



**Universidad  
Zaragoza**

## Trabajo Fin de Máster

Título del trabajo:

Análisis e implementación de redes de  
compensación para sistemas inductivos de  
transferencia de potencia

English title:

Analysis and implementation of compensation  
networks for inductive power transfer systems

Autor/es

**Raúl Arribas Antón**

Director/es

**Jesús Acero Acero**

Titulación del autor

Máster Universitario en Ingeniería Electrónica  
ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA  
Universidad de Zaragoza

Año

2023/2024

# Resumen

Este estudio se centra en la evaluación y comparación de diversas redes de compensación resonante destinadas a sistemas de transferencia de energía inductiva. En una primera fase, se llevó a cabo una revisión detallada de la literatura, explorando diversos artículos que abordan distintos aspectos de la transferencia de energía inductiva y sus aplicaciones, especialmente en el contexto de la carga de vehículos eléctricos.

Posteriormente, se procedió con un análisis del funcionamiento de todas las redes de compensación resonante, destacando su dependencia del factor de acoplamiento del sistema. Se aplicaron criterios rigurosos para descartar aquellas configuraciones que no cumplieran con los estándares necesarios, asegurando así la selección de las opciones más prometedoras y eficientes. Además, se llevó a cabo el diseño y la fabricación de los componentes esenciales para garantizar el correcto desempeño de las redes seleccionadas en condiciones prácticas.

Finalmente, se realizó una comparación del comportamiento y la eficiencia de las redes seleccionadas en diversos entornos de trabajo. Este análisis abarcó una evaluación detallada de las respuestas de cada red frente a condiciones variables, permitiendo identificar fortalezas y posibles áreas de mejora.

# Abstract

This study focuses on the thorough evaluation and comparison of various resonant compensation networks intended for inductive energy transfer systems. In the initial phase, a detailed literature review was conducted, exploring various articles addressing different aspects of inductive energy transfer and its applications, especially in the context of electric vehicle charging.

Subsequently, an analysis of the operation of all resonant compensation networks was carried out, emphasizing their dependence on the coupling factor of the system. Rigorous criteria were applied to discard configurations that did not meet necessary standards, ensuring the selection of the most promising and efficient options. Additionally, the design and manufacturing of essential components were undertaken to guarantee the proper performance of the selected networks under practical conditions.

Finally, a comprehensive comparison of the behavior and efficiency of the selected networks in various working environments was conducted. This analysis included a detailed assessment of the responses of each network to variable conditions, allowing the identification of strengths and potential areas for improvement.

# Índice

1	Introducción.....	9
1.1	Contexto y justificación del estudio.....	9
1.2	Estado del arte.....	10
1.3	Objetivos y tareas .....	14
2	Análisis de las diferentes redes de compensación resonante.....	15
2.1	Topologías resonantes serie-serie (S-S) .....	17
2.2	Topología resonante S-P+L.....	18
2.3	Topología resonante L+P-S.....	19
3	Simulación del sistema IPT por elementos finitos.....	20
3.1	Parámetros de las bobinas.....	22
4	Diseño y simulación de las redes de compensación resonante .....	25
4.1	Topología resonante S-S .....	26
4.1.1	Simulación de la topología resonante S-S .....	27
4.2	Topología resonante S-P+L.....	28
4.2.1	Simulación de la topología resonante S-P+L .....	29
4.3	Topología resonante L+P-S.....	30
4.3.1	Simulación de la topología resonante L+P-S.....	31
5	Implementación práctica de los diseños .....	33
5.1	Topología resonante S-S .....	33
5.2	Topología resonante S-P+L.....	34
5.2.1	Diseño de la bobina adicional.....	34
6	Materiales y equipos utilizados .....	38
6.1	XANTREX XDC 300-40 Digital DC Power Supply.....	38
6.2	Etapa de potencia .....	38
6.3	Sistema de transferencia inductiva de potencia.....	39
6.4	Tektronix DPO7354 Digital Phosphor Oscilloscope .....	40
6.5	Agilent E4980A Precision LCR Meter .....	40

7	Resultados.....	41
7.1	Sistemas de compensación S-S.....	41
7.1.1	Bobinas distanciadas 100 mm .....	41
7.1.2	Bobinas distanciadas 125 mm .....	43
7.1.3	Bobinas distanciadas 150 mm .....	45
7.2	Sistemas de compensación S-P+L.....	47
7.2.1	Bobinas distanciadas 100 mm .....	47
7.2.2	Bobinas distanciadas 125 mm .....	49
7.2.3	Bobinas distanciadas 150 mm .....	51
7.3	Eficiencia .....	53
8	Conclusiones y líneas futuras .....	56
8.1	Conclusiones.....	56
8.2	Líneas futuras.....	57
9	Referencias bibliográficas .....	58
	Anexo A – Otras redes de compensación .....	60
I.	Transferencia de voltaje directo (DVT) .....	60
I. I.	Transferencia de voltaje directo serie-serie (DVT S-S).....	60
I. II.	Transferencia de voltaje directo serie primaria (DVT S-N) .....	61
I. III.	Transferencia de voltaje directo serie secundaria (DVT N-S) .....	62
II.	Topologías resonantes en serie-paralelo .....	63
III.	Topologías resonantes en paralelo-serie .....	64
IV.	Topologías resonantes paralelo-paralelo.....	65
IV. I.	Topología resonante L+P-P .....	65
IV. II.	Topología resonante P-P+L .....	66

# Índice de figuras

Figura 1 - Esquema de un sistema de transferencia de potencia inductiva .....	9
Figura 2 - Variación del factor de acoplamiento en función del desalineamiento y la distancia entre los bobinados.....	11
Figura 3 - Simplificaciones para el circuito IPT .....	15
Figura 4 - Esquema del modelo T .....	15
Figura 5 - Esquema del modelo en voladizo .....	16
Figura 6 - Formación de un girador con los elementos de una red de compensación resonante.....	16
Figura 7 - Esquema de la topología S-S.....	17
Figura 8 - Circuito simplificado de la topología S-S.....	17
Figura 9 - Esquema de la topología S-P+L.....	18
Figura 10 - Circuito simplificado de la topología S-P+L.....	18
Figura 11 - Esquema de la topología L+P-S.....	19
Figura 12 - Circuito simplificado de la topología L+P-S.....	19
Figura 13 - Comparación de la resistencia del cable unifilar y litz en función de la frecuencia .....	20
Figura 14 - Comparación de la circulación de la corriente en un conductor en función de la frecuencia .....	20
Figura 15 - Diseño modelado del sistema IPT.....	21
Figura 16 - Variación de la inductancia en función del desplazamiento .....	22
Figura 17 - Variación de la inductancia mutua en función del desplazamiento.....	23
Figura 18 - Variación del factor de acoplamiento en función del desplazamiento .....	23
Figura 19 - Variación de la resistencia de conducción por vuelta del bobinado .....	24
Figura 20 - Diseño de la topología resonante S-S para LTspice.....	27
Figura 21 - Simulación en permanente para la topología resonante S-S .....	27
Figura 22 - Simulación de la respuesta para la topología resonante S-S.....	28
Figura 23 - Diseño de la topología resonante S-P+L para LTspice.....	29
Figura 24 - Simulación en permanente para la topología resonante S-P+L .....	30
Figura 25 - Simulación de la respuesta para la topología resonante S-P+L.....	30
Figura 26 - Diseño de la topología resonante L+P-S para LTspice.....	31
Figura 27 - Simulación en permanente para la topología resonante L+P-S.....	32
Figura 28 - Simulación de la respuesta para la topología resonante L+P-S.....	32
Figura 29 - Condensador diseñados para el sistema resonante.....	33
Figura 30 - Simulación de la corriente por la bobina adicional para la topología resonante S-P+L .....	34
Figura 31 - Dimensiones del núcleo.....	36
Figura 32 - Bobina diseñada .....	37
Figura 33 - Temperatura de funcionamiento de la bobina .....	37
Figura 34 - Fuente de alimentación XANTREX XDC 300-40 .....	38
Figura 35 - Etapa de potencia .....	38
Figura 36 - Modelo de indicción experimental.....	39

Figura 37 - Osciloscopio Tektronix DPO7354 .....	40
Figura 38 - Medidor LCR Agilent E4980A.....	40
Figura 39 – TX. Medición sin desplazamiento .....	41
Figura 40 – TX. Simulación sin desplazamiento.....	41
Figura 41 – RX. Medición sin desplazamiento. ....	42
Figura 42 – RX. Simulación sin desplazamiento.....	42
Figura 43 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm.....	42
Figura 44 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	42
Figura 45 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	42
Figura 46 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	42
Figura 47 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	43
Figura 48 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	43
Figura 49 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	43
Figura 50 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm.....	43
Figura 51 - TX. Medición sin desplazamiento .....	43
Figura 52 - TX. Simulación sin desplazamiento.....	43
Figura 53 - RX. Medición sin desplazamiento.....	44
Figura 54 - RX. Simulación sin desplazamiento .....	44
Figura 55 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	44
Figura 56 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	44
Figura 57 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	44
Figura 58 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm.....	44
Figura 59 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	45
Figura 60 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	45
Figura 61 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	45
Figura 62 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm.....	45
Figura 63 - TX. Medición sin desplazamiento .....	45
Figura 64 - TX. Simulación sin desplazamiento.....	45
Figura 65 - RX. Medición sin desplazamiento.....	46
Figura 66 - RX. Simulación sin desplazamiento .....	46
Figura 67 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	46
Figura 68 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	46
Figura 69 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	46
Figura 70 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	46
Figura 71 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	47
Figura 72 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	47
Figura 73 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	47
Figura 74 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm.....	47
Figura 75 - TX. Medición sin desplazamiento .....	47
Figura 76 - TX. Simulación sin desplazamiento.....	47
Figura 77 - RX. Medición sin desplazamiento.....	48
Figura 78 - RX. Simulación sin desplazamiento .....	48
Figura 79 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	48
Figura 80 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	48

Figura 81 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	48
Figura 82 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	48
Figura 83 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	49
Figura 84 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	49
Figura 85 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	49
Figura 86 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	49
Figura 87 - TX. Medición sin desplazamiento .....	49
Figura 88 - TX. Simulación sin desplazamiento.....	49
Figura 89 - RX. Medición sin desplazamiento.....	50
Figura 90 - RX. Simulación sin desplazamiento .....	50
Figura 91 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	50
Figura 92 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	50
Figura 93 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	50
Figura 94 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	50
Figura 95 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	51
Figura 96 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	51
Figura 97 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	51
Figura 98 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	51
Figura 99 - TX. Medición sin desplazamiento .....	51
Figura 100 - TX. Simulación sin desplazamiento.....	51
Figura 101 - RX. Medición sin desplazamiento.....	52
Figura 102 - RX. Simulación sin desplazamiento .....	52
Figura 103 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	52
Figura 104 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	52
Figura 105 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm .....	52
Figura 106 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm .....	52
Figura 107 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	53
Figura 108 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm .....	53
Figura 109 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm .....	53
Figura 110 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm.....	53
Figura 111 - Esquema de la topología DVT S-S .....	60
Figura 112 - Circuito simplificado de la topología DVT S-S.....	60
Figura 113 - Esquema de la topología DVT S-N .....	61
Figura 114 - Circuito simplificado de la topología DVT S-N .....	61
Figura 115 - Esquema de la topología DVT N-S .....	62
Figura 116 - Circuito simplificado de la topología DVT N-S .....	62
Figura 117 - Esquema de la topología S-P .....	63
Figura 118 - Circuito simplificado de la topología S-P .....	63
Figura 119 - Esquema de la topología P-S .....	64
Figura 120 - Circuito simplificado de la topología P-S .....	64
Figura 121 - Esquema de la topología L+P-P.....	65
Figura 122 - Circuito simplificado de la topología L+P-P .....	65
Figura 123 - Esquema de la topología P-P+L.....	66
Figura 124 - Circuito simplificado de la topología P-P+L .....	66



# Índice de tablas

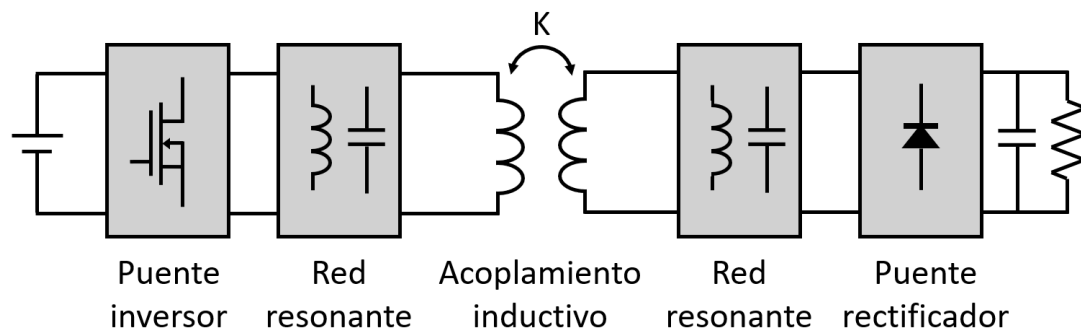
Tabla 1 - Comparación de las topologías de redes resonantes [1] .....	13
Tabla 2 - Parámetros utilizados para las simulaciones de las bobinas .....	21
Tabla 3 - Parámetros para las simulaciones con LTspice .....	25
Tabla 4 - Factor de reluctancia en función del tamaño del entrehierro .....	35
Tabla 5 - Características del modelo de indicción .....	39
Tabla 6 - Comparación de la eficiencia de las etapas resonantes .....	54
Tabla 7 -Comparación de tensiones, corrientes y potencias de las etapas resonantes .	55

# 1 Introducción

## 1.1 Contexto y justificación del estudio

Este Trabajo Fin de Máster se centra en el análisis de las redes de compensación empleadas en sistemas de transferencia de energía inductiva (IPT), tomando como partida las investigaciones presentadas en el artículo [1]. El objetivo principal es comparar las prestaciones de estos diferentes tipos de redes de compensación dentro del sistema.

El diagrama empleado en los sistemas de Transferencia de Energía Inductiva (IPT) se muestra en la **Figura 1**. El sistema consta de dos secciones: la sección de alimentación y la sección de carga. Ambas partes están interconectadas mediante inducción electromagnética utilizando un acoplador magnético, el cual está compuesto por dos bobinas, cada una conectada a una de las secciones. Debido al significativo entrehierro presente en el acoplador, el factor de acoplamiento magnético entre los devanados primario y secundario es normalmente muy bajo, del orden de 0,4 o inferior, resultando en un aumento de la inductancia de fuga. Por ende, es esencial combinar las bobinas IPT con una red resonante que contribuya a compensar la energía reactiva y por tanto a optimizar la transferencia de energía.



*Figura 1 - Esquema de un sistema de transferencia de potencia inductiva*

En este estudio, se comparan diferentes redes de compensación resonante utilizadas en sistemas de IPT con el objetivo de evaluar su eficiencia y efectividad. Los resultados obtenidos ofrecen información valiosa para mejorar la eficiencia de los sistemas de transferencia de energía inductiva, brindando pautas claras sobre la selección y aplicación de técnicas específicas.

Este estudio se encuentra intrínsecamente relacionado con varios Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS), específicamente:

- **ODS 07: Energía Asequible y no Contaminante**

La investigación aborda la transferencia de energía inductiva, una tecnología que tiene el potencial de contribuir significativamente al ODS 07 al mejorar la eficiencia en la transmisión de energía eléctrica de manera inalámbrica. Al optimizar la eficiencia de los sistemas de transferencia de energía inductiva, se trabaja hacia la provisión de energía asequible y sostenible, reduciendo la dependencia de fuentes contaminantes y promoviendo prácticas energéticas más limpias.

- **ODS 09: Industria, Innovación e Infraestructura**

El estudio también está alineado con el ODS 09, ya que se centra en la innovación y mejora de la infraestructura, particularmente en el ámbito de la transferencia de energía inductiva. Al buscar soluciones para optimizar la eficiencia de estos sistemas, se promueve la innovación en tecnologías sostenibles y se contribuye al desarrollo de infraestructuras más eficientes desde el punto de vista energético. Esto puede tener un impacto positivo en diversas industrias que dependen de sistemas de energía eficientes y sostenibles.

- **ODS 11: Ciudades y Comunidades Sostenibles**

La implementación de sistemas eficientes de transferencia de energía inductiva puede tener un impacto positivo en la sostenibilidad de las ciudades y comunidades. Al reducir la necesidad de cables y mejorar la eficiencia en la transmisión de energía, se pueden lograr soluciones más limpias y eficientes para las comunidades urbanas, contribuyendo así a un desarrollo más sostenible y a la creación de entornos urbanos inteligentes.

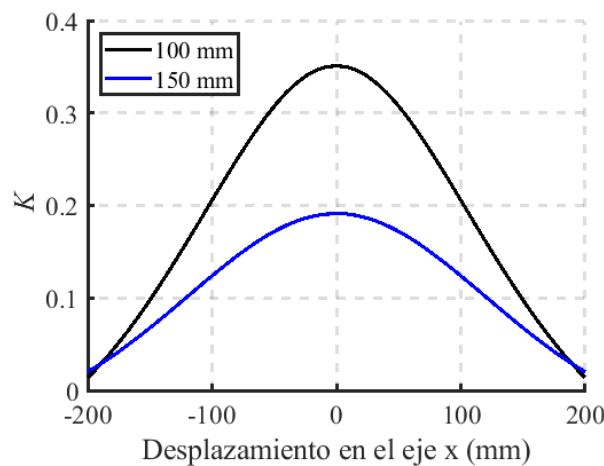
## 1.2 Estado del arte

Los sistemas IPT han emergido como una tecnología prometedora para la transmisión de energía eléctrica. Este enfoque ofrece ventajas significativas, como la eliminación de cables físicos. Se basa en el principio de inducción electromagnética, donde la energía se transmite de un dispositivo emisor a uno receptor a través de campos magnéticos variables.

Como se muestra en la **Figura 1**, un sistema de transferencia de energía inductiva comprende una fuente de voltaje de corriente continua (DC) que alimenta una etapa inversora. Esta etapa, configurada como un puente completo, aplica una forma de onda cuadrada de elevada frecuencia a la red de compensación resonante y a la bobina emisora. La red de compensación, posiblemente conformada por un condensador y una bobina, junto con la bobina emisora, actúan como un filtro para la tensión, dando lugar a una forma de onda de corriente aproximadamente senoidal que circula por la bobina emisora. Esta configuración genera un campo magnético variable capaz de excitar la bobina receptora, induciendo una corriente en esta última. Posteriormente, la corriente senoidal resultante se rectifica mediante un puente de diodos.

El TFM se enfoca en los sistemas IPT utilizados específicamente en cargadores de baterías para vehículos eléctricos, estos sistemas están regidos por la normativa SAE J2954, la cual establece un conjunto de estándares y directrices que abarcan desde las dimensiones físicas del sistema hasta los rangos de potencia y otros criterios relevantes para asegurar su eficacia y seguridad en el entorno operativo. La normativa SAE J2954 desempeña un papel esencial en la estandarización de los sistemas IPT en esta aplicación específica, facilitando así la adopción generalizada y la integración exitosa de estas tecnologías en el mercado de vehículos eléctricos. Su cumplimiento garantiza la calidad y confiabilidad de los sistemas de carga inalámbrica para vehículos eléctricos [2].

El factor de acoplamiento magnético es una medida que indica la eficiencia con la que la energía se transfiere entre dos bobinas acopladas magnéticamente en un sistema electromagnético. Un alto factor de acoplamiento indica una transferencia eficiente de energía, mientras que uno bajo conduce a pérdidas de potencia y circulación de corrientes ineficientes. Esto requiere el uso de redes de compensación para optimizar la transferencia de energía y minimizar las pérdidas. El factor de acoplamiento entre bobinas está intrínsecamente relacionado con la distancia entre estas de tal forma que se obtiene un mayor factor de acoplamiento cuando la distancia de las bobinas es menor y estas se encuentran alineadas (**Figura 2**) [3].



*Figura 2 - Variación del factor de acoplamiento en función del desalineamiento y la distancia entre los bobinados*

Los sistemas IPT con entrehierro constante y la electrónica asociada se estudian ampliamente en la literatura [4], [5]. También son bien conocidos los sistemas IPT con entrehierros variables donde la inductancia mutua varía, pero las autoinductancias son prácticamente constantes [5], [6]. Algunas aplicaciones tienen una amplia variación del entrehierro entre el lado primario y secundario que puede cambiar no sólo la inductancia mutua sino también la autoinductancia. De esta forma, se puede desajustar la sintonía entre transmisor o receptor y su red resonante. Si esto sucede, la frecuencia de resonancia y el punto de funcionamiento del sistema variarán. Puede resolverse utilizando un control de frecuencia que se estudia ampliamente en la literatura. [4], [5], [6], [7].

Las redes de compensación resonantes se han identificado como soluciones para mejorar la eficiencia de la transmisión de energía. Se ha estudiado la implementación de circuitos resonantes para contrarrestar pérdidas de energía, aumentar el factor de calidad, Q-factor, y mejorar la transferencia de potencia a través de la resonancia magnética [1]. Se han evaluado diferentes topologías de red para optimizar la compensación resonante [8].

Estas redes se basan en añadir condensadores y bobinas en serie o paralelo a los bobinados del sistema tanto en el emisor como en el receptor. En la literatura se pueden encontrar las topologías que se muestran en la **Tabla 1**, pero solo se ha llegado a poner en práctica la configuración serie en el emisor y receptor, también conocida como S-S.

En esta tabla se muestran, además, algunas características propias de cada red de compensación como el comportamiento, ya sea como fuente de tensión y/o de corriente, el valor de los condensadores necesarios para cada caso, la ganancia en tensión o corriente, y el rendimiento inductivo.

Tabla 1 - Comparación de las topologías de redes resonantes [1]

Topología resonante	Comportamiento	Bobina en el primario	Condensador en el primario	Condensador en el secundario	Bobina en el secundario	Salida	Eficiencia
DVT S-S	Fuente de tensión (VS)	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_p (1 - k)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s (1 - k)}$	No utilizado	$v_L = \frac{v_{in}}{n_t}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{2}}{k Q}$
DVT S-N	Fuente de tensión (VS)	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_p (1 - k^2)}$	No utilizado	No utilizado	$v_L = \frac{v_{in}}{n_{c1}}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k^2 Q}$
DVT N-S	Fuente de tensión (VS)	No utilizado	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_s (1 - k^2)}$	No utilizado	$v_L = \frac{v_{in}}{n_{c2}}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k Q}$
S-P	Fuente de tensión (VS)	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_p (1 - k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	No utilizado	$v_L = \frac{v_{in}}{n_{c1}}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k Q}$
S-P+L	Fuente de tensión (VS)	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_p}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	$L_s$	$v_L = \frac{v_{in}}{k n_t}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k Q}$
P-S	Fuente de tensión (VS)	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_p}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s (1 - k^2)}$	No utilizado	$v_L = \frac{v_{in}}{n_{c2}}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k Q}$
L+P-S	Fuente de tensión (VS)	$L_p$	$\frac{1}{\omega^2 L_p}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	No utilizado	$v_L = \frac{v_{in} k}{n_t}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k Q}$
S-S	Fuente de corriente (CS)	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_p}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	No utilizado	$i_L = \frac{v_{in}}{\omega k L_s n_t}$	$\eta = 1 - \frac{2}{k Q}$
L+P-P	Fuente de corriente (CS)	$L_p (1 - k^2)$	$\frac{1}{\omega^2 L_p (1 - k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	No utilizado	$i_L = \frac{v_{in} k^2}{\omega (1 - k^2) L_s n_{c1}}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k Q \sqrt{1 - k^2}}$
P-P+L	Fuente de corriente (CS)	No utilizado	$\frac{1}{\omega^2 L_p}$	$\frac{1}{\omega L_s (1 - k^2)}$	$L_s (1 - k^2)$	$i_L = \frac{v_{in}}{\omega (1 - k^2) L_s n_{c2}}$	$\eta = 1 - \frac{2 \sqrt{k^2 + 1}}{k Q \sqrt{1 - k^2}}$

## 1.3 Objetivos y tareas

El propósito fundamental de esta investigación es comparar algunas de las redes resonantes entre las mostradas en la **Tabla 1**. En concreto se escogen las redes S-S, L+P-S y S-P+L debido a que la primera equivale a una fuente de corriente y las segundas a fuentes de tensión. Además, los condensadores involucrados no dependen del factor de acoplamiento, lo cual es ventajoso en sistemas con alta variación de acoplamiento. Para hacer esta comparativa se lleva a cabo un análisis detallado de las redes y se realiza una implementación práctica. Este sistema será alimentado por una fuente de tensión que puede alcanzar hasta 300 V y 40 A. De forma más concreta para alcanzar este objetivo principal, se llevarán a cabo las siguientes tareas:

- Análisis de las diversas redes de compensación resonante disponibles, evaluando sus características individuales. El enfoque estará en la selección de aquellas que mejor se adapten y optimicen el rendimiento del sistema final, considerando sus propiedades y comportamientos específicos.
- Diseño y simulación de diversas redes de compensación resonante. Buscando optimizar la transferencia de energía y minimizar las pérdidas, teniendo en cuenta la potencia del sistema y las condiciones de operación.
- Implementación práctica de los diseños en un entorno controlado. Construcción y prueba de prototipos para evaluar su desempeño real en condiciones similares a las del sistema final.
- Optimización de las redes de compensación con el objetivo de maximizar la eficiencia en la transferencia de potencia.

## 2 Análisis de las diferentes redes de compensación resonante

Considerando el esquema de la **Figura 1** como punto de partida, se han realizado varias simplificaciones. En el análisis del circuito, se adopta una aproximación de primer armónico. Este enfoque proporciona una simplificación útil para el análisis, permitiendo considerar las componentes fundamentales de la señal de forma más eficiente (**Figura 3**). En este contexto, resulta razonable sustituir la fuente de voltaje de corriente continua (DC) más la etapa del inversor por una fuente de voltaje de corriente alterna (CA). Esta simplificación facilita el estudio al reducir la complejidad del análisis a través de la representación más manejable de la señal de CA en comparación con la onda cuadrada generada por el inversor. En el lado del receptor, el rectificador y la carga se reemplazan por una resistencia equivalente. La elección entre modelar el circuito como fuente de corriente o voltaje determina el valor de esta resistencia. Este enfoque no solo simplifica el circuito, sino que también permite comprender cómo el comportamiento del circuito influye en la resistencia equivalente y, por ende, en la respuesta general del sistema. [9]

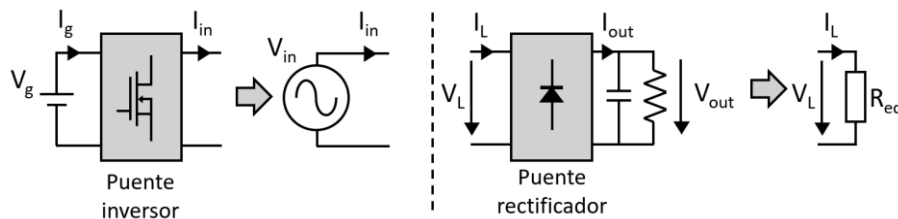


Figura 3 - Simplificaciones para el circuito IPT

A la hora de analizar estos sistemas resulta de utilidad contar con un circuito equivalente del acoplamiento inductivo. Para proponer un circuito equivalente se utilizan dos modelos, el modelo T y el modelo en voladizo. Estos modelos permiten visualizar las resonancias de manera más clara desde una perspectiva de circuito eléctrico. Se describe el modelo T como una combinación de resistencia e inductancia de fuga en el lado primario y secundario, con un transformador ideal (**Figura 4**). El modelo en voladizo se basa en combinaciones de resistencia, inductancia propia y mutua, y resistencia del lado secundario, también con un transformador ideal (**Figura 5**). [1]

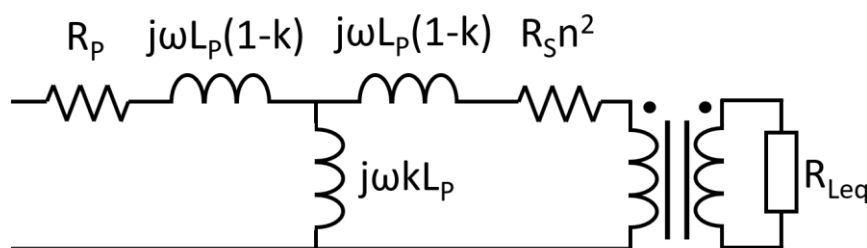


Figura 4 - Esquema del modelo T



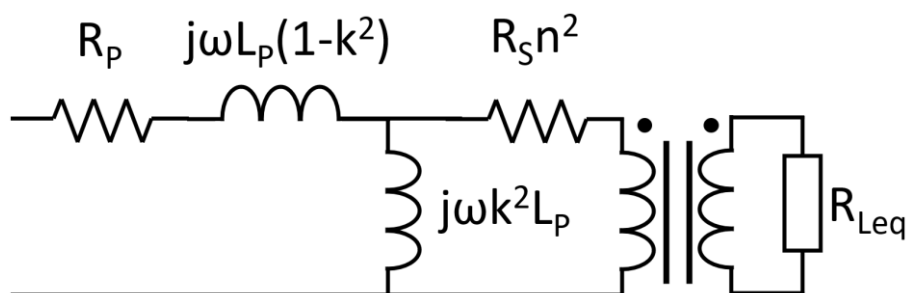


Figura 5 - Esquema del modelo en voladizo

Las resistencias  $R_p$  y  $R_s$  son las resistencias de CA de las bobinas del IPT debido a las pérdidas del devanado. Estas tienen un valor del orden de miliohmios por lo que se puede despreciar su influencia en el sistema.

En la teoría de circuitos eléctricos, el girador es un componente que permite convertir bidireccionalmente entre tensión y corriente, actuando como un transformador ideal. Se basa en la combinación de bobinas y condensadores, siendo esta interacción posible entre la red de compensación resonante y la bobina (**Figura 6**). Esto permite una representación versátil de transformaciones eléctricas eficientes, ofreciendo oportunidades para el diseño eficiente de circuitos y la optimización de sistemas de transferencia de energía. [1] Los giradores se utilizan para facilitar el análisis de las redes de compensación de los sistemas IPT utilizando los esquemas en T o en voladizo del acoplador magnético.

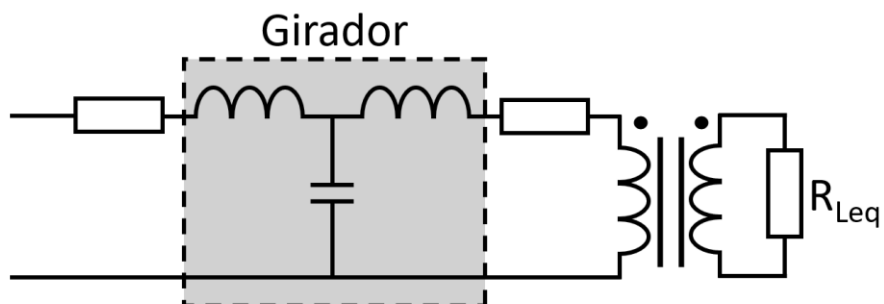


Figura 6 - Formación de un girador con los elementos de una red de compensación resonante

## 2.1 Topologías resonantes serie-serie (S-S)

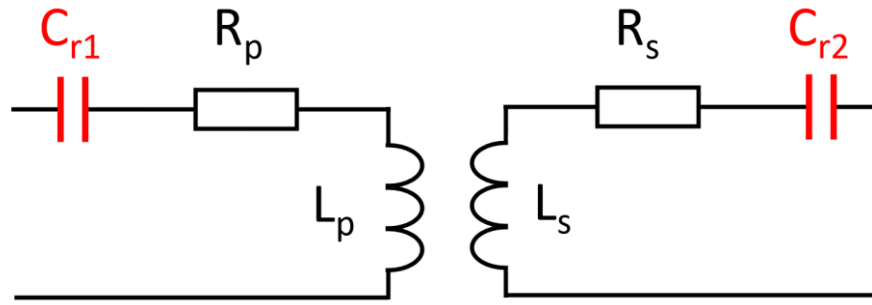


Figura 7 - Esquema de la topología S-S

En esta topología se colocan condensadores resonantes en serie con los bobinados primario y secundario, como se muestra en la **Figura 7**. En contraste con la topología DVT S-S, en la S-S los condensadores se ajustan específicamente para resonar con la autoinductancia de los bobinados, lo que permite un control más preciso de la corriente de salida y una mayor eficiencia en la transferencia de energía.

Para lograr esta resonancia, es necesario calcular los valores de los condensadores en función de la frecuencia de conmutación del sistema. Durante la operación en resonancia, los condensadores resuenan con las autoinductancias de los bobinados, lo que resulta en una fuente de corriente constante independiente de la potencia demandada. Las autoinductancias, junto con los condensadores, se comportan como un cortocircuito en la frecuencia de resonancia, facilitando un flujo de corriente estable.

Una vez introducidas las inductancias de fugas y la inductancia mutua se obtiene un circuito en forma de T que puede reformularse mediante un girador como se muestra en la **Figura 8**. En este circuito, la corriente de salida se determina principalmente por la ganancia directa del girador,  $G$ , y el voltaje de entrada. Debido a la ecuación del girador, se deduce que la corriente de salida depende de la frecuencia, el factor de acoplamiento y el valor de la inductancia. Debido a que el voltaje de entrada, el valor de la inductancia y el factor de acoplamiento son constantes, se muestra que el comportamiento de la topología es semejante al de una fuente de corriente. El circuito equivalente se muestra en la **Figura 8**.

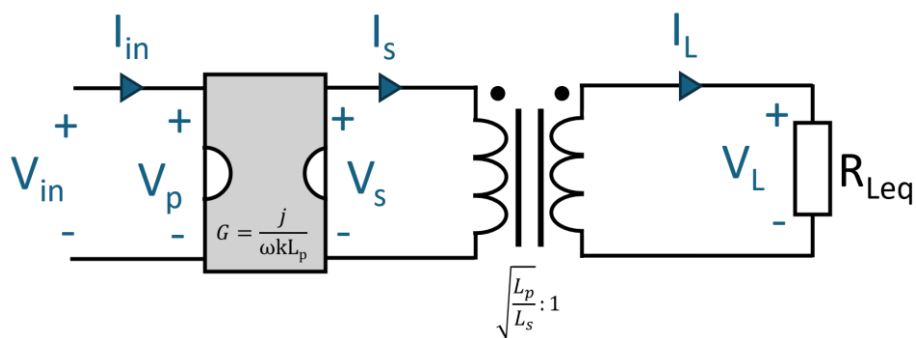


Figura 8 - Circuito simplificado de la topología S-S

## 2.2 Topología resonante S-P+L

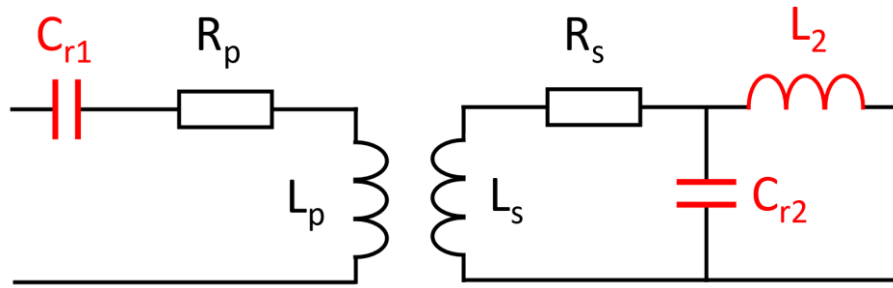


Figura 9 - Esquema de la topología S-P+L

Esta topología se presenta como una configuración que combina elementos serie-paralelo junto con la inclusión de una bobina adicional, como se observa en la **Figura 9**. En esta disposición, un condensador resonante se conecta en serie con el bobinado primario, mientras que otro condensador se dispone en paralelo con el bobinado secundario. Además, se añade una bobina en serie con el bobinado secundario. Esta estructura permite mantener una fuente de tensión constante, independientemente de la carga o la potencia demandada.

Esta topología tiene la capacidad para eliminar la dependencia, a la hora de diseñar los condensadores, respecto al factor de acoplamiento entre los bobinados. Esto proporciona una mayor flexibilidad en el diseño y optimización del sistema, facilitando su adaptación a diferentes requisitos y condiciones de operación.

El funcionamiento de la topología S-P+L se asemeja al de la topología resonante S-P, donde la presencia de la bobina adicional en la salida no afecta de manera significativa al comportamiento general del sistema. A la frecuencia de resonancia, la inductancia del primario junto con el condensador serie actúan como un cortocircuito, lo que contribuye a la estabilidad del flujo de corriente. El circuito resultante se puede representar con una combinación de dos giradores, donde la corriente de salida está determinada principalmente por la ganancia directa de estos giradores,  $G_1$  y  $G_2$ , y el voltaje de entrada correspondiente. El circuito resultante se muestra en la **Figura 10**.

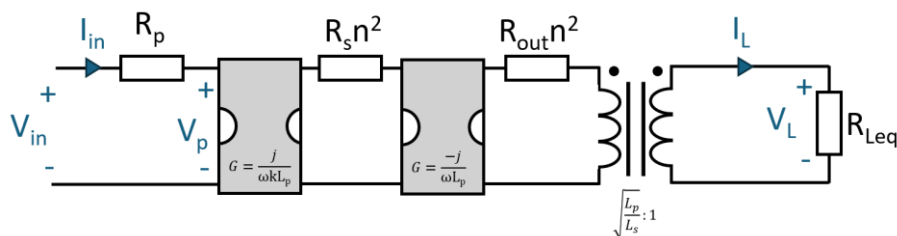


Figura 10 - Circuito simplificado de la topología S-P+L

## 2.3 Topología resonante L+P-S

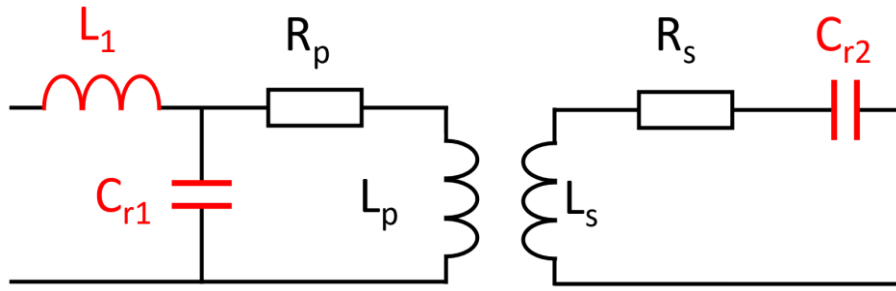


Figura 11 - Esquema de la topología L+P-S

Es una topología basada en una red resonante bobina+paralelo-serie que consta de un condensador resonante instalado en serie con el bobinado secundario, otro en paralelo con el bobinado primario y una bobina en serie con al bobinado primario (**Figura 11**).

Este diseño permite lograr una fuente de tensión constante, independientemente de la carga o la potencia demandada, de manera similar a la topología resonante P-S. La inclusión de la bobina en la entrada no altera significativamente el comportamiento de la topología, lo que proporciona una mayor estabilidad y eficiencia en la transferencia de energía. Esta topología permite el diseño de los condensadores sin la influencia del factor de acoplamiento entre los bobinados, lo que facilita su implementación y ajuste en diferentes aplicaciones y condiciones de operación.

A la frecuencia de resonancia, la inductancia del secundario junto con el condensador serie actúan como un cortocircuito, lo que contribuye a mantener un flujo de corriente estable. El circuito resultante se puede representar con una combinación de dos giradores, donde la corriente de salida está determinada principalmente por la ganancia directa de estos giradores, G1 y G2, y el voltaje de entrada correspondiente. La **Figura 12** muestra el circuito resultante en resonancia.

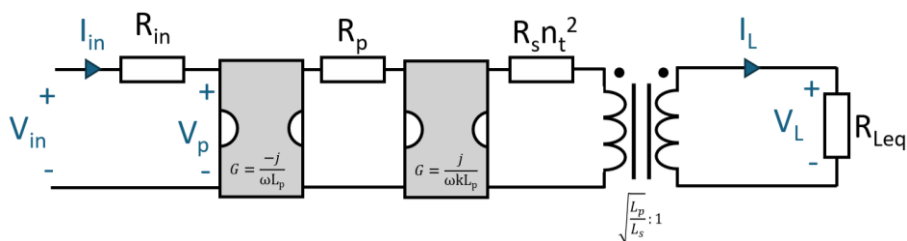


Figura 12 - Circuito simplificado de la topología L+P-S

### 3 Simulación del sistema IPT por elementos finitos

Para hacer una simulación electrónica de los circuitos de interés se requiere conocer los parámetros de las bobinas del acoplador. Para ello se ha optado por utilizar el software COMSOL, el cual se basa en elementos finitos. El método de elementos finitos (MEF) es una técnica numérica utilizada para modelar el comportamiento de sistemas complejos dividiendo el dominio en elementos más pequeños y resolviendo ecuaciones aproximadas sobre ellos. En el contexto de la simulación de bobinas, el MEF permite predecir campos magnéticos, distribuciones de corriente y otras características relevantes para el diseño y la optimización de bobinas para diversas aplicaciones. En este capítulo, exploraremos cómo aplicar el MEF a la simulación de bobinas y análisis de resultados.

La construcción de las bobinas se puede realizar con diferentes materiales y configuraciones, como materiales disponemos del cobre y del aluminio, estos pueden ser cables paralelos con hebras sueltas, cables trenzados o litz, en forma de tubo o de cable unifilar macizo [10]. Escogemos el material y formato en función del área en la que se vaya a implementar para buscar una mayor eficiencia al menor coste posible. El cable litz presenta una menor resistencia, pero el cable unifilar macizo tiene menos resistencia a altas frecuencias (**Figura 13**). [11]

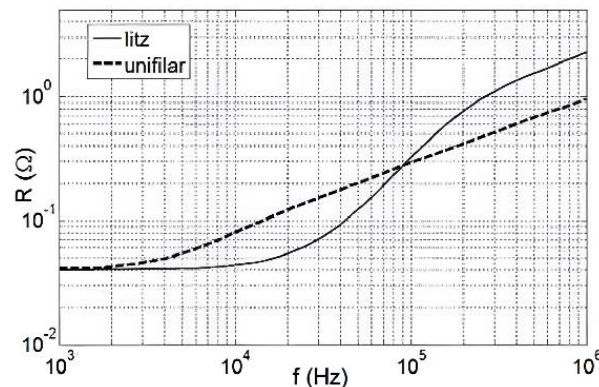


Figura 13 - Comparación de la resistencia del cable unifilar y litz en función de la frecuencia

En el cable unifilar macizo a altas frecuencias presenta efecto skin forzando a la corriente a circular por el perímetro exterior del cable por lo que conviene usar tubos para ahorrar costes en material (**Figura 14**). [12]

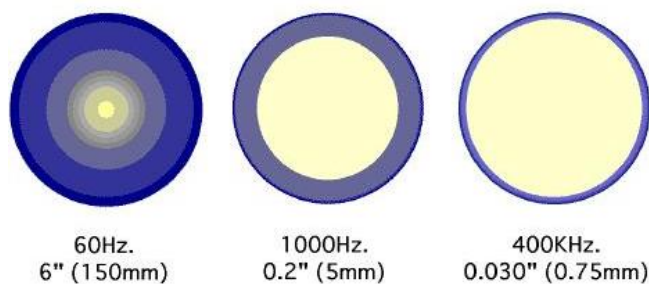
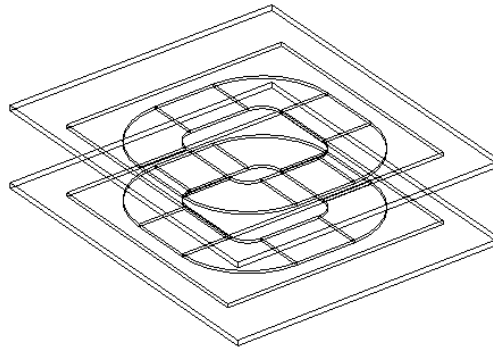


Figura 14 - Comparación de la circulación de la corriente en un conductor en función de la frecuencia

El modelo de simulación se diseña para representar un sistema que incluye dos bobinados, dos placas de ferrita y dos placas de aluminio. Estos componentes se seleccionaron para reflejar las características típicas de un sistema de bobinas en una aplicación IPT. El diseño del modelo comienza con la incorporación de la geometría de los componentes. Se utilizan medidas y dimensiones precisas para definir la forma y la disposición de los bobinados, las placas de ferrita y las placas de aluminio dentro del sistema. En cuanto a los materiales, se asignan propiedades específicas a cada componente para reflejar sus características electromagnéticas. Por ejemplo, se definen las propiedades magnéticas y eléctricas de las bobinas y las propiedades de permeabilidad magnética de las placas de ferrita. **(Figura 15)**



*Figura 15 - Diseño modelado del sistema IPT*

Una vez completado el diseño del modelo en COMSOL, se procede a exportarlo a un archivo de MATLAB para realizar simulaciones con diferentes configuraciones de parámetros. Este archivo se puede modificar para permitir la generación de múltiples simulaciones, variando los parámetros de funcionamiento, posición de los bobinados y frecuencia. Para ello, se han creado las variables definidas en la **Tabla 2**. Estas variables están diseñadas para afectar diferentes partes del modelo, lo que nos permite ajustar y analizar cada aspecto del sistema de bobinas de manera independiente.

*Tabla 2 - Parámetros utilizados para las simulaciones de las bobinas*

	Parámetro	Definición
Sistema	PARAM.frecuencia	Frecuencia a la que funciona el sistema [Hz]
Bobina	PARAM.COIL_ns	Numero de hebras del cable de la bobina
	PARAM.COIL_rs	Radio de una hebra del cable de la bobina [m]
	PARAM.COIL_sigma_cond	Conductividad eléctrica del cable de la bobina [S/m]
Bobinado transmisor (TX)	PARAM.d_x	Desplazamiento en el eje x respecto al bobinado RX [m]
	PARAM.d_y	Desplazamiento en el eje y respecto al bobinado RX [m]
	PARAM.d_z	Desplazamiento en el eje z respecto al bobinado RX [m]
	PARAM.I_TX	Corriente que circula por el bobinado TX [A]
Bobinado receptor (RX)	PARAM.I_RX	Corriente que circula por el bobinado RX [A]

Una vez que tenemos estas variables configuradas, diseñamos una función adicional en MATLAB que permite simular y almacenar resultados de los modelos con diferentes configuraciones de parámetros. Después de que se han generado todos los modelos, se procede a leer los datos generados por las simulaciones. Esto permite obtener resultados detallados para cada configuración de parámetros y realizar un análisis comparativo entre ellos. Finalmente, se representan los datos obtenidos de las simulaciones para cotejarlos con los resultados experimentales y validar la precisión del modelo. Este proceso permite evaluar el impacto de los diferentes parámetros en el rendimiento del sistema de bobinas y tomar decisiones sobre el diseño y la optimización del mismo.

### 3.1 Parámetros de las bobinas

En este apartado, se compara la información obtenida de las simulaciones en COMSOL con datos experimentales de las bobinas medidos con un analizador de impedancias. La precisión del modelo de simulación depende de su capacidad para reflejar el comportamiento real de las bobinas

La **Figura 16** muestra cómo evoluciona la autoinducción de una de las bobinas en función de la distancia vertical entre los bobinados y el alineamiento entre ambos bobinados. Se puede ver como las medidas experimentales, marcadas por puntos, son similares a las obtenidas en las simulaciones, marcadas por las líneas, y como se siguen las tendencias observadas.

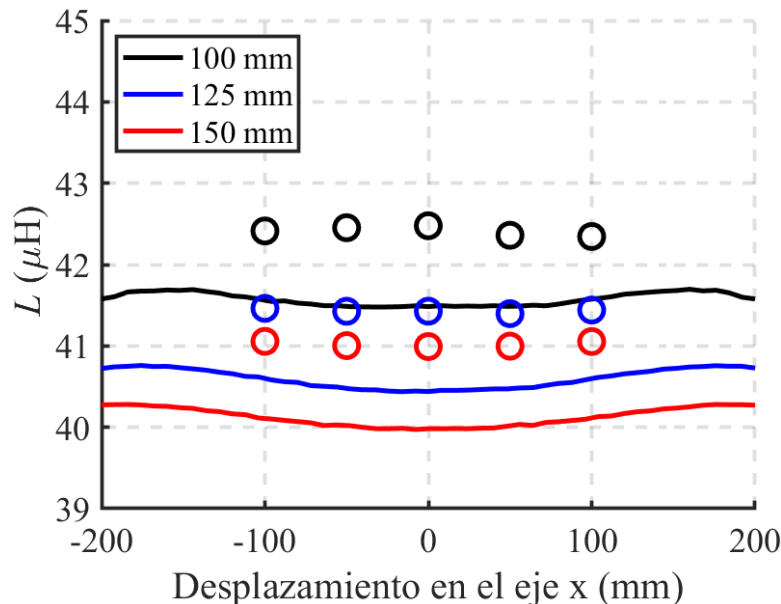


Figura 16 - Variación de la inductancia en función del desplazamiento

La **Figura 17** muestra cómo evoluciona la inductancia mutua entre las bobinas en función de la distancia entre los bobinados y el alineamiento entre ambos bobinados. Se puede ver como las medidas experimentales son similares a las obtenidas en las simulaciones.

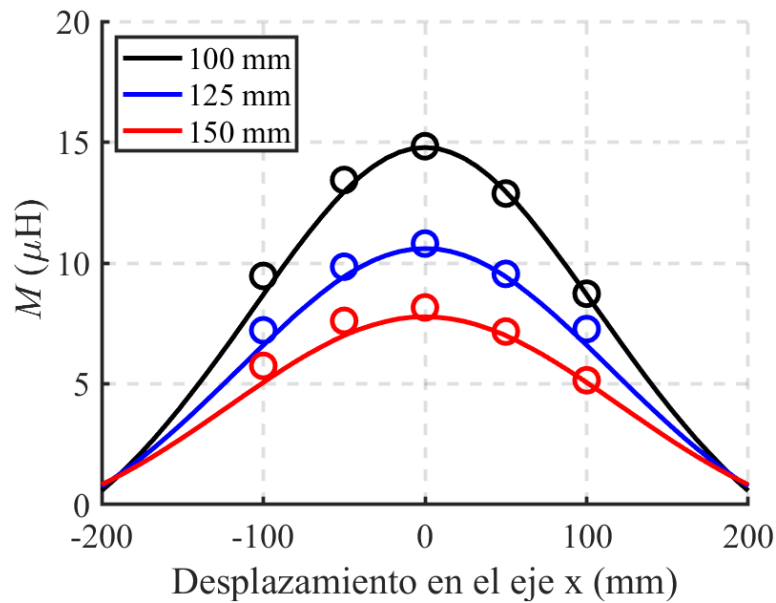


Figura 17 - Variación de la inductancia mutua en función del desplazamiento

La **Figura 18** muestra cómo evoluciona el factor de acoplamiento entre las bobinas en función de la distancia entre los bobinados y el alineamiento entre ambos bobinados. Se puede ver como las medidas experimentales son similares a las obtenidas en las simulaciones.

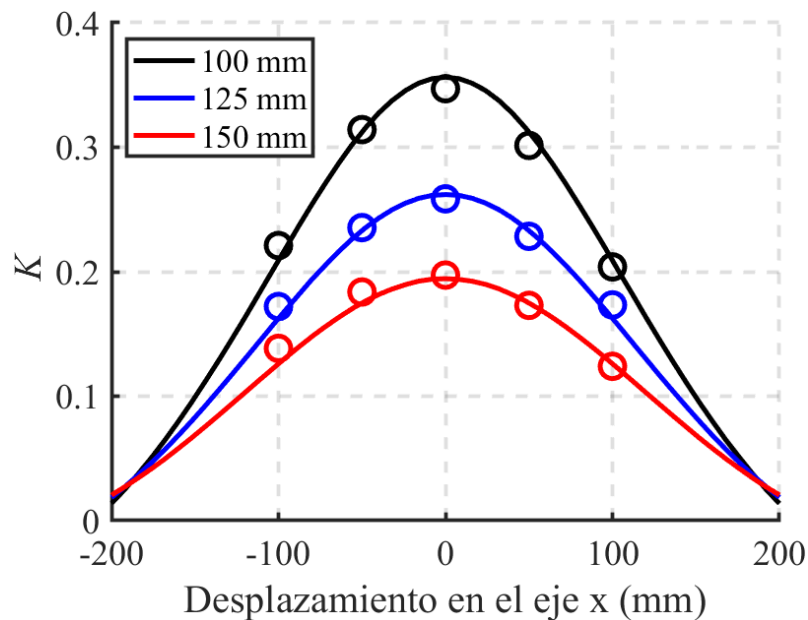
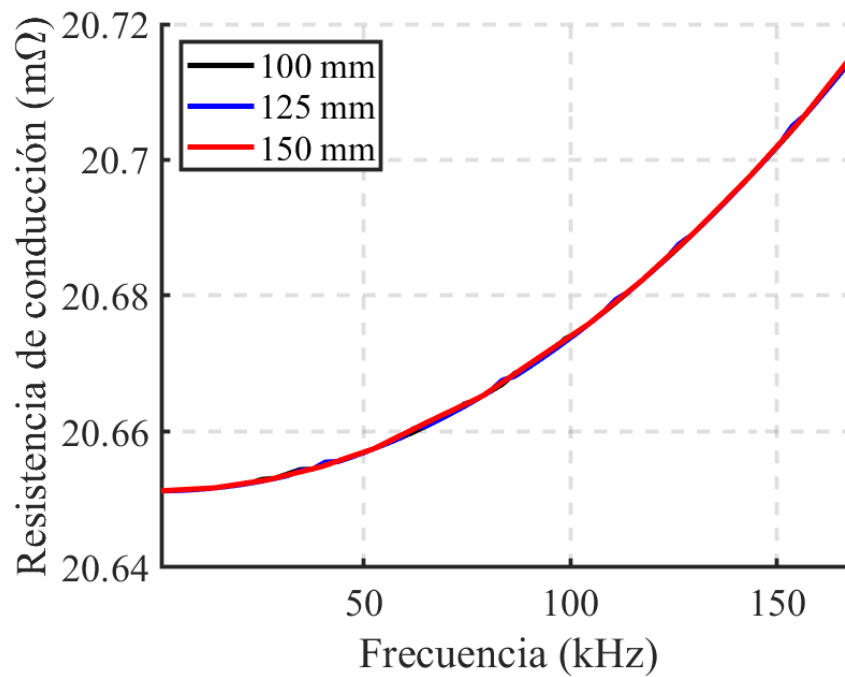


Figura 18 - Variación del factor de acoplamiento en función del desplazamiento



A la vista de estos resultados se puede decir que el modelo de simulación propuesto es una representación precisa y acertada del comportamiento del sistema IPT, evidenciando una concordancia notable entre las mediciones experimentales y las simulaciones realizadas. La capacidad del modelo para prever y reflejar con precisión sus variaciones respalda la confiabilidad del modelo.

Por otro lado, la simulación también permite obtener la resistencia de los bobinados. La **Figura 19** muestra la evolución de la resistencia de conducción promedio por cada vuelta del bobinado en función de la frecuencia de trabajo del sistema.



*Figura 19 - Variación de la resistencia de conducción por vuelta del bobinado*

## 4 Diseño y simulación de las redes de compensación resonante

Se quiere implementar las redes de compensación seleccionadas en un sistema de transferencia de energía inductivo de hasta 12 kW, alimentado por una fuente DC capaz de proporcionar hasta 300 V y 40 A. La frecuencia de trabajo se fija en torno a 85 kHz de acuerdo a la norma SAE J2954.

Para calcular los elementos de las redes de compensación en primer lugar se requiere conocer el valor de las inductancias  $L_p$  y  $L_s$ . En este caso se dispone de un sistema IPT en el que se ha caracterizado el bobinado del primario con una inductancia de 44  $\mu\text{H}$  ( $L_p$ ) y una resistencia de 100 m $\Omega$  ( $R_p$ ). El bobinado del secundario se ha caracterizado con una inductancia de 45  $\mu\text{H}$  ( $L_s$ ) y una resistencia de 103 m $\Omega$  ( $R_s$ ). Los valores de inductancia son similares a los mostrados en la **Figura 16**.

Para realizar las simulaciones de los diferentes sistemas IPT, cumpliendo con los requisitos especificados, se han utilizado el software LTspice implementando los parámetros de la **Tabla 3**.

Tabla 3 - Parámetros para las simulaciones con LTspice

	Topología S-S	Topología S-P+L	Topología L+P-S
Vbus [V]	230	230	300
Pout [kW]	12		
f [kHz]	85		
Duty	0,5		
Csn [pF]	100		
TM [ns]	100		
Trise [ns]	1		
Vigbt_off [V]	0		
Vigbt_on [V]	20		
Rgibt [ $\Omega$ ]	10		
$L_p$ [ $\mu\text{H}$ ]	44		
$L_s$ [ $\mu\text{H}$ ]	45		
L1 [ $\mu\text{H}$ ]	No utilizada	No utilizada	44
L2 [ $\mu\text{H}$ ]	No utilizada	45	No utilizada
M [ $\mu\text{H}$ ]	12,5		
kl	0,4		
$R_p$ [m $\Omega$ ]	25+75		
$R_s$ [m $\Omega$ ]	28+75		
Cr1 [nF]	79,68		
Cr2 [nF]	77,9		
Rload [ $\Omega$ ]	42,2	21,69	0,4185
Cload [ $\mu\text{F}$ ]	2		

Como se ha visto en el apartado **1.2 Estado del arte** la posición y distancia de las bobinas altera el factor de acoplamiento  $k$ . No se puede garantizar que la bobina receptora este en la misma posición y a la misma distancia de la bobina emisora en todas las situaciones de carga. Por ejemplo, en la carga de un vehículo eléctrico el conductor no aparcará el coche en la posición exacta siempre. Por ello se ha optado por no implementar aquellos sistemas en los cuales los componentes de las redes de compensación dependan del factor de acoplamiento, como se ha mencionado en apartados anteriores.

A continuación, se calculan los elementos de las redes de compensación resonantes seleccionadas:

- Topología resonante S-S
- Topología resonante L+P-S
- Topología resonante S-P+L

## 4.1 Topología resonante S-S

Esta es la topología más implementada en la literatura. Por ello este sistema se va a tomar como referencia para comparar su eficiencia con los demás. Las ecuaciones que se emplean se obtienen a partir de la **Tabla 1**.

Primero calculamos los condensadores resonantes para el primario,  $C_{r1}$ , y para el secundario,  $C_{r2}$ . (**Ecuación 1 y 2**)

$$C_{r1} = \frac{1}{\omega^2 L_p} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 10^3)^2 \cdot 44 \cdot 10^{-6}} = 79,68 \text{ nF} \quad (1)$$

$$C_{r2} = \frac{1}{\omega^2 L_s} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 10^3)^2 \cdot 45 \cdot 10^{-6}} = 77,9 \text{ nF} \quad (2)$$

El factor  $Q$  o factor de calidad, está relacionado con la eficiencia de transferencia al contabilizar la energía almacenada en el campo magnético con la energía disipada por pérdidas en el sistema acoplador. Un Factor  $Q$  alto indica una transferencia de energía más eficiente, minimizando las pérdidas y maximizando la eficiencia del sistema IPT. (**Ecuación 3**)

$$Q = \sqrt{Q_p \cdot Q_s} = \sqrt{\frac{\omega \cdot L_p}{R_p} \cdot \frac{\omega \cdot L_s}{R_s}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 10^3 \cdot 44 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 10^3 \cdot 45 \cdot 10^{-6}}{103 \cdot 10^{-3}}} = 234,16 \quad (3)$$

Con los cálculos anteriores se puede calcular el rendimiento teórico del sistema. (**Ecuación 4**)

$$\eta = 1 - \frac{2}{k Q} = 1 - \frac{2}{0,35 \cdot 234,16} = 97,56\% \quad (4)$$

En la **Figura 20** se puede ver el diseño implementado en LTspice para poder realizar las simulaciones en los siguientes apartados.

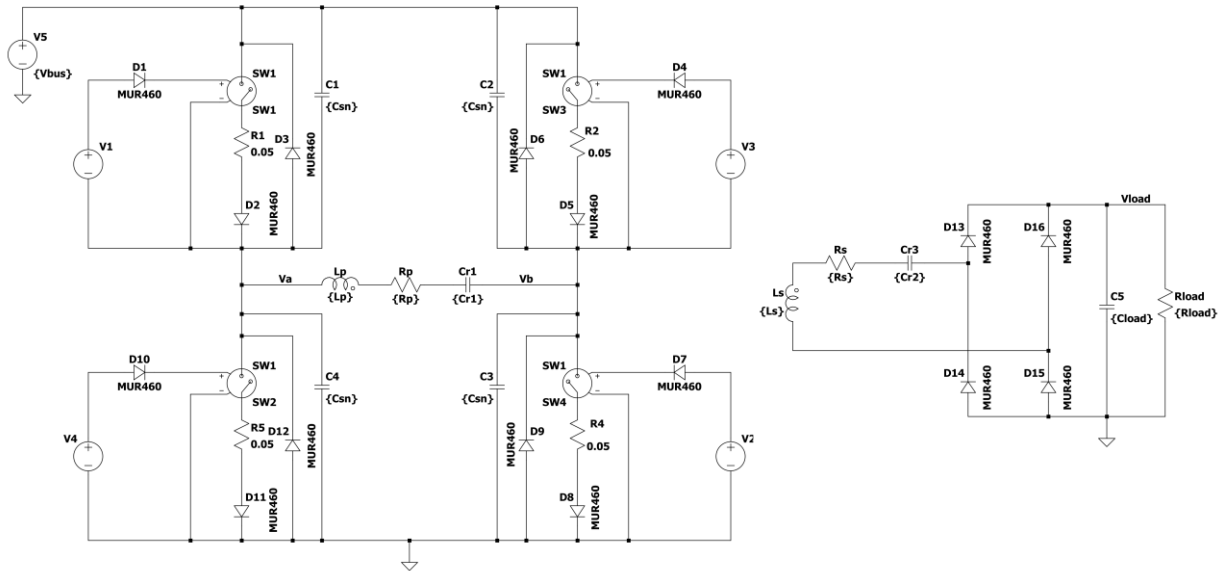


Figura 20 - Diseño de la topología resonante S-S para LTspice

#### 4.1.1 Simulación de la topología resonante S-S

En la **Figura 21** se puede ver como al hacer la una simulación una vez alcanzada el estado permanente, de 1 a 1,1 ms, se consigue una potencia media en la salida de 12 kW con una potencia pico de 12,27 kW. Para conseguir esta potencia se necesita una alimentación de 230 V y una resistencia de carga ( $R_{load}$ ) de 42,2  $\Omega$ .

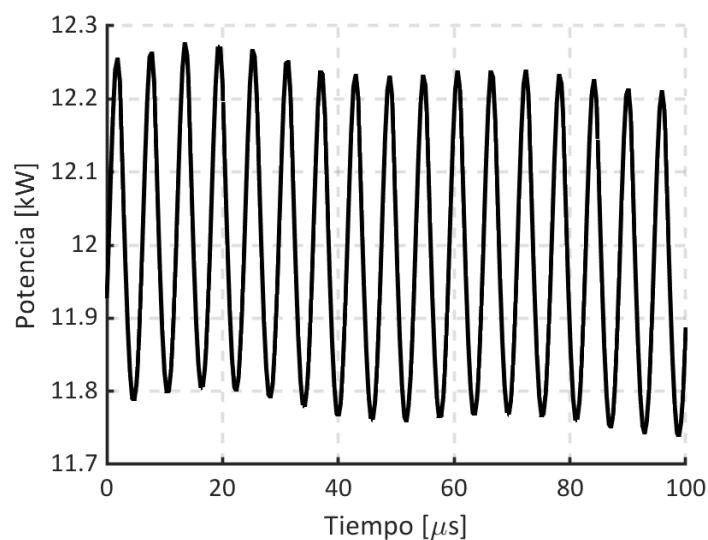


Figura 21 - Simulación en permanente para la topología resonante S-S

Si comprobamos la respuesta del sistema hasta alcanzar el estado permanente, en la **Figura 26** se puede ver que alcanzamos el estado permanente entre los 500 y los 600  $\mu\text{s}$ .

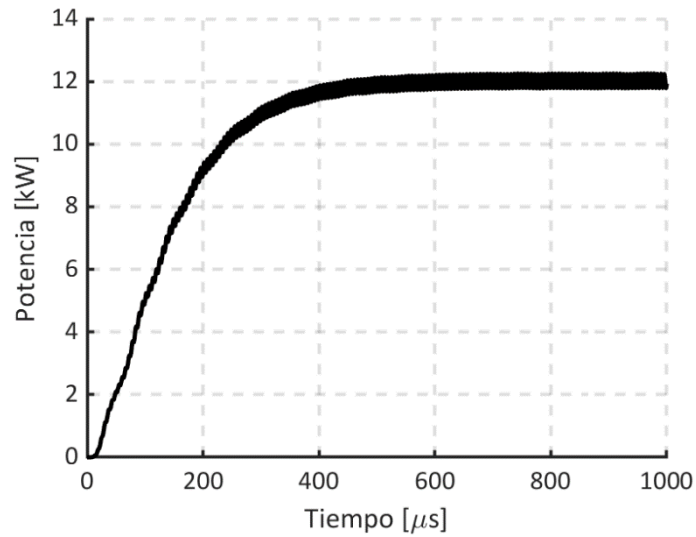


Figura 22 - Simulación de la respuesta para la topología resonante S-S

## 4.2 Topología resonante S-P+L

Esta topología se puede ver como un convertidor elevador (boost) ya que según la **Tabla 1** la tensión de salida se puede calcular en base a la tensión de entrada, el factor de acoplamiento y la relación de vueltas del transformador. En este sistema el emisor y el receptor tienen el mismo número de vueltas por lo que  $n$  es 1. Además, como se ha visto en el apartado **1.2 Estado del arte** el factor de acoplamiento es inferior a 1. Con esto se consigue que la tensión en la salida siempre será superior a la de la entrada. Las ecuaciones que se emplean se obtienen a partir de la **Tabla 1**.

Los condensadores resonantes son los mismos que se obtuvieron en la **Ecuación 1 y 2**, es decir  $C_{r1}=79,68 \text{ nF}$  y  $C_{r2}=77,9 \text{ nF}$ .

A continuación, se calcula la inductancia de la bobina que se añade en el primario. (**Ecuación 5**)

$$L_2 = L_s = 45 \mu\text{H} \quad (5)$$

El factor de calidad del sistema es igual al del caso anterior que se calculaba mediante la **Ecuación 3**, es decir  $Q = 234,16$ .

Con los cálculos anteriores se puede calcular el rendimiento teórico del sistema. (**Ecuación 6**)

$$\eta = 1 - \frac{2\sqrt{k^2+1}}{kQ} = 1 - \frac{2\sqrt{0,35^2+1}}{0,35 \cdot 21,64} = 97,41\% \quad (6)$$

En la **Figura 23** se puede ver el diseño implementado en LTspice para poder realizar las simulaciones en los siguientes apartados.

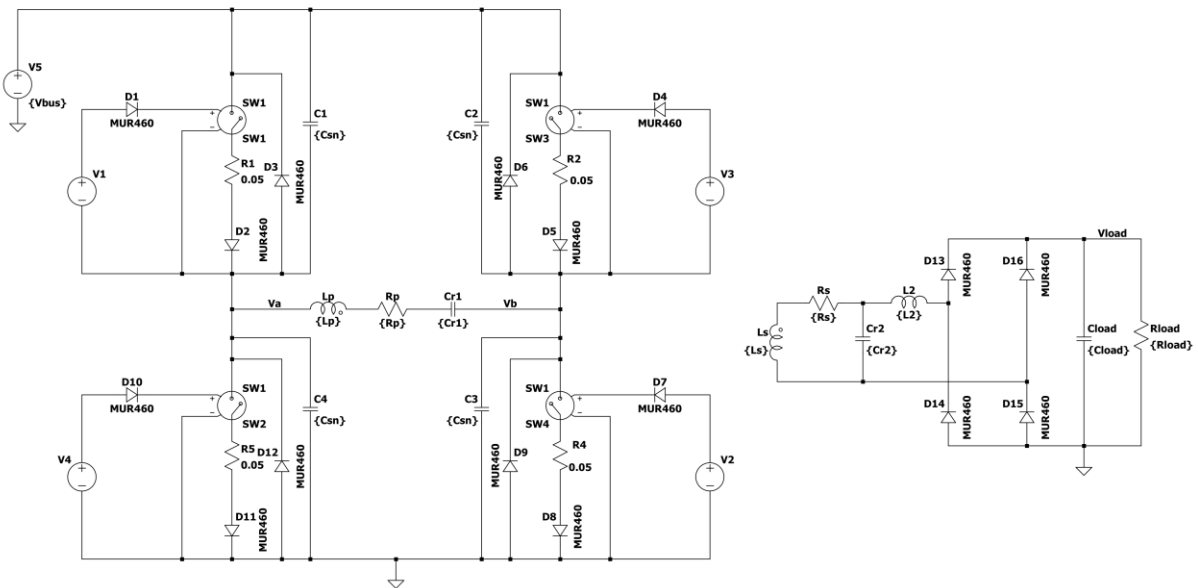


Figura 23 - Diseño de la topología resonante S-P+L para LTspice

#### 4.2.1 Simulación de la topología resonante S-P+L

En la **Figura 24** se puede ver como al hacer la una simulación una vez alcanzada el estado permanente, de 1 a 1,1 ms, se consigue una potencia media en la salida de 12 kW con una potencia pico de 12,43 kW. Para conseguir esta potencia se necesita una alimentación de 230 V y una resistencia de carga ( $R_{load}$ ) de 21,69  $\Omega$ .

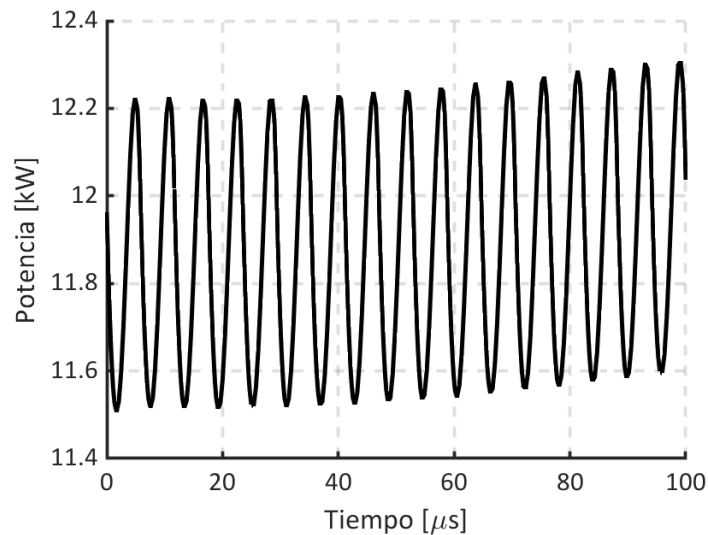


Figura 24 - Simulación en permanente para la topología resonante S-P+L

Si comprobamos la respuesta del sistema hasta alcanzar el estado permanente, en la **Figura 25** se puede ver que alcanzamos el estado permanente entre los 500 y los 600  $\mu\text{s}$ . Se puede ver como durante el transitorio se puede alcanzar una sobre oscilación que llega a los 16 kW.

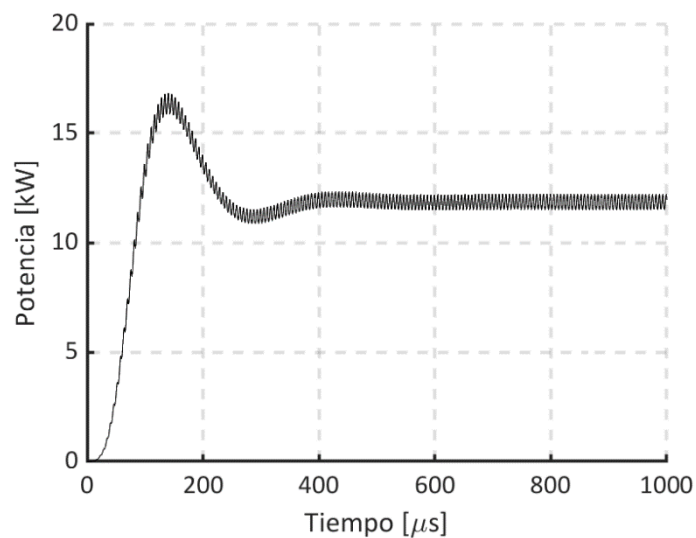


Figura 25 - Simulación de la respuesta para la topología resonante S-P+L

### 4.3 Topología resonante L+P-S

Esta topología se puede ver como un convertidor reductor (buck) ya que según la **Tabla 1** la tensión de salida se puede calcular en base a la tensión de entrada, el factor de acoplamiento y la relación de vueltas del transformador. En este sistema el emisor y el receptor tienen el mismo número de vueltas por lo que  $n$  es 1. Además, como se ha visto en el apartado **1.2 Estado del arte** el factor de acoplamiento es inferior a 1. Con esto se consigue que la tensión en la salida siempre será inferior a la de la entrada. Las ecuaciones que se emplean se obtienen a partir de la **Tabla 1**.

Los condensadores resonantes son los mismos que se obtuvieron en la **Ecuación 1 y 2**, es decir  $C_{r1}=79,68 \text{ nF}$  y  $C_{r2}=77,9 \text{ nF}$ .

A continuación, se calcula la inductancia de la bobina que se añade en el primario. (**Ecuación 7**)

$$L_1 = L_p = 44 \mu\text{H} \quad (7)$$

El factor de calidad del sistema es igual al del caso anterior que se calculaba mediante la **Ecuación 3**, es decir  $Q = 234,16$ .

Con los cálculos anteriores se puede calcular el rendimiento teórico del sistema. (**Ecuación 8**)

$$\eta = 1 - \frac{2\sqrt{k^2+1}}{kQ} = 1 - \frac{2\sqrt{0,35^2+1}}{0,35 \cdot 21,64} = 97,41\% \quad (8)$$

En la **Figura 26** se puede ver el diseño implementado en LTspice para poder realizar las simulaciones en los siguientes apartados.

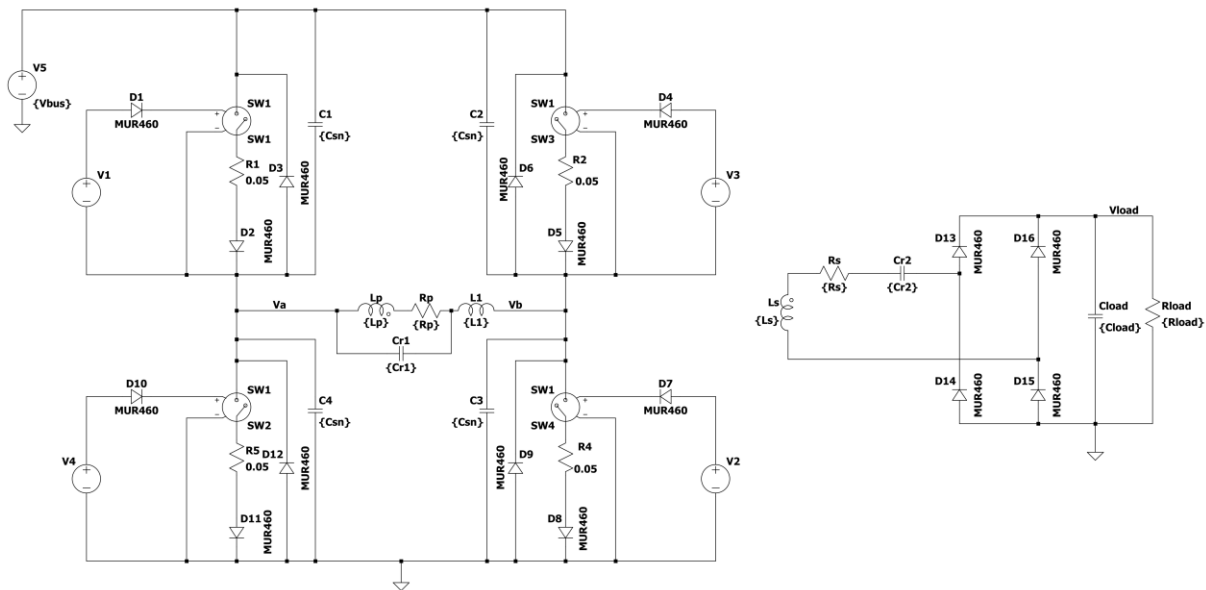


Figura 26 - Diseño de la topología resonante L+P-S para LTspice

### 4.3.1 Simulación de la topología resonante L+P-S

En la **Figura 27** se puede ver como al hacer la una simulación una vez alcanzada el estado permanente, de 1 a 1,1 ms, se consigue una potencia media en la salida de 12 kW con una potencia pico de 22,36 kW, este rizado es demasiado elevado. Para conseguir esta potencia se necesita una alimentación de 300 V y una resistencia de carga ( $R_{load}$ ) de 418,5 mΩ. Esta resistencia es muy pequeña de un orden cercano a la resistencia de los bobinados, prácticamente está en régimen de cortocircuito.



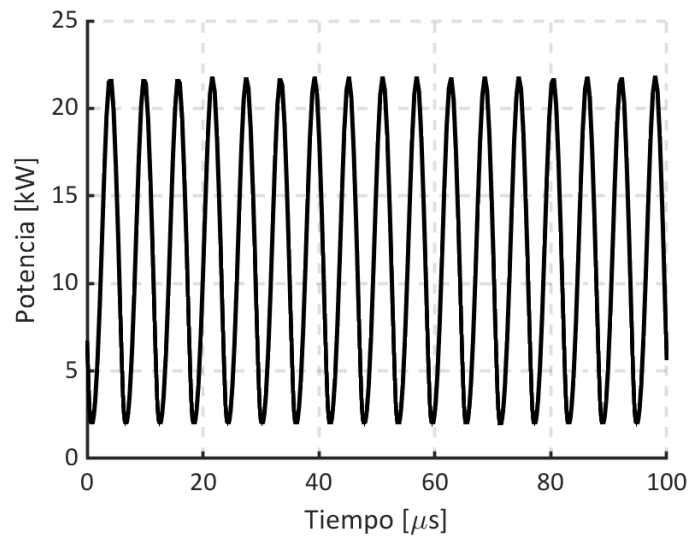


Figura 27 - Simulación en permanente para la topología resonante L+P-S

Si comprobamos la respuesta del sistema hasta alcanzar el estado permanente, en la **Figura 28** se puede ver que alcanzamos el estado permanente entre los 800 y los 900  $\mu\text{s}$ .

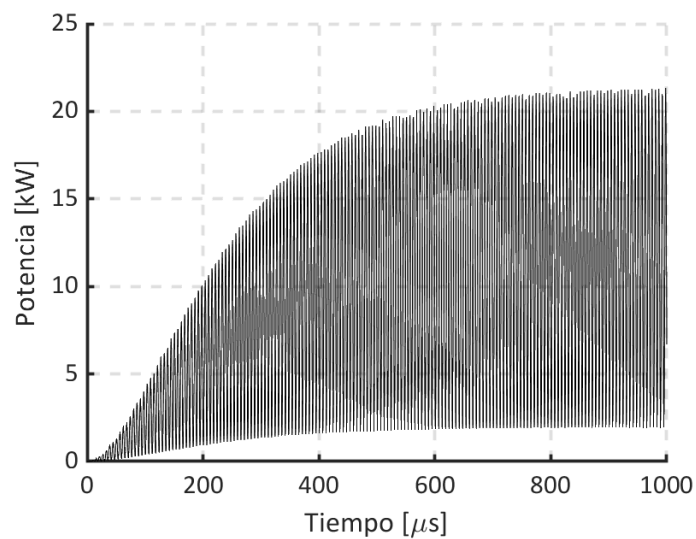


Figura 28 - Simulación de la respuesta para la topología resonante L+P-S

Se va a descartar la implementación de este sistema debido a su comportamiento y su elevado rizado en la potencia de salida.

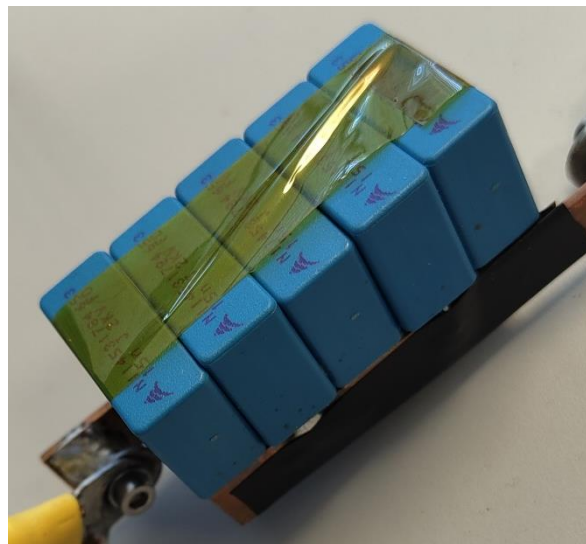
## 5 Implementación práctica de los diseños

Esta sección detalla el proceso de diseño y montaje de los componentes en el sistema para llevar a cabo mediciones experimentales. Se ha realizado un análisis detallado, considerando especificaciones técnicas y la disposición espacial eficiente de los elementos. Este enfoque proporciona un entorno experimental robusto, facilitando la toma de medidas precisas y asegurando resultados confiables para su posterior análisis.

### 5.1 Topología resonante S-S

En la configuración mencionada en la sección **4.1 Topología resonante S-S**, es necesario implementar dos condensadores en serie. Los valores específicos requeridos son 79,68 y 77,9 nF, sin embargo, estos valores no se encuentran normalizados comercialmente. Para superar esta limitación, se ha tomado la decisión de utilizar cinco condensadores de 15 nF conectados en paralelo, logrando así obtener un único condensador teórico de 75 nF. Además, el paralelo favorece el reparto de corriente entre condensadores. Tras realizar mediciones precisas con un medidor LCR, se ha confirmado que la capacidad resultante es de 74,67 nF para uno de los condensadores y de 74,96 nF para el otro. **(Figura 29)**

Es relevante destacar que estos condensadores presentan la ventaja de ser capaces de resistir hasta 2 kV, lo que garantiza la seguridad y previene cualquier riesgo de daño durante las pruebas en el sistema.



*Figura 29 - Condensador diseñados para el sistema resonante*

## 5.2 Topología resonante S-P+L

En la sección 4.2, se utiliza la **Topología resonante S-P+L** incorporando los condensadores diseñados previamente para la configuración S-S. Además, se necesita implementar una bobina de 44  $\mu\text{H}$ , y por ello se ha diseñado y fabricado una bobina específica con 43  $\mu\text{H}$  de inductancia para cumplir con los requisitos del sistema.

### 5.2.1 Diseño de la bobina adicional

Para diseñar la bobina hay que conocer la corriente que circula en permanente por esta. Como se ven en la **Figura 30** la corriente RMS ( $I_{\text{RMS}}$ ) en el permanente por la bobina es de 26,25 A, también se aprecia una corriente pico ( $\hat{i}$ ) de 38,64 A.

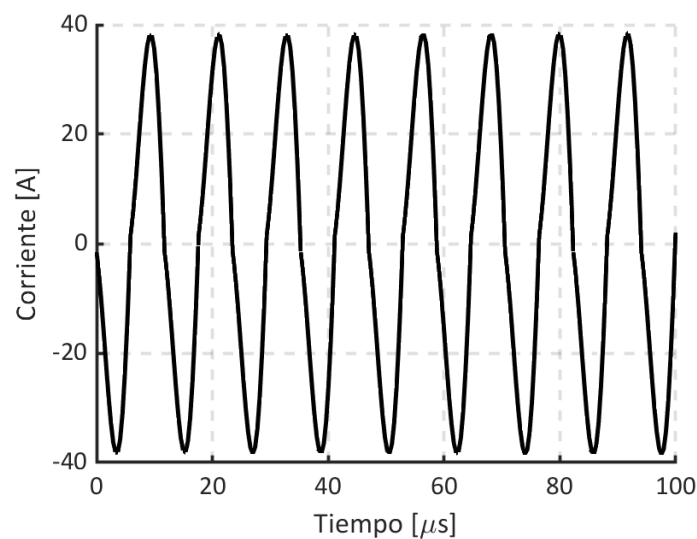


Figura 30 - Simulación de la corriente por la bobina adicional para la topología resonante S-P+L

Se quiere utilizar un núcleo de ferrita por lo que se establece un flujo magnético de saturación ( $B_{\text{sat}}$ ) de 0,3 T. Con este se puede determinar el  $B_{\text{ac max}}$ , que se calcula con el  $B_{\text{sat}}$  en función de la frecuencia de trabajo. Para una frecuencia inferior a 100 kHz se considera que  $B_{\text{ac max}}$  es el 40 % de la  $B_{\text{sat}}$  para no penalizar las pérdidas (**Ecuación 9**).

$$B_{\text{ac max}} = 0,4 \cdot B_{\text{sat}} = 0,4 \cdot 0,3 = 0,12 \text{ [T]} \quad (9)$$

Ahora, se puede calcular el flujo magnético pico (**Ecuación 10**).

$$\hat{B} = 2 \cdot B_{\text{ac max}} = 2 \cdot 0,12 = 0,24 \text{ [T]} \quad (10)$$

A continuación, se calcula el área producto necesario en el núcleo para fabricar la bobina (**Ecuación 11**). Se ha optado por utilizar un factor de llenado del cobre ( $K_{cu}$ ) de 0,45 y una densidad de corriente por unidad de área de conductor ( $J_{RMS}$ ) de  $5 \cdot 10^6$  A/m<sup>2</sup> como valores típicos.

$$A_p = \frac{L_2 \cdot \hat{I} \cdot I_{RMS}}{K_{cu} \cdot J_{RMS} \cdot \hat{B}} = \frac{45 \cdot 10^{-6} \cdot 38,64 \cdot 26,25}{0,45 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 0,24} = 84.542,32 \text{ [mm}^4\text{]} \quad (11)$$

En base al área producto calculado se ha optado por utilizar el núcleo PQ 65/60 DG. Además, es un núcleo de ferrita de gap distribuido el cual permite reducir las pérdidas de cobre debidas a las altas frecuencias y las fugas de campo por el entrehierro [13]

El área producto calculado para la bobina tiene que ser menor al del núcleo, si no se cumple el núcleo se satura. (**Ecuación 12**)

$$A_p = A_e \cdot A_n = 600 \cdot 407 = 244.200 \text{ [mm}^4\text{]} \quad (12)$$

Hay que calcular el entrehierro (gap) que necesita la bobina para mejorar su eficiencia. (**Ecuación 13**)

$$L_g = \frac{\mu_0 \cdot L_2 \cdot \hat{I}^2}{\hat{B}_c^2 \cdot A_e} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 45 \cdot 10^{-6} \cdot 38,64^2}{0,24^2 \cdot 600 \cdot 10^{-6}} = 2,44 \text{ [mm]} \quad (13)$$

El entrehierro del núcleo tiene que ser mayor que el calculado para asegurar que el núcleo no va a saturar. Este núcleo cuenta con 3 factores de reluctancia ( $A_L$ ) en función del tamaño del entrehierro (**Tabla 4**). La que más conviene es la primera opción.

Tabla 4 - Factor de reluctancia en función del tamaño del entrehierro

$A_L$ [nH]	G1 [mm]	G2 air gap [mm]	G3 air gap [mm]
100 ±10 %	12,65	3,3	1,35
250 ±10 %	11,18	1	0,58
400 ±10 %	10,96	0,66	0,32

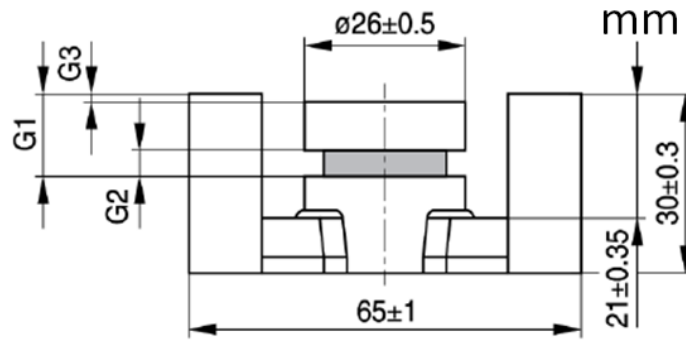


Figura 31 - Dimensiones del núcleo

Una vez se ha elegido el núcleo, se tiene que calcular el número de vueltas (N) que debe dar el cable del cobre alrededor del núcleo. **(Ecuación 14)**

$$N = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = \sqrt{\frac{45 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-9} \cdot 0,9}} = 22,36 \quad (14)$$

Para elegir el cable se calcula la sección del hilo de cobre ( $A_{cu\_w}$ ) **(Ecuación 15)** y de este se puede calcular el diámetro del cable **(Ecuación 16)**.

$$A_{cu\_w} = \frac{I_{RMS}}{J_{RMS}} = \frac{26,25}{5 \cdot 10^6} = 5,25 [mm^2] \quad (15)$$

$$\phi_0 = \sqrt{\frac{A_{cu\_w} \cdot 4}{\pi}} = 2,59 [mm] \quad (16)$$

Como se ha visto en el apartado **3 Simulación del sistema IPT por elementos finitos** la corriente no circula por toda la sección del cable, por ello hay que calcular la profundidad de penetración ( $\delta$ ). **(Ecuación 17)**

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \sigma_{cu} \cdot \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 85 \cdot 10^3 \cdot 59,6 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} = 224 [\mu m] \quad (17)$$

Se ha seleccionado implementar un cable de cobre litz con 200 hebras de 200  $\mu m$  de diámetro para la fabricación de la bobina. Este cable opera a 85 kHz, permitiendo una profundidad de penetración menor al diámetro de la hebra, lo que facilita el uso efectivo de toda la sección transversal de cada hebra. El número de hebras requerido, según la **Ecuación 18**, es menor al disponible, asegurando un funcionamiento adecuado. Consiguiendo como resultado la bobina que se muestra en la **Figura 32**.

$$n_{hebra} = \beta \frac{\phi_0^2}{\phi_{hebra}^2} = 1 \cdot \frac{2,59^2}{0,2^2} = 167,7 \quad (18)$$

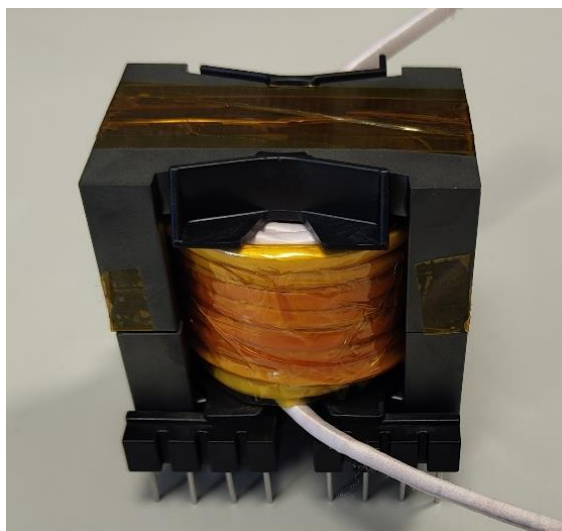


Figura 32 - Bobina diseñada

Se han realizado una verificación de los cálculos que se han hecho para ver que cumplen los criterios magnéticos (**Ecuación 19**) inferiores a la  $B_{sat}$ , 0,3 [T], y espaciales (**Ecuación 20**) inferiores a área de ventana ( $A_w$ ), 407 mm<sup>2</sup>.

$$\hat{B} = \frac{L_2 \cdot \hat{I}}{N \cdot A_e} = \frac{45 \cdot 10^{-6} \cdot 38,64}{22,36 \cdot 600 \cdot 10^{-6}} = 0,13 [T] \quad (19)$$

$$A_{ocupada} = \frac{N \cdot A_{cu_w}}{K_{cu}} = \frac{22,36 \cdot 5,25}{0,45} = 261 [mm^2] \quad (20)$$

Para finalizar se ha hecho una prueba de estrés térmico para ver la temperatura que alcanzaba la bobina tras un uso normal (**Figura 33**). Alcanzando una temperatura máxima de 64 °C, confirmando un funcionamiento óptimo de esta.

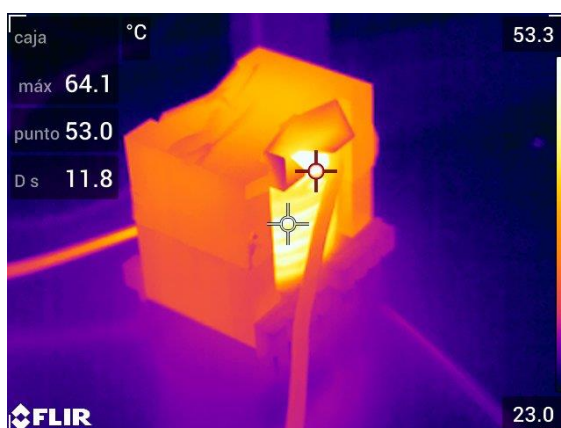


Figura 33 – Temperatura de funcionamiento de la bobina

## 6 Materiales y equipos utilizados

Esta sección describe las herramientas utilizadas en la fase experimental del proyecto. También se explora cómo estas herramientas contribuyen a la precisión y eficacia durante la implementación práctica, facilitando una transición exitosa desde la teoría hasta la aplicación.

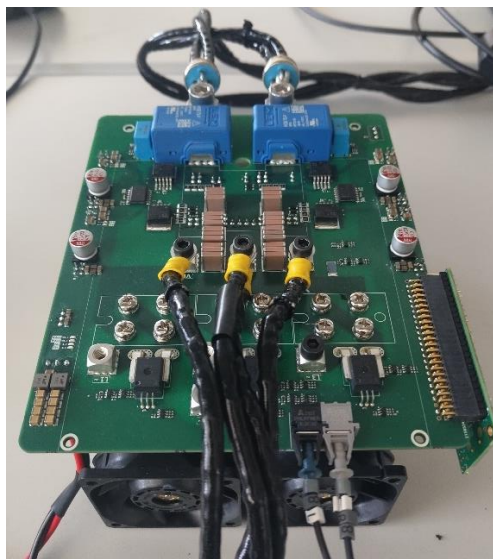
### 6.1 XANTREX XDC 300-40 Digital DC Power Supply



*Figura 34 - Fuente de alimentación XANTREX XDC 300-40*

Como fuente de alimentación para la etapa de potencia se utiliza el Xantrex XDC 300-40 de 12 kW (**Figura 34**). Es capaz de proporcionar hasta diez programas de prueba diferentes con hasta 99 pasos de nivel de tensión por cada uno, estos pasos pueden variar desde unos pocos milisegundos hasta varios días. Además, cuenta con limitaciones de corriente y de tensión en función de las características del sistema.

### 6.2 Etapa de potencia



*Figura 35 - Etapa de potencia*

La etapa de potencia (**Figura 35**) fue desarrollada por el grupo de investigación en la Universidad de Zaragoza, se ha adaptado para poderse implementar en este sistema. Se configura para que actúe como un solo puente H y hacemos que conmute a 85 kHz.

## 6.3 Sistema de transferencia inductiva de potencia

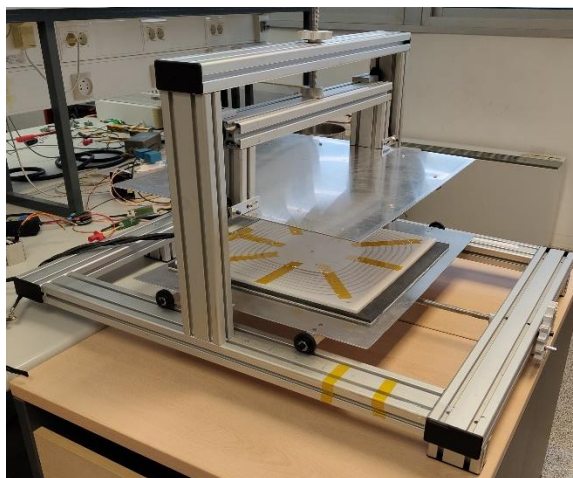


Figura 36 - Modelo de indicción experimental

Se ha desarrollado un sistema IPT basado en dos bobinas de cobre, receptora y emisora, cada una de estas está apoyada sobre una base de ferrita las cuales permiten focalizar el flujo magnético. Estas ferritas se han colocado sobre unas planchas de aluminio las cuales actúan de cubiertas. Para esto se ha implementado una estructura basada en perfiles de aluminio y varillas roscadas. Esta estructura nos permitía desplazar la bobina receptora tanto en el eje x como en el z, consiguiendo así los desalineamientos entre ambas bobinas y la distancia entre ellas respectivamente como se puede ver en la **Figura 36**. Las características del modelo se pueden ver en la **Tabla 5**.

Tabla 5 - Características del modelo de indicción

Variable	Valor
Longitud del bobinado [mm]	195
Anchura del bobinado [mm]	85
Radio interno del bobinado [mm]	40
Espesor del bobinado [mm]	5
Número de espiras del bobinado	8
Longitud de la ferrita [mm]	410
Anchura de la ferrita [mm]	410
Espesor de la ferrita [mm]	7
$\mu_r$ de la ferrita [H/m]	2000
Conductividad de la ferrita [S/m]	0,2
Longitud del aluminio [mm]	500
Anchura del aluminio [mm]	580
Espesor del aluminio [mm]	10



## 6.4 Tektronix DPO7354 Digital Phosphor Oscilloscope

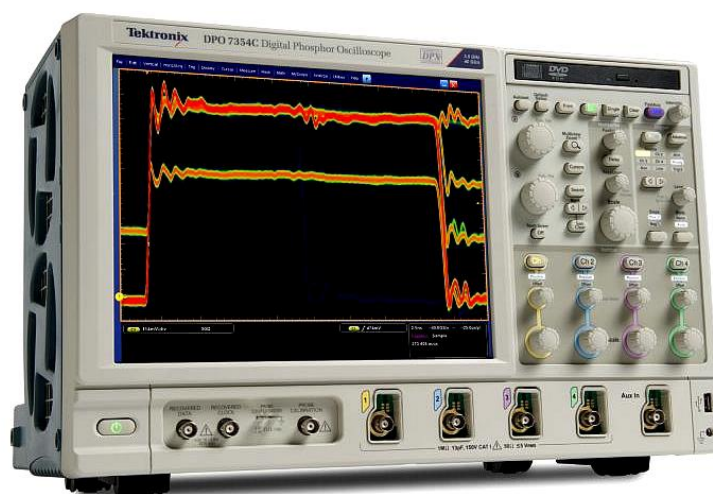


Figura 37 - Osciloscopio Tektronix DPO7354

El Tektronix DPO7354 (**Figura 37**) es un osciloscopio digital avanzado basado en fósforo, proporcionando una visualización mejorada de las formas de onda. Ofrece un ancho de banda de hasta 20 GHz, una alta capacidad de muestreo y unas características de análisis avanzadas. Además, dispone de una interfaz intuitiva y opciones de conectividad, es adecuado para la observación y análisis detallado de señales complejas en aplicaciones de alta frecuencia.

## 6.5 Agilent E4980A Precision LCR Meter



Figura 38 - Medidor LCR Agilent E4980A

El Agilent E4980A Precision LCR Meter (**Figura 38**) es un instrumento diseñado para medir inductancias, capacitancias y resistencias con alta precisión. Ofrece ajuste de frecuencia, pantalla intuitiva, funciones avanzadas, conectividad, software de control y análisis, y opciones de calibración para asegurar mediciones precisas y estabilidad a lo largo del tiempo.

## 7 Resultados

En esta sección, se verifica la concordancia entre los parámetros medidos experimentalmente y las simulaciones de los distintos elementos del sistema. Se realiza una comparación detallada de las medidas experimentales con las simulaciones, centrándose en la tensión y corriente en la entrada y salida del sistema. El propósito es evaluar la precisión del modelo propuesto. Este análisis no solo valida el modelo, sino que también proporciona los datos necesarios para poder comparar los diferentes sistemas de compensación resonantes.

En el proceso de obtención de datos experimentales, inicialmente, se procede a configurar el sistema IPT en la posición requerida. Posteriormente, se ajusta la etapa de potencia para que funcione como un solo puente inversor, especificando la frecuencia de conmutación deseada. Luego, se activa la fuente de alimentación, configurada inicialmente con una baja tensión y corriente.

Durante este proceso, se monitorean las formas de onda en el osciloscopio tanto en la entrada como en la salida del modelo de inducción. Gradualmente, se aumenta la tensión de la fuente, ajustando simultáneamente la frecuencia de conmutación de la etapa avanzando cuidadosamente hacia el punto de operación óptimo en resonancia. Este enfoque iterativo permite afinar la configuración del sistema en tiempo real, optimizando el rendimiento y garantizando condiciones de trabajo ideales para la obtención de datos experimentales

Se ha tomado la decisión de llevar a cabo las pruebas aplicando una potencia de 1 kW desde la fuente de alimentación. Esta elección se debe a que la fuente DC utilizada tiene una limitación de 40 A en corriente y este límite se ve comprometido en algunas configuraciones en torno a 1 kW. En los siguientes apartados se comparan los resultados de la simulación y las medidas experimentales para distintas distancias y desalineamientos entre inductores con los sistemas de compensación evaluados.

### 7.1 Sistemas de compensación S-S

#### 7.1.1 Bobinas distanciadas 100 mm

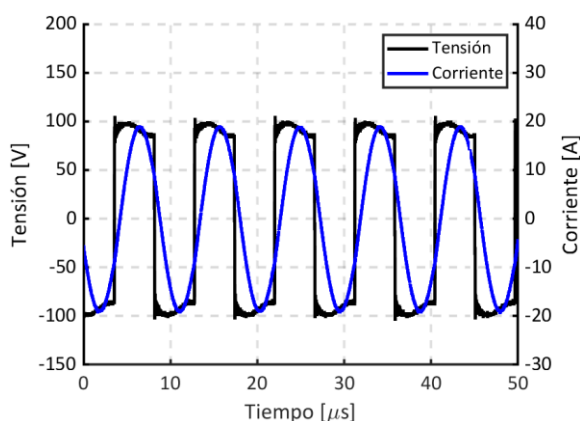


Figura 39 – TX. Medición sin desplazamiento

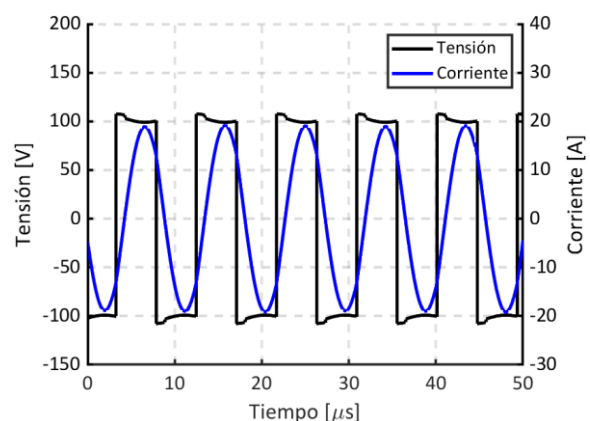


Figura 40 – TX. Simulación sin desplazamiento

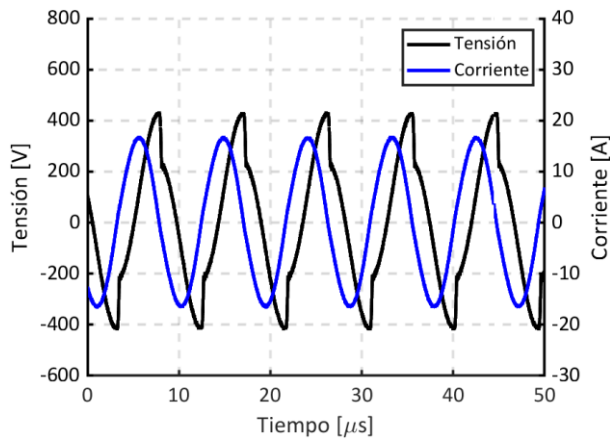


Figura 41 – RX. Medición sin desplazamiento.

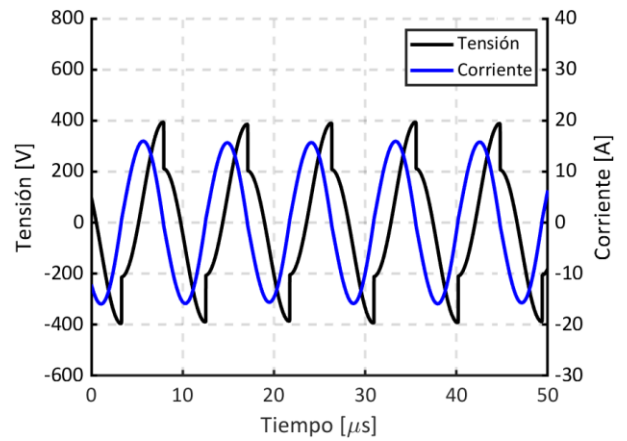


Figura 42 – RX. Simulación sin desplazamiento

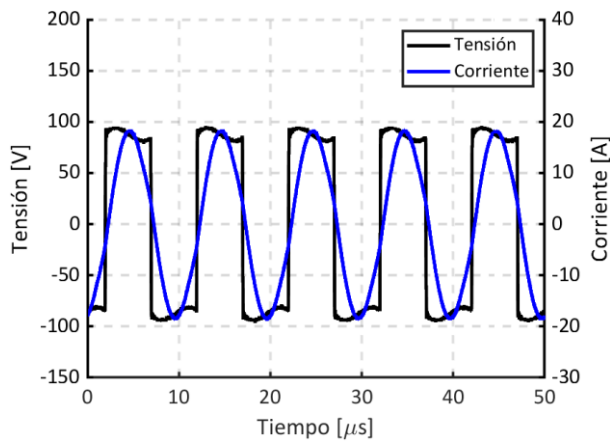


Figura 43 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm

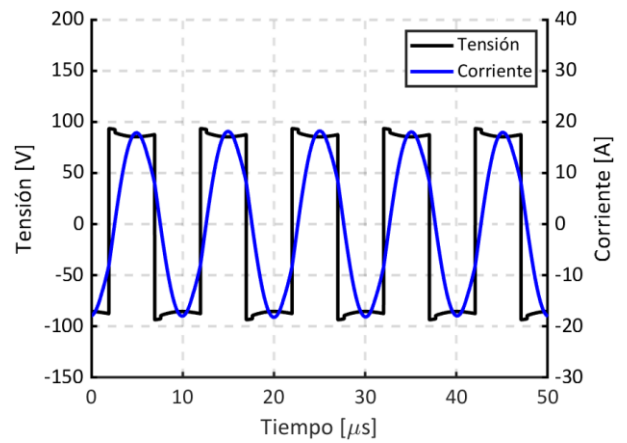


Figura 44 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

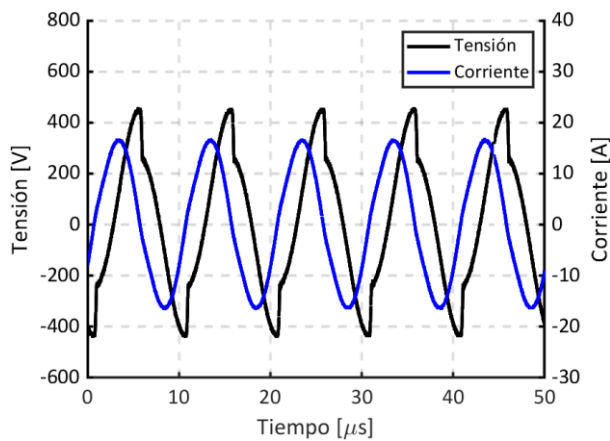


Figura 45 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm

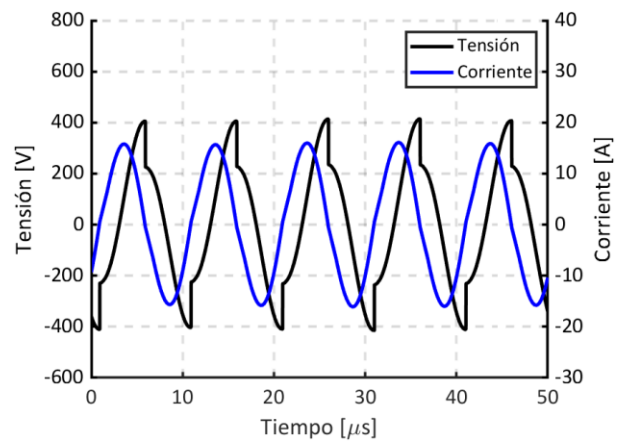


Figura 46 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

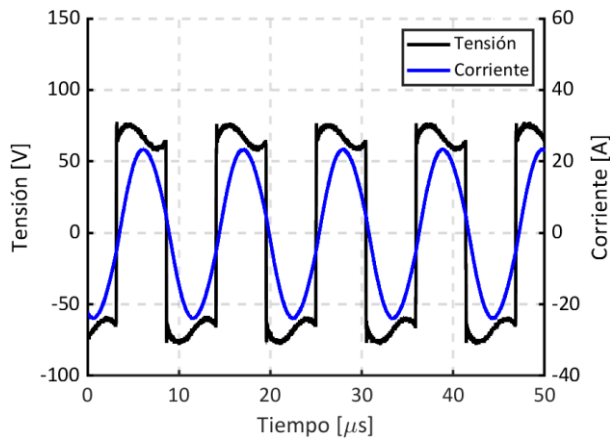


Figura 47 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm

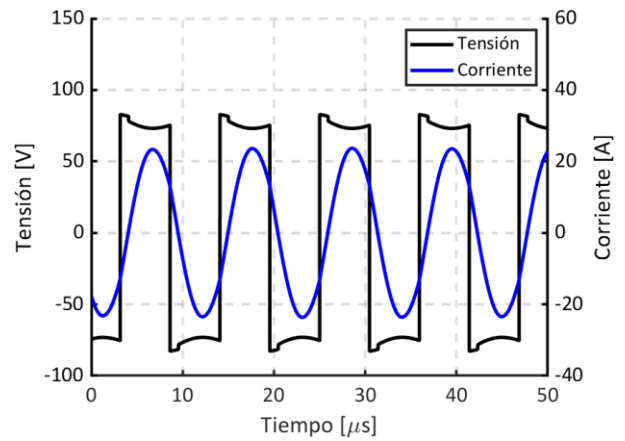


Figura 48 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

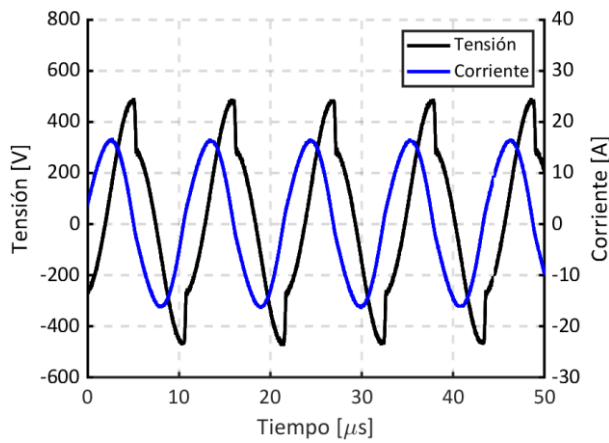


Figura 49 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm

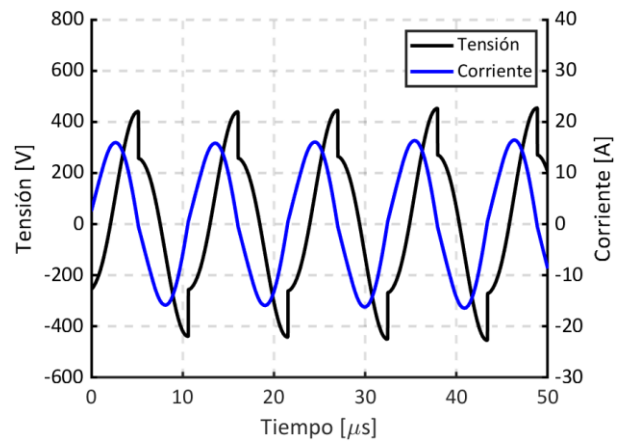


Figura 50 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

### 7.1.2 Bobinas distanciadas 125 mm

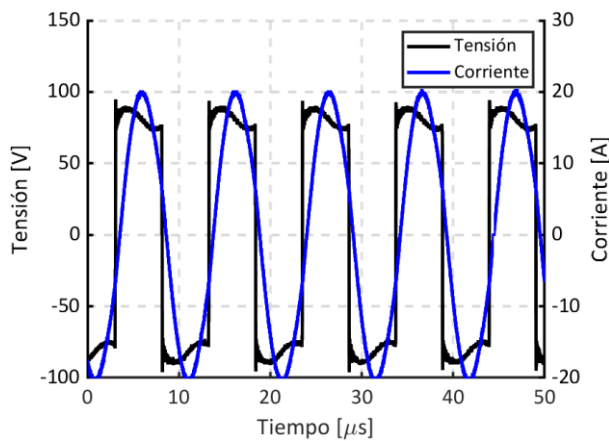


Figura 51 - TX. Medición sin desplazamiento

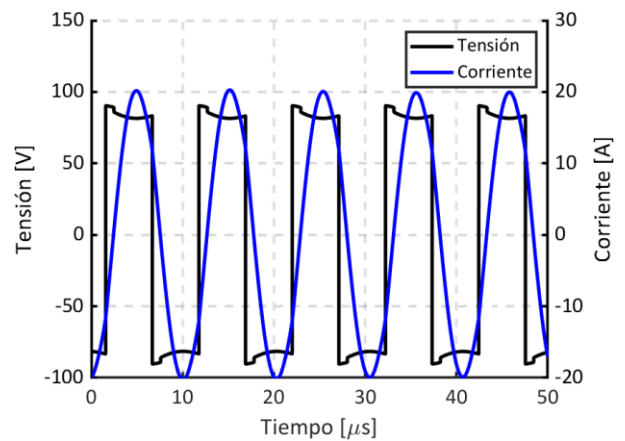


Figura 52 - TX. Simulación sin desplazamiento

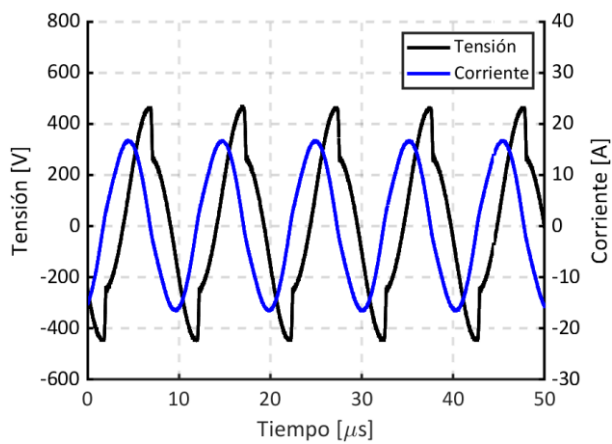


Figura 53 - RX. Medición sin desplazamiento

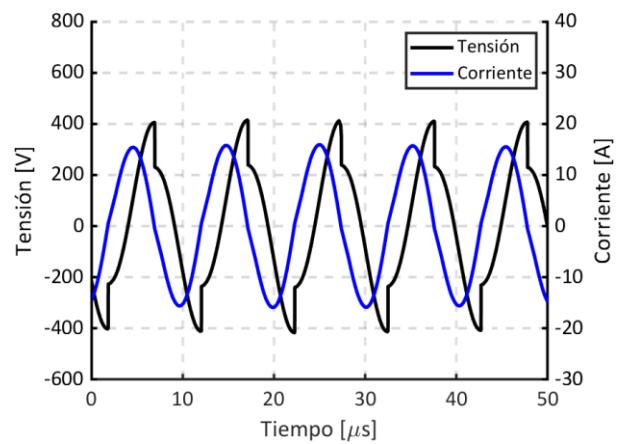


Figura 54 - RX. Simulación sin desplazamiento

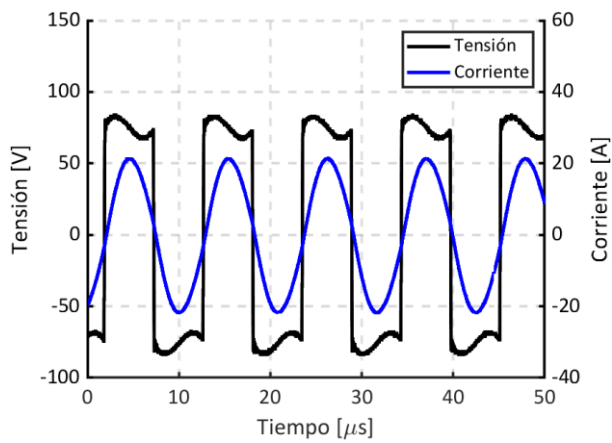


Figura 55 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm

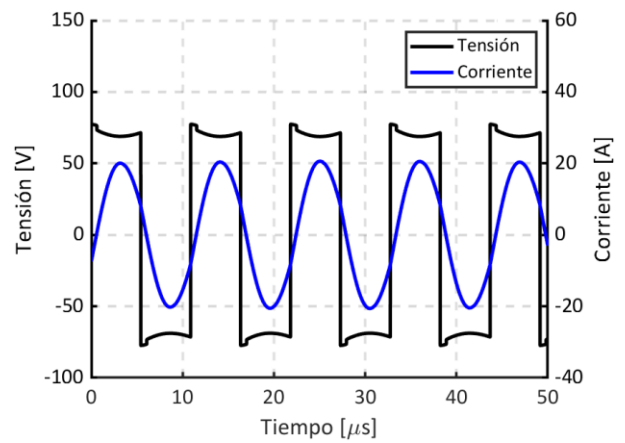


Figura 56 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

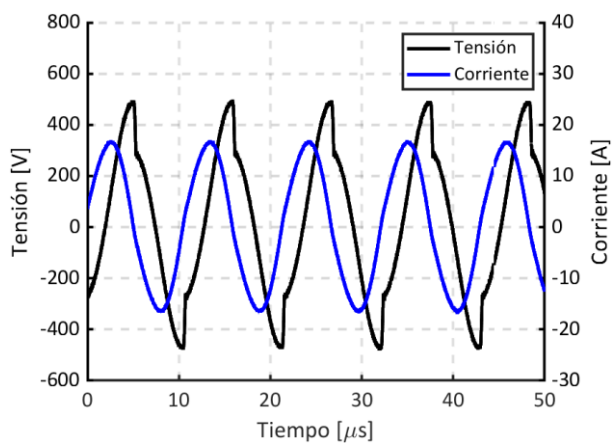


Figura 57 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm

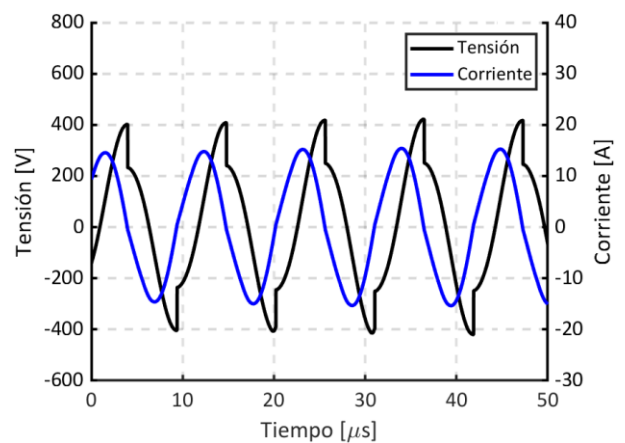


Figura 58 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

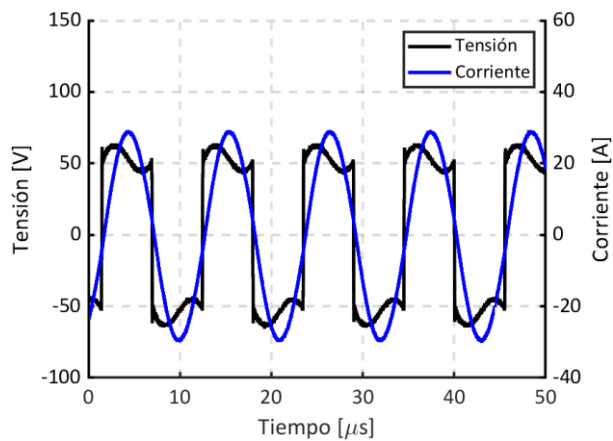


Figura 59 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm

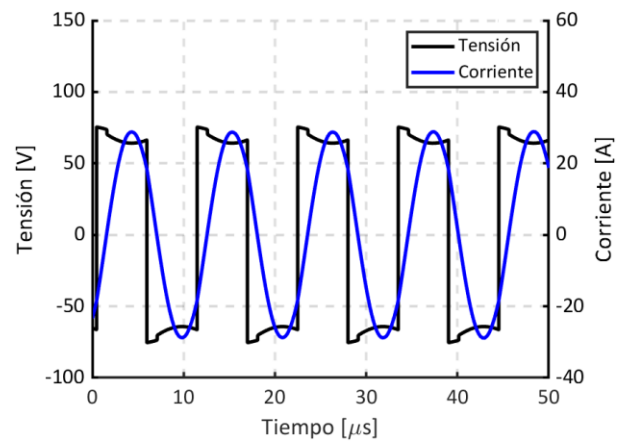


Figura 60 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

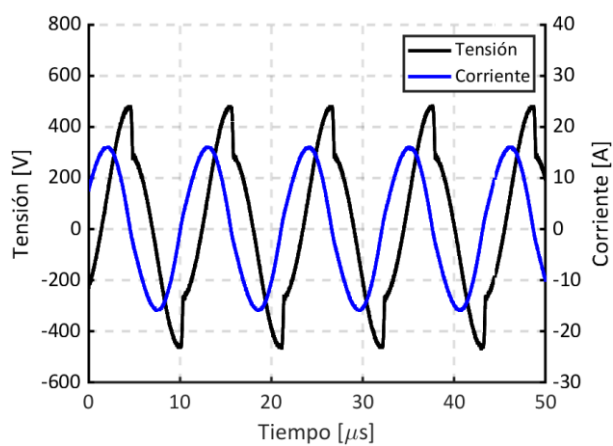


Figura 61 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm

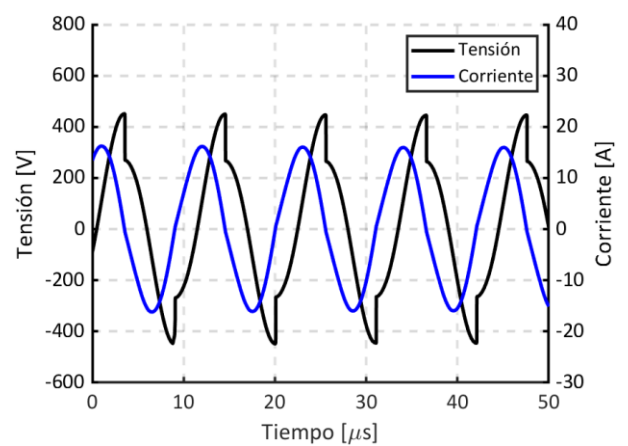


Figura 62 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

### 7.1.3 Bobinas distanciadas 150 mm

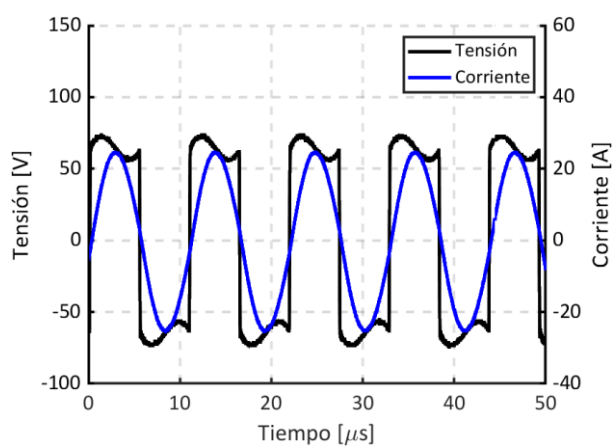


Figura 63 - TX. Medición sin desplazamiento

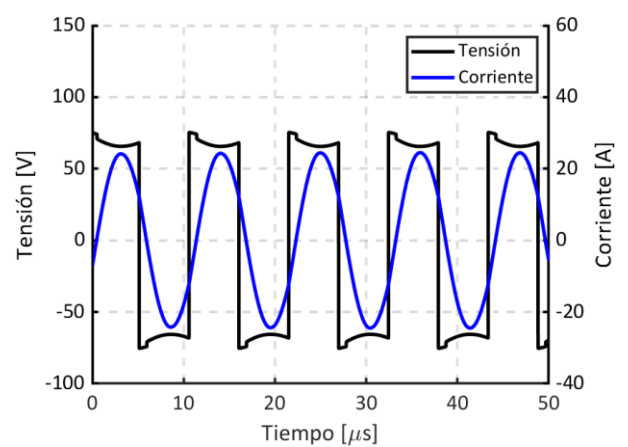


Figura 64 - TX. Simulación sin desplazamiento



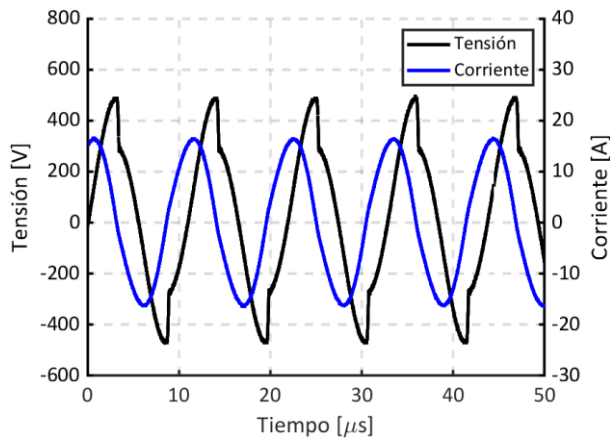


Figura 65 - RX. Medición sin desplazamiento

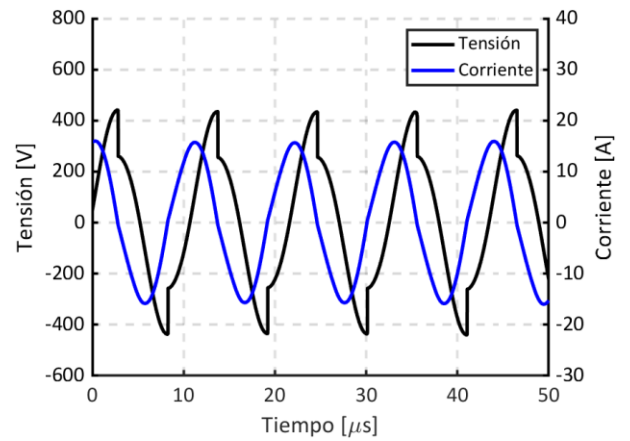


Figura 66 - RX. Simulación sin desplazamiento

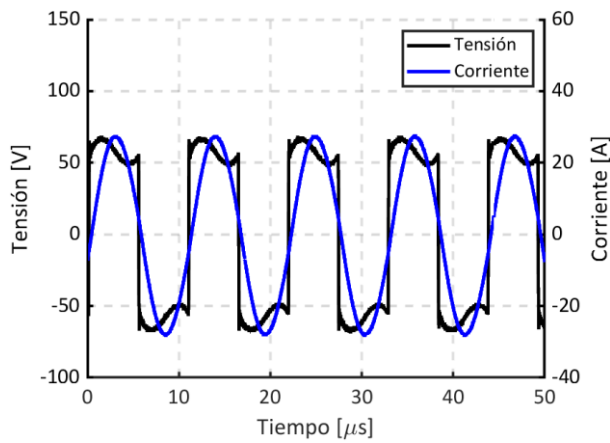


Figura 67 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm

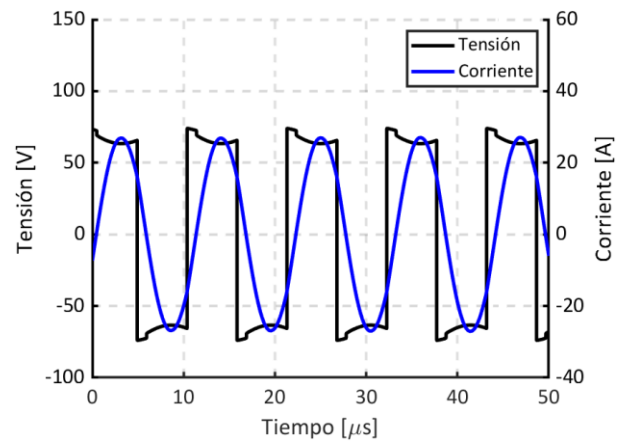


Figura 68 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

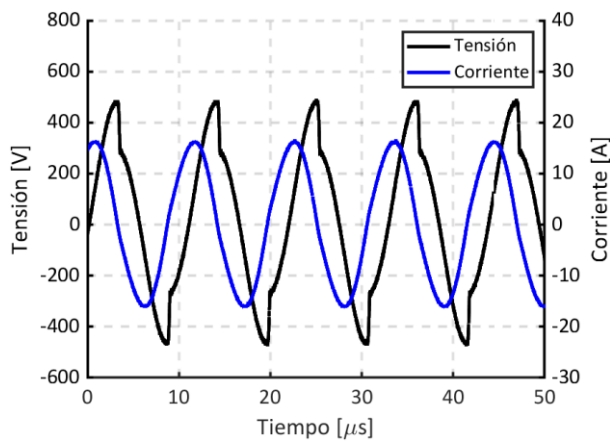


Figura 69 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm

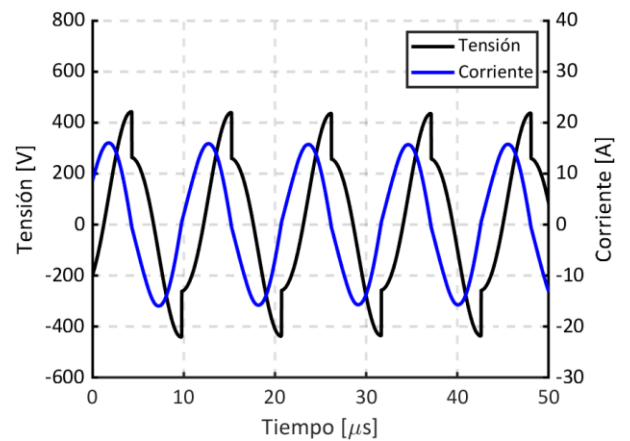


Figura 70 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

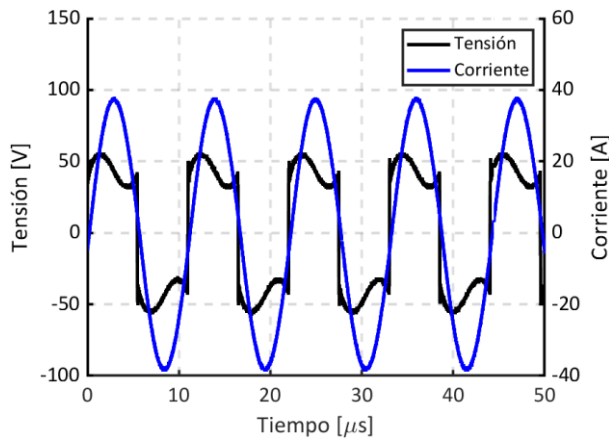


Figura 71 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm

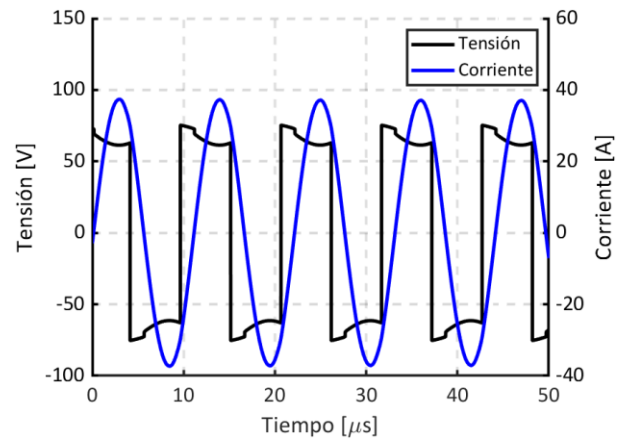


Figura 72 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

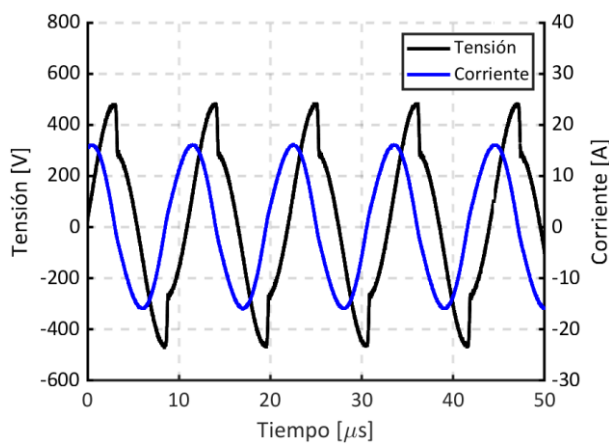


Figura 73 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm

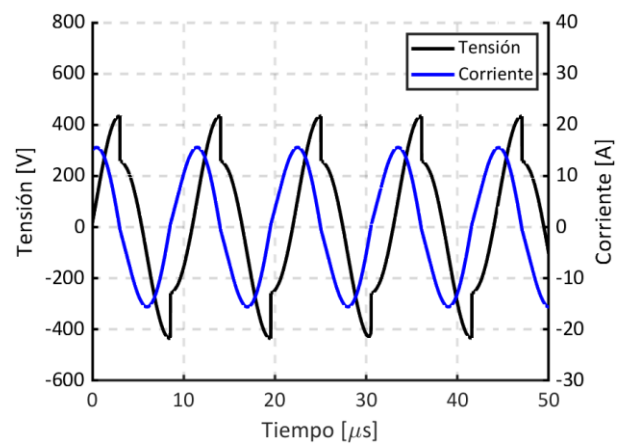


Figura 74 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

## 7.2 Sistemas de compensación S-P+L

En algunos casos debido a que se superan los límites de corriente de la fuente, en las pruebas realizadas con la topología S-P+L se ven distorsionas las representaciones experimentales de la tensión

### 7.2.1 Bobinas distanciadas 100 mm

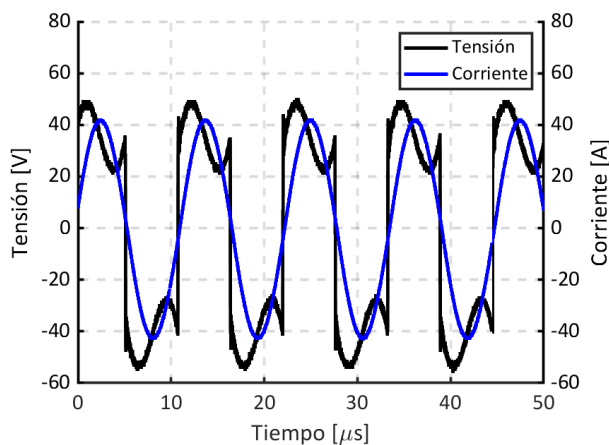


Figura 75 - TX. Medición sin desplazamiento

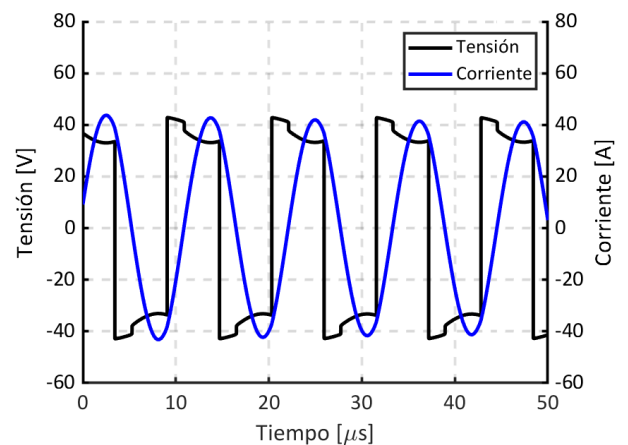


Figura 76 - TX. Simulación sin desplazamiento



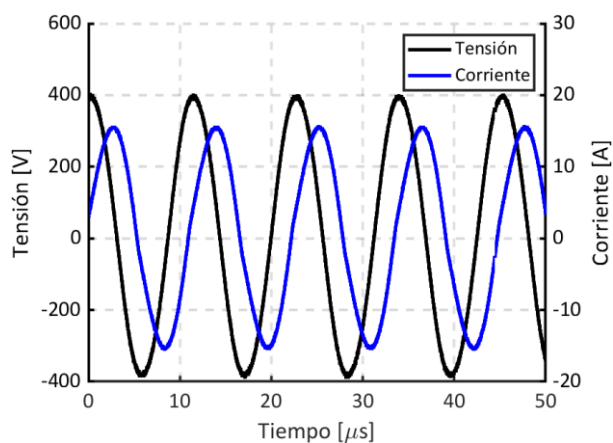


Figura 77 - RX. Medición sin desplazamiento

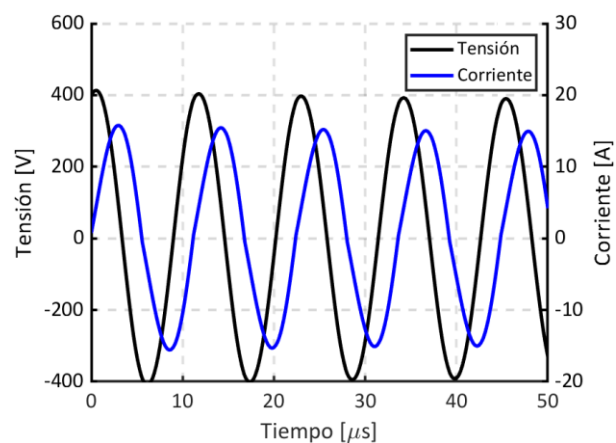


Figura 78 - RX. Simulación sin desplazamiento

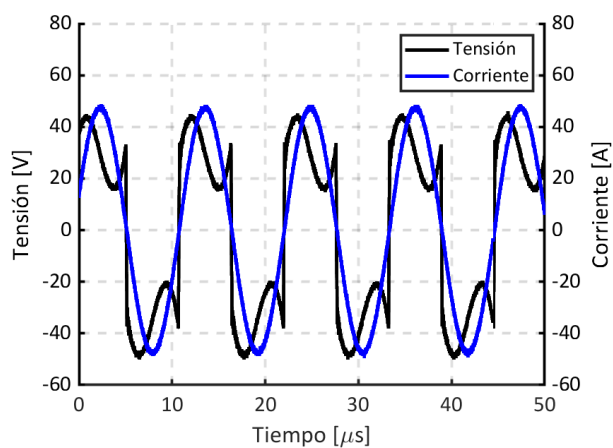


Figura 79 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm

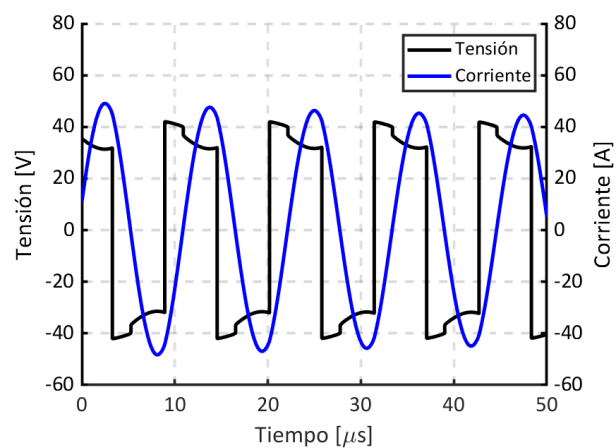


Figura 80 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

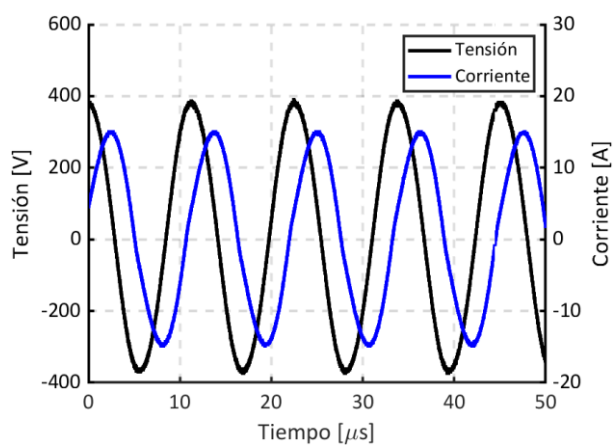


Figura 81 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm

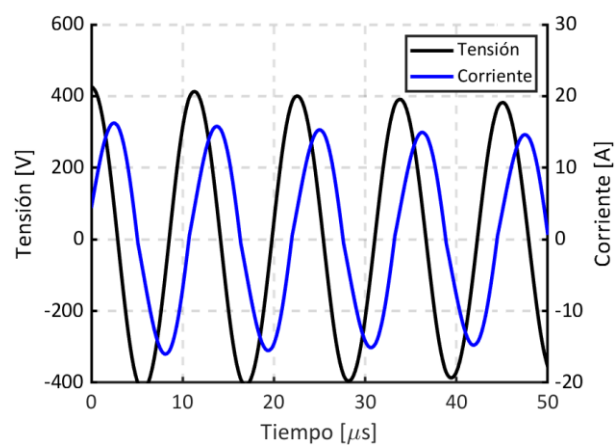


Figura 82 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

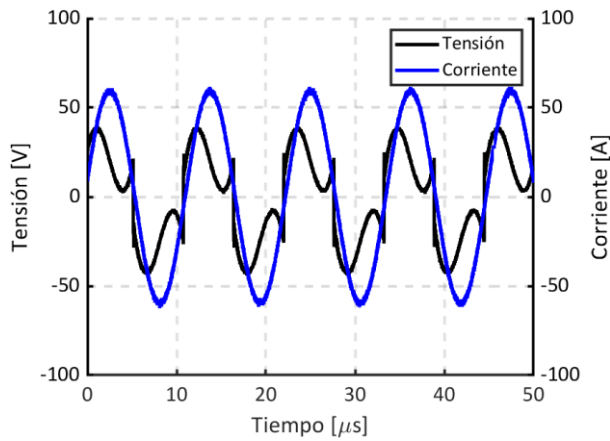


Figura 83 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm

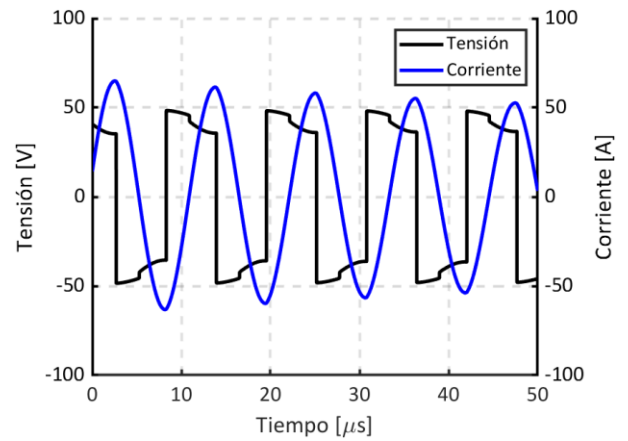


Figura 84 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

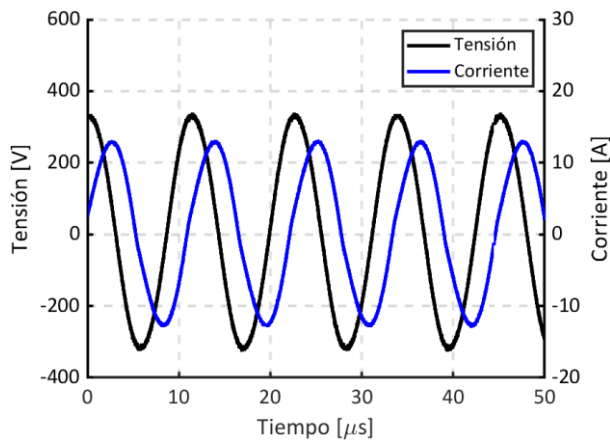


Figura 85 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm

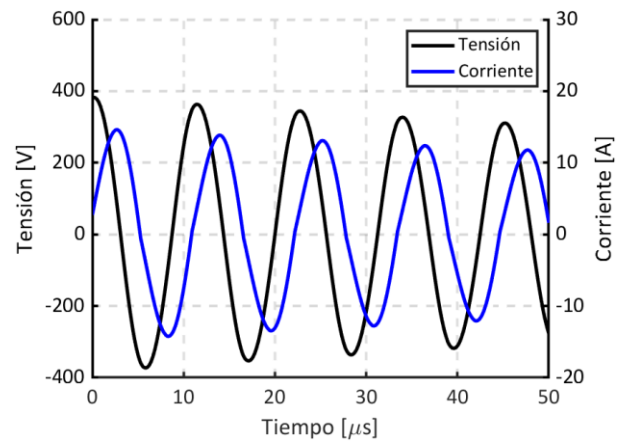


Figura 86 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

## 7.2.2 Bobinas distanciadas 125 mm

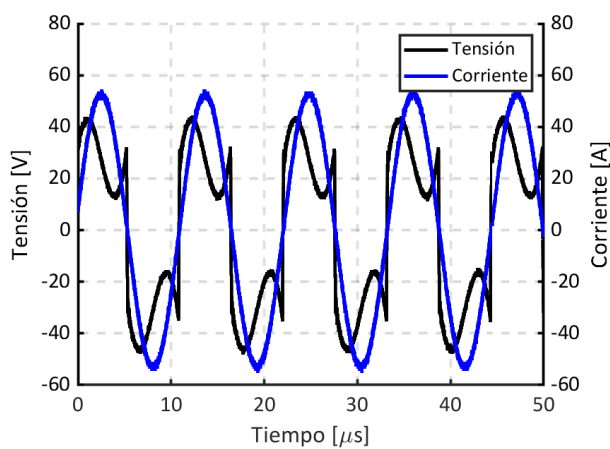


Figura 87 - TX. Medición sin desplazamiento

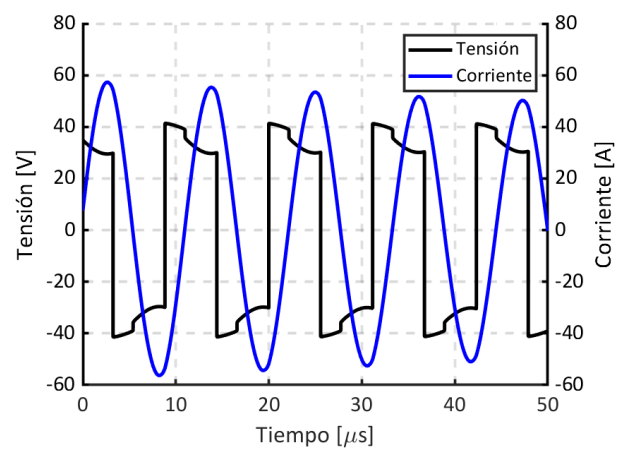


Figura 88 - TX. Simulación sin desplazamiento

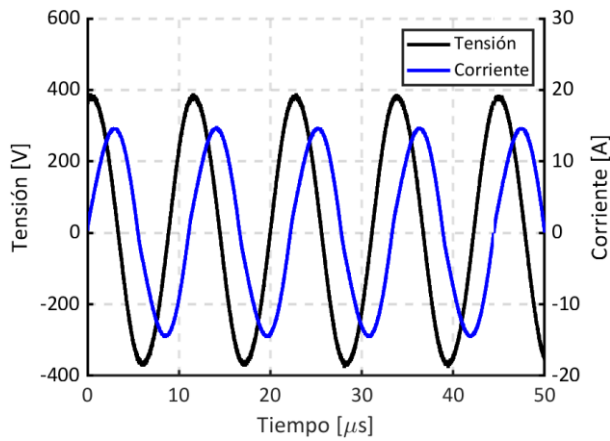


Figura 89 - RX. Medición sin desplazamiento

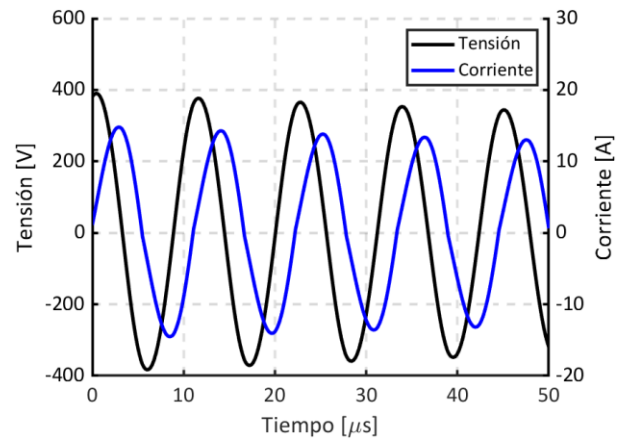


Figura 90 - RX. Simulación sin desplazamiento

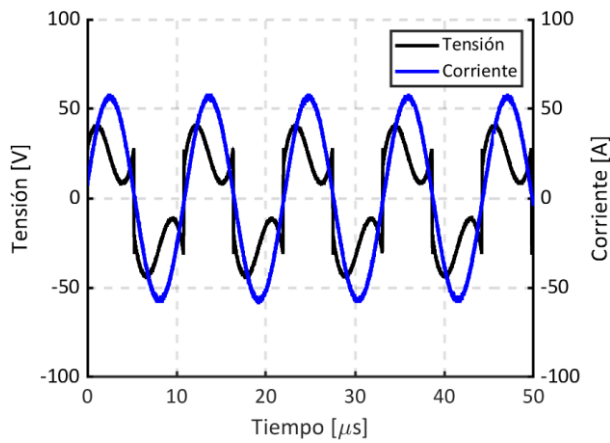


Figura 91 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm

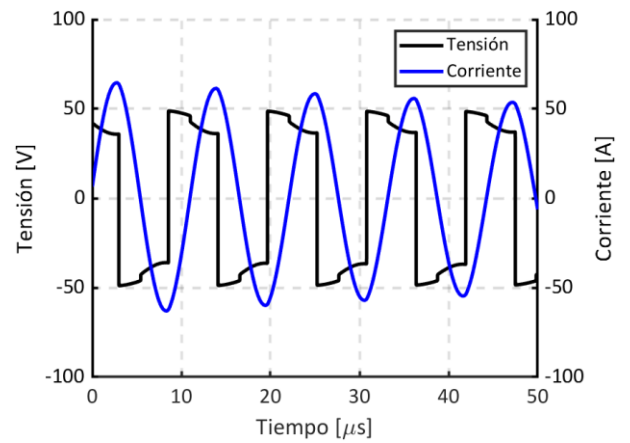


Figura 92 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

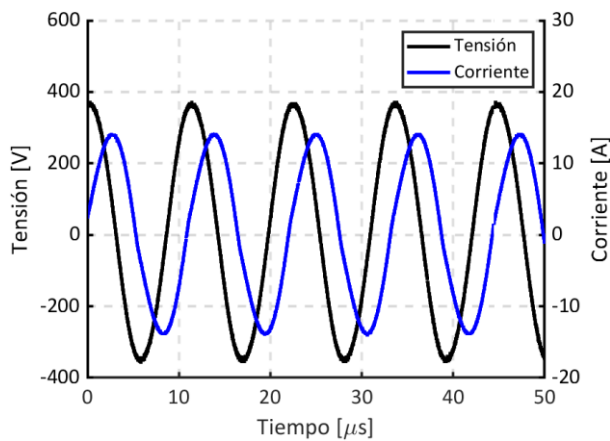


Figura 93 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm

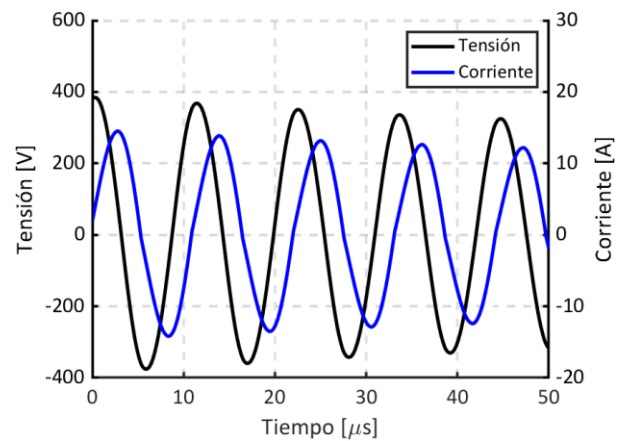


Figura 94 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

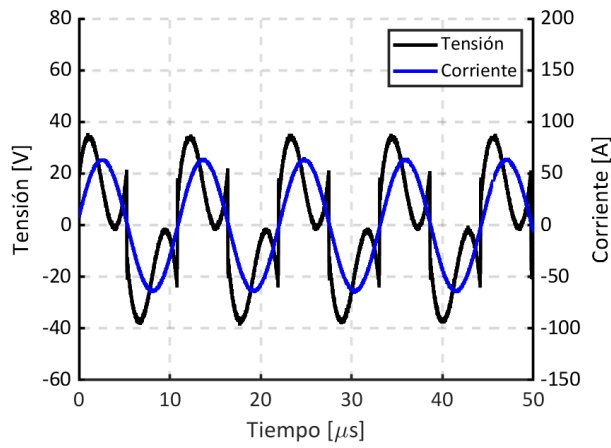


Figura 95 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm

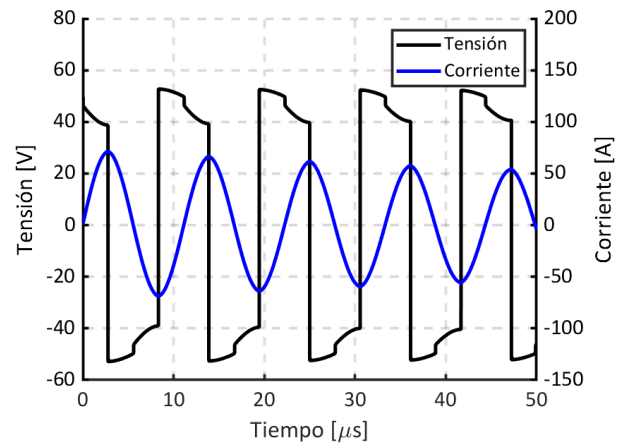


Figura 96 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

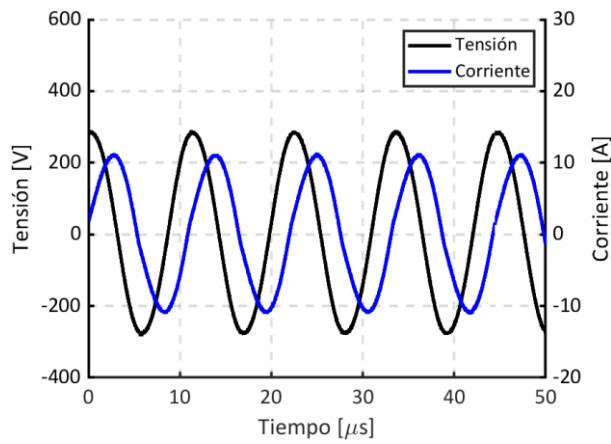


Figura 97 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm

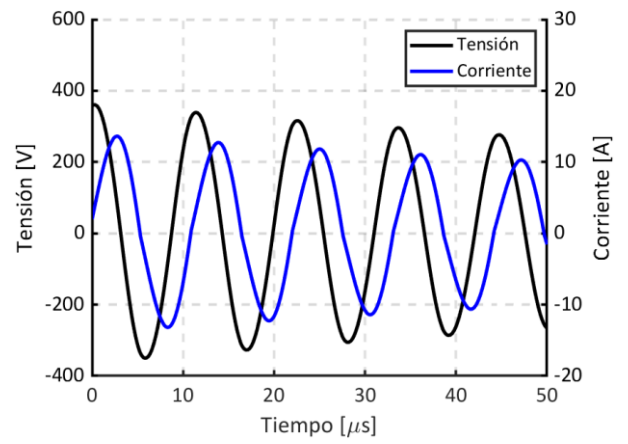


Figura 98 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

### 7.2.3 Bobinas distanciadas 150 mm

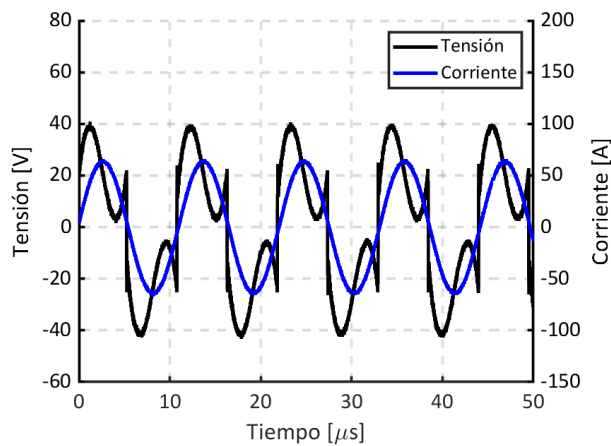


Figura 99 - TX. Medición sin desplazamiento

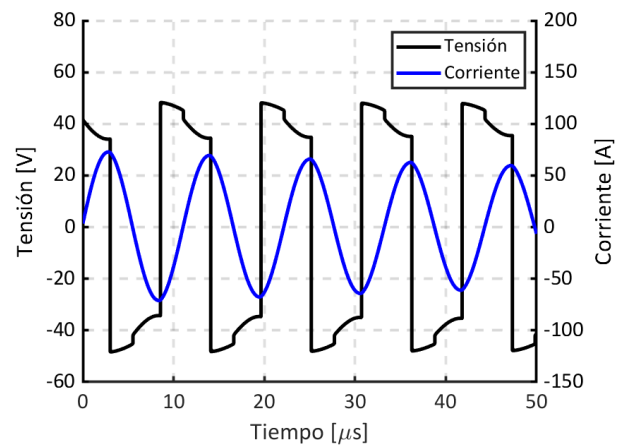


Figura 100 - TX. Simulación sin desplazamiento

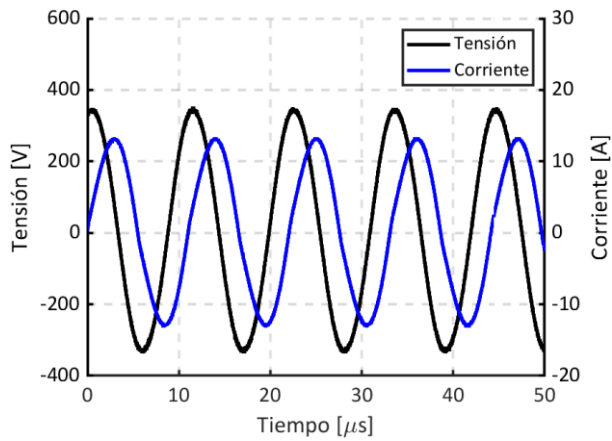


Figura 101 - RX. Medición sin desplazamiento

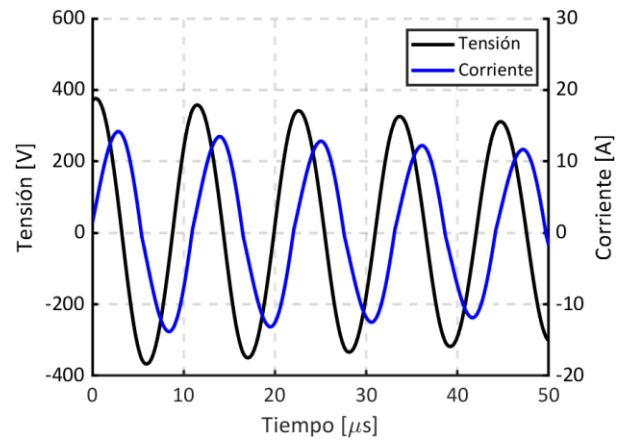


Figura 102 - RX. Simulación sin desplazamiento

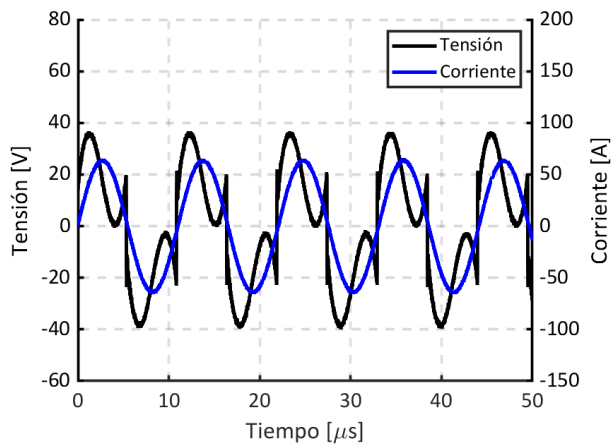


Figura 103 - TX. Medición con desplazamiento de 50 mm

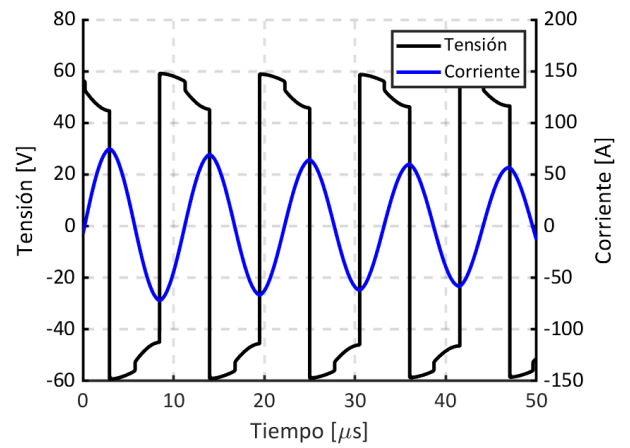


Figura 104 - TX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

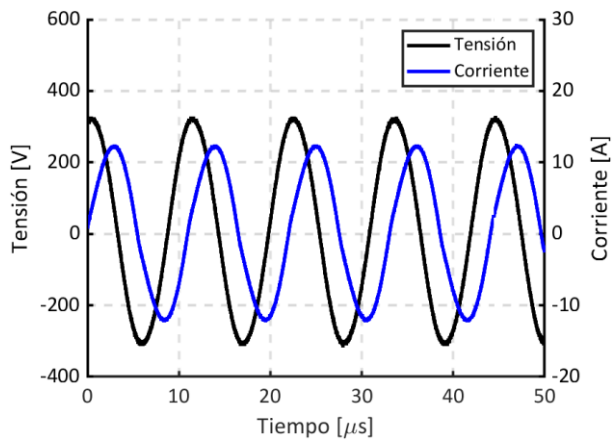


Figura 105 - RX. Medición con desplazamiento de 50 mm

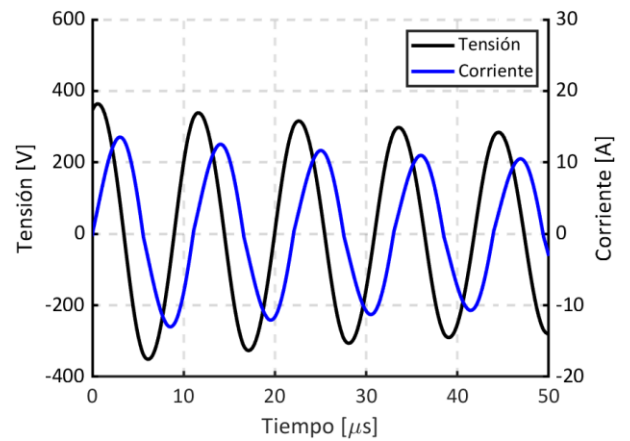


Figura 106 - RX. Simulación con desplazamiento de 50 mm

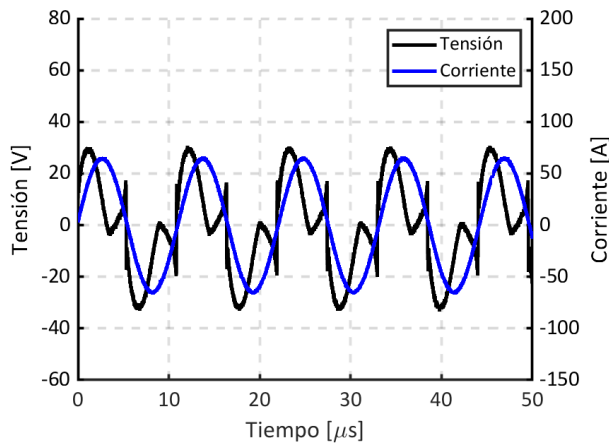


Figura 107 - TX. Medición con desplazamiento de 100 mm

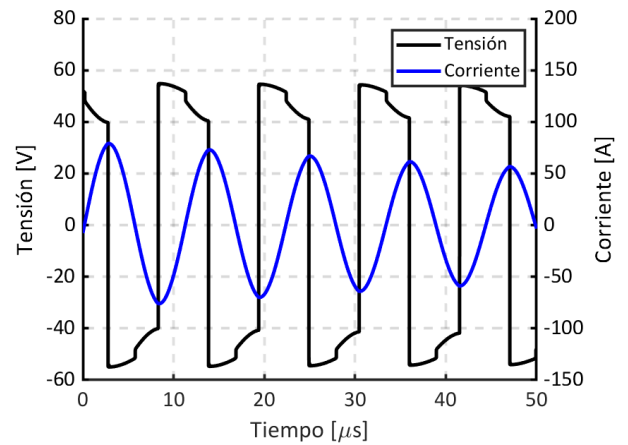


Figura 108 - TX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

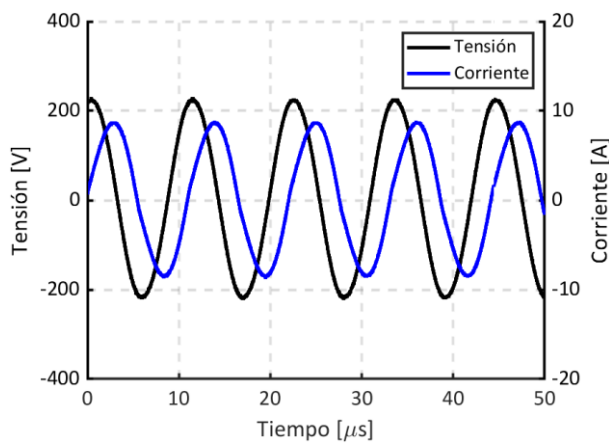


Figura 109 - RX. Medición con desplazamiento de 100 mm

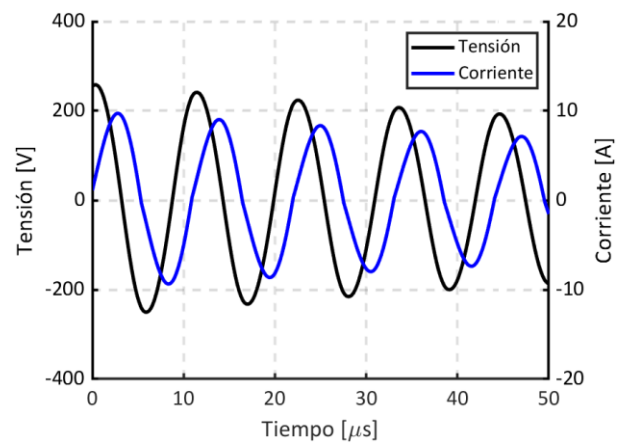


Figura 110 - RX. Simulación con desplazamiento de 100 mm

## 7.3 Eficiencia

La **Tabla 6** muestra el rendimiento de las diferentes etapas resonantes en sus diversas configuraciones. Se observa en la **Tabla 7** que, en el caso de las etapas resonantes S-P+L, se requiere una fuente de alimentación capaz de suministrar más corriente que la etapa resonante S-S, logrando al mismo tiempo corrientes más bajas en el secundario. En ambos casos, se nota que un aumento en la distancia entre bobinas o su desalineamiento resulta en un incremento de la corriente en el primario. Sin embargo, en el caso de la configuración S-P+L, se logra una reducción de la corriente en el secundario.

Además, se observa que a medida que aumenta el desalineamiento y la distancia entre bobinas, la corriente en el primario tiende a incrementarse. Sin embargo, en el caso del secundario, para la configuración S-S, la corriente aumenta, mientras que en S-P+L disminuye, señalando diferencias significativas en el comportamiento de ambas configuraciones frente a condiciones variables.

En términos de eficiencia, se destaca que los casos que implementan la configuración S-S, están lo más alineados posible y con la menor distancia entre bobinados muestran los mejores resultados. Estos casos exhiben una mayor eficiencia en comparación con otras configuraciones, subrayando la importancia de la alineación y proximidad entre las bobinas para optimizar el desempeño del sistema.

*Tabla 6 - Comparación de la eficiencia de las etapas resonantes*

	Fuente 1 kW	Eficiencia simulación (%)	Eficiencia experimental (%)
Serie - Serie	Distancia 100 mm sin desplazamiento	99,93	99,81
	Distancia 100 mm desplazamiento 50 mm	97,03	98,20
	Distancia 100 mm desplazamiento 100 mm	91,51	95,68
	Distancia 125 mm sin desplazamiento	95,70	98,10
	Distancia 125 mm desplazamiento 50 mm	95,26	95,26
	Distancia 125 mm desplazamiento 100 mm	95,68	96,87
	Distancia 150 mm sin desplazamiento	99,08	97,91
	Distancia 150 mm desplazamiento 50 mm	93,48	95,41
	Distancia 150 mm desplazamiento 100 mm	94,88	94,79
Serie - Paralelo + bobina	Distancia 100 mm sin desplazamiento	84,54	83,51
	Distancia 100 mm desplazamiento 50 mm	89,26	80,52
	Distancia 100 mm desplazamiento 100 mm	69,00	68,67
	Distancia 125 mm sin desplazamiento	81,24	76,01
	Distancia 125 mm desplazamiento 50 mm	76,38	74,46
	Distancia 125 mm desplazamiento 100 mm	63,61	60,13
	Distancia 150 mm sin desplazamiento	71,38	68,19
	Distancia 150 mm desplazamiento 50 mm	63,76	69,13
	Distancia 150 mm desplazamiento 100 mm	54,23	49,21

Debido a la precisión del osciloscopio se pueden ver como en algunos casos las eficiencias se ven más diferenciadas de la simulación. En cualquier caso, las tendencias son iguales en simulación y experimentalmente.



Tabla 7 -Comparación de tensiones, corrientes y potencias de las etapas resonantes

Fuente 1 kW	Bobina TX			Bobina RX		
	Vrms (V)	Irms (A)	Pmedia (W)	Vrms (V)	Irms (A)	Pmedia (W)
S-S dis. 100 desp. 0	92,34	13,63	1026,0	257,9	11,67	1024,0
S-S dis. 100 desp. 50	87,32	12,93	998,8	269,8	11,53	980,8
S-S dis. 100 desp. 100	67,9	16,92	1014,0	290	11,43	970,2
S-S dis. 125 desp. 0	81,64	14,38	1005,0	279,4	11,51	986,0
S-S dis. 125 desp. 50	75,09	15,28	1029,0	291,6	11,62	980,2
S-S dis. 125 desp. 100	53,86	20,67	986,1	287,7	11,26	955,2
S-S dis. 150 desp. 0	64,5	17,51	1003,0	290,7	11,64	982,0
S-S dis. 150 desp. 50	58,12	19,45	992,5	287,7	11,52	946,9
S-S dis. 150 desp. 100	44,32	26,6	1029,0	288,5	11,36	975,4
S-P+L dis. 100 desp. 0	38,82	29,94	1013,0	276,6	10,94	846,0
S-P+L dis. 100 desp. 50	33,33	33,7	969,3	265,6	10,57	780,5
S-P+L dis. 100 desp. 100	25,88	42,27	859,9	230,6	9,115	590,5
S-P+L dis. 125 desp. 0	31,12	37,31	983,3	266,7	10,28	747,4
S-P+L dis. 125 desp. 50	28,13	40,19	929,0	255,2	9,889	691,7
S-P+L dis. 125 desp. 100	21,78	44,9	715,3	200	7,735	430,1
S-P+L dis. 150 desp. 0	25,45	44,93	890,6	240,8	9,192	607,3
S-P+L dis. 150 desp. 50	22,9	44,86	769,0	224,6	8,581	531,6
S-P+L dis. 150 desp. 100	18,1	45,58	547,5	158	6,067	269,4

La topología resonante S-S se destaca como la más adecuada para la carga de vehículos eléctricos de forma estática en un estacionamiento, debido a su alta eficiencia y capacidad para mantener un rendimiento óptimo con una alineación y proximidad adecuadas entre las bobinas. Esta configuración se beneficia significativamente de un entorno controlado donde las bobinas pueden mantenerse perfectamente alineadas, lo que minimiza las pérdidas de energía y maximiza la eficiencia del sistema. La topología S-S permite una transferencia de energía más estable y eficiente, lo que es crucial para la carga en estaciones de aparcamiento, donde se puede optimizar la disposición física de los componentes para obtener el mejor rendimiento posible.

Por otro lado, la topología S-P+L se muestra más apropiada para la carga dinámica en carreteras mientras se circula. Esta configuración es capaz de manejar mejor las variaciones en la alineación y la distancia entre bobinas, que son inevitables en escenarios de carga dinámica debido al movimiento continuo del vehículo. La presencia de la bobina en la salida permite que el sistema mantenga un flujo de energía razonablemente constante incluso cuando las condiciones de acoplamiento varían, asegurando así una transferencia de energía fiable durante el movimiento. Esta capacidad para adaptarse a condiciones variables sin depender tanto del factor de acoplamiento facilita su implementación en sistemas de carga dinámica, donde la consistencia y la adaptabilidad son esenciales para el éxito del sistema de carga.



## 8 Conclusiones y líneas futuras

### 8.1 Conclusiones

La investigación ha arrojado resultados prometedores en el diseño y análisis de un sistema de transferencia de energía inalámbrica basado en redes resonantes. Las principales conclusiones se pueden destacar de la siguiente manera.

En primer lugar, se ha realizado la validación de los modelos teóricos. Las simulaciones realizadas en softwares como COMSOL y LTspice demostraron una notable concordancia con los resultados experimentales. Esto respalda la validez del modelo propuesto para prever el comportamiento de las bobinas y el sistema en diferentes configuraciones.

En segundo lugar, se observó una variación significativa en la inductancia mutua y el factor de acoplamiento en función del desplazamiento y alineamiento de las bobinas, al contrario que en la autoinducción. Estos resultados proporcionan información valiosa para comprender cómo los cambios en la distancia entre bobinas y su alineamiento afectan el rendimiento del sistema.

En tercer lugar, se han implementado y comparado varios sistemas de compensación. Se compararon sistemas de compensación resonante S-S y S-P+L, revelando que el segundo requiere una corriente de entrada superior, pero con una tensión menor. Esta diferencia tiene implicaciones en la elección del sistema según las necesidades específicas de potencia y eficiencia.

En cuarto lugar, se ha establecido una comparación en términos de la eficiencia inductiva del sistema. La eficiencia del sistema fue evaluada en diferentes configuraciones, destacando la influencia directa de la distancia entre bobinas y su desalineamiento en la eficiencia general. Se observó que la eficiencia de las etapas resonantes S-P+L es inferior a sus homólogas en las etapas resonantes S-S. Resultando más adecuada la topología S-S en cargas estáticas y la topología S-P+L en cargas dinámicas.

En conjunto, estos hallazgos no solo respaldan la validez del modelo propuesto, sino que también proporcionan información valiosa para la implementación y optimización de sistemas de transferencia de energía inalámbrica en entornos prácticos.

## 8.2 Líneas futuras

Algunas de las posibles líneas futuras que se podrían llevar a cabo son las siguiente:

Exploración de métodos para la adaptación dinámica del sistema, considerando la capacidad de ajustarse en tiempo real a cambios en la distancia y alineación entre las bobinas. Esta adaptabilidad podría ser clave para maximizar la eficiencia del sistema en diversas condiciones operativas.

Integración de electrónica de potencia avanzada. Investigar y desarrollar la incorporación de componentes electrónicos más sofisticados podría conducir a mejoras significativas en la eficiencia y el rendimiento general del sistema de transferencia de energía inalámbrica. Como podría ser que la etapa de potencia ajuste la frecuencia de conmutación en función de los requerimientos del sistema.

Abordar aspectos de seguridad específicos de los sistemas de transferencia de energía inalámbrica. Además, establecer estándares robustos para la implementación segura y eficiente de estos sistemas, tanto en entornos comerciales como residenciales.

## 9 Referencias bibliográficas

- [1] A. Delgado-Expósito, «Analysis and Guidelines for Inductive Power Transfer Links Design», Ph.D. Dissertation. Universidad Politécnica de Madrid, 2021.
- [2] SAE International, «Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology», 2019.
- [3] M. Gliga, C. Munteanu, S. Andreica, A. Giurgiuman, C. Pacurar, C. Contantinescu, B. Mociran, D. I. Morar, «The influence of the distance between the transmitter and the receiver of a wireless power system on the coupling factor and the voltage induced», en *Proceedings of 2023 10th International Conference on Modern Power Systems, MPS 2023*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2023. doi: 10.1109/MPS58874.2023.10187428.
- [4] J. P. W. Chow, H. H. Chung, C. S. Cheng, y W. Wang, «Use of Transmitter-Side Electrical Information to Estimate System Parameters of Wireless Inductive Links», *IEEE Trans Power Electron*, vol. 32, n.º 9, pp. 7169-7186, sep. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2623681.
- [5] Y. G. Su, H. Y. Zhang, Z. H. Wang, A. P. Hu, L. Chen, y Y. Sun, «Steady-State Load Identification Method of Inductive Power Transfer System Based on Switching Capacitors», *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, n.º 11, pp. 6349-6355, nov. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2411755.
- [6] Minkook Kim, Dong-Myoung Joo, y Byoung Kuk Lee, «Design and Control of Inductive Power Transfer System for Electric Vehicles Considering Wide Variation of Output Voltage and Coupling Coefficient» *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mar. 2017, doi: 10.1109/APEC.2017.7931222.
- [7] Z. H. Wang, Y. P. Li, Y. Sun, C. Sen Tang, y X. Lv, «Load detection model of voltage-fed inductive power transfer system», *IEEE Trans Power Electron*, vol. 28, n.º 11, pp. 5233-5243, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2243756.
- [8] A. Delgado, N. A. Requena, R. Ramos, J. A. Oliver, P. Alou, y J. A. Cobos, «Design of Inductive Power Transfer System with a Behavior of Voltage Source in Open-Loop Considering Wide Mutual Inductance Variation», *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, n.º 11, pp. 11453-11462, nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2984097.
- [9] Robert Steigerwald, «A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies», en *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, n.º 2, pp. 174-182, abr. 1988, doi: 10.1109/63.4347.
- [10] J. Acero, I. Lope, C. Carretero, H. Sarnago, y J. M. Burdío, «Comparative Evaluation of Different Cables for Magnetic Couplers in Inductive Power Transfer Systems», en *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2023, pp. 3302-3306. doi: 10.1109/APEC43580.2023.10131508.

- [11] H. B. Dwight, «Reactance and Skin Effect of Concentric Tubular Conductors», en *Electrical Engineering*, vol. 61, n.º 7, pp. 513-518, jul. 1942, doi: 10.1109/EE.1942.6436424.
- [12] J. Acero, J. Serrano, C. Carretero, I. Lope, y J. M. Burdío, «*Analysis and Design of Tubular Coils for Wireless Inductive Power Transfer Systems*», en *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mar. 2017, doi: 10.1109/APEC.2017.7930795.
- [13] «Núcleos de ferrita de espacio distribuido - EPCOS | DigiKey». Accedido: 29 de enero de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.digikey.es/es/product-highlight/e/epcos/distributed-gap-ferrite-cores>

# Anexo A – Otras redes de compensación

## I. Transferencia de voltaje directo (DVT)

Esta topología se caracteriza porque durante la resonancia el voltaje de entrada experimenta variaciones exclusivamente debidas a la relación de transformación hasta llegar al punto de salida del sistema.

### I. I. Transferencia de voltaje directo serie-serie (DVT S-S)

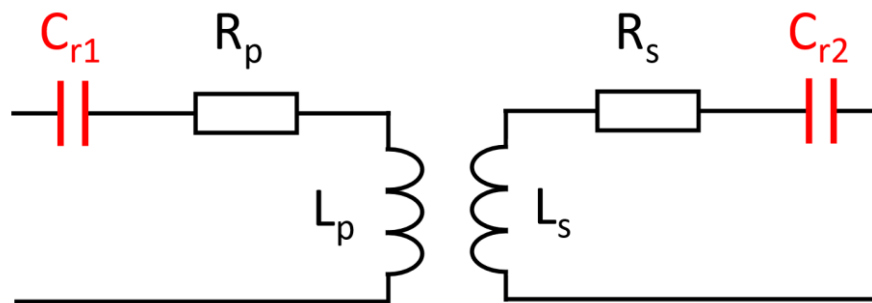


Figura 111 - Esquema de la topología DVT S-S

Es una topología basada en una red resonante serie-serie que consta de un condensador resonante instalado en serie con el bobinado primario y otro en serie con el bobinado secundario (**Figura 111**). Para que estos condensadores resuenen con el sistema es necesario calcularlos en base a la frecuencia de conmutación.

Considerando la representación del enlace en modelo T, ambos condensadores resuenan con la impedancia que está en serie con ellos, es decir, la inductancia de dispersión. De esta manera, es posible conseguir una fuente de tensión constante ya que, la tensión de salida no depende de la potencia demandada. Las inductancias de dispersión junto con los condensadores se comportan como un cortocircuito en la frecuencia de resonancia. Las resistencias  $R_p$  y  $R_s$  son las resistencias de CA de las bobinas del IPT debido a las pérdidas del devanado. Estas tienen un valor del orden de miliohmios por lo que se puede despreciar su influencia en el sistema. (**Figura 112**)

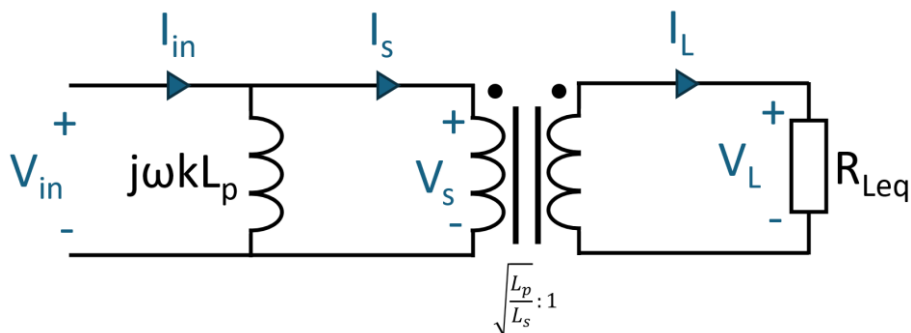


Figura 112 - Circuito simplificado de la topología DVT S-S

## I. II. Transferencia de voltaje directo serie primaria (DVT S-N)

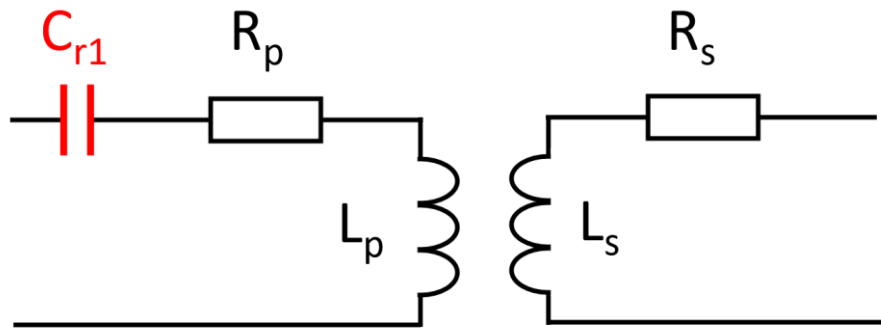


Figura 113 - Esquema de la topología DVT S-N

Es una topología basada en una red resonante serie primaria que consta de un condensador resonante instalado en serie con el bobinado primario (**Figura 113**). Para que este condensador resuene con el sistema es necesario calcularlo en función de la inductancia de dispersión.

Considerando la representación del enlace como un modelo en voladizo, el condensador resuena con la impedancia que está en serie con él, es decir, la inductancia de dispersión. De esta manera, es posible conseguir una fuente de tensión constante ya que, la tensión de salida no depende de la potencia demandada. La inductancia con el condensador se comporta como un cortocircuito en la frecuencia de resonancia. (**Figura 114**)

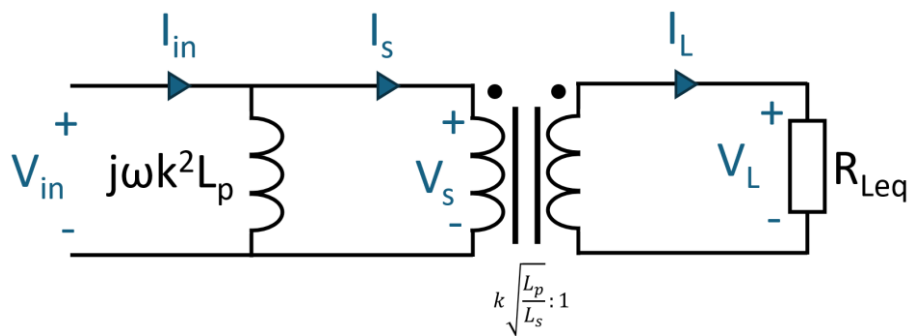


Figura 114 - Circuito simplificado de la topología DVT S-N

### I. III. Transferencia de voltaje directo serie secundaria (DVT N-S)

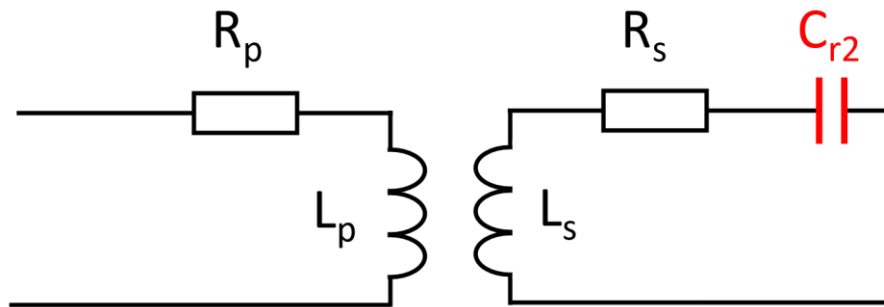


Figura 115 - Esquema de la topología DVT N-S

Es una topología basada en una red resonante serie secundaria que consta de un condensador resonante instalado en serie con el bobinado secundario (**Figura 115**). Para que este condensador resuene con el sistema es necesario calcularlo en base a la inductancia de dispersión.

Considerando la representación del enlace como un modelo en voladizo, el condensador resuena con la impedancia que está en serie con él, es decir, la inductancia de dispersión. De esta manera, es posible conseguir una fuente de tensión constante ya que, la tensión de salida no depende de la potencia demandada. El circuito resultante se muestra en la **Figura 116**.

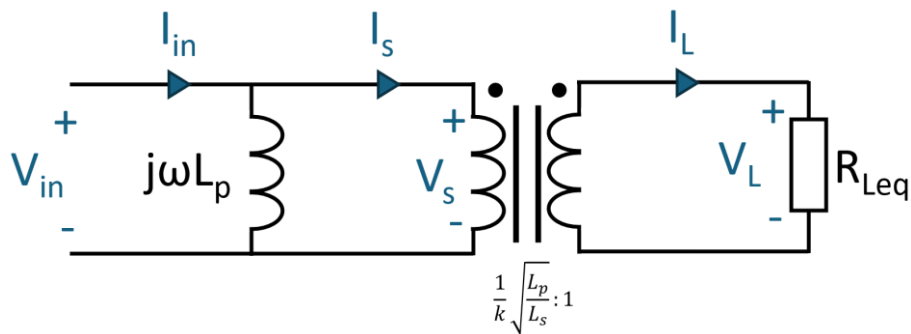


Figura 116 - Circuito simplificado de la topología DVT N-S

## II. Topologías resonantes en serie-paralelo

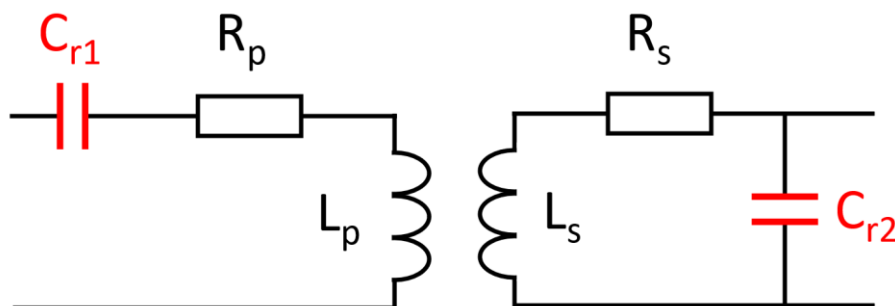


Figura 117 - Esquema de la topología S-P

Es una topología basada en una red resonante serie-paralelo que consta de un condensador resonante instalado en serie con el bobinado primario y otro en paralelo con el bobinado secundario (**Figura 117**).

Ambos condensadores resuenan con las impedancias de los bobinados. De esta manera, es posible conseguir una fuente de tensión constante ya que, la tensión de salida no depende de la potencia demandada. La inductancia primaria con el condensador en serie se comporta como un cortocircuito en la frecuencia de resonancia. Mientras, la inductancia secundaria con el condensador en paralelo se comporta como un circuito abierto en la frecuencia de resonancia. El circuito equivalente resultante se muestra en la **Figura 118**.

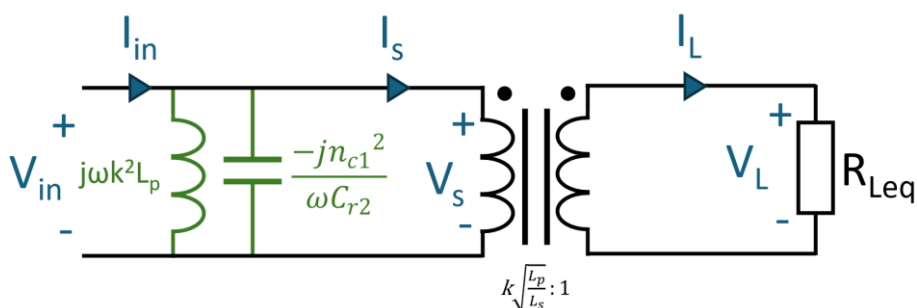


Figura 118 - Circuito simplificado de la topología S-P



### III. Topologías resonantes en paralelo-serie

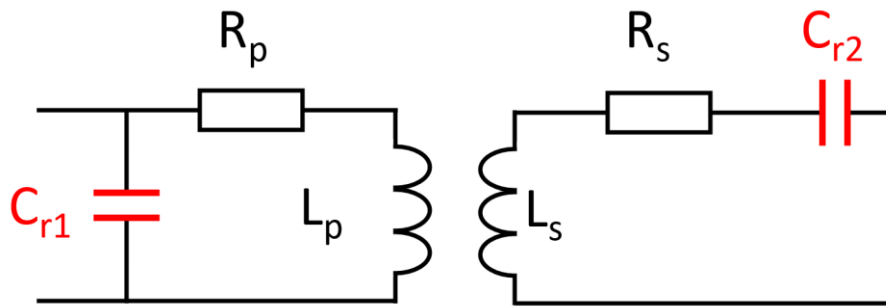


Figura 119 - Esquema de la topología P-S

Es una topología basada en una red resonante paralelo-serie que consta de un condensador resonante instalado en paralelo con el bobinado primario y otro en serie con el bobinado secundario (**Figura 119**).

Ambos condensadores resuenan con las inductancias de los bobinados. De esta manera, es posible conseguir una fuente de tensión constante ya que, la tensión de salida no depende de la potencia demandada. La inductancia secundaria con el condensador en serie se comporta como un cortocircuito en la frecuencia de resonancia. Por otro lado, la inductancia primaria con el condensador en paralelo se comporta como un circuito abierto en la frecuencia de resonancia. La **Figura 120** muestra el circuito equivalente resultante.

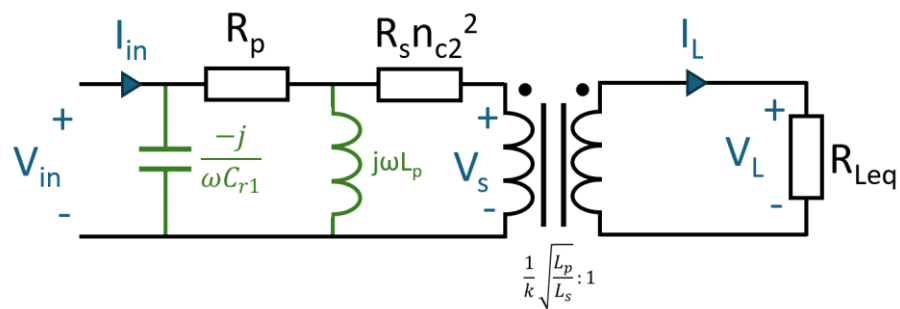


Figura 120 - Circuito simplificado de la topología P-S

## IV. Topologías resonantes paralelo-paralelo

### IV. I. Topología resonante L+P-P

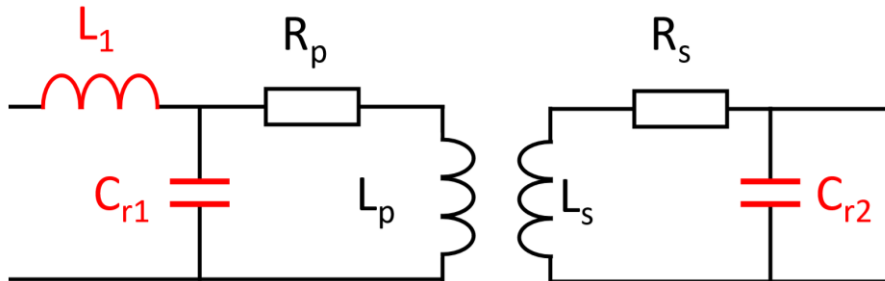


Figura 121 - Esquema de la topología L+P-P

Es una topología basada en una red resonante bobina+paralelo-paralelo que consta de un condensador resonante instalado en paralelo con el bobinado primario, otro en paralelo con el bobinado secundario y una bobina en serie con al bobinado primario (**Figura 121**).

Ambos condensadores resuenan con las inductancias de los bobinados. De esta manera, es posible conseguir una fuente de corriente constante ya que, la corriente de salida no depende de la potencia demandada. La inductancia del secundario con el condensador del secundario se comporta como un cortocircuito en la frecuencia de resonancia. Dado que se produce la resonancia, el circuito resultante funciona como un girador de modo que, esencialmente, la corriente de salida depende de la ganancia directa del girador  $G$  y del voltaje de entrada de este. La **Figura 122** muestra el circuito equivalente resultante.

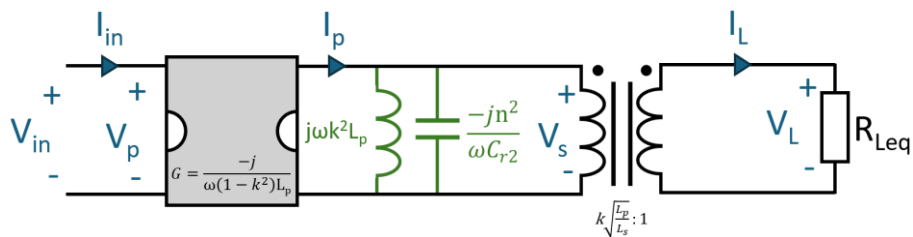


Figura 122 - Circuito simplificado de la topología L+P-P

#### IV. II. Topología resonante P-P+L

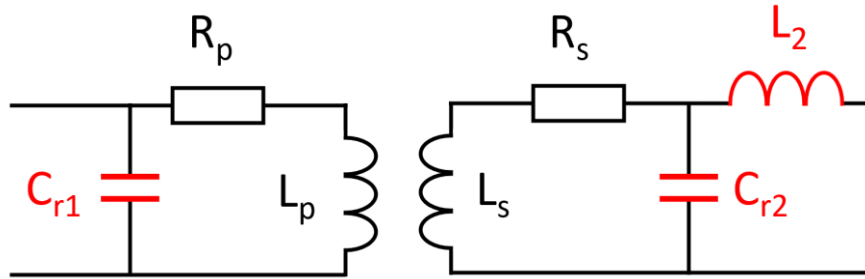


Figura 123 - Esquema de la topología P-P+L

Es una topología basada en una red resonante paralelo-paralelo+bobina que consta de un condensador resonante instalado en paralelo con el bobinado primario, otro en paralelo con el bobinado secundario y una bobina en serie con al bobinado secundario (**Figura 123**).

Ambos condensadores resuenan con las inductancias de los bobinados. De esta manera, es posible conseguir una fuente de corriente constante ya que, la corriente de salida no depende de la potencia demandada. La inductancia del primario con el condensador del primario se comporta como un cortocircuito en la frecuencia de resonancia. Dado que se produce la resonancia, el circuito resultante funciona como un girador de modo que, esencialmente, la corriente de salida depende de la ganancia directa del girador  $G$  y del voltaje de entrada de este. La **Figura 124** muestra el circuito equivalente resultante.

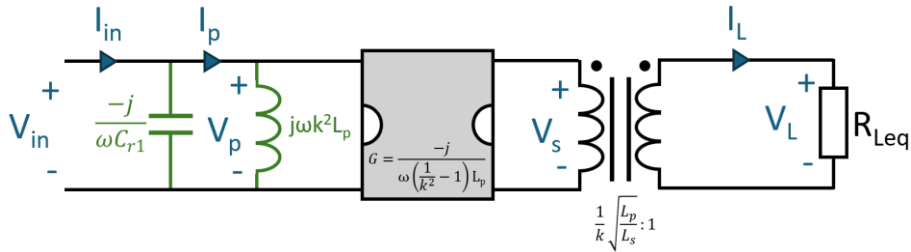


Figura 124 - Circuito simplificado de la topología P-P+L