

Proyecto Fin de Carrera

Análisis y comparación de topologías de circuitos resonantes de potencia para calentamiento inductivo de nanopartículas magnéticas

Memoria (tomo 1/2)

Autor

Rubén Clavero Yebra

Director

Nicolás Cassinelli

Ponente

Óscar Lucía Gil

Escuela de Ingeniería y Arquitectura (EINA)
Año 2013/2014

Análisis y comparación de topologías de circuitos resonantes de potencia para calentamiento inductivo de nanopartículas magnéticas.

RESUMEN

El trabajo realizado en este proyecto ha empezado con la búsqueda de posibles circuitos de potencia para calentamiento inductivo de nanopartículas magnéticas, además del circuito que ya se utiliza con esta finalidad en la empresa nB.

Seguidamente, se ha aprendido a utilizar el software MATLAB para poder utilizarlo como herramienta de análisis en el proyecto.

Con esto, se ha realizado el análisis de Fourier de todos los circuitos de potencia considerados con MATLAB. Éste consiste en el cálculo y representación gráfica de las impedancias de los circuitos, así como el cálculo de la respuesta de cada uno de ellos frente a la excitación dada.

Por otro lado, se han definido las figuras de mérito que son de interés para la comparación de las topologías, teniendo en cuenta la finalidad a la que van destinadas.

Con las figuras de mérito definidas, se han analizado para cada uno de los circuitos y se han evaluado los resultados obtenidos. Todo ello se ha realizado utilizando MATLAB. Así, se ha concluido cuál es la topología de mayor potencial para el futuro de nB.

Finalmente, se han simulado con MATLAB los comportamientos frecuencial y temporal de la topología óptima, se ha implementado un prototipo experimental de ella y se han comparado los resultados teóricos con los reales.

La última tarea realizada ha sido la redacción del proyecto, una labor no despreciable ya que es lo que realmente se comunica y queda del trabajo realizado y resultados obtenidos.

Tabla de Contenido

1. Introducción.....	7
1.1. Calentamiento inductivo y materiales magnéticos nanoestructurados	7
1.2. Motivación.....	8
1.3. Objetivo	8
1.4. Alcance	8
2. Estudio de posibles topologías de circuito de potencia	11
2.1. Inductor de generación de campo magnético	11
2.2. Posibles topologías de circuito de potencia: circuitos resonantes	16
3. Análisis de cada uno de los casos considerados	21
3.1. Definición de la excitación	22
3.2. Impedancias	24
3.2.1. Circuito resonante LC serie	24
3.2.2. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_S	28
3.2.3. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S	31
3.3. Análisis armónico	35
3.3.1. Circuito resonante LC serie	35
3.3.2. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_S	37
3.3.3. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S	39
4. Definición, análisis y evaluación de las figuras de mérito	41
4.1. Definición de las figuras de mérito.....	41
4.1.1. Desfase entre la tensión y la corriente de alimentación, θ	41
4.1.2 Potencia reactiva máxima capaz de almacenarse en el inductor generador de campo magnético, Q_{Lmax}	43
4.2. Análisis mediante simulación de las figuras de mérito	45
4.2.1. Circuito resonante LC serie	45
4.2.2. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_S	48
4.2.3. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S	51
4.3. Conclusiones.....	55
5. Implementación y verificación experimental de la topología de mayor potencial para el futuro de la empresa.....	57
5.1. Simulación	57
5.2. Implementación del prototipo experimental.....	63
6. Conclusiones y líneas futuras	67
6.1. Conclusiones.....	67
6.2. Líneas futuras	68
7. Bibliografía.....	71

1. Introducción

En este primer capítulo se van a presentar los fundamentos del calentamiento por inducción para materiales nanoestructurados y los objetivos y alcance de este proyecto. Este apartado está dividido en cuatro subapartados.

El primero de ellos describe el contexto en que se realiza el proyecto y el trabajo previo en que se apoya. Se denomina "Calentamiento inductivo y materiales magnéticos nanoestructurados".

El segundo se denomina "Motivación" y, como su propio nombre indica, explica la motivación que lleva a la realización de este proyecto.

El tercero detalla con gran precisión el objetivo del proyecto. Obviamente, se denomina "Objetivo".

El cuarto y último subapartado describe claramente lo que se lleva a cabo para lograr el objetivo del proyecto y la forma en que se aborda el problema, así como describe brevemente el contenido del resto de secciones y de los anexos. Se denomina "Alcance".

1.1. Calentamiento inductivo y materiales magnéticos nanoestructurados

El presente proyecto se realiza en la empresa nB nanoScale Biomagnetics, empresa de base tecnológica especializada en el desarrollo y fabricación de instrumentos para calentamiento inductivo de nanomateriales. Esta tecnología combina el calentamiento por inducción magnética con los nuevos materiales provenientes de la nanotecnología, como las nanopartículas.

La empresa cuenta con un conjunto de instrumentos de desarrollo propio orientados a la investigación en laboratorio de las aplicaciones de estas técnicas como son la hipertermia magnética o la liberación controlada de fármacos, entre otras. El componente más característico de un equipo de este tipo es el elemento generador de campo magnético, típicamente un inductor funcionando en un circuito resonante LC . Las características de este componente, como su geometría, parámetros eléctricos, o sus especificaciones constructivas junto con su circuito de adaptación de impedancia determinan en gran medida muchos de los parámetros de diseño del conjunto del equipo.

1.2. Motivación

La empresa, de la cual el autor del proyecto es trabajador, ha utilizado hasta día de hoy diseños de potencia basados en un tanque LC paralelo, alimentado por un circuito conmutado tipo medio puente, con una adaptación basada en un LC serie entre ambos.

Sin embargo, ahora la empresa tiene la necesidad de explorar nuevas posibles configuraciones de circuito de salida para equipos de inducción, a efectos de contar con nuevas alternativas de cara a los diseños de nuevos productos en el futuro próximo.

1.3. Objetivo

El objetivo de este proyecto fin de carrera es el estudio comparativo de diferentes etapas electrónicas de potencia resonantes aplicadas al calentamiento inductivo de nanopartículas magnéticas.

1.4. Alcance

Para la consecución del objetivo definido se desarrollan en el proyecto las fases definidas en la Fig. 1.

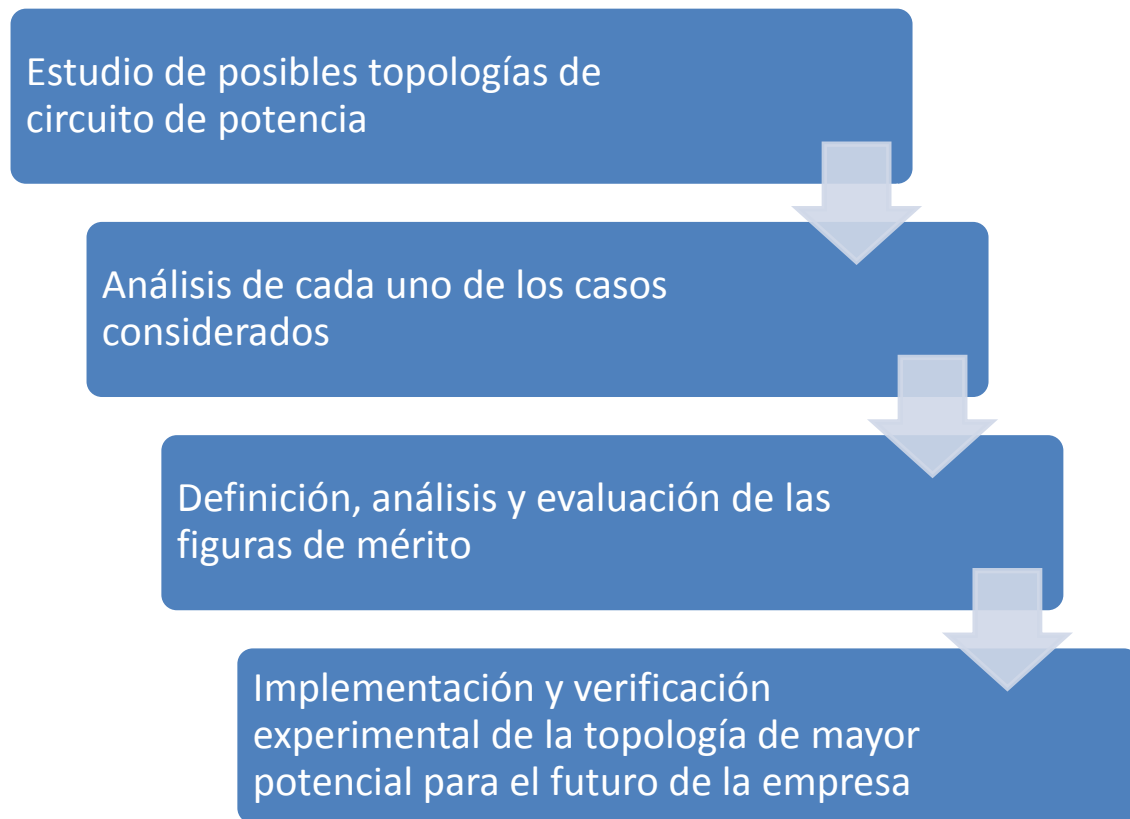


Fig. 1. Fases que se alcanzan para llevar a cabo el objetivo del proyecto.

Estas cuatro fases se desarrollan profundamente en los siguientes cuatro apartados, respectivamente. No obstante, a continuación se detalla el alcance de cada una de ellas.

La primera, parte de las especificaciones de campo magnético impuesta por la aplicación. Esto impone ciertas restricciones en la geometría del inductor generador de campo magnético. Dado estas restricciones y considerando dos tipos de inductores distintos, se calcula teóricamente (mediante las ecuaciones más adecuadas) la relación entre los parámetros eléctricos de cada uno (L y R_L). Por último, siguiendo un razonamiento lógico se plantean posibles topologías de circuito de potencia para adaptar la señal de excitación disponible a la necesaria en el inductor generador.

La segunda fase consiste en el análisis de Fourier de cada uno de los casos considerados con el software MATLAB.

En la tercera fase se definen razonadamente las figuras de mérito que sirven para la elección del caso más adecuado. Una vez definidas, se analizan con MATLAB. Por último, se evalúan para concluir cuál es el caso elegido.

En la cuarta fase se simulan con MATLAB los comportamientos frecuencial y temporal del caso seleccionado y se realizan la implementación y la verificación experimental del mismo.

Tras el desarrollo de estas fases, el apartado 6 de la memoria detalla las conclusiones y las líneas futuras resultantes del proyecto. Finalmente, el apartado 7 corresponde a la bibliografía.

Además, el proyecto contiene tres anexos a la memoria.

El anexo I consiste en una breve introducción a la hipertermia magnética, que es la principal aplicación de calentamiento inductivo a la que van orientados los instrumentos de la empresa referidos en este proyecto.

El anexo II contiene todo el código de MATLAB utilizado en el proyecto. Este es, el del análisis de Fourier de todos los casos considerados, el análisis de las figuras de mérito y la simulación de los comportamientos frecuencial y temporal del caso más adecuado.

El anexo III ilustra con detalle el procedimiento de análisis de una de las figuras de mérito seguido con MATLAB. Esto es para aquellos lectores a los que les resulta insuficiente la definición de la figura de mérito realizada en la memoria para comprenderla.

En la Fig. 2 se muestra el diagrama de Gantt de las actividades generales desarrolladas en la realización del proyecto.

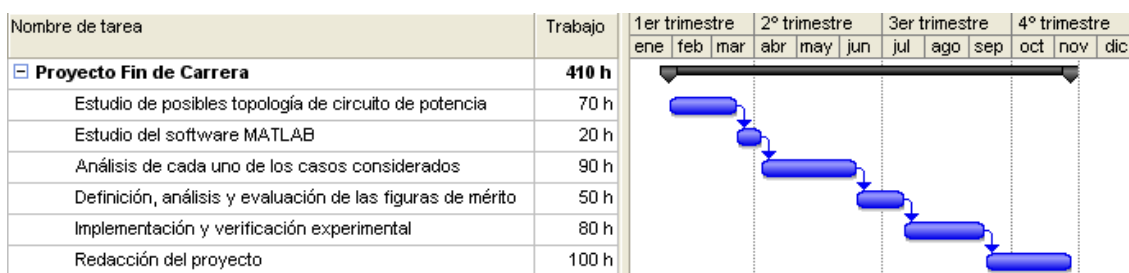


Fig. 2. Diagrama de Gantt del proyecto.

Se indica el periodo en el que se han realizado cada una de estas actividades junto con el tiempo de trabajo dedicado. El total de tiempo de trabajo ha sido de unas 410 horas.

2. Estudio de posibles topologías de circuito de potencia

En este apartado se realiza la búsqueda y selección de posibles topologías de circuito de potencia para los equipos de calentamiento inductivo de nanomateriales.

Partiendo de las especificaciones de campo magnético, impuestas por los investigadores que lo aplican sobre los nanomateriales, se diseña en primer lugar el inductor generador de dicho campo. Esto se desarrolla en el subapartado 2.1.

Seguidamente, se presentan de forma razonada posibles topologías de circuito de potencia que incluyen al inductor generador de campo magnético. Esto se desarrolla en el subapartado 2.2.

La Fig. 3 muestra un diagrama de bloques que esquematiza el contenido de este apartado.

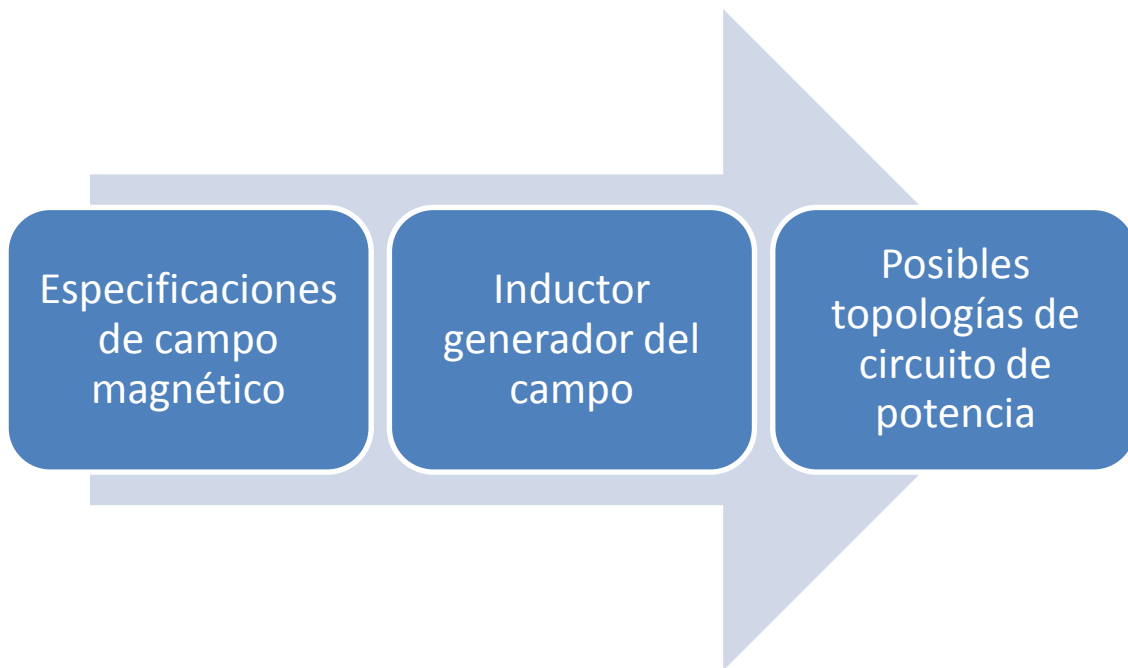


Fig. 3. Proceso a seguir para la búsqueda y selección de posibles topologías de circuito de potencia.

2.1. Inductor de generación de campo magnético

Debido a la especificación de campo magnético requerida para las aplicaciones a las que va destinado el equipo, el inductor que lo genera es un solenoide.

La ecuación (1) determina, de forma aproximada, la inductancia de un solenoide de longitud mucho más grande que el radio de sus espiras.

$$L \simeq \frac{\mu N^2 \pi R^2}{l} \quad (1)$$

Donde:

- μ es la permeabilidad magnética del núcleo,
- N es el número de espiras del solenoide,
- R es el radio de las espiras, y
- l es la longitud del solenoide;

tal y como se indica en la Fig. 4.

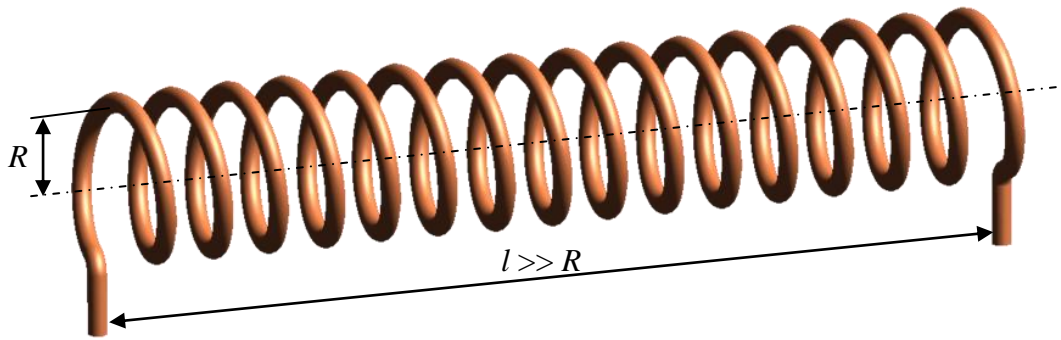


Fig. 4. Solenoide de longitud mucho mayor que su radio.

Sin embargo, la inductancia de un solenoide cuya longitud no es mucho más grande que el radio de sus espiras viene determinada por la ecuación (1) multiplicada por un factor k menor que la unidad del siguiente modo:

$$L = k \frac{\mu N^2 \pi R^2}{l} \quad (2)$$

Por la especificación de campo magnético requerida, la longitud del solenoide es de 0,08 m y el radio de sus espiras, de 0,04 m. Por tanto, su longitud es igual al doble del radio de sus espiras y, para esta relación, k es aproximadamente igual a 0,7. Además, el solenoide es de núcleo de aire, con lo que:

$$\mu \simeq \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \quad (3)$$

Con estos valores, su inductancia depende únicamente de su número de espiras tal que:

$$L \approx 0,7 \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 \pi 0,04^2}{0,08} \approx 5,527 \times 10^{-8} N^2 \quad (4)$$

Despejando de la ecuación (4), se puede expresar su número de espiras en función de su inductancia de manera que:

$$N(L) \approx \sqrt{\frac{L}{5,527 \times 10^{-8}}} \quad (5)$$

Por otro lado, la resistencia eléctrica del inductor se puede calcular como:

$$R_L = \rho \frac{l}{S} \quad (6)$$

Donde:

- ρ es la resistividad del material,
- l es la longitud del conductor, y
- S es la sección transversal del conductor.

Se toman dos tipos de inductores distintos, uno bobinado con tubo hueco y otro bobinado con cable Litz, por ser los tipos más extendidos en inductores cuyas características, tanto geométricas como eléctricas, son similares a las del solenoide utilizado.

En ambos casos, el material conductor utilizado es cobre, cuya resistividad a temperatura ambiente es aproximadamente igual a $1,71 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$ y la longitud del conductor viene determinada de forma aproximada por:

$$l \approx 2\pi RN = 2\pi 0,04N = \pi 0,08N \quad (7)$$

Sin embargo, la sección transversal depende del tipo de inductor.

Por la especificación de campo magnético requerida, la frecuencia de la corriente que circula por el inductor (f) es 400 kHz y, por tanto, la profundidad superficial (δ) es:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \approx \sqrt{\frac{1,71 \times 10^8}{\pi \times 4 \times 10^5 \times 4\pi \times 10^{-7}}} \approx 1,041 \times 10^{-4} \text{ m} = 0,104 \text{ mm} \quad (8)$$

En el primer caso, el inductor es bobinado con tubo hueco cuyo diámetro externo, ϕ_{ext} , es de 8 mm y su espesor de 0,8 mm, como el que se muestra en la Fig. 5:



Fig. 5. Tubo hueco utilizado.

Estas dimensiones no son triviales. El análisis del solenoide utilizado bobinado con los tubos huecos de dimensiones estándar, demuestra que el de 8 mm de diámetro externo y 0,8 mm de espesor es el que menos potencia disipa cuando el inductor genera el campo magnético requerido.

Dado que la profundidad superficial a 400 kHz es menor que el espesor del tubo, se puede aproximar que toda la corriente circula por la parte exterior del tubo utilizando solamente un espesor igual a la profundidad superficial. Por ello, la sección transversal efectiva del conductor se calcula como:

$$S_T \approx \pi \left(\frac{\phi_{ext}}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{\phi_{ext} - 2\delta}{2} \right)^2 \approx \pi \left(\frac{8}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{8 - 2 \times 0,104}{2} \right)^2 \approx 2,580 \text{ mm}^2 \quad (9)$$

Así, sustituyendo en la ecuación (6) los valores de ρ , de l y de S_T , se obtiene la resistencia eléctrica del inductor bobinado con tubo de cobre en función del número de espiras.

$$R_T = \rho \frac{l}{S_T} \approx 1,71 \times 10^{-8} \frac{\pi 0,08 N}{2,58 \text{ mm}^2} = 1,71 \times 10^{-8} \frac{\pi 0,08 N}{2,58 \times 10^{-6}} \approx 1,666 \times 10^{-3} N \quad (10)$$

Por último y sustituyendo el número de espiras por su valor según la ecuación (5), esta resistencia se puede expresar en función de la inductancia como:

$$R_T \approx 1,666 \times 10^3 \sqrt{\frac{L}{5,527 \times 10^{-8}}} \approx 7,086 \sqrt{L} \quad (11)$$

En el segundo caso, el inductor es bobinado con cable Litz.

Por un lado, los alambres que lo componen son de radio menor que la profundidad superficial a 400 kHz, calculada en la ecuación (8), para poder considerar que la corriente circula por toda la sección de cobre disponible. Así, se toman alambres de 0,1mm de diámetro.

Por otro lado, se toma que la superficie transversal total ocupada por el cable Litz sea igual a la encerrada por el diámetro exterior del tubo hueco. De este forma, se selecciona el fabricante que suministra el cable Litz actualmente a la empresa. Según éste, el diámetro exterior de un haz de cable Litz suyo, se determina mediante la siguiente ecuación:

$$D = p \times \sqrt{n} \times d \quad (12)$$

Donde:

- p es el factor de llenado,
- n es el número de alambres, y
- d es el diámetro de los alambres.

Según el fabricante, el factor de llenado es igual a 1,28 para más de 25 alambres. Considerando más de 25 alambres y despejando n en la ecuación (12) se obtiene:

$$n = \left(\frac{D}{p \times d} \right)^2 = \left(\frac{8}{1,28 \times 0,1} \right)^2 = 3906,25 \text{ alambres} \quad (13)$$

Dado que el fabricante suministra los alambres en múltiplos de 200, se toman 4000 alambres. Queda comprobada la consideración de más de 25 alambres.

De este modo, la sección transversal efectiva del conductor es:

$$S_L \simeq n\pi \left(\frac{d}{2} \right)^2 = 4000\pi \left(\frac{0,1}{2} \right)^2 \simeq 31,416 \text{ mm}^2 \quad (14)$$

Así, la resistencia eléctrica del inductor bobinado con cable Litz depende del número de espiras tal que:

$$R_L \simeq 1,71 \times 10^{-8} \frac{\pi 0,08 N}{31,416 \text{ mm}^2} = 1,71 \times 10^{-8} \frac{\pi 0,08 N}{3,1416 \times 10^{-5}} \simeq 1,368 \times 10^{-4} N \quad (15)$$

Sustituyendo N por su valor según la ecuación (5), se puede expresar esta resistencia en función de la inductancia como:

$$R_L \simeq 1,368 \times 10^{-4} \sqrt{\frac{L}{5,527 \times 10^{-8}}} \simeq 0,582 \sqrt{L} \quad (16)$$

2.2. Posibles topologías de circuito de potencia: circuitos resonantes

Los dispositivos para inducción magnética para aplicaciones en caracterización de nanomateriales tienen importantes similitudes con los dispositivos de calentamiento por inducción para uso doméstico o industrial, en tanto todos están diseñados para establecer un campo magnético alterno en una región del espacio con el objetivo de transferir energía a un elemento externo por acoplamiento inductivo.

Sin embargo existen dos diferencias importantes, que resultan determinantes en la optimización de un diseño electrónico para un aplicador de campo para laboratorio:

- 1) Es de vital importancia que el campo magnético establecido por el inductor sea monocromático

- 2) La potencia activa transferida a la carga externa es depreciable respecto a la potencia activa disipada dentro del circuito, principalmente en el mismo inductor.

Por otra parte, mientras en un dispositivo doméstico o industrial la potencia transferida es el parámetro principal de diseño, en un dispositivo de laboratorio el objetivo del diseño es maximizar la intensidad y estabilidad del campo magnético aplicado a la muestra.

Por esta razón, el elemento radiante se suele integrar en un tanque LC trabajando en frecuencia cercana a la resonancia, de modo de maximizar la energía reactiva circulante dentro del tanque (que es proporcional a la intensidad de campo aplicada) minimizando a su vez estos parámetros en los puntos de conexión de la fuente de alimentación.

Ahora bien, existen dos posibles circuitos resonantes LC : el serie y el paralelo.

Por un lado, el circuito resonante LC serie se representa en la Fig. 6 y se toma como primera posible topología de circuito de potencia:

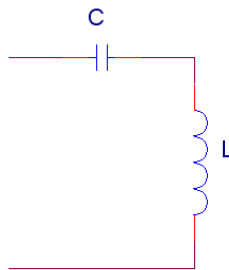


Fig. 6. Circuito resonante LC serie.

Por otro lado, el circuito resonante LC paralelo se representa en la Fig. 7.

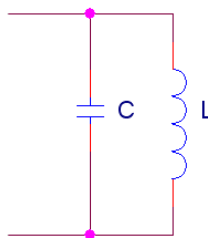


Fig. 7. Circuito resonante LC paralelo.

Sin embargo, el circuito de excitación es un inversor en fuente de tensión en medio puente y este circuito no es apto para ser alimentado directamente por él porque su tensión de salida tiene un valor medio no nulo y el inductor soportaría directamente esa tensión, de modo que su corriente crecería constantemente. Por ello, es necesario algún componente adicional.

En primer lugar, se añade un condensador en serie con el circuito resonante LC paralelo, tal y como se muestra en la Fig. 8.

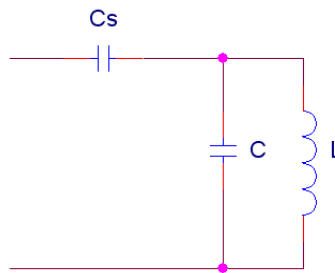


Fig. 8. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s .

De esta manera, el valor medio de la tensión de salida del inversor es soportado íntegramente por C_s , por lo que el valor medio de la tensión en el inductor es nulo. Por supuesto, esto origina que el valor medio de la corriente por C_s sea nulo. Así, se toma esta topología de circuito de potencia como la segunda posible.

En segundo lugar, se añade un inductor en serie con el circuito resonante LC paralelo, además del condensador añadido anteriormente, con el objetivo de que este inductor soporte las componentes de alta frecuencia de la tensión de alimentación del circuito de potencia. En la Fig. 9, se muestra su esquema:

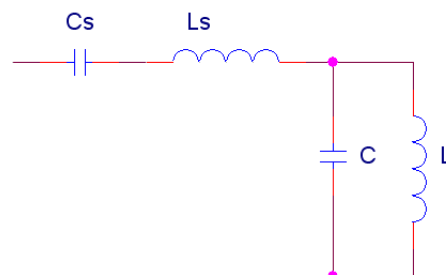


Fig. 9. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s y con L_s .

Igual que en la topología anterior, el valor medio de la tensión de salida del inversor es soportado íntegramente por C_S , de modo que no existe ninguna corriente en el circuito que crezca continuamente. Esta es la topología de circuito de potencia utilizada actualmente en la empresa y la tomo como la tercera posible.

Con esto y resumiendo, tomo tres posibles topologías de circuitos de potencia para comparar: circuito resonante LC serie, circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S .

3. Análisis de cada uno de los casos considerados

Se analiza cada uno de los seis casos considerados en el apartado anterior, es decir, cada una de las tres topologías elegidas con cada uno de los dos tipos de bobinados considerados para el inductor de campo magnético.

Esto se realiza con MATLAB y de forma que todos los análisis están divididos en cuatro secciones:

1. Definición de la excitación.
2. Impedancias.
3. Análisis armónico.
4. Post-procesado.

La Fig. 10 indica los apartados y subapartados en los que se analiza cada una de las secciones de los seis casos considerados.

<div>Caso</div> <div>Sección</div>	LC serie		$C_S + LC$ paralelo		$C_S + L_S + LC$ paralelo	
	Tubo	Litz	Tubo	Litz	Tubo	Litz
1	3.1					
2	3.2.1		3.2.2		3.2.3	
3	3.3.1		3.3.2		3.3.3	
4	Apartado 4					

Fig. 10. Distribución del análisis por apartados y subapartados.

El apartado 3 está dividido en tres subapartados (3.1, 3.2 y 3.3) que, tal y como se representa en la Fig. 10, desarrollan las tres primeras secciones de las que constan los análisis, respectivamente.

La primera sección es común para todos los casos. Los subapartados 3.2 y 3.3 se dividen a su vez en otros tres, de forma que cada uno de ellos analiza una de las tres topologías consideradas.

La cuarta y última sección se desarrolla en el apartado 4.

El código completo utilizado en MATLAB para realizar el análisis se detalla en el anexo II.

3.1. Definición de la excitación

El circuito de excitación es un inversor en fuente de tensión en medio puente y, por ello, alimentado por una fuente de tensión constante. En la Fig. 11 se muestra un esquema de este circuito.

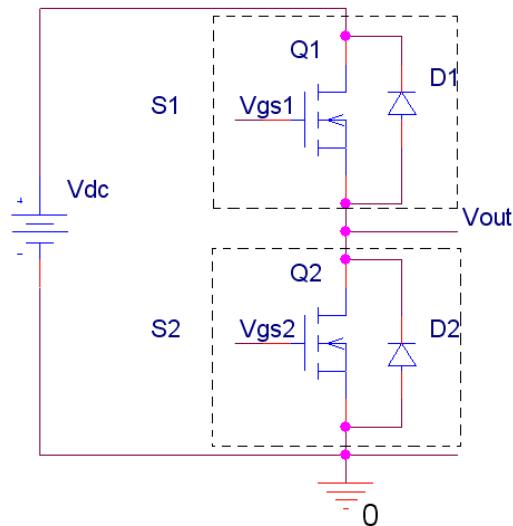


Fig. 11. Circuito de excitación.

Consta de dos interruptores, S_1 y S_2 , o MOSFETs. Cada interruptor está compuesto de un transistor y un diodo antiparalelo que es el diodo de la unión pn fuente-drenaje intrínseca del MOSFET. El interruptor puede conducir tanto corriente positiva (controlada por la tensión de puerta), como negativa (cuando se polariza negativamente). De este modo, por las características del diodo antiparalelo, el dispositivo sólo puede soportar tensiones más altas que -1 V. Cuando el MOSFET se encuentra en estado "on", puede conducir corrientes tanto positivas como negativas entre fuente y drenaje. Si el transistor se encuentra en estado "off", sólo puede conducir corriente negativa a través del diodo, por lo tanto desde fuente a drenaje. El estado del MOSFET es controlado por las tensiones V_{GS1} y V_{GS2} , cuyo valor es controlado por un circuito de excitación tipo PWM. Los interruptores S_1 y S_2 están alternativamente "on" y "off" con un ciclo de trabajo ligeramente inferior al 50 %. Se llama "tiempo muerto" al intervalo de tiempo en el que ambos dispositivos de conmutación están "off".

De acuerdo con esto, bajo condiciones de funcionamiento óptimas -en las cuales las caídas de tensión en los elementos semiconductores y filtros del circuito medio

puente son depreciables-, la tensión de salida del circuito de excitación es una onda aproximadamente cuadrada tal que:

$$V_{out} \simeq \begin{cases} V_{DC} & \text{si } 0 < t < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{si } \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (17)$$

La representación gráfica de esta tensión en función del tiempo se muestra en la Fig. 12.

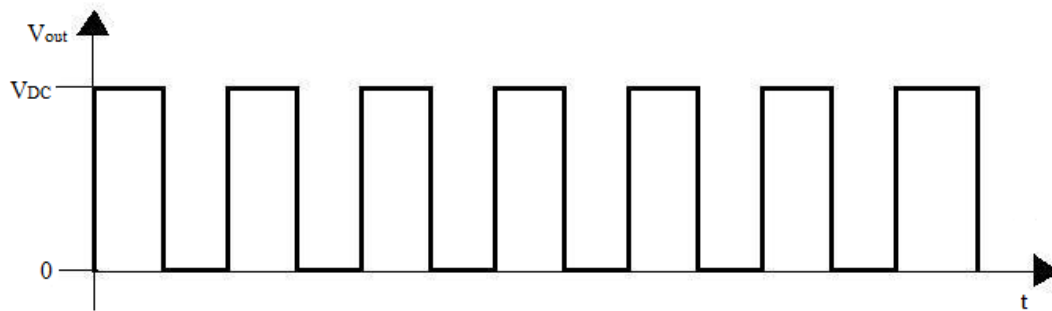


Fig. 12. Representación gráfica de la tensión de salida del circuito de excitación.

Esta tensión puede ser descompuesta en series de Fourier como expresa la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} V_{out} &= \frac{V_{DC}}{2} + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin(n \cdot 2\pi f \cdot t) \right] = \\ &= V_{DC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin(2\pi f \cdot t) + \frac{2}{3\pi} \sin(3 \cdot 2\pi f \cdot t) + \frac{2}{5\pi} \sin(5 \cdot 2\pi f \cdot t) + \dots \right) \end{aligned} \quad (18)$$

Esta descomposición se puede representar mediante el espectro de frecuencia que se muestra en la Fig. 13.

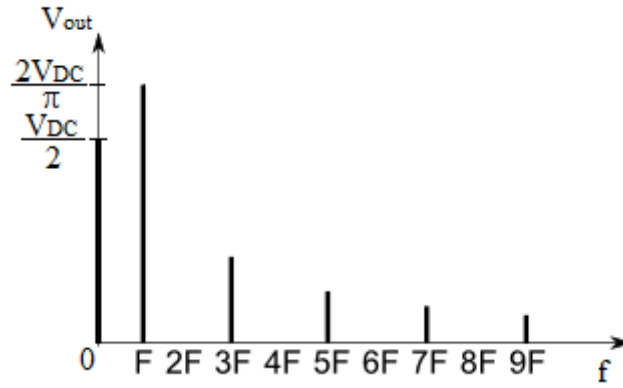


Fig. 13. Espectro de frecuencia de la tensión de excitación.

Por otro lado, el circuito de excitación tiene valores máximos de tensión, corriente y potencia que puede suministrar. En cuanto a la tensión y a la corriente, la V_{DC} máxima disponible es 340 V y la corriente de alimentación instantánea máxima es 30 A. La máxima potencia disponible a la entrada del inversor es 1400 W. Sin embargo los MOSFETs consumen parte de esa potencia. Dado que el análisis del inversor no forma parte de este proyecto, y a efectos de trabajar con un valor numérico concreto de potencia disponible en la carga, en adelante considero que los MOSFETs disipan un máximo de 200 W. Esta suposición resulta adecuada y razonable, según la experiencia con dispositivos reales en el laboratorio de nB. A partir de esto, la potencia máxima disponible para el circuito de potencia será de 1200 W.

3.2. Impedancias

Este subapartado está dividido a su vez en tres subapartados, cada uno de los cuales analiza las impedancias de una de las tres topologías de circuito de potencia seleccionadas.

3.2.1. Circuito resonante LC serie

El circuito resonante LC serie consta del inductor de generación de campo magnético en serie con un condensador, como se representa en la Fig. 6. Además, tanto el inductor como el condensador ofrecen cierta resistencia eléctrica al paso de la corriente: R_L y R_C , respectivamente. Por ello, el circuito que se representa en la Fig. 14 es una aproximación más realista de esta topología:

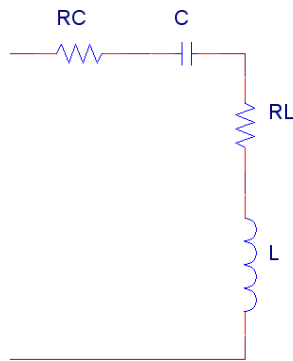


Fig. 14. Aproximación del circuito resonante LC serie.

En este circuito no se consideran ni la inductancia parásita del condensador ni la capacidad parásita del inductor porque la frecuencia de excitación es suficientemente menor que las frecuencias de auto-resonancia de los componentes.

Para el análisis se tomará el valor de L como variable. Como se demuestra en el apartado anterior, R_L queda determinada de acuerdo a las ecuaciones (11) y (16), según se trate de un inductor fabricado con tubo o uno fabricado con cable litz.

El valor de C queda determinado por la condición de resonancia a 400 kHz (f_0). Asimismo, considero su resistencia parásita igual a 0,01 Ω , un valor típico en los condensadores utilizados en la práctica.

Se considera despreciable la variación de L con la frecuencia porque así resulta en el intervalo en que varía f en las aplicaciones consideradas.

Para el inductor bobinado con tubo hueco, las representaciones gráficas del módulo y del argumento de la impedancia equivalente total del circuito de potencia (Z) en función de la frecuencia relativa de la excitación (f/f_0) y de la inductancia del inductor (L), se muestran en la Fig. 15 y en la Fig. 16, respectivamente.

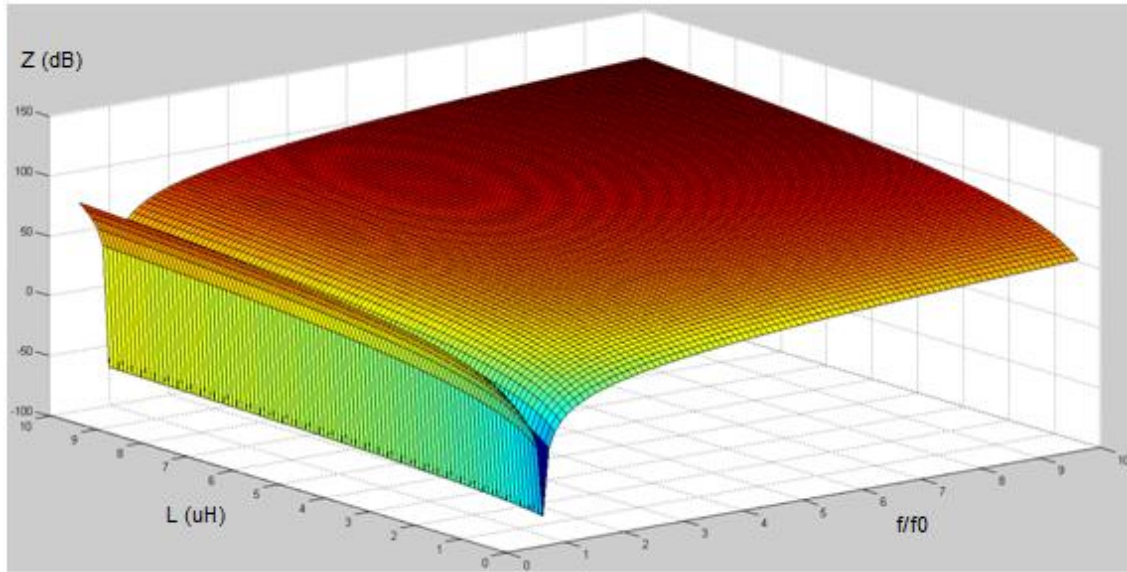


Fig. 15. $|Z|$ en dB del circuito resonante LC serie con inductor de tubo hueco.

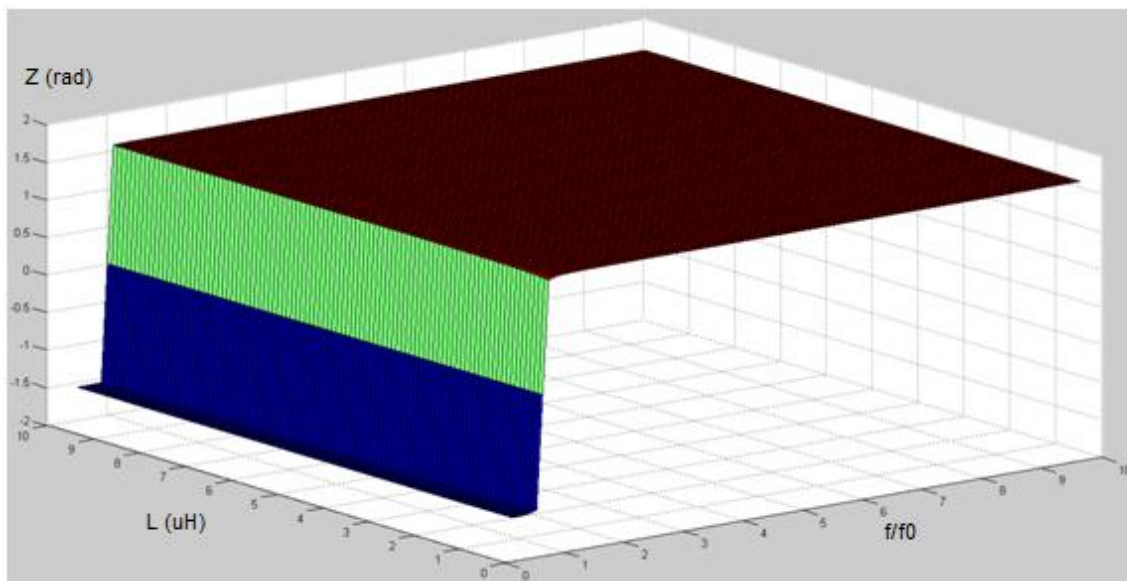


Fig. 16. $\varphi(Z)$ en radianes del circuito resonante LC serie con inductor de tubo hueco.

Las proyecciones de estos dos planos sobre el plano $f/f_0 - Z$, se representan en la Fig. 17 y en la Fig. 18.

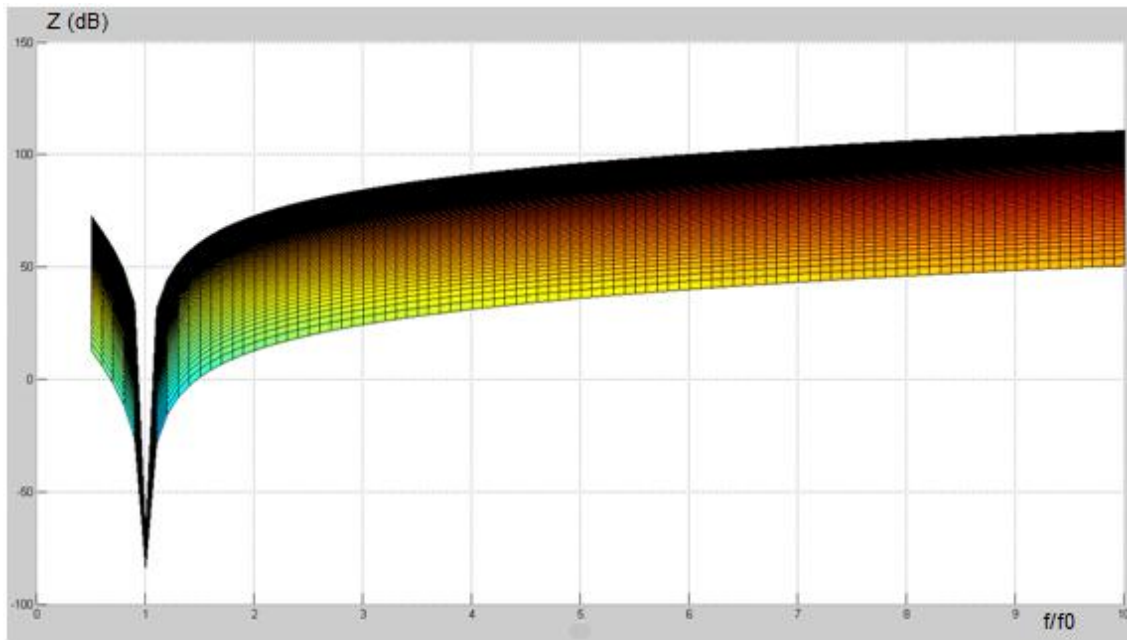


Fig. 17. Proyección de $|Z|$ en dB del circuito resonante LC serie con inductor de tubo hueco.

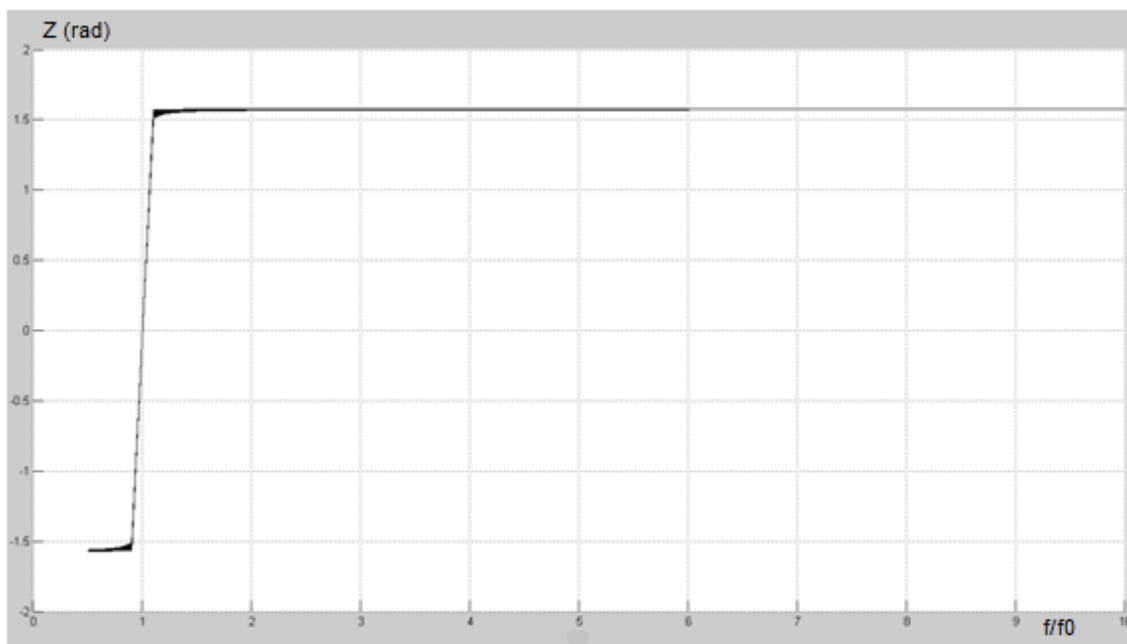


Fig. 18. Proyección de $\varphi(Z)$ en radianes del circuito resonante LC serie con inductor de tubo hueco.

Se observa la caracterización de la impedancia típica de un circuito resonante LC serie. $|Z|$ tiene un mínimo en la frecuencia de resonancia ($f/f_0 = 1$) para cualquier valor

de L y el circuito de potencia es capacitivo para frecuencias menores que la de resonancia e inductivo para frecuencias mayores que la de resonancia.

Para el inductor de cable Litz, las relaciones del módulo y del argumento de Z con f/f_0 y con L son similares al caso anterior. En este caso, también se observa la caracterización de la impedancia típica de un circuito resonante LC serie. Igualmente, $|Z|$ tiene un mínimo en la frecuencia de resonancia ($f/f_0 = 1$) para cualquier valor de L y el circuito de potencia es capacitivo para frecuencias menores que la de resonancia e inductivo para frecuencias mayores que la de resonancia.

3.2.2. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s

El circuito resonante LC paralelo, en serie con C_s , consta del inductor de generación de campo magnético en paralelo con un condensador, más otro condensador en serie con este conjunto, como se representa en la Fig. 8. Además, los tres componentes ofrecen cierta resistencia eléctrica al paso de la corriente: R_L , R_C y R_{Cs} ; de manera que una aproximación más realista del circuito es como la que se representa en la Fig. 19.

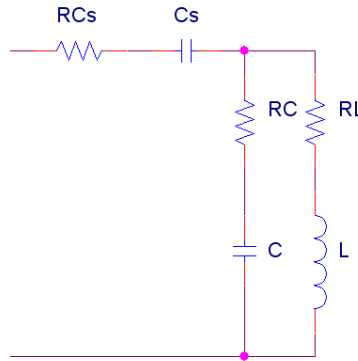


Fig. 19. Aproximación del circuito resonante LC paralelo en serie con C_s .

Igual que en el circuito resonante LC serie, no se consideran ni las inductancias parásitas de los condensadores ni la capacidad parásita del inductor porque la frecuencia de excitación es suficientemente menor que las frecuencias de auto-resonancia de los componentes.

Asimismo, se toma el valor de L como una variable y R_L en cada uno de los tipos de bobinas en función de esa inductancia de acuerdo a las ecuaciones (11) y (16).

Al igual que en el caso anterior, el valor de C queda determinado por la condición de resonancia con el inductor a 400 kHz (f_0) y su resistencia parásita es igual a 0,01 Ω .

Para C_s se toma el valor de su capacidad igual a 500 nF, que es un valor típico utilizado para estos casos en los dispositivos de nB. La resistencia parásita típica de estos componentes es de 0,005 Ω .

Con esto y para el inductor bobinado con tubo hueco, las representaciones gráficas del módulo y del argumento de la impedancia equivalente total del circuito de potencia (Z) en función de la frecuencia relativa de la excitación (f/f_0) y de la inductancia del inductor (L), se muestran en la Fig. 20 y en la Fig. 21, respectivamente.

Las proyecciones de estos dos planos sobre el plano $f/f_0 - Z$, se representan en la Fig. 22 y en la Fig. 23.

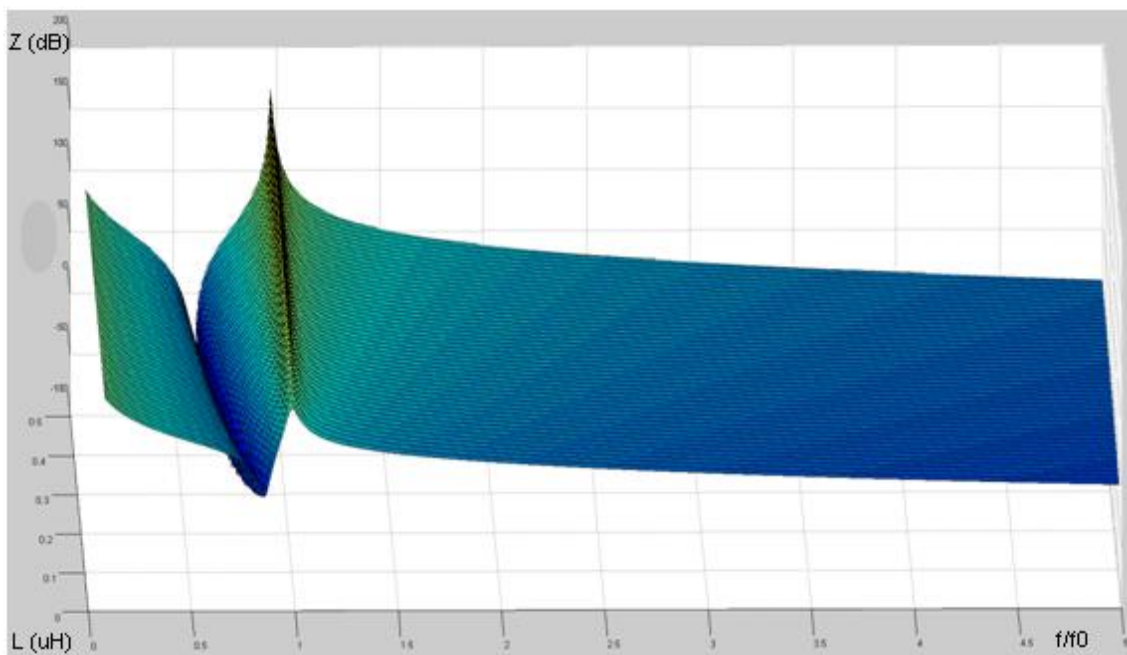


Fig. 20. $|Z|$ en dB del circuito resonante LC paralelo en serie con C_s , con inductor de tubo hueco.

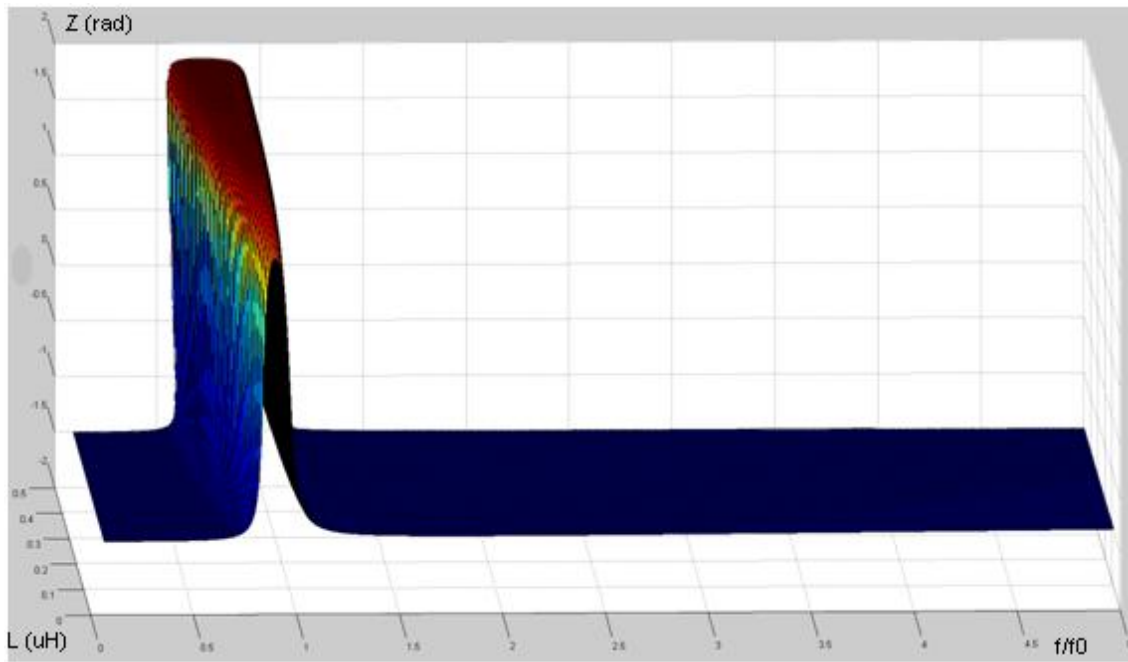


Fig. 21. $\varphi(Z)$ en radianes del circuito resonante LC paralelo en serie con C_s , con inductor de tubo hueco.

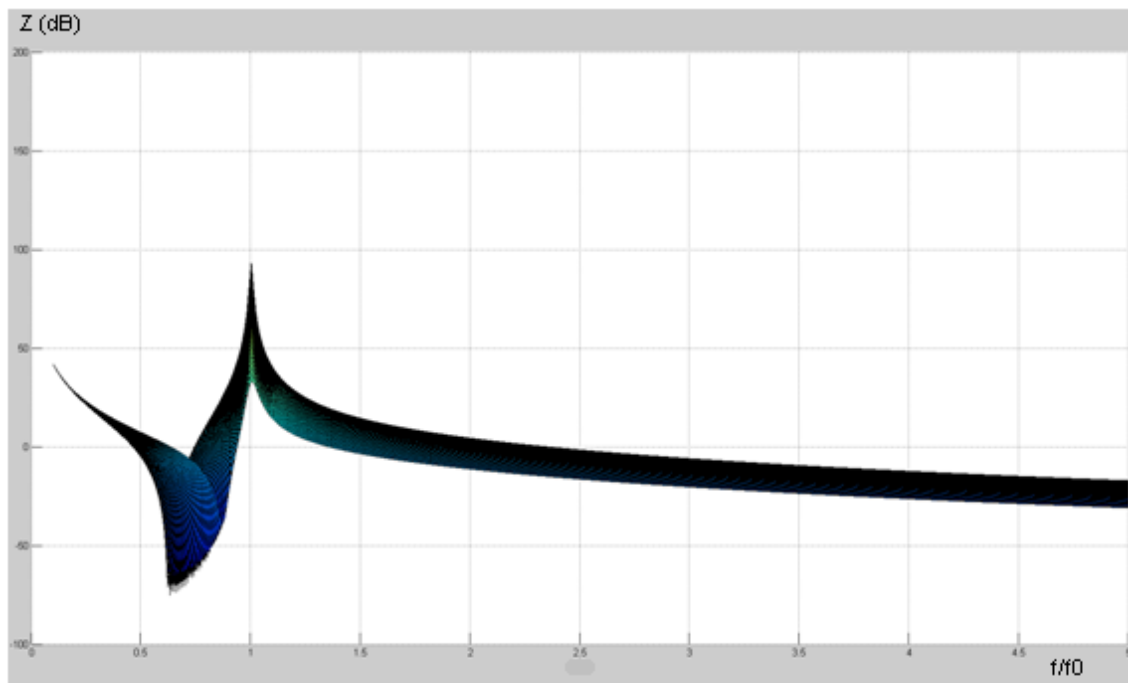


Fig. 22. Proyección de $|Z|$ en dB del circuito resonante LC paralelo en serie con C_s , con inductor de tubo hueco.

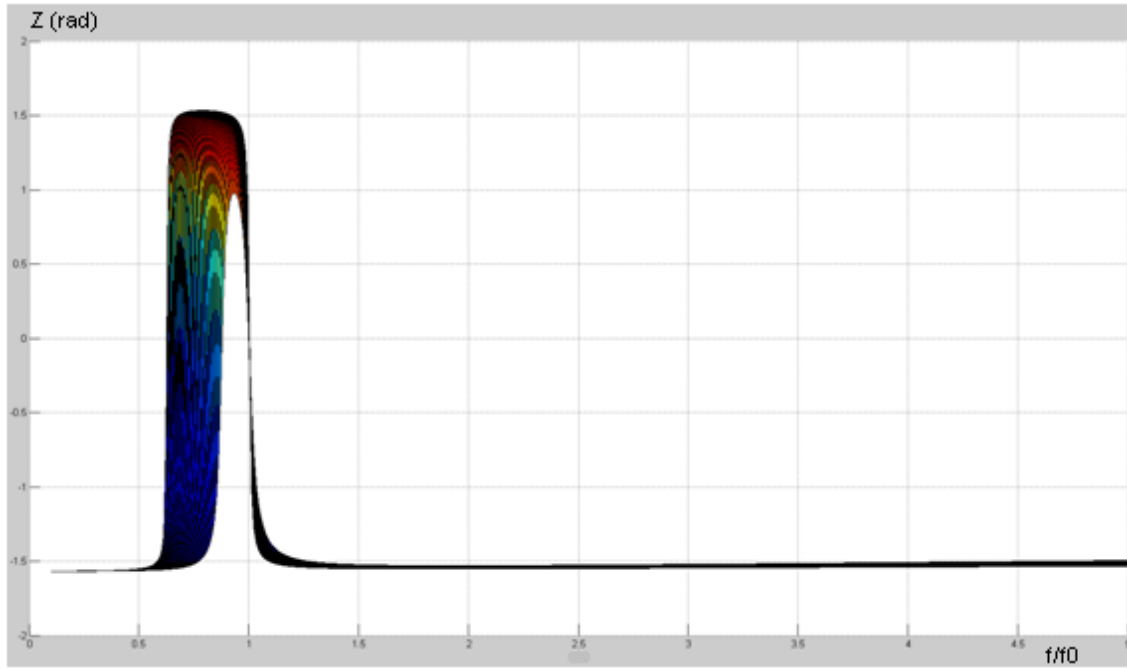


Fig. 23. Proyección de $\varphi(Z)$ en radianes del circuito resonante LC paralelo en serie con C_s , con inductor de tubo hueco.

Se observa que $|Z|$ tiene un máximo en la frecuencia de resonancia del circuito LC paralelo ($f/f_0 = 1$), aproximadamente, para cualquier valor L . Además, $|Z|$ tiene un mínimo en la frecuencia de resonancia del condensador serie con la impedancia equivalente del resto de circuito de potencia cuando es inductiva. Cuanto mayor es L , menor es esta frecuencia de resonancia.

Para frecuencias menores a las dos mencionadas, el circuito es capacitivo. Para frecuencias comprendidas entre ambas, el circuito es inductivo. Para frecuencias mayores que las dos frecuencias de resonancia, el circuito de potencia es capacitivo.

Para el inductor de cable Litz, las relaciones del módulo y del argumento de Z con f/f_0 y con L son similares al caso anterior. Igualmente, se observan el máximo y el mínimo de $|Z|$ en las mismas frecuencias de resonancia y los comportamientos capacitivos e inductivos del circuito de potencia en las mismas regiones.

3.2.3. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s y con L_s

El circuito resonante LC paralelo en serie con C_s y con L_s consta del inductor de generación de campo magnético en paralelo con un condensador, más otro condensador y otro inductor en serie con este conjunto, como se representa en la Fig. 9. Por supuesto,

los cuatro componentes ofrecen cierta resistencia eléctrica al paso de la corriente: R_L , R_C , R_{Cs} y R_{Ls} ; de manera la Fig. 24 muestra una aproximación más realista de esta topología:

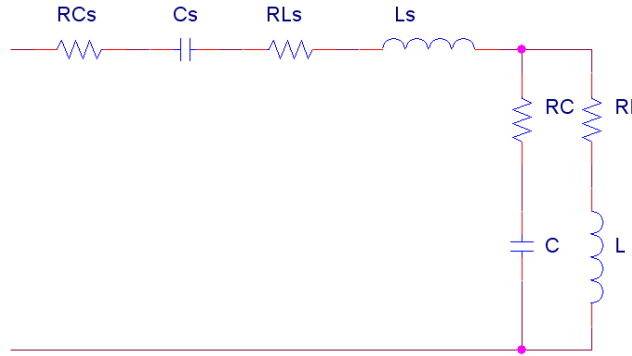


Fig. 24. Aproximación del circuito resonante LC paralelo en serie con C_s y con L_s .

Igual que en las topologías anteriores, no se consideran ni las inductancias parásitas de los condensadores ni las capacidades parásitas de los inductores porque la frecuencia de excitación es suficientemente menor que las frecuencias de auto-resonancia de los componentes.

Del mismo modo, se toma el valor de L como una variable y R_L en cada uno de los tipos de bobinas en función de esta inductancia de acuerdo a las ecuaciones (11) y (16).

El valor de C resulta de suponer la resonancia entre LC a 400 kHz (f_0), que es la frecuencia de funcionamiento especificada para el diseño. El valor típico de R_C es de 0,01 Ω .

Los valores a considerar para los componentes de la rama serie han sido determinados por la práctica típica en la empresa actualmente. El valor de C_s es de 500 nF y el de R_{Cs} de 0,005 Ω , igual que en la topología anterior. L_s se fija en 20 μH y R_{Ls} en 0,1 Ω .

Como consecuencia y para el inductor de tubo hueco, las representaciones gráficas del módulo y del argumento de la impedancia equivalente total del circuito de potencia (Z) en función de la frecuencia relativa de la excitación (f/f_0) y de la inductancia del inductor (L), se muestran en la Fig. 25 y en la Fig. 26.

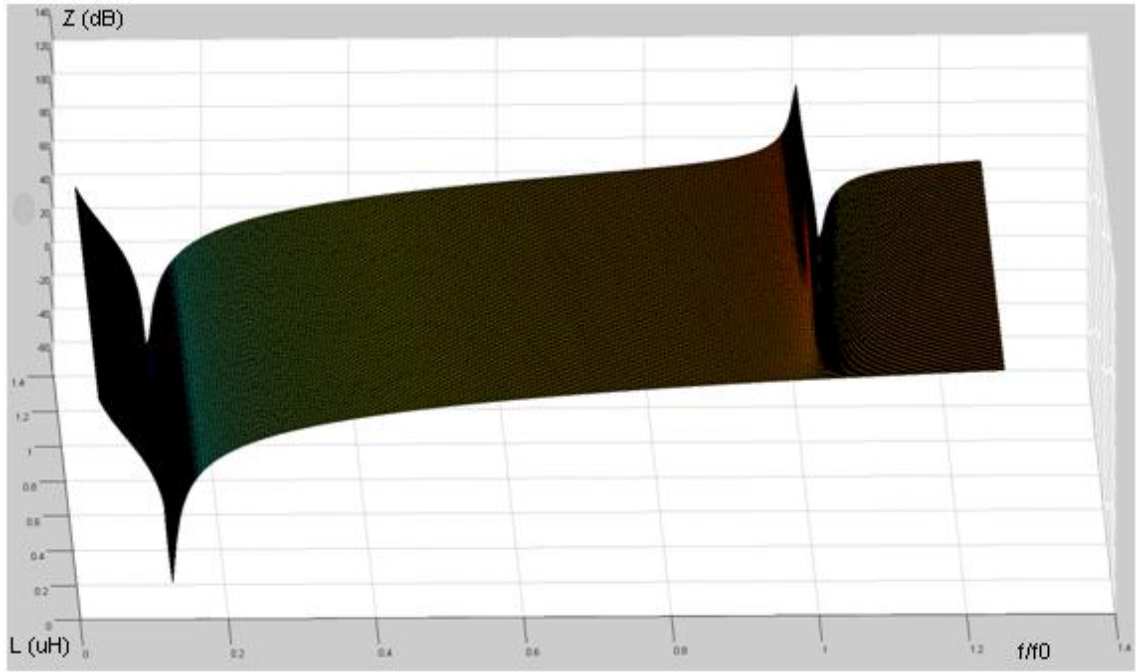


Fig. 25. $|Z|$ en dB del circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , con inductor de tubo hueco.

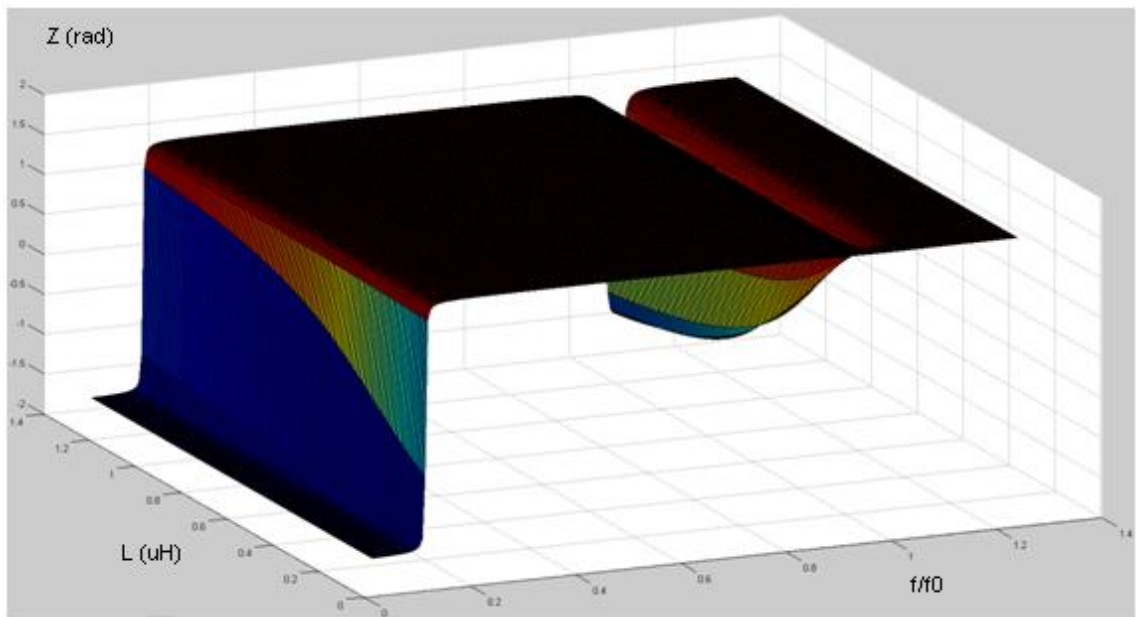


Fig. 26. $\varphi(Z)$ en radianes del circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , con inductor de tubo hueco.

Las proyecciones de estos dos planos sobre el plano $f/f_0 - Z$, se representan en la Fig. 27 y en la Fig. 28.

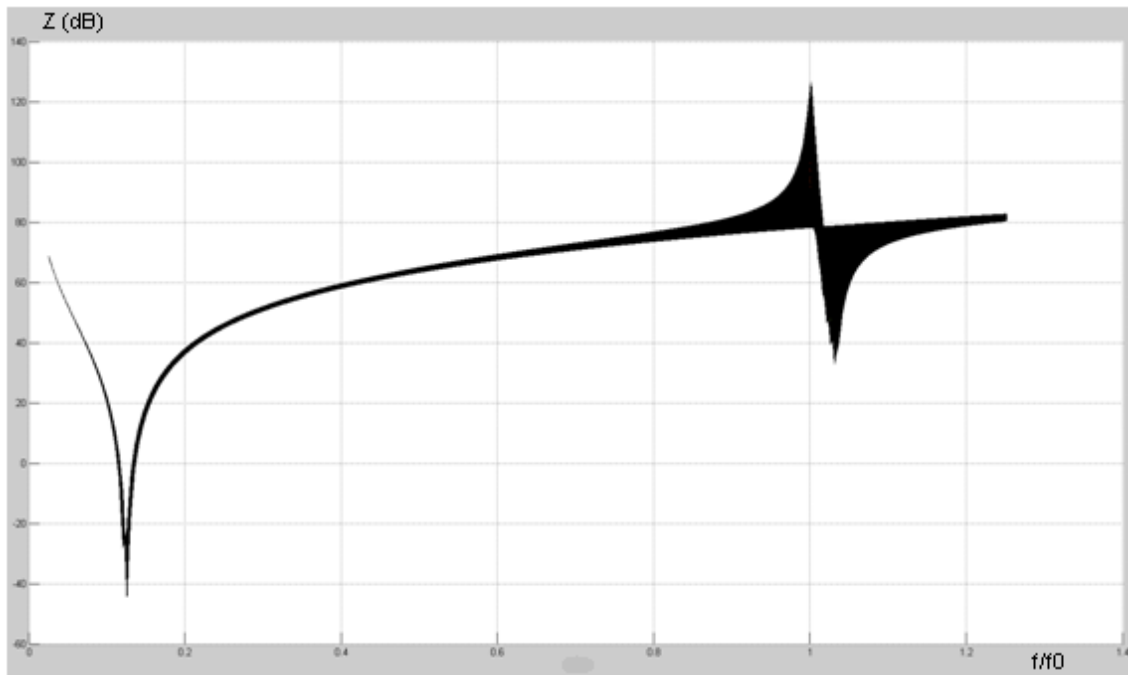


Fig. 27. Proyección de $|Z|$ en dB del circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , con inductor de tubo hueco.

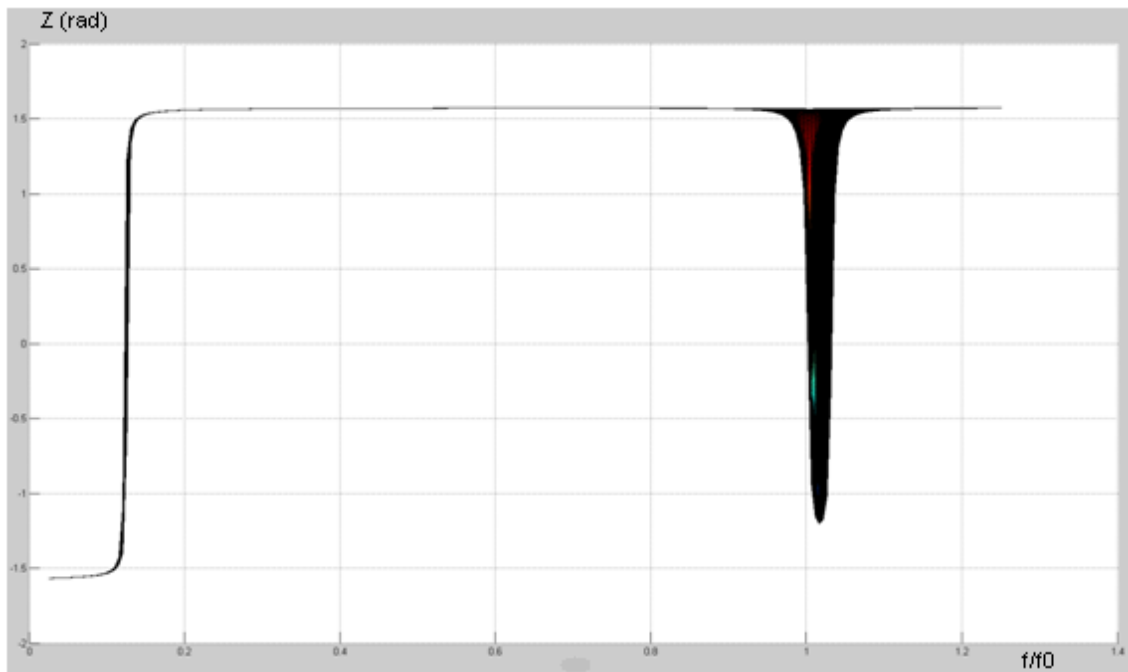


Fig. 28. Proyección de $\varphi(Z)$ en radianes del circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , con inductor de tubo hueco.

Por consiguiente, $|Z|$ presenta tres valores extremos:

- 1) Un mínimo (f_3) en la frecuencia en que resuenan la impedancia equivalente de la rama $LsCs$ con la impedancia equivalente de la rama LC , actuando la primera como elemento capacitivo y la segunda como elemento inductivo.
- 2) Un máximo (f_4) coincidente con la frecuencia de resonancia del circuito LC , que es aproximadamente igual a f_0 ($2\pi f_0 \approx f_4$) para cualquier valor de inductancia L .
- 3) Complementariamente con f_3 , se presenta un mínimo (f_5) en la frecuencia en que resuenan la impedancia equivalente de la rama $LsCs$ con la impedancia equivalente de la rama LC , actuando la primera como elemento inductivo y la segunda como elemento capacitivo.

Para frecuencias menores a las mencionadas, el circuito es capacitivo. Para frecuencias comprendidas entre f_3 y f_4 , el circuito es inductivo. Para frecuencias comprendidas f_4 y f_5 , el circuito es capacitivo. Para frecuencias mayores a las tres, el circuito de potencia es inductivo.

Para el inductor de cable Litz, las relaciones del módulo y del argumento de Z con f/f_0 y con L son similares al caso anterior. Igualmente, el mismo análisis de valores extremos es válido para este caso.

3.3. Análisis armónico

Al igual que en el subapartado 3.2, éste está dividido en tres subapartados, cada uno de los cuales desarrolla el análisis armónico de una de las tres topologías de circuito de potencia seleccionadas.

El proceso de análisis es idéntico para el caso del inductor bobinado con tubo hueco, como para el bobinado con cable Litz, en cada una de las topologías. Obviamente, los resultados del análisis serán distintos.

3.3.1. Circuito resonante LC serie

Tal y como se indica anteriormente, el esquema aproximado de esta topología se muestra en la Fig. 14. En este esquema se pueden definir las tensiones y las corrientes en los componentes como se representa en la Fig. 29.

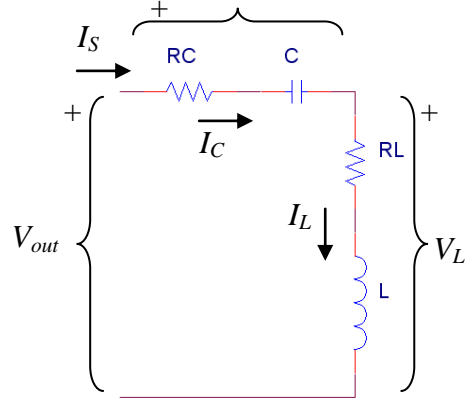


Fig. 29. Definición de tensiones y corrientes en el circuito resonante LC serie.

De este modo, para cada uno de los armónicos (h) se tiene que:

$$I_s(j\omega_h) = \frac{V_{out}(j\omega_h)}{Z(j\omega_h)} \quad (19)$$

$$I_C(j\omega_h) = I_L(j\omega_h) = I_s(j\omega_h) \quad (20)$$

$$V_C(j\omega_h) = Z_C(j\omega_h) \cdot I_C(j\omega_h) \quad (21)$$

$$V_L(j\omega_h) = Z_L(j\omega_h) \cdot I_L(j\omega_h) \quad (22)$$

$$P_s(h) = \frac{1}{2} |V_{out}(j\omega_h)| |I_s(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z(j\omega_h))) \quad (23)$$

$$Q_s(h) = \frac{1}{2} |V_{out}(j\omega_h)| |I_s(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z(j\omega_h))) \quad (24)$$

$$P_C(h) = \frac{1}{2} |V_C(j\omega_h)| |I_C(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_C(j\omega_h))) \quad (25)$$

$$Q_C(h) = \frac{1}{2} |V_C(j\omega_h)| |I_C(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_C(j\omega_h))) \quad (26)$$

$$P_L(h) = \frac{1}{2} |V_L(j\omega_h)| |I_L(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_L(j\omega_h))) \quad (27)$$

$$Q_L(h) = \frac{1}{2} |V_L(j\omega_h)| |I_L(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_L(j\omega_h))) \quad (28)$$

Donde Z_C es la impedancia equivalente del conjunto $R_C C$ y Z_L es la impedancia equivalente del conjunto $R_L L$.

3.3.2. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s

De acuerdo al esquema aproximado de esta topología representado en la Fig. 19, se definen las tensiones y las corrientes en los componentes como indica la Fig. 30.

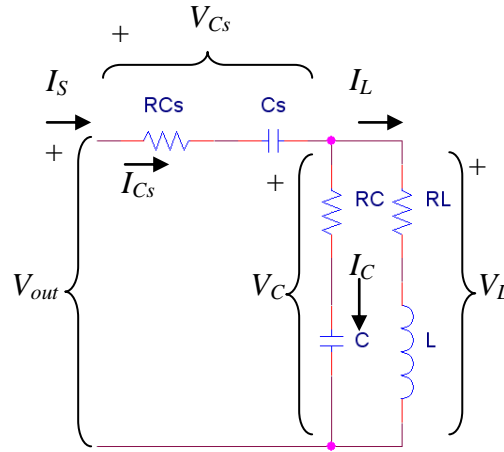


Fig. 30. Definición de tensiones y corrientes en el circuito resonante LC paralelo en serie con C_s .

Así, para cada uno de los armónicos (h) se tiene que:

$$I_s(j\omega_h) = \frac{V_{out}(j\omega_h)}{Z(j\omega_h)} \quad (29)$$

$$I_{Cs}(j\omega_h) = I_s(j\omega_h) \quad (30)$$

$$V_{Cs}(j\omega_h) = Z_{Cs}(j\omega_h) \cdot I_{Cs}(j\omega_h) \quad (31)$$

$$V_C(j\omega_h) = V_L(j\omega_h) = V_{out}(j\omega_h) - V_{Cs}(j\omega_h) \quad (32)$$

$$I_C(j\omega_h) = \frac{V_C(j\omega_h)}{Z_C(j\omega_h)} \quad (33)$$

$$I_L(j\omega_h) = \frac{V_L(j\omega_h)}{Z_L(j\omega_h)} \quad (34)$$

$$P_S(h) = \frac{1}{2} |V_{out}(j\omega_h)| |I_S(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z(j\omega_h))) \quad (35)$$

$$Q_S(h) = \frac{1}{2} |V_{out}(j\omega_h)| |I_S(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z(j\omega_h))) \quad (36)$$

$$P_{Cs}(h) = \frac{1}{2} |V_{Cs}(j\omega_h)| |I_{Cs}(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_{Cs}(j\omega_h))) \quad (37)$$

$$Q_{Cs}(h) = \frac{1}{2} |V_{Cs}(j\omega_h)| |I_{Cs}(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_{Cs}(j\omega_h))) \quad (38)$$

$$P_C(h) = \frac{1}{2} |V_C(j\omega_h)| |I_C(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_C(j\omega_h))) \quad (39)$$

$$Q_C(h) = \frac{1}{2} |V_C(j\omega_h)| |I_C(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_C(j\omega_h))) \quad (40)$$

$$P_L(h) = \frac{1}{2} |V_L(j\omega_h)| |I_L(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_L(j\omega_h))) \quad (41)$$

$$Q_L(h) = \frac{1}{2} |V_L(j\omega_h)| |I_L(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_L(j\omega_h))) \quad (42)$$

Donde Z_{Cs} es la impedancia equivalente del conjunto $R_{Cs}C_S$.

3.3.3. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s y con L_s

Conforme al esquema aproximado de esta topología representado en la Fig. 24, se definen las tensiones y las corrientes en los componentes como indica la Fig. 31.

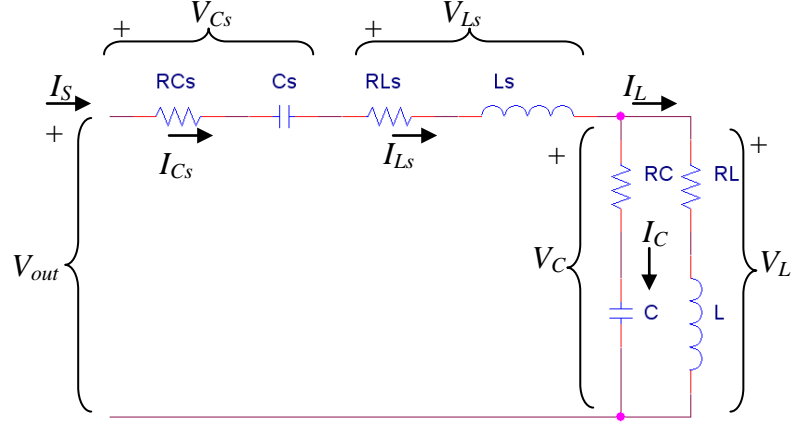


Fig. 31. Definición de tensiones y corrientes en el circuito resonante LC paralelo en serie con C_s y con L_s .

Para cada uno de los armónicos (h) se cumple que:

$$I_s(j\omega_h) = \frac{V_{out}(j\omega_h)}{Z(j\omega_h)} \quad (43)$$

$$I_{Cs}(j\omega_h) = I_{Ls}(j\omega_h) = I_s(j\omega_h) \quad (44)$$

$$V_{Cs}(j\omega_h) = Z_{Cs}(j\omega_h) \cdot I_{Cs}(j\omega_h) \quad (45)$$

$$V_{Ls}(j\omega_h) = Z_{Ls}(j\omega_h) \cdot I_{Ls}(j\omega_h) \quad (46)$$

$$V_C(j\omega_h) = V_L(j\omega_h) = V_{out}(j\omega_h) - V_{Cs}(j\omega_h) - V_{Ls}(j\omega_h) \quad (47)$$

$$I_C(j\omega_h) = \frac{V_C(j\omega_h)}{Z_C(j\omega_h)} \quad (48)$$

$$I_L(j\omega_h) = \frac{V_L(j\omega_h)}{Z_L(j\omega_h)} \quad (49)$$

$$P_S(h) = \frac{1}{2} |V_{out}(j\omega_h)| |I_S(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z(j\omega_h))) \quad (50)$$

$$Q_S(h) = \frac{1}{2} |V_{out}(j\omega_h)| |I_S(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z(j\omega_h))) \quad (51)$$

$$P_{Cs}(h) = \frac{1}{2} |V_{Cs}(j\omega_h)| |I_{Cs}(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_{Cs}(j\omega_h))) \quad (52)$$

$$Q_{Cs}(h) = \frac{1}{2} |V_{Cs}(j\omega_h)| |I_{Cs}(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_{Cs}(j\omega_h))) \quad (53)$$

$$P_{Ls}(h) = \frac{1}{2} |V_{Ls}(j\omega_h)| |I_{Ls}(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_{Ls}(j\omega_h))) \quad (54)$$

$$Q_{Ls}(h) = \frac{1}{2} |V_{Ls}(j\omega_h)| |I_{Ls}(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_{Ls}(j\omega_h))) \quad (55)$$

$$P_C(h) = \frac{1}{2} |V_C(j\omega_h)| |I_C(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_C(j\omega_h))) \quad (56)$$

$$Q_C(h) = \frac{1}{2} |V_C(j\omega_h)| |I_C(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_C(j\omega_h))) \quad (57)$$

$$P_L(h) = \frac{1}{2} |V_L(j\omega_h)| |I_L(j\omega_h)| \cos(\varphi(Z_L(j\omega_h))) \quad (58)$$

$$Q_L(h) = \frac{1}{2} |V_L(j\omega_h)| |I_L(j\omega_h)| \sin(\varphi(Z_L(j\omega_h))) \quad (59)$$

Donde Z_{Ls} es la impedancia equivalente del conjunto $R_{Ls}L_S$.

4. Definición, análisis y evaluación de las figuras de mérito

Tal y como se indica en el apartado anterior, en este apartado se desarrolla la cuarta sección del análisis de cada uno de los seis casos considerados, denominada por procesado.

Esta sección consiste en el análisis de las figuras de mérito adecuadas para el circuito de potencia, de manera que sirvan para comparar todos los casos entre sí y, así, elegir el óptimo.

El apartado está dividido en tres subapartados.

- I) En el primero de ellos se definen las figuras de mérito,
- II) en el segundo se analizan y
- III) en el tercero se desarrollan las conclusiones correspondientes de este análisis.

Como ya se indica en el apartado 3, el código utilizado en MATLAB para realizar este análisis se detalla en los anexo II.

4.1. Definición de las figuras de mérito

Se definen dos figuras de mérito para comparar los seis casos considerados, correspondientes a los dos tipos de bobinado seleccionados para el inductor generador de campo magnético en cada una de las tres topologías de circuito elegidas.

- 1) La primera figura de mérito es el desfase entre la tensión y la corriente de alimentación del circuito de potencia, θ .
- 2) La segunda figura de mérito es la potencia reactiva máxima capaz de almacenarse en el inductor generador de campo magnético, Q_{Lmax} .

4.1.1. Desfase entre la tensión y la corriente de alimentación, θ

Cuando este desfase es nulo ($\theta = 0$), las conmutaciones a "on" y a "off" de los MOSFETs se producen cuando la corriente es igual a cero, lo que implica que la potencia de conmutación disipada en los MOSFETs es nula. En este caso, los diodos antiparalelo nunca conducen.

Cuanto mayor es θ , las conmutaciones suceden cuando la corriente de alimentación es mayor y, por tanto, mayor es la potencia de conmutación disipada en los MOSFETs. Igualmente, aumentan las interferencias electromagnéticas generadas, lo que puede perjudicar al funcionamiento del propio circuito, así como dificultar el cumplimiento de la compatibilidad electromagnética (EMC).

Cuando se da el caso de un valor negativo de θ - es decir, la corriente está adelantada con respecto a la tensión- tienen lugar tres efectos perjudiciales en la conmutación de los MOSFETs:

- La recuperación inversa del diodo antiparalelo del MOSFET que conmuta a "off".
- La descarga de la capacidad de salida del transistor.
- El efecto Miller.

Por otro lado, con la excitación definida anteriormente y para las topologías elegidas, se supone que la corriente de alimentación es una onda aproximadamente sinusoidal de frecuencia igual a la de excitación – es decir, el resto de armónicos de esta corriente es despreciable con respecto al fundamental-. En el apartado 5 se muestren los resultados de la simulación y se verificará que esta suposición es cierta. Como consecuencia, el desfase entre la tensión y la corriente de alimentación del circuito de potencia (θ) es, aproximadamente, igual al argumento de la impedancia equivalente del circuito a la frecuencia de la excitación ($\varphi(Z(f_{exc}))$).

$$\theta \simeq \varphi(Z(f_{exc})) \quad (60)$$

Esta consideración simplifica la evaluación de la figura de mérito: al utilizar MATLAB como herramienta de análisis, su valor ideal se cumple cuando $\varphi(Z)$ a la frecuencia de excitación es cero (carga resistiva pura).

Sin embargo, en la práctica resulta imposible ajustar la frecuencia de excitación de tal modo que $\varphi(Z)$ (y por lo tanto θ) resulte exactamente cero. Esto es así por el carácter continuo de esta variable y la naturaleza inestable del circuito. Dado los efectos perjudiciales de un desfase negativo, en la práctica la figura de mérito óptima es el valor positivo más cercano a cero que se pueda ajustar para $\varphi(Z)$ manteniendo al circuito operando dentro de un margen de seguridad.

4.1.2 Potencia reactiva máxima capaz de almacenarse en el inductor generador de campo magnético, Q_{Lmax} .

Con la excitación definida y para las topologías elegidas, la corriente por el inductor generador de campo magnético es, aproximadamente, una onda sinusoidal de frecuencia igual a la de excitación. El resto de armónicos de esta corriente es despreciable con respecto al fundamental. Por ello, la potencia reactiva en el inductor, Q_L , se puede definir como:

$$Q_L = \frac{1}{2} L \omega (\hat{I}_L)^2 \quad (61)$$

Donde \hat{I}_L es el valor de pico de la corriente que circula por el inductor.

Para cada valor de frecuencia e inductancia, Q_L es directamente proporcional al cuadrado del valor de pico de la corriente que circula por el inductor. De esta forma, la potencia reactiva cuando la corriente de alimentación es la máxima posible se puede calcular como:

$$Q_L(\hat{I}_S = \hat{I}_{SMAX}) = \frac{1}{2} L \omega \left[\hat{I}_L (\hat{I}_S = \hat{I}_{SMAX}) \right]^2 = \frac{1}{2} L \omega \left(\frac{\hat{I}_L}{\hat{I}_S} \hat{I}_{SMAX} \right)^2 = \frac{1}{2} L \omega \left(\frac{\hat{I}_L}{\hat{I}_S} \right)^2 (\hat{I}_{SMAX})^2 \quad (62)$$

Donde $\frac{\hat{I}_L}{\hat{I}_S}$ e \hat{I}_{SMAX} son constantes para un mismo valor de frecuencia de excitación y de inductancia y, por lo tanto, $Q_L(\hat{I}_S = \hat{I}_{SMAX})$ también lo es.

Del mismo modo, la potencia reactiva en el inductor cuando la tensión de alimentación es la máxima posible se puede calcular como:

$$Q_L(\hat{V}_S = \hat{V}_{SMAX}) = \frac{1}{2} L \omega \left[\hat{I}_L (\hat{V}_S = \hat{V}_{SMAX}) \right]^2 = \frac{1}{2} L \omega \left(\frac{\hat{I}_L}{\hat{V}_S} \right)^2 (\hat{V}_{SMAX})^2 \quad (63)$$

Donde \hat{V}_S es el valor de pico del primer armónico de la tensión de salida del inversor en medio puente; \hat{V}_{SMAX} , su máximo valor posible, e $\frac{\hat{I}_L}{\hat{V}_S}$ y \hat{V}_{SMAX} son constantes

para un mismo valor de frecuencia de excitación y de inductancia. Por lo tanto, $Q_L (\hat{V}_S = \hat{V}_{SMAX})$ también lo es.

Además, la potencia reactiva en el inductor también está limitada por la máxima potencia activa disipada posible.

La potencia activa se puede calcular del siguiente modo:

$$P_S = \frac{1}{2} R_{eq} (\hat{I}_S)^2 = \frac{1}{2} R_{eq} \left(\frac{\hat{I}_S}{\hat{I}_L} \right)^2 (\hat{I}_L)^2 \quad (64)$$

Donde R_{eq} es la resistencia del equivalente serie del circuito de potencia y, tanto R_{eq} , como $\frac{\hat{I}_L}{\hat{I}_S}$, son constantes para un mismo valor de frecuencia de excitación y de inductancia. Así, la potencia activa disipada es directamente proporcional al cuadrado del valor de pico de la corriente que circula por el inductor y, dado que la potencia reactiva en el inductor también lo es según la ecuación (61), Q_L cuando la potencia disipada es la máxima posible se puede calcular como:

$$Q_L (P_S = P_{SMAX}) = \frac{Q_L}{P_S} P_{SMAX} \quad (65)$$

Donde $\frac{Q_L}{P_S}$ y P_{SMAX} son constantes para un mismo valor de frecuencia de excitación y de inductancia y, por lo tanto, $Q_L (P_S = P_{SMAX})$ también lo es.

La Q_{Lmax} es la menor de estas tres potencias reactivas calculadas para cada valor de frecuencia de excitación y de inductancia.

Así, la figura de mérito se traduce al análisis con MATLAB como el cálculo de tres superficies de Q_L en función de la frecuencia relativa de excitación (f/f_0) y de la inductancia del inductor generador de campo magnético (L): la de Q_L cuando $I_S = I_{SMAX}$, la de Q_L cuando $V_S = V_{SMAX}$ y la de Q_L cuando $P_S = P_{SMAX}$; seguido de la apreciación de la superficie de las tres donde Q_L es menor en cada región de frecuencia e inductancia, así como de esta región, y, por último, del cálculo del punto de mayor Q_L (Q_{Lmax}) en este conjunto de trozos de superficies (Q_{LMAX}). Este procedimiento se ilustra en el anexo III.

4.2. Análisis mediante simulación de las figuras de mérito

Este subapartado está fraccionado a su vez en tres subapartados, cada uno de los cuales analiza las figuras de mérito de una de las tres topologías de circuito de potencia seleccionadas.

4.2.1. Circuito resonante LC serie

En cuanto a θ , el argumento de la impedancia equivalente de este circuito de potencia se analiza en el apartado 3.2.1. Como se indica en dicho apartado, tanto para el inductor bobinado con tubo hueco como para el bobinado con cable Litz, este argumento es cero a la frecuencia de resonancia del circuito resonante LC serie ($f/f_0 = 1$), es decir, cuando:

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (66)$$

Además, este argumento es positivo para frecuencias mayores a la definida y negativo, para frecuencias menores.

Dado que la frecuencia de la excitación es igual a la frecuencia de la corriente por el inductor, que es de 400 kHz, y conforme a la definición de la figura de mérito, se toma la frecuencia de resonancia del circuito igual a 399 kHz. Así, los valores de los componentes del circuito deben de cumplir que:

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 3,99 \times 10^5)^2} \simeq 1,591 \times 10^{-13} \quad (67)$$

En cuanto a Q_{Lmax} , la potencia reactiva capaz de almacenarse en el inductor, según la frecuencia relativa de excitación (f/f_0) y su inductancia (L), es exactamente igual para los dos tipos de bobinados porque la única diferencia entre ambos, en este circuito, es la potencia activa disipada y éste no es el parámetro limitante en ningún caso. Dicha potencia reactiva se representa en la Fig. 32 y la Fig. 33.

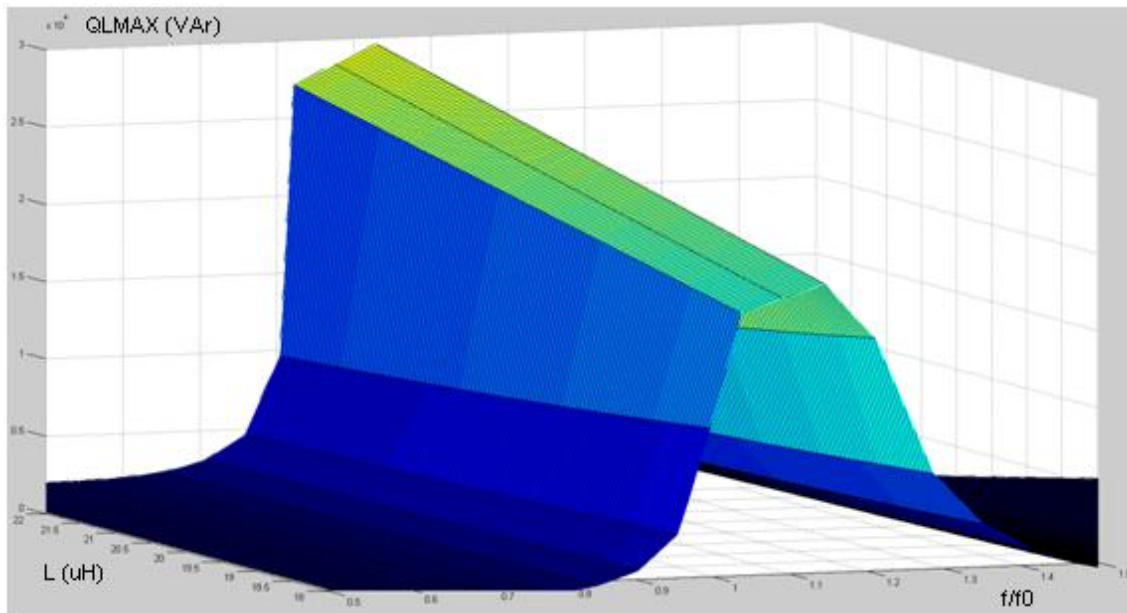


Fig. 32. Q_{LMAX} en el circuito resonante LC serie.

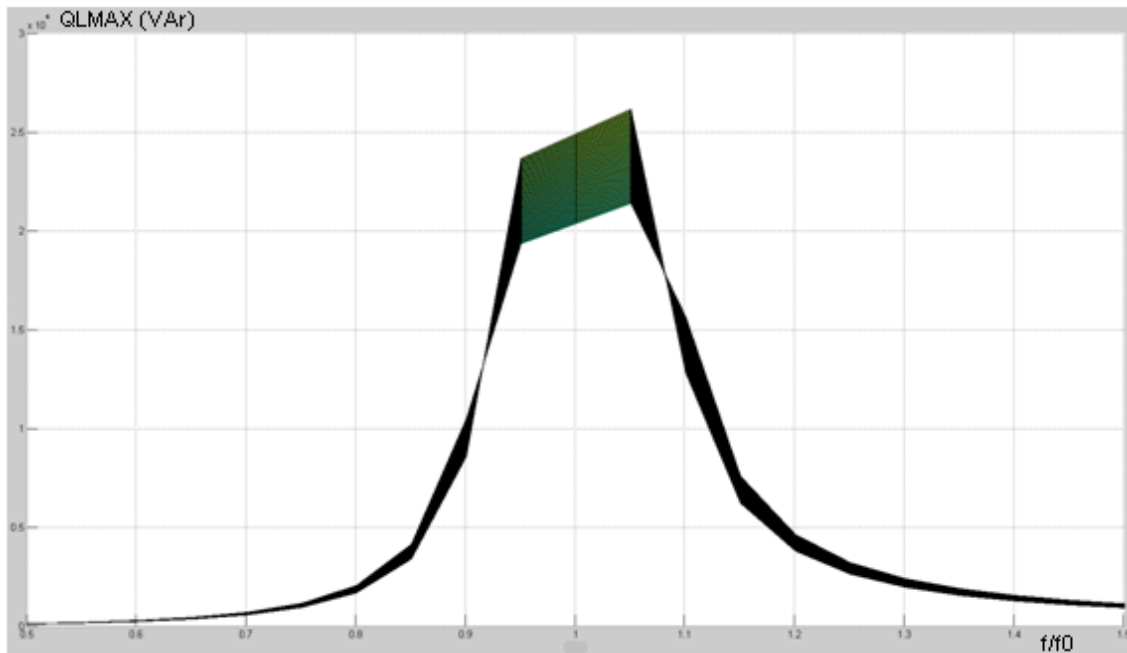


Fig. 33. Proyección de Q_{LMAX} en el circuito resonante LC serie en el plano $f/f_0 - Q_{LMAX}$.

La primera de las dos figuras muestra la representación tridimensional de la relación entre las tres variables y la segunda, la proyección bidimensional de este gráfico sobre el plano $f/f_0 - Q_{LMAX}$.

Para una frecuencia de excitación cercana a la de resonancia, pero superior, tal y como impone la primera figura de mérito, o, lo que es lo mismo, para f/f_0 cercano a uno, pero un poco mayor, se observa que la Q_{LMAX} aumenta conforme aumenta la inductancia.

De esta forma, parece que se puede almacenar toda la potencia reactiva que se desee en el inductor, con tal de aumentar su inductancia todo lo que sea necesario, sin embargo, esto tiene una limitación. Conforme aumenta la inductancia, aumenta la tensión en el condensador.

La tensión de pico máxima que pueden soportar los condensadores utilizados actualmente en nB es 2500 V y la que soportan cuando Q_L es igual a Q_{LMAX} se representa en la Fig. 34 y la Fig. 35 en función de la frecuencia de excitación y la inductancia.

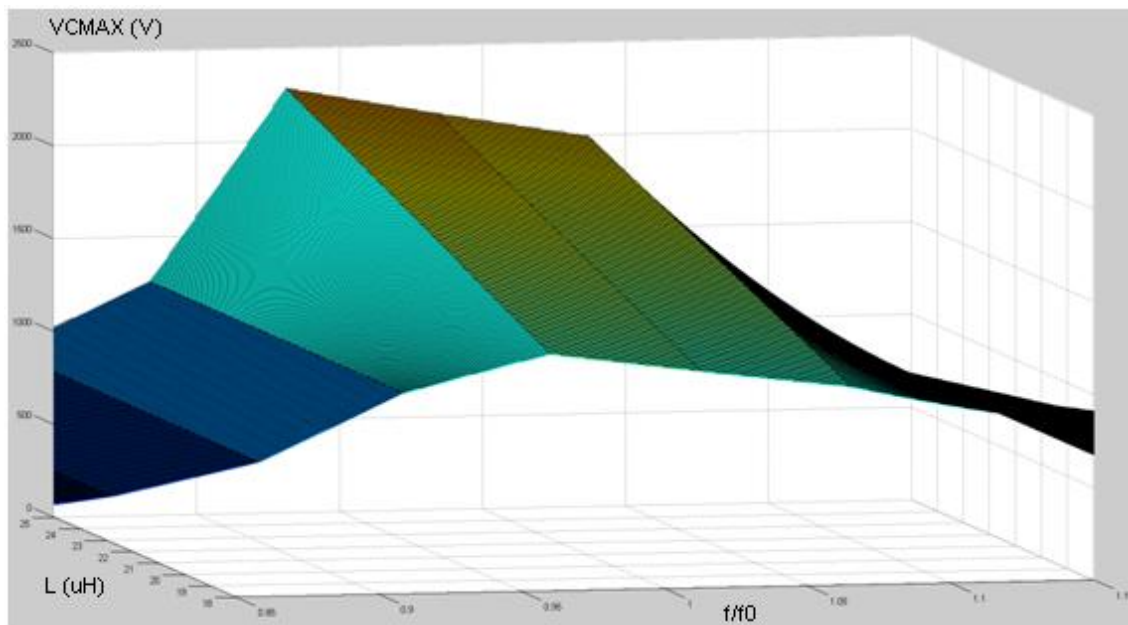


Fig. 34. V_{CMAX} en el circuito resonante LC serie.

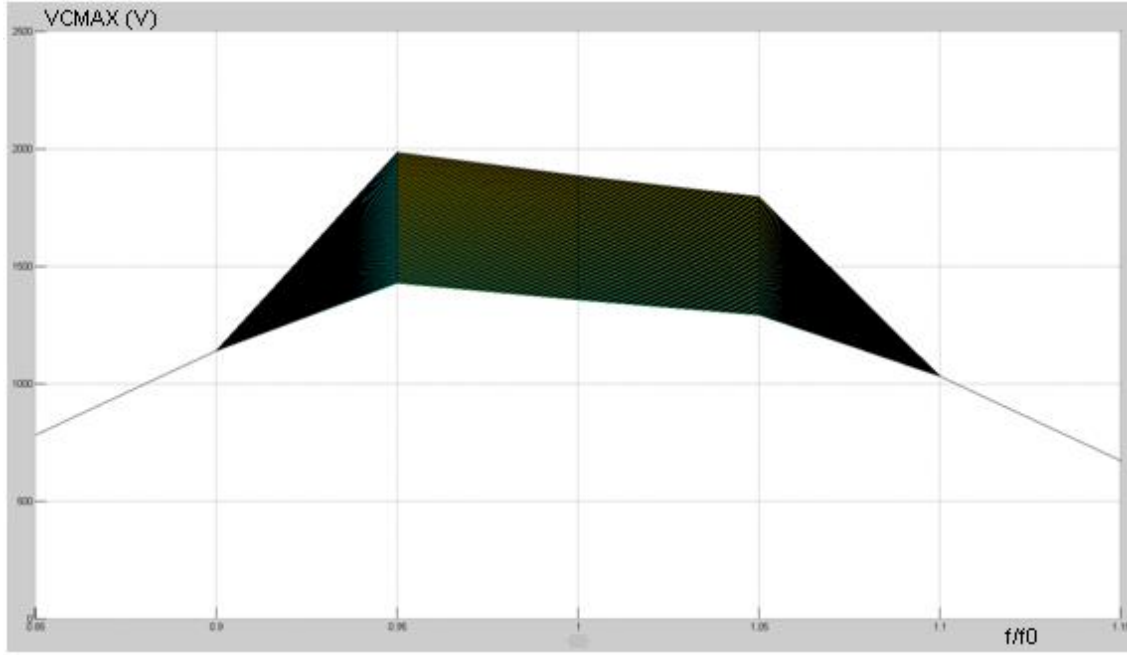


Fig. 35. Proyección de V_{CMAX} en el circuito resonante LC serie en el plano $f/f_0 - V_{CMAX}$.

Se observa que en el rango de frecuencias de excitación establecido por la primera figura de mérito, la tensión de pico en el condensador es máxima a la frecuencia de resonancia.

A esta frecuencia, la tensión de pico es igual a 2500 V para L igual a 33,1 μH , aproximadamente. Con el fin de asegurar que no se supera la tensión máxima admisible en el condensador, se toma L igual a 30 μH .

Para este valor de inductancia, la potencia reactiva capaz de almacenarse en el inductor a la frecuencia de resonancia es 34 kVAr, aproximadamente.

Una vez analizadas las figuras de mérito, se calcula la capacidad del condensador despejando de la ecuación (67) como se muestra a continuación:

$$C \approx \frac{1,591 \times 10^{-13}}{L} = \frac{1,591 \times 10^{-13}}{30 \times 10^{-6}} \approx 5,303 \times 10^{-9} \text{ F} = 5,303 \text{ nF} \quad (68)$$

4.2.2. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s

En cuanto a θ , el argumento de la impedancia equivalente de este circuito de potencia se analiza en el apartado 3.2.2. Como se indica en dicho apartado, tanto para el inductor bobinado con tubo hueco como para el bobinado con cable Litz, este

argumento es cero en dos frecuencias. La mayor de ellas (f_2) es la frecuencia de resonancia del circuito LC paralelo, que es aproximadamente igual a f_0 -definida en la ecuación (66)-, y la menor (f_1), es la de resonancia del condensador serie con la impedancia equivalente del resto de circuito de potencia cuando es inductiva, que se puede expresar como:

$$f_1 = f_{rel1} \cdot f_0 \quad (69)$$

Siendo f_{rel1} la frecuencia relativa de f_1 respecto a f_0 .

Además, este argumento es positivo para toda frecuencia comprendida entre f_1 y f_2 y negativo, para toda frecuencia menor a f_1 o mayor a f_2 .

Como ya se ha indicado anteriormente, la frecuencia de la excitación es igual a la frecuencia de la corriente por el inductor, que es de 400 kHz, y conforme a la definición de la figura de mérito, se toman dos posibles situaciones: f_2 igual a 401 kHz o f_1 igual a 399 kHz. De esta forma, los valores de los componentes del circuito deben de cumplir, bien:

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \approx \frac{1}{(2\pi f_2)^2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 4,01 \times 10^5)^2} \approx 1,575 \times 10^{-13} \quad (70)$$

O bien:

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{\left(2\pi \frac{f_1}{f_{rel1}}\right)^2} = \frac{1}{\left(2\pi \frac{3,99 \times 10^5}{f_{rel1}}\right)^2} \quad (71)$$

En cuanto a Q_{Lmax} , la potencia reactiva capaz de almacenarse en el inductor (Q_{LMAX}) en función de la frecuencia relativa de excitación (f/f_0) y su inductancia (L) en el caso del inductor de tubo hueco, se representa en la Fig. 36 y la Fig. 37.

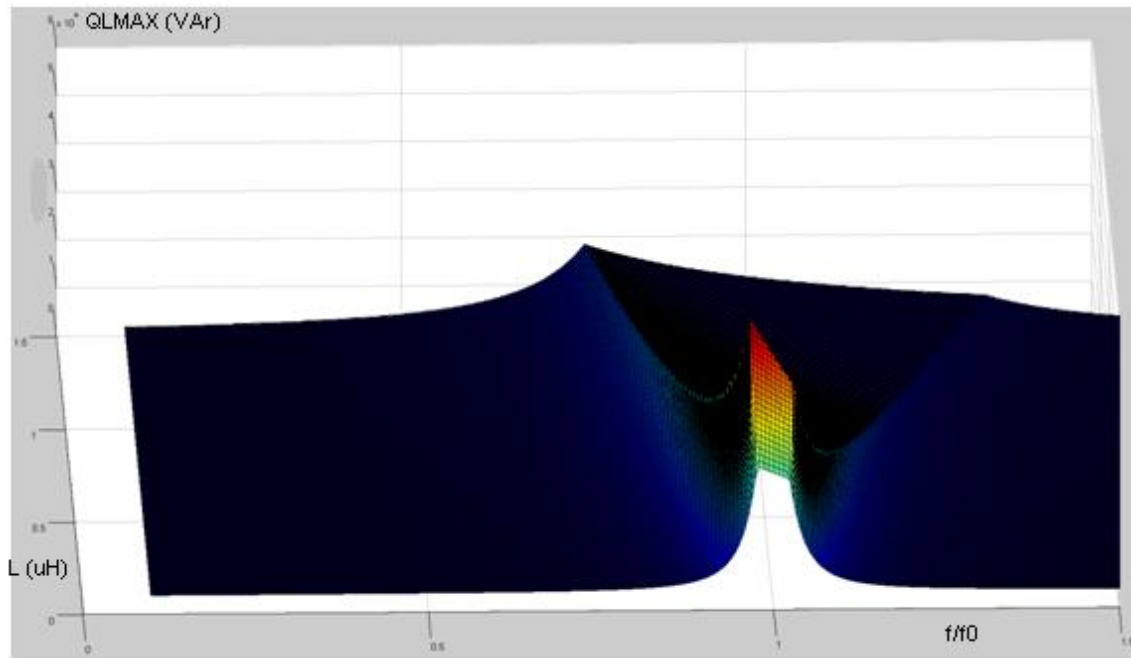


Fig. 36. Q_{LMAX} en el circuito resonante LC paralelo en serie con C_S , con tubo hueco.

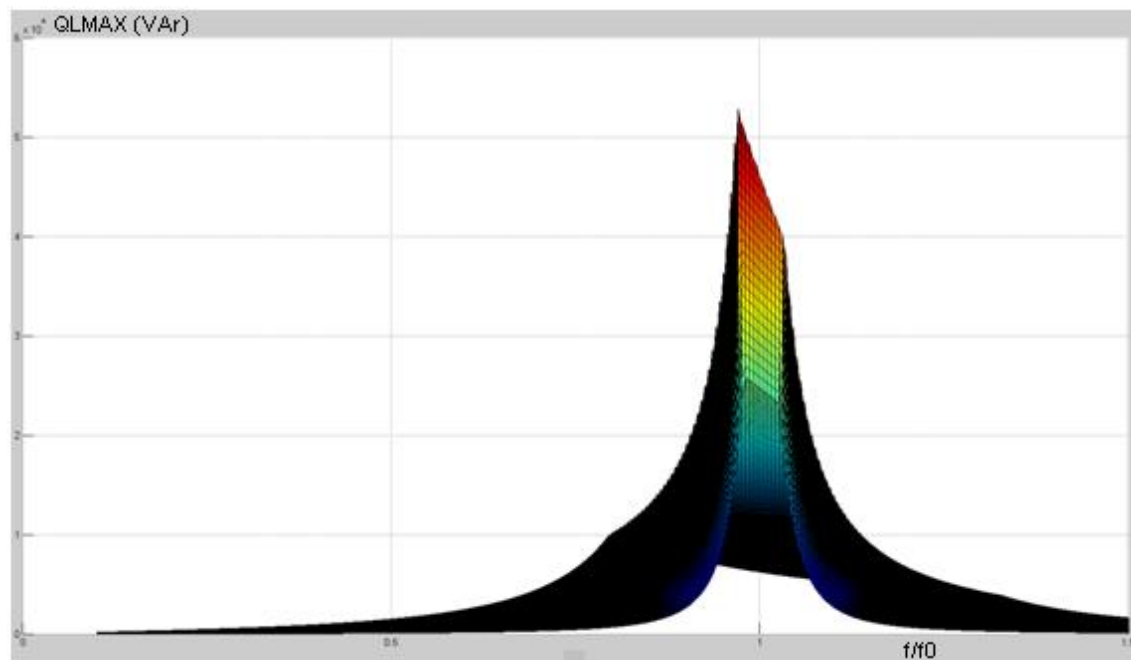


Fig. 37. Proyección de Q_{LMAX} en el circuito resonante LC paralelo en serie con C_S , con tubo hueco en el plano $f/f_0 - Q_{LMAX}$.

La primera de las dos figuras muestra la representación tridimensional de la relación entre las tres variables y la segunda, la proyección bidimensional de este gráfico sobre el plano $f/f_0 - Q_{LMAX}$.

En los valores de frecuencia de excitación establecidos por la primera figura de mérito, se observa que la Q_{LMAX} alcanza su valor máximo a frecuencias en torno a la frecuencia de resonancia del circuito LC paralelo (f/f_0 en torno a uno) e inductancia de 200 nH, aproximadamente. Ésta potencia reactiva óptima es igual a unos 45,8 kVAr.

La capacidad del condensador se calcula despejando de la ecuación (70) del siguiente modo:

$$C \simeq \frac{1,575 \times 10^{-13}}{L} = \frac{1,575 \times 10^{-13}}{200 \times 10^{-9}} \simeq 7,875 \times 10^{-7} \text{ F} = 787,5 \text{ nF} \quad (72)$$

Respecto al inductor bobinado con cable Litz, la relación entre Q_{LMAX} con la frecuencia de excitación y la inductancia (L) tiene el mismo aspecto que en el caso del tubo hueco. De esta manera, considerando los valores de frecuencia establecidos por la primera figura de mérito, la Q_{LMAX} alcanza su valor máximo a frecuencias en torno a la frecuencia de resonancia del circuito LC paralelo. En este caso, la potencia reactiva óptima es de 51,76 kVAr y se corresponde con L aproximadamente igual a 180 nH.

La capacidad del condensador en este caso es igual a:

$$C \simeq \frac{1,575 \times 10^{-13}}{L} = \frac{1,575 \times 10^{-13}}{180 \times 10^{-9}} \simeq 8,75 \times 10^{-7} \text{ F} = 875 \text{ nF} \quad (73)$$

4.2.3. Circuito resonante LC paralelo en serie con C_s y con L_s

Con respecto a θ , el argumento de la impedancia equivalente de este circuito de potencia se analiza en el apartado 3.2.3. Como se indica en ese apartado, tanto para el inductor bobinado con tubo hueco como para el bobinado con cable Litz, este argumento es cero en tres frecuencias.

La menor de ellas, f_3 , es la frecuencia en que resuenan la impedancia equivalente de la rama $L_s C_s$ con la impedancia equivalente de la rama LC , actuando la primera como elemento capacitivo y la segunda como elemento inductivo. Esta frecuencia se puede expresar como indica la siguiente ecuación:

$$f_3 = f_{rel3} \cdot f_0 \quad (74)$$

Donde f_{rel3} es la frecuencia relativa de f_3 respecto a f_0 .

La siguiente, f_4 , es la frecuencia de resonancia del circuito LC paralelo, que es aproximadamente igual a f_0 -definida en la ecuación (66)-.

La mayor, f_5 , es la frecuencia en que resuenan la impedancia equivalente de la rama $L_S C_S$ con la impedancia equivalente de la rama LC , actuando la primera como elemento inductivo y la segunda como elemento capacitivo, y que se puede expresar como:

$$f_5 = f_{rel5} \cdot f_0 \quad (75)$$

Donde f_{rel5} es la frecuencia relativa de f_5 respecto a f_0 .

Además, este argumento es positivo para toda frecuencia comprendida entre f_3 y f_4 o mayor a f_5 y negativo, para toda frecuencia menor a f_3 o comprendida entre f_4 y f_5 .

Como la frecuencia de la excitación es igual a la frecuencia de la corriente por el inductor, que es de 400 kHz, y conforme a la definición de la figura de mérito, se toman tres posibles situaciones: f_3 igual a 399 kHz, f_4 igual a 401 kHz o f_5 igual a 399 kHz. De esta forma, los valores de los componentes del circuito deben de cumplir una de las siguientes tres ecuaciones:

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{\left(2\pi \frac{f_3}{f_{rel3}}\right)^2} = \frac{1}{\left(2\pi \frac{3,99 \times 10^5}{f_{rel3}}\right)^2} \quad (76)$$

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \approx \frac{1}{(2\pi f_4)^2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 4,01 \times 10^5)^2} \approx 1,575 \times 10^{-13} \quad (77)$$

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{\left(2\pi \frac{f_5}{f_{rel5}}\right)^2} = \frac{1}{\left(2\pi \frac{3,99 \times 10^5}{f_{rel5}}\right)^2} \quad (78)$$

Respecto a Q_{Lmax} , la potencia reactiva capaz de almacenarse en el inductor (Q_{LMAX}) en función de la frecuencia relativa de excitación (f/f_0) y su inductancia (L) en el caso del bobinado con tubo hueco, se representa en la Fig. 38 y la Fig. 39.

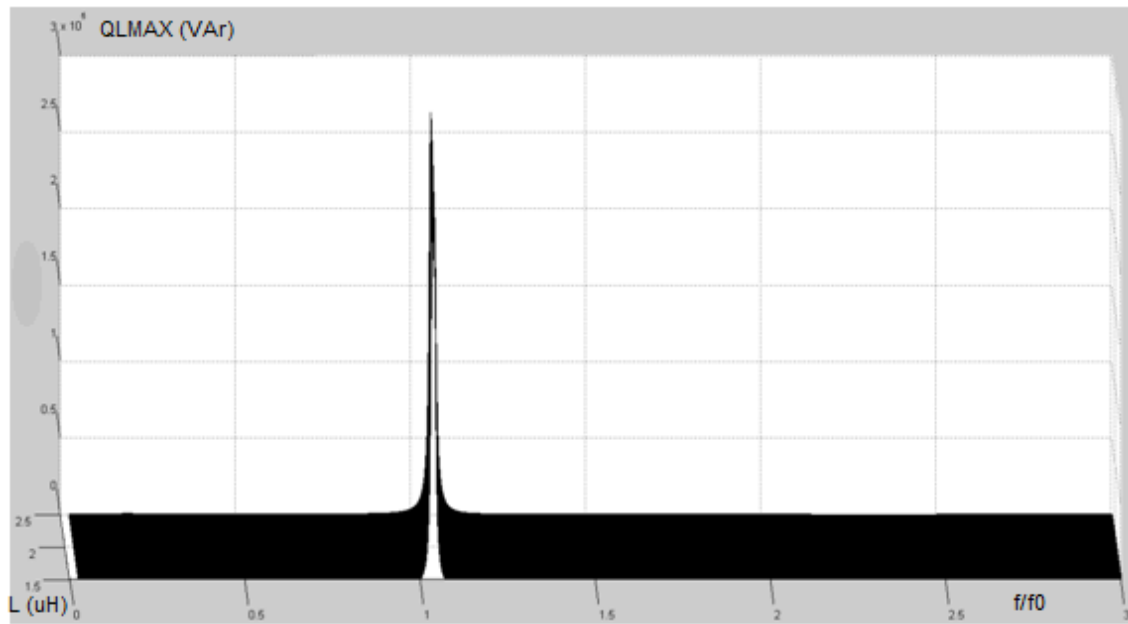


Fig. 38. Q_{LMAX} en el circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , con tubo hueco.

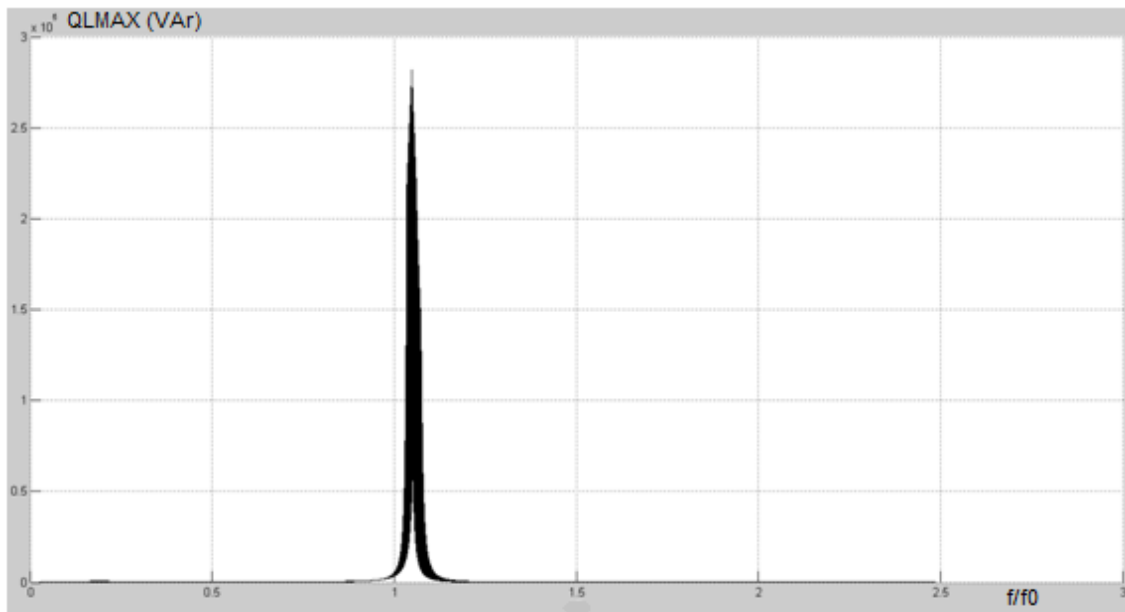


Fig. 39. Proyección de Q_{LMAX} en el circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , con tubo hueco en el plano $f/f_0 - Q_{LMAX}$.

La primera de las dos figuras muestra la representación tridimensional de la relación entre las tres variables y la segunda, la proyección bidimensional de este gráfico sobre el plano $f/f_0 - Q_{LMAX}$.

En los valores de frecuencia de excitación establecidos por la primera figura de mérito, se observa que la Q_{LMAX} alcanza su valor máximo a frecuencias en torno a f_5 .

La Fig. 40 muestra el detalle de esta potencia reactiva en la región cercana a f_5 cortada por un plano vertical tal que la intersección entre ambos se corresponde con f_5 para cada valor de L .

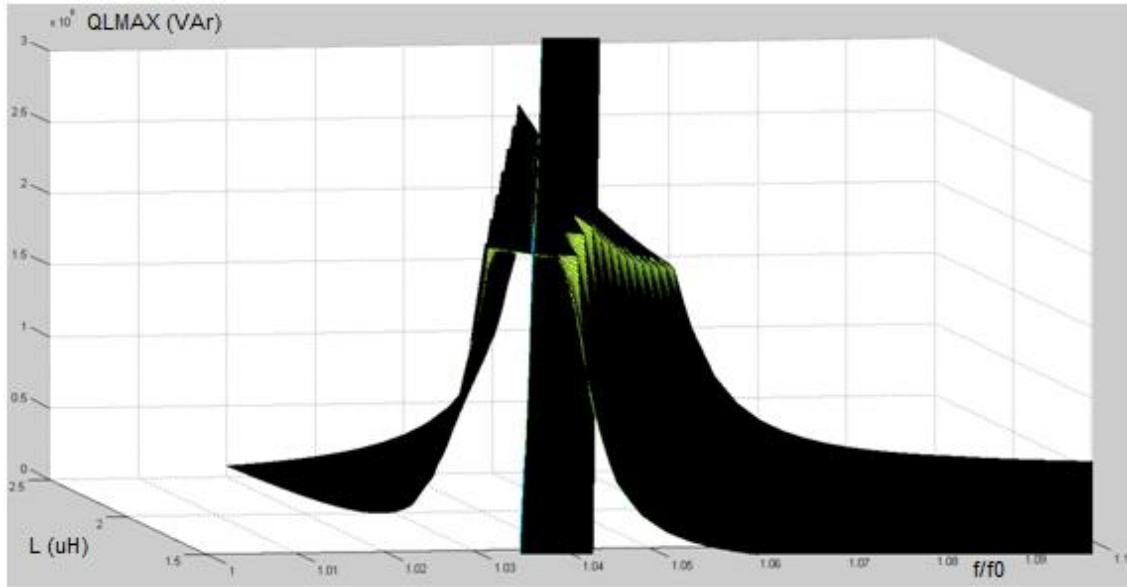


Fig. 40. Q_{LMAX} en el circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , con tubo hueco, en torno a f_5 .

La intersección entre ambas superficies tiene un máximo de Q_{LMAX} de unos 249 kVar y se corresponde con una frecuencia relativa de 1,045, aproximadamente. De este modo, aplicando la ecuación (78) se deduce que la relación entre L y C es aproximadamente igual a:

$$LC \approx \frac{1}{\left(2\pi \frac{3,99 \times 10^5}{1,045}\right)^2} \approx 1,738 \times 10^{-13} \quad (79)$$

Además, este máximo se corresponde con L aproximadamente igual a 1,79 μH , por lo que la capacidad del condensador, C , es aproximadamente igual a:

$$C \simeq \frac{1,738 \times 10^{-13}}{L} = \frac{1,738 \times 10^{-13}}{1,79 \times 10^{-6}} \simeq 9,709 \times 10^{-8} \text{ F} = 97,09 \text{ nF} \quad (80)$$

En el caso del inductor bobinado con cable Litz, la relación entre Q_{LMAX} con la frecuencia de excitación y la inductancia (L) tiene el mismo aspecto que en el caso del tubo hueco. De esta manera, considerando los valores de frecuencia establecidos por la primera figura de mérito, la Q_{LMAX} alcanza su valor máximo a frecuencias en torno a f_5 . En este caso, la potencia reactiva óptima es de unos 318 kVAr y se corresponde con f_{rel5} de 1,033, aproximadamente, de manera que la relación entre L y C es la que indica la siguiente ecuación:

$$LC \simeq \frac{1}{\left(2\pi \frac{3,99 \times 10^5}{1,033}\right)^2} \simeq 1,698 \times 10^{-13} \quad (81)$$

Además, este máximo se corresponde con L aproximadamente igual a 1,28 μH , de forma que C es aproximadamente igual a :

$$C \simeq \frac{1,698 \times 10^{-13}}{L} = \frac{1,698 \times 10^{-13}}{1,28 \times 10^{-6}} \simeq 1,327 \times 10^{-7} \text{ F} = 132,7 \text{ nF} \quad (82)$$

4.3. Conclusiones

Los resultados obtenidos en el análisis efectuado en el subapartado anterior se recogen en la Fig. 41.

Circuito resonante		L (μH)	C (nF)	Q_{Lmax} (kVAr)
LC serie	Tubo hueco	30	5,303	34
	Cable Litz	30	5,303	34
LC paralelo en serie con C_S	Tubo hueco	0,2	787,5	45,8
	Cable Litz	0,18	875	51,76
LC paralelo en serie con C_S y L_S	Tubo hueco	1,79	97,09	249
	Cable Litz	1,28	132,7	318

Fig. 41. Resultados del análisis de las figuras de mérito.

De este modo y de acuerdo a las figuras de mérito consideradas, el mejor de los seis casos optimizados es el correspondiente a la última fila de la Fig. 41 por ser el de mayor Q_{Lmax} .

Por tanto, la topología de circuito de potencia más adecuada para la aplicación considerada en este proyecto es la de circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S , y cuyo inductor generador de campo magnético está bobinado con cable Litz.

5. Implementación y verificación experimental de la topología de mayor potencial para el futuro de la empresa

El apartado anterior culmina con la elección del caso más adecuado entre los considerados por ser el de mayor potencial para el futuro de la empresa.

Este apartado está dividido en dos subapartados. Consecutivamente al final del apartado anterior, en el 5.1 se simulan los comportamientos frecuencial y temporal del caso elegido y en el 5.2 se describen la implementación y la verificación experimental del mismo.

5.1. Simulación

A continuación, se simula con MATLAB el caso elegido en la situación en que la potencia reactiva almacenada en el inductor generador de campo magnético es máxima ($Q_L = Q_{Lmax}$).

La excitación es la definida de forma general en el subapartado 3.1 con las particularidades del valor de V_{DC} para esta situación que es de 149 V y del número de armónicos tenidos en cuenta. Con respecto a éste último, se toman 20 armónicos dado que la $V_{out}(t)$ correspondiente a este valor ya es muy similar a su onda cuadrada real, tal y como se aprecia en la Fig. 42.

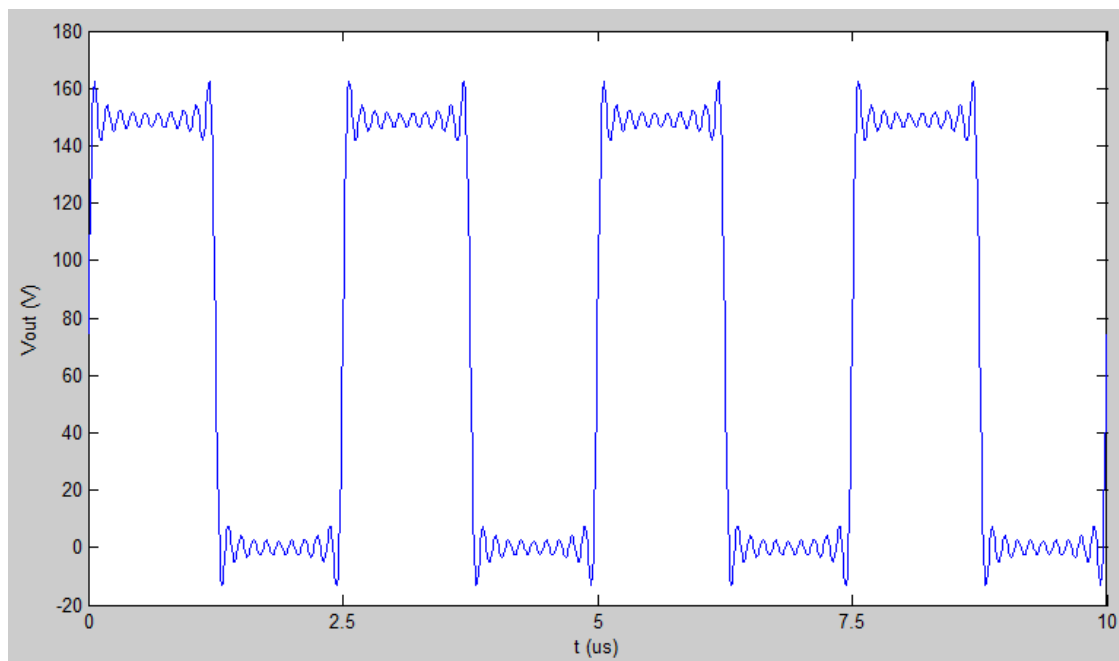


Fig. 42. Representación gráfica de $V_{out}(t)$.

Con ello, el espectro de frecuencia de $|V_{out}|$ resulta el representado en la Fig. 43.

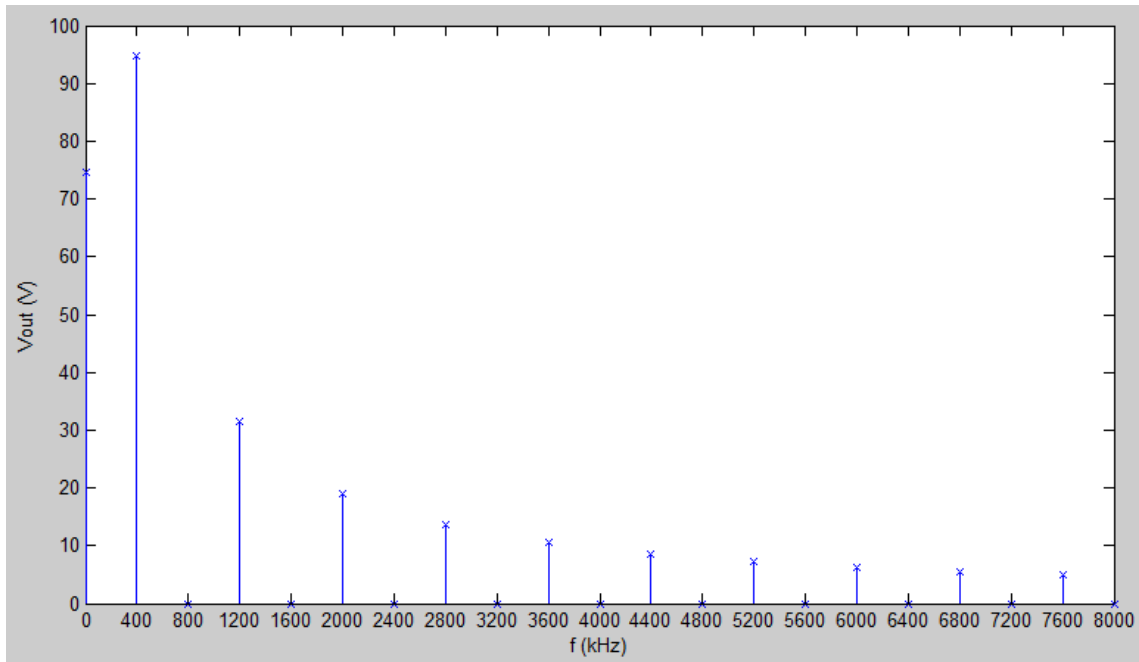


Fig. 43. Espectro de frecuencia de $|V_{out}|$.

El esquema eléctrico del circuito de potencia es el que se muestra en la Fig. 44.

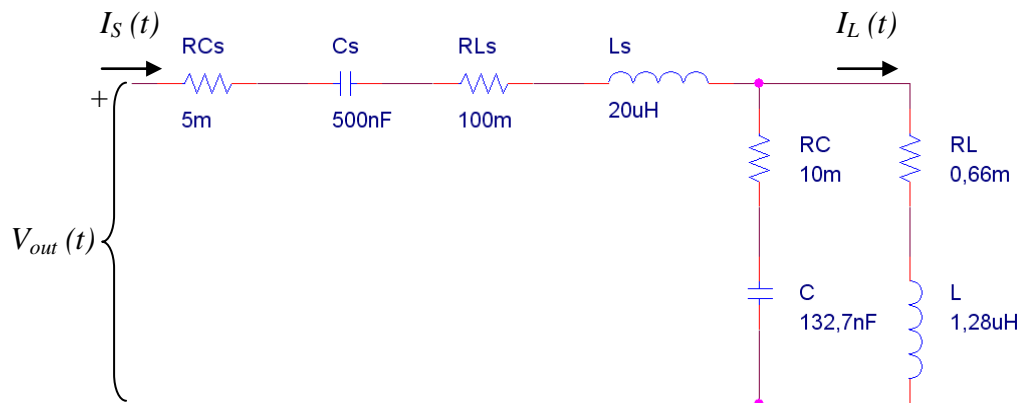


Fig. 44. Esquema eléctrico del circuito de potencia.

La Fig. 45 representa el $|Z|$ de este circuito en decibelios con respecto a la frecuencia.

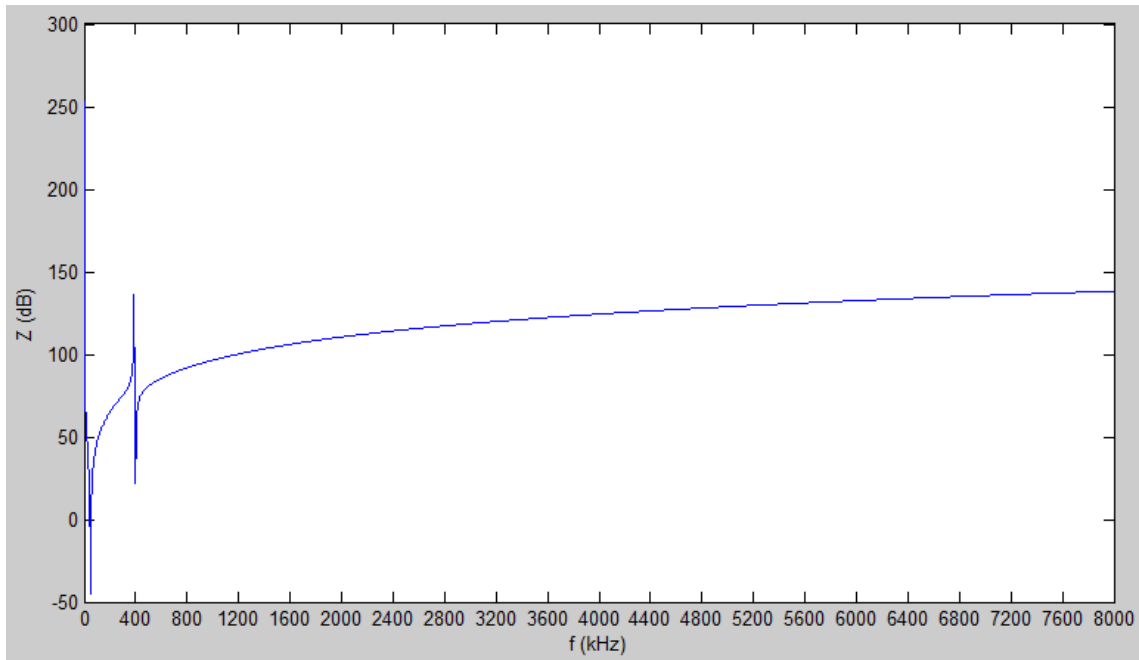


Fig. 45. $|Z|$ en decibelios con respecto a la frecuencia.

Los valores de pico de los armónicos de la corriente de entrada al circuito de potencia, se calculan como:

$$|I_s(j\omega_h)| = \frac{|V_{out}(j\omega_h)|}{|Z(j\omega_h)|} \quad (83)$$

$|V_{out}|$ se encuentra en el numerador de la expresión y tiene su valor máximo para el armónico fundamental y decrece conforme aumenta el número de armónico. $|Z|$ se encuentra en el denominador y tiene su valor mínimo para el armónico fundamental y crece conforme aumenta el número de armónico. Ambos efectos contribuyen a que el primer armónico de corriente sea mucho mayor que el resto y es lo que se observa en la Fig. 46, que muestra el espectro de frecuencia de $|I_s|$ obtenido.

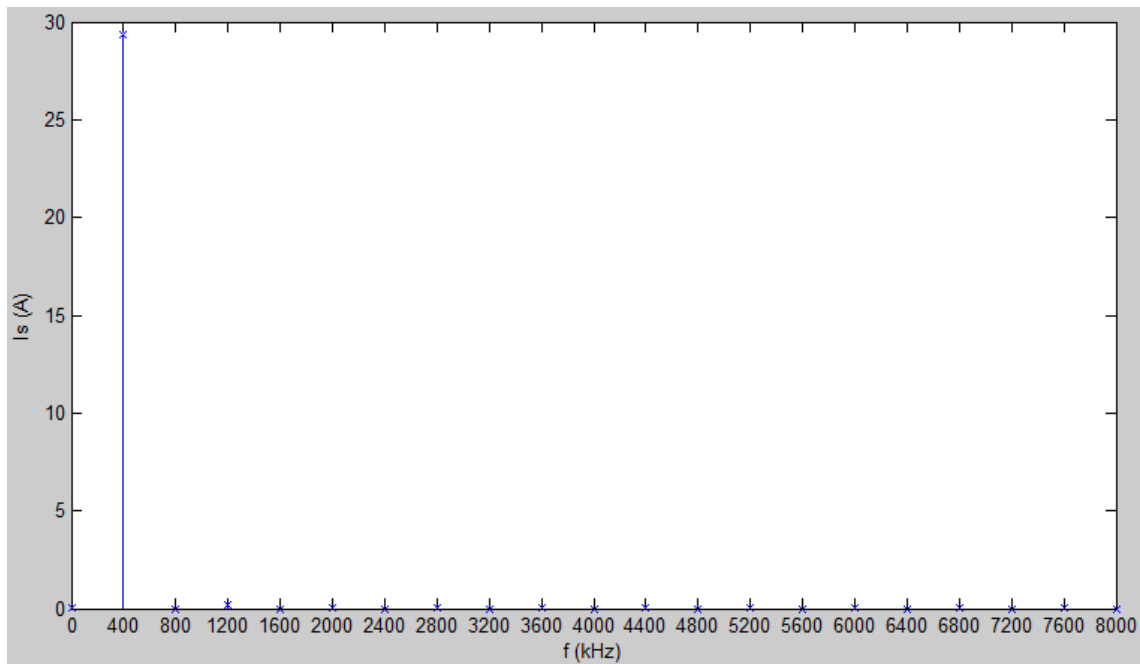


Fig. 46. Espectro de frecuencia de $/I_S/$.

Este resultado comprueba que se cumple la hipótesis inicial realizada en el subapartado 4.1.1 de que la corriente de alimentación es una onda aproximadamente sinusoidal de frecuencia igual a la de excitación – es decir, el resto de armónicos de esta corriente es despreciable con respecto al fundamental-.

La representación gráfica de $I_S(t)$ se muestra en la Fig. 47, donde se observa una onda sinusoidal de frecuencia igual a 400 kHz.

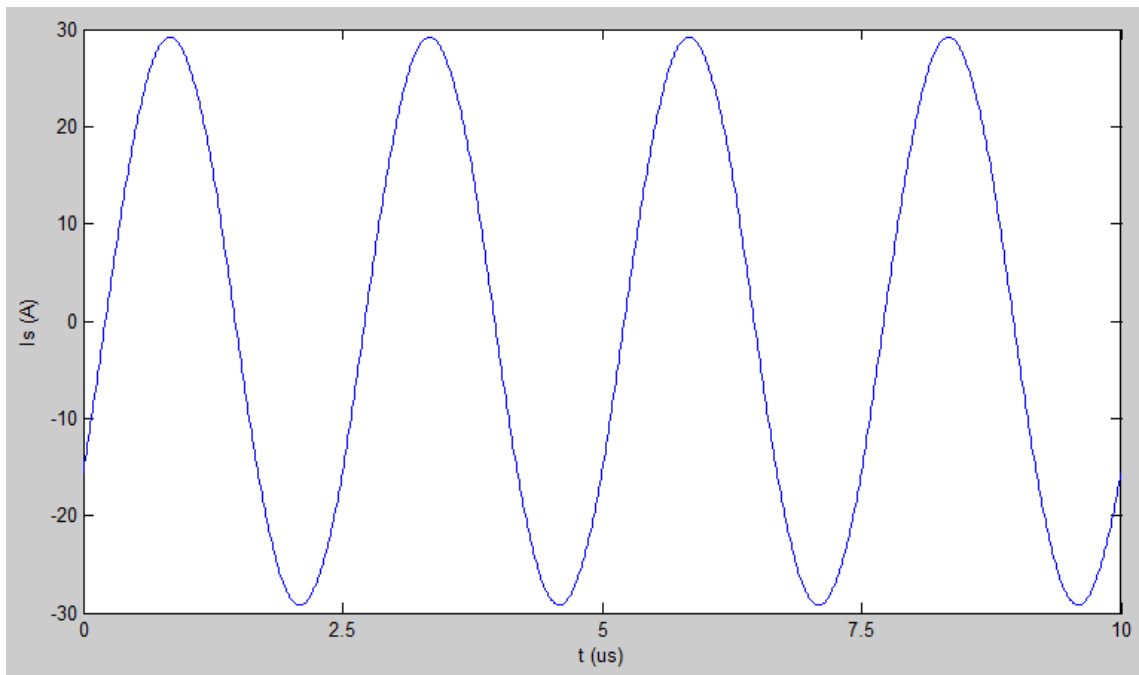


Fig. 47. Representación gráfica de $I_s(t)$.

El espectro de frecuencia de $|I_L|$ se representa en la Fig. 48.

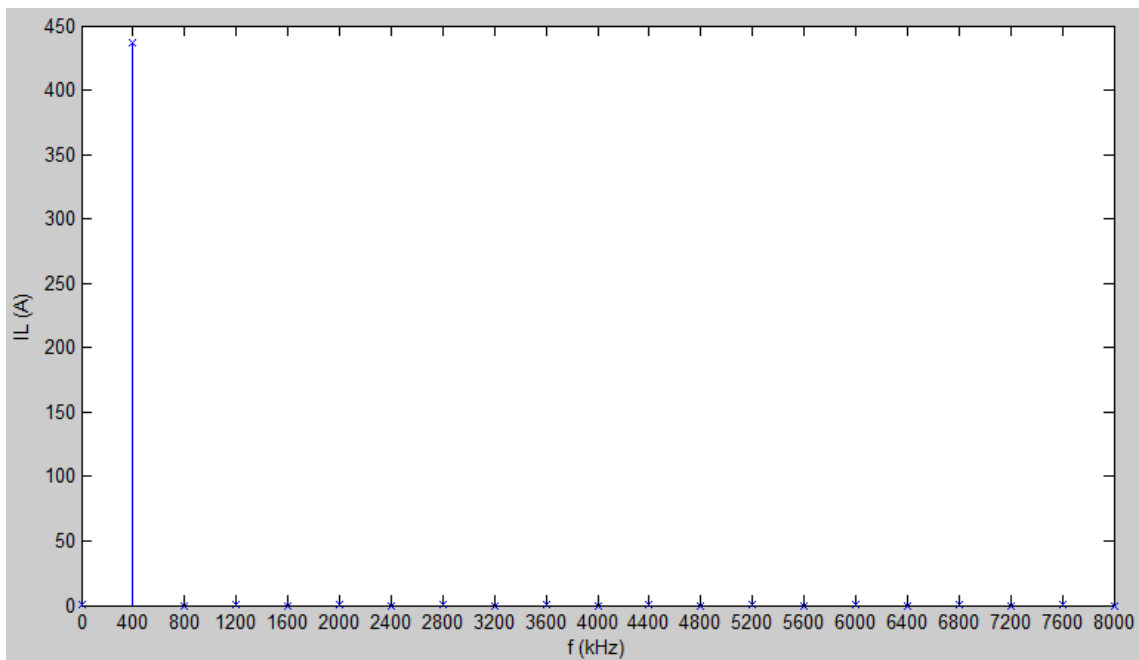


Fig. 48. Espectro de frecuencia de $|I_L|$.

Este espectro verifica lo que por un lado se define en el subapartado 2.2 como un condición de vital importancia y por otro se indica en el subapartado 4.1.2 como una hipótesis. Esto es que la corriente por el inductor generador de campo magnético y, por lo tanto, el propio campo magnético son, aproximadamente, ondas sinusoidales de frecuencia igual a la de excitación. En la Fig. 49, se muestra $I_L(t)$ y se observa esta aproximación sinusoidal.

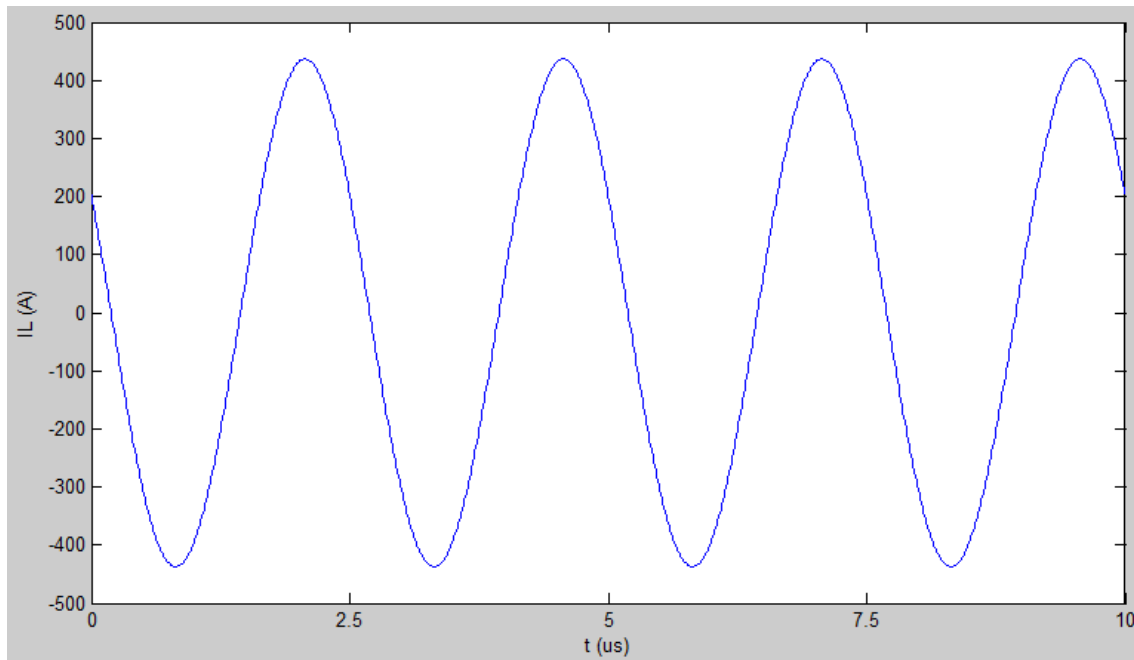


Fig. 49. Representación gráfica de $I_L(t)$.

La potencia reactiva manejada por el inductor por cada uno de los armónicos, se representa en el espectro de frecuencia de la Fig. 50.

Se observa que aproximadamente toda la Q_L es la debida al primer armónico, ya que la manejada por el resto es despreciable frente a ésta.

La potencia activa total disipada por cada uno de los armónicos se representa en el espectro de frecuencia de la Fig. 51.

Se observa que la P_S disipada por el primer armónico es aproximadamente igual a toda la potencia activa, ya que la disipada por el resto de armónicos es despreciable frente a ella.

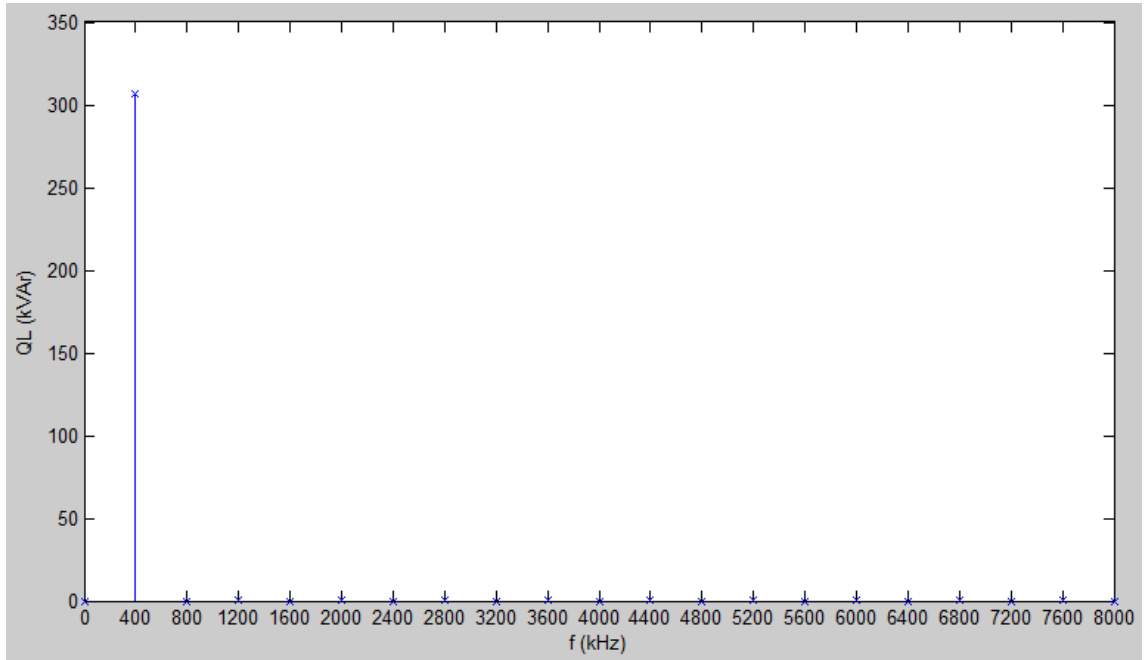


Fig. 50. Q_L por cada uno de los armónicos

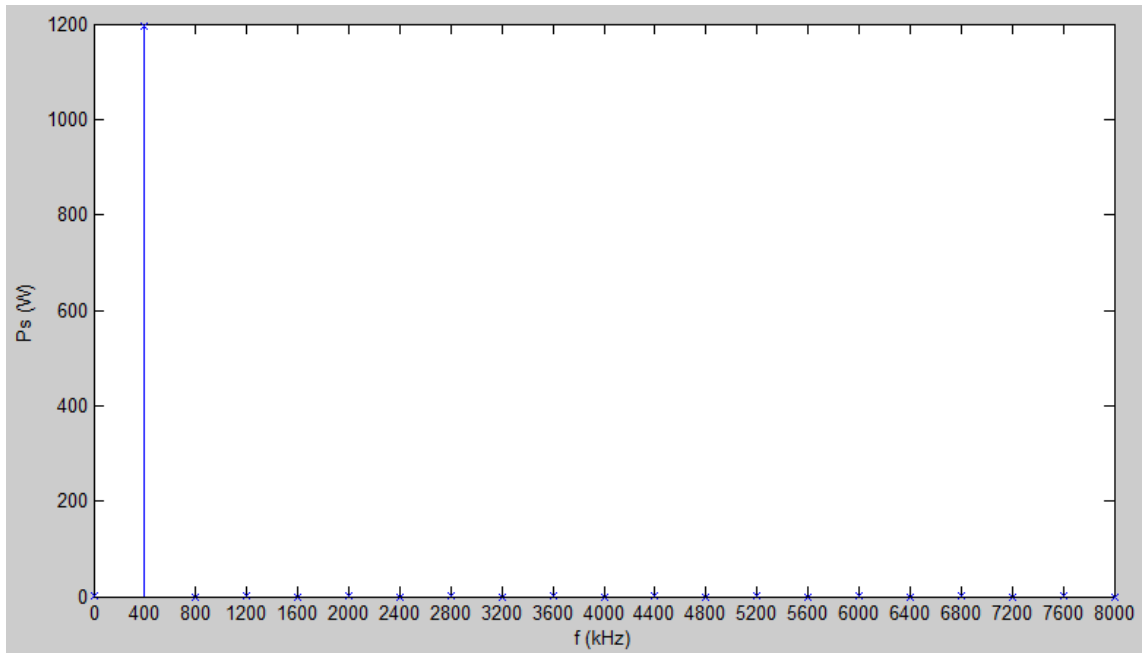


Fig. 51. P_s para cada uno de los armónicos.

5.2. Implementación del prototipo experimental

De acuerdo a la ecuación (5), el número de espiras del inductor del campo magnético es:

$$N \approx \sqrt{\frac{1,28 \times 10^{-6}}{5,527 \times 10^{-8}}} \approx 4,8 \text{ espiras} \quad (84)$$

De este modo, se construye el inductor como un solenoide de longitud 0,08 m, radio 0,04 m, 4,8 espiras y bobinado con 20 haces de cable Litz en paralelo de 200 alambres de 0,1mm cada uno (4000 alambres en total).

C debe ser igual a 132,7 nF según los resultados teóricos obtenidos, de manera que se toma C igual a 100 nF por ser el valor más cercano de los disponibles en nB.

En cuanto a L_S , su valor teórico es de 20 μ H, de modo que se construye un inductor bobinando un solenoide sobre un núcleo de aire hasta obtener un valor similar de inductancia.

El valor tomado para C_S en la teoría es de 500 nF, de modo que se toma C_S de 420 nF por ser el valor más cercano de los disponibles en nB.

La Fig. 52 muestra una fotografía del circuito de potencia implementado experimentalmente.



Fig. 52. Fotografía del circuito de potencia implementado.

Se caracteriza el circuito de potencia completo con el analizador de impedancias y se obtienen las curvas representadas en la Fig. 53.

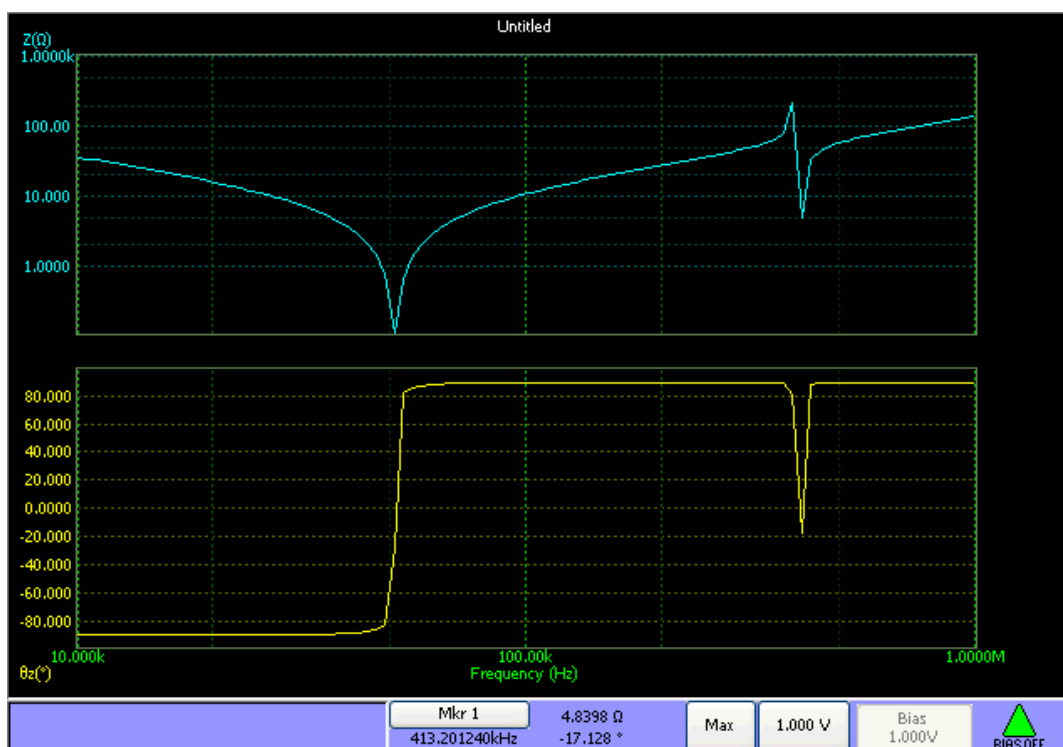


Fig. 53. $|Z|$ y $\phi(Z)$ medidos.

Las frecuencias de resonancia obtenidas son 51 kHz, 398 kHz y 413 kHz y el valor de $|Z|$ para cada una de ellas, de 95 mΩ, 697 Ω y 5 Ω, respectivamente.

En la Fig. 54 y la Fig. 55 se muestra la representación teórica de $|Z|$ y $\phi(Z)$, respectivamente, de forma que los ejes de coordenadas tienen las mismas propiedades que los de las gráficas obtenidas con el analizador de impedancias. Las frecuencias de resonancia en este caso son de 49 kHz, 387 kHz y 400 kHz y el valor de $|Z|$ para cada una de ellas, de 106 mΩ, 913 Ω y 3 Ω, respectivamente.

Como se observa, la impedancia experimental es razonablemente parecida a la impedancia teórica. Las divergencias entre ambas se deben a las pequeñas divergencias existentes entre los valores estimados y los valores obtenidos de los elementos que componen el circuito (resistencias, capacidades e inductancias).

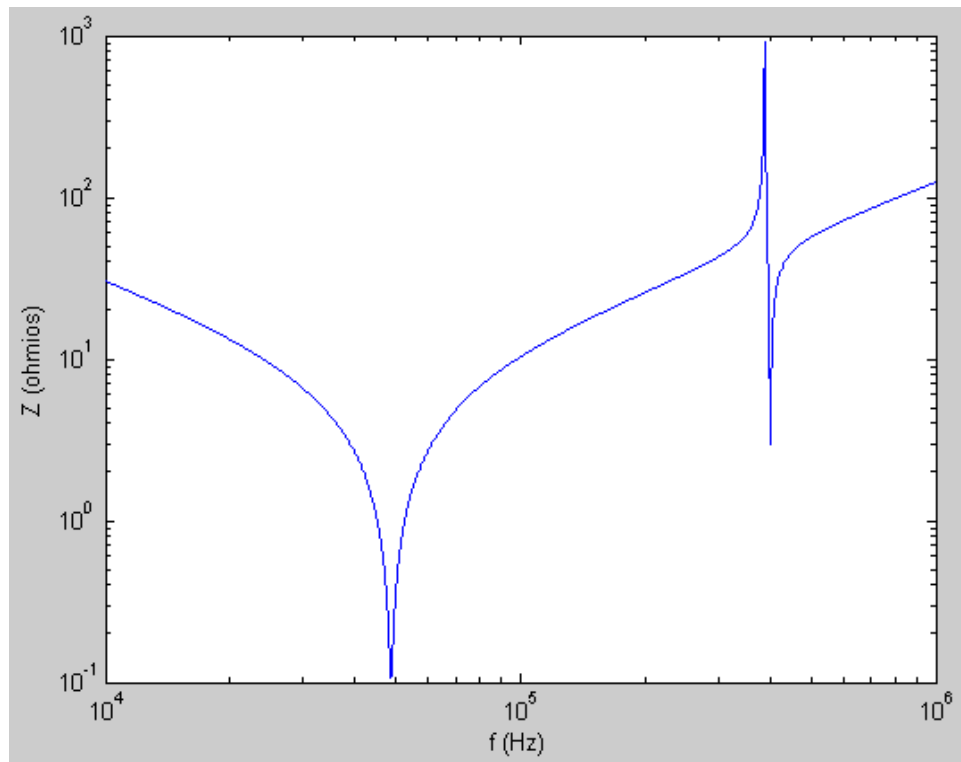


Fig. 54. $|Z|$ teórico.

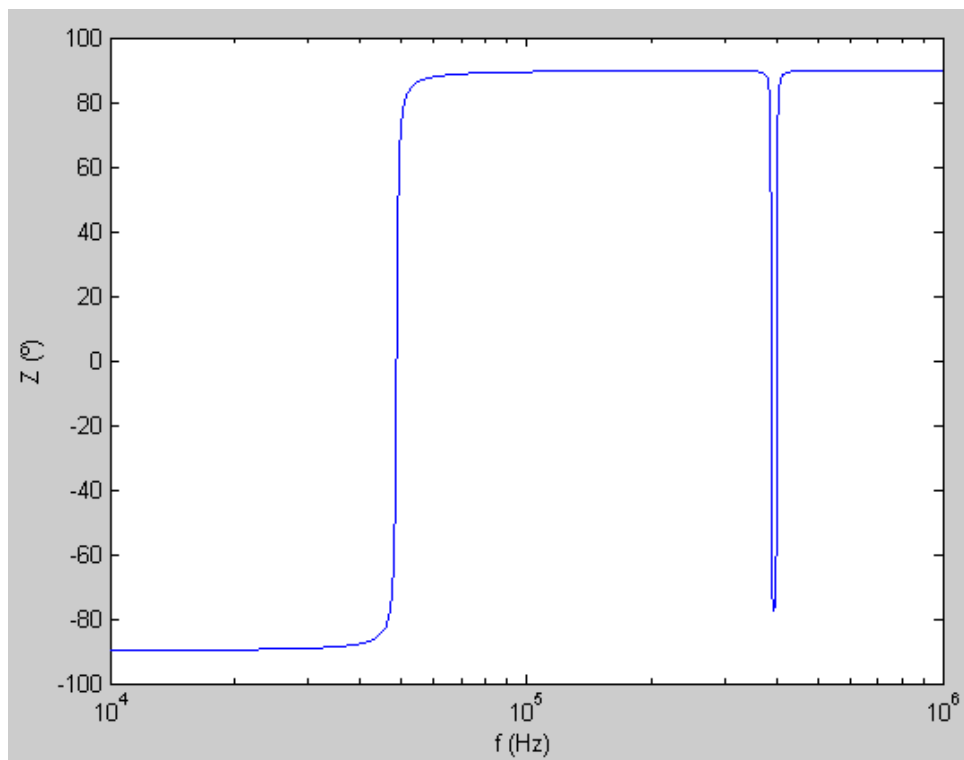


Fig. 55. $\varphi(Z)$ teórico.

6. Conclusiones y líneas futuras

Este apartado se divide en dos subapartados. Por un lado, el 6.1 explica las conclusiones y por otro, el 6.2 indica las líneas futuras.

6.1. Conclusiones

Tanto el autor del proyecto como la empresa en la que se realiza han obtenido las siguientes conclusiones a lo largo y al final del proyecto:

- La resistencia eléctrica del inductor generador de campo magnético se puede expresar en función únicamente de su inductancia en los solenoides utilizados.

- Existen otras posibles topologías de circuito de potencia además de la utilizada actualmente en la empresa.

- El circuito resonante LC paralelo por sí solo no se puede utilizar como topología de circuito de potencia para este proyecto debido a su incompatibilidad con el circuito de excitación utilizado.

- MATLAB es una herramienta muy útil para el análisis de circuitos que hasta el momento no ha sido aprovechado por la empresa con esta finalidad. No solo resulta práctica para realizar los cálculos, sino que permite editar gráficos de hasta tres dimensiones que facilitan la comprensión de las relaciones entre las variables. En resumen, el uso de MATLAB implica mayor conocimiento en el comportamiento de los circuitos y, por tanto, mayor facilidad para optimizarlos.

- La primera figura de mérito del circuito de potencia es el desfase entre la tensión y la corriente de alimentación de dicho circuito y éste debe ser lo más cercano posible a cero, pero positivo. Además, para la topología elegida, la corriente de alimentación es una onda aproximadamente sinusoidal de frecuencia igual a la de excitación – es decir, el resto de armónicos de esta corriente es despreciable con respecto al fundamental-. Por tanto, esta figura es, aproximadamente, igual al argumento de la impedancia equivalente del circuito a la frecuencia de la excitación.

- La segunda figura de mérito es la potencia reactiva máxima capaz de almacenarse en el inductor generador de campo magnético. Ésta es la Q_L mayor posible sin superar los límites de tensión, corriente y potencia de alimentación. Además, para la topología elegida, la corriente $I_L(t)$ y, por tanto, el campo magnético, son ondas sinusoidales de frecuencia igual a la de excitación (el resto de armónicos

son despreciables con respecto al fundamental). Con ello, aproximadamente toda la Q_L es la debida al primer armónico y la manejada por el resto es despreciable.

- En el circuito resonante LC serie, la Q_{LMAX} podría ser todo lo grande que se quisiera con tal de aumentar la L todo lo que fuera necesario, sino fuera porque esto también conlleva el aumento de la tensión en el condensador y, por tanto, la tensión que es capaz el soportar el condensador es el parámetro limitante en este caso.

- La topología de mayor potencial para el futuro de la empresa es la de circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y L_S con el inductor generador de campo magnético bobinado con cable Litz. Esto es por ser la que mayor Q_L es capaz de almacenar en la bobina cumpliendo con la primera figura de mérito.

- En la topología elegida, C_S soporta íntegramente el valor medio de la tensión de salida del inversor y de entrada al circuito de potencia. Además, L_S soporta íntegramente los armónicos de esta tensión mayores al fundamental.

Dado las conclusiones obtenidas, este proyecto no solo consigue su objetivo sino que cumple el alcance definido en el apartado 1 de forma exitosa, así como aporta conocimiento adicional al autor y a la empresa que no estaba previsto.

6.2. Líneas futuras

Aunque el proyecto cumple con su objetivo y alcance, deja abiertas posibles líneas futuras de estudio. De esta forma, se puede seguir desarrollando lo siguiente:

- Estudio comparativo de diferentes circuitos de excitación (por ejemplo, un puente completo) y elección del más adecuado para la aplicación considerada.

- Estudio de la posibilidad de aumentar los límites de tensión, corriente y potencia de suministro máximos. En especial, los de corriente y potencia porque son los limitantes en la topología de circuito de potencia elegida.

- Caracterización de las resistencias parásitas de los condensadores con la finalidad de obtener valores más precisos que los tomados en este proyecto.

- Estudio de la topología de circuito resonante LC paralelo en serie con C_S considerando el valor de la capacidad C_S variable.

- Caracterización de la resistencia parásita del inductor serie de la topología elegida con la finalidad de obtener un valor más preciso que el tomado en este proyecto.

- Estudio de la topología de circuito resonante LC paralelo en serie con C_S y con L_S considerando los valores de C_S y L_S variables.
- Búsqueda de condensadores para el circuito resonante LC serie que sean capaces de soportar mayor tensión que la pueden soportar los condensadores considerados con la finalidad de aumentar la Q_{LMAX} en esta topología.
- Diseño del sistema de refrigeración necesario para los componentes de la topología elegida, de tal forma que permitan disipar la potencia activa correspondiente a la situación de $Q_L = Q_{Lmax}$.

7. Bibliografía

1. Marian K. Kazimierzuk and Dariusz Czarkowski, “Resonant Power Converters”, Wiley-Interscience, 1995.
2. S. Llorente, F. Monterde, J. M. Burdío and J. Acero, “A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition Publications, vol. 2, pp. 1168-1174, 2002.
3. Donald G. Fink, H. Wayne Beaty and John M. Carrol, “Manual práctico de electricidad para ingenieros”, Editorial Reverté S. A., 1981.
4. “MATLAB Getting Started Guide”, The MathWorks Inc., 2013
5. G. Goya, “Hyperthermia”, Instituto de Nanociencia de Aragón, disponible en:
http://www.unizar.es/gfgoya/index_archivos/hyperthermia.htm