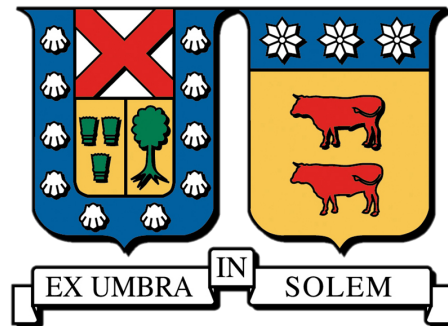


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



**DISEÑO DE SISTEMA DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE
ENERGÍA BIDIRECCIONAL**

CÉSAR ALEXIS GONZÁLEZ ROJAS

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO

PROFESOR/A GUÍA: MARCELO PÉREZ

PROFESOR/ES CO-REFERENTE/S: CHRISTIAN ROJAS

DICIEMBRE-2021

Resumen

Los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica han ganado gran importancia en los últimos años, debido a las ventajas que presentan por sobre una conexión cableada en particular en aplicaciones vehiculares.

Es por lo anterior que resulta importante enfocar y profundizar el estudio de los sistemas inalámbricos de potencia, el siguiente trabajo de memoria, tiene como objetivo el estudio y análisis de un sistema de transmisión inalámbrica bidireccional, caracterizando su funcionamiento y determinando los parámetros que influyen en su comportamiento.

El desarrollo del siguiente trabajo comienza con el estudio de las topologías de los sistemas WPT, donde se abordan las características de cada una de ellas. De esto se obtienen que los sistemas inductivos y en particular los sistemas magnéticos resonantes permiten transmitir niveles óptimos de potencia a distancias del orden de los centímetros con eficiencias cercanas al 80%. El sistema magnético resonante tiene capacitores conectados para reducir la potencia reactiva de las bobinas. En base al fácil diseño y flexibilidad es que el sistema de compensación serie - serie es el circuito elegido para el diseño. Para poder implementar el convertidor se plantea un circuito simplificado que permite facilitar el estudio del circuito, logrando extrapolar el comportamiento del sistema real utilizando fuentes sinusoidales y eliminando las etapas de inversión y rectificación, a partir de aquello estudiar el comportamiento de la potencia activa respecto a la capacitancia con el propósito de lograr una expresión que permita arrojar valores de capacitancia en base al nivel de potencia requerido. Finalmente se realiza la simulación mediante software PLECS, donde se corrobora los análisis desarrollados.

Agradecimientos

El amor recibido, la dedicación y esfuerzo es un reflejo de los valores entregados por mi familia, sin ellos no podría haber llegado hasta acá.

Mamá, Felipe y Oscar son los mas importante que tengo en la vida, esta memoria es un reflejo de su apoyo incondicional. Gracias por estar conmigo en todo este proceso lleno emociones.

A todos mis amigos que estuvieron presentes durante todo este proceso, éste trabajo va dedicado para ustedes, por estar conmigo en todos los momentos difíciles .

Papá se que estarías orgulloso de mí, solo me queda darte las gracias desde el cielo.

Tabla de Contenidos

1	Introducción	1
1.1	Aplicaciones de acoplamiento inductivo para vehículos eléctricos.	2
1.2	Clasificación de los sistemas WPT	3
1.3	Sistemas de transmisión inalámbrica	3
1.3.1	Acoplamiento Capacitivo	5
1.3.2	Acoplamiento Inductivo IPT	7
1.3.3	Acoplamiento Magnético Resonante	8
1.4	Sistemas de compensación	9
2	Análisis de sistemas de transmisión Inductiva y Resonante.	14
2.1	Análisis Sistema IPT	15
2.1.1	Capacidad de transferencia de sistema IPT.	15
2.1.2	Eficiencia del sistema IPT	17
2.2	Análisis Transmisión Magnética Resonante	20
2.2.1	Eficiencia Compensación Serie - Serie	22
2.3	Análisis de Resultados	24
2.4	Análisis del Circuito Simplificado.	26
2.4.1	LVK Primario y Secundario	28
2.4.2	LCK Primario y Secundario	29
2.4.3	Análisis de la Potencia a variaciones de ángulo	30
3	Diseño del sistema de compensación	33
3.1	Análisis de potencia	34
3.2	Análisis del Capacitor	35
3.2.1	Parámetros de simulación	35
3.2.2	Potencia Primario	36
3.2.3	Potencia Secundario	39
3.3	Cálculo del valor del condensador	41

3.3.1	Análisis Secundario	41
3.3.2	Análisis Primario	43
3.3.3	Resultados Obtenidos $L_m = L/4$	45
3.3.4	Resultados Obtenidos $L_m = L/20$	47
3.4	Simulación del circuito	48
3.4.1	Circuito PLECS	48
3.4.2	Simulación PLECS $\phi = \frac{\pi}{2}$ y $L_m = L/20$	49
3.4.3	Eficiencia sistema simulado.	51
4	Conclusiones	52
4.0.1	Código Matlab de potencia primario y secundario respecto a variaciones del ángulo del secundario	54
4.0.2	Código Matlab de potencia primario y secundario respecto a variaciones del valor de condensador	56
4.0.3	Ecuación valor de condensadores Primarios	58
4.0.4	Ecuación valor de condensadores Secundario	58
4.0.5	Medición Eficiencia Serie - Serie	59

Lista de Figuras

1.1	Esquema IPT Vehículo Eléctrico	2
1.2	Clasificación de los sistemas WPT	3
1.3	Topología de un sistema WPT capacitivo	5
1.4	Esquema Acoplamiento Magnético	7
1.5	Esquema Acoplamiento Magnético Resonante	8
1.6	Topologías de Compensación	9
1.7	Compensación Serie - Paralelo	10
1.8	Circuito Compensación Paralelo-Paralelo	11
1.9	Circuito equivalente de un sistema IPT compensado Serie-Serie	12
2.1	Circuito equivalente de un sistema IPT no compensado alimentando una carga re- sistiva.	15
2.2	Eficiencia sistema no compensado a una frecuencia de $f = 100[\text{Khz}]$	18
2.3	Eficiencia sistema no compensado a un barrido en frecuencia.	18
2.4	Circuito equivalente de un sistema IPT compensado Serie-Serie	20
2.5	Eficiencia sistema compensado Serie-Serie a una frecuencia de $f = 100[\text{Khz}]$	22
2.6	Eficiencia sistema no compensado a un barrido en frecuencia.	23
2.8	Cuadro comparativo de eficiencia entre sistema IPT y magnético resonante	24
2.9	Circuito simplificado del sistema WPT	26
2.10	Circuito Real del sistema WPT compensación Serie-Serie	27
2.11	Potencia activa primaria a variaciones del valor de ángulo	30
2.12	Potencia activa secundario a variaciones del valor de ángulo	31
3.1	Relación potencia activa lado primario a valores de capacitor.	36
3.2	Valores de potencia reactiva primaria a valores de condensador dados	37
3.3	Potencia activa y reactiva del primario a valores de capacitor con un $L_m = L/4$	38
3.4	Relación potencia activa secundario a valores de capacitor	39
3.5	Relación potencia reactiva lado secundario a valores de capacitor	40

3.6	Valor del condensador secundario para $L_m = L/4$	46
3.7	Valor del condensador del secundario para $L_m = L/20$	47
3.8	Circuito simplificado PLECS	48
3.9	Simulación Voltaje Plecs	49
3.10	Simulación Corriente y Voltaje Plecs	50

Capítulo 1

Introducción

El uso de la energía eléctrica se ha convertido en un recurso de gran importancia en la sociedad moderna, lo que ha dado como consecuencia una alta demanda del suministro eléctrico. En base a lo anterior es que se debe re-pensar las maneras de suministrar la energía de manera eficiente y segura. Basado en la premisa anterior es que conectar para energizar cualquier dispositivo eléctrico mediante una conexión cableada produce ciertas limitaciones de movilidad y seguridad. En primer lugar, la reiterada conexión de un cable genera desgaste del material, en particular, de las partes mecánicas del sistema de carga, lo que genera futuros problemas en la etapa de cargado, tales como, fatiga del cable. Además de ello la seguridad que toma un rol importante en particular en la carga de vehículos eléctricos, ya que el usuario debe manipular cables que manejan gran cantidad de potencia, lo que un mala praxis de estos podría traer consecuencias letales para el usuario. Basándonos en los puntos anteriores expuestos, considerando la seguridad y desgaste físico de materiales un punto de mejora importante es que se comienza a barajar y buscar nuevas alternativas para poder energizar cualquier dispositivo sin la necesidad de alguna interacción directa. Por los motivos planteados, es que los sistemas de carga inalámbrica se han convertido en foco de estudio y mejora. Finalmente el objetivo de éste trabajo se centra en aumentar el campo de estudio de los sistemas inalámbricos entregando bases de un sistema de transmisión inalámbrica bidireccional, lo que permitirá al usuario ampliar las aplicaciones del vehículo eléctrico.

Con respecto a lo mencionado en puntos anteriores es que en el presente trabajo de memoria, se diseña e implementa un sistema de transmisión inalámbrica de potencia bidireccional, con el fin de caracterizar el comportamiento del sistema frente a variables como la distancia de transmisión, los efectos de la carga, entre otros y los sistemas de compensación de potencia.

1.1 Aplicaciones de acoplamiento inductivo para vehículos eléctricos.

Los primeros registros que se tienen del vehículo eléctrico comienza a principio de 1900 en Flocken Elektrowagen (Alemania). Debido a la complejidad para manejar los cable de carga y su baja eficiencia es que no logran penetrar fuertemente en el mercado, sumado a ello en 1912 Henry Ford introduce el motor de arranque en los vehículos a gasolina comenzando a fabricarse en serie, ampliando sus prestaciones y logrando dominar el mercado automotriz por casi 200 años.

Con los avances en temas de eficiencia energética y la concientización hacia el cuidado del medio ambiente es que en los últimos 20 años a comenzado un constante crecimiento hacia la industria del vehículo eléctrico de uso cotidiano, este constante crecimiento ha obligado a continuar avanzando en nuevas formas de lograr una mejora de estos vehículos en temas como inteligencia artificial, almacenamiento de energía y el proceso de carga.

La transmisión inalámbrica de potencia (WPT) ofrece una solución ideal, puesto que no se necesita conectar el vehículo a la red a través de manipulación de cables o interacción directa, evitando el riesgo de electrocución asociado a la conexión de estos. El WPT no solo es aplicable a la carga estática, refiriéndose a realizar el proceso mientras el auto se encuentra estacionado, tal como se observa en la figura 1.1, sino que también puede aplicarse en la transmisión de potencia con el vehículo en movimiento o carga dinámica.

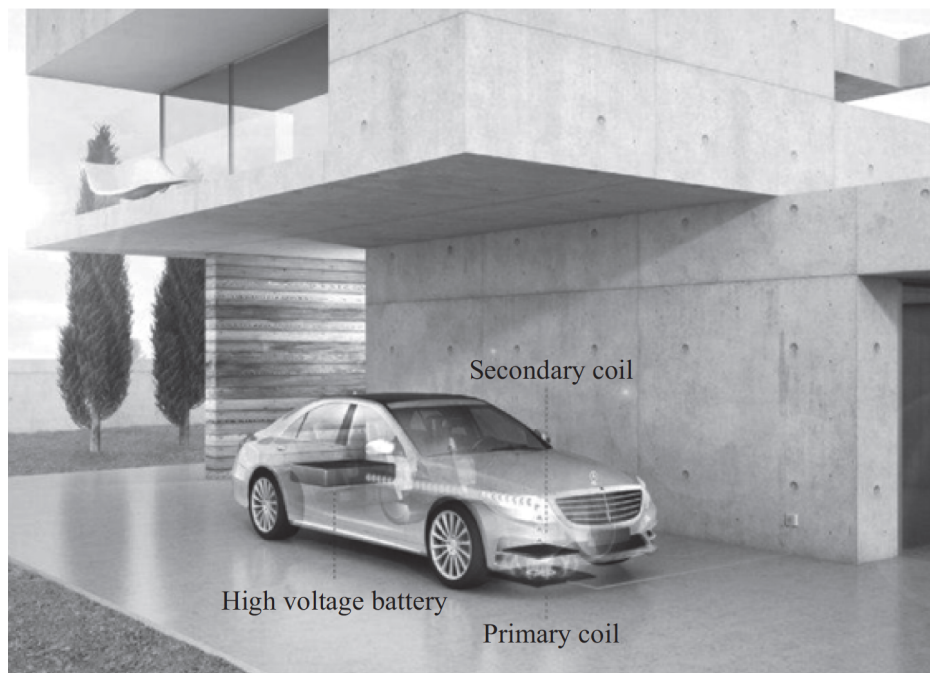


Figura 1.1: Esquema IPT Vehículo Eléctrico

1.2 Clasificación de los sistemas WPT

Comenzando correctamente con el análisis de los sistemas inalámbricos de transmisión de potencia (WPT) se debe clasificar según la tecnología utilizada, como puede observarse en el esquema de la figura 1.2. Esta clasificación se basa en el tipo de aplicaciones, ya sea, transmisión mediante radio frecuencia o en su defecto, mediante interacciones de campos magnéticos o eléctricos.

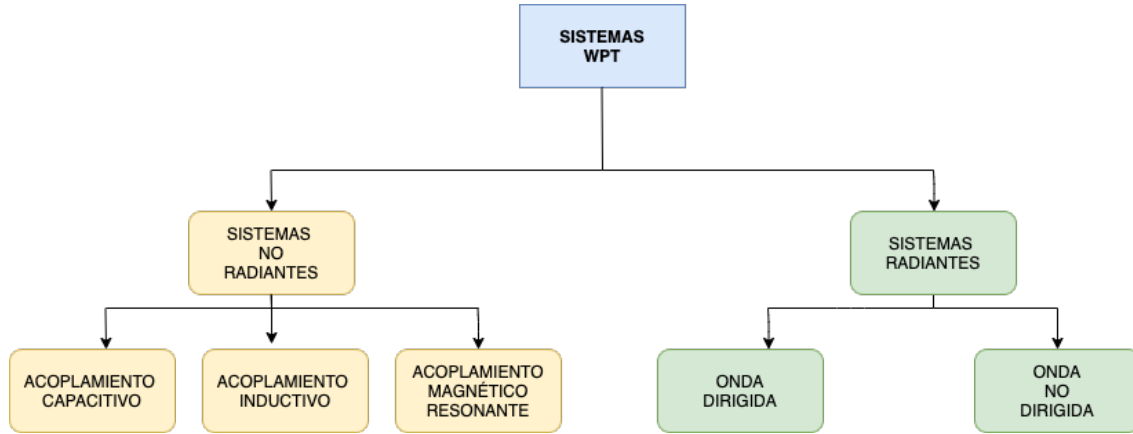


Figura 1.2: Clasificación de los sistemas WPT

La transmisión inalámbrica de potencia se puede separar en Sistemas Radiantes y Sistemas No Radiantes, a continuación se procede a detallar cada una de las tecnologías.

1.3 Sistemas de transmisión inalámbrica

En los sistemas radiantes el receptor se ubica a una distancia considerable de la fuente de emisión, en la cual la configuración del campo eléctrico y magnético, permiten que el vector de Poynting sea real. La intensidad de la onda en este tipo de transmisión, decae en proporción inversa al cuadrado de la distancia.

Para que un sistema se considere como del tipo Radiante, debe cumplir la siguiente característica.

$$k \cdot R \ll 1 \quad (1.1)$$

Donde k tiene la siguiente interpretación.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.2)$$

λ es la longitud de onda y R es la distancia de separación entre transmisor y receptor. La ecuación (1.2) indica que el sistema se considera radiante, si la longitud de onda es mucho menor a

la distancia de separación. Por lo tanto, para una distancia fija un sistema tenderá a ser radiante a medida que aumente su frecuencia de operación. Este tipo de transmisión no es factible ya que los sistemas Radiantes se centran enviar potencia a grandes distancias lo que impacta directamente en la eficiencia, lo que será inviable para carga de vehículos eléctricos.

En los sistemas no radiantes, el receptor se ubica a una distancia en donde la configuración de los campos eléctrico y magnético producen que el vector de Poynting sea imaginario, lo que indica que la potencia emitida regrese al transmisor.

En particular, esta condición se denomina campo cercano reactivo. En esta zona, la densidad de potencia disminuye de forma inversamente proporcional al cubo de la distancia entre transmisor y receptor, por lo cual, para tener una gran densidad de potencia de transmisión entre el lado primario y secundario, las distancias de separación no deben superar el orden los centímetros, con ello, se enviar grandes cantidades de potencia hacia la carga.

En términos mas sencillos los sistemas no radiantes son capaces de manejar mayores densidades de energía, con un nivel menor de distancia, es decir, para las aplicaciones planteadas en el trabajo es mas conveniente este tipo de aplicaciones para lograr niveles de eficiencia óptimos.

1.3.1 Acoplamiento Capacitivo

El sistema capacitivo se compone de dos placas metálicas paralelas, tanto en el primario transmisor como en el secundario receptor, tal como se muestra en la figura 1.3.

Cuando las placas del transmisor y el receptor se enfrentan, manteniendo una distancia de separación entre ellas, se logra inducir un campo eléctrico variante en el tiempo, que genera una corriente de desplazamiento entre placas, lo que permite el flujo de potencia de manera inalámbrica. Estos sistemas son muy utilizados actualmente, ya que los sistemas capacitivos son potencialmente mas económicos y mas compactos, además de ello, no necesitan materiales como ferrita para orientar el flujo.

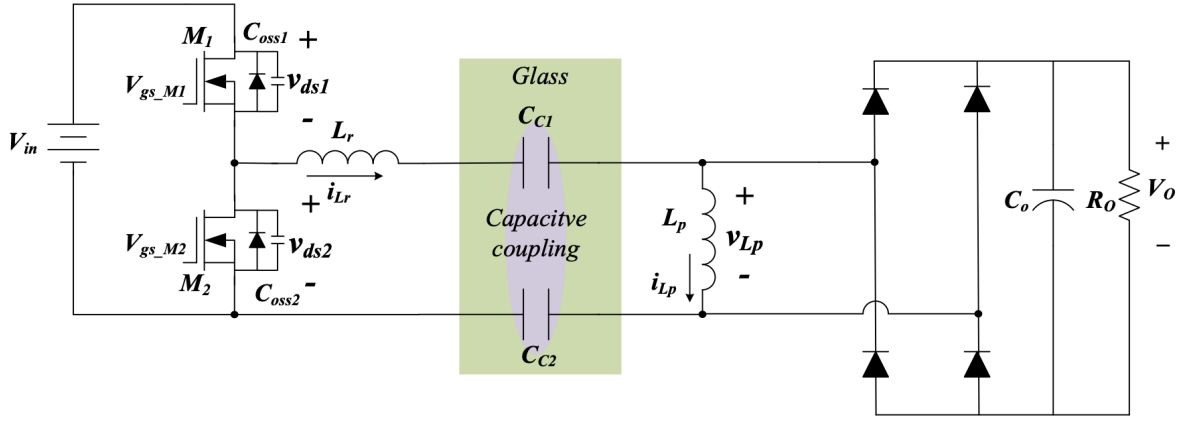


Figura 1.3: Topología de un sistema WPT capacitivo

Tal como se observa en el esquema de la figura 1.3, la arquitectura básica de un sistema WPT de acoplamiento capacitivo consiste en una fuente de voltaje DC conectada a un inversor, seguido de un inductor de compensación , y a continuación la placa transmisora del primario. En el lado secundario se encuentra la placa receptora formando el acoplamiento capacitivo y seguido de la etapa de rectificación hasta una carga final.

En un sistema de acoplamiento de este tipo, la ecuación para la capacitancia se obtiene de la siguiente expresión.

$$C = \frac{K \cdot \varepsilon_o \cdot A}{d} \quad (1.3)$$

Donde K corresponde a la permisividad relativa del dieléctrico (aproximadamente 1 para el aire), ε_o es la permisividad del vacío equivalente a $8.854 \cdot 10^{-12}[\text{F/m}]$, A corresponde al área de la sección de la placa metálica $[m^2]$ y d corresponde a la distancia de separación entre las placas.

Finalmente la potencia máxima para un sistema capacitivo tiene la siguiente expresión:

$$P_{max} = \pi \sqrt{2 \cdot K_{rec}} \cdot V_{out} \cdot C \cdot V_{C,max} \cdot f_s \quad (1.4)$$

Se puede ver en la expresión anterior que la máxima transferencia de potencia del sistema está directamente relacionada con la capacitancia de acoplamiento de las placas, es decir, con el área de superficie disponible y la distancia de separación entre las placas.

La transferencia de energía en tales sistemas se puede mejorar aumentando la frecuencia de conmutación o usando altos voltajes de salida. Sin embargo, el aumento de la frecuencia de conmutación puede afectar negativamente a la eficiencia del sistema debido a las pérdidas de conmutación de los semiconductores. La combinación de elevados voltajes de entrada y altas frecuencias de conmutación puede dificultar la conmutación suave de los interruptores del inversor, por lo cual, la únicas variable disponibles para maximizar la potencia son:

- Aumentar el área de las Placas (A).
- Disminuir la distancia de separación.

A partir de las siguientes opciones expuestas, el hecho de aumentar la superficie de las placas del condensador no es práctico, debido a que este sistema debe ir montado en un auto, la segunda opción es de disminuir la distancia entre las placas a nivel de solo un par de milímetro, este tipo cargas inalámbricas son muy utilizadas en carga de celulares, pero lo hace muy inviable para carga de vehículos eléctricos, en base a los argumentos expuesto es que este tipo de carga inalámbrica se descarta para el desarrollo de este trabajo.

1.3.2 Acoplamiento Inductivo IPT

Los sistemas de transferencia inalámbrica de potencia mediante acoplamiento inductivo son conocidos como sistemas IPT (Inductive Power Transfer) al igual que en el caso capacitivo los sistemas IPT se encuentran en la clasificación de los sistemas No radiantes y su funcionamiento se basa en los fenómenos de inducción de campos magnéticos.

Se basan en el mismo principio que el de un transformador convencional, la mayor diferencia entre un sistema IPT y un transformador ideal es que el primero carece de un núcleo ferromagnético para poder dirigir el flujo magnético entre el devanado primario y secundario ya que al ser sistemas inalámbricos no existe material alguno entre los devanados.

El efecto de carecer de núcleo entre el devanado primario y el devanado secundario es la dispersión del flujo magnético, cuyo efecto directo es el pobre factor de acoplamiento entre los devanados, el efecto de disminuir el factor de acoplamiento incide negativamente en la eficiencia del sistema lo cual provoca que no se logre maximizar la potencia activa transmitida y al poseer puramente inductores el sistema se vuelve en su totalidad inductivo lo cual aumenta su potencia reactiva.

El esquema de un sistema de acoplamiento inductivo se observa en la figura 1.4, donde se comienza con una fuente de tensión continua primaria, posteriormente la etapa de inversión, para posterior el acoplamiento inductivo y la rectificación del secundaria, finalmente la carga conectada al sistema.

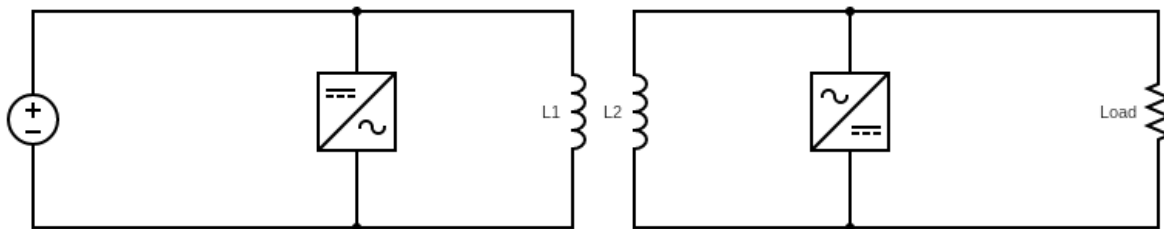


Figura 1.4: Esquema Acoplamiento Magnético

1.3.3 Acoplamiento Magnético Resonante

Los sistemas de acoplamiento magnético resonante se basa en el mismo principio que el acoplamiento inductivo, pero en este caso se utiliza un circuito o una red de compensación, la cual, tiene como finalidad eliminar o reducir la parte imaginaria de la impedancia del circuito y con ello poder maximizar la potencia activa, mejorando significativamente la eficiencia del circuito. Tal como se observa en la figura 1.5 el sistema magnético resonante posterior a la etapa de inversión viene la llamada red de compensación, éstas redes se basan principalmente de condensadores conectados al circuito del cual se desprenden diferentes topologías de conexionado del capacitor. Posteriormente se muestra cada una de las redes de compensación que es posible implementar, con su respectivo análisis matemático, con el fin de escoger y decidir la mejor red para los propósitos deseados.

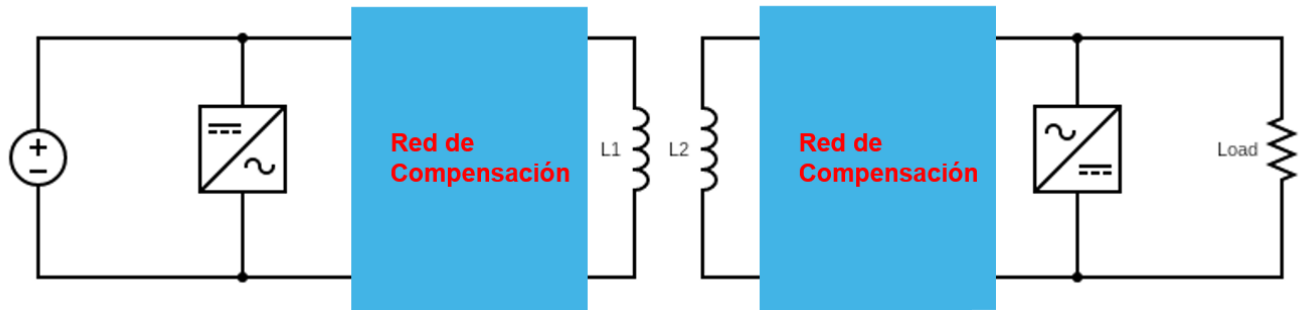


Figura 1.5: Esquema Acoplamiento Magnético Resonante

1.4 Sistemas de compensación

De acuerdo a lo planteado en el punto 1.4, para maximizar la potencia útil transferida a cualquiera de los dos lados del sistema, es necesario que a la bobina primaria y secundaria se conecten a un condensador para disminuir la cantidad potencia reactiva.

El principal objetivo de esto es lograr que la impedancia vista desde la fuente sea solo de carácter óhmico, y así, reducir completamente la potencia reactiva, o en un caso mas realista, lograr una implementación que permita minimizarla.

Los sistemas de compensación están formados por dos condensadores C_1 y C_2 , refiriéndose al lado primario y secundario respectivamente. Por lo cual, un sistema de acoplamiento inductivo resonante típico tiene la siguiente estructura.

- **Sistema Primario:** Formado por una bobina L_1 , un condensador C_1 , que puede estar conectado en serie o en paralelo, y por último un sistema de alimentación de alta frecuencia.
- **Sistema Secundario:** Formado por una bobina receptora L_2 , un condensador, el cual, puede estar conectado en serie o en paralelo, y finalmente un convertidor AC/DC para alimentar la carga.

Tal como se observa en la figura 1.6 a partir de la conexión de los condensadores en el devanado primario y secundario es posible obtener 4 topologías básicas de configuración de una red de compensación.

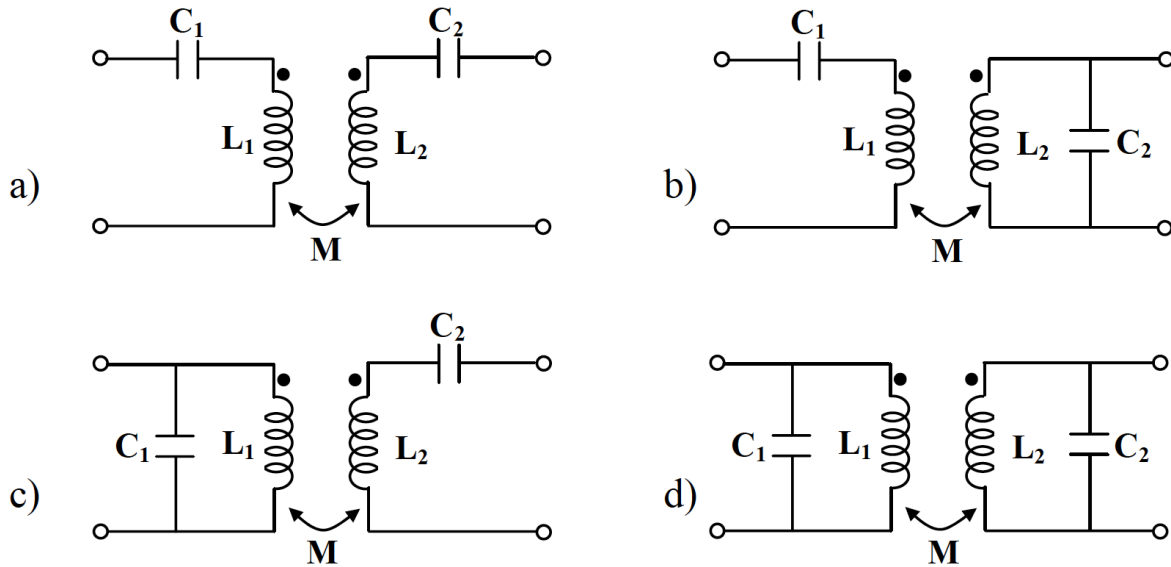


Figura 1.6: Topologías de Compensación

- **Compensación SS:** C1 está conectado en serie con la bobina del primaria y C2 en serie la bobina secundaria.
- **Compensación SP:** C1 está conectado en serie con la bobina del primaria y C2 en paralelo la bobina secundaria.
- **Compensación SP:** C1 está conectado en paralelo con la bobina del primaria y C2 en serie la bobina secundaria.
- **Compensación SP:** C1 está conectado en paralelo con la bobina del primaria y C2 en paralelo la bobina secundaria.

Cada tipo de compensación presenta un comportamiento diferente a las variaciones de los parámetros del circuito. Siguiendo en línea con las redes de compensación, a continuación se procede de realizar un análisis de estos sistemas, donde se abordarán las diferentes topologías, haciendo un estudio de las ecuaciones y a partir de ello, dar los argumentos correspondientes a favor o en contra de la elección para la aplicación.

Compensación Serie - Paralelo

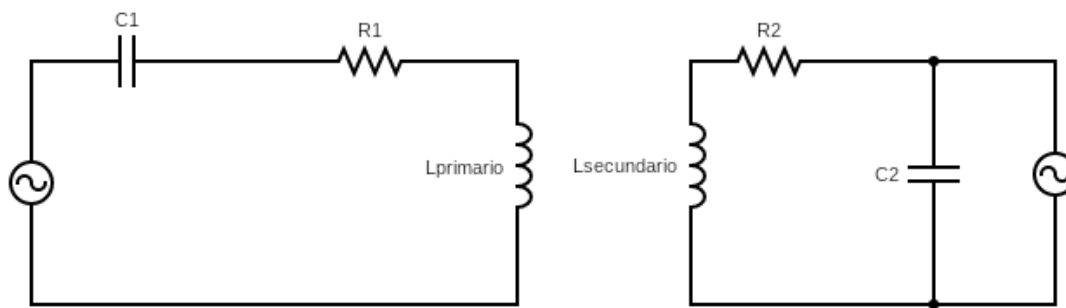


Figura 1.7: Compensación Serie - Paralelo

La figura 1.7 muestra una de las configuraciones más usuales para este tipo de aplicaciones, en este caso corresponde a una configuración Serie - Paralelo, la cual tal como se puede observar en la figura, corresponde a un capacitor conectado en serie en el lado primario C_1 y un capacitor conectado en paralelo en el secundario C_2 .

Análisis del circuito Serie - Paralelo

A partir de la figura del sistema de compensación Serie-Paralelo se realiza un estudio para obtener el valor de la impedancia Z_2 que se obtiene lo siguiente:

$$Z_2 = R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{j\omega C_2} \left(\frac{1}{R_L + \frac{1}{j\omega C_2}} \right) \quad (1.5)$$

Separando la parte real de la parte imaginaria obtenemos los siguientes términos.

$$Z_2 = \left(R_2 + \frac{R_L}{1 + (\omega R_L C_2)^2} \right) + j\omega \left(L_2 - \frac{R_L^2 C_2}{1 + (\omega R_L C_2)^2} \right) \quad (1.6)$$

Para operar en resonancia la parte imaginaria de la impedancia Z_2 debe ser igual a cero, es decir:

$$\left(L_2 - \frac{R_L^2 C_2}{1 + (\omega R_L C_2)^2} \right) = 0 \quad (1.7)$$

Al ver (1.7) se puede inferir que el valor del condensador para lograr dicha igualdad depende del valor de la carga R_L . Esto no es deseable, ya que, un pequeño cambio en la carga saca al sistema de la resonancia perdiendo eficiencia. Debido a la explicación anterior, es que este sistema de compensación se descarta y se busca otra opción de configuración.

Compensación Paralelo - Paralelo

Con respecto al análisis del sistema Paralelo - Paralelo, se realiza un análisis del sistema de compensación a partir de la siguiente figura.

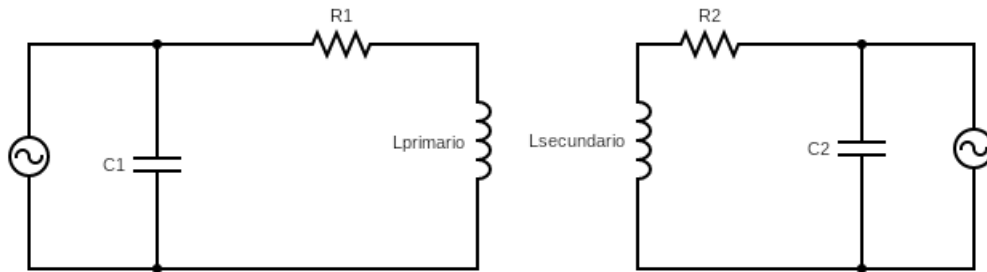


Figura 1.8: Circuito Compensación Paralelo-Paralelo

Ecuaciones Circuito compensación Paralelo - Paralelo

A partir del esquema de compensación de la figura 1.8, se obtiene las siguientes ecuaciones. El primer punto importante es abordar la impedancia del primario y secundario.

$$Z_1 = \frac{\frac{1}{j\omega C_1} \cdot j\omega L_1}{\frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1} \quad (1.8)$$

$$Z_1 = \frac{\frac{L_1}{C_1}}{j\omega L_1 - \frac{j}{\omega C_1}} \quad (1.9)$$

$$Z_1 = \frac{L_1}{j\omega \cdot \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)} \quad (1.10)$$

En base a (1.10) correspondiente a la impedancia del lado primario, se debe lograr que la fuente de tensión primaria vea una impedancia puramente resistiva, para lograr aquello se debe buscar la forma de hacer que la impedancia Z_1 sea real. Para lograr lo anterior, la única forma de hacerlo es que el valor de la inductancia primaria sea cero, esto no es posible ya que rompe con el esquema del sistema IPT. Por esta razón principal es que el caso de la compensación Paralelo-Paralelo no es la escogida. Misma situación ocurre en el lado secundario, por lo cual, el sistema paralelo dificulta la implementación.

Compensación Serie-Serie

A continuación es momento de ver el circuito magnético resonante con la compensación mencionada,

El circuito equivalente viene dado por:

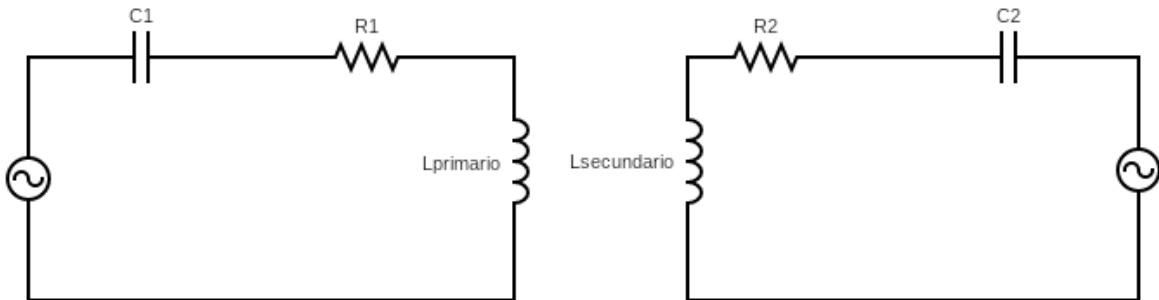


Figura 1.9: Circuito equivalente de un sistema IPT compensado Serie-Serie

Ecuaciones Circuito Compensación Serie - Serie

Tal como se observa en la figura 1.9 se puede obtener la igualdad para lograr que la impedancia vista desde la fuente de voltaje sea puramente resistiva, para ello, se debe lograr la siguiente igualdad.

$$\left(j\omega L_1 - \frac{j}{\omega C_1}\right) = \left(j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_2}\right) = 0 \quad (1.11)$$

Resolviendo la ecuación obtenemos la frecuencia de resonancia del sistema.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (1.12)$$

Como se puede observar en (1.12) la frecuencia de resonancia del sistema no depende del valor de la carga conectada ni del acoplamiento. Razones como las expuestas nos orientan en la selección del sistema serie-serie como circuito de compensación del convertidor bidireccional.

Capítulo 2

Análisis de sistemas de transmisión Inductiva y Resonante.

Una vez planteado las topologías de los sistemas de compensación y seleccionada la configuración Serie - Serie, es momento de hacer un análisis de mayor grado de profundidad con respecto a la potencia y eficiencia, para ello se realiza una comparativa entre un sistema IPT y un magnético resonante para poder ver cuantitativamente la mejora al incorporar dichos condensadores. Además de ello, se analiza el comportamiento de la eficiencia con respecto al factor de acoplamiento, finalmente se propone un circuito simplificado del convertidor donde se estudia el comportamiento del sistema a variaciones de ángulos de disparo de los semiconductores.

2.1 Análisis Sistema IPT

2.1.1 Capacidad de transferencia de sistema IPT.

Se analiza el comportamiento de la eficiencia en la transmisión de potencia entre dos inductores acoplados, en función de la frecuencia y el factor de acoplamiento, con el fin de ver la importancia del sistema de compensación y comprobar si efectivamente es posible aumentar la eficiencia del convertidor con la utilización de condensadores.

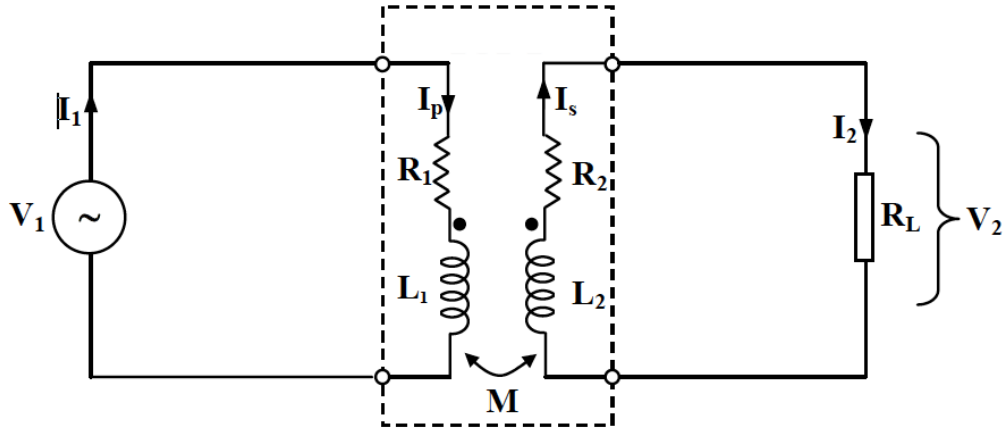


Figura 2.1: Circuito equivalente de un sistema IPT no compensado alimentando una carga resistiva.

A partir de la figura 2.1 es posible obtener las ecuaciones de LVK del primario y secundario respectivamente, del cual se obtienen las siguientes expresiones:

$$V_1 = V_{L1} + V_{R1} \quad (2.1)$$

$$V_2 = V_{L2} + V_{R2} \quad (2.2)$$

Se puede observar en (2.1) y (2.2) que existen expresiones V_{L1} y V_{L2} las cuales corresponden a los voltajes de la inductancia mutua, mediante las cualidades de este tipo de acoplamiento los voltajes de los inductores quedan expresados de la siguiente manera.

$$V_{L1} = j\omega L_1 I_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2.3)$$

$$V_{L2} = j\omega L_2 I_2 + j\omega L_m I_1 \quad (2.4)$$

De la misma manera que para la inductancia mutua, la expresión para el voltaje de la resistencia es igual al valor de la resistencia multiplicada por la corriente que pasa por dicha resistencia, a partir de ello, se obtiene lo siguiente:

$$V_{R1} = R_1 I_1 \quad (2.5)$$

$$V_{R2} = R_2 I_2 \quad (2.6)$$

Sustituyendo (2.3) y (2.5) en (2.1) donde se obtiene la expresión que corresponde al comportamiento del lado primario del circuito IPT.

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega L_m I_2 + R_1 I_1 \quad (2.7)$$

De manera análoga se sustituye las ecuaciones (2.4) y (2.6) en (2.2) donde se obtiene la expresión que corresponde al comportamiento del lado secundario del circuito IPT.

$$0 = j\omega L_2 I_2 + j\omega L_m I_1 + R_2 I_2 - R_L I_2 \quad (2.8)$$

Debido a que solo hay dos incógnitas, I_1 e I_2 , las cuales a través de dos ecuaciones, es posible resolver el sistema de ecuaciones, realizando simple álgebra se obtienen las siguientes expresiones para las corrientes.

$$I_1 = \frac{R_2 + R_L + j\omega L_2}{(R_1 + j\omega L_1) \cdot (R_2 + R_L + j\omega L_2) + \omega^2 L_m^2} \cdot V_1 \quad (2.9)$$

$$I_2 = -\frac{j\omega L_m}{(R_1 + j\omega L_1) \cdot (R_2 + R_L + j\omega L_2) + \omega^2 L_m^2} \cdot V_1 \quad (2.10)$$

$$V_2 = \frac{j\omega L_m R_L}{(R_1 + j\omega L_1) \cdot (R_2 + R_L + j\omega L_2) + \omega^2 L_m^2} \quad (2.11)$$

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{(R_1 + j\omega L_1) \cdot (R_2 + R_L + j\omega L_2) + \omega^2 L_m^2}{R_2 + R_L + j\omega L_2} \quad (2.12)$$

2.1.2 Eficiencia del sistema IPT

A partir de las ecuaciones obtenidas en el punto anterior, es momento de obtener la expresión para la eficiencia del sistema con respecto al factor de acoplamiento del sistema y con ello, definir la función que establece el comportamiento de la eficiencia.

A continuación se obtiene la expresión para la eficiencia del sistema sin compensación.

$$\eta = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{\{(R + R_L)^2 + (\omega L)^2\} \cdot R + (\omega L_m)^2 \cdot R} \quad (2.13)$$

donde

$$Lm = \sqrt{k^2 \cdot L_1 \cdot L_2} = k \cdot L \quad (2.14)$$

Debido a que se busca implementar un sistema bidireccional de transmisión de energía, es importante implementar un sistema espejo, es decir, que el lado primario y secundario sea idénticos tanto en configuración como en los valores de los parámetros. Por lo cual, los valores de inductores, cargas y capacitancias serán del mismo valor para ambos lados, por esta razón es que se obtiene (2.14). En lo que respecta a los voltajes, estos valores pueden ser de diferente magnitud lo que implicaría un desbalance de potencia entre lo transmitido y recibido por la fuente primaria y secundaria, para el desarrollo del trabajo se consideran los voltajes primario y secundario de igual magnitud.

A partir de la ecuación de la eficiencia del sistema y reemplazando $L_m = k \cdot L$ se puede obtener una gráfica de la eficiencia respecto al factor de acoplamiento, tal como, se observa en la figura 2.2.

Algo importante a considerar son los rangos de operación de la constante de acoplamiento inductivo, para ello se utilizan dos cotas.

$$K_{min} = \frac{1}{20} \quad (2.15)$$

$$K_{max} = \frac{1}{4} \quad (2.16)$$

Donde $K = \frac{1}{4}$ corresponde a un comportamiento de transformador ideal, por lo cual, será la cota superior y por lo tanto el máximo valor de potencia posible a transferir, por el contrario, para $K = \frac{1}{20}$ corresponde a una separación entre el cargador y el vehículo de unos 15 [cm] aproximadamente, donde este valor corresponderá a la cota inferior del nivel de potencia activa.

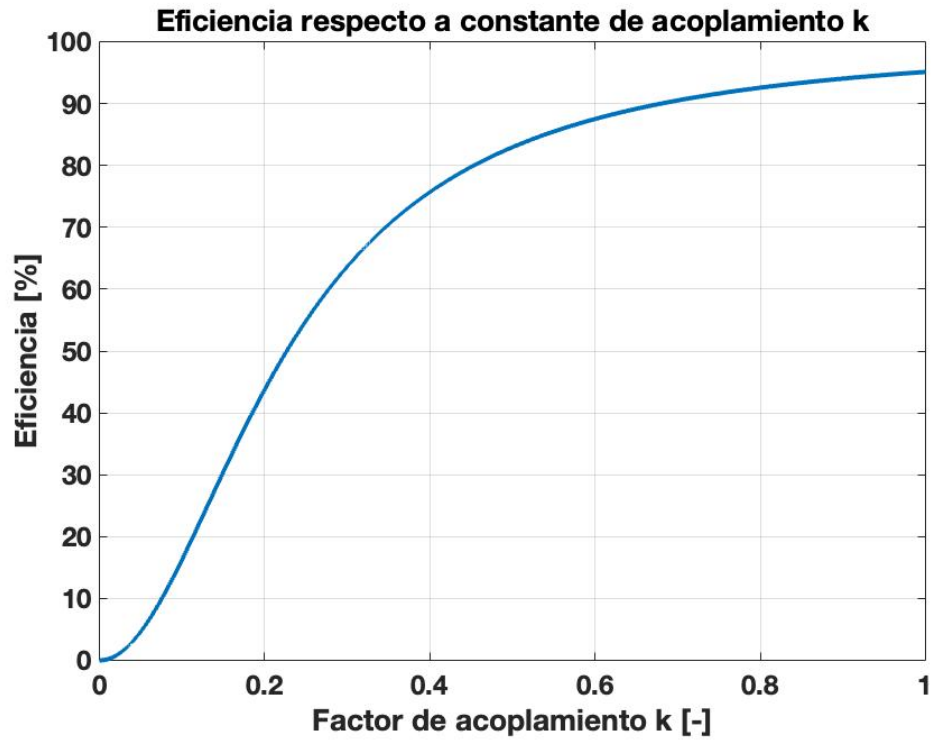


Figura 2.2: Eficiencia sistema no compensado a una frecuencia de $f = 100[\text{Khz}]$

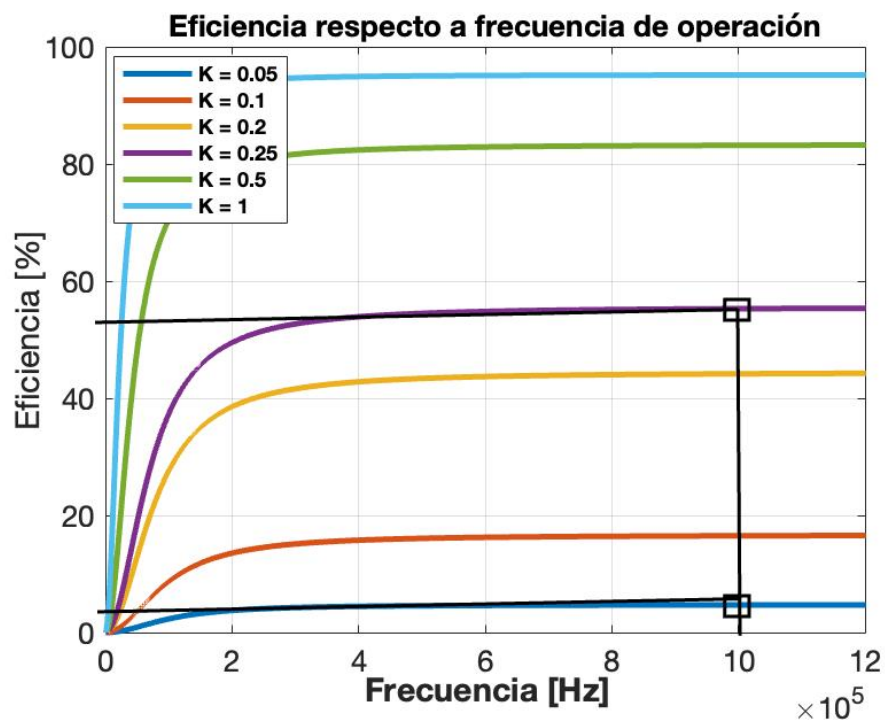


Figura 2.3: Eficiencia sistema no compensado a un barrido en frecuencia.

Tal como se puede observar en las figuras 2.2 y 2.3, a medida que aumenta el factor de acoplamiento existe una mayor eficiencia del sistema, este es el resultado esperado ya que al aumentar el factor de acoplamiento existe una menor distancia entre el primario y secundario, lo que genera una mayor facilidad en la transmisión de la energía. Para el caso del vehículo eléctrico se estima una distancia entre el cargador y el auto de unos 20[cm] aproximadamente, es decir, un factor de $k = \frac{1}{20}$ dando como resultado una eficiencia de menos del 10% aproximadamente. Este porcentaje de eficiencia es un valor bastante bajo para ser aplicable a un sistema de carga, por lo cual, evidentemente se debe implementar un sistema que permita corregir y disminuir la potencia reactiva del sistema. A continuación se procede a realizar el mismo análisis con sistemas de compensación y comparar resultados.

2.2 Análisis Transmisión Magnética Resonante

A continuación se procede a realizar un análisis del convertidor magnético resonante con el circuito de compensación serie-serie, para ello, se comienza mostrando el siguiente esquema.

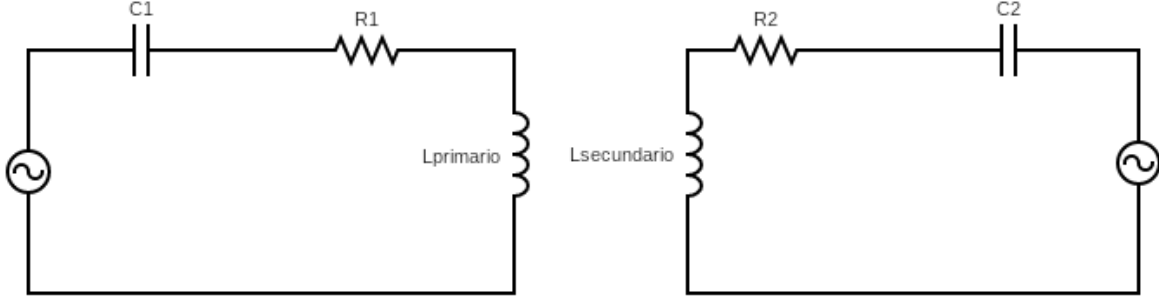


Figura 2.4: Circuito equivalente de un sistema IPT compensado Serie-Serie

Tal como se observa en la figura 2.4, el convertidor presentado tiene un sistema de compensación serie-serie, por lo cual, se procede a realizar un análisis de voltajes para el primario y secundario, donde se obtienen las siguientes igualdades.

$$V_1 = V_{L1} + V_{C1} + V_{R1} \quad (2.17)$$

$$V_2 = V_{L2} + V_{C2} + V_{R2} \quad (2.18)$$

De (2.17) y (2.18) se desglosa la expresión para los voltajes de la inductancia mutua, obteniendo la expresión :

$$V_{L1} = j\omega L_1 I_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2.19)$$

$$V_{L2} = j\omega L_2 I_2 + j\omega L_m I_1 \quad (2.20)$$

Siguiendo con (2.17) y (2.18) el valor para V_{C1} y V_{C2} son :

$$V_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot I_1 \quad (2.21)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot I_2 \quad (2.22)$$

Por lo cual reemplazando (2.19) y (2.21) en (2.17) se obtiene la siguiente ecuación para el voltaje del primario.

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega L_m I_2 + \frac{1}{j\omega C_1} \cdot I_1 + R_1 I_1 \quad (2.23)$$

De manera análoga al reemplazar (2.20) y (2.22) en (2.18) se obtiene la ecuación para el voltaje del secundario.

$$0 = j\omega L_2 I_2 + j\omega L_m I_1 + \frac{1}{j\omega C_2} \cdot I_2 + R_2 I_2 \quad (2.24)$$

Realizando las operatorias algebraicas correspondientes se obtiene las siguientes expresiones para las corrientes del devanado primario y secundario.

$$I_1 = \frac{R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{j\omega C_2})}{(R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{j\omega C_1})) \cdot (R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{j\omega C_2}) + \omega^2 L_m^2)} \cdot V \quad (2.25)$$

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{(R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{j\omega C_1})) \cdot (R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{j\omega C_2}) + \omega^2 L_m^2)} \cdot V \quad (2.26)$$

$$V_2 = \frac{j\omega L_m R_L}{(R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{j\omega C_1})) \cdot (R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{j\omega C_2}) + \omega^2 L_m^2)} \cdot V \quad (2.27)$$

2.2.1 Eficiencia Compensación Serie - Serie

A partir de (2.25), (2.26) y (2.27) es posible obtener una expresión que representa la eficiencia del sistema, es decir, la razón entre la potencia activa de entrada con respecto a la potencia que finalmente llega a la carga, con ello, se logra determinar si efectivamente existe una mejora al incorporar un sistema de compensación y en caso de mejorar cuantificar la mejora efectiva. A partir de un manejo algebraico se obtiene la siguiente expresión.

$$\eta = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{\left\{ (R + R_L)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right\} \cdot R + (\omega L_m)^2 \cdot R} \quad (2.28)$$

Con (2.28) es posible obtener una gráficas que nos permita determinar el impacto de la eficiencia al incorporar un condensador en serie al convertidor.

En base a lo planteado en el punto anterior, se procede a obtener la gráfica del comportamiento de la eficiencia con respecto al factor de acoplamiento K , y por otro lado ver el comportamiento del sistema a variaciones de la frecuencia de operación.

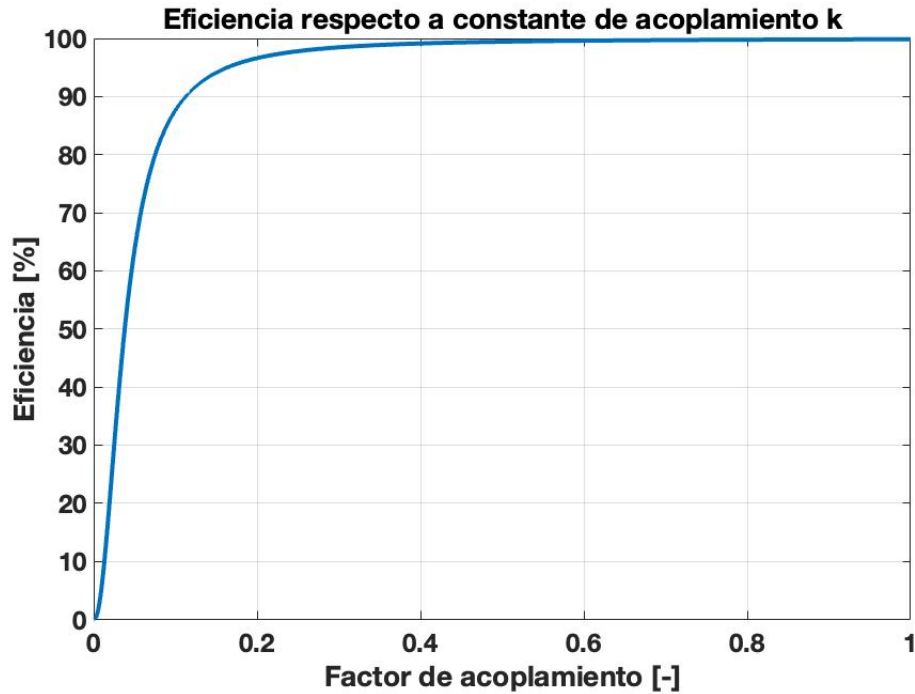


Figura 2.5: Eficiencia sistema compensado Serie-Serie a una frecuencia de $f = 100[\text{KHz}]$

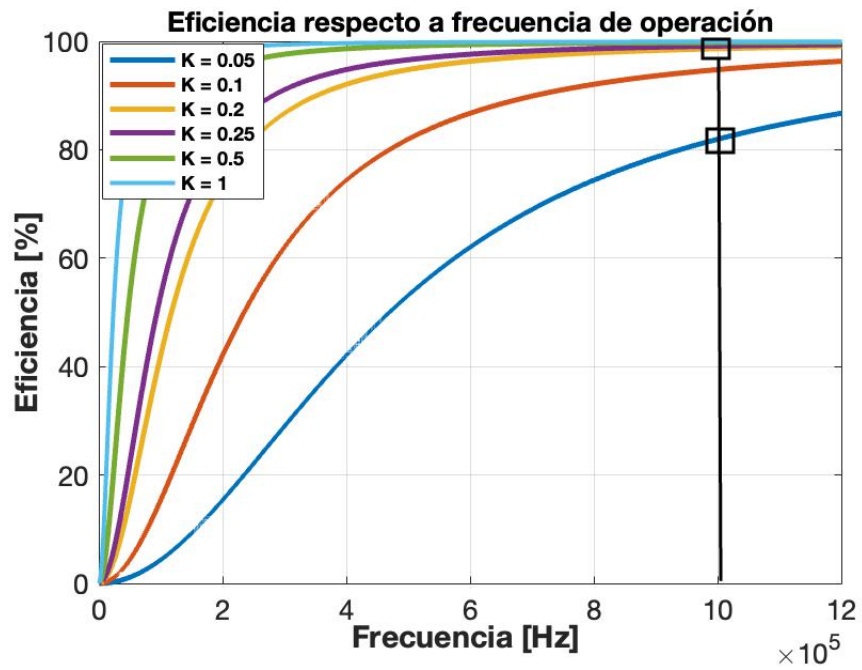
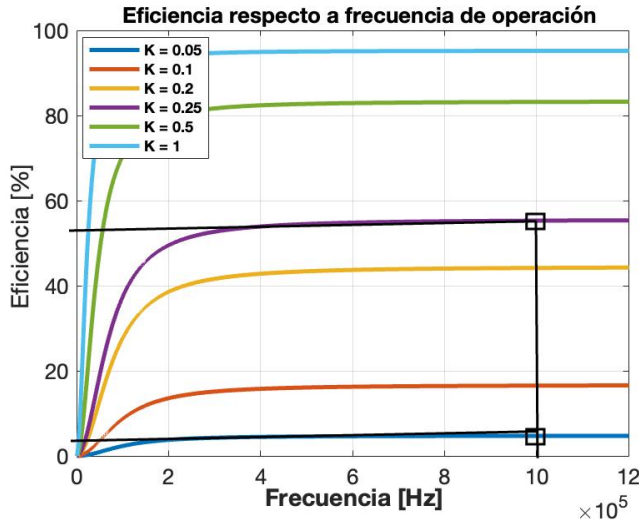


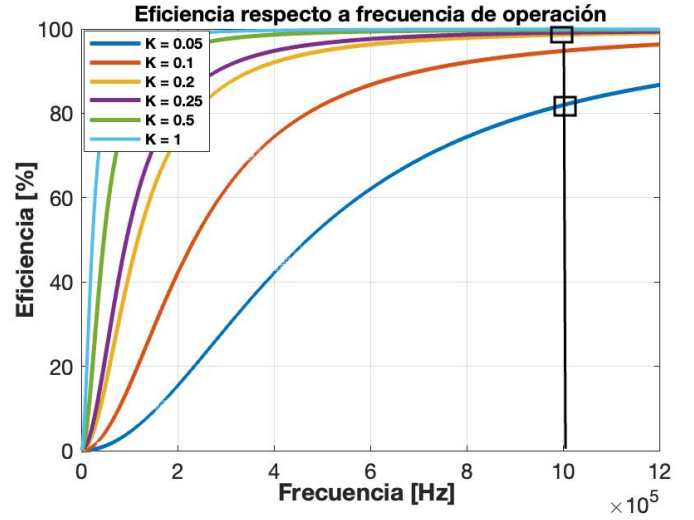
Figura 2.6: Eficiencia sistema no compensado a un barrido en frecuencia.

2.3 Análisis de Resultados

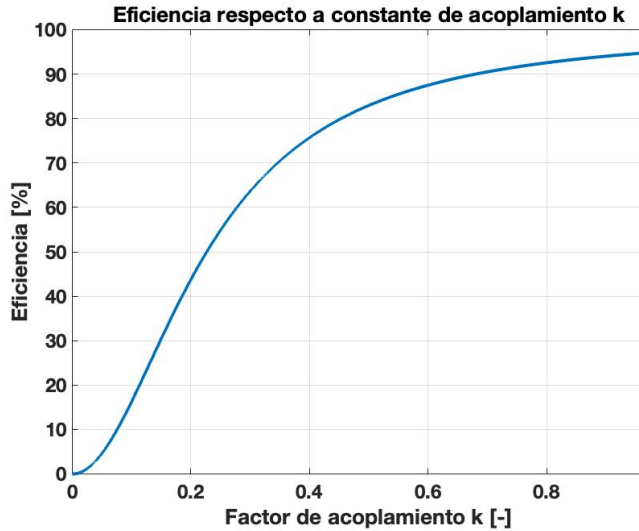
A continuación, logrando obtener resultados sobre la eficiencia de los sistemas magnéticos y magnético resonante Serie - Serie se procede a analizar los resultados y obtener conclusiones a partir de la figura 2.8. Para ello se hace un contraste entre las figuras 2.2 y 2.3 del sistema IPT con las figuras 2.5 y 2.6 del sistema con compensación del cual se desprende lo siguiente.



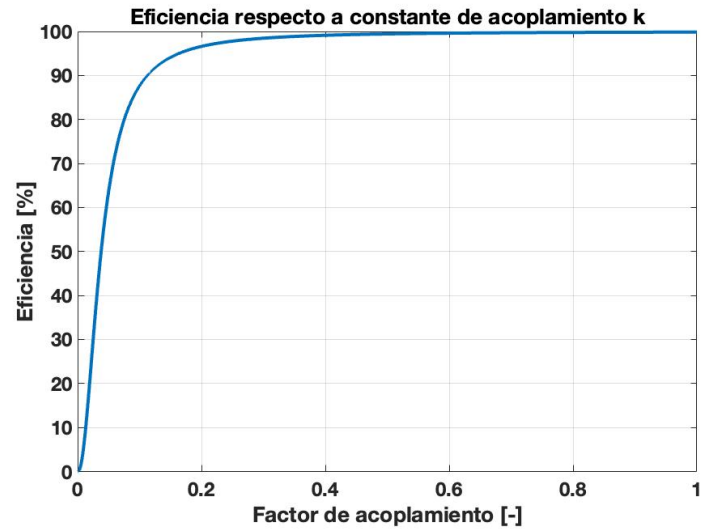
(a) Sistema IPT



(b) Sistema magnético resonante



(a) Sistema IPT



(b) Sistema magnético resonante

Figura 2.8: Cuadro comparativo de eficiencia entre sistema IPT y magnético resonante

la figura 2.8 muestra una clara mejora de la eficiencia del sistema cuando al sistema IPT se le agrega un circuito que permite compensar y maximizar la potencia.

En base al análisis se deduce que para el caso de $K_{min} = \frac{1}{20}$ en el sistema de acoplamiento inductivo la potencia activa se tiene una eficiencia del 5% aproximadamente, caso contrario, para el caso del sistema magnético resonante compensado serie - serie donde el valor de la eficiencia alcanza valores que llegan hasta un 70%, es decir, la eficiencia del sistema mejora en un 65%. De la misma forma para el caso de $K_{max} = \frac{1}{4}$ en el sistema de acoplamiento inductivo la eficiencia llega a casi un 55%, por el contrario, para el sistema magnético resonante la eficiencia alcanza valores cercanos al 95%, con estos resultados podemos ver una considerable mejora de la eficiencia del sistema al agregar un circuito de compensación.

Con respecto al factor de acoplamiento, dicho valor se mueve entre los rangos de $K = [0 - 1]$ cuando dicha constante es de valor unitario las eficiencias en ambos sistemas son muy similares (98% para el magnético resonante y 94% para el acoplamiento magnético), debido a que en el sistema WPT el aire no tiene las cualidades de orientar el flujo magnético no es factible llegar a un factor de acoplamiento unitario.

2.4 Análisis del Circuito Simplificado.

Una vez estudiado los sistemas de transmisión inductiva y magnética resonante respectivamente, comprobando el impacto en la mejora de eficiencia al utilizar un sistema de compensación se orienta a la utilización de estos, en base al punto anterior es que el sistema de compensación que se acomoda a los resultados esperados corresponde a un sistema de tipo magnético resonante con compensación Serie - Serie, ya que, existe una mejora sustancial en la eficiencia del sistema y por sobre todo una fácil e intuitiva implementación.

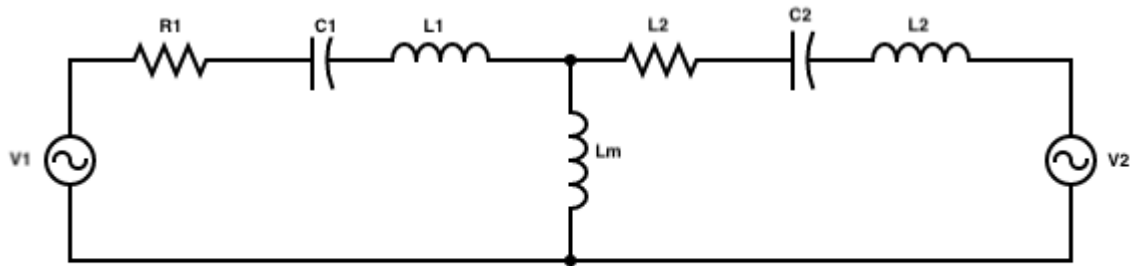


Figura 2.9: Circuito simplificado del sistema WPT

A continuación se procede con el análisis del sistema de la figura 2.9 , para ello, se tienen las siguientes consideraciones en la implementación del circuito. Recordar que el convertidor bidireccional consta de dos etapas tal como se observa en la figura 2.10, la etapa de inversión del voltaje primario y la rectificación del secundario, para propósitos de simplificación de análisis se eliminan dichas etapa del convertidor y se centra en el análisis del circuito en el proceso posterior a la inversión en el primario y antes de su respectiva rectificación en el secundario, reemplazando dichos fenómenos con 2 fuentes de voltaje sinusoidales, los resultados no se verán afectados ya que se opera a la misma frecuencia de conmutación que el caso real y las magnitudes de los voltajes se mantienen, la diferencia radica en la forma de onda, ya que en el caso simplificado las ondas de voltaje serán perfectamente sinusoidales, lo cual, difiere del caso real que son cuadradas.

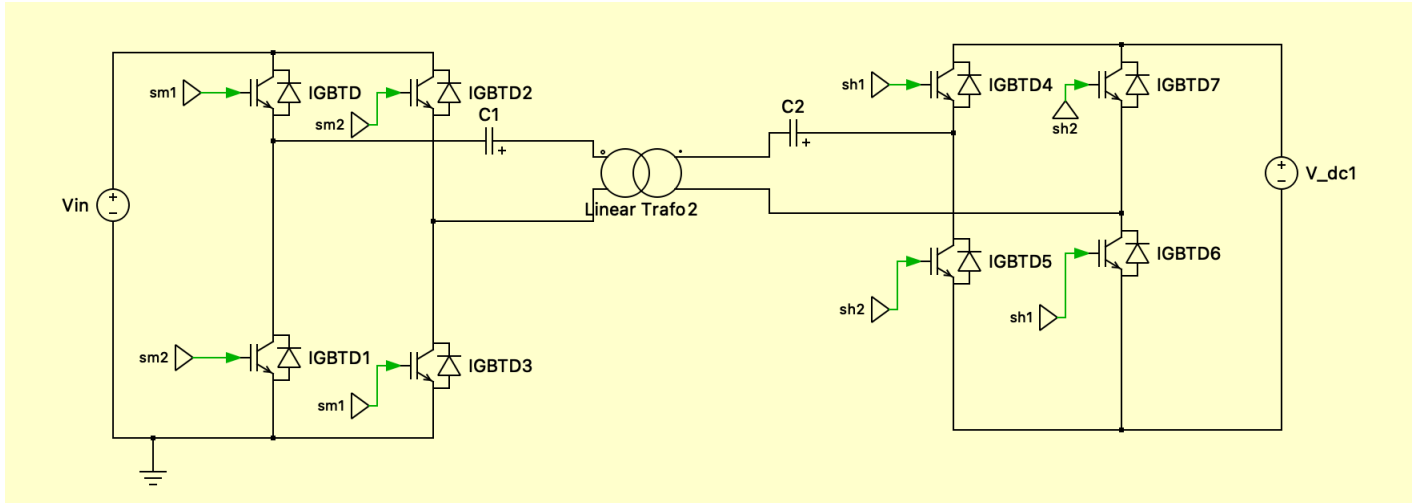


Figura 2.10: Circuito Real del sistema WPT compensación Serie-Serie

Como se observa en la figura 2.10 tanto para el lado primario y secundario se utilizan IGBT, la razón de esto se basa en permitir el libre flujo de la potencia, cosa que no sería capaz de realizar si se utilizan diodos en la rectificación.

Tal como se comenta anteriormente para poder replicar este fenómeno se utilizan dos fuentes sinusoidales de misma amplitud, complementando lo anterior es que la fuente del lado secundario tiene un ángulo de desfase variable, esto permite observar el comportamiento de la potencia activa con respecto a dicho ángulo. La importancia de lograr encontrar dicha relación se basa en que dicho ángulo, será el encargado de controlar el nivel de potencia a transferir y en que dirección se quiere transmitir la energía.

A continuación se comienza con LVK y LCK del sistema magnético resonante de la figura 2.9 y con ello entender el comportamiento del sistema, tanto el lado primario como el secundario.

2.4.1 LVK Primario y Secundario

A continuación se comienza con el análisis de las ecuaciones para el circuito de la figura 2.9, debido a que las fuentes del sistema simplificado son fuentes sinusoidales, se utiliza fasores, lo cual, va a cambiar la terminología de las ecuaciones, cuando las ecuaciones tengan un punto en la variable, esta se refiere al fasor de dicho parámetro.

A continuación se obtiene el LVK para el primario y secundario, del cual se desprenden las siguientes ecuaciones.

$$\dot{V}_1 - \dot{I}_1 \cdot R_1 - \dot{I}_1 \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_1}\right) - \dot{I}_1 \cdot (j\omega L_1) - \dot{I}_3 \cdot (j\omega L_m) = 0 \quad (2.29)$$

$$\dot{V}_2 - \dot{I}_2 \cdot R_2 - \dot{I}_2 \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) - \dot{I}_2 \cdot (j\omega L_2) - \dot{I}_3 \cdot (j\omega L_m) = 0 \quad (2.30)$$

Como la premisa que el esquema es un circuito simétrico tanto en primario como secundario podemos representar la impedancia de la siguiente manera, con el fin de poder simplificar los cálculos implicados en éste desarrollo.

$$Z = R_1 + j\omega L_1 + \left(\frac{1}{j\omega C_1}\right) = R_2 + j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) \quad (2.31)$$

$$Z_m = j\omega L_M \quad (2.32)$$

Por lo cual, las ecuaciones (2.29) y (2.30) quedan de la siguiente manera.

$$\dot{V}_1 - \dot{I}_1 \cdot Z - \dot{I}_3 \cdot Z_m = 0 \quad (2.33)$$

$$\dot{V}_2 - \dot{I}_2 \cdot Z - \dot{I}_3 \cdot Z_m = 0 \quad (2.34)$$

2.4.2 LCK Primario y Secundario

A partir de estudio de las corrientes del sistema, se ha establecido que la corriente $\dot{I}_3$ es el resultado de las sumas de las corrientes que van desde el primario y secundario respectivamente, por lo cual, la expresión que determina lo mencionado es la siguiente :

$$\dot{I}_3 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \quad (2.35)$$

Reemplazando (2.35) en (2.33) y (2.35) respectivamente, se obtiene la siguiente igualdad.

$$\dot{V}_1 = \dot{I}_1 \cdot Z + (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) \cdot Z_m \quad (2.36)$$

$$\dot{V}_2 = \dot{I}_2 \cdot Z + (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) \cdot Z_m \quad (2.37)$$

Despejando $\dot{I}_2$ de la ecuación (35) obtenemos lo siguiente:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_2 - \dot{I}_1 \cdot Z_m}{Z + Z_m} \quad (2.38)$$

Finalmente reemplazando las ecuaciones se obtiene lo siguiente:

$$\dot{V}_1 = \dot{I}_1 \cdot (Z + Z_m) + \left(\frac{\dot{V}_2 - \dot{I}_1 \cdot Z_m}{Z + Z_m} \right) \cdot Z_m \quad (2.39)$$

$$\dot{V}_1 = \dot{I}_1 \cdot (Z + Z_m) + \frac{\dot{V}_2 \cdot Z_m}{Z + Z_m} - \frac{\dot{I}_1 \cdot (Z_m)^2}{Z + Z_m} \quad (2.40)$$

$$\dot{V}_1 \cdot (Z + Z_m) = \dot{I}_1 \cdot ((Z + Z_m)^2 - (Z_m)^2) + \dot{V}_2 \cdot Z_m \quad (2.41)$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_1 \cdot (Z + Z_m) - \dot{V}_2 \cdot Z_m}{((Z + Z_m)^2 - (Z_m)^2)} \quad (2.42)$$

Con las ecuaciones para las corrientes $\dot{I}_1$ y $\dot{I}_2$ se puede obtener expresiones para la potencia activa y reactiva del sistema, y con ello poder obtener rangos del valor del condensador para su posterior implementación.

2.4.3 Análisis de la Potencia a variaciones de ángulo

En el punto anterior se comenta que el sistema simplificado posee dos fuentes sinusoidales de amplitud 200[V], pero en particular la fuente secundaria posee un desfase de ángulo con respecto al primario. A continuación es importante comprender el comportamiento de la potencia activa a variaciones de dicho ángulo de desfase, ya que dicho parámetro será importante para lograr determinar el nivel de potencia requerido y la dirección del flujo de energía.

A continuación se procede a obtener las gráficas que determinan el nivel de potencia activa con respecto al ángulo de desfase en la fuente del secundario.

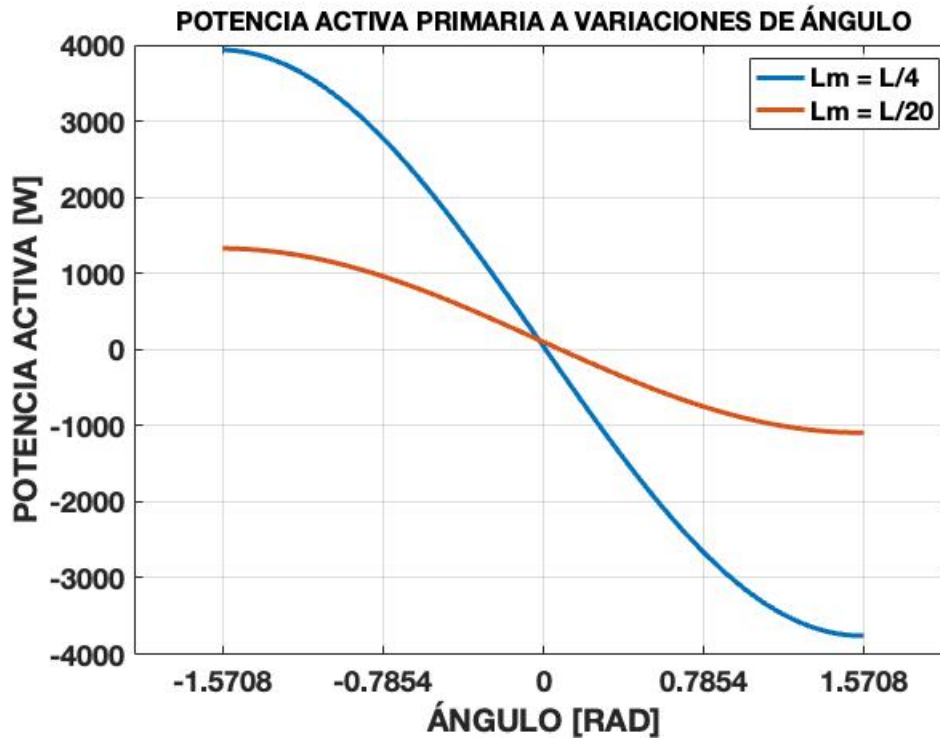


Figura 2.11: Potencia activa primaria a variaciones del valor de ángulo

En base a la figura 2.11 se pueden obtener resultados con respecto a la potencia del lado primario, la primera de ella, es la evidente reducción de los niveles de potencia activa que el convertidor puede manejar al operar con el máximo o mínimo factor de acoplamiento. Para el caso de $L_m = L/4$ la potencia llega valores cercanos a los 4[KW], caso contrario donde la inductancia de magnetización es de $L_m = L/20$ donde la potencia tiene valores que rondan los 1,5[KW].

Otro punto importante a destacar es el ciclo del flujo de la potencia del circuito simulado, tal como se observa en la figura 2.11 existe un periodo entre $\phi = [-\frac{\pi}{2}, 0]$ donde la potencia comienza máxima positiva y progresivamente comienza a disminuir su valor llegado a $0[W]$ cuando el ángulo secundario llega a 0 grados. Esto significa que durante el primer semi-ciclo la potencia activa del primario es positiva, es decir, que el sistema está enviando potencia al lado secundario con un valor que puede variar según el ángulo seleccionado y el factor de acoplamiento K seleccionado. Posteriormente durante el segundo semi-ciclo $\phi = [0, \frac{\pi}{2}]$ el sistema invierte la dirección del flujo de potencia activa y ahora es el primario el que comienza a recibir potencia desde el secundario, con un valor mas pequeño que el enviado, esto se debe a las pérdidas en las resistencias propias del acoplamiento inductivo. Dicho proceso de intercambio de potencia entre el primario y el secundario ocurre de manera cíclica, además de ello, en base al ángulo escogido para el desarrollo del valor del condensador efectivamente existe el máximo de potencia activa ocurre para un ángulo de $\phi = \frac{\pi}{2}$ y $\phi = -\frac{\pi}{2}$ donde particularmente en este valor del ángulo la potencia se encuentra fluyendo desde el secundario al lado primario.

De la misma manera que el caso anterior se realiza un análisis del flujo de la potencia para el lado secundario del sistema, del cual, se obtiene lo siguiente:

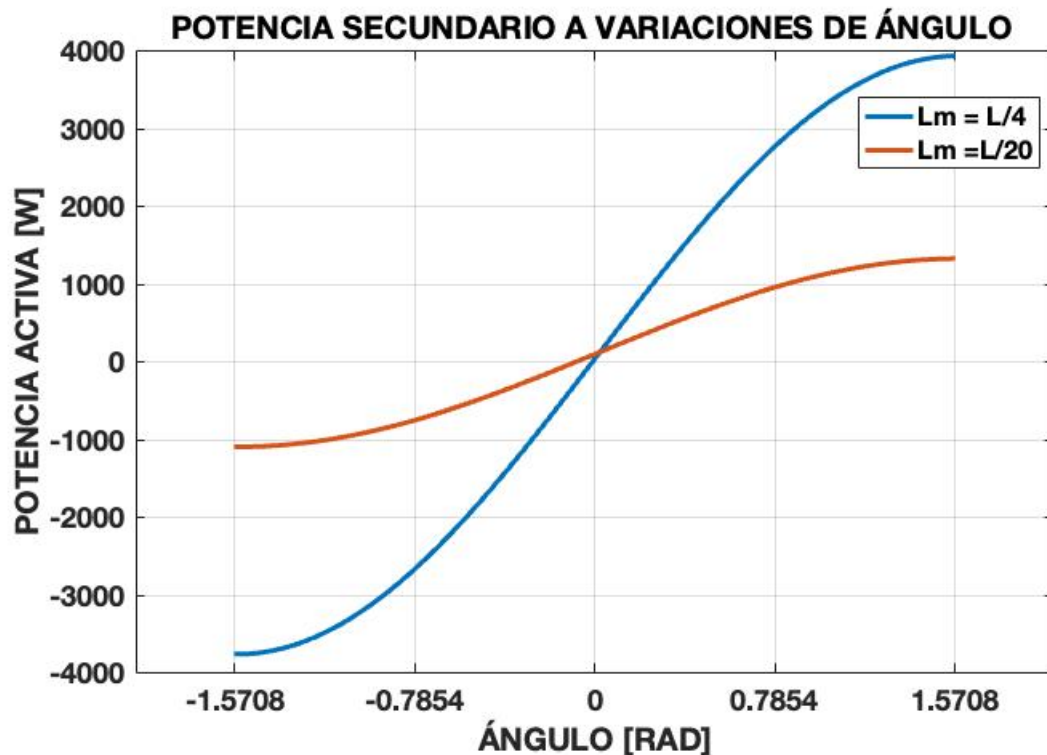


Figura 2.12: Potencia activa secundario a variaciones del valor de ángulo

Para el caso de la potencia activa secundaria a variaciones de ángulo, estos son valores esperados, ya que el sistema es un convertidor bidireccional, por lo que se obtienen valores negativo en

amplitud que el primario, esto concuerda con el análisis planteado, ya que lo enviado por un lado es recibido por el otro.

Para el caso particular de la potencia en el primer semi-ciclo $\phi = [-\frac{\pi}{2}, 0]$ el circuito secundario se encuentra recibiendo potencia desde el lado primario, con la respectiva pérdida de transmisión, y para posterior durante el semi ciclo positivo, enviar dicha potencia con un máximo en $\frac{\pi}{2}$. A partir de las figura 2.12, la potencia primaria y secundaria a variaciones de ángulo de desfase se puede obtener importantes conclusiones, En primer lugar, se corrobora el correcto funcionamiento del sistema bidireccional de potencia activa, esto se observa claramente en las figuras 2.11 y 2.12, cuando un lado se encuentra en enviando potencia el otro lado se encuentra recibiendo dicha potencia en la misma proporción.

Se enfoca la atención en dos valores de ángulos importantes, uno de ello, ocurre cuando el ángulo es $\phi = -\frac{\pi}{2}$. En éste ángulo en particular la potencia del lado primario cae en los máximos positivos (3935[W] para $L_m = L/4$ y 1205[W] para el caso de $L_m = L/20$), es decir, la potencia se encuentra fluyendo desde el primario al secundario. Finalmente se observa que el valor de potencia que llega al secundario es levemente menor que la potencia enviada desde el primario. Específicamente los valores de la potencia activa a dicho ángulo es de (-3760[W] para $L_m = L/4$ y -1100[W] para el caso de $L_m = L/20$).

En base a los resultados de las potencias enviadas y recibidas para un ángulo de desfase de $\phi = -\frac{\pi}{2}$ es posible realizar un cálculo de la eficiencia del sistema implementado.

Eficiencia $L_m = L/4$

$$\eta = \frac{3760[W]}{3935[W]} = 94,8\% \quad (2.43)$$

Eficiencia $L_m = L/20$

$$\eta = \frac{1191[W]}{1328[W]} = 89.9\% \quad (2.44)$$

Capítulo 3

Diseño del sistema de compensación

El trabajo del siguiente capítulo se centra en lograr analizar el comportamiento del sistema a los diferentes valores de capacitancia, con el fin, de diseñar el circuito de compensación. Para ello, se toma como base el estudio realizado en el capítulo 2.4 del análisis del circuito simplificado, una vez estudiado el comportamiento de la potencia activa respecto a los valores de ángulo de desfase, se procede a seleccionar el ángulo de $\phi = \frac{\pi}{2}$ donde dicha potencia es máxima. Con base central la selección del condensador para el diseño del convertidor se desarrolla una función que permite obtener el valor del condensador de acuerdo al nivel de potencia activa a necesitar. Finalmente este capítulo termina con la simulación de dicho circuito, donde se desprenden las forma de onda de las variables, comparándolas con las obtenidas del análisis y calculando la respectiva eficiencia.

3.1 Análisis de potencia

Para el caso del análisis del sistema, se observa en el análisis del circuito simulado de la figura 2.9 que ambas fuentes de voltaje corresponden a señales de tipo sinusoidales, por lo cual, todo el desarrollo mostrado corresponde a un análisis fasorial, por lo tanto, se debe tener en consideración lo anterior para obtener las expresiones para la potencia activa y reactiva respectivamente. Con respecto a las expresiones para los voltajes se define que el ambas fuentes tiene un valor de 200 Volts de magnitud y el desfase es de $\angle 0^\circ$, por el contrario, el voltaje secundario es definido con un ángulo de $\phi = \frac{\pi}{2}$ e igual magnitud, asimismo la expresión para los voltajes son expresadas de la siguiente manera:

$$\dot{V}_1 = V_1 \angle 0^\circ \quad (3.1)$$

$$\dot{V}_2 = V_2 \angle \phi_2 \quad (3.2)$$

Para el caso del fasor de corriente primario y secundario, no poseen un ángulo pre establecido, por lo que queda de la siguiente forma

$$\dot{I}_1 = I_1 \angle \varphi_1 \quad (3.3)$$

$$\dot{I}_2 = I_2 \angle \varphi_2 \quad (3.4)$$

De (3.1) y (3.3) se obtiene la expresión para la potencia aparente primario.

$$S_1 = V_1 \cdot I_1^* \quad (3.5)$$

De la misma manera con (3.2) y (3.4) se entrega la expresión para la potencia aparente secundaria.

$$S_2 = V_2 \cdot I_2^* \quad (3.6)$$

Finalmente con (3.5) y (3.6) se obtiene la expresión para la potencia activa del sistema.

$$P1 = \text{Real} \{S_1\} \quad (3.7)$$

$$P2 = \text{Real} \{S_2\} \quad (3.8)$$

3.2 Análisis del Capacitor

El punto central de este trabajo se basa en el análisis de las ecuaciones y poder encontrar un valor de condensador idóneo que permita operar con los rangos de potencia requeridos, es por ello, que el primer paso consiste en encontrar una expresión matemática en función de la capacitancia y con ello, lograr realizar un barrido en capacitancias y encontrar el comportamiento de la potencia activa a valores de condensadores, con el fin de saber entre que parámetros trabaja el sistema correctamente.

3.2.1 Parámetros de simulación

El voltaje del primario y secundario ambos tienen una magnitud de 200[V], la diferencia radica en el ángulo de desfase, para el caso del primario el ángulo es de 0° y en el secundario el ángulo es de $\frac{\pi}{2}$, la razón de este ángulo se debe a que para un desfase de $\frac{\pi}{2}$ se logra la máxima potencia de transmisión de potencia, tal como se comprueba en el capítulo anterior.

Los valores quedan de la siguiente manera.

$$\dot{V}_1 = 200 \angle 0^\circ \quad (3.9)$$

$$\dot{V}_2 = 200 \angle \frac{\pi}{2} \quad (3.10)$$

$$L_1 = L = 6.3 \cdot 10^{-6} [H] \quad (3.11)$$

$$L_2 = L = 6.3 \cdot 10^{-6} [H] \quad (3.12)$$

$$R = 19 [m\Omega]; \quad (3.13)$$

$$L_m = k \cdot L \quad (3.14)$$

$$\omega = 2\pi \cdot 100 [kHz] \quad (3.15)$$

Para el caso del valor de la inductancia mutua L_m este valor está relacionado con la distancia de separación entre el primario y el secundario, por lo cual, este parámetro operará bajo un rango de operación con valores desde $\frac{L}{4}$ que significa un caso de transformador ideal hasta $\frac{L}{20}$ el cual da una distancia entre primario y secundario de unos 15[cm] aproximadamente.

3.2.2 Potencia Primario

Usando las ecuaciones desarrolladas en el análisis del circuito simplificado se procede a obtener las gráficas del sistema mediante software MATLAB, obteniendo como resultado el comportamiento de la potencia activa y reactiva del primario a diferentes valores de capacitancia.

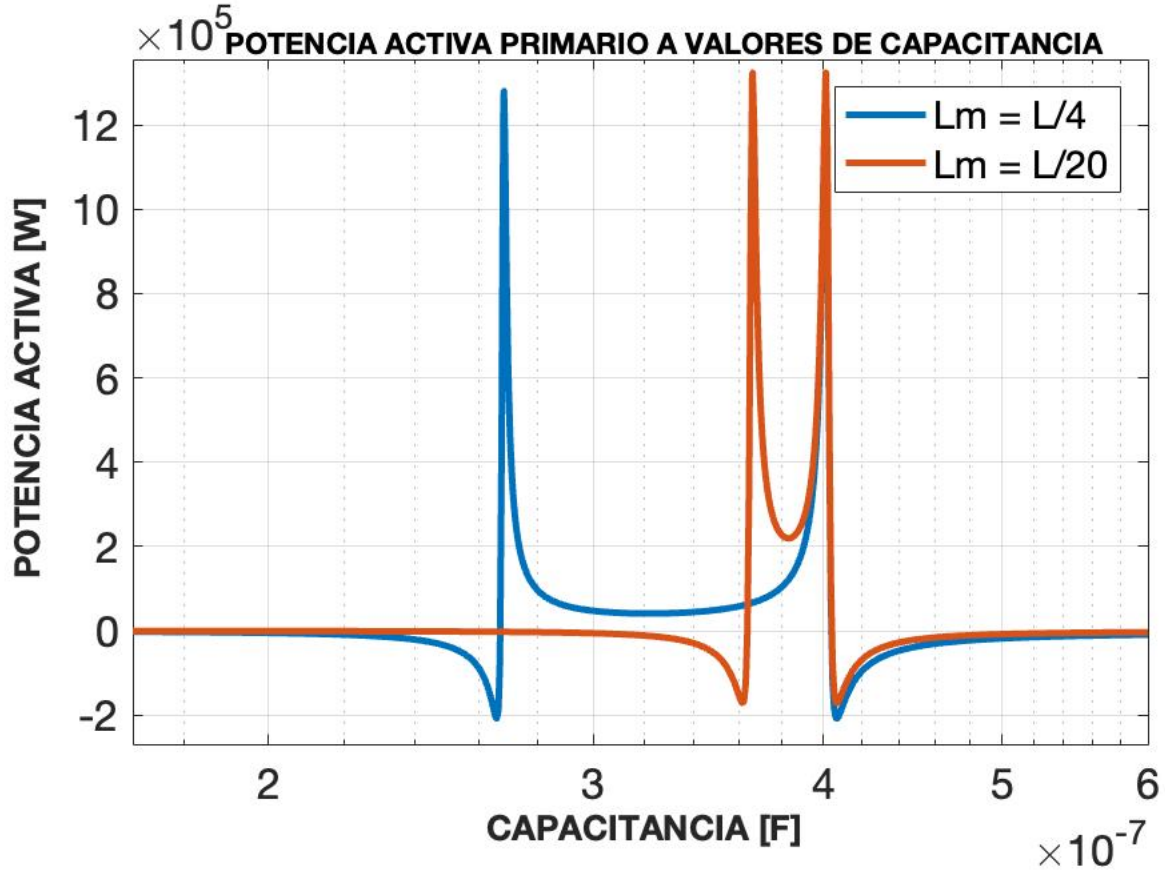


Figura 3.1: Relación potencia activa lado primario a valores de capacitor.

A partir de las figuras 3.1 se pueden obtener ciertas observaciones importantes respecto a la potencia activa. El primer punto importante es que existen valores de capacitancia muy específicos que hacen que el valor de la potencia activa sea máxima. Para el caso donde $L_m = L/4$ estos máximos se encuentran en $2.684 \cdot 10^{-7} \text{ [F]}$ y $4.011 \cdot 10^{-7} \text{ [F]}$ respectivamente, para el caso donde $L_m = L/20$ los peaks de potencia activa se encuentran en $3.66 \cdot 10^{-7} \text{ [F]}$ y $4.011 \cdot 10^{-7} \text{ [F]}$

esto se debe a que en estos puntos el sistema entra en resonancia logrando eliminar casi completamente la potencia reactiva obteniendo como resultado dichos máximos

Para dichos máximos estos valores de condensador serán en teoría los mejores para el diseño del convertidor, el problema radica al momento de la implementación del sistema, ya que al ser un valor tan límite cualquier pequeña variación impactará de manera considerable en la potencia activa, generando una complicación para el diseño del convertidor. Por consiguiente este valor de

condensador pese a ser un valor óptimo de potencia y transferencia de energía en inviable para el diseño.

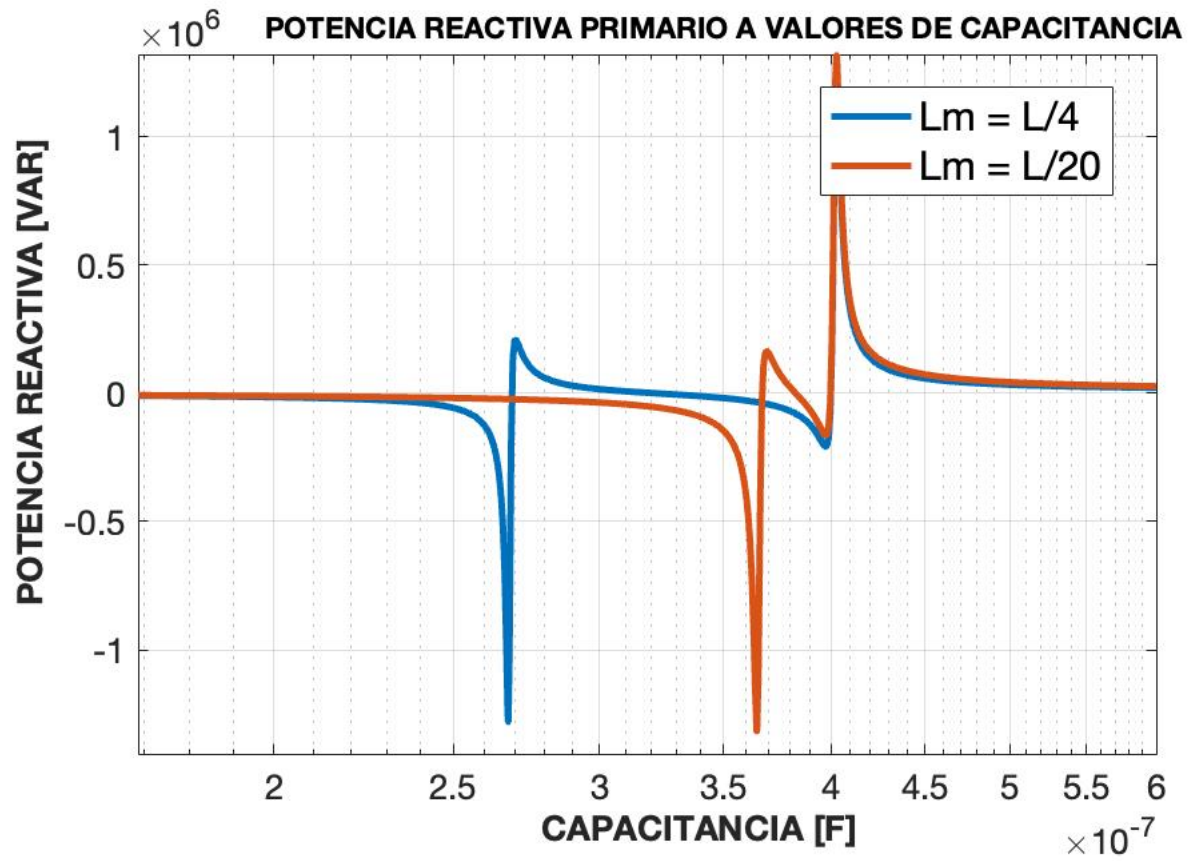


Figura 3.2: Valores de potencia reactiva primaria a valores de condensador dados

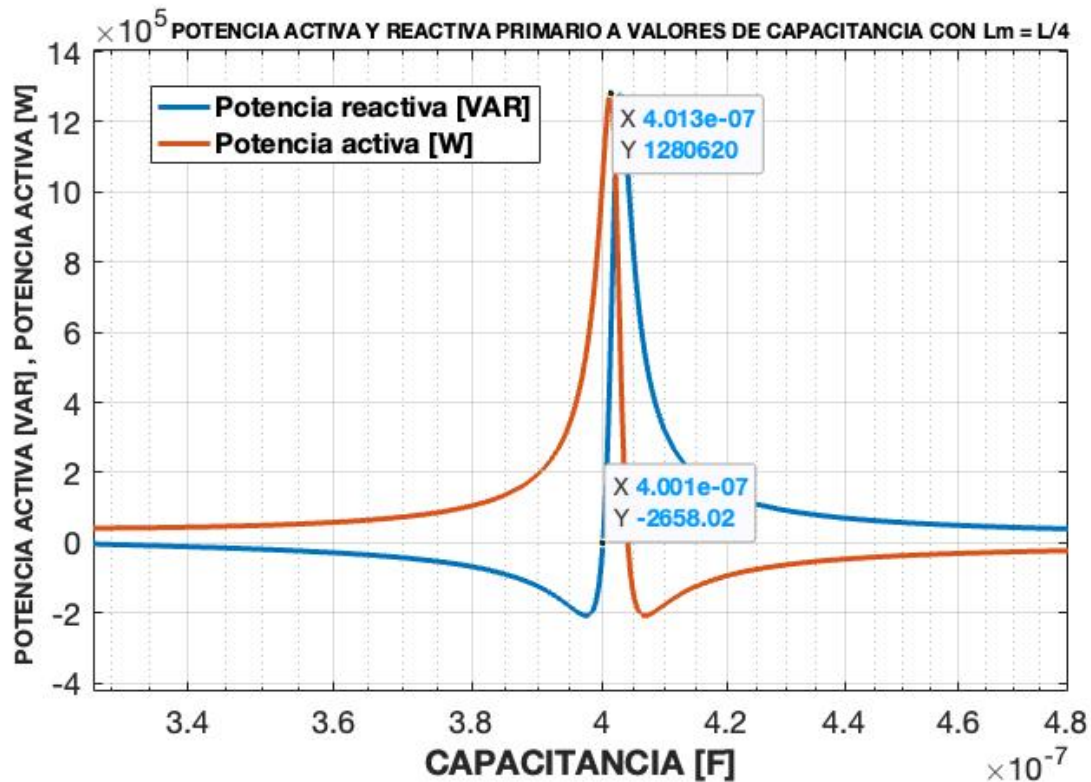


Figura 3.3: Potencia activa y reactiva del primario a valores de capacitor con un $L_m = L/4$

Con respecto al valor del condensador que permite obtener el máximo de potencia activa corresponde a un valor que rodea los $0.4[\mu F]$, tal como se observa en la figura 3.3, la potencia activa representada por la curva roja se observa el valor máximo de potencia se obtiene con un condensador de valor $0.4013[\mu F]$, además se observa en dicha figura que con los parámetros establecidos, luego de los mencionados peaks, la potencia activa del primario en todo momento es negativa, esto quiere decir que el lado primario se encuentra recibiendo potencia, por lo cual, la potencia se encuentra fluyendo desde el secundario hacia el primario.

Con respecto al diseño y elección del capacitor uno de los mayores problemas de la elección de este valor del condensador es que como se observa en las figuras 3.1 un leve cambio en el valor hace que el sistema salga de la resonancia, esto provoca que una leve variación provoque una caída exponencial en el valor de la potencia, y al ser un valor tan preciso imposibilita la implementación de dicho convertidor, por lo tanto se debe escoger un capacitor que se puedan encontrar comercialmente. Por lo tanto, se debe buscar una forma de poder lograr trabajar en un rango que permita tener flexibilidad en la elección del parámetro de la capacitancia.

En base al punto anterior la prioridad para la elección del condensador se centra en tener un balance de la potencia y eficiencia del sistema por un lado, y por otro lado tener la factibilidad y flexibilidad de implementación. Por lo cual, para el desarrollo de este trabajo, y teniendo como

consideración el balance planteado anteriormente es que se selecciona un valor de condensador en un rango sobre los $0.4[\mu F]$, es decir, una vez pasado los peaks de potencia activa.

Para poder determinar el punto anterior es necesario poder realizar el mismo análisis pero en este caso para el lado secundario.

3.2.3 Potencia Secundario

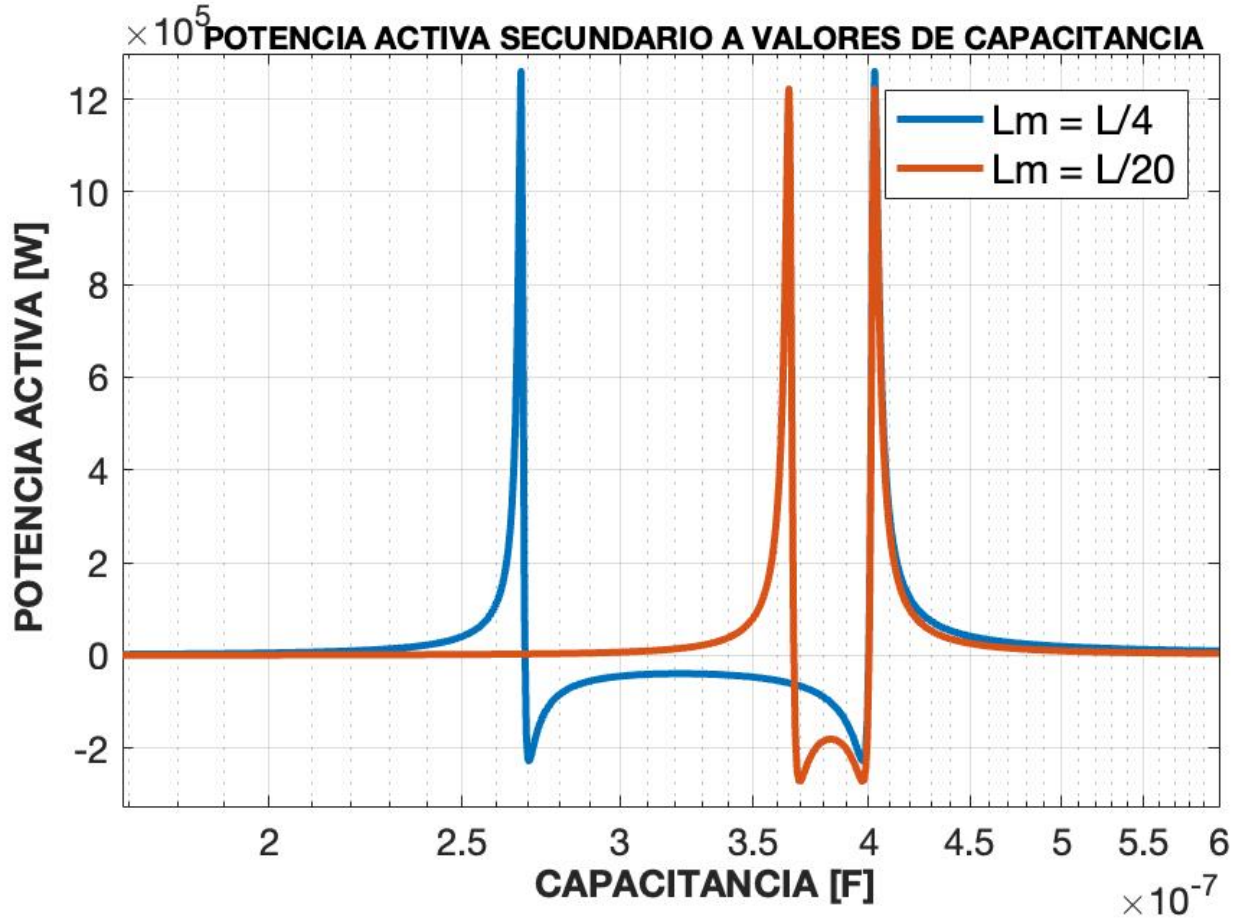


Figura 3.4: Relación potencia activa secundario a valores de capacitor

En base a los resultados obtenidos, el primer análisis expuesto es algo ya esperado y tiene relación con la figura 3.4 donde existe una clara disminución de la potencia activa a medida que se disminuye el valor de L_m , esto concuerda con el análisis desarrollado ya que éste parámetro está directamente relacionado con la distancia de separación entre el primario y el secundario, y por consiguiente con la eficiencia del sistema.

Siendo $L/4$ la mínima separación, por lo tanto, la máxima potencia de transmisión, por el contrario $L/20$ la máxima separación (15 cm), por consiguiente la mínima potencia de transferencia entre

primario y secundario.

Otro punto muy importante es que para un ángulo máximo de la fuente del lado secundario ($\phi_2 = \frac{\pi}{2}$) luego de pasar por los peak. La potencia activa del lado secundario es positiva en todo momento y para cualquier valor de capacitor sobre los ($0.4[\mu F]$), es decir, el lado secundario se encuentra enviando potencia, al ver las figuras 3.1 y 3.4 se logra observar cierta simetría de comportamiento del sistema, lo cual, son las bases para el desarrollo de este trabajo.

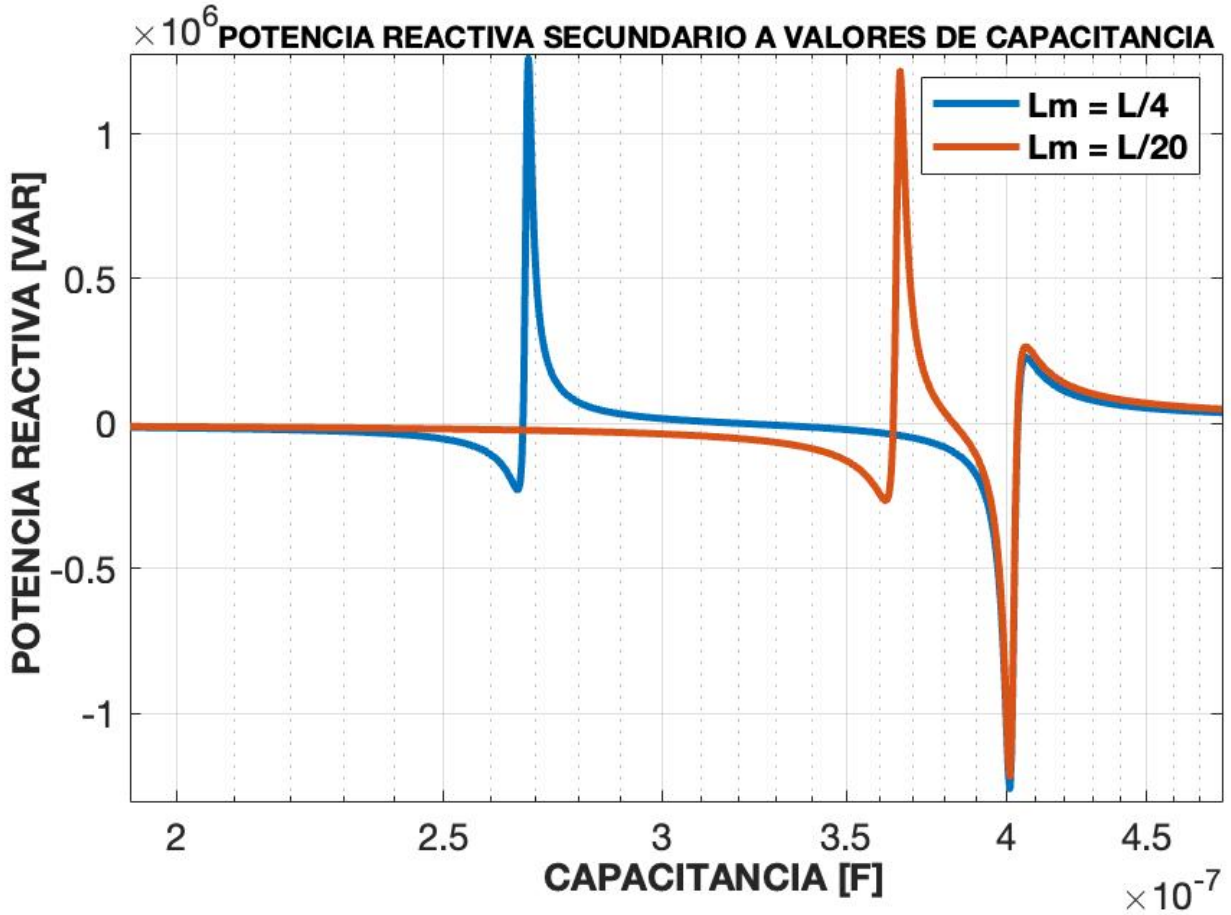


Figura 3.5: Relación potencia reactiva lado secundario a valores de capacitor

3.3 Cálculo del valor del condensador

A continuación a partir del análisis de potencia para el lado primario y secundario se procede a obtener una expresión matemática que permita ingresar un valor de potencia activa y logre entregar el valor del tamaño del condensador para poder cumplir con la potencia requerida. De la misma forma que el análisis anterior éste comienza con las ecuaciones LVK que rigen el comportamiento del sistema.

$$\dot{V}_1 = \dot{I}_1 \cdot Z + (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) \cdot Z_m \quad (3.16)$$

$$\dot{V}_2 = \dot{I}_2 \cdot Z + (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) \cdot Z_m \quad (3.17)$$

Despejando las corrientes en (3.16) y (3.17) es posible obtener la siguientes expresiones.

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{Z \cdot (Z + 2 \cdot Z_m)} \cdot ((Z + Z_m) \cdot \dot{V}_1 - Z_m \cdot \dot{V}_2) \quad (3.18)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{Z \cdot (Z + 2 \cdot Z_m)} \cdot (-Z_m \cdot \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \cdot (Z + Z_m)) \quad (3.19)$$

3.3.1 Análisis Secundario

Luego de obtener las ecuaciones correspondientes al LVK del sistema ideal, se procede a plantear criterios para la simplificación de las ecuaciones.

En primer lugar dado que máxima potencia se obtiene para un ángulo de $\phi = \frac{\pi}{2}$ los valores de voltajes son los siguientes :

$$\dot{V}_1 = V \quad (3.20)$$

Se asume que la razón de vueltas del transformador es 1:1 y las amplitudes de los voltajes son idénticas, por lo cual, la expresión para el voltaje secundario queda definida como :

$$\dot{V}_2 = j \cdot V \quad (3.21)$$

además las impedancia de magnetización y la impedancia del primario y secundario son :

$$Z_m = j \cdot X_m \quad (3.22)$$

$$Z = j \cdot X \quad (3.23)$$

Realizando los reemplazos correspondientes se obtiene la siguientes ecuaciones para las corrientes primaria y secundaria.

$$\dot{I}_2 = \frac{V \cdot (X + X_m) + j \cdot X_m \cdot V}{X \cdot (X + 2 \cdot X_m)} \quad (3.24)$$

El conjugado queda de la siguiente manera

$$I_2^* = \frac{V \cdot (X + X_m) - j \cdot X_m \cdot V}{X \cdot (X + 2 \cdot X_m)} \quad (3.25)$$

Obteniendo el resultado anterior es posible obtener la expresión para la potencia aparente del sistema secundario. Anteriormente para el análisis de potencia respecto al condensador no se desarrolla el álgebra de la expresión de potencia aparente, la razón de ello, es que el software MATLAB desarrolla el cálculo y se obtienen valores de potencia activa. La situación actual difiere ya que se debe obtener una expresión general para obtener el valor del condensador. Con ello en consideración la expresión para la potencia aparente queda definida como:

$$S_2 = jV \cdot \left[\frac{V \cdot (X + X_m) - j \cdot X_m \cdot V}{X \cdot (X + 2 \cdot X_m)} \right] \quad (3.26)$$

Finalmente la potencia activa del lado secundario tiene la siguiente expresión matemática :

$$P_2 = R(S_2) = \frac{X_m \cdot V^2}{X \cdot (X + 2 \cdot X_m)} \quad (3.27)$$

$$X^2 + 2 \cdot X \cdot X_m - \frac{X_m \cdot V^2}{P_2} = 0 \quad (3.28)$$

De la ecuación anterior se observa que esta corresponde a una ecuación cuadrática, por lo cual, las soluciones de ésta ecuación.

$$X = -X_m \pm X_m \cdot \sqrt{1 + \frac{V^2}{P_2 \cdot X_m}} \quad (3.29)$$

$$X = -X_m \pm X_m \cdot k \quad (3.30)$$

donde k_2 es igual a :

$$k_2 = \sqrt{1 + \frac{V^2}{P_2 \cdot X_m}} \quad (3.31)$$

Reemplazando los valores de X y X_m

$$X = \omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (3.32)$$

$$X_m = \omega \cdot L_m \quad (3.33)$$

A partir de la ecuación obtenida se obtiene una relación donde se ingresa la potencia requerida en el secundario y arroja como resultado el valor del condensador dado:

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot (L + L_m \cdot (1 \mp k_2))} \quad (3.34)$$

3.3.2 Análisis Primario

El mismo análisis para el primario se obtiene la siguiente ecuación para la expresión del condensador.

$$P_1 = -\frac{V^2 \cdot X_m}{X \cdot (X + 2 \cdot X_m)} \quad (3.35)$$

$$X^2 + 2 \cdot X \cdot X_m + \frac{V^2 \cdot X_m}{P_1} = 0 \quad (3.36)$$

$$X = -X_m \pm X_m \cdot \sqrt{1 - \frac{V^2}{P_1 \cdot X_m}} \quad (3.37)$$

Donde

$$k_1 = \sqrt{1 - \frac{V^2}{P_1 \cdot X_m}} \quad (3.38)$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot (L + L_m \cdot (1 \mp k_1))} \quad (3.39)$$

A partir de análisis dieron como resultado dos ecuaciones a destacar.

$$k_2 = \sqrt{1 + \frac{V^2}{P \cdot X_m}} \quad (3.40)$$

$$k_1 = \sqrt{1 + \frac{V^2}{P \cdot X_m}} \quad (3.41)$$

Como se considera que es un sistema bidireccional de potencia, se tiene la siguiente consideración.

$$P_1 = -P_2 = P \quad (3.42)$$

Por lo cual, el valor para k_1 queda de la siguiente manera.

$$k_1 = \sqrt{1 + \frac{V^2}{P_2 \cdot X_m}} \quad (3.43)$$

Por lo cual,

$$k_1 = k_2 = k \quad (3.44)$$

Finalmente la expresión para el valor del condensador es.

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot (L + L_m \cdot (1 \mp k))} \quad (3.45)$$

A partir de (3.45) es posible dada una potencia definida, obtener el tamaño del condensador necesario para lograr tener dicha potencia requerida.

3.3.3 Resultados Obtenidos $L_m = L/4$

Con las ecuaciones obtenidas en el punto anterior se procede a corroborar que al ingresar un valor de potencia dado se obtiene un valor de condensador en los rangos de las gráficas anteriormente mostradas.

Cabe destacar que en base a las ecuaciones cuadráticas obtenidas, para cada potencia se tienen dos valores de condensador que cumplen con el valor de potencia establecido, éste se puede observar en las figura del punto anterior cuando se realiza el barrido de capacitores en base a la potencia, dicha potencia se mantiene constante aumenta rápidamente debido a que entra en resonancia para posteriormente volver a estabilizarse, lo que genera dos cruces por el eje Y, para diferentes valores de capacitor.

	Valor
w	200*pi[KHz]
L	6.3[uH]
Lm	L/4
P2	10[KW]
k	6.3706[-]

A partir de la tabla anterior, se obtienen los siguientes valores de condensadores.

$$C_{21} = 2.2254 \cdot 10^{-7} \quad (3.46)$$

$$C_{22} = 5.838 \cdot 10^{-7} \quad (3.47)$$

Continuando con el análisis de los valores de condensador que permiten obtener una potencia activa de 10[KW], se procede a mostrar los puntos ubicado en la curva de potencia v/s capacitancia.

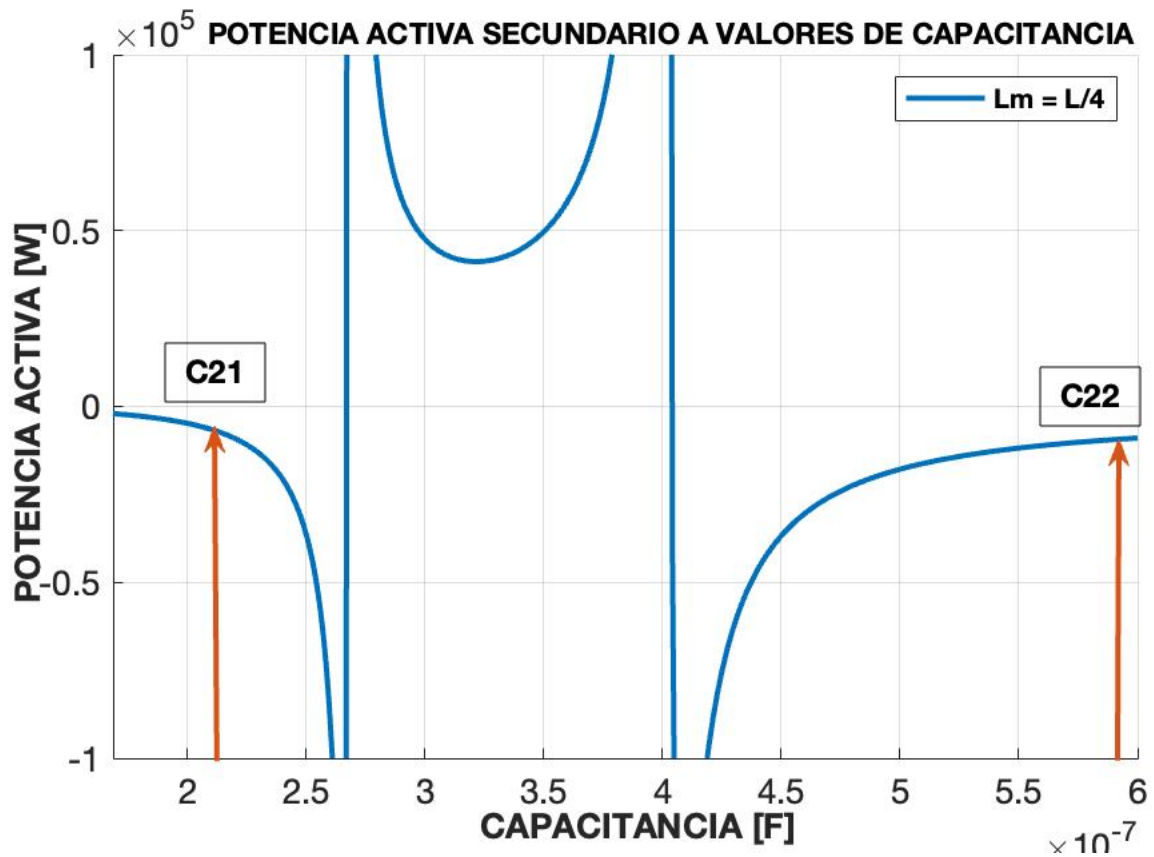


Figura 3.6: Valor del condensador secundario para $L_m = L/4$

De la figura 3.7 se observa la ubicación de los valores de las capacitancia obtenidas de (3.45), de los dos valores obtenidos el valor escogido corresponde a C_{22} , la razón detrás de este criterio se basa en lo comentado en la sección anterior y es tener un comportamiento de linealidad, el objetivo es elegir los valores que se encuentran posterior a dichos máximos de resonancia.

3.3.4 Resultados Obtenidos $L_m = L/20$

Mismo parámetros que en el caso anterior solo difiere los siguientes valores.

$$L_m = \frac{L}{20} \quad (3.48)$$

Con este valor de inductor de magnetización los valores obtenidos de capacitores son:

$$C_{21} = 3.14 \cdot 10^{-7} \quad (3.49)$$

$$C_{22} = 4.899 \cdot 10^{-7} \quad (3.50)$$

Se obtienen los siguientes resultados .

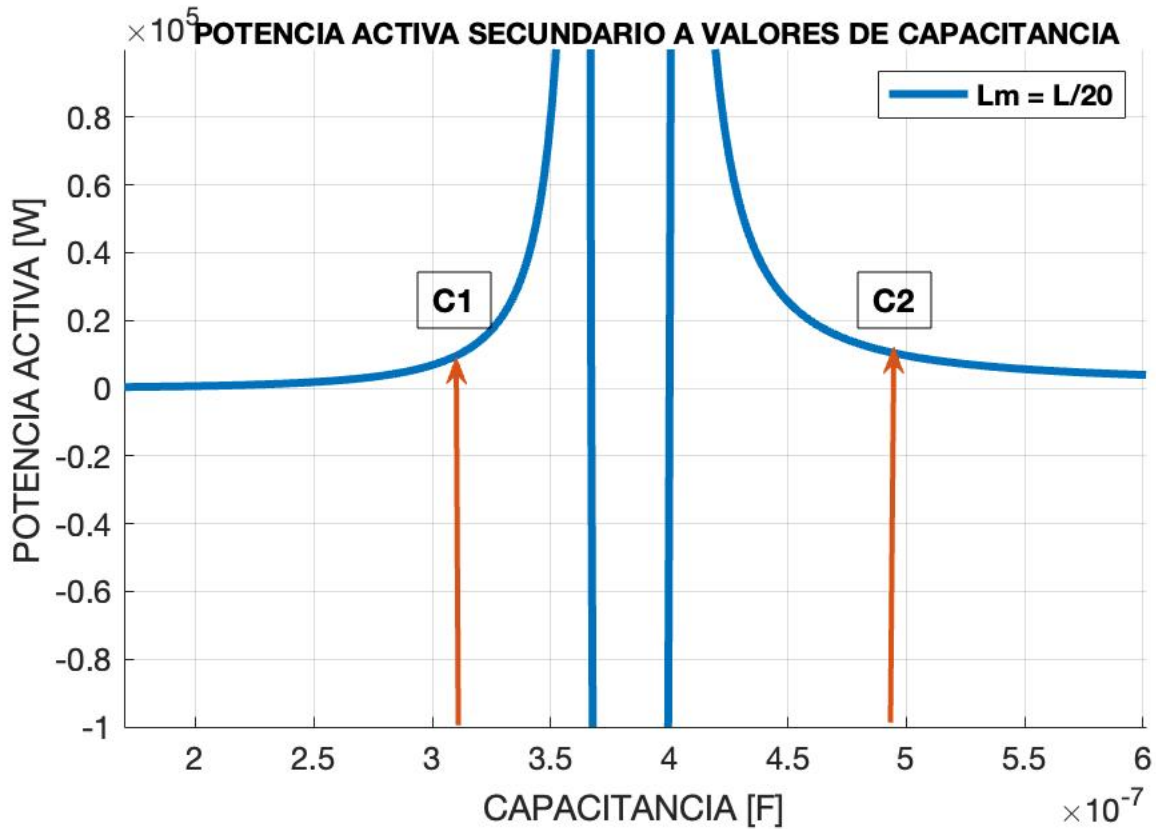


Figura 3.7: Valor del condensador del secundario para $L_m = L/20$

A partir de las figuras 3.6 y 3.7 se puede observar que para una potencia activa dada, a medida que se disminuye el valor de la inductancia de magnetización los valores tienden a estar menos distanciados, la explicación de aquello radica en la ecuación (3.45), donde al tener dos valores de

condensador para una única potencia al disminuir el acoplamiento el C_1 aumentará su valor, en cambio C_2 disminuirá lo que implica que dichos valores sean menos distantes, esto se puede ver mejor ejemplificado en la figura 3.1 y 3.4 donde con un menor acoplamiento la distancia entre los peaks de potencia son menores.

3.4 Simulación del circuito

A continuación se procede a realizar la simulación del circuito simplificado, la razón de simular dicho circuito es compararlo con los resultados obtenidos del análisis de las ecuaciones, corroborando el comportamiento del circuito y verificando los valores obtenidos de potencia para los condensadores escogidos.

3.4.1 Circuito Plecs

Una vez establecido los valores de los parámetros de simulación se da a conocer el circuito ideal simulado mediante el software PLECS.

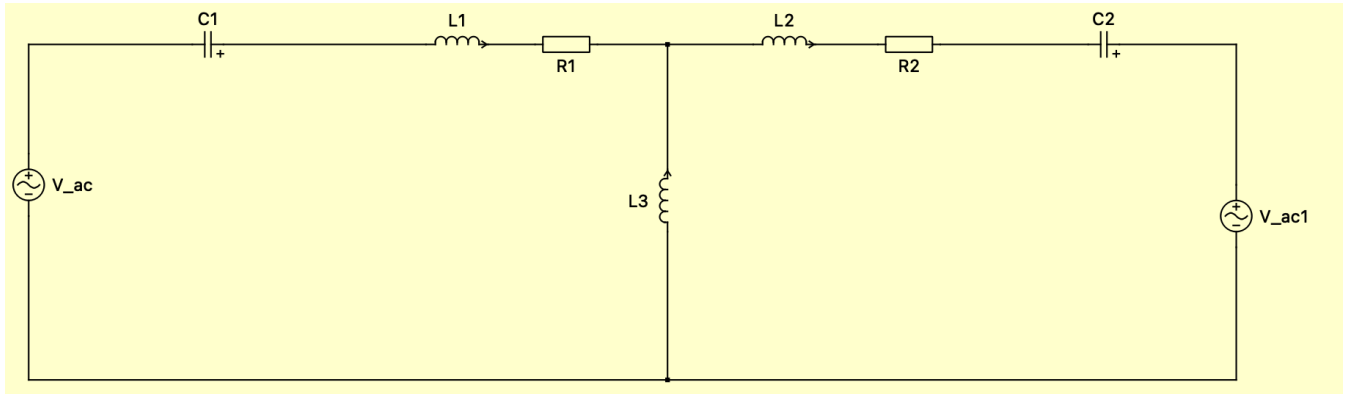


Figura 3.8: Circuito simplificado PLECS

Logrando tener el circuito simulado en plecs se procede a obtener los valores de la potencia activa para el lado primario y secundario, para ello, se utilizará un valor crítico obtenido en el análisis de variación de la potencia con respecto al ángulo, en particular el ángulo que permite la mayor potencia activa en ambos lados del circuito, es decir, para:

$$\phi = \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.51)$$

Mediante los cálculos obtenidos en el punto anterior es que para obtener valores cercanos de potencia activa de 10[KW] se necesita un valor de condensador del siguiente valor :

- Capacitancias

$$C1 = C2 = 4.899 \cdot 10^{-7} [F] \quad (3.52)$$

A partir de ello se obtiene la siguiente simulación :

3.4.2 Simulación PLECS $\phi = \frac{\pi}{2}$ y $Lm = L/20$

A partir del circuito expuesto en la figura 3.8, se procede a simular los resultados obtenidos.

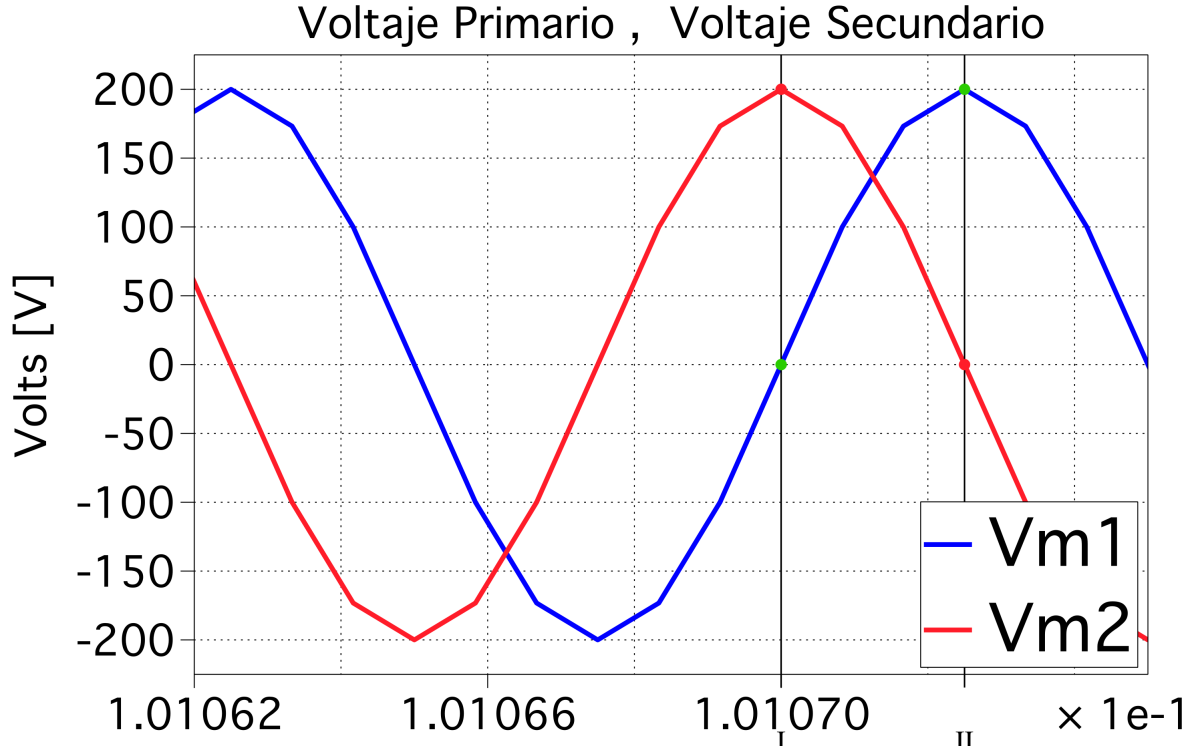


Figura 3.9: Simulación Voltaje Plecs

Con respecto al resultado obtenido en la figura 3.9, se observa que ambas fuentes de voltaje tienen una magnitud igual a 200[V] con el respectivo desfase $\phi = \frac{\pi}{2}$, para este caso los resultados de la simulación y análisis de las ecuaciones dan como resultado los mismos valores, dado que dicho análisis se comienza con el supuesto que ambas son fuentes alternas ideales. Con respecto a cursores vistos en la figura 3.9 se obtiene lo siguiente valores, cabe destacar que dichas mediciones fueron obtenidas cuando el sistema se encuentra en estado estacionario.

Name	Cursor 1	Cursor 2	Delta Tiempo
Time	0.1010700 [s]	0.10106725 [s]	2.5e-6 [s]
Vm1	0 [V]	200 [V]	
Vm2	200 [V]	0[V]	

De la tabla anterior se observa que el delta de tiempo entre los peaks del voltaje primario y secundario tiene un valor de $2.5 \cdot 10^{-6}$ el cual corresponde al desfase $\phi = \frac{\pi}{2}$

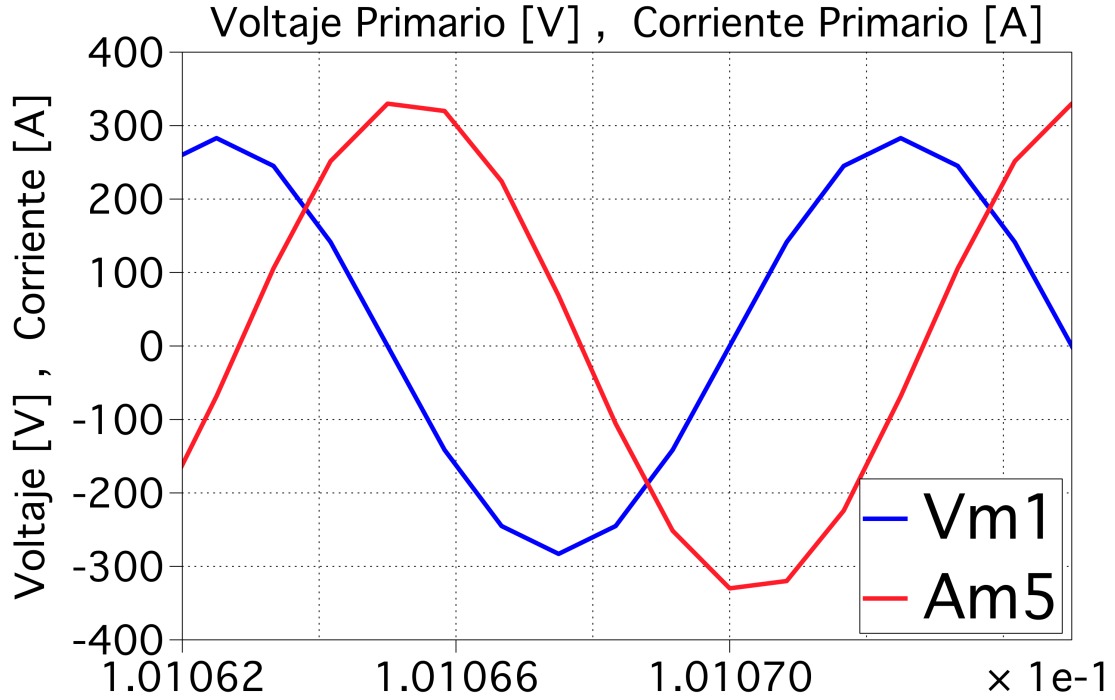


Figura 3.10: Simulación Corriente y Voltaje Plecs

A partir de la figura 3.10 se muestra la forma de onda del voltaje primario y la corriente primaria, tal como se puede observar existe un desfase y una diferencia en la amplitud entre el voltaje y la corriente.

Name	Cursor1	Cursor2	Delta
Time	0.101062	0.1010625	2.5e-6

A partir de la tabla se observa que el desfase continua siendo de $2.5 \cdot 10^{-6}$, esto quiere decir que el ángulo de desfase entre el primario y secundario es de $\phi = \frac{\pi}{2}$. Con respecto a los valores de la corriente al realizar las simulaciones del circuito en PLECS se obtienen la siguiente tabla:

Name	Cursor1	Cursor2	Valor medio
Corriente Primario[A]	228.03[A]	228.18[A]	228.09[A]
Corriente Secundario	226.25[A]	226.11[A]	226[A]

De manera análoga al poner los parámetros en (2.38) y (2.42) se obtienen los siguientes valores para la corriente, recordar que dichas ecuaciones son fasoriales, por lo cual, se muestran las magnitudes de dichas variables.

Name	Valor
Corriente Primario [A]	237.75[A]
Corriente Secundario [A]	235.69[A]

En base a las tablas de corriente es posible determinar el error entre el valor del análisis con ecuaciones y la simulación en PLECS, para ello se realiza lo siguiente.

$$\%EP = \frac{|237,75 - 228,03|}{237,75} \cdot 100 = 4\% \quad (3.53)$$

$$\%ES = \frac{|235,69 - 226,25|}{235,69} \cdot 100 = 4\% \quad (3.54)$$

Con respecto a (3.53) y (3.54) se puede ver que existe para ambas corrientes un error del 4%, las razones detrás de éste valor pueden basarse en el comportamiento del acoplamiento, ya que, al sentar las bases del análisis matemático se realizaron aproximaciones en la interpretación del inductor magnetizante, además de ello, con respecto a la figura 3.9 las señales de voltaje no son perfectamente sinusoidales lo cual puede generar ciertas discrepancia en los valores simulados, pese a todo ello, un error del 4% es un número aceptable.

3.4.3 Eficiencia sistema simulado.

A continuación se procede a mostrar los valores de la potencia activa obtenida durante la simulación del sistema, y con ello, lograr tener el valor de la eficiencia del convertidor simulado en PLECS.

Name	Cursor1	Cursor2	Valor Medio
Potencia Primaria [W]	-7925[W]	-7947[W]	-7913[W]
Potencia Secundario [W]	9901[W]	9911[W]	9877[W]

En base a lo anterior, la eficiencia del sistema es la siguiente:

Eficiencia Plecs con $L_m = L/20$

$$\eta = \frac{7974[W]}{9877[W]} = 80.11\% \quad (3.55)$$

Capítulo 4

Conclusiones

A partir del desarrollo de este trabajo de memoria se concluye algunos puntos importantes, el primero se orienta a la factibilidad de los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica los cuales logran operar adecuadamente a una alta eficiencia, cercana al 80% en condiciones de separación de 15[cm] de separación entre el auto y el cargador, utilizando como referencia un circuito simplificado del comportamiento del convertidor, para ello necesario lograr que el convertidor/sistema cuente con un sistema de compensación que permita mejorar la eficiencia del sistema en un 65%, logrando eliminar la potencia reactiva, y con ello, mejorar la calidad de la transferencia de potencia.

Dentro de los esquemas de compensación estudiados el sistema que mejor se adapta a las necesidades del trabajo corresponde al sistema Serie/Serie, sus virtudes se desglosan en una fácil implementación, rápido análisis.

En los resultados obtenidos con respecto al sistema simplificado, al realizar un barrido de valores de condensador, existen en particular 2 puntos de resonancia donde la potencia activa adquiere valores máximos. Dichos valores mencionados no son de interés debido a su gran inestabilidad, donde una pequeña varianza en su valor impacta exponencialmente el nivel de potencia. Por este motivo, es que se selecciona valores pasado estos peak de potencia, donde la potencia activa en particular tiende a estabilizarse, y además de aquello, se dan un amplio rangos de valores de condensador para realizar la implementación. Se logra verificar el sistema bidireccional, ya que durante el periodo que un lado se encuentra enviando potencia, el opuesto a este se encuentra recibiendo el mismo nivel de potencia.

El ángulo del secundario es un parámetro crítico de control ya , mas en particular, dicha variable es capaz de determinar el nivel de potencia activa requerido y la dirección del flujo de dicha energía, por lo cual, es vital tener conocimiento del comportamiento de dicha variable, para poder a futuro lograr realizar el control del convertidor, donde la máxima potencia a transferir se encuentra en $\phi = \frac{\pi}{2}$ o $\phi = \frac{-\pi}{2}$. A partir de la ecuación para hallar el valor del condensador da como resultado

que para un valor de condensador da como resultado 2 valores diferentes, esto se debe al carácter cuadrático de la expresión, de los valores entregados por la ecuación siempre se opta por la que se encuentra pasado los puntos de resonancia, esto se debe únicamente a que pasado dichos puntos los valores de potencia activa tienden a mantenerse lineales.

Finalmente el trabajo se ha centrado en el estudio y análisis de un circuito simplificado, donde fueron reemplazadas por señales sinusoidales las etapas de inversión y rectificación respectivamente, como trabajo futuro se debe proceder a implementar el circuito real de un sistema magnético resonante. Tomando como base el presente trabajo es posible lograr controlar el nivel y dirección de la potencia activa con el ángulo de disparo del secundario.

4.0.1 Código Matlab de potencia primario y secundario respecto a variaciones del ángulo del secundario

```
1  clc
2  w = 2*pi*100e3;
3  C = 1e-6;
4  L = 6.3e-6;
5  Lm = L/20 ;
6  %Lm = 3e-4;
7  Zm = 1i.*w.*Lm;
8  R = 19e-3 ;
9  Z = R + 1i*w*L - (1i./(w.*C));
10 h= 1e-2;
11 angulo = -2*pi:h:2*pi;
12 Vprimario = 200;
13 Vsecundario = 200*exp(1i*angulo);
14 %% Variable Primario
15 Iprimario = ((Vprimario*(Z+Zm))./(((Z + Zm).^2)-(Zm).^2)) - ((Zm*
    Vsecundario)./(((Z + Zm).^2)-(Zm).^2));
16 Sprimario = Vprimario * conj(Iprimario);
17 Potencia_Act_Primario = real(Sprimario);
18 Potencia_Rec_Primario = imag(Sprimario);
19 %% Variables Secundario.
20 Isecundario = (Vsecundario - Zm.*Iprimario)./(Z + Zm ) ;
21 Ssecundario = Vsecundario .* conj(Isecundario);
22 Potencia_Act_Secundario = real (Ssecundario) ;
23 Potencia_Rec_Secundario = imag(Ssecundario) ;
24 %% Grafica 1
25 plot(angulo , Potencia_Act_Secundario);
26 title('Potencia Secundario a variaciones de  ngulo  ')
27 xlabel('Capacitancia [F]')
28 ylabel('Potencia Activa [W]')
29 grid on
30 hold on
31 %semilogx(C , Potencia_Rec_Primario , 'LineWidth',2 , 'MarkerSize',10 )
32 %xlabel('Capacitancia [F]')
```

```
33 ylabel('Potencia')
34 grid on
```

4.0.2 Código Matlab de potencia primario y secundario respecto a variaciones del valor de condensador

```
1 %% Par metros
2 clear all
3 clc
4 w = 2*pi*100e3;
5 %C = 0 : 1e-10 : 250000e-9;
6 %C = logspace(-7 , -5 ,1000);
7 C = 1e-6;
8 L = 6.3e-6;
9 Lm = L/4 ;
10 %Lm = 3e-4;
11 Zm = 1i.*w.*Lm;
12 R = 19e-3 ;
13 Z = R + 1i*w*L - (1i./(w.*C));
14 angulo = pi/2;
15 Vprimario = 200;
16 Vsecundario = 200*exp(1i*angulo);
17 %% Variable Primario
18 Iprimario = ((Vprimario*(Z+Zm))./(((Z + Zm).^2)-(Zm).^2)) - ((Zm*
    Vsecundario)./(((Z + Zm).^2)-(Zm).^2));
19 Sprimario = Vprimario * conj(Iprimario);
20 Potencia_Act_Primario = real(Sprimario);
21 Potencia_Rec_Primario = imag(Sprimario);
22 %% Variables Secundario.
23 Isecundario = (Vsecundario - Zm.*Iprimario)./(Z + Zm ) ;
24 Ssecundario = Vsecundario .* conj(Isecundario);
25 Potencia_Act_Secundario = real (Ssecundario) ;
26 Potencia_Rec_Secundario = imag(Ssecundario) ;
27 %% Grafica 1
28 %semilogx(C , Potencia_Act_Primario , 'LineWidth',2 , 'MarkerSize',10 )
29 %title('Potencia activa y reactiva del primaria a diferentes
    capacitancias con Lm = L/4 ')
30 %xlabel('Capacitancia [F]')
31 %ylabel('Potencia')
```

```

32 %grid on
33 %hold on
34 %semilogx(C , Potencia_Rec_Primary , 'LineWidth',2 , 'MarkerSize',10 )
35 %xlabel('Capacitancia [F]')
36 %ylabel('Potencia')
37 %grid on
38 %% Grafica
39 semilogx(C , Potencia_Rec_Secundario , 'LineWidth',2 , 'MarkerSize',10
    )
40 hold on
41 semilogx(C , Potencia_Act_Secundario , 'LineWidth',2 , 'MarkerSize',10
    )
42 title('Relaci n Potencia reactiva lado secundario a valores de
    capacitor ')
43 xlabel('Capacitancia [F]')
44 ylabel('Potencia activa y reactiva secundario a valores de capacitor')
45 grid on
46 %% Grafica 2
47 %figure (2) ; %clf
48 %semilogy(C ,Potencia_Rec_Secundario , 'LineWidth',2 , 'MarkerSize',10 )
49 %axis ([1e-8 11e-7 -1.5e6 1.5e6])
50 %grid on
51 %hold on

```

4.0.3 Ecuación valor de condensadores Primarios

```
1 clear all
2 w = 2*pi*100e3;
3 L = 6.3e-6;
4 Lm = L/20 ;
5 V = 200;
6 P1 = -10000;
7 k = sqrt(1 - (V^2/P1*w*Lm));
8 C_21 = 1/(w^2*(L + Lm*(1 + k)));
9 C_22 = 1/(w^2*(L + Lm*(1 - k)));
```

4.0.4 Ecuación valor de condensadores Secundario

```
1 clear all
2 w = 2*pi*100e3;
3 L = 6.3e-6;
4 Lm = L/20 ;
5 V = 200;
6 P1 = -10000;
7 k = sqrt(1 - (V^2/P1*w*Lm));
8 C_21 = 1/(w^2*(L + Lm*(1 + k)));
9 C_22 = 1/(w^2*(L + Lm*(1 - k)));
```

4.0.5 Medición Eficiencia Serie - Serie

```
1 %% Eficiencia sistema IPT sin Compensación
2 clear all
3 R = 500e-3;
4 RL = 10 ;
5 %w = 2*pi*100e3;
6 w = 0 : 1e2 : 2*pi*200e3;
7 L = 100e-6;
8 %k = 0 : 1/10000 : 1;
9 k = 0.5 fr ;
10 Lm = k*L;
11 n1 = ((w.*Lm).^2)*RL;
12 n2 = (((R+RL).^2)*R + ((w.*Lm).^2)*RL);
13 eficiencia = 100 .* (n1./n2) ;
14 plot(w , eficiencia , 'LineWidth',2 , 'MarkerSize',10 )
15 title('Eficiencia respecto a constante de acoplamiento k')
16 xlabel('Factor de acoplamiento [-]')
17 ylabel('Eficiencia [%]')
18 hold on
19 grid on
```

Referencias

Zhang, Z., Pang, H., Georgiadis, A., Cecati, C. (2018). Wireless power transfer—An overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(2), 1044-1058.

Agbinya, J. I. (2015). *Wireless power transfer* (Vol. 45). River Publishers.

Li, Siqi, and Chunting Chris Mi. "Wireless power transfer for electric vehicle applications." *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics* 3.1 (2014): 4-17.

Zaheer, A., Covic, G. A., Kacprzak, D. (2013). A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(7), 3288-3301.

Aditya, K., Williamson, S. S. (2014, June). Design considerations for loosely coupled inductive power transfer (IPT) system for electric vehicle battery charging-A comprehensive review. In *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* (pp. 1-6). IEEE.

Mayordomo, I., Dräger, T., Spies, P., Bernhard, J., Pflaum, A. (2013). An overview of technical challenges and advances of inductive wireless power transmission. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 1302-1311.

Shinohara, N. (2013, January). Wireless power transmission progress for electric vehicle in Japan. In *2013 IEEE Radio and Wireless Symposium* (pp. 109-111). IEEE.

Lee, J. Y., Han, B. M. (2014). A bidirectional wireless power transfer EV charger using self-resonant PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4), 1784-1787.

Tang, Y., Chen, Y., Madawala, U. K., Thrimawithana, D. J., Ma, H. (2017). A new controller for bidirectional wireless power transfer systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(10), 9076-9087.

Zhang, Y., He, F., Liu, F., Chen, K., Zhao, Z., Yuan, L. (2016, May). Comparison of two bidirectional wireless power transfer control methods. In *2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (AP EMC)* (Vol. 1, pp. 68-70). IEEE.

Sanborn, G., Phipps, A. (2017, May). Standards and methods of power control for variable power bidirectional wireless power transfer. In *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)* (pp. 1-4). IEEE.

Zhang, W., Mi, C. C. (2015). Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(6), 4768-4778.

Marcelo Ehrenfeld Aranda (2019) . Diseño e implementación de un convertidor de potencia para sistemas de transmisión sin contactos.

Víctor Santana Romero (2016) . Implementación de un sistema de transmisión y almacenamiento de energía sin contacto.

Xia, M., Aissa, S. (2015). On the efficiency of far-field wireless power transfer. *IEEE transactions on signal processing*, 63(11), 2835-2847.

Z. U. Zahid, C. Zheng, R. Chen, W. E. Faraci, J. S. J. Lai, M. Senesky, and D. Anderson. Design and control of a single-stage large air-gapped transformer isolated battery charger for wide-range output voltage for ev applications. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 5481–5487, Sept 2013. e

M. Kiani and M. Ghovanloo. A figure-of-merit for designing high-performance inductive power transmission links. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(11):5292–5305, Nov 2013. c

akehiro Imura, Hiroyuki Okabe, Toshiyuki Uchida, and Yoichi Hori. Study on open and short end helical antennas with capacitor in series of wireless power transfer using magnetic resonant

couplings. In Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE, pages 3848–3853. IEEE, 2009. 2.1.3

N. Inagaki and S. Hori. Classification and characterization of wireless power transfer systems of resonance method based on equivalent circuit derived from even- and odd mode reactance functions. In 2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications, pages 115–118, May 2011. 2.1.4

M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and C. Y. Huang. Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(1):318–328, Jan 2013.