuste de la f_{0s} mediante L y C series</p> <p>2º Ajuste de la f_{0p} mediante C paralelo</p>	<p style="text-align: center;">$\frac{L}{C_p} = K$</p> <ul style="list-style-type: none"> • K determina la amplitud de la f_{0p}. <p style="text-align: center;">$K \uparrow$: $Z (f_{0p}) \uparrow$</p> <ul style="list-style-type: none"> • Para un mismo valor de K, los valores de L y C determinan la posición de las frecuencias.

Tabla 2: Características y ajuste de las redes RLCC y RLCC

2.2.- Conclusiones

Se ha expuesto las redes de segundo orden, utilizadas en los diseños actuales de inducción, y se han derivado sistemáticamente las nuevas redes de tercer orden que resultan aplicables. Estas nuevas redes, con un debido ajuste y control, pueden tener características muy ventajosas respecto a las primeras.

El hecho de poder aproximar las dos frecuencias de resonancia, serie y paralelo, entre si permite la obtención de elevadas pendientes de impedancia con estados extremos correspondientes a los picos de resonancia. Esto permite controles con *bandwidth* reducidos, con muy poca variación de frecuencia y buenas características de pérdidas en todo el ancho de banda

La otra propiedad es la maleabilidad de la curva de fase. Es posible trabajar en todo un rango de operación con fases reducidas, comportamientos cuasi-resistivos y corrientes de corte muy próximas a cero. Además, la cancelación cero-polo cuando las resonancias están próximas permite comportamientos en la fase que no son posibles en las redes de segundo orden, como la operación con fase nula o incluso la inversión de la misma.

En cuanto a la implementación de estas redes, es sencilla. En el caso de las redes A y B no son necesarios componentes añadidos, solamente la extracción de una toma media de la bobina y recolocación del condensador. En las redes C y D, solo es necesario un condensador añadido que se puede colocar directamente sobre la red.

3.- Aplicación de las redes resonantes híbridas en semipuente

En este capítulo se aplicarán las redes resonantes híbridas estudiadas a un caso concreto: el inversor semipuente. Un primer paso en esta aplicación será el estudio previo de la topología utilizada actualmente con lo que, posteriormente, poder hacer una detallada comparativa con la nueva topología híbrida y obtener los beneficios

3.1.- Diseño standard (Topología HB-SRC)

Las etapas inversoras resonantes son un tipo de convertidor de corriente continua a corriente alterna (DC-AC), a cuya salida se le incorpora un circuito resonante. La etapa proporciona a dicha salida, mediante la conmutación de uno o varios dispositivos, una corriente alterna de frecuencia y valor deseados, que pueden ser tanto fijos como variables. Para el caso que se trata, es decir, para alimentar el inductor de una cocina, se ha de tener en cuenta que el equivalente de dicho inductor junto con el recipiente colocado sobre la misma se considera una carga óhmico-inductiva, por lo que, para crear un circuito resonante basta con añadir un condensador, ya sea en serie o en paralelo, a esta carga.

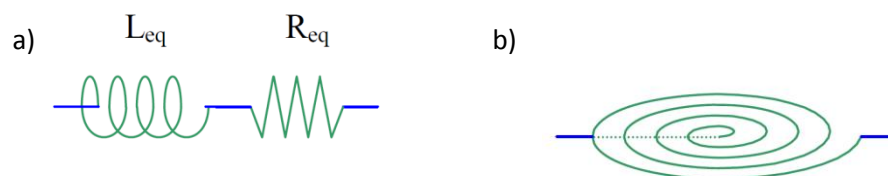


Figura 31: a) Modelo R-L equivalente; b) representación esquemática.

Las topologías básicas para el calentamiento por inducción se suelen clasificar en función del número de dispositivos de conmutación (comúnmente transistores) que las forman.

La topología que se va a estudiar para esta aplicación es el semipuente (*Half-Bridge*, HB), cuyo circuito resonante está compuesto por una red resonante serie (*Series-Resonant-Converter*, SRC).

Existen dos topologías distintas para este tipo de inversor. Una de ellas está formada por dos interruptores, cada uno de ellos acompañado por un diodo volante. Ambos interruptores se colocan en serie, y los respectivos diodos volantes, en antiparalelo a cada uno de los interruptores. La carga se conecta en el punto intermedio de ambos interruptores, y el condensador necesario para la resonancia de la estructura, se coloca en serie con la carga, como se puede ver en la Figura 32-a.

En la segunda topología, se colocan dos condensadores, en paralelo con el generador de tensión continua, como se puede ver en la Figura 32-b. De esta manera, en el punto intermedio de ambos condensadores existe una tensión correspondiente a la mitad de la tensión del generador. En este caso, la carga se conecta entre dicho punto, y el punto entre los dos interruptores.

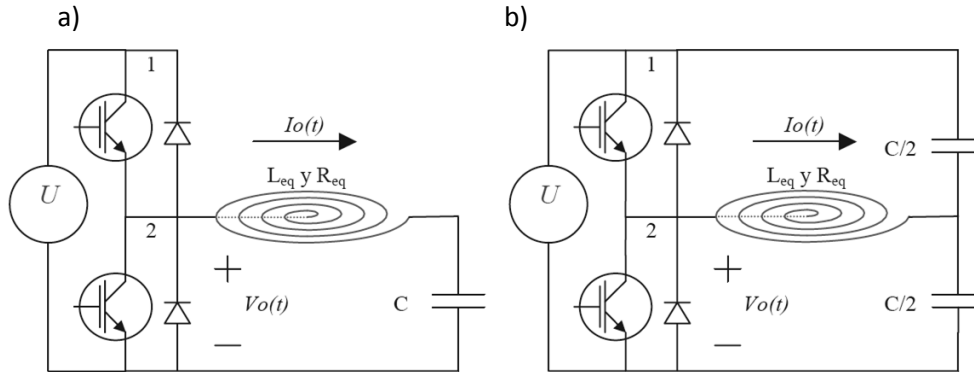


Figura 32: Topologías del inversor semipuente resonante.

Estos condensadores en paralelo con el bus serán los necesarios para la resonancia de la estructura y su suma será equivalente al condensador C de la estructura Figura 32.a

3.1.1. Ajuste y análisis de la etapa HB SRC

En primer lugar se procede a hacer un ajuste y análisis de la topología HB SRC, con esto se pretende comprender el funcionamiento y la respuesta en frecuencia de la etapa, lo cual tendrá incidencia en el rango de control y el rendimiento de la misma.

Para comenzar el estudio se analizará la respuesta en frecuencia de la red resonante. Como se ha dicho el conjunto del inductor con el recipiente forman la componente óhmico-inductiva de la red. Sin embargo estos valores de R y L no son constantes sino que tienen una variación con la frecuencia cuando se trabaja con gran señal (Figura 33).

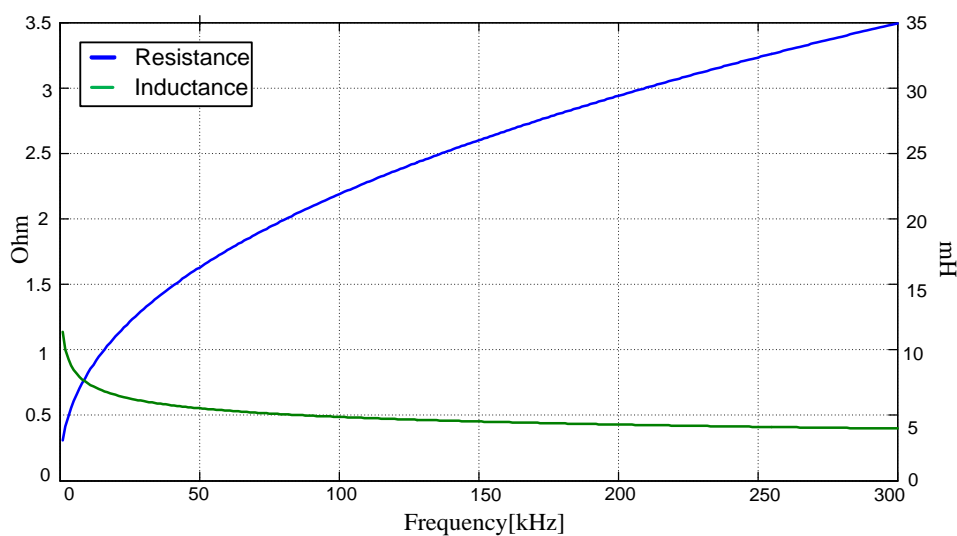


Figura 33: Componente RL frente a frecuencia

Se debe encontrar un circuito equivalente que exhiba este comportamiento frecuencial. La solución radica en la utilización de redes Foster no lineales (Foster Non-Linear, FSNL) [6]

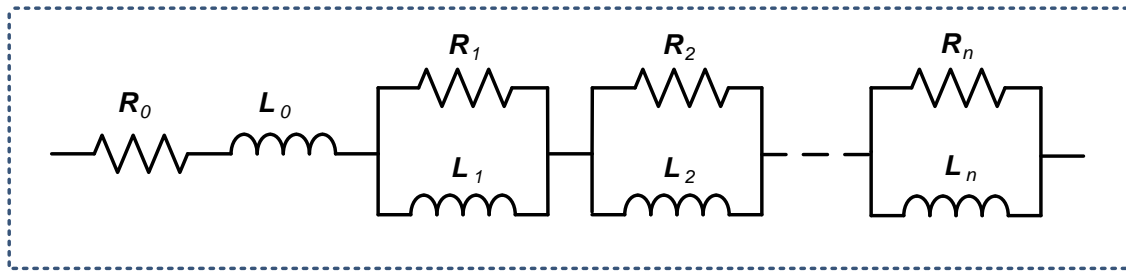


Figura 34: Red Foster no lineal

El elemento básico constituyente del modelo FSNL/FSL es el tanque R-L con resistencia e inductancia no lineales. Dicho bloque es una representación circuital de un modelo dinámico únicamente matemático no determinado por consideración física alguna. Este modelo produce las propiedades básicas de la histéresis tales como el ensanchamiento del ciclo con la frecuencia o la existencia de bucles menores.

En dicho modelo los tanques se asocian de forma aditiva, fruto de la conexión serie, aportando resistencia e inductancia en función de su frecuencia de corte, que para el tanque j será $f_{cj} = \frac{R_j}{2\pi L_j}$. El resultado es que la resistencia a aproximar debe presentar siempre derivada positiva con respecto a la frecuencia, mientras que la inductancia debe presentarla negativa. Como este es el comportamiento habitual, en ausencia de autorresonancia, la red Foster es capaz de sintetizar el comportamiento frecuencial de la carga inductiva con una precisión que dependerá del número N de tanques R-L empleados.

Además, añadiendo R_0 y L_0 se puede especificar el comportamiento en baja frecuencia y el asintótico a frecuencias elevadas.

Para el ajuste de esta red se ha utilizado el programa de Matlab que se muestra en el anexo A1. Los datos de entrada son el número de espiras, la resistencia de cada espira en DC, la inductancia de cada espira a frecuencia muy alta (infinito), el vector de frecuencias en las cuales se va a optimizar la red y el número de tanques.

En el siguiente ejemplo se ha obtenido la red FSNL para los siguientes datos.

Inductor	210mm
Nº Espiras	9
Ancho de banda para la optimización	1kHz a 300kHz
Muestreo	10kHz
Numero de tanques	3

Tabla 3: Datos para el cálculo de la red Foster

A continuación se muestran las gráficas con los datos de las muestras reales a gran señal, la aproximación mediante RL simple y la aproximación mediante la red FSNL.

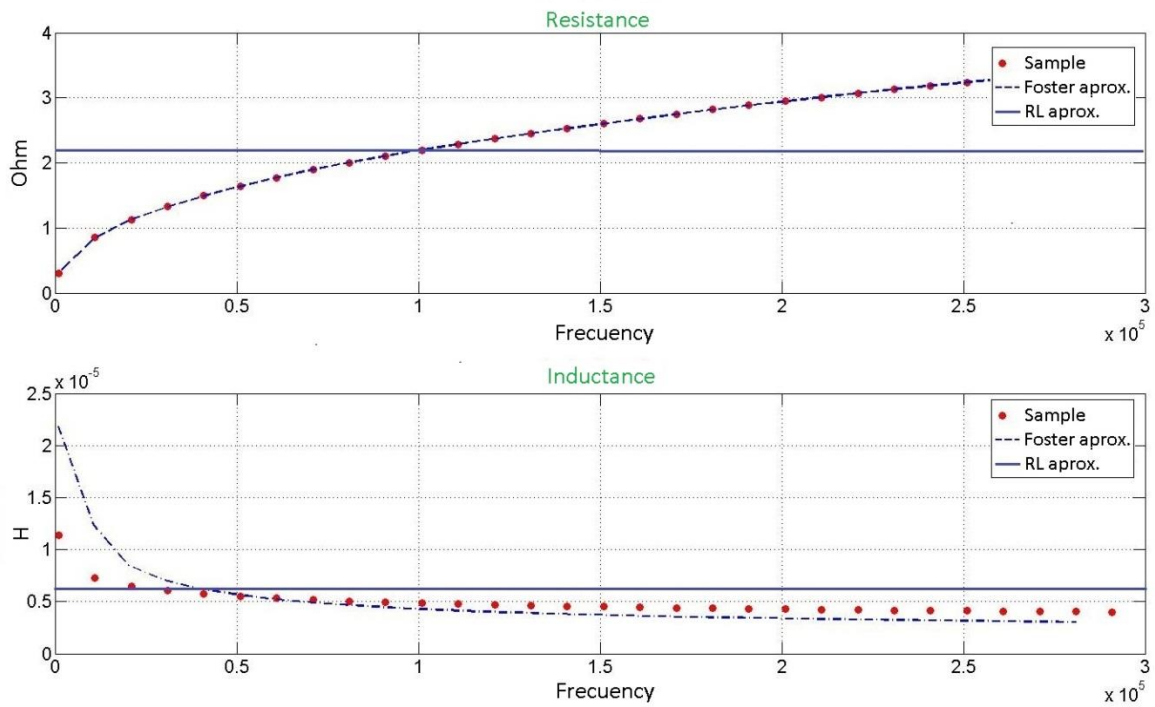


Figura 35: Ajuste de la red RL equivalente



Figura 36: Aproximación mediante red RL

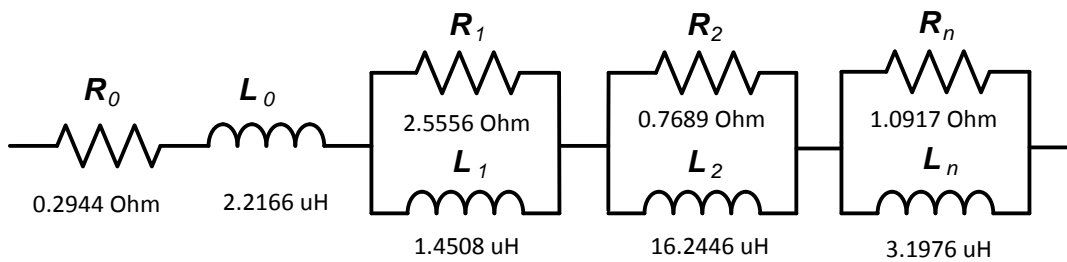


Figura 37: Aproximación mediante red Foster

Las ventajas de la aproximación Foster respecto la aproximación RL son evidentes. La componente resistiva es emulada con casi total precisión, y la componente inductiva comienza a ser fiable a sobre los 25kHz en adelante, tendiendo a una ligera desviación a altas frecuencias. En cualquier caso, totalmente aceptable para la aplicación.

3.1.2.- Análisis frecuencial del circuito resonante

Una vez obtenida la red RL equivalente, se puede proceder al análisis de la red resonante completa con el condensador añadido. Este análisis se ha realizado con el programa de simulación de RF y microondas Microwave Office™.

Las ondas de tensión obtenidas a la salida de los inversores son cuadradas. Estas ondas están compuestas por su primer armónico (o fundamental), y la suma de todos sus armónicos impares, cuya amplitud es inversamente proporcional al número de armónico.

Sin embargo, debido al buen filtrado que realizan los circuitos resonantes de segundo orden, tanto mayor cuanto más alto es su factor de calidad, las siguientes simulaciones han sido realizadas para el primer armónico de la onda, lo que se conoce como análisis de FHA (*First Harmonic Aproximation*)

En la Figura 38 se realiza un ejemplo ilustrativo, de momento no ajustado a un caso real de control de potencia, para poder estudiar las características de esta red.

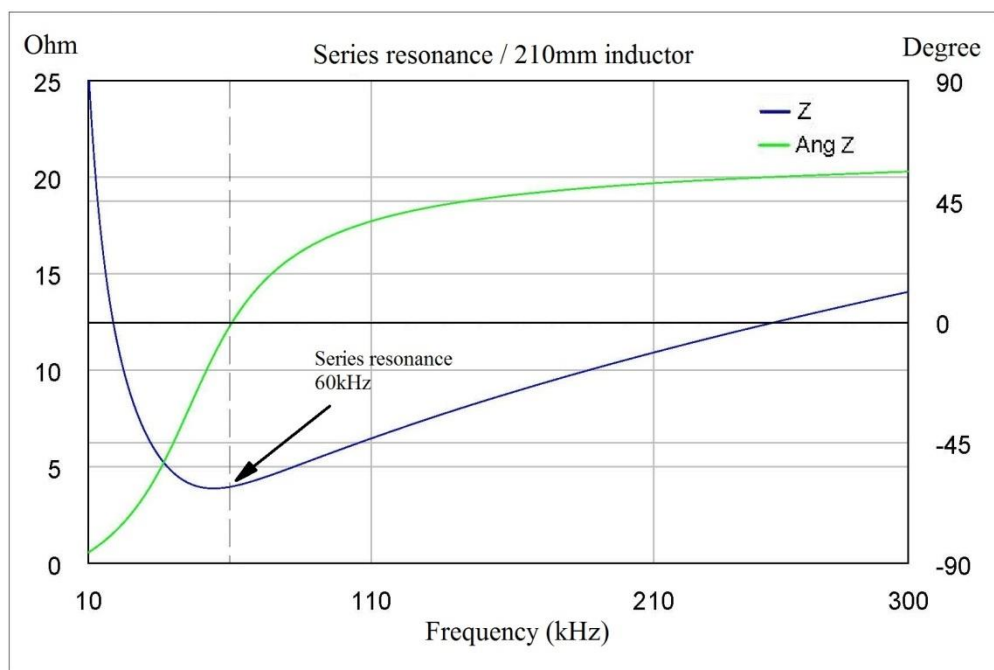


Figura 38: Red serie resonante

El ejemplo esta realizado para un inductor de 210mm de diámetro y 13 espiras, con un condensador de 600nF serie.

Un requisito indispensable en inversores HB es la conmutación dentro de la zona ZVS, es decir tensión de conmutación a conducción nula. Esto sólo se puede conseguir retrasando la corriente respecto de la tensión por lo que es necesario un comportamiento inductivo de la red. La zona típica de operación en inversores HB se encuentra pues por encima de resonancia. En esta zona se observa cómo se cumple el requisito de ZVS.

El control de potencia viene dado por la siguiente expresión:

$$P_0 = I_{RMS}^2(\omega) \cdot R(\omega) \quad (31)$$

De la gráfica se puede deducir como a frecuencia de resonancia se obtiene la potencia máxima ya que la Z alcanza su mínimo y I_{RMS}^2 por lo tanto es máxima. Por otra parte las potencias mínimas se alcanzan a frecuencias elevadas. Es necesario llegar a un compromiso entre potencia mínima y frecuencia, ya que al elevar esta última surgen algunos problemas como se verá.

3.1.3.- Diseño SRC para 3600W

A continuación se realiza el diseño y estudio de un caso real, un inversor HB con potencia máxima de 3600W a 30kHz y potencia mínima en torno a los 700W.

El inductor elegido es nuevamente el de 210mm y la tensión de bus 230V.

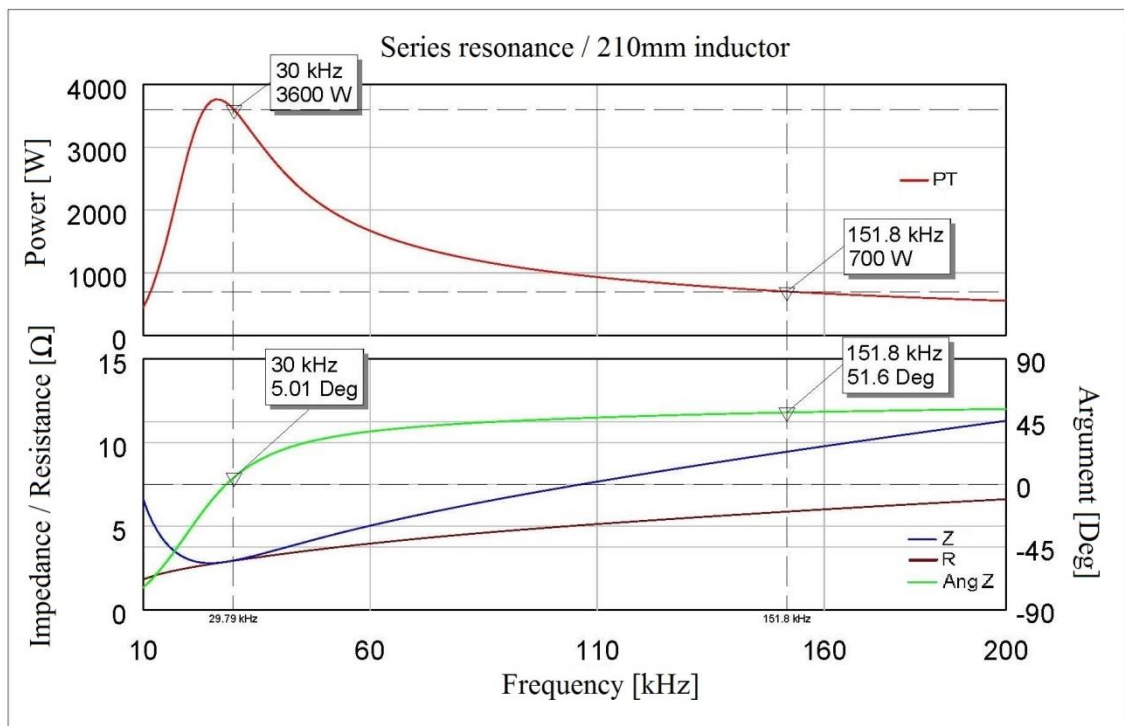


Figura 39: Diseño HB SRC

El ajuste óptimo se ha realizado para 13,5 espiras y 1944nF.

Una limitación que se observa es la baja pendiente de potencia a frecuencias altas, esto implica un gran incremento de la frecuencia para conseguir una reducción de tan solo unos pocos vatios.

La frecuencia máxima de operación, sin embargo, viene limitada por los altos tiempos de conmutación de los transistores de potencia. En la tecnología de silicio rara vez operan por encima de los 200kHz. Por ello, una práctica común en estos inversores para obtener bajas potencias a frecuencia no elevada es la operación en el modo pulsante, donde se conmuta la salida del semipunto por medio de un relé consiguiéndose, mediante un control ON/OFF, una potencia efectiva menor sobre el recipiente. Este tipo de conmutación, sin embargo, presenta otros problemas tanto a nivel de coste (mayor complejidad, componentes y fiabilidad) como a nivel de usuario (ruido acústico por la conmutación del relé).

En los últimos años se están desarrollando transistores con la tecnología de Carburo de Silicio SiC en configuración FET con tiempos de conmutación mucho menores (debido a las capacidades parásitas mucho menores) que permiten operar a frecuencias muy superiores, además de otras características muy ventajosas para su utilización en inducción [7].

3.1.4.- Rendimiento de la topología

El principal problema de rendimiento de la topología HB SRC viene derivado del alto desfase que exhibe cuando trabaja a potencias bajas. Esta situación de fase positiva, necesaria para el cumplimiento de la condición ZVS, se vuelve problemática a medida que esta aumenta. El retraso de la corriente producido hace que el transistor conmute con un elevado valor de la misma, tanto mayor cuanto más alto sea el desfase. Esto provoca una elevación de las pérdidas por conmutación a off y por lo tanto del rendimiento a bajas potencias.

En la Figura 40-b se muestra la forma de onda de la corriente (Anexo A2) operando a 170kHz. En este caso la fase está en torno a los 50° y la corriente en la conmutación a off asciende hasta los 17A. En la Figura 40-a se muestra la situación ideal (fase=0). En el inversor estudiado se da a 30kHz, coincide además con el punto de potencia máxima. Es necesario por lo tanto reducir en la medida de lo posible la fase en todo el rango de potencias.

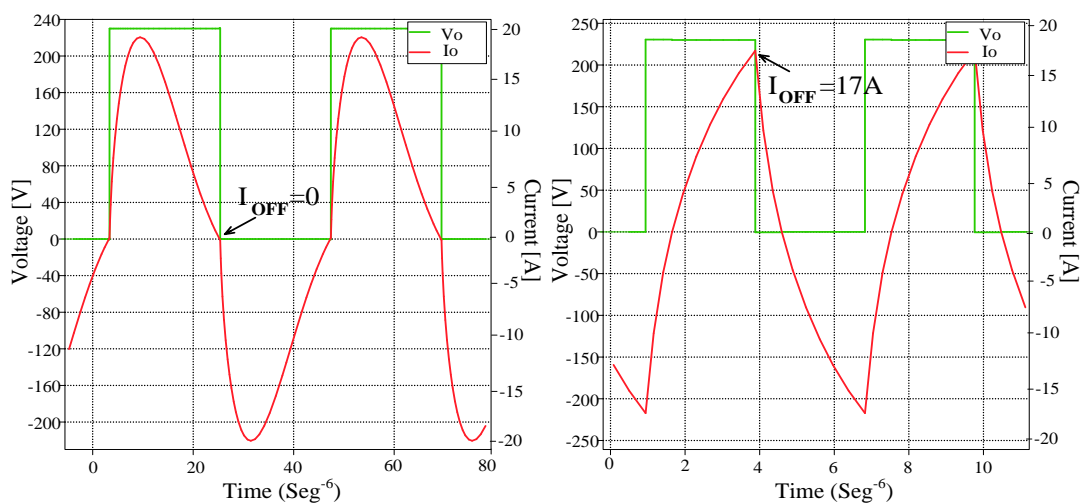


Figura 40: a) Corriente operación a 30kHz; b) Corriente operación a 170kHz

Esta elevada inductancia también tiene efecto sobre la corriente eficaz. Las fases altas reducen el factor de potencia f.d.p, por lo que es necesaria mayor I_{RMS} para obtener la misma potencia que con un f.d.p bajo.

$$P = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos \alpha; \quad f.d.p = \cos \alpha; \quad \cos \alpha \downarrow : I_{RMS} \uparrow \quad (32)$$

3.1.5.- Conclusiones respecto al SRC

Como se ha demostrado todos los problemas de la topología HB SRC convergen a altas frecuencias donde la red pasa a tener un comportamiento inductivo importante. Esto produce un incremento de las pérdidas tanto debidas a conducción (I_{RMS}) como a conmutación (I_{off}). El problema se agrava en la práctica ya que dicha zona corresponde a las potencias medias-bajas, que son las más frecuentes de operación donde una cocina de un hogar medio trabaja (fuego de mantenimiento).

El objetivo, por lo tanto, se encuentra en la disminución de esta fase. Esto se puede lograr mediante la modificación de la forma de la impedancia. Es necesario pues encontrar otras redes resonantes que satisfagan estos requisitos, manteniendo un rango de control apropiado.

Los siguientes capítulos se centrarán en el diseño de inversores semipunte con redes resonantes híbridas.

3.2.- Diseño híbrido

3.2.1- Obtención de las redes resonantes válidas para semipunte

Del estudio realizado en el capítulo 2 surge una clasificación de las redes resonantes aplicables a inducción. La clasificación final se limita a cuatro redes válidas: dos RLLC y otras dos RLCC.

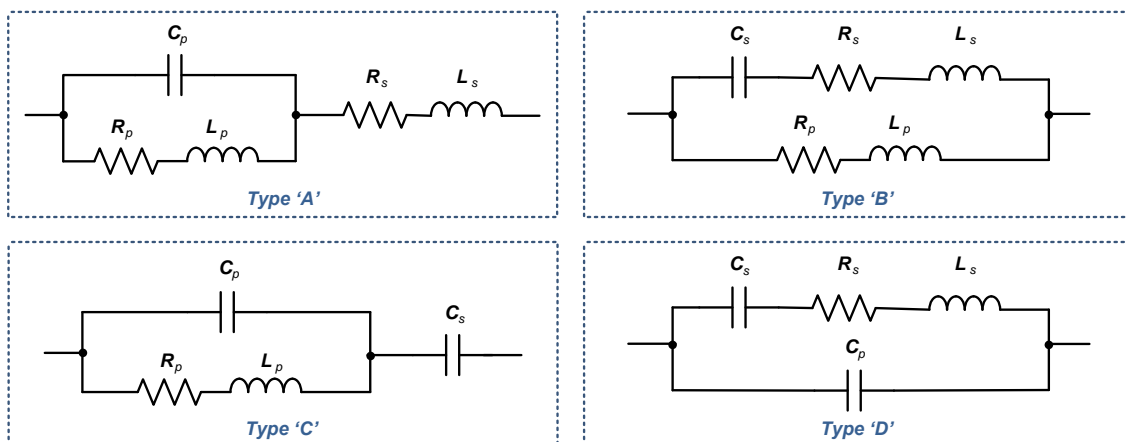


Figura 41: Redes híbridas de 3er orden

Para el caso del inversor semipunte es necesario asegurar el bloqueo de la corriente continua a través de la red, de esta forma, solo cabe hablar de la potencia producida por la componente armónica de la onda y no por la componente en DC.

Esta restricción solo las cumplen las redes del tipo C y D (RLCC), por lo que el análisis se centrará en estas dos, dejándose las redes tipo A y B para otros posibles diseños en inversores Single Switch en los que no se entrará en este proyecto.

3.2.2- Análisis frecuencial de las redes de tercer orden

Como en el apartado 3.1.2 se ha realizado un ajuste y análisis de las redes tipo C y tipo D en Microwave Office™ mediante la aproximación del primer armónico FHA.

Una vez más, para el estudio de estas redes, se ha hecho en primer lugar un ajuste no aplicado a un control de potencia real. Como resultado se han obtenido resultados idénticos en ambas redes híbridas, por lo que se podrán considerar equivalentes. En los siguientes apartados se analizará la red tipo C pero se podrán considerar estos mismos resultados en la tipo D.

En la Figura 42 se muestra la forma de la impedancia de la red resonante serie estudiada en el punto anterior y la red híbrida tipo C, ambas ajustadas para el mismo punto de resonancia serie.

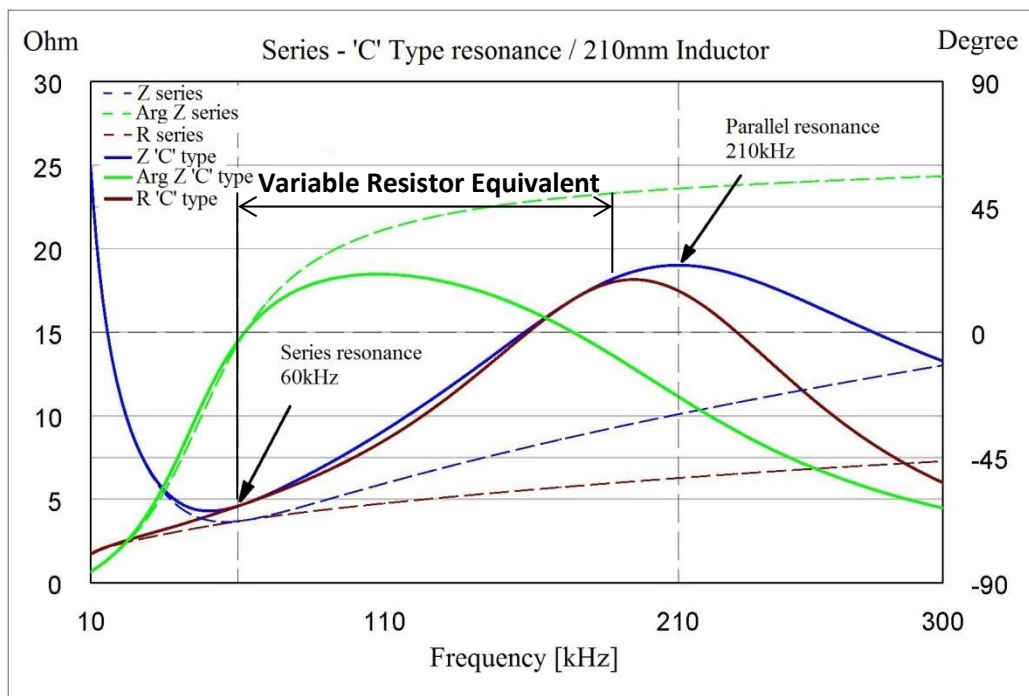


Figura 42: Respuesta red tipo 'C' frente a red serie

Además de la notable mejora de la fase entre las dos frecuencias de resonancia, se observa también una sustancial mejora en la componente resistiva. Al introducir la resonancia paralelo la resistencia aumenta y se aproxima al módulo de la impedancia. El comportamiento

de esta red en esta región se puede considerar pues como una resistencia variable (concepto VRE, Variable Resistor Equivalent). Este comportamiento próximo a una resistencia provoca unos factores de potencia muy altos con lo que la IRMS disminuye notablemente respecto a la topología SRC:

$$P = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos \alpha; \quad \cos \alpha \uparrow : I_{RMS} \downarrow \quad (33)$$

3.2.3.- Diseño del convertidor con red de tipo C para 3600W

En la Figura 43 se contrasta el diseño de la red de tipo C con la topología SRC ante rangos de control idénticos.

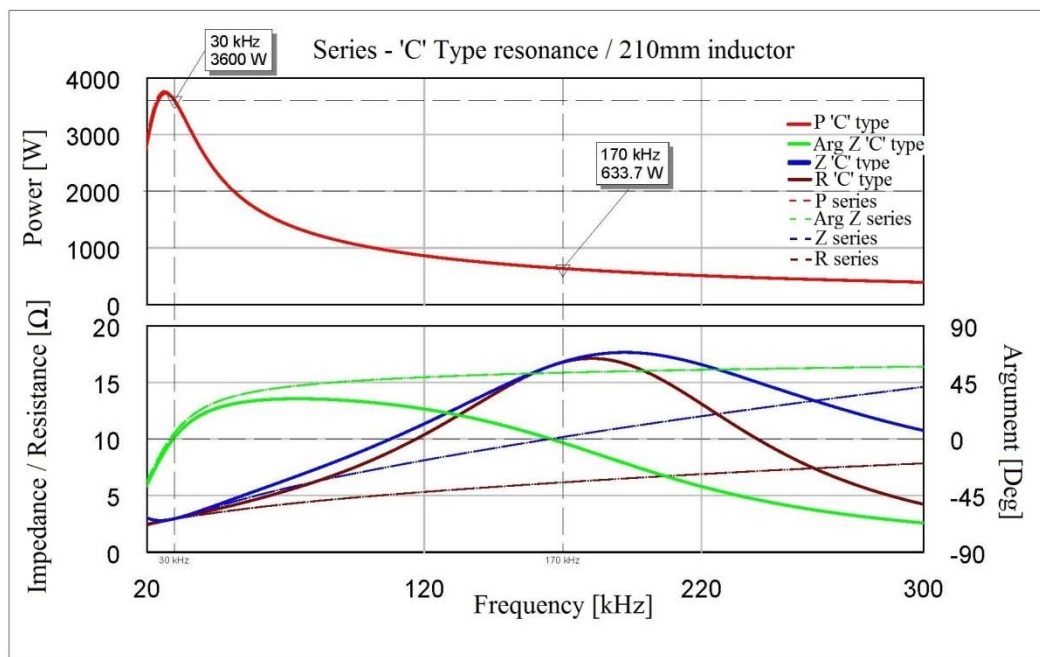


Figura 43: Control de potencia red tipo 'C' frente a red serie

Los datos del ajuste son los siguientes:

	Turns	Cs (nF)	Cp (nF)
Red serie	13,5	1944	-----
Red tipo 'C'	13	1970	79

Tabla 4: Datos de ajuste de la red serie y la red tipo 'C'

Para una eficiencia óptima se ha ajustado el cruce con cero de la fase a la frecuencia de potencia mínima, en este caso 170kHz. Esto se consigue ajustando el valor del condensador paralelo C_p . Al elevar este valor, la frecuencia de cruce por cero disminuye, lo cual conlleva ciertas ventajas e inconvenientes: por un lado, la fase en todo el rango de control disminuye. Esto reduce las pérdidas de la etapa a cualquier potencia. La frecuencia a potencia mínima

también disminuye por lo que las pérdidas en esta situación se reducen. Por otro lado, dado que el control de potencia permanece invariante, al reducir este punto de potencia mínima el valor de la misma aumenta. Dicho esto hay que llegar a un compromiso entre rango de control y rendimiento mediante un adecuado ajuste de C_p .

3.2.4.- Simulación temporal para una onda cuadrada de excitación.

El inversor HB proporciona a su salida una onda cuadrada de tensión. Mediante la descomposición de esta onda se obtiene una suma infinita de funciones senoidales (serie de Fourier) que en este caso se corresponden con los armónicos impares de la fundamental. La amplitud de estos armónicos es inversamente proporcional a su posición.

En los anteriores apartados se ha estado analizando el comportamiento de las redes considerando solo el armónico fundamental (FHA), obteniendo en las redes híbridas importantes mejoras respecto al SRC convencional. Sin embargo, para poder validar estas redes es necesario conocer el comportamiento ante el resto de armónicos. Tal simulación se ha realizado mediante la herramienta Simulink de Matlab (Anexo A3).

En la Figura 44 se muestran las formas de onda de corriente obtenidas para una excitación con onda cuadrada de tensión de 100kHz

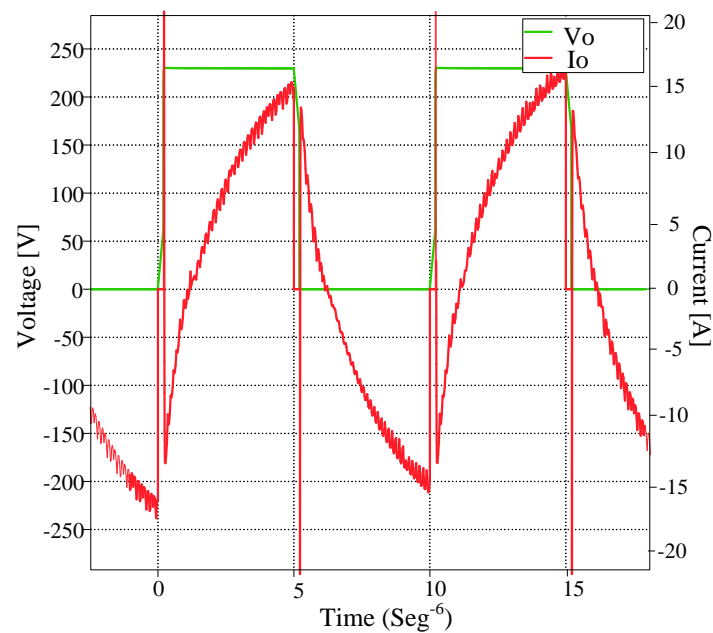


Figura 44: Formas de onda HB con resonancia tipo 'C'

En la forma de onda de corriente obtenida se observa una onda senoidal superpuesta de varios megahertzios. En las conmutaciones, esta onda puede llegar a alcanzar una amplitud de cientos de amperios [8]. Esto es causado por la descarga instantánea de los condensadores de los 230V de alimentación. Esta tensión se descarga a través de los transistores.

Este hecho, se puede explicar también mediante la respuesta frecuencial de la impedancia (Figura 43). En la gráfica se observa como la impedancia de la red tiende a cero en

el infinito, causada por la acción de la resonancia paralelo añadida. Esta baja impedancia a frecuencias altas causa un gran incremento de la corriente en los armónicos elevados.

Los picos de corriente producidos en las conmutaciones además de ser dañinos para los dispositivos, dispara la corriente media de la etapa, lo cual incrementa las pérdidas drásticamente.

Es necesario pues modificar la red resonante añadiendo un snubber que filtre estos armónicos. El snubber se puede implementar de tipo regenerativo añadiendo en serie con la red varias espiras del inductor como se muestran en las siguientes figuras.

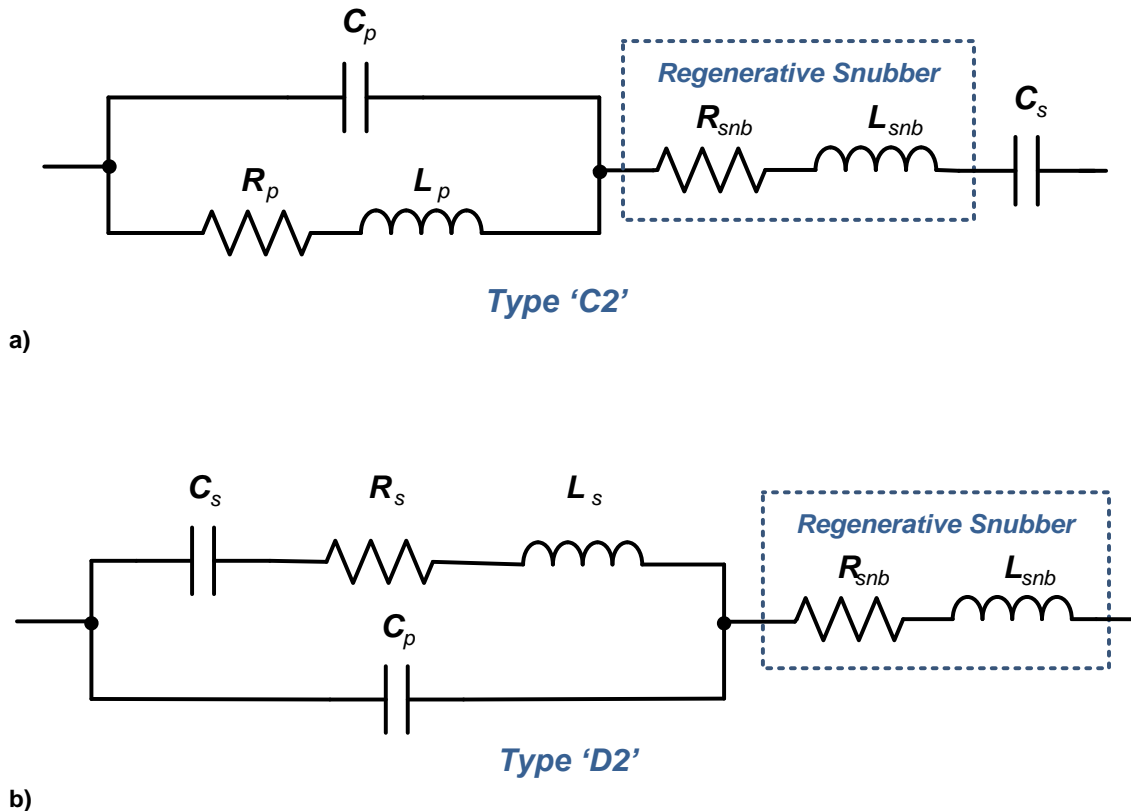


Figura 45: a) Red tipo C2; b) Red tipo D2

La red tipo 'D2' es equivalente a la red tipo 'A' añadiéndole un condensador de bloqueo C_s , por lo que puede ser denominada de la misma manera como 'A2'.

Estas redes pasan a tener tres frecuencias de resonancia, serie-paralelo-serie (redes de cuarto orden). La misión de la tercera impedancia serie añadida es la de elevar la impedancia de los armónicos superiores.

3.2.5- Análisis frecuencial de las redes de cuarto orden

En las Figura 46 y Figura 47 se muestran dos gráficas comparativas de la respuesta de las redes de segundo, tercer y cuarto orden. Las redes tipo C2 y D2 son equivalentes por lo que en las siguientes simulaciones solo se trabajará con la primera de ellas.

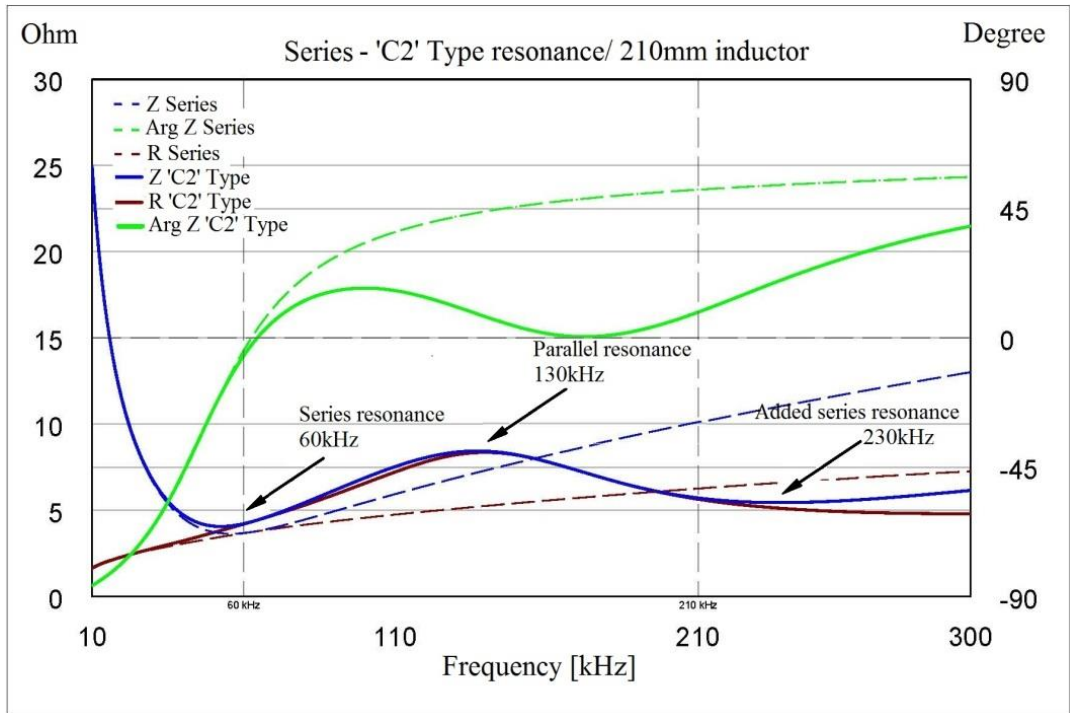


Figura 46: Circuito resonante serie frente a tipo C2

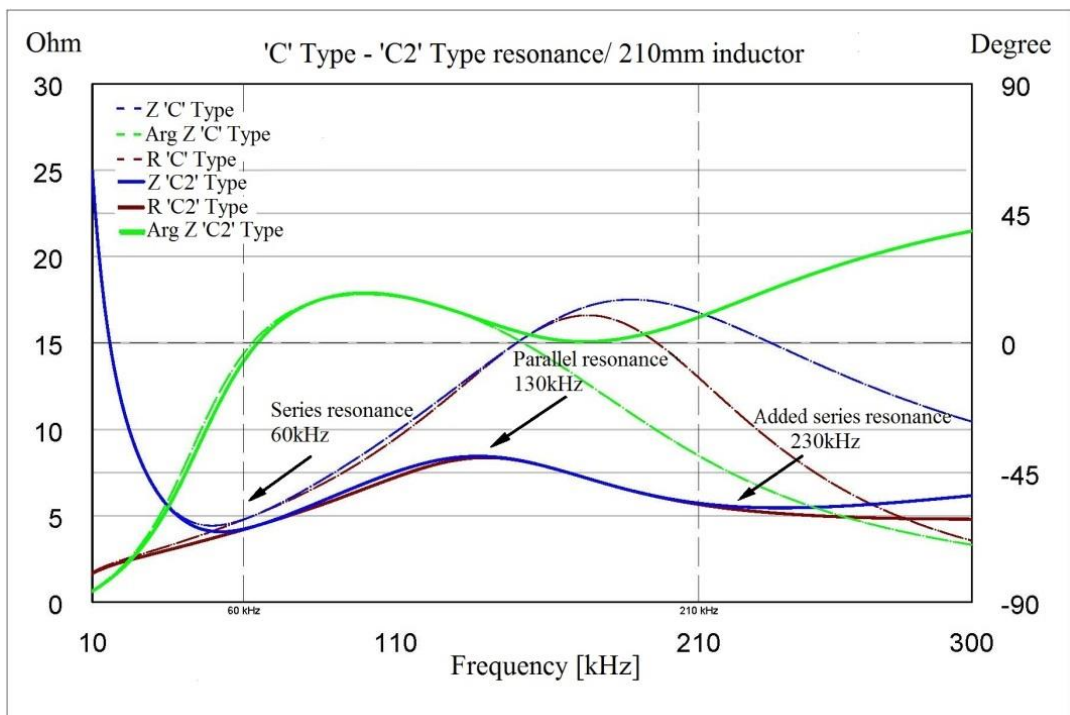


Figura 47: Circuito resonante tipo C frente a tipo C2

El valor de los elementos empleados en las redes son los siguientes:

	Turns1	Turns2	Cs (nF)	Cp (nF)
Red serie	13	-----	600	-----
Red tipo 'C'	13	-----	600	84
Red tipo 'C2'	8	10	600	320

Tabla 5: Datos de ajuste de las redes serie, tipo 'C' y tipo 'C2'

Una vez, en el rango de control las Z y R de las redes de cuarto orden permanecen casi-solapadas, por lo que se puede considerar el comportamiento como una resistencia variable. La fase sigue siendo de valor muy reducido en todo momento. Por otro lado, la magnitud de la impedancia es menor que en la red tipo C por lo que la corriente eficaz es más elevada que en esta última, sin embargo permanece por debajo de la red serie lo cual sigue mejorando a la topología de partida.

La resonancia serie añadida en las redes de cuarto orden hace disminuir la impedancia a su frecuencia de resonancia, esto incrementa la corriente de los armónicos que se hallen situados a dicha frecuencia por lo que surge un nuevo problema. Para elevar esta impedancia es necesario reducir el punto de resonancia serie a frecuencias cercanas a las de resonancia paralelo lo cual produce una cancelación entre ambas que eleva la impedancia. A su vez, la reducción de la frecuencia serie permite una elevación de la fase en regiones donde se mueve el tercer armónico a medias-bajas potencias (200kHz-500kHz).

Una característica que se observa en las resonancias de orden 4 es la posibilidad de operar también por encima de las segunda resonancia serie donde la fase positiva posibilita la conmutación ZVS. Sin embargo, debido a las altas frecuencias de control, esta operación se restringe únicamente a la tecnología de carburo de silicio SiC, con tiempos de conmutación muy inferiores a la tecnología de silicio actual.

3.2.6.- Diseño del convertidor con red de tipo C2 para 3600W

El diseño considerando FHA se muestra en la siguiente gráfica. El periodo de simulación se ha alargado hasta los 500kHz para poder estudiar la respuesta ante el tercer armónico.

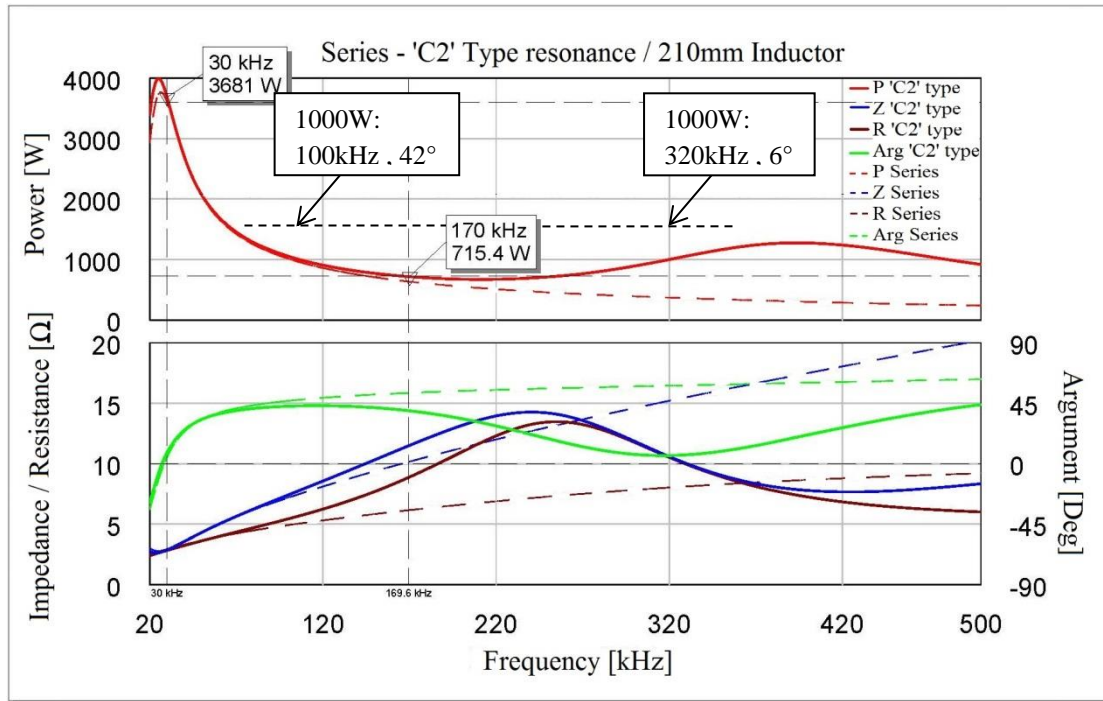


Figura 48: Control de potencia red tipo 'C2' frente a red serie

El ajuste se ha realizado con los siguientes valores:

	Turns1	Turns2	Cs (nF)	Cp (nF)
Red serie	13,5	-----	1944	-----
Red tipo 'C2'	8,5	10,5	1830	120

Tabla 5: Datos de ajuste de la red serie y la red tipo 'C2'

A altas potencias en control y rendimientos permanecen idénticos para ambas redes, las diferencias se presentan a medias y bajas potencias.

La mínima potencia se obtiene en torno a los 200kHz, y vuelve a subir con la frecuencia. Se observa pues como una misma potencia puede ser conseguida a dos frecuencias diferentes con rendimientos distintos. A modo de ejemplo, 1000W pueden ser obtenidos con a 100kHz y a 320kHz, con desfase de 42° y con 6° respectivamente. El segundo caso de 320kHz presenta unas pérdidas notablemente más bajas.

Sin embargo, las anteriores estimaciones se han realizado sin considerar la componente armónica de la onda. La realidad es que para potencias medias-bajas la impedancia del tercer armónico (320kHz-500kHz) pasa por un valle, lo cual eleva su corriente y se incrementan las pérdidas. A pesar de este incremento, las pérdidas siguen siendo muy inferiores a las obtenidas en las redes híbridas C y D, por lo que estas redes son perfectamente válidas. Además de esto, para armónicos superiores se observa como la impedancia se eleva, por lo que tienen una incidencia despreciable.

De estas últimas conclusiones se deduce como trabajar por encima de la segunda resonancia serie eleva el rendimiento más aun de lo que se había estimado con el análisis FHA ya que el tercer armónico en estas condiciones (500kHz-1100kHz) llega a ser despreciable.

3.2.7.- Rendimientos

La eficiencia del convertidor semipunto se puede obtener a partir de los datos de corriente eficaz y corriente de corte por los dispositivos. Para tal fin se ha realizado la simulación de la etapa mediante la herramienta Simulink de Matlab (Anexo A4).

El análisis de rendimiento se ha realizado tanto para los transistores IGBT (ref.: FGH40N60SMD) como para los nuevos JFET (ref.: SJDP085) de carburo de silicio. Con estos últimos es posible cambiar la estrategia de control aprovechando los bajos tiempos de conmutación que presenta esta tecnología, de forma que se pueden alcanzar grandes beneficios en cuanto a rendimiento operando a más frecuencia.

El rendimiento de una etapa semipunto viene dado por la siguiente expresión [9]:

$$\eta(\%) = \frac{P_{tot}}{P_{cond} + P_{off} + P_{tot}} \cdot 100 \quad (34)$$

Dónde:

- P_{cond} : Potencia disipada en la conducción de los dispositivos (transistores y diodos).
- P_{off} : Potencia disipada en los dispositivos durante la conmutación a *off*.

Para el IGBT utilizado se obtiene como:

$$P_{off} = 2 \cdot f_s \cdot e^{-6} (1,493 \cdot I_{off}^{1,3934}) \quad (35)$$

Y para el JFET:

$$P_{off} = 2 \cdot f_s \cdot e^{-6} (0,001 \cdot I_{off}^2 + 1,3 \cdot I_{off}) \quad (36)$$

- P_{tot} : Potencia total disipada en la etapa.

Las pérdidas por conducción se pueden calcular a partir de las corrientes medias y eficaces y las características de resistencia interna y tensión umbral de los dispositivos:

$$P_{cond} = 2 \cdot (I_{RMS_T}^2 \cdot R_{on} + I_{AV_T} \cdot V_{CE} + I_{RMS_D}^2 \cdot R_f + I_{AV_D} \cdot V_f) \quad (37)$$

Dónde:

- I_{rmsT} , I_{rmsD} : Corriente eficaz por un transistor y un diodo, respectivamente. Se obtiene como valor RMS de $I_T(t)$ y $I_D(t)$.
- I_{AVT} , I_{AVD} Corriente media por un transistor y por un diodo, respectivamente. Se obtiene como valor medio de $I_T(t)$ y $I_D(t)$.
- R_{on} , R_f , V_{TO} , V_f : Valores de resistencia interna y tensión umbral de los dispositivos dadas por el fabricante.

Con la herramienta Simulink es posible además, realizar un análisis considerando todos los armónicos de la onda de tensión. La Figura 49 muestra el control de potencia simulado para los mismos datos que el FHA realizado en el apartado 3.2.6. Además se incluyen los factores de potencia de ambas curvas.

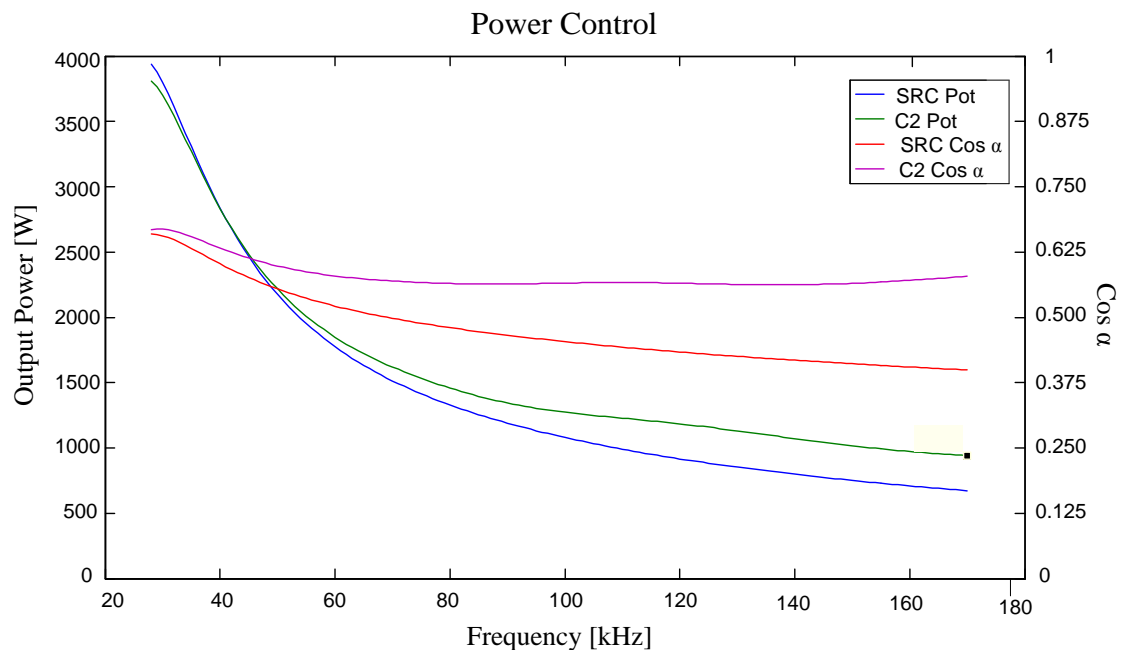


Figura 49: Control de potencia red tipo 'C2' frente a red serie. $F_{max} = 170\text{kHz}$

En este análisis, respecto al FHA anterior, se observa como a frecuencias medias y bajas la curva de potencia del convertor con red tipo C2 se eleva. Esto es debido a la contribución de potencia del tercer armónico.

Con este control la potencia mínima alcanzable por el convertor híbrido es de 940W, frente a los 670W del SRC. Sin embargo el factor de potencia de la red híbrida sigue siendo muy superior por lo que el rendimiento se ve favorecido.

3.2.7.1.- Transistores IGBT de silicio

Como se ha demostrado en anteriores apartados, dos factores clave en el rendimiento final son las corrientes eficaces (I_{rms}) y las de conmutación a off (I_{off}). La primera de ellas afecta a las pérdidas de conducción de los dispositivos, mientras que la segunda tiene incidencia en las pérdidas de conmutación.

En las siguientes figuras se muestran las curvas de I_{rms} , I_{off} así como las pérdidas de conducción y conmutación generadas. Por último se muestran las pérdidas totales, que son resultado de la suma de ambas.

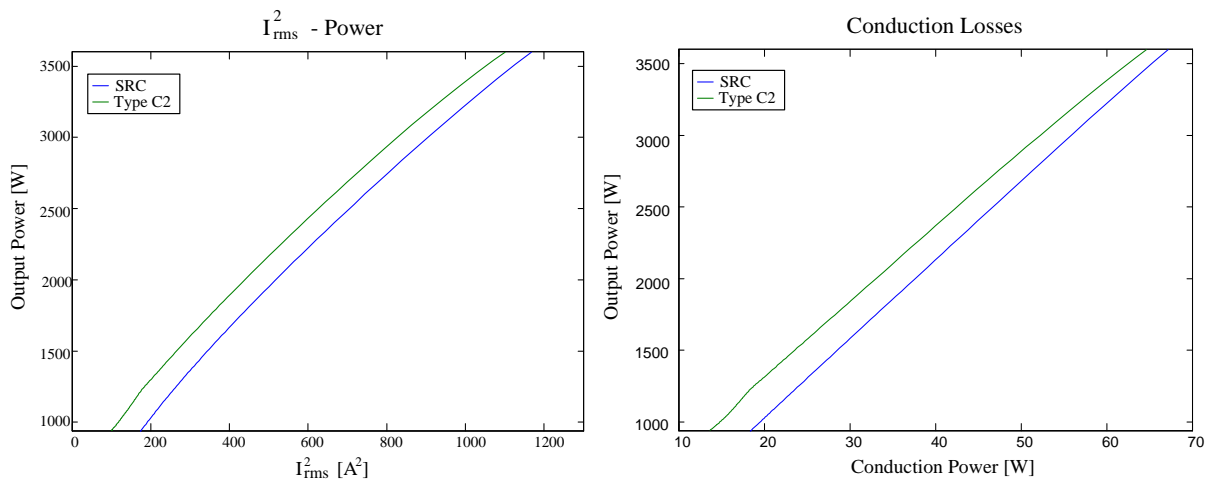


Figura 50: Corriente I_{rms} y pérdidas por conducción

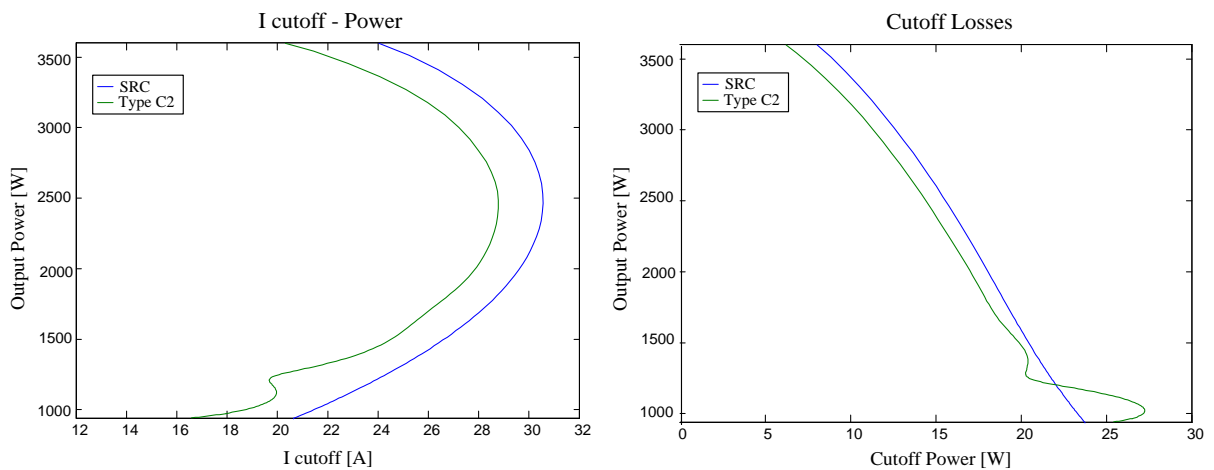


Figura 51: Corriente I_{off} y pérdidas por conmutación

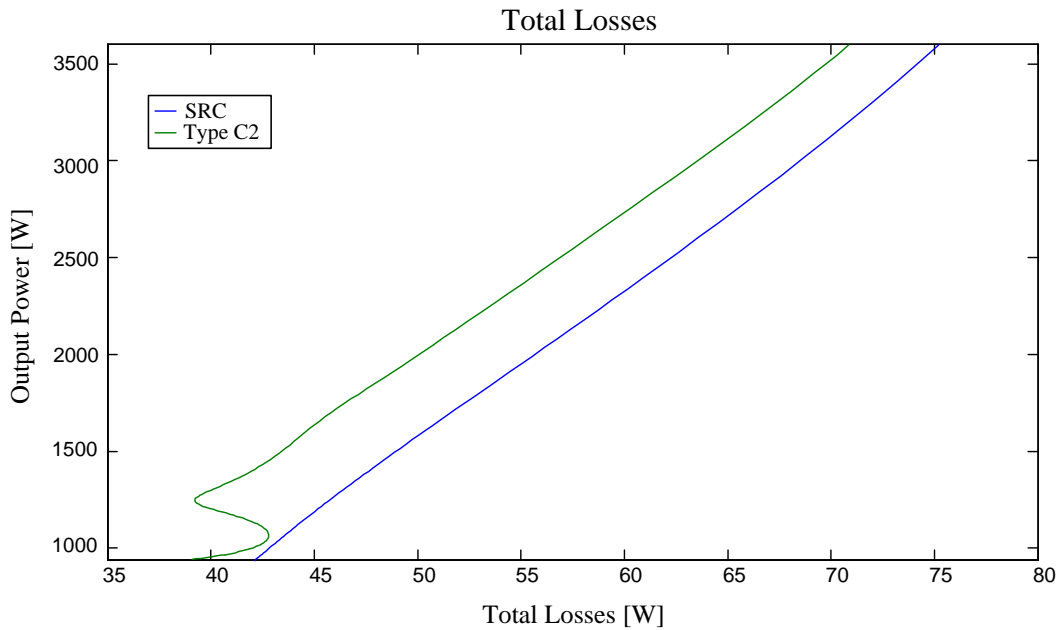


Figura 52: Corriente loff y pérdidas por conmutación

En las pérdidas de *cutoff* (Figura 51) se observa como existe una región desde 1140W a 950W donde las pérdidas son mayores en la red de tipo C2 y sin embargo la corriente de corte es menor. Esto es debido a la desigualdad de las curvas de control de potencia (Figura 49) a bajas potencias. Esta desviación implica que para obtener una misma potencia en ambas redes, la de tipo C2 tiene que conmutar a más frecuencia, lo cual eleva las pérdidas.

$$P_{off} = 2 \cdot f_s \cdot e^{-6} (1,493 \cdot I_{off}^{1,3934}) \quad (38)$$

Las pérdidas totales obtenidas se pueden representar como un ratio de mejora en % de la red de tipo C2 sobre la red serie resonante. Figura 53.



Figura 53: Mejora de pérdidas de la red C2

Por último se puede obtener el rendimiento final de ambas redes aplicando la expresión 34.

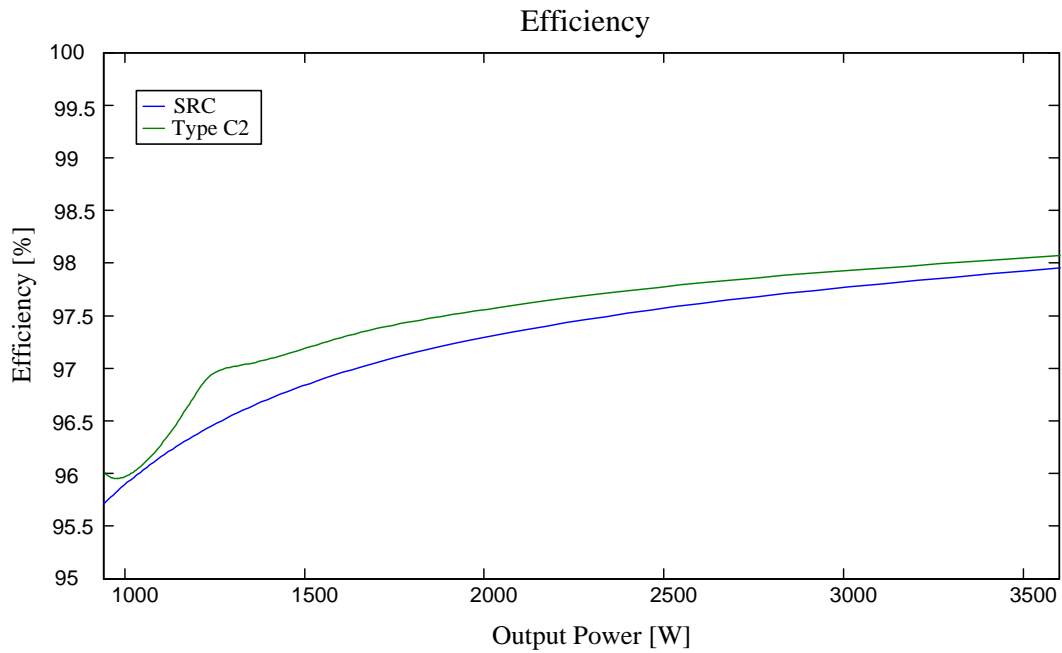


Figura 54: Rendimiento

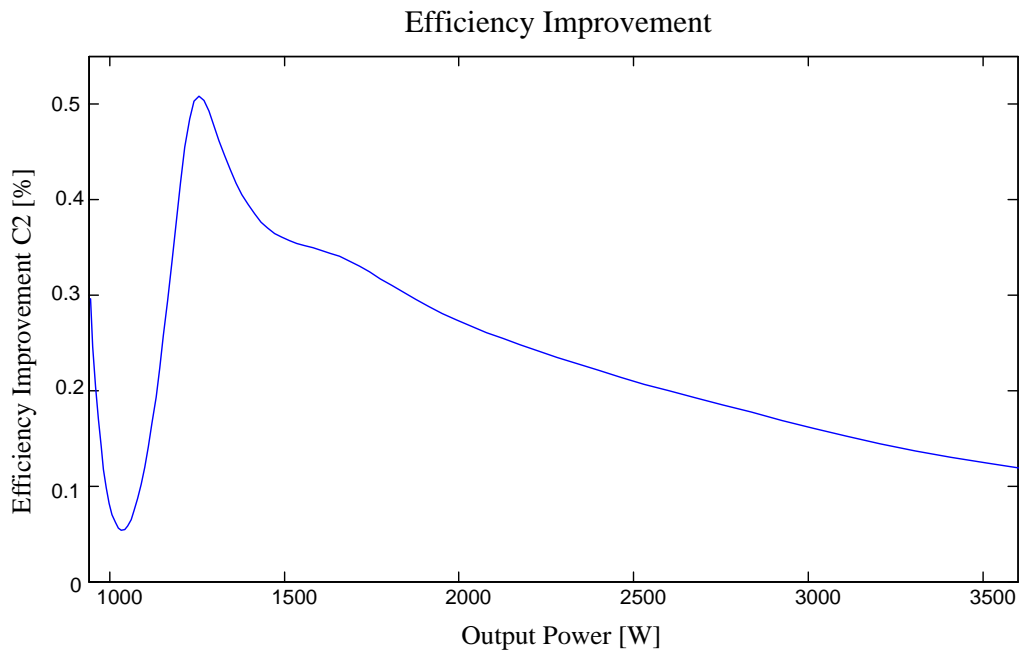


Figura 55: Mejora de rendimiento de la red C2

Es posible incrementar todavía más el rendimiento elevando el valor del condensador C_p . Esto, sin embargo, conlleva una disminución de la potencia mínima alcanzable, por lo que es necesario llegar a un compromiso entre rendimiento y mínima potencia.

En la siguiente figura se muestra la mejora de rendimiento de la red C2 incrementando el valor de 120nF (actuales) a 150nF.

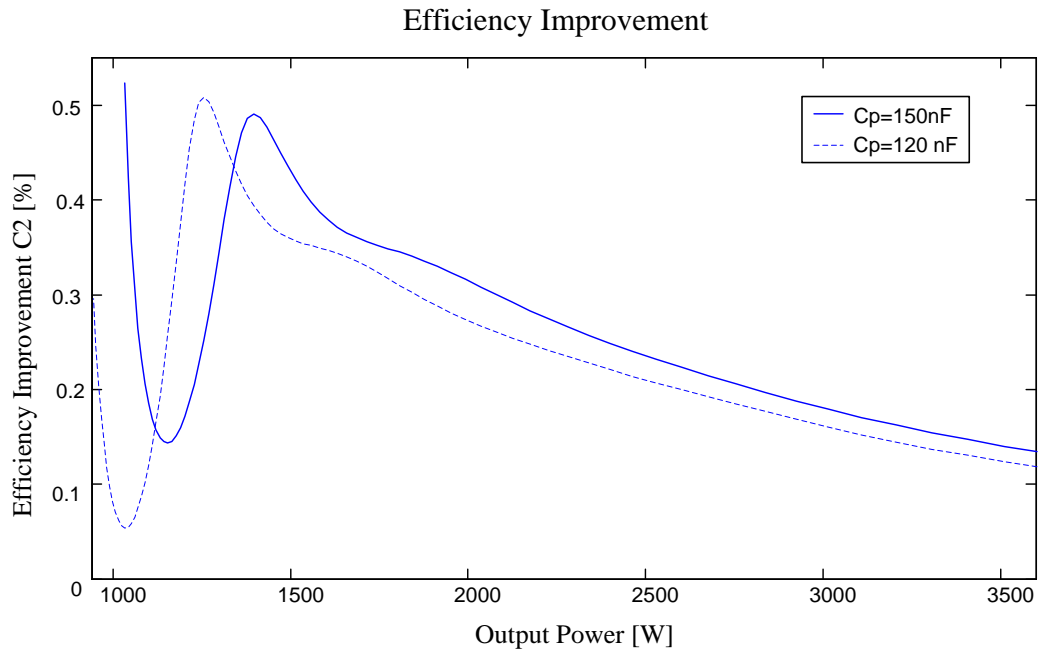


Figura 56: Comparativa $C_p=120\text{nF}$, $C_p=150\text{nF}$

El rendimiento con el condensador C_p de 150nF se eleva en la mayor parte del rango. Por otro lado la mínima potencia alcanzable a 170kHz pasa a ser de 1030W frente a los 940 de la anterior configuración con $C_p=120\text{nF}$.

3.2.7.2.- Transistores *JFET* de carburo de silicio (*SiC*)

La tecnología de carburo de silicio permite una conmutación de los dispositivos a mayor frecuencia que los de silicio convencionales. Esto posibilita la extensión del rango de control hasta varios cientos de kilohertzios. Sin embargo, debido a las normativas actuales sobre EMI [10], la frecuencia límite debe restringirse alrededor de 300kHz en la topología semipuente.

En la figura de abajo se muestra una simulación hasta 300kHz con onda de entrada cuadrada, con las dos redes resonantes en estudio: resonante serie y tipo C2.

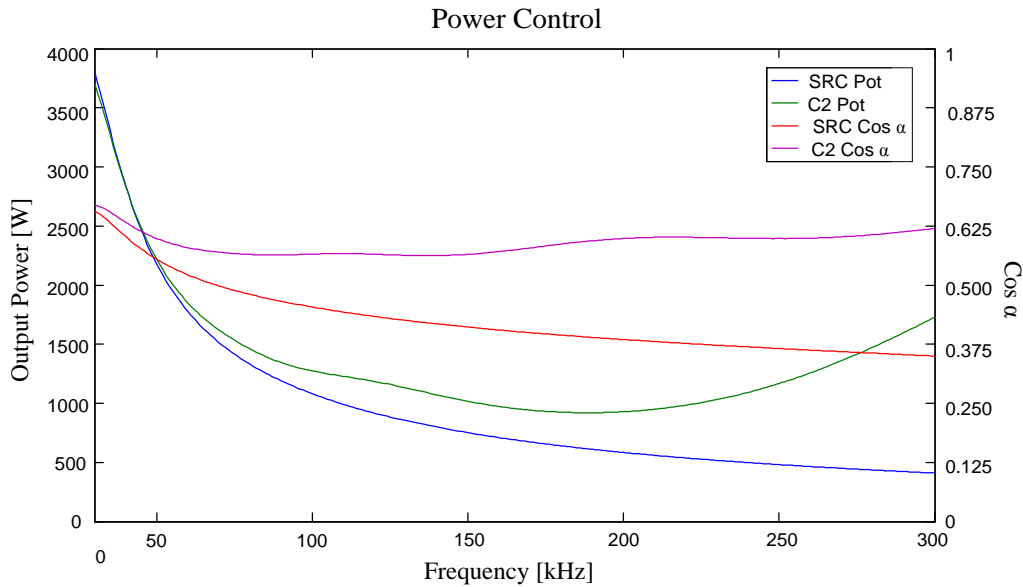


Figura 57: Control de potencia red tipo 'C2' frente a red serie. $F_{max}=300\text{kHz}$

El control de potencia es el mismo que el mostrado en el apartado anterior con los transistores de silicio, ya que este es únicamente dependiente de la red resonante. Sin embargo, al extender el rango se observa como a partir de los 190kHz la potencia comienza a elevarse de nuevo, pero esta vez con factores de calidad más beneficiosos. La potencia máxima a la que se llega en esta zona de bajas pérdidas es de 1700W a 300kHz.

En las siguientes graficas se muestran el comportamiento de las corrientes eficaces y de corte así como las pérdidas y los rendimientos.

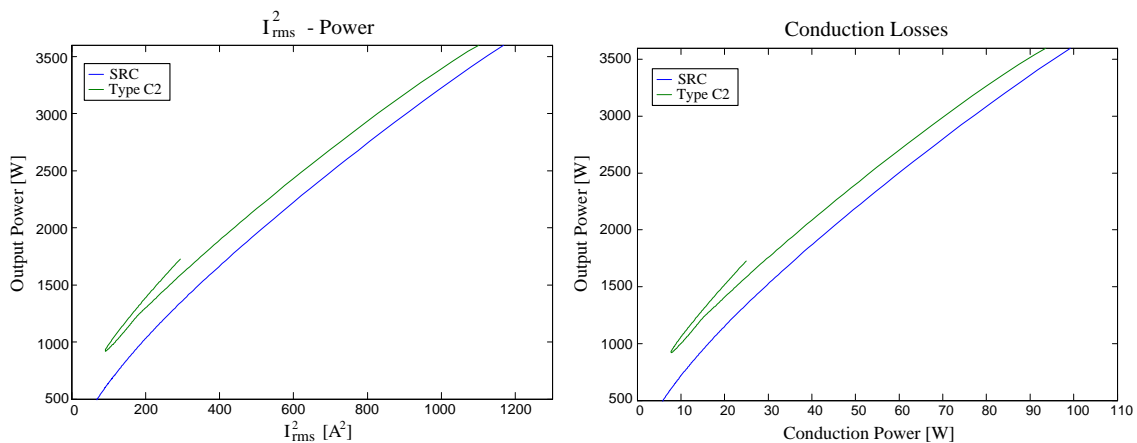


Figura 58: Corriente Irms² y pérdidas por conducción

Comparando las pérdidas por conducción del IGBT con el JFET de SiC se observan cómo estas últimas son más elevadas, esto es debido a la mayor resistencia drenaje-fuente que presentan estos JFETs. Por otro lado, a partir de los 190kHz se comienzan a obtener potencias con I_{RMS} inferiores y por lo tanto pérdidas más reducidas. A la frecuencia límite de 300kHz la etapa proporciona 1720W con una diferencia de 50A² menos, respecto a la misma potencia obtenida a 65kHz.

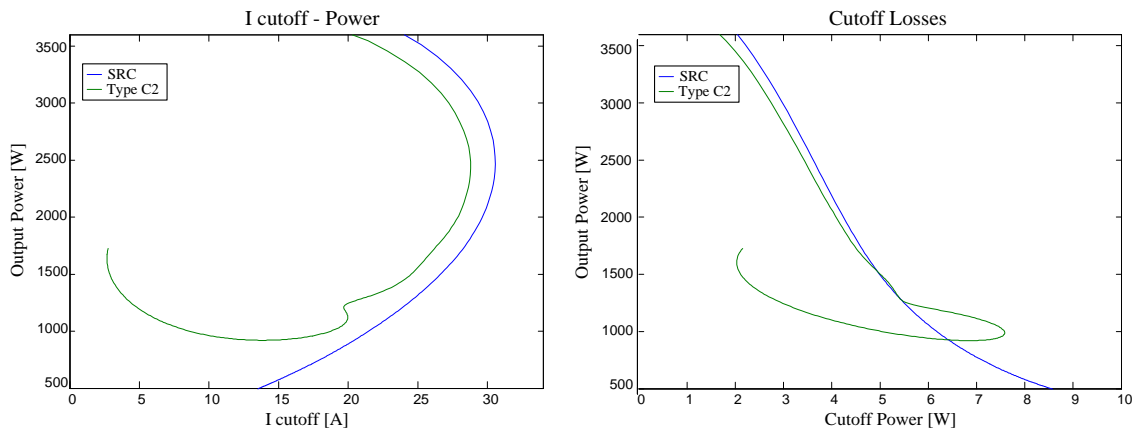


Figura 59: Corriente I_{off} y pérdidas por conmutación

La mejora más notable se obtiene en las pérdidas por conmutación del JFET que se reducen a una cuarta parte de las pérdidas en el IGBT. Una vez más, al sobrepasar el umbral de los 190kHz la situación mejora en cuanto a pérdidas.

Por último, al poner en común las pérdidas de conducción y conmutación se obtienen las siguientes curvas.

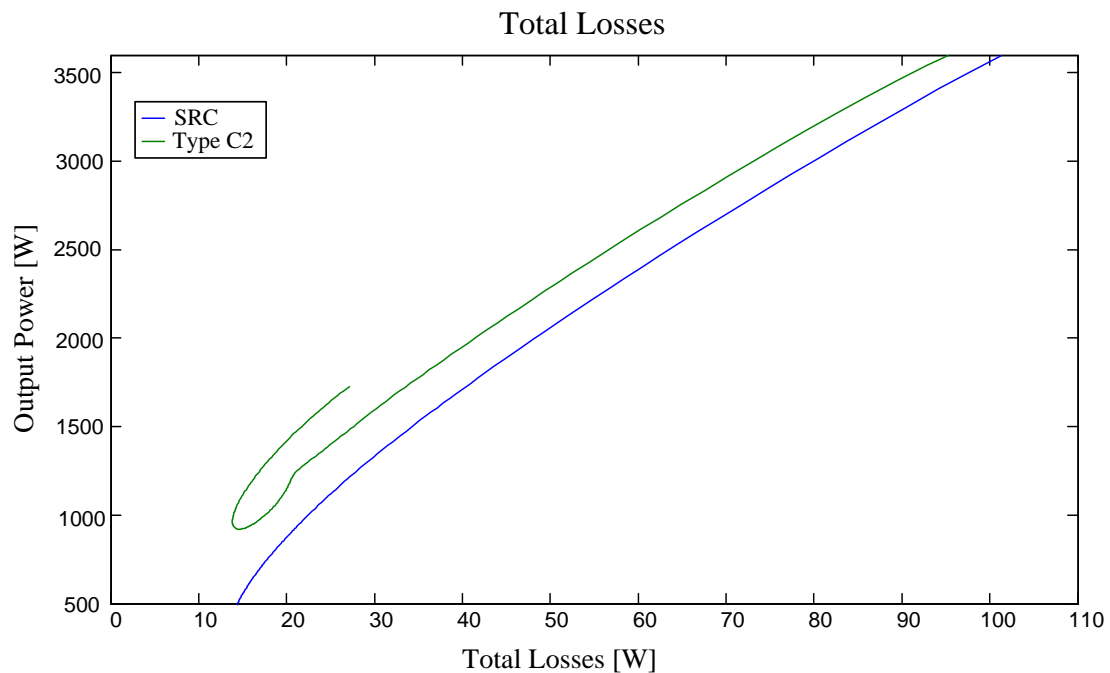


Figura 60: Corriente I_{off} y pérdidas por conmutación

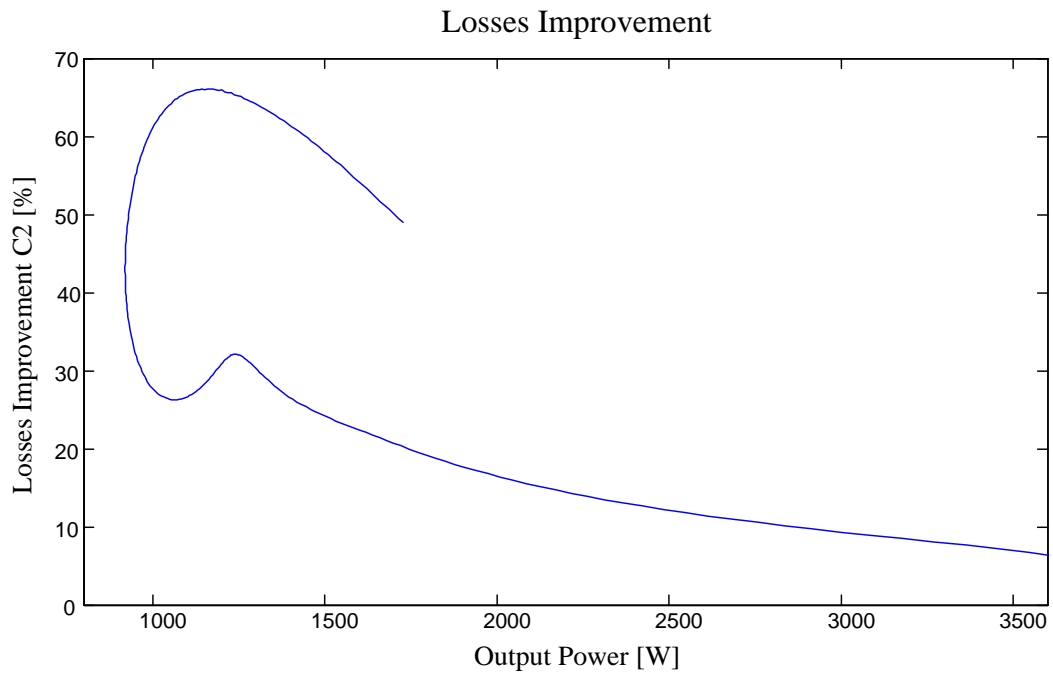


Figura 61: Mejora de pérdidas de la red C2

El rendimiento del convertidor resulta de la siguiente manera.

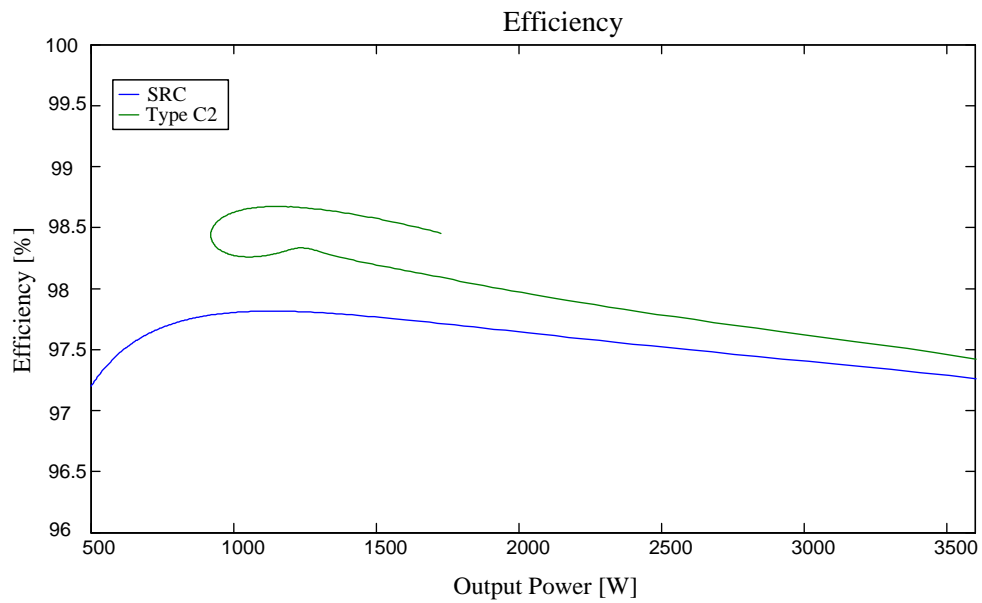


Figura 62: Rendimiento

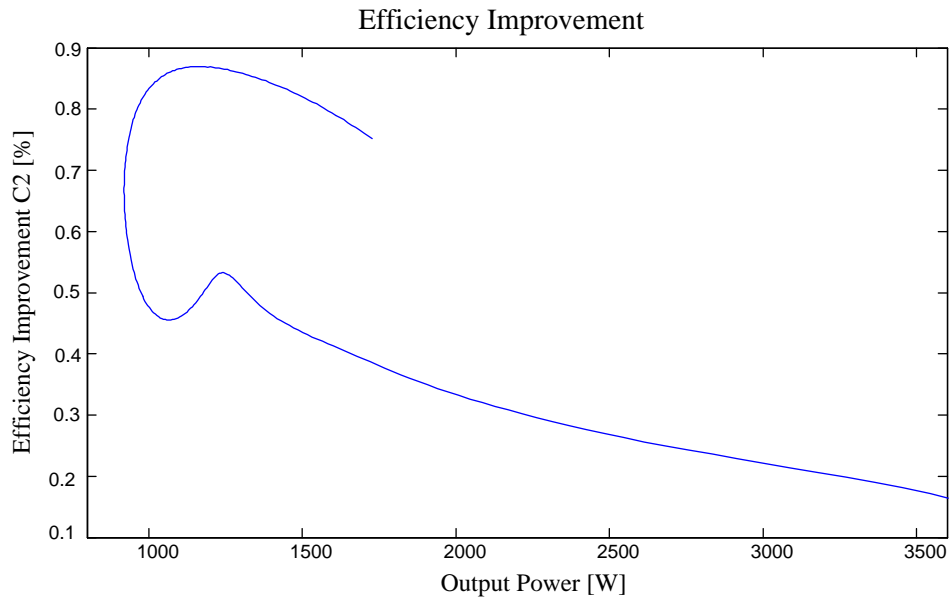


Figura 63: Mejora de rendimiento de la red C2

Como se puede ver el rendimiento mejora sustancialmente a partir de la frecuencia umbral de 190kHz, llegando hasta los 0.87% de mejora (más del 98,5% de rendimiento). Esto implica una reducción de más de la mitad de las pérdidas obtenidas con las red resonante serie.

3.3.- Conclusiones y aportaciones

El análisis ha comenzado por las redes híbridas más básicas, las de tercer orden con dos frecuencias de resonancia (redes de tipo C y D). Esas redes presentan grandes ventajas respecto al primer armónico: fases reducidas y comportamiento cuasi-resistivo a lo largo de todo el rango de control. Estas características conllevan una significativa mejora en cuanto a corriente eficaz y corriente de corte. Sin embargo, la reducción que tiene la impedancia al elevar la frecuencia, provoca un incremento de la corriente en los armónicos en altas frecuencias, o en respuesta a las conmutaciones, que se hace especialmente notable en la conmutación de los dispositivos. Como resultado las pérdidas totales de la etapa se ven drásticamente incrementadas.

El problema anterior se soluciona mediante la modificación de la red con un snubber. Este está compuesto por parte de la bobina del inductor, por lo que es de tipo regenerativo. Lo que se pretende con esta modificación es la elevación de la impedancia a las frecuencias más elevadas. El resultado son redes resonantes híbridas de cuarto orden (tipo C2 y D2) en la que participan tres frecuencias de resonancia: serie-paralelo-serie.

Estas nuevas redes exhiben beneficios muy parecidos las de tercer orden en el primer armónico, y una eliminación total de las corrientes de los armónicos de alta frecuencia. Por otro lado, la contribución del tercer armónico para medias y bajas potencias no es nulo, esto modifica la curva de control de potencia, elevando la magnitud de la misma en estas regiones. La modificación afecta principalmente a la mínima potencia alcanzable, pudiéndose encontrar una diferencia de hasta 300W respecto de la red resonante serie standard. Sin embargo, la gran mejora de rendimientos obtenida justifica las posibles limitaciones de control. La mejora de rendimiento se eleva con la frecuencia, llegándose hasta un 0,5% de beneficio a 1300W, lo que significa una reducción del 17% de pérdidas. Además es posible aumentar el rendimiento con valores más elevados de C_p . Este incremento conlleva, sin embargo, una elevación de la potencia mínima alcanzable por lo que es necesario llegar a un compromiso entre rango de control y eficiencia.

Por otro lado se analiza la misma topología con JFETS de SiC. Estos transistores permiten elevar el rango de control a frecuencias más elevadas, lo cual revela otro beneficio de las redes C2 y D2: al sobrepasar la mínima potencia alcanzable en estas redes, la potencia comienza a subir, pero con factores de calidad superiores. Es posible pues llegar a una misma potencia a dos frecuencias de operación y rendimientos distintos. Se puede alcanzar de este modo una reducción de pérdidas de hasta el 65% con una mejora en rendimiento cercana a 0.9

Anexos

A1.- Programa de Matlab para generar redes foster

El siguiente código de Matlab es el que se ha utilizado a lo largo del proyecto para ajustar los parámetros de las redes Foster de las diversas cargas empleadas.

```

%*****
%                               Optimizador cargas de inducción
%*****

function parametros=optimizador(N,R0,L0,ejeF,ejeR,ejeL)

%Datos de partida:

%N Número de tanques paralelo
%R0 Resistencia DC      ==> También se optimiza (valor inicial ajuste)
%L0 Induc. en infinito  ==> También se optimiza (valor inicial ajuste)

% datos para Ar, Al del inductor de 210mm
clc
clear all
vector_freq=(1e3:10e3:300e3) %optimizado de 10kHz a 300kHz

for i=1:length(vector_freq)
    f=vector_freq(i)
    Ar(i) = 0.0002*f^(0.4261);
    Al(i) = 5E-07*f^(-0.184);
end;

% N numero de espiras

numero_espiras = 10 %Número de espiras deseado

ejeR = Ar.*numero_espiras^2;
ejeL = Al.*numero_espiras^2;
ejeF = vector_freq;
figure(1)
plot(ejeF,ejeR)
figure(2)
plot(ejeF,ejeL)

close all
global ydata

%Parámetros iniciales
R0=0.1
L0=4.3e-6
L0= ejeL(length(ejeL)-1)
N=3          %Número de tanques foster deseados

```

```

x0=[R0 L0];
for i=1:N,
    x0=[x0 R0*rand(1) L0*rand(1)];
end;

%Datos de entrada al optimizador. Separamos en parte real e imaginaria
xdata = [ejeF ejeF];
ydata = [ejeR ejeL];

size(xdata)
LB=zeros(1,length(x0));
UB=1000.*x0

%Optimización
options=optimset('Display','iter','MaxFunEvals',1000,'MaxIter',1000,'TolFun',1e-12,'TolX',1e-12);
x = lsqcurvefit(@x,xdata)
myfun(x,xdata,N),x0,xdata,ydata,LB,UB,options);

%Mostramos resultados
disp(['R0: ', num2str(x(1)), ' Ohmios']);
disp(['L0: ', num2str(1e6*x(2)), ' uH']);

for i=1:N
disp(['R',num2str(i),': ', num2str(x((2*i)+1)), ' Ohmios']);
disp(['L',num2str(i),': ', num2str(1e6*x((2*i)+2)), ' uH']);
end;

%Calculamos resultado con mayor resolución frecuencial
fini=vector_freq(1);
ffin=vector_freq(length(vector_freq)-1);
puntos=length(vector_freq);
muestreo_sol=[fini:(ffin-fini)/(puntos-1):ffin];
resultado=myfun(x,[muestreo_sol muestreo_sol],N);

%Dibujamos resultados
figure(1);
%Resistencia
subplot 211
plot(ejeF,ejeR,'ro')
grid on;
hold on;
plot(muestreo_sol,resultado(1:(puntos)),'-.b')
title('Resistencia')
xlabel('Frecuencia')
ylabel('Ohmios')
legend('Muestras','Ajuste')
%Inductancia
subplot 212
plot(ejeF,ejeL,'ro')
grid on;
hold on;
plot(muestreo_sol,resultado(puntos+1:2*puntos),'-.b')
title('Inductancia')
xlabel('Frecuencia')

```

```

ylabel('Henrios')
legend('Muestras','Ajuste')

function F = myfun(x,xdata,N)
%x(1) ==> R0
%x(2) ==> L0
%x(3) ==> R1
%x(4) ==> L1...

%N ==> número de tanques
%xdata ==> Frecuencia donde se toman los datos (debe ser número par)

xdata=xdata(1:length(xdata)/2);

%Contribucion primeros elementos serie
res=x(1).*ones(1,length(xdata));
ind=x(2).*ones(1,length(xdata));

%Contribución todos los tanques
Ztanque=zeros(1,length(xdata));
for i=1:N
    num=x((2*i)+1).*(j*2*pi*xdata.*x((2*i)+2));
    den=x((2*i)+1)+(j*2*pi*xdata.*x((2*i)+2));
    Ztanque=Ztanque+(num./den);
end;

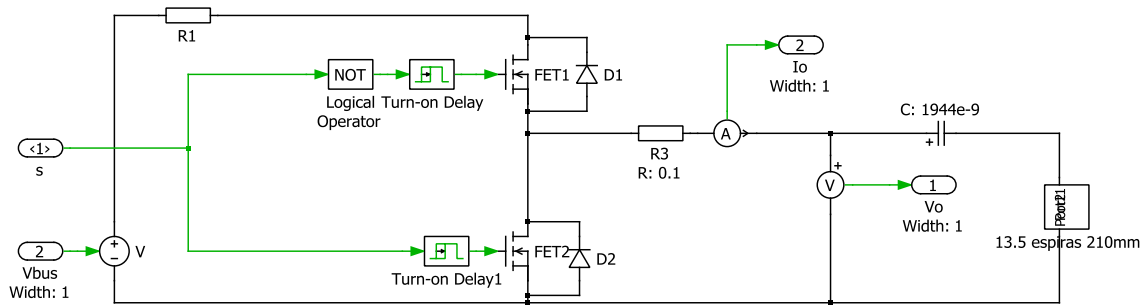
res=res+real(Ztanque);
ind=ind+(imag(Ztanque)./(2*pi*xdata));
F=[res ind];

```

A2.- Simulación formas de onda de tensión y corriente en el convertidor HB-SRC

En la siguiente figura se muestra el esquemático de Simulink del semipunto SRC simulado, con los medidores I_o y V_o para la obtención de la corriente y la tensión de salida del convertidor.

En el puerto de entrada <1> se ha fijado la frecuencia de conmutación, en este caso 30kHz y 170kHz para observar los ambos casos extremos: conmutación óptima y conmutación con pérdidas. La tensión de bus fijada es de 230V. La carga está formada por un circuito resonante serie con $C=1944\text{nF}$ y un inductor de 210mm con 13,5 espiras.

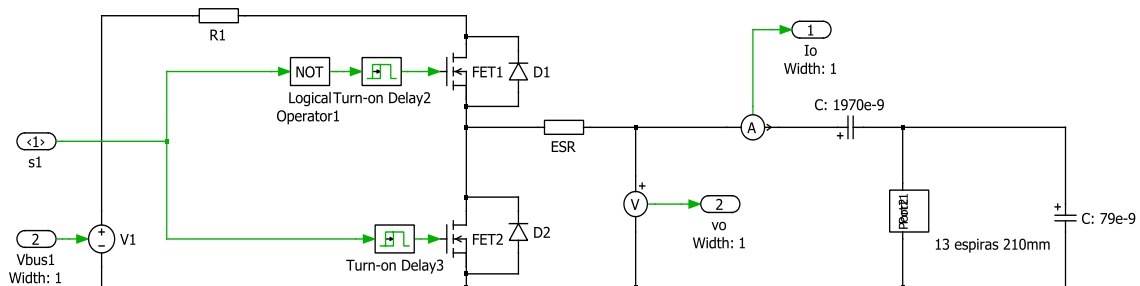


semipuerto resonante serie

A3.- Simulación formas de onda de tensión y corriente en el convertidor HB con resonancia tipo C

Mediante el siguiente esquemático de Simulink se obtienen las formas de onda de tensión y corriente de salida del convertidor semipuerto con carga resonante de tipo C.

La frecuencia de conmutación (puerto <1>) se ha fijado a 100kHz. La tensión de bus de 230V y la carga se compone de $C_s=1907\text{nF}$, $C_p=79\text{nF}$ y inductor de 210mm con 13 espiras.



semipuerto tipo 'C'

A4.- Programa de Matlab para simular el convertidor semipuerto con resonancia tipo C2

A continuación se muestra el código utilizado para la obtención de las curvas de potencia, fdp, corrientes, y rendimientos, así como el esquemático de Simulink asociado al programa. Los datos obtenidos corresponden al semipuerto con resonancia simple y con resonancia híbrida tipo C2, con el fin de poder comparar los resultados.

```

%*****
%                               Simulación Rendimientos Semipuente
%*****

clear;
duty=50;
Vdc = 230;
m=50;

Fs_vector = (28e3:5e3:170e3); % análisis de 28kHz a 170kHz

%FAIRCH: FGH40N60SMDF
Ron=0.0232;
Rf=0.0181;
Vce=1.24;
Vf=1.211;

% SEMISOUTH SIC SJDP085 JFET NON
%Ron=0.085;
%Rf=0.085;
%Vce=0;
%Vf=0;

for i = 1:length(Fs_vector)
    fs = Fs_vector(i);
    sim('HB_Red_C2')

    Irms2S(i)=Irms_serie*Irms_serie;
    Irms2C2(i)=Irms_C2*Irms_C2;

    Irmst2S(i)=Irmst_serie*Irmst_serie;
    Irmst2dS(i)=Irmst_serie*Irmst_serie;
    Irmst2tC2(i)=Irmst_C2*Irmst_C2;
    Irmst2dC2(i)=Irmst_C2*Irmst_C2;

    IavtS(i)=Iavt_serie;
    IavdS(i)=Iavd_serie;
    IavtC2(i)=Iavt_C2;
    IavdC2(i)=Iavd_C2;

    PotS(i)=Pot_serie;
    PotC2(i)=Pot_C2;

    IoffS(i)=iswtoffs;
    IoffC2(i)=iswtoffc;

    FPS(i)=FP_serie;
    FPC2(i)=FP_C2;

%Perdidas conmutación IGBT
    P_IGBT_conmS(i)=2*fs*1e-6*(1.493*iswtoffs^1.3934);
    P_IGBT_conmC2(i)=2*fs*1e-6*(1.493*iswtoffc^1.3934);

%Perdidas conmutación JFET

```

```

%P_JFET_conmS(i)=2*fs*1e-6*(0.001*iswtoffs^2+1.3*iswtoffs);
%P_JFET_conmC2(i)=2*fs*1e-6*(0.001*iswtoffc^2+1.3*iswtoffc);

%Perdidas de conducción

PcondS(i)=2*(Irms2tS(i)*Ron+IavtS(i)*Vce+Irms2dS(i)*Rf+IavdS(i)*Vf);

PcondC2(i)=2*(Irms2tC2(i)*Ron+IavtC2(i)*Vce+Irms2dC2(i)*Rf+IavdC2(i)*Vf);

LossesS(i)=PcondS(i)+P_IGBT_conmS(i);
LossesC2(i)=PcondC2(i)+P_IGBT_conmC2(i);

RendS(i)=(PotS(i)*100)/(LossesS(i)+PotS(i));
RendC2(i)=(PotC2(i)*100)/(LossesC2(i)+PotC2(i));

end

%%

%control/fdp
figure(1)
plot(Fs_vector, PotS, Fs_vector, PotC2, Fs_vector, FPS*4000,
Fs_vector, FPC2*4000)
title('Control de Potencia y fdp');

%Datos frente a potencia

%corriente IRMS^2
figure(2)
plot(Irms2S, PotS, Irms2C2, PotC2);
title('Irms^2');

%corriente de paso a off
figure(3)
plot(IoffS, PotS, IoffC2, PotC2);
title('Corriente paso a off');

%perdidas de conducción
figure(4)
plot(PcondS, PotS, PcondC2, PotC2);
title('Pérdidas de conducción');

%perdidas de paso a off
figure(5)
plot(P_JFET_conmS, PotS, P_JFET_conmC2, PotC2);
title('Pérdidas de paso a off');

%perdidas totales
figure(6)
plot(LossesS, PotS, LossesC2, PotC2);
title('Pérdidas totales');

%rendimiento
figure(7)
plot(PotS, RendS, PotC2, RendC2)
title('Rendimiento');

```

```

% Interpolación para obtener datos homogéneos

%Ioff

figure(8)
Ioffs_interp = interp1(PotS, Ioffs, PotC2)
IoffC2_interp = interp1 (PotC2, IoffC2, PotS, 'pchip')
ratio=((Ioffs_interp./IoffC2)-1)*100
plot(PotC2,ratio);
title('Ratio I de paso a off');

%Irms2
figure(9)
Irms2S_interp = interp1(PotS, Irms2S, PotC2)
Irms2C2_interp = interp1 (PotC2, Irms2C2, PotS, 'pchip')
ratio=((Irms2S_interp./Irms2C2)-1)*100
plot(PotC2,ratio);
title('Ratio Irms^2');

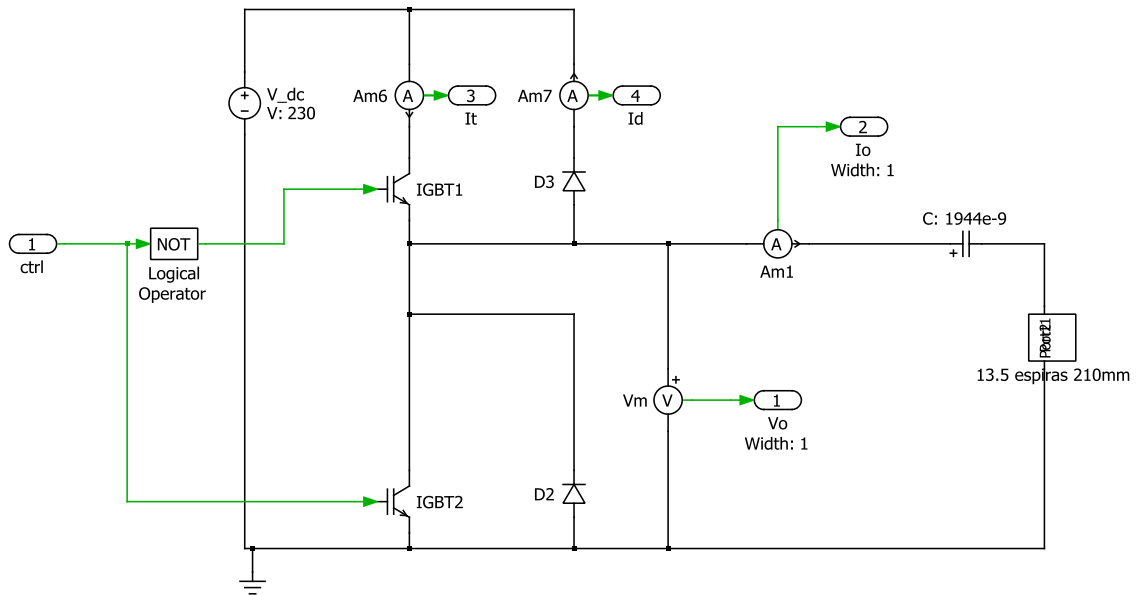
%Pérdidas conmutación
figure(10)
P_JFET_conmS_interp = interp1(PotS, P_JFET_conmS, PotC2)
P_JFET_conmC2_interp = interp1 (PotC2, P_JFET_conmC2,
PotS, 'pchip')
ratio=((P_JFET_conmS_interp./P_JFET_conmC2)-1)*100
plot(PotC2,ratio);
title('Ratio pérdidas de conmutación');

%perdidas totales
figure(11)
LossesS_interp = interp1(PotS, LossesS, PotC2)
LossesC2_interp = interp1 (PotC2, LossesC2, PotS, 'pchip')
ratio=((LossesS_interp./LossesC2)-1)*100
plot(PotC2,ratio);
title('Ratio pérdidas totales');

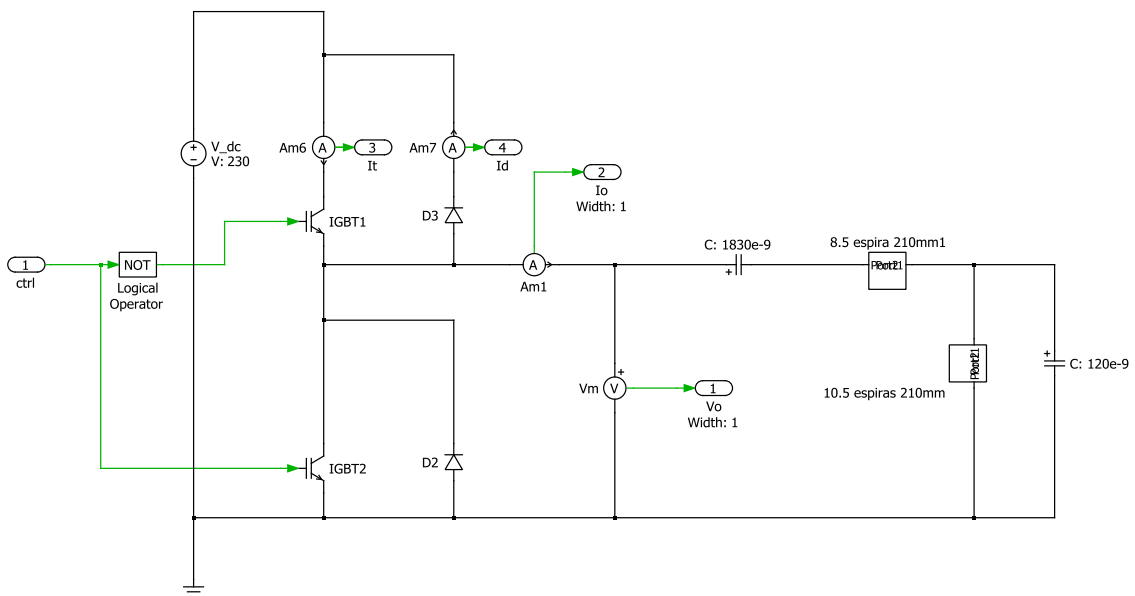
%rendimeinto
figure(12)
RendS_interp = interp1 (PotS, RendS, PotC2)
RendC2_interp = interp1(PotC2, RendC2, PotS, 'pchip')
ratio=-((RendS_interp./RendC2)-1)*100
plot(PotC2,ratio);
title('Ratio rendimiento');

```


PLECS serie:



PLECS hibrido:



Referencias

- [1] Apuntes de la asignatura "*Etapas electrónicas de potencia resonantes*", Master en Ingeniería electrónica, Universidad de Zaragoza
- [2] Rafael Domínguez Castro; "*Síntesis de filtros pasivos*"; Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla.
- [3] Javier León Cerro; "*Caracterización y optimización de una etapa ZVS de silicio*"; Proyecto de final de carrera, Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Universidad de Zaragoza, pp.18-19, Marzo de 2011.
- [4] <http://www.nanoscience.com/products/QControl/principle.html>
- [5] Javier León Cerro; "*Caracterización y optimización de una etapa ZVS de silicio*"; Proyecto de final de carrera, Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Universidad de Zaragoza, pp.20-24, Marzo de 2011.
- [6] Diego Puyal Puente; "*Sistema de caracterización circuital en gran señal para cargas inductivas. Aplicación en inducción doméstica*"; Tesis doctoral, departamento de ingeniería Electronica y comunicaciones. Universidad de Zaragoza, pp.117-140, Diciembre 2008.
- [7] C.Bernal, P.Molina Gaudó, A.Gallego, A.Otin, J.M.Burdio; "*Half-Bridge resonant inverter for domestic induction heating based on Silicon Carbide Technology*"; Grupo de electrónica de potencia y microelectrónica -GEPM I3A - instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón, Universidad de Zaragoza.
- [8] Magdy Saoudi, Diego Puyal, Carlos Bernal, Daniel Antón, Arturo Mediano; "*Induction Cooking Systems with Single Switch Inverter Using New driving Techniques*"; Grupo de electrónica de potencia y microelectrónica -GEPM I3A - instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón, Universidad de Zaragoza.
- [9] Vicente Fernandez Escartín; Apuntes de la asignatura "Electrónica de potencia", Ingeniería Técnica Industrial Electrónica, Universidad de Zaragoza
- [10] Apuntes de la asignatura "*Compatibilidad electromagnética y seguridad eléctrica*", Master en Ingeniería electrónica, Universidad de Zaragoza