



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROYECTO FINAL DE CARRERA

**TITULO: TRANSMISIÓN DE ENERGIA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN
PARA USO DOMÉSTICO**

AUTOR: Jesús Martínez Vila

TITULACIÓN: INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA

DIRECTOR: Fransesc Ginjoan Gispert

DEPARTAMENTO: Ingeniería electrónica

FECHA: 20/10/16

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Índice

Capítulo 1. Introducción.....	8
1.1. Objetivos.....	8
1.2. Justificación	9
1.3. Antecedentes	9
1.4. Estado de la tecnología	10
1.5. Aplicaciones.....	11
1.6. Metodología	12
1.7. Temario	12
Capítulo 2. Marco de referencia teórica	14
2.1. El factor de acoplamiento (k).....	14
2.2. La resonancia	15
2.3. Los Resonadores	15
2.4. El factor de calidad (Q).....	16
Capítulo 3. Análisis	18
3.1. El transformador	18
3.1.1. Factor de acoplamiento.....	18
3.1.2. Medidas para la obtención de los parámetros del transformador	20
3.1.2.1. Medida de la inductancia mútua.....	20
3.1.2.2. Medida de las inductancias de dispersión	21
3.2. Circuito tanque.....	22
3.2.1. Topologías del circuito tanque	23
3.2.1.1. Análisis de la topología Serie-Serie SS.....	24
3.2.1.2. Análisis de la topología Serie-Paralelo SP	25

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.2.1.3.	Análisis de la topología Paralelo-Serie PS	27
3.2.1.4.	Análisis de la topología Paralelo-Paralelo PP	28
3.2.2.	Elección del circuito tanque	29
3.3.	Topologías de convertidores resonantes	30
3.3.1.	Inversor push-pull	31
3.3.2.	Inversor asimétrico	32
3.3.3.	Inversor en medio puente	32
3.3.4.	Inversor en puente completo.....	33
3.3.5.	Inversor en clase E.....	33
3.3.6.	Elección de la topología del inversor resonante	34
3.4.	Interruptores de potencia	34
3.5.	Modos de conmutación	35
3.5.1.	Modo de conmutación a tensión cero (ZVS) o conmutación forzada	35
3.5.2.	Modo de conmutación a corriente cero (ZCS) o conmutación natural.....	36
3.5.3.	Elección del modo de conmutación.....	37
3.6.	Red Snubber.....	37
3.6.1.	Snubber de tensión RCD	38
3.7.	Estrategia de control	39
3.7.1.	Algoritmo de control	40
3.7.2.	Sistemas de protección	41
3.8.	Modelo del convertidor con tanque resonante serie, rectificador en onda completa y etapa inversora en medio puente	41
3.8.1.	Análisis por aproximación del primer armónico	41
3.8.2.	Cálculo del primer armónico de la tensión de salida de la etapa inversora.....	41
3.8.3.	Análisis del rectificador en onda completa.....	42

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.8.4.	Cálculo de la ganancia de tensión.....	43
Capítulo 4.	Diseño.....	45
4.1.	Transformador	45
4.2.	Tanque resonante Serie-Serie SS.....	46
4.3.	Transistores MOSFET	47
4.4.	La carga.....	48
4.4.1.	El filtro de salida	49
4.4.2.	El puente rectificador.....	50
4.5.	Análisis de la ganancia de tensión	50
4.6.	Circuito de control	51
4.6.1.	Circuito detector de fase	51
4.6.2.	Regulador	53
4.6.2.1.	Regulador de la frecuencia de resonancia	53
4.6.2.2.	Regulador de la potencia de entrada	54
4.6.3.	Oscilador controlado por tensión VCO	55
4.6.4.	El circuito driver.....	56
4.6.4.1.	Adaptación de niveles de tensión no referidos a masa.....	57
4.6.5.	Sistemas de protección	59
4.6.5.1.	Circuito de tiempos muertos	59
4.6.5.2.	Protección contra sobrecargas.....	60
4.6.5.3.	Sistema de encendido	60
4.7.	Esquemas	60
4.8.	Simulación del sistema	62
Capítulo 5.	Construcción.....	65
5.1.	El transformador	65

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

5.1.1.	Análisis de los ensayos realizados en el transformador	65
5.1.1.1.	Características de las bobinas.....	66
5.1.1.2.	Efecto de la separación entre devanados.....	66
5.1.1.3.	Efecto de la inclusión de núcleo magnético	66
5.1.1.4.	Efecto de la separación lateral entre devanados.....	69
5.2.	Circuito de control	72
5.3.	Inversor resonante en medio puente	73
5.4.	Circuito de salida	75
Capítulo 6.	Resumen y conclusiones.....	77
6.1.	Resultados obtenidos	79
6.2.	Trabajos futuros	79
Capítulo 7.	Referencias	81
7.1.	Bibliografía	81
7.2.	Bibliografía complementaria	82

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Resum

Aquest projecte està centrat en l'estudi, disseny i construcció d'un sistema de transmissió d'energia elèctrica sense contacte per mitjà d'acoblament inductiu. Les aplicacions són molt variades, però aquest treball es centra en aplicacions per als electrodomèstics que requereixen una potència mitjana (centenars de watts). El motiu principal per al desenvolupament del projecte és proporcionar als electrodomèstics més llibertat de moviment, seguretat i comoditat per l'usuari.

El procediment aplicat es basa en estudiar detalladament cadascuna de les parts del projecte amb l'objectiu de determinar la topologia del sistema, el mètode de control i els paràmetres dels components.

Un cop realitzat l'estudi i construïdes les bobines es procedeix a la simulació del sistema. Seguidament s'emmagatzemen els valors obtinguts amb el que es defineixen les gràfiques corresponents i s'escull els resultats òptims per al desenvolupament del circuit definitiu.

A continuació es construeix el prototip i s'analitzen amb detall els resultats aconseguits, per comparar-los amb els obtinguts mitjançant simulacions. Finalment es modifiquen certs paràmetres del sistema per veure empíricament com influeixen en el sistema. S'observa que l'eficiència del sistema depèn bàsicament de les característiques dels components, la topologia del circuit i la freqüència de treball.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Resumen

Este proyecto está centrado en el estudio, diseño y construcción de un sistema de transmisión de energía eléctrica sin contacto por medio de acoplamiento inductivo. Las aplicaciones son muy variadas, pero este trabajo se va a centrar en aplicaciones para electrodomésticos que requieren una potencia media (centenares de vatios). El motivo principal para el desarrollo del proyecto es proporcionar a los electrodomésticos una mayor libertad de movimiento, seguridad y comodidad para el usuario.

El procedimiento aplicado se basa en estudiar detalladamente cada una de las partes del proyecto con el objetivo de determinar la topología del sistema, el método de control y los parámetros de los componentes.

Una vez realizado el estudio y construidas las bobinas se procede a la simulación del sistema. Seguidamente se almacenan los valores obtenidos con lo que se definen las gráficas correspondientes y se escoge los resultados óptimos para el desarrollo del circuito definitivo.

A continuación se construye el prototipo y se analizan con detalle los resultados conseguidos, para compararlos con los obtenidos mediante simulaciones. Finalmente se modifican ciertos parámetros del sistema para ver empíricamente cómo influyen en el sistema. Se observa que la eficiencia del sistema depende básicamente de las características de los componentes, la topología del circuito y la frecuencia de trabajo.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Abstract

This project is focused on the study, design and construction of a system of power transmission without contact through inductive coupling. The applications are very varied, but this work is going to focus on applications for appliances that require an average power (hundreds of watts). The main reason for the project is to provide appliances for greater freedom of movement, security and user comfort.

The applied method is based on a detailed study of each of the parts of the project with the objective of determining the topology of the system, the control method and parameters of the components.

Once the study is done and the coils are built we do the system simulation. Immediately, we store the values obtained with the corresponding graphs and choose the optimal results for the development of the final circuit.

Next we built the prototype and the results obtained are analysed in detail for comparison with those obtained through simulations. Finally, we modify certain system parameters empirically to see how they influence the system. It shows us that the efficiency of the system basically depends on the characteristics of the components, circuit topology and frequency.

Capítulo 1. Introducción

En este proyecto se pretende estudiar, diseñar, construir y ensayar un sistema de transmisión de energía eléctrica para potencias medias en aplicaciones de uso doméstico.

Este tipo de sistemas se pueden utilizar en dispositivos electrónicos no móviles como televisores, bombillas, batidoras, etc. Los cuales no son elementos que dispongan de baterías para funcionar sino que están constantemente conectados a la red eléctrica. El motivo principal para el uso de esta tecnología es la eliminación de cables y conectores y proporcionar un sistema de alimentación segura, transparente y cómoda para el usuario.

Para diseñar y construir un sistema de alimentación sin contacto hay que tener en cuenta muchos factores como la elección de la topología, el aumento del factor de acoplamiento del transformador y la eficiencia del sistema. En este proyecto se analizan detalladamente cada uno de estos aspectos para su diseño y construcción.

1.1. Objetivos

El objetivo principal de este proyecto es estudiar, diseñar, construir y ensayar un sistema de transmisión de energía eléctrica por inducción para uso doméstico cuya potencia a transmitir sea de unos 300W a una distancia no inferior a los 20 cm.

Los objetivos técnicos para el desarrollo del proyecto son:

- Establecer las características en cuanto a diseño se refiere, que hacen posible su funcionamiento.
- Llevar a cabo los análisis correspondientes para desarrollar unos componentes inductivos, fácilmente aplicables a los espacios previstos para los emisores así como los necesarios para poder ser incorporados en los equipos receptores de energía.
- Simular el enlace inductivo y sus sistemas electrónicos.
- Contrastar los resultados experimentales con los obtenidos mediante simulación.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- Definir, estudiar y analizar un sistema de alimentación inalámbrica basado en el enlace inductivo para dispositivos electrónicos de media potencia.
- Analizar con detalle los sistemas resonantes, que deberán incorporarse tanto en los equipos emisores como en los receptores, especialmente en su vertiente de rendimiento, consiguiendo la máxima transferencia de energía entre ellos, evitando las pérdidas, tanto las debidas a distancias y posición, como a las debidas a la posible falta de sincronización por diferencias de la frecuencia resonante.
- Acotar criterios de diseño tanto del transformador como del convertidor para minimizar las pérdidas, con la intención de reducir tamaño y aumentar la autonomía del sistema.

1.2. Justificación

La transmisión de energía eléctrica sin contacto esta en continuo desarrollo pero aun no hay muchas aplicaciones para electrodomésticos de media potencia. Con esta tecnología se evita la proliferación de cables, mejorando así la organización, la seguridad y la comodidad, y también se reduce el tamaño de los electrodomésticos y se aumenta su durabilidad.

Actualmente se presentan muchas oportunidades de investigación, en las áreas de la ingeniería eléctrica como la electrónica de potencia, control, instrumentación, ingeniería de materiales, etc. Por estos motivos se considera importante la elaboración del proyecto como una oportunidad de investigación tecnológica.

1.3. Antecedentes

En la década de 1890 Nikolas Tesla demostró la transmisión de energía eléctrica inalámbrica en los transformadores resonantes llamados bobinas de Tesla. Desde estas bobinas las cuales contenían campos eléctricos indeseables que irradiaban energía en todas direcciones.

En 1975 la NASA logró transmitir 34kW de potencia a una distancia de 1,5Km en la banda de microondas donde se emitía una radiación altamente directiva. En la industria militar Norteamericana se diseño y se construyó un sistema electrónico para la transferencia de dosis letales de potencia, mediante rayos láser en el campo de batalla; sin embargo estas soluciones no eran eficientes en potencia, requerían un espacio libre de obstáculos y representaban riesgos graves para la salud humana, de tal forma que fue desestimado

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

En 2007 investigadores del Massachusetts Institute of Technology (MIT), propusieron una nueva solución llamada Witricity. El principio de funcionamiento se basa en técnicas de inducción magnética mejoradas mediante la resonancia y un fuerte acoplamiento del transformador. En sus experimentos (Figura 1.1) se logró transmitir electricidad inalámbrica a una bombilla de 60W a una distancia de 2m y con una eficiencia del 40%.



Figura 1.1 Experimento realizado por el MIT para la demostración de la transferencia de energía inalámbrica

1.4. Estado de la tecnología

Tal y como explican [Ajey, Gayathri, Bette y Yashwanth, 2014, pp. 291] hay dos métodos para transferir energía eléctrica sin contacto y se clasifican básicamente en radiativas y no radiativas.

Cuando el diámetro de los dispositivos es mucho más pequeño que la distancia a transmitir la energía debe ser radiada por el espacio. La transmisión se puede realizar por ondas de luz o por microondas y proporciona una eficiencia en torno al 95% cuando la energía es concentrada y enviada por haces. Para su implementación es necesario un espacio libre de obstáculos.

En cambio, cuando las distancias son menores, esta energía no necesita ser radiada y se realiza mediante acoplamiento capacitivo o inductivo. El primero de ellos necesita una mayor superficie para transferir la misma energía, y por tanto, en general se opta por emplear un acoplamiento inductivo.

Al utilizar el acoplamiento inductivo para la transferencia de energía se realiza del mismo procedimiento que un transformador, siempre y cuando la distancia no supere el diámetro de la bobina emisora; en caso contrario el sistema será ineficiente por la inexistencia de un núcleo magnético.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Cuando se quiere transmitir a distancias superiores a las del diámetro de la bobina emisora se deberá utilizar un acoplamiento resonante y en ningún caso superar 10 veces su diámetro si se quiere un rendimiento aceptable.

1.5. Aplicaciones

Las más importantes razones para recurrir a una fuente de alimentación de estas características son:

Obviar la exposición de electrodos a un medio gaseoso o húmedo. Es muy importante deshacerse del conector eléctrico cuando se está trabajando en un medio que puede entrañar peligro, donde hay que evitar el riesgo de que salte una chispa al desenchufar el conector: debajo del agua, en un medio húmedo, en una mina con peligro de filtraciones de gas, etc. Algunas de estas aplicaciones pueden ser vehículos submarinos, vehículos para minas o cepillos de dientes.

Aumentar la fiabilidad de cargadores de batería eliminando los conectores mecánicos (teléfonos móviles), ya que éstos son potenciales puntos de fallo al desoldarse o ganar holgura.

Proporcionar independencia total a cargas que deben permanecer en constante movimiento (robots). Cuando la carga es un objeto en movimiento, la existencia de cableado estorba sus movimientos, como en el caso de robots o vehículos. Resulta idóneo garantizar que el equipo va a estar perfectamente alimentado con independencia del lugar que ocupe en el espacio, de modo que tenga una movilidad completa en un entorno determinado.

Alimentar múltiples cargas de muy bajo consumo. Los microsistemas constituyen un tema de máxima actualidad. Si se emplean muchos microsistemas, proporcionar alimentación a cada uno de ellos puede precisar un cableado complejo y con alto coste de mantenimiento. Un claro ejemplo serían las redes de microsensores en ambientes industriales.

Facilitar ergonomía y salud al usuario de sistemas implantados dentro del cuerpo humano. Existen ciertos dispositivos que precisan ser implantados dentro del cuerpo humano para solucionar alguna carencia del paciente. Para proporcionar energía a estos implantes desde una batería situada fuera del cuerpo al implante situado en el interior del mismo, interesa no perforar la piel, para evitar riesgos de infección, proporcionar al paciente mayor comodidad y mejorar su estética.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

1.6. Metodología

La metodología a utilizar en este proyecto se basará en las siguientes actividades.

Se elabora un estudio bibliográfico a fin de tener una base teórica, indispensable para una buena investigación. Se analiza y se estudia la información con el objetivo de determinar todos los aspectos relacionados con el diseño. Seguidamente se construyen los sistemas eléctricos que hacen posible la transmisión de energía sin contacto y se realizan las medidas pertinentes.

Una vez realizado los ensayos, se almacenan los valores obtenidos, con lo que se definen las gráficas correspondientes y se escoge los resultados óptimos para el desarrollo del circuito definitivo.

1.7. Temario

Este trabajo se estructura en 6 capítulos. El primer capítulo es una introducción al tema, en donde se definen los objetivos, el estado actual de la tecnología y la metodología a utilizar.

En el segundo capítulo se describen brevemente los principios físicos de funcionamiento necesarios para el estudio y análisis del proyecto.

El tercer capítulo se centra en el estudio de cada una de las partes del sistema, analizando los parámetros de los componentes, las topologías y las estrategias de control, con el objeto de acotar los criterios de diseño.

El cuarto capítulo se enfoca principalmente en el diseño de cada una de las etapas que forman el sistema. Además, en este capítulo se muestran los resultados de las simulaciones con el objetivo de comprobar el correcto funcionamiento del sistema, determinar las características de los componentes y definir el sistema de control.

El quinto capítulo es sobre la construcción del prototipo, y las mediciones realizadas en cada una de las etapas, para compararlas con los resultados obtenidos experimentalmente, y además observar cómo se comporta el sistema ante distintas condiciones.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Finalmente en el capítulo sexto se resumen todas las conclusiones extraídas en los capítulos anteriores y se sugieren una serie de actividades futuras cuya realización complementaria este proyecto.

Capítulo 2. Marco de referencia teórica

La inducción magnética es la generación de un campo eléctrico debido a un campo magnético que varía con el tiempo, tal y como demostró Faraday. El voltaje inducido en un circuito cerrado es directamente proporcional a la rapidez de la variación el flujo magnético que atraviesa una superficie cualquiera, es decir:

$$\oint_c E \cdot dl = - \frac{d}{dt} \oint_s B \cdot dA \quad (2.1)$$

El sistema utilizado en este proyecto para la transferencia inalámbrica de energía eléctrica está formado por una bobina emisora L_1 y una receptora L_2 . Ambos anillos forman un sistema de bobinas acopladas magnéticamente. Una fuente de alimentación eléctrica conectada a la bobina emisora genera un campo magnético que induce un voltaje a la bobina receptora. Este voltaje se puede utilizar para alimentar un dispositivo externo conectado a la bobina receptora. La eficiencia de la transferencia de energía depende del factor de acoplamiento (k) entre los inductores y de la calidad del acoplamiento (Q).

2.1. El factor de acoplamiento (k)

Para la transmisión de energía eléctrica sin contacto el factor acoplamiento (k) indica la cantidad de flujo que genera una corriente que circula por la bobina emisora y es enviada a la receptora, su valor puede variar entre 0 y 1, siendo 1 cuando están perfectamente acopladas y 0 cuando no lo están.

Este factor variara según la distancia entre los inductores (z) y el tamaño relativo de la bobina (D_2/D) tal y como se muestra en la Figura 2.1. La calidad del acoplamiento está más determinada por la forma de las bobinas y el ángulo de incidencia entre ellas.

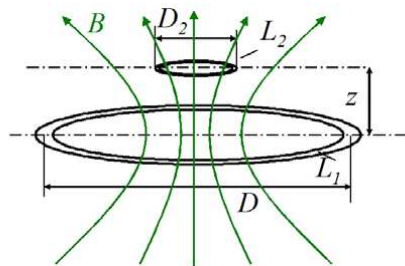


Figura 2.1 Esquema de inducción magnética entre las dos bobinas

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Se puede transferir potencia inalámbrica usando un acoplamiento no resonante tal y como se utilizan en los transformadores, pero en este proyecto no hay núcleo magnético que las atraviese. Este método es muy ineficiente cuando la distancia entre las dos bobinas es superior al diámetro de la bobina emisora, pero mediante el uso de la resonancia, las pérdidas se pueden reducir considerablemente.

2.2. La resonancia

En este proyecto se trabaja con el fenómeno de la resonancia magnética, con el objetivo de mejorar el rendimiento del sistema, para ello se utiliza un circuito LC.

En un circuito LC sintonizado cuando el campo magnético del inductor es máximo, la corriente eléctrica es inducida en el devanado que conduce a la carga del condensador. Ahora, cuando el condensador se descarga la corriente eléctrica resultante crea un campo magnético en el inductor y este proceso se repite continuamente. La resonancia se produce si la reactancia inductiva y la reactancia capacitiva del circuito resultan ser iguales en magnitud, esto da lugar a la oscilación entre los campos eléctricos y magnéticos del condensador y del inductor, respectivamente.

En la resonancia, la bobina y el condensador tienen impedancia en serie mínima y máxima impedancia en paralelo mientras que, sus reactancias son de igual magnitud. De ahí conseguimos que:

$$\begin{aligned}X_L &= X_C \\ \omega \cdot L &= \frac{1}{\omega C} \\ \omega &= \frac{1}{\sqrt{LC}}\end{aligned}\tag{2.2}$$

2.3. Los Resonadores

El sistema electrónico diseñado en este proyecto está formado por un gran número de componentes y por tanto pueden tener diferentes frecuencias de resonancia. El tiempo necesario para que la energía se transfiera del inductor al condensador depende significativamente del número de osciladores armónicos acoplados.

Teniendo en cuenta la distancia entre ambos lados del resonador, la onda viaja a una distancia d . Cuando la fase inicial de la onda incidente es igual a la fase de la onda reflejada después de

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

un ciclo completo, las ondas se refuerzan causando el fenómeno conocido como la resonancia. Por lo tanto, la condición resultante de resonancia es que la distancia recorrida por la onda incidente y la reflejada es igual al número entero de la longitud de onda; es decir:

$$2d = N\lambda \quad N \in \{1,2,3,\dots\} \quad (2.3)$$

Teniendo en cuenta la velocidad de la señal y la frecuencia, las frecuencias de resonancia pueden determinarse de la siguiente forma:

$$f = \frac{Nv}{2d} \quad N \in \{1,2,3,\dots\} \quad (2.4)$$

Entonces, las frecuencias de resonancia de los resonadores son los múltiplos de la frecuencia más baja y se conoce como la frecuencia fundamental a igual distancia. Estos múltiplos son llamados como armónicos. Dependiendo de los osciladores acoplados, un sistema puede tener múltiples frecuencias de resonancia.

2.4. El factor de calidad (Q)

El factor de calidad (Q) es un parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que almacena y la energía que disipa durante un ciclo completo. En el caso de un circuito LC sintonizado a la frecuencia de resonancia la energía disipada es debida a las pérdidas resistivas y radiativas que hacen que las oscilaciones decaigan.

El factor de calidad juega un papel fundamental en la transmisión de energía inalámbrica. Si el factor de calidad es alto, se puede lograr una mayor eficiencia, a pesar de que el campo magnético generado se debilita al desplazarse por el espacio.

En un circuito RLC serie el factor de calidad es:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.5)$$

El factor de calidad Q puede tener un valor entre 0 e infinito. Pero técnicamente es difícil obtener valores muy por encima de 1000. Para una eficiencia optima, se deben usar valores de alrededor de 100. Un factor de calidad inferior a 10 no es muy útil. En el caso de la bobina el

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

factor de calidad Q sólo depende de la forma y el tamaño de la bobina y de los materiales utilizados para una frecuencia de funcionamiento estándar.

A continuación se muestra el diagrama de bloques del sistema a analizar.

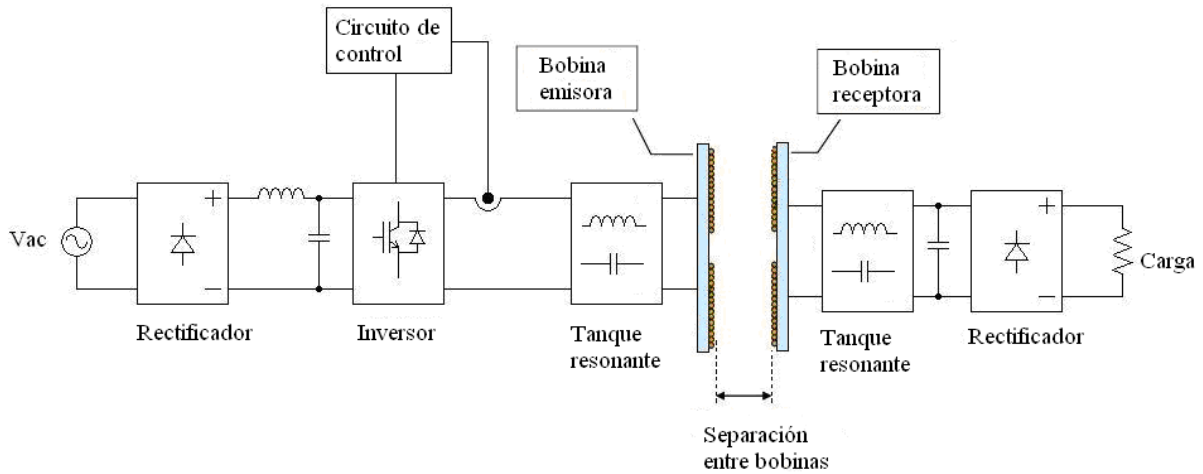


Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema

3.1. El transformador

Para este proyecto se va a utilizar un transformador con dos devanados planos enfrentados entre sí. La dificultad de este transformador es que, las bobinas no están entrelazadas ni existe un núcleo que las atraviese, por estos motivos el factor de acoplamiento es bajo.

3.1.1. Factor de acoplamiento

Si la bobina receptora está a una cierta distancia de la emisora, solo una cierta parte del flujo magnético generado por la transmisora, penetra en la receptora para generar transmisión de electricidad. Cuanto mayor flujo magnético alcance al receptor, mejor será el acoplamiento entre las bobinas. El grado de acoplamiento se expresa con el factor de acoplamiento k .

El factor de acoplamiento k es un valor comprendido entre 0 y 1. El valor 1 representa el acoplamiento perfecto, en el cual todo el flujo magnético generado en el transmisor es captado por el receptor. El valor 0 representa a un sistema en el que las bobinas son completamente independientes. Este valor depende de la distancia y tamaño entre los devanados, el desplazamiento lateral, la diferencia de vueltas y la inclusión de núcleos magnéticos en el exterior de las bobinas.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Cuando el factor de acoplamiento es bajo, los flujos de dispersión pueden alcanzar valores iguales e incluso mayores que el flujo magnetizante, entonces la relación de transformación no coincide con el número de vueltas de los devanados. Para determinar los parámetros que influyen en el valor de (k), se analiza el siguiente modelo del transformador.

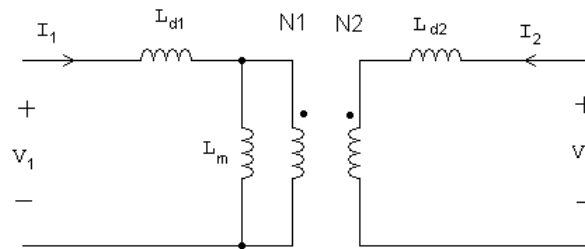


Figura 3.2 Modelo de un transformador para el análisis de un sistema de transmisión de energía eléctrica sin contacto.

Donde:

- L_{d1} es la inductancia de dispersión del primario
- L_{d2} es la inductancia de dispersión del secundario
- L_m es la inductancia magnetizante
- Φ_{d1} es el flujo de dispersión del primario, causado por la corriente i_1 y que no es compartida por el secundario
- Φ_{d2} es el flujo de dispersión del secundario, causado por la corriente i_2 y que no es compartida por el primario
- Φ_m es el flujo magnetizante

Sabiendo que el valor de una bobina viene determinado por:

$$L = N \frac{d\phi}{di} \quad (3.1)$$

Se puede determinar el valor de cada una de las inductancias del transformador.

$$L_{d1} = \frac{N_1 \phi_{d1}}{i_1} \quad (3.2)$$

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

$$L_{d2} = \frac{N_2 \phi_{d2}}{i_2} \quad (3.3)$$

$$L_m = \frac{N_1 \phi_m}{i_1 \frac{N_1}{N_2} i_2} \quad (3.4)$$

Analizando el modelo del transformador se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_1 &= (L_{d1} + L_m) \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{N_1}{N_2} \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= L_m \frac{N_2}{N_1} \frac{di_1}{dt} + \left[L_{d2} + L_m \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right] \frac{di_2}{dt} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Sabiendo que el factor de acoplamiento (k) es el valor entre la cantidad de energía compartida por ambos devanados y la energía total generada, se obtiene la siguiente ecuación:

$$k = \frac{L_m \frac{N_2}{N_1}}{\sqrt{(L_m + L_{d1}) \left[L_m \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + L_{d2} \right]}} \quad (3.6)$$

3.1.2. Medidas para la obtención de los parámetros del transformador

Para las medidas de los parámetros del transformador se utiliza el método explicado por [Mohammadjafari, Lesan, y Ghadami, 2014, p. 341].

3.1.2.1. Medida de la inductancia mútua

Para la medida de la inductancia mútua se utiliza un método donde los dos devanados están conectados en serie. Existen dos posibilidades de conectar los devanados, una donde el final del primer bobinado esta conectado con el principio del segundo y otra donde el final del primer bobinado esta conectado con el final del segundo tal y como se puede observar en la siguiente figura.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

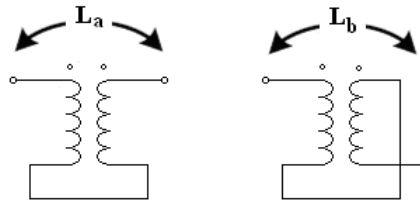


Figura 3.3 Medida de la inductancia L_a y L_b del transformador.

De esta forma se obtienen dos valores de inductancias definidas como L_a y L_b .

$$L_a = L_{d1} + L_{d2} + 2L_m \quad (3.7)$$

$$L_b = L_{d1} + L_{d2} - 2L_m \quad (3.8)$$

Entonces la inductancia mútua se puede obtener mediante la siguiente ecuación:

$$L_m = \frac{L_a - L_b}{4} \quad (3.9)$$

3.1.2.2. Medida de las inductancias de dispersión

Si se realiza un ensayo en cortocircuito midiendo desde el primario y cortocircuitando el secundario, la inductancia medida L_{sc1} es igual a la suma de la inductancia de dispersión del devanado primario y el paralelo de la inductancia magnetizante con la inductancia de dispersión del devanado primario.

$$L_{sc1} = L_{d1} + \frac{L_m L_{d2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2}{L_m + L_{d2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2} \quad (3.10)$$

Del mismo modo, si se realiza este mismo ensayo pero cortocircuitando el devanado primario y midiendo desde el secundario, obtenemos la misma inductancia pero al revés.

$$L_{sc2} = L_{d2} + \frac{L_m L_{d1} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2}{L_m + L_{d1} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2} \quad (3.11)$$

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.2. Circuito tanque

Debido a que el núcleo del transformador es aire, la inductancia de fuga es elevada, esto provoca una baja inductancia de magnetización, en consecuencia las pérdidas son considerables. El convertidor más adecuado para este tipo de aplicación es el convertidor resonante.

Un convertidor DC/AC de carga resonante tiene muchas características especiales respecto a los convenciones. Debido a la conmutación suave de los interruptores, se disminuyen las pérdidas, por este motivo son especialmente adecuados para aplicaciones de alta potencia. Estos convertidores permiten trabajar a una frecuencia elevada reduciendo así su tamaño y peso sin sacrificar el rendimiento.

Estos convertidores se pueden dividir según el tipo de carga conectada. Existen básicamente tres tipos diferentes debido a su configuración:

- Convertidores resonantes en serie
- Convertidores resonantes en paralelo
- Convertidores resonantes con configuración serie-paralelo
- Convertidores resonantes con configuración paralelo-serie

Un convertidor resonante está formado por tres etapas: el inversor de alta frecuencia, un tanque resonante y la carga. Donde las formas de onda de tensión y corriente a la carga son sinusoidales o partes de una senoidal y su transferencia de potencia a la carga se debe principalmente a la componente fundamental de la frecuencia de resonancia. Los armónicos de orden superior contribuyen muy poco a la transferencia de potencia.

La impedancia de entrada del convertidor $Z_{IN}(j\omega)$ depende de diversos factores que se deberán tener en cuenta para su análisis. Estos factores son:

- Frecuencia de conmutación del inversor
- Valores de la carga
- Márgenes óptimos de regulación
- Relación de transformación entre la bobina emisora y receptora

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- El factor de acoplamiento entre las dos bobinas

Este análisis de las topologías del circuito tanque determinará las frecuencias óptimas de trabajo del inversor ante posibles variaciones del punto de trabajo del convertidor provocadas por las variaciones de carga o de la tensión de salida.

3.2.1. Topologías del circuito tanque

Para el diseño para la transferencia inalámbrica de energía eléctrica las topologías más utilizadas son la carga resonante en S-serie o P-paralelo, dando lugar a cuatro topologías básicas:

- Topología Serie-Serie (SS)
- Topología Serie-Paralelo (SP)
- Topología Paralelo-Serie (PS)
- Topología Paralelo-Paralelo (PP)

Tal y como exponen [Boping, Shuailin, Wenjie, Chen y Dehong,2014, p. 773], se aplica el método expuesto para el análisis de las topologías.

Teniendo en cuenta que el sistema opera a la frecuencia de resonancia o entorno a ella y que los devanados son similares. De esta forma se puede realizar el análisis por aproximación del primer armónico con el objetivo de simplificar los cálculos. No obstante el error que se comete es pequeño para las condiciones habituales de trabajo, aunque la respuesta selectiva del tanque resonante hace que los armónicos diferentes a la frecuencia de resonancia resulten excesivamente atenuados y apenas influyan en el comportamiento del sistema.

En todas las topologías la capacidad de compensación en el devanado secundario viene determinada por la siguiente ecuación:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_o^2(L_{d2} + L_m)} \quad (3.12)$$

La compensación primaria para las diferentes topologías se elige de manera que la impedancia vista desde el lado de la fuente sea puramente resistiva, es decir, que la corriente y la tensión de entrada estén en fase.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.2.1.1. Análisis de la topología Serie-Serie SS

El circuito equivalente de la topología Serie-Serie se muestra en la siguiente figura:

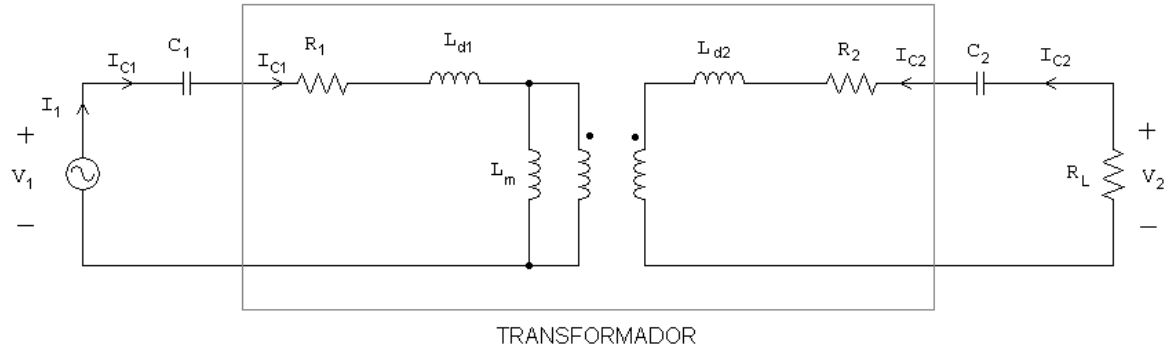


Figura 3.4 Topología Serie-Serie SS

La impedancia vista desde la fuente de tensión cuando se trabaja a la frecuencia de resonancia es:

$$Z_{in,SS} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\omega^2 L_m^2}{j\omega(L_{d2} + L_m) - \frac{j}{\omega C_2} + R_2 + R_L} + j\omega(L_{d1} + L_m) - \frac{j}{\omega C_1} + R_1 \quad (3.13)$$

El condensador de la entrada del transformador debe ser tal que la reactancia vista desde el primario sea nula. Teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores, se puede determinar su valor mediante la siguiente ecuación:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_o^2(L_{d1} + L_m)} \quad (3.14)$$

En esta topología, el condensador de entrada solo depende de la frecuencia de resonancia del devanado secundario y de la autoinducción del devanado del primario. La autoinductancia tanto del primario como del secundario es independiente de la posición relativa de los dos devanados y sólo dependen de las dimensiones físicas y de su geometría.

Sin embargo, el objetivo de este sistema es alcanzar una alta eficiencia. Por ese motivo se analiza el rendimiento, y éste viene determinado por:

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

$$\eta = \frac{|\vec{I}_2|^2 R_L}{|\vec{I}_1|^2 R_1 + |\vec{I}_2|^2 R_2 + |\vec{I}_2|^2 R_L} = \frac{R_L}{(R_L + R_2) \left(1 + \frac{R_1(R_L + R_2)}{(\omega_o L_m)^2} \right)} \quad (3.15)$$

Como puede observarse el máximo rendimiento se obtendrá cuando $R_L \gg R_2$ y:

$$\frac{R_1(R_L + R_2)}{(\omega_o L_m)^2} \approx 0 \quad (3.16)$$

Es decir, si:

$$\omega_o \gg \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{L_m} \quad (3.17)$$

En este caso el rendimiento máximo es:

$$\eta_{\max} = \frac{R_L}{(R_L + R_2)} \quad (3.18)$$

3.2.1.2. Análisis de la topología Serie-Paralelo SP

El circuito equivalente de la topología Serie-Paralelo se muestra en la siguiente figura:

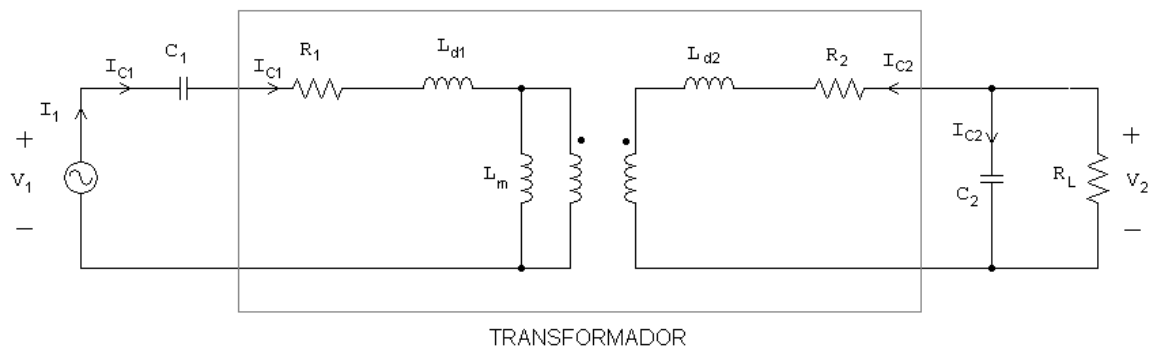


Figura 3.5 Topología Serie-Paralelo SP

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

La impedancia vista desde la fuente de tensión cuando se trabaja a la frecuencia de resonancia es:

$$Z_{in,SP} = \frac{\omega^2 L_m^2}{j\omega(L_{d2} + L_m) + R_2 + \frac{R_L}{1 + jR_L C_2 \omega}} + j\omega(L_{d1} + L_m) - \frac{j}{\omega C_1} + R_1 \quad (3.19)$$

El condensador de la entrada del transformador debe ser tal que la reactancia vista desde el primario sea nula. Teniendo en cuenta las dos ecuaciones anteriores, se puede determinar su valor mediante la siguiente ecuación:

$$C_1 = \frac{(L_{d1} + L_m)^2 C_2}{(L_{d1} + L_m)(L_{d2} + L_m) - L_m^2} \quad (3.20)$$

La capacidad de compensación primaria solo depende de las bobinas y de la capacidad de compensación del secundario.

Sin embargo, el objetivo de este sistema es alcanzar una alta eficiencia. Por ese motivo se analiza el rendimiento, y este viene determinado por:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{R_1(L_{d2} + L_m)^2}{L_m} \left(\frac{1 + R_2 R_L^2 L_m^2 + R_1 R_2^2 (L_{d2} + L_m)^2}{\omega_o (L_{d2} + L_m)^2 L_m^2} \right)} \quad (3.21)$$

Como puede observarse el máximo rendimiento se obtendrá cuando:

$$\omega_o \gg \frac{\sqrt{R_2 R_L^2 L_m^2 + R_1 R_2^2 (L_{d2} + L_m)^2}}{(L_{d2} + L_m)^2 L_m} \quad (3.22)$$

En este caso el rendimiento máximo es:

$$\eta_{max} = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{R_1 (L_{d2} + L_m)^2}{L_m^2}} \quad (3.23)$$

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.2.1.3. Análisis de la topología Paralelo-Serie PS

El circuito equivalente de la topología Paralelo-Serie se muestra en la siguiente figura:

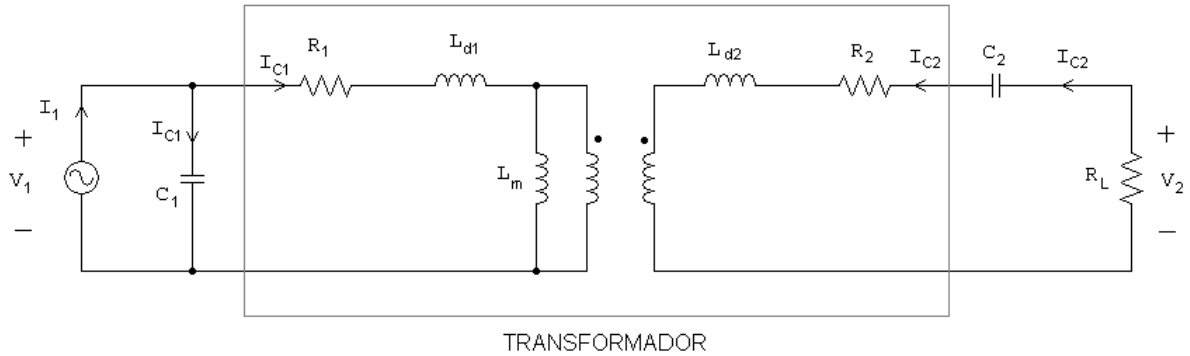


Figura 3.6 Topología Paralelo-Serie PS

La impedancia vista desde la fuente de tensión cuando se trabaja a la frecuencia de resonancia es:

$$Z_{in,PS} = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega(L_{d1} + L_m) + \frac{(\omega L_m)^2}{R_2 + R_L + j\omega(L_{d2} + L_m) - \frac{j}{\omega C_2}}}} \quad (3.24)$$

El condensador de la entrada del transformador debe ser tal que la reactancia vista desde el primario sea nula. Teniendo en cuenta las dos ecuaciones anteriores, se puede determinar su valor mediante la siguiente ecuación:

$$C_1 = \frac{(L_{d1} + L_m)(L_{d2} + L_m)^2 C_2^2 R_L^2}{L_m^4 + (L_{d1} + L_m)(L_{d2} + L_m)R_L^2} \quad (3.25)$$

La capacidad de compensación primaria depende de las bobinas, de la capacidad de compensación del secundario y de la carga

Sin embargo, el objetivo de este sistema es alcanzar una alta eficiencia. Por ese motivo se analiza el rendimiento, y este viene determinado por:

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

$$\eta = \frac{R_L}{(R_L + R_2) \left(1 + \frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega_o^2 L_m^2} \right)} \quad (3.26)$$

Como puede observarse el máximo rendimiento se obtendrá cuando:

$$\omega_o \gg \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{L_m} \quad (3.27)$$

En este caso el rendimiento máximo es:

$$\eta_{\max} = \frac{R_L}{R_L + R_2} \quad (3.28)$$

3.2.1.4. Análisis de la topología Paralelo-Paralelo PP

El circuito equivalente de la topología Paralelo-Paralelo se muestra en la siguiente figura:

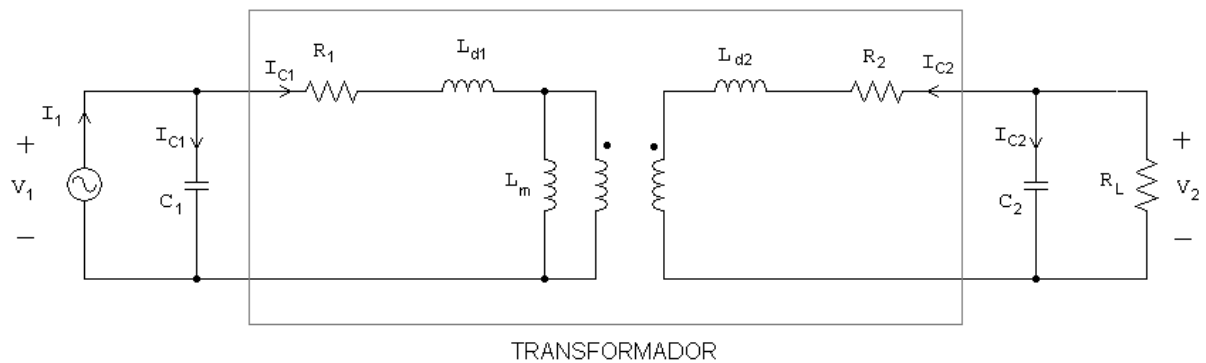


Figura 3.7 Topología Paralelo-Paralelo PP

La impedancia vista desde la fuente de tensión cuando se trabaja a la frecuencia de resonancia es:

$$Z_{in,PP} = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega(L_{d1} + L_m) + \frac{1}{(R_2 + R_L + j\omega(L_{d2} + L_m))(1 + R_L C_2 \omega)}}} \quad (3.29)$$

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

El condensador de la entrada del transformador debe ser tal que la reactancia vista desde el primario sea nula. Teniendo en cuenta las dos ecuaciones anteriores, se puede determinar su valor mediante la siguiente ecuación:

$$C_1 = \frac{(L_{d2} + L_m)^2 \left((L_{d1} + L_m)(L_{d2} + L_m) - L_m^2 \right) C_2}{\left((L_{d1} + L_m)(L_{d2} + L_m) - L_m^2 \right)^2 + L_m^4 R_L^2 (L_{d2} + L_m) C_2} \quad (3.30)$$

La capacidad de compensación primaria depende de las bobinas, de la capacidad de compensación del secundario y de la carga

Sin embargo, el objetivo de este sistema es alcanzar una alta eficiencia. Por ese motivo se analiza el rendimiento, y este viene determinado por:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{R_1(L_{d2} + L_m)^2}{L_m^2} \left(1 + \frac{R_2 R_L^2 L_m^2 + R_1 R_2^2 (L_{d2} + L_m)^2}{\omega_o^2 (L_{d2} + L_m)^2 L_m^2} \right)} \quad (3.31)$$

Como puede observarse el máximo rendimiento se obtendrá cuando:

$$\omega_o \gg \frac{\sqrt{R_2 R_L^2 L_m^2 + R_1 R_2^2 (L_{d2} + L_m)^2}}{(L_{d2} + L_m) L_m} \quad (3.32)$$

En este caso el rendimiento máximo es:

$$\eta_{\max} = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{R_1 (L_{d2} + L_m)^2}{L_m^2}} \quad (3.33)$$

3.2.2. Elección del circuito tanque

Las cuatro topologías tienen diferentes ventajas e inconvenientes, y su elección depende principalmente del tipo de aplicación. Seleccionar una de estas topologías influye directamente en el valor del condensador del devanado primario, tal y como se ha mostrado en las ecuaciones anteriores.

La compensación en serie desde el secundario del transformador, no refleja una reactancia a la frecuencia de resonancia, con ello se consigue un factor de potencia unidad y por consiguiente

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

una transferencia de potencia efectiva. También se observa que la inductancia primaria puede ser sintonizada independientemente del valor de acoplamiento o de la carga, esto significa que las frecuencias de resonancia de los devanados solamente dependen de su inductancia y sus respectivas capacidades de compensación.

Sin embargo, la compensación en paralelo desde el secundario del transformador, refleja una reactancia capacitiva a la frecuencia de resonancia. En este caso, cuando la sintonización en el primario del transformador esté configurada en serie ésta dependerá del acoplamiento magnético pero no de la carga, en cambio, cuando esté configurada en paralelo ésta dependerá tanto de la carga como del acoplamiento magnético.

En esta aplicación la separación entre los devanados y la carga son variables, por este motivo es deseable utilizar una topología en tanque resonante Serie-Serie, ya que tiene una frecuencia de resonancia independiente de estas variables.

3.3. Topologías de convertidores resonantes

Las topologías de inversores resonantes bajo estudio son las siguientes:

- Push-pull
- Asimétrico
- Medio puente
- Puente completo
- Clase E

A continuación se detallan las ventajas y los inconvenientes de cada uno de las topologías teniendo en cuenta los estudios ya realizados por [John, Adriana, María y Adolfo, 2013, pp. 237].

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.3.1. Inversor push-pull

Ventajas

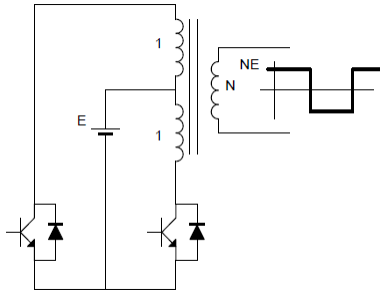


Figura 3.8 Inversor push-pull

- Se puede ajustar el nivel de la tensión de la onda cuadrada de salida por medio de la relación de transformación de las espiras del transformador
- Ambos interruptores pueden gobernarse con tensiones de control referidas a masa
- Aislamiento entre el circuito de entrada y el de salida

Inconvenientes

- Los transistores deben de soportar el doble de la tensión de entrada, cosa que hace necesario el uso de transistores con tensiones de ruptura superiores y por consiguiente peores características de conducción
- Se ha de utilizar un elemento reactivo adicional, el transformador, cosa que aumentará el coste para algunas aplicaciones
- Dificultad para el diseño y construcción del transformador, se ha de evitar componentes continuas en el flujo del núcleo que provocarían fuertes corrientes de magnetización, disminuyendo el rendimiento del inversor o provocando en el peor de los casos su destrucción debido a la saturación del componente.

Este tipo de convertidor se reserva para los casos donde las tensiones de entrada son reducidas, en este caso se hace inevitable el uso del transformador para aumentar la tensión de salida. No es aconsejable utilizar esta topología para potencias superiores a 10 KVA

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.3.2. Inversor asimétrico

Ventajas

- Simplicidad en el diseño, sólo requiere dos interruptores

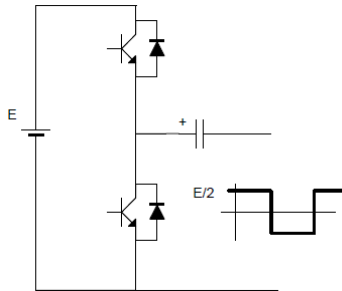


Figura 3.9 Inversor asimétrico

Inconvenientes

- La tensión de salida es la mitad de la tensión de entrada
- El condensador ha de tener un elevado valor para minimizar el rizado de la tensión, y una baja resistencia serie, cosa que aumentará el coste del convertidor.

Esta topología es muy utilizada para la implementación de inversores autoscilantes.

3.3.3. Inversor en medio puente

Ventajas

- Simplicidad en el diseño, sólo requiere dos interruptores

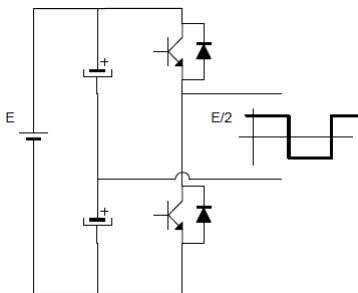


Figura 3.10 Inversor en medio puente

Inconvenientes

- La tensión de salida es la mitad de la tensión de entrada, por tanto para igual potencia potencias más elevadas que en el puente completo

- Los condensadores deben elegirse adecuadamente para suministrar la energía necesaria en cada ciclo de conmutación sin una descompensación excesiva en su tensión.
- Alto contenido armónico

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Es una topología muy utilizada para la implementación de inversores autoscilantes y potencias medias con una tensión de entrada elevada.

3.3.4. Inversor en puente completo

Ventajas

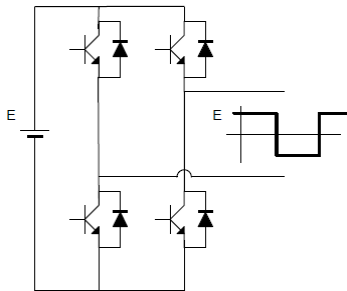


Figura 3.11 Inversor en puente completo

- Tensión de salida igual a la tensión de entrada
- La tensión soportada por los interruptores es igual a la tensión de entrada
- Permite la modulación de la señal de salida

Inconvenientes

- Uso de cuatro interruptores para generar la señal de salida, cosa que aumentará el coste del convertidor.
- Bajo rendimiento para potencias de salida reducidas ya que en cada instante siempre se encuentran dos interruptores en estado de conducción

Esta topología es muy adecuada cuando la potencia de salida es alta.

3.3.5. Inversor en clase E

Ventajas

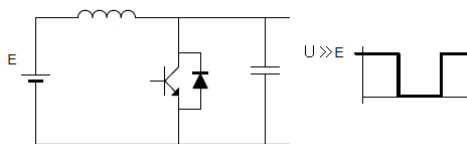


Figura 3.12 Inversor en clase E

- Bajas pérdidas de conmutación y se obtiene una alta eficiencia
- Simplicidad en el diseño solo requiere un transistor

- El interruptor puede gobernarse con una tensión de control referida a masa.

Inconvenientes

- Elevada tensión en el interruptor

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- Alta sensibilidad de las condiciones de carga

Adecuado para potencias bajas (inferior a 100W) y tensión de salida fija, aunque se puede modificar al variar la frecuencia de conmutación.

3.3.6. Elección de la topología del inversor resonante

Para este proyecto se considera que el uso del inversor en medio puente es la más adecuada porque:

- En potencias medias se puede asumir una tensión de entrada inferior a 100V
- La eficiencia ha de ser elevada
- El nivel de complejidad, implementación y coste económico son aceptables para potencias medias
- La tensión soportada por los interruptores se puede asumir con un transistor comercial de bajo coste.

3.4. Interruptores de potencia

El interruptor de potencia para esta aplicación ha cumplir con los siguientes requisitos:

- Controlar el paso de un estado a otro con facilidad y pequeña potencia
- Ser capaz de soportar la intensidad y tensión requeridas.
- Tener la velocidad necesaria para pasar de un estado a otro

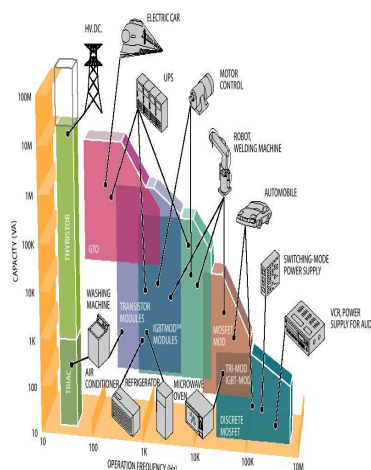


Figura 3.13 Aplicaciones de los dispositivos de potencia

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Como se observa en la Figura 3.13 proporcionada por Powerex, Inc. para una potencia de 300W y una frecuencia de conmutación superior a los 100KHz el dispositivo que mejor se adapta a las necesidades del proyecto es un interruptor MOSFET. A continuación se describen una serie de aspectos a tener en cuenta para la implementación del dispositivo en este proyecto:

1. El MOSFET es un interruptor controlado por tensión, que suele tener incorporado un diodo entre drenador y surtidor especialmente útil para aplicaciones de sistemas conmutados de corriente como es el caso.
2. En condiciones de reposo, la corriente de puerta de los MOSFET es nula porque este componente tiene una capacidad entre puerta y surtidor, por lo tanto, solo circula corriente a la entrada cuando se cambia de nivel, por este motivo el consumo de este tipo de dispositivo aumenta en proporción a la frecuencia de conmutación.
3. Para que el MOSFET entre en saturación, es necesario que la tensión de control sea suficientemente alta y esto puede ser un problema si se usa directamente desde una salida de un microcontrolador. Para resolver este problema existen dos posibilidades:
 - Usar un adaptador que aumente los niveles de salida del microcontrolador
 - Conseguir un MOSFET que trabaje con tensiones de puerta más bajas, conocidos como “logia level power mosfet” (MOSFET de potencia para nivel lógico).

3.5. Modos de conmutación

En función del desfase existente entre la tensión y la corriente de salida del circuito resonante pueden darse los siguientes modos de conmutación:

- Modo de conmutación a tensión cero (ZVS) o conmutación forzada
- Modo de conmutación a corriente cero (ZCS) o conmutación natural

3.5.1. Modo de conmutación a tensión cero (ZVS) o conmutación forzada

Este tipo de conmutación se produce cuando el diodo antiparalelo del transistor ya se encuentra conduciendo, esto hace que la tensión que soporta al entrar en conducción sea muy reducida y en este instante las pérdidas por conmutación son nulas. Sin embargo, cuando el transistor deja de conducir, lo hace manejando corrientes que no son despreciables y en

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

algunos casos están cerca de sus máximos, en este instante sí existirán pérdidas por conmutación.

Las pérdidas por conmutación pueden calcularse empleando la siguiente ecuación:

$$P_{off} = \frac{1}{2} V_S I_S t_f f_S \quad (3.34)$$

Siendo:

V_S , I_S : valores de tensión y corriente del interruptor en el momento de la conmutación

t_f : el tiempo de salida de conducción del interruptor

f_S : frecuencia de conmutación

Para reducir estas pérdidas se pueden minimizarse utilizando redes de protección no disipativas (redes Snubber). Por otro lado, los diodos antiparalelo empleados pueden ser de baja velocidad pues nunca se les aplica tensión inversa instantáneamente para la salida de conducción, sino que el diodo deja de conducir porque la corriente se invierte y pasa a su transistor en antiparalelo, manteniéndose baja la tensión en el diodo, que dispone de todo el tiempo de conducción para salir de su estado de conducción. Esto hace que puedan emplearse los diodos parásitos que se encuentran en muchos transistores Darlington y en todos los MOSFET de potencia.

3.5.2. Modo de conmutación a corriente cero (ZCS) o conmutación natural

Este tipo de conmutación se produce cuando la corriente por el transistor pasa por cero, se invierte y comienza a circular de forma natural por el diodo que tiene en antiparalelo, en este instante las pérdidas por conmutación son nulas. Sin embargo, cuando se produce la entrada del transistor a conducción no se produce a tensión cero, sino que el transistor se ve obligado a manejar simultáneamente corriente y tensión durante la conmutación, con las siguientes pérdidas.

En cuanto a los diodos se producen problemas adicionales en las conmutaciones. Cuando el transistor entra en conducción lo hace sacando de la conducción al diodo del otro transistor de su misma rama y la corriente ha de pasar instantáneamente desde el diodo al transistor, lo que es imposible que ocurra debido al propio tiempo de recuperación en inversa del diodo, cosa que provocará la aparición de picos de corriente debido a cortocircuitos puntuales, además de

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

las pérdidas por conmutación. Por este motivo se hace necesario el uso de diodos rápidos con bajo tiempo de recuperación en inversa para disminuir los problemas durante la conmutación. En este caso ya no son válidos los diodos parásitos de los Darlington o de los MOSFET debido a sus malas características. En este caso estos diodos han de ser anulados mediante la incorporación de diodos rápidos uno de bloqueo en serie con el transistor y otro en paralelo con el conjunto transistor y diodo adicional.

3.5.3. Elección del modo de conmutación

Cuando en un convertidor resonante serie se trabaja a la frecuencia de resonancia la impedancia vista desde el convertidor es igual a la impedancia de salida. En el caso de que esta carga no exista, ésta será nula. Por este motivo es conveniente trabajar con una frecuencia superior o inferior a la de resonancia en el momento del encendido.

Teniendo en cuenta las ventajas e inconvenientes de los diferentes modos de conmutación y sabiendo que el convertidor se implementa con transistores MOSFET, se considera que el modo en ZVS es mejor ya que con ello se eliminan las pérdidas capacitivas por activación. También se ha de tener en cuenta que al trabajar con una frecuencia elevada es mejor el modo de conmutación ZVS, ya que una conmutación ZCS implica más pérdidas provocadas por la descarga del condensador de salida del interruptor cuando éste es activado a una tensión considerable.

En este caso se trabajará con una frecuencia de resonancia un poco superior para garantizar el modo de conmutación en ZVS, con el objetivo de limitar el stress de los interruptores

3.6. Red Snubber

Como la conmutación en el convertidor será en modo ZVS se hace necesario limitar el pico máximo de tensión aplicado al MOSFET durante el transitorio que aparece en el transitorio de apagado. Con ello se pretende controlar de la pendiente de subida de la tensión en el interruptor durante el transitorio de apagado con el objetivo de prevenir sobretensiones, rizados de alta frecuencia y reducir el estrés eléctrico en los transistores.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

3.6.1. Snubber de tensión RCD

A continuación se muestra el esquema de conexión

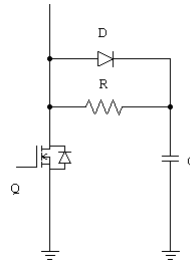


Figura 3.14 Esquema de conexión de un snubber de tensión RCD

Para esta aplicación se utiliza un snubber de tensión disipativo, por su sencillez y su escaso número de componentes. Pese a ello, este circuito permite amortiguar las posibles resonancias parasitas y controlan la pendiente de la tensión en el semiconductor.

La incorporación de la red RC permite reducir las pérdidas en el interruptor, pero no se ha de olvidar que el propio circuito de ayuda a la conmutación presenta sus pérdidas. Después del apagado del transistor, el condensador se carga a la tensión del bus. Esta energía se disipa posteriormente sobre la resistencia del snubber al activar el transistor.

Para minimizar la disipación de potencia durante la conmutación hacia saturación, la resistencia del snubber debería ser una alta impedancia para limitar la corriente a través del interruptor, como consecuencia de la descarga del condensador, hasta que la tensión él llegue a cero, minimizando así la disipación de potencia durante el intervalo de conducción.

Existe un rango de valores de C en el cual las pérdidas totales del transistor+snubber son inferiores a las pérdidas que presentaría el transistor sin dicho snubber. Si los valores de R y C se escogen adecuadamente las pérdidas en conmutación podrían verse reducidas hasta un 40%, incluyendo las presentes en la resistencia R.

El resultado es una disipación de potencia 5/9 inferior a la que se tendría si no se hubiera colocado ningún circuito de ayuda a la conmutación en el interruptor. El valor óptimo del condensador se determina a través de la siguiente ecuación:

$$C_{opt} = \frac{2 I_m t_f}{9 V_s} = \frac{2 \cdot 11A \cdot 100ns}{9 \cdot 25V} = 9,77nF \approx 10nF \quad (3.35)$$

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Al obtener el valor del condensador se ha de calcular el valor de la resistencia de R para completar el diseño del snubber. Para el cálculo de la resistencia R se ha de tener en cuenta los siguientes puntos:

1. La energía almacenada en el condensador se disipa básicamente en la resistencia durante el encendido del transistor, por lo que ésta ha de soportar sin deteriorarse la potencia:

$$P_R = \frac{1}{2} C V_s^2 f_c = \frac{1}{2} 10nF 25V^2 175KHz = 0,55W \quad (3.36)$$

2. Para obtener un funcionamiento correcto del snubber, se ha de dar tiempo suficiente a C para descargarse durante el tiempo de conducción del transistor. El mínimo tiempo que se considera aceptable para permitir la descarga del condensador es de cinco veces la constante de tiempo RC. De donde podemos estimar que:

$$R = \frac{t_{ON(min)}}{5C} = \frac{2,9\mu s}{5 \cdot 10nF} = 58\Omega \quad (3.37)$$

3. Durante el encendido del transistor la corriente de carga se suma a la corriente de descarga del condensador, es decir, en este instante aparece un pico de corriente sobre el interruptor.

$$I_{pico} = \frac{V_s}{R} + I_m < I_{MAX_TRT} \quad (3.38)$$

3.7. Estrategia de control

La impedancia de entrada del convertidor $Z_{in}(j\omega)$, es una impedancia no lineal, es por ese motivo el punto de trabajo puede variar considerablemente si la frecuencia del inversor es próxima a la frecuencia de resonancia. Por tanto, se ha de suponer todos los puntos de trabajo, o lo que es lo mismo, todos los posibles valores que puede alcanzar $Z_{in}(j\omega)$.

Como medida de seguridad es necesario acotar los puntos de trabajo que provoquen una $Z_{in}(j\omega)$ nula o excesivamente baja, ya que esto provocaría un exceso de corriente y se debería dimensionar unos interruptores que soportarán una corriente muy elevada cosa que

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

aumentaría el coste del convertidor. Como consecuencia, se limita el margen de regulación del convertidor, tal y como se expondrá en el siguiente apartado.

Para garantizar el modo de conmutación ZVS las señales de control de los transistores deben trabajar a una frecuencia de conmutación un poco superior a la frecuencia de resonancia del tanque.

3.7.1. Algoritmo de control

El sistema de control mide el desfase entre la tensión y la corriente de salida y se compara con el valor anterior, en caso de que éste sea superior a cero, la frecuencia de conmutación disminuye, en caso contrario aumenta. De este modo se obtiene la mínima diferencia del ángulo de fase entre la tensión y la corriente de salida tal y como se muestra en el siguiente diagrama.

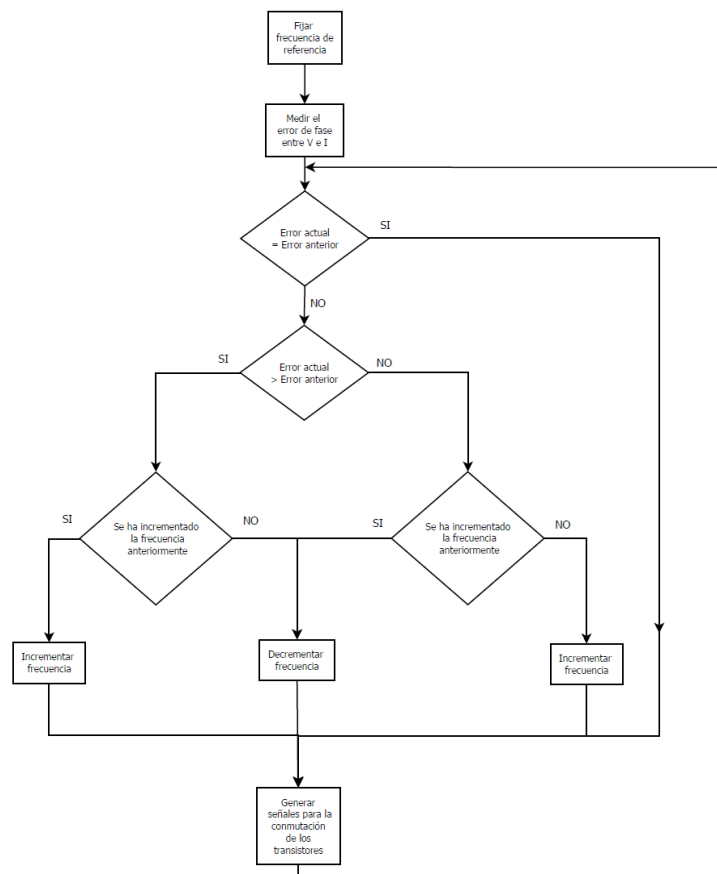


Figura 3.15 Algoritmo del sistema de control

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

La ventaja principal de este modo de control es su estabilidad y que puede trabajar de forma segura muy cerca de la frecuencia de resonancia, esta característica es muy importante cuando el factor de calidad del circuito es bajo.

Al variar la distancia entre las bobinas el rendimiento del sistema disminuye considerablemente, por este motivo no es aconsejable un sistema mediante el control de la potencia de salida y tampoco es recomendable porque el sistema de medición de la potencia de salida es complicado. Por estas consideraciones se opta por el control de la potencia de entrada mediante un convertidor reductor de tensión continua.

3.7.2. Sistemas de protección

Para que no se produzca un cortocircuito se implementa un tiempo muerto entre ambos transistores y para limitar la corriente durante el arranque del convertidor el regulador se ajusta a una frecuencia de conmutación superior a la de resonancia y luego se reduce lentamente hasta llegar a la frecuencia óptima de trabajo.

Como medida de seguridad si la amplitud de la corriente alcanza un valor superior a los límites establecidos, el regulador aumenta la frecuencia de conmutación del convertidor disminuyendo así su valor y evitando la destrucción de los transistores.

3.8. Modelo del convertidor con tanque resonante serie, rectificador en onda completa y etapa inversora en medio puente

3.8.1. Análisis por aproximación del primer armónico

El análisis por aproximación del primer armónico es un análisis sencillo que permite evaluar el funcionamiento del sistema. El error cometido utilizando este análisis es pequeño para las condiciones de trabajo habituales.

Para analizar el sistema para la transferencia de energía eléctrica sin contacto se realiza un estudio mediante un análisis por aproximación del primer armónico. La frecuencia de conmutación habitual estará entorno a la frecuencia de resonancia, por tanto, la respuesta del tanque resonante hará que los armónicos superiores a la frecuencia fundamental queden atenuados y apenas influirán al comportamiento del convertidor.

3.8.2. Cálculo del primer armónico de la tensión de salida de la etapa inversora

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

La tensión aplicada a la entrada del transformador es la tensión cuadrada obtenida a través de la etapa inversora. Para obtener el valor sólo hay que calcular su primer armónico en función de la tensión continua de entrada, tal y como se expresa en la siguiente ecuación.

$$V_{in} = \frac{2V_{cc}}{\pi} \quad (3.39)$$

3.8.3. Análisis del rectificador en onda completa

El circuito receptor está formado por el circuito tanque resonante en serie junto con un rectificador en onda completa, un condensador y una resistencia. El objetivo del condensador es conseguir una tensión continua a la salida y la resistencia representa la carga a alimentar.

A continuación se muestra el esquema del circuito receptor junto con las señales de entrada y de salida del rectificador en onda completa:

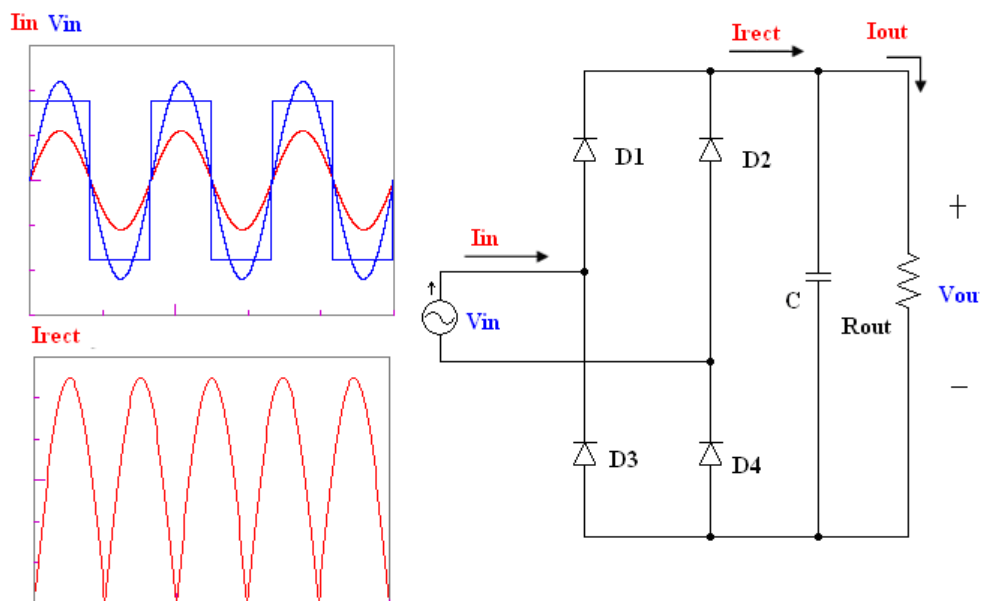


Figura 3.16 Formas de onda de un rectificador en onda completa

Como la tensión y la corriente de entrada están en fase, se puede considerar que la impedancia equivalente es puramente resistiva.

El primer armónico de la tensión en la salida del inversor en función de la tensión de salida del rectificador viene determinada por la siguiente función:

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

$$V_{rect} = \frac{4}{\pi} V_{out} \quad (3.40)$$

El valor medio de la corriente de salida es:

$$I_{out} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{max} \sin \varphi d\varphi = \frac{2I_{max}}{\pi} \quad (3.41)$$

Conociendo los valores de tensión y corriente media a la carga se puede calcular el valor de la resistencia equivalente del rectificador en onda completa.

$$R_{eq} = \frac{\frac{4}{\pi} V_{out}}{\frac{2I_{max}}{\pi}} = \frac{8}{\pi^2} R_{carga} \quad (3.42)$$

Por lo tanto, el rectificador en onda completa analizado mediante el modelo obtenido por el análisis del primer armónico, puede ser substituido por el valor de la resistencia equivalente.

3.8.4. Cálculo de la ganancia de tensión

Para calcular las funciones de transferencia del convertidor, se utiliza el modelo del análisis del primer armónico, tal y como expone [Liu, C.Y. Chung, H.L. Chan, 2014, p.2]

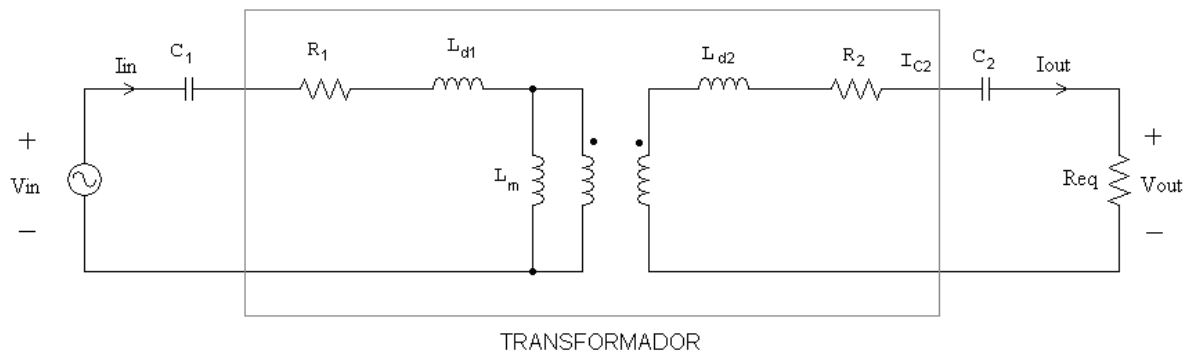


Figura 3.17 Modelo del análisis del primer armónico

Para facilitar los cálculos se definen siguientes parámetros:

$$Z_1 = j\omega L_{d1} + R_1 \quad (3.43)$$

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO
DOMÉSTICO

$$Z_2 = j\omega L_{d2} + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 \quad (3.44)$$

$$Z_m = j\omega L_m \quad (3.45)$$

$$Z_{eq} = Z_m \parallel (Z_2 + R_{eq}) = \frac{j\omega L_m \left(j\omega L_{d2} + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_{eq} \right)}{j\omega L_m + j\omega L_{d2} + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_{eq}} \quad (3.46)$$

Finalmente se determina la ganancia de tensión mediante la siguiente ecuación.

$$G_v = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \left| \frac{R_{eq}}{Z_2 + R_{eq}} \right| \left| \frac{Z_{eq}}{Z_1 + Z_{eq}} \right| \quad (3.47)$$

4.1. Transformador

Los transformadores transfieren la mayor parte de la energía de un bobinado al otro, pero en el caso de las aplicaciones sin contacto existe una distancia considerable entre ellos, donde no existe un núcleo magnético que mejore esta transferencia, este es el motivo por el cual el coeficiente de acoplamiento es bajo.

Para este proyecto se utiliza un transformador con dos devanados planos enfrentados entre sí, con 16 espiras y un hilo de Litz formado por 140 hilos de 0,2 mm. El diámetro exterior de la bobina es de 16 cm y el interior de 4 cm.

Al trabajar con una corriente alterna de frecuencia elevada se utiliza hilo de Litz ya que se reduce la sección efectiva del cobre provocada por el efecto pelicular. En este caso la frecuencia máxima de trabajo para el hilo utilizado es de 400 KHz; esta frecuencia se determina mediante la siguiente ecuación:

$$f_{\max} = \frac{4}{\varnothing^2 \mu_o \pi \sigma_{cu}} \quad (4.1)$$

Donde:

μ_o : Permeabilidad del vacío

\varnothing : Diámetro del hilo

σ_{cu} : Conductividad del cobre

Para el hilo de Litz de 140 hilos de 0,2mm el área efectiva del cobre es:

$$A = 140\pi \frac{\varnothing^2}{4} = 4,4mm^2 \quad (4.2)$$

La longitud del hilo de Litz utilizada se calcula obteniendo el perímetro de la longitud media de cada espira multiplicada por el número de vueltas (N) y añadiendo la longitud de 50 cm para facilitar la conexión al convertidor.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

$$l = N2\pi \frac{\emptyset_{ext} - \emptyset_{int}}{2} + 500mm = 6029mm \quad (4.3)$$

La resistencia de la bobina viene determinada por la ecuación:

$$R = \frac{1}{\sigma_{cu}} \frac{l}{A} = 23,6m\Omega \quad (4.4)$$

El valor de la inductancia se calcula utilizando la fórmula de Harold A. Wheeler:

$$L(\mu H) = \frac{\left(\frac{\emptyset_{int} + N\emptyset_{Hilo_Litz}}{2} \right)^2 N^2}{25,4 \left(30 \left(\frac{\emptyset_{int} + N\emptyset_{Hilo_Litz}}{2} \right) - 11\emptyset_{int} \right)} = 27 \mu H \quad (4.5)$$

4.2. Tanque resonante Serie-Serie SS

Siguiendo el estudio realizado en el capítulo anterior (ver apartado 3.2.1.1), se determinan los valores de los componentes.

Se escoge una frecuencia de resonancia de 165KHz cuando las bobinas están muy próximas, ya que a esta frecuencia los transistores MOSFET no presentan grandes pérdidas por conmutación, tal y como se verá en el siguiente apartado.

Los valores de la inductancia mútua y de dispersión se determinan a través de la construcción del transformador (ver apartado 5.1.1.2), como es de esperar sus valores varían en función de la separación de las bobinas, pero la suma de dichas inductancias se mantiene prácticamente constante y su valor es aproximadamente 22,8μH. El condensador de entrada viene determinado por la ecuación (Ec. (3.17), tal y como se vio en el capítulo anterior y su valor es:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_o^2(L_{d1} + L_m)} = \frac{1}{(2\pi 100KHz)^2(22,8\mu H)} = 111nF \quad (4.6)$$

Como las bobinas del condensador son prácticamente iguales el valor de los condensadores de la bobina emisora y receptora son iguales. Se selecciona un condensador de 120nF por ser un valor normalizado.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

4.3. Transistores MOSFET

Las tensiones que deben soportar los transistores MOSFET corresponden con el valor de la tensión continua de entrada dividida entre dos, por ser un inversor en medio puente.

Tras el análisis del capítulo anterior, se ha seleccionado el interruptor MOSFET STW69N65M5 del fabricante STMicroelectronics con encapsulado TO-247. A continuación se muestran las características técnicas más relevantes:

	Parámetro	Valores máximos	Unidades	Condiciones
V_{DS}	Tensión drenador surtidor	710	V	
I_D	Corriente drenador	58	A	
$R_{DS(on)}$	Resistencia drenador surtidor en conducción	0,045	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=29A$
dv/dt	Pendiente de tensión de recuperación del diodo	15	V/ns	$I_{SD} \leq 58A$ $di/dt \leq 400A/\mu s$ $V_{DD}=400V$ $V_{DS\ peak} < V_{(BR)DSS}$ $V_{GS}=0V, V_{DS}=100V$
C_{ISS}	Capacidad de entrada	6420	pF	$f=1MHz$
$t_{d(on)}$	Retraso de encendido	102	ns	$V_{DD}=400V$
t_r	Tiempo de subida	13,5	ns	$I_D=38A$
$t_{d(off)}$	Retraso de apagado	19	ns	$R_G=4,7\ \Omega$
t_f	Tiempo de bajada	10	ns	$V_{GS}=10V$

Tabla 4.1 Características del MOSFET STW69N65M5

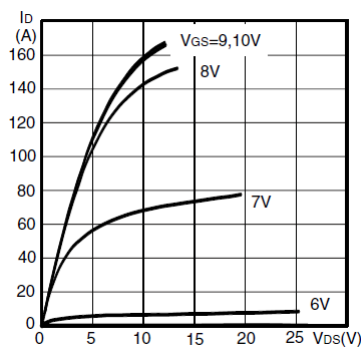


Figura 4.1 Curvas I_D respecto a V_{DS} para cada tensión de control V_{GS}

La suma de todos los tiempos de conmutación es de 144,5ns, lo que supone aproximadamente un 1,4% del periodo de conmutación trabajando a 100KHz.

Los motivos que han llevado a la elección de este transistor han sido en primer lugar que cumple con los requisitos de tensión, corriente y frecuencia, y en segundo lugar una cuestión de disponibilidad y precio.

4.4. La carga

Este proyecto esta enfocado para el uso en electrodomésticos con una potencia igual o inferior a 300W como por ejemplo: una licuadora, un exprimidor, un televisor, un ordenador, una impresora etc. Algunos de ellos funcionan con una tensión alterna de 220V/50Hz y otros pueden funcionar con una fuente de tensión continua, pero todos ellos se deberán adaptar para poder funcionar con una tensión continua. Para garantizar el suministro de energía estos sistemas deberán disponer de baterías. Por estos motivos se diseña un rectificador de onda completa que pueda suministrar a la batería una tensión continua con un rizado de un 5%.

Para estudiar el rendimiento se analiza la ecuación (Ec. (3.18) y se observa que para obtener un buen rendimiento se han de cumplir dos condiciones: que el valor de la carga sea ampliamente superior al valor de la resistencia del devanado secundario y que la frecuencia de

resonancia sea muy superior a $\frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{L_m 2\pi}$.

Los parámetros que influyen en el rendimiento del sistema son los parámetros del transformador R_1 , R_2 , L_m , la frecuencia de resonancia y la carga. Si se fija una frecuencia de resonancia se pueden obtener los valores de carga para maximizar el rendimiento, para las diferentes condiciones de trabajo. Estas condiciones de trabajo dependen de la separación entre los devanados y están determinadas en la Tabla 5.2. La función rendimiento viene determinada por la siguiente ecuación tal y como se vio en el capítulo anterior (ver apartado 3.2.1.1):

$$\eta(R_L) = \frac{R_L}{(R_L + R_2) \left(1 + \frac{R_1(R_L + R_2)}{(\omega_o L_m)^2} \right)} \quad (4.7)$$

A continuación se muestran diferentes gráficas donde se observa el rendimiento en función de la carga para las diferentes separaciones entre devanados.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

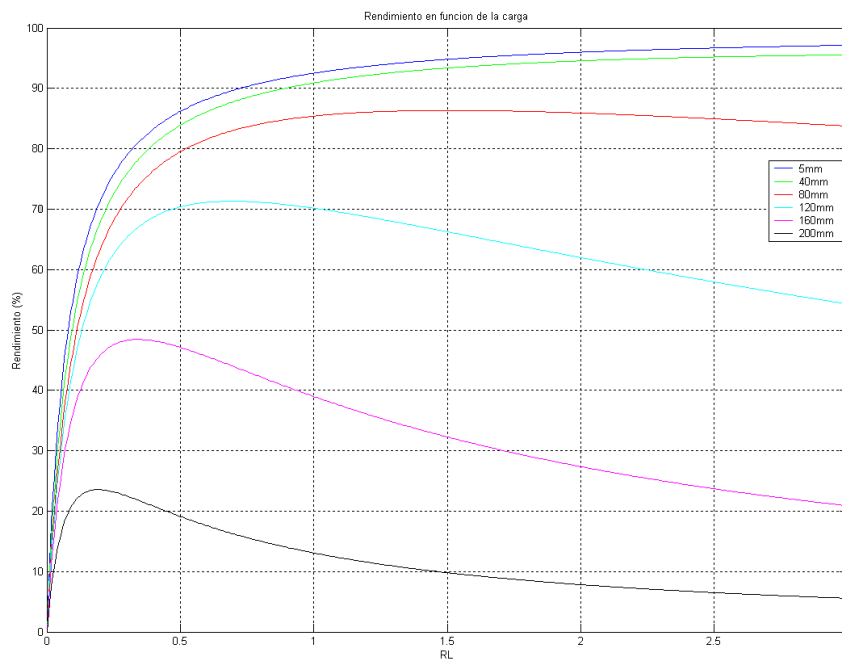


Figura 4.2 Rendimiento en función de la carga para diferentes distancias de separación entre devanados

Como se puede observar en la gráfica no existe un valor de la carga que haga que el rendimiento sea máximo para todas las distancias. Por tanto, se escoge un valor que no perjudique al rendimiento cuando los devanados estén cerca ni tampoco alejados, por este motivo se escoge un valor de R_L igual a 2Ω . En este caso se obtiene un rendimiento máximo teórico del 96% cuando los devanados están muy cerca y un rendimiento mínimo teórico del 8% cuando los devanados están a una distancia de 200mm.

4.4.1. El filtro de salida

Teniendo en cuenta que la potencia de salida P_{out} es de 300W y la resistencia de carga R_L igual a 2Ω , se determina la tensión media de salida.

$$V_{out_med} = \sqrt{P_{out} R_L} = \sqrt{300W \cdot 2\Omega} = 24,5V \quad (4.8)$$

Para obtener un rizado de salida inferior al 5% el condensador mínimo que se ha de colocar a la salida de la carga se calcula mediante la siguiente ecuación:

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

$$C_{out_min} = \frac{V_{out_med}}{R_L \left(2f_{o_min} \right) \cdot \left(2 \frac{5}{100} V_{out_med} \right)} = \frac{1}{0,2 R_L f_{o_min}} = \frac{1}{0,2 \cdot 2\Omega \cdot 96KHz} = 26\mu F \quad (4.9)$$

Se coloca un condensador de salida en paralelo con la carga de $33\mu F$ por ser un valor normalizado que más se le aproxima.

4.4.2. El puente rectificador

Se ha de tener en cuenta que este diodo trabajará a una frecuencia máxima de $170KHz$, es por ello que se han de utilizar diodos Schottky.. Los valores máximos de tensión y corriente se pueden conocer gracias a las pruebas realizadas mediante simulación (ver apartado 4.8). El diodo seleccionado es el MUR1540G, el cual cumple con las expectativas de tensión, corriente y frecuencia requeridas

4.5. Análisis de la ganancia de tensión

Para realizar este estudio es necesario conocer los parámetros del transformador (ver apartado 5.1.1.2) para así determinar la función de transferencia (ver apartado 3.8.4). A continuación se muestra el diagrama de Bode de la ganancia de tensión para diferentes distancias de separación entre las bobinas con una carga de 2Ω .

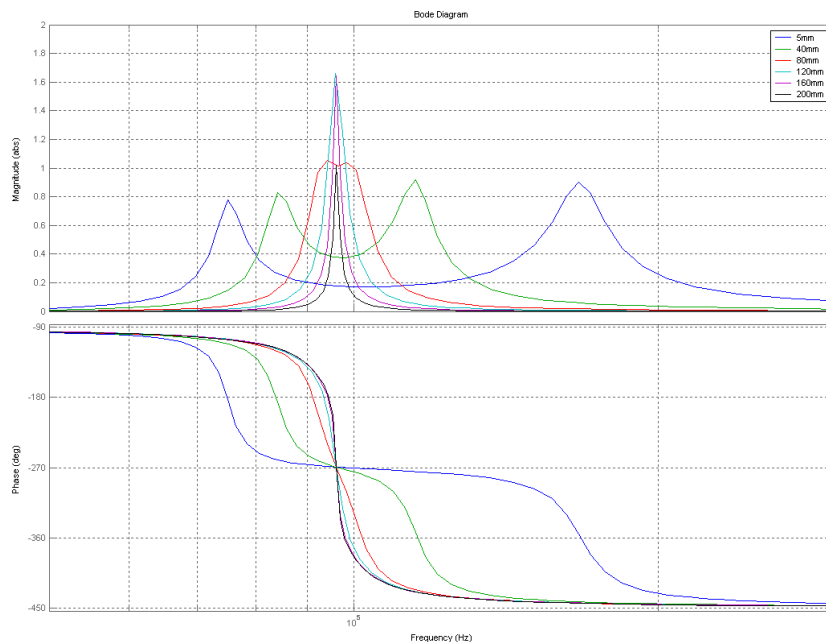


Figura 4.3 Diagrama de Bode de la ganancia de tensión del tanque resonante Serie-Serie para una carga de 2Ω

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Como puede observarse en la gráfica (Figura 4.3), para separaciones entre las bobinas inferiores a 80mm existen dos frecuencias de resonancia y éstas varían en función de la distancia. Para distancias superiores sólo existe una frecuencia de resonancia y el valor siempre es el mismo.

El modo de conmutación de los transistores ha de ser en modo ZVS como se ha descrito en el apartado 3.5.3, como consecuencia el circuito de control ha de trabajar a la frecuencia de resonancia más alta.

Se observa que a menor distancia entre las bobinas la frecuencia de resonancia más alta es la más alejada y su valor se reduce a medida que la distancia aumenta hasta llegar a una frecuencia cuyo valor es el mismo para las distancias superiores a 80mm.

4.6. Circuito de control

Se determina que la frecuencia inferior sea de 90KHz y la superior de 200 KHz y teniendo en cuenta los parámetros de diseño anteriormente descritos, se diseñarán los sistemas de control necesarios para garantizar una tensión continua de salida a 24,5V con un rizado no superior al 5% a una separación de 80mm y un rendimiento entorno al 85%.

4.6.1. Circuito detector de fase

Para detectar que el sistema esta trabajando cerca de la frecuencia de resonancia, se compara el ángulo de fase de la corriente que pasa a través de la bobina emisora con la fase de la tensión del transistor de la rama inferior y cuando el desfase es nulo se puede afirmar que el sistema esta trabajando a la frecuencia de resonancia.

Puesto que la tensión en el transistor es continua pulsante se ha de incorporar un filtro pasa altos para poder ser aplicada a un transformador, con el objetivo de poderla sensar. Solamente es necesario saber cuando la tensión y la corriente se hacen positivas o negativas y sus pasos por cero, en cambio sus valores no son relevantes.

Para determinar si la corriente esta adelantada o atrasada respecto a la tensión se ha de tener en cuenta los siguientes aspectos:

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- La corriente esta adelantada respecto a la tensión en el momento que la corriente cambia de polaridad de negativa a positiva estando la tensión en polaridad negativa.
- La tensión esta adelantada respecto a la corriente en el momento que la tensión cambia de polaridad de negativa a positiva estando la corriente en polaridad negativa.

Para medir este desfase se han de tener en cuenta estos aspectos hasta que se produce un cambio de polaridad en una de las señales. El tiempo transcurrido respecto al periodo de la señal indica el ángulo de desfase. En el caso que la frecuencia de trabajo sea muy diferente a la frecuencia de resonancia el ángulo de desfase será siempre de 90° .

En el momento que se detecta que la corriente esta adelantada respecto a la tensión la frecuencia de trabajo ha de aumentar, en el caso de estar atrasada ha de disminuir y en el caso de estar en fase la frecuencia se ha de mantener. A continuación se muestra el circuito detector de fase.

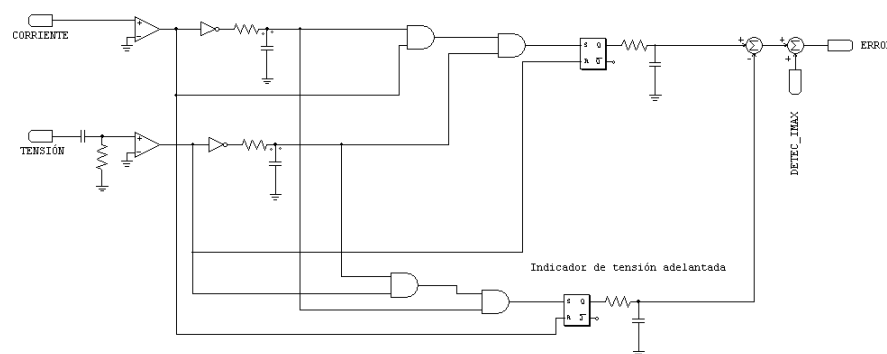


Figura 4.4 Circuito detector de fase

Este circuito activa el primer biestable cuando la corriente tiene un flanco ascendente y la tensión es negativa, en caso contrario se desactivará. En caso de la tensión, ocurre exactamente lo mismo pero al revés, es decir, cuando la tensión tiene un flanco ascendente y la corriente es negativa se activará el segundo biestable; en otro caso se desactivará. Seguidamente se filtran las señales de salida de los biestables y se aplican a un circuito restador con el objetivo de aumentar la frecuencia cuando la corriente esta adelantada y reducirla cuando la corriente esta atrasada.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

A continuación se muestra las diferentes señales del circuito detector de fase cuando la carga es considerada como una carga inductiva (salida 1) o capacitiva (salida 2). El ciclo de trabajo nos indica el grado de impedancia reactiva, siendo ésta máxima cuando su ciclo de trabajo alcanza un 25%, por lo tanto, el valor máximo que se puede alcanzar el filtro de salida de los biestables es de una cuarta parte el valor de la tensión de alimentación.

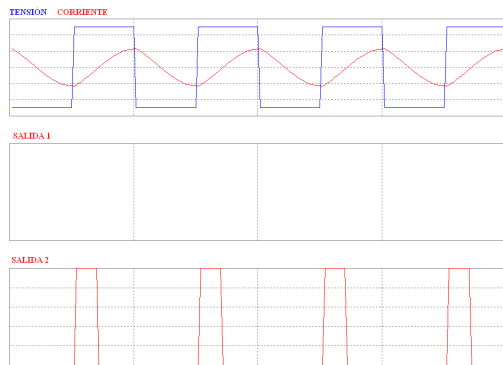


Figura 4.5 Señales del circuito detector de fase cuando la tensión esta adelantada respecto a la corriente

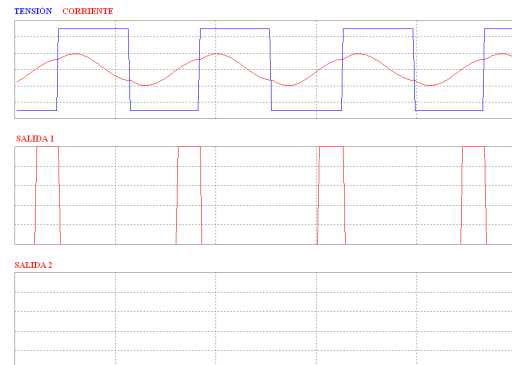


Figura 4.6 Señales del circuito detector de fase cuando la corriente esta adelantada respecto a la tensión

Como se ha mencionado en el apartado 3.5.3 se ha de intentar garantizar el modo de conmutación en ZVS, es decir que la tensión ha de estar adelantada respecto a la corriente, o lo que es lo mismo, el sistema de control ha de trabajar un poco por encima de la frecuencia de resonancia.

4.6.2. Regulador

El regulador controla constantemente el estado de las variables de salida y las modifica con el objetivo de obtener el valor deseado. Por este motivo es de vital importancia conocer el comportamiento de la planta y analizar su respuesta ante diferentes señales de entrada. Gracias a los análisis realizados en los apartados anteriores se han propuesto dos reguladores; uno para el control de la frecuencia de resonancia y otro para el control de la potencia de entrada.

4.6.2.1. Regulador de la frecuencia de resonancia

Para la regulación de la frecuencia de resonancia se utiliza un detector de fase tal y como se ha explicado en el apartado 4.6.1. El detector de fase proporciona una tensión entre 0V y $+V_{CC}/4$ cuando la corriente esta adelantada respecto a la tensión y una tensión entre 0V y -

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

$V_{CC}/4$ en caso contrario. Cuando su valor es de 0V significa que la tensión y la corriente están en fase. Esta señal es aplicada a un regulador PI seguido de un limitador que proporciona una de tensión continua que es aplicada al VCO.

La función de transferencia de un regulador PI viene determinado por la siguiente ecuación:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (4.10)$$

Donde K_p es la ganancia proporcional y T_I es el tiempo de integración. El tiempo de integración regula la velocidad de acción de control y la acción proporcional afecta tanto a la parte integral como a la parte proporcional de la acción de control.

El tiempo de integración ha de ser mucho más grande el periodo mínimo de conmutación, ya que el error cometido es mucho más lento que el tiempo de conmutación del inversor, por tanto el tiempo de integración se puede calcular de la siguiente forma:

$$T_I = 100 \cdot T_{\min} = 100 \cdot 10 \mu s = 1 ms \quad (4.11)$$

La ganancia proporcional será ajustada en el momento de la simulación.

Los márgenes de tensión del limitador vienen determinados por el VCO. Estos valores están acotados para que cuando se aplique la tensión mínima a la entrada del VCO, éste proporcione la señal de frecuencia mínima y en el caso de que se aplique la tensión máxima, el VCO proporcione la señal de frecuencia máxima.

4.6.2.2. Regulador de la potencia de entrada

El sistema ha de proporcionar una potencia de 300W a la entrada a convertidor, la potencia de salida dependerá de la distancia en la que se encuentren las bobinas en cada momento, siendo máxima cuando la distancia entre ellas sea mínima. El rendimiento teórico para diferentes tipos de carga y distancias se muestra en la Figura 4.2

La carga del inversor se ve modificada porque la separación entre las bobinas varía, por lo tanto, la potencia de entrada también varía. Para mantener constante la potencia de entrada se ha de variar la tensión de entrada, para ello se utiliza un convertidor reductor que modifica la tensión para mantener una potencia constante. A continuación se muestra el convertidor reductor para el control de la potencia de entrada.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

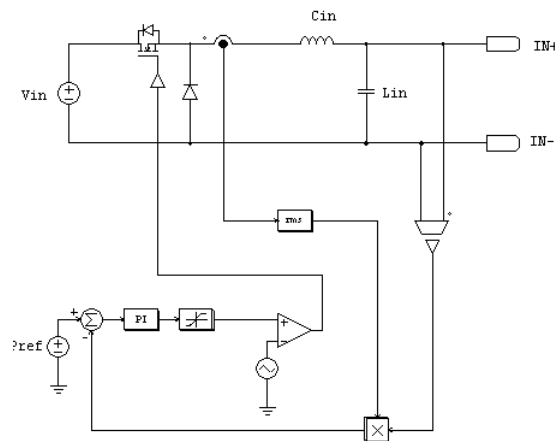


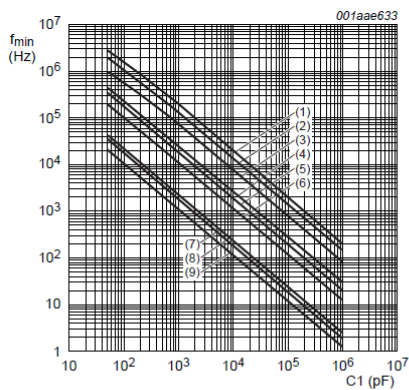
Figura 4.7 Convertidor reductor para el control de la potencia de entrada

4.6.3. Oscilador controlado por tensión VCO

El oscilador es el encargado de generar una señal cuadrada que depende de la tensión de entrada, de esta forma se varía la frecuencia del inversor. Teniendo en cuenta el análisis de la ganancia de tensión del apartado 4.5. , se determina que la frecuencia máxima ha de ser de 170KHz y la mínima de 90KHz. Para generar esta señal se utiliza el circuito integrado CD4046.

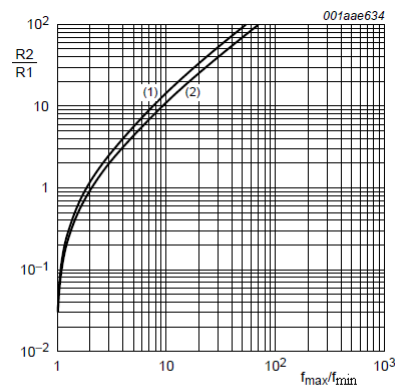
Sabiendo que la tensión de alimentación es de 10V y que la frecuencia mínima es de 90kHz, se determinan los valores del condensador C_1 y de la resistencia R_2 mediante la gráfica proporcionada por el fabricante Figura 4.8. Seguidamente se obtiene el valor de R_1 mediante otra gráfica (ver Figura 4.9).

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO



$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; VCO_IN at V_{SS} ; INH_IN at V_{SS} ; $R_1 = \infty$.
 Lines (1), (4), and (7): $V_{DD} = 15\text{ V}$;
 Lines (2), (5), and (8): $V_{DD} = 10\text{ V}$;
 Lines (3), (6), and (9): $V_{DD} = 5\text{ V}$;
 Lines (1), (2), and (3): $R_2 = 10\text{ k}\Omega$;
 Lines (4), (5), and (6): $R_2 = 100\text{ k}\Omega$;
 Lines (7), (8), and (9): $R_2 = 1\text{ M}\Omega$.

Figura 4.8 Frecuencia mínima en función del condensador C_1



Line (1): $V_{DD} = 5\text{ V}$;
 Line (2): $V_{DD} = 10\text{ V}, 15\text{ V}$.

Figura 4.9 Relación entre el valor de las resistencias y las frecuencias

Los valores seleccionados son: $R_1 = 22\text{ k}\Omega$, $R_2 = 3\text{ k}\Omega$ y $C_1 = 100\text{ pF}$.

4.6.4. El circuito driver

El circuito driver es el encargado de adaptar la señal de control para que los transistores puedan trabajar en la zona de saturación o corte. Los objetivos que debe cumplir el circuito driver son:

- Proporcionar una entrada de alta impedancia respecto al circuito de control
- Adaptar los niveles de tensión
- Suministrar una corriente de puerta suficiente para que la conmutación se realice a una velocidad adecuada.

Para implementar el circuito driver existen diversas opciones, pero se ha optado por la utilización de un circuito integrado IR2110 del fabricante International Rectifier, ya que se ha considerado que es la mejor opción. Las características principales de este circuito integrado son:

- Buffer de entrada de alta impedancia para deshabilitar el driver

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- Incorpora una adaptación de niveles para el disparo del MOSFET no referido a masa a partir de una tensión de bootstrap
- Etapa de salida de alta corriente que permite el encendido/apagado rápido de los interruptores minimizando así las pérdidas de conmutación
- Soporta tensiones en la etapa de salida hasta 500V

El integrado IR2110 puede proporcionar unas corrientes de disparo de hasta 2A, por tanto, la resistencia de puerta no debe superar la máxima corriente en la carga y descarga del condensador. Teniendo en cuenta que la tensión de carga es de 15V, la resistencia mínima ha de ser:

$$R_G \geq \frac{V_{CC}}{i_{\max}} = \frac{15V}{2A} = 7,5\Omega \quad (4.12)$$

4.6.4.1. Adaptación de niveles de tensión no referidos a masa

El MOSFET de la parte alta no esta referido a masa, por tanto no es suficiente con el cambio de nivel de tensión sino que además esta tensión debe tener su masa flotante. Es por ello, que es necesario conectar una fuente de tensión flotante de 15V. Existen dos posibilidades para obtener una fuente de tensión flotante, una es emplear un pequeño convertidor aislado que genere esta tensión o utilizar un condensador de Bootstrap que es la opción más económica y fácil.

Utilizar un condensador de Bootstrap consiste en conectar un condensador C_{bs} y un diodo D_{bs} como se muestra en la siguiente figura, de forma que cuando el MOSFET de la parte baja conduce, el condensador se carga a través del diodo con la tensión V_{CC} y cuando deja de conducir, el diodo evita que el condensador se descargue. Si la capacidad del condensador es suficiente, este proporciona una tensión flotante estable para el encendido del MOSFET superior.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

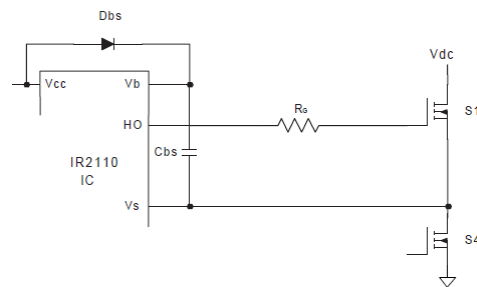


Figura 4.10 Tensión flotante mediante Bootstrap

Para el cálculo de la capacidad del condensador C_{bs} se utiliza la siguiente formula:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{MIN}} = \frac{2 \left[2 \cdot 190nC + \frac{230\mu A}{100KHz} + 5nC \right]}{15V - 0,7V - 0,7V - 10V} = 215nF$$

Donde:

- Q_g : Valor de la carga del MOSFET del lado alto
- f : Frecuencia de operación
- $I_{cbs(leak)}$: corriente de fuga del condensador bootstrap
- $I_{qbs(max)}$: Máxima corriente inactiva
- V_{CC} : Voltaje de alimentación del IR2110
- V_f : Caída de voltaje en el diodo
- V_{LS} : Caída de voltaje a través del MOSFET del lado bajo
- V_{min} : Voltaje mínimo entre los pines Vb y Vs
- Q_{ls} : Nivel de carga requerida por ciclo

Por tanto, el condensador de Bootstrap debe ser mayor a 215nF para que la fuente flotante funcione.

El diodo de Bootstrap tiene que ser capaz de bloquear la tensión cuando el dispositivo del lado alto esta encendido, por tanto, ha de ser un dispositivo de recuperación rápida para reducir al mínimo la cantidad de carga realimentada desde el condensador de Bootstrap en el suministro de la tensión de alimentación V_{CC} . El tiempo de recuperación en inversa máximo t_{rr} ha de ser inferior al tiempo mínimo de trabajo.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

La corriente en directa del diodo es el producto de la carga y de la frecuencia de conmutación, tal y como se expresa en la siguiente ecuación:

$$I_F = Q_{bs} f = \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right] f = \left[2 \cdot 190nC + \frac{230\mu A}{100KHz} + 5nC \right] 100KHz = 39mA$$

El diodo seleccionado es el BA159 que cumple de sobras con las expectativas requeridas.

4.6.5. Sistemas de protección

Los objetivos del sistema de protección son:

- Incorporar tiempos muertos para evitar cortocircuitos
- Protección contra sobrecargas

4.6.5.1. Circuito de tiempos muertos

En una conmutación ideal, los dos interruptores conmutan al instante, pero en realidad no es así. Puede darse la situación que un interruptor comience a conducir antes que el otro, lo que puede dar lugar a un cortocircuito. Las consecuencias de este cortocircuito dependen de la capacidad de corriente instantánea de la fuente de tensión, pudiendo llegar a destruir los interruptores por sobrecorriente. Para solucionar este problema se utiliza un circuito RC para generar tiempos muertos tal y como se muestra en la Figura 4.11(a). Este circuito genera un retraso en el encendido del interruptor, pero un apagado instantáneo gracias a un diodo rápido. El valor del tiempo se puede modificar variando el valor de la resistencia R_{tm} .

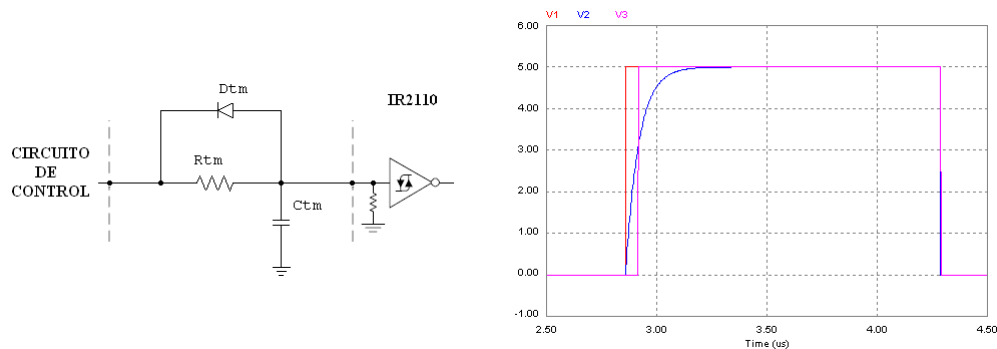


Figura 4.11 (a) Circuito de tiempos muertos, (b) representación de retrasos introducidos por el circuito RC

En la Figura 4.11(b) se observa la evolución temporal de la señal de control V_1 , la señal de carga y descarga del condensador V_2 y la señal de salida del circuito driver V_3 . La constante

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

de tiempo τ del circuito RC coincide con el tiempo en que se alcanza el 63% del valor de la tensión de alimentación.

Sabiendo que la frecuencia máxima es de 170KHz, se determina un tiempo muerto que represente el 10% el valor de la señal.

$$t_{muerto} = \frac{1}{10f_{max}} = \frac{1}{10 \cdot 170KHz} = 588ns \quad (4.13)$$

Se ha de tener en cuenta que la suma del tiempo de encendido y de apagado de los integrados representa la mitad de este valor, por este motivo para realizar el cálculo de la resistencia de carga el tiempo muerto se ha de duplicar.

Eligiendo un condensador $C=100$ pF, se determina el tiempo de carga del condensador, sabiendo que a $1,44 \cdot \tau$ el condensador se habrá cargado al 50 % de la tensión aplicada.

$$R_{ON} = \frac{2t_{muerto}}{1,44\tau} = \frac{2 \cdot 588ns}{1,44 \cdot 100pF} = 8167 \Omega \quad (4.14)$$

Como el valor de la resistencia no esta normalizada se escoge el valor que más se aproxima, que en este caso es una resistencia de 10K Ω .

4.6.5.2. Protección contra sobrecargas

En el supuesto que la corriente exceda de un valor determinado el oscilador aumentará la frecuencia con el fin de disminuir la corriente, esto se mantendrá durante un tiempo y después la frecuencia volverá a ser ajustada mediante el regulador de la frecuencia de resonancia.

4.6.5.3. Sistema de encendido

El objetivo del sistema de encendido es asegurar el buen funcionamiento durante la puesta en marcha. De esta forma se reducen los picos de corriente y se estabiliza todas las señales.

El sistema obliga a trabajar a la frecuencia máxima de conmutación en el momento del encendido hasta un tiempo de estabilización, seguidamente este sistema queda inhabilitado.

4.7. Esquemas

A continuación se muestran los diferentes esquemas que forman el sistema completo para la transmisión de energía eléctrica por inducción.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

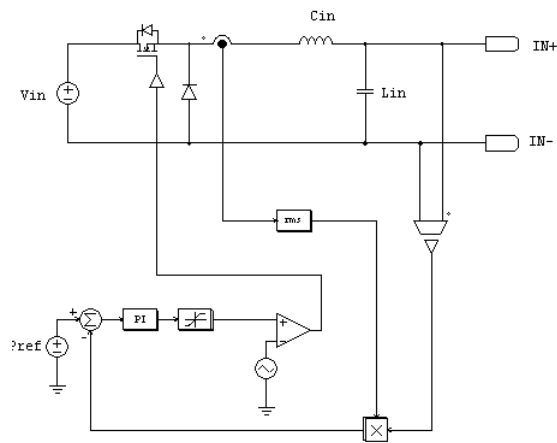


Figura 4.12 Convertidor reductor para el control de la potencia de entrada

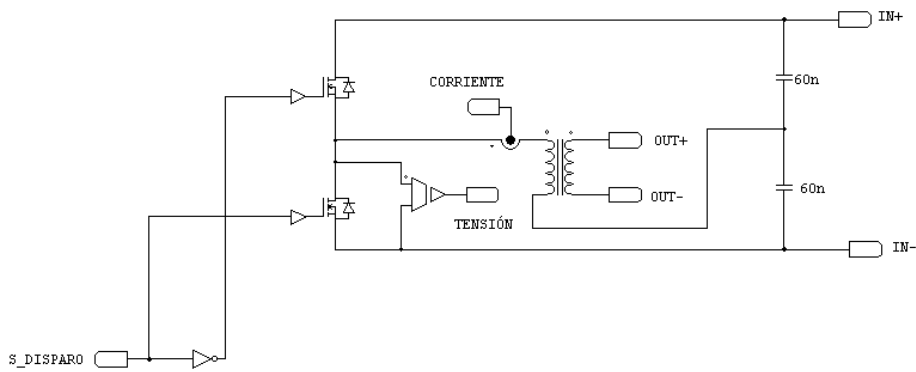


Figura 4.13 Inversor resonante en serie tipo medio puente

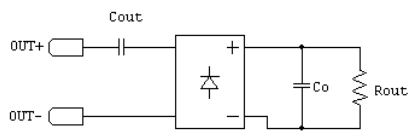


Figura 4.14 Convertidor de salida CA/CC

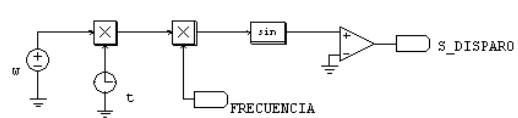


Figura 4.15 Oscilador controlado por tensión VCO

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

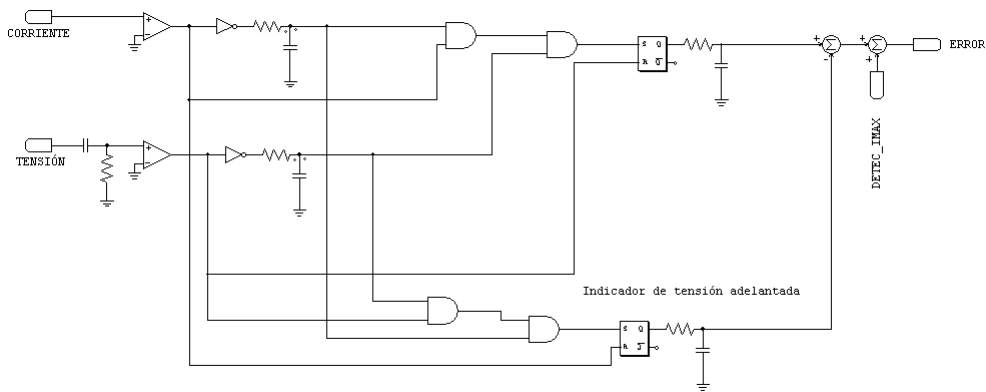


Figura 4.16 Circuito detector de fase

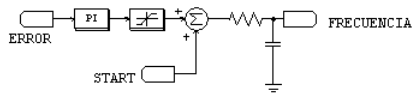


Figura 4.17 Circuito regulador para el control de la frecuencia de resonancia

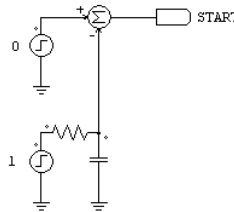


Figura 4.18 Circuito de encendido

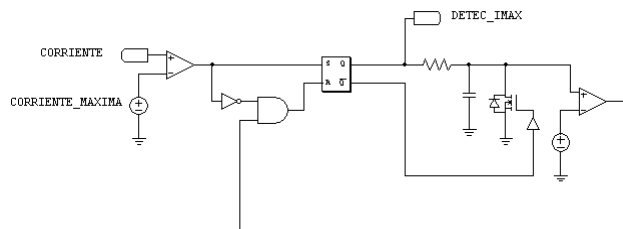


Figura 4.19 Circuito de protección contra sobrecargas

4.8. Simulación del sistema

Utilizando el programa PSIM, se han realizado diversas simulaciones para obtener los datos necesarios para el estudio del sistema. Los parámetros del sistema analizado son:

D: Distancia entre bobinados

I_{in} : Corriente de entrada

F_r : Frecuencia de resonancia

I_{inv} : Corriente de salida del inversor

V_{in} : Tensión de entrada

I_{out} : Corriente de salida

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

V_{out} : Tensión de salida

$I_{in\ max}$: Corriente de entrada máxima

P_{in} : Potencia de entrada

$I_{inv\ max}$: Corriente de salida del inversor máxima

P_{out} : Potencia de salida

$I_{out\ max}$: Corriente de salida máxima

η : Rendimiento

D (mm)	F_r (kHz)	V_{in} (V)	V_{out} (V)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
5	166,37	55,46	22,15	303,7	301,65	99,32
20	119,37	57,68	22,06	301,95	299,46	99,18
40	111,72	54,34	22,04	304,18	298,92	98,27
60	100,21	57,58	21,97	301,48	296	98,18
80	95,36	39,04	21,27	305,82	276,73	90,49
100	95,29	27,85	19,7	309,84	237,45	76,64
120	95,2	21,9	17,38	310,22	184,92	59,61
140	95,2	18,2	13,88	310,09	117,96	38,04
160	95,18	16,3	10,9	309,55	72,62	23,46
180	95,18	15,34	7,95	309,95	38,82	12,52
200	95,2	14,9	5,63	310,6	19,42	6,25
250	95,19	14,48	1,92	310,71	2,28	0,73

Tabla 4.2 Parámetros de simulación para diferentes distancias entre los bobinados

D (mm)	I_{in} (A)	I_{inv} (A)	I_{out} (A)	$I_{in\ max}$ (A)	$I_{inv\ max}$ (A)	$I_{out\ max}$ (A)
5	5,48	10,95	11,07	7,86	15,71	15,94
20	5,24	10,47	11,03	7,64	15,28	15,98
40	5,6	11,2	11,02	8,25	16,5	16,13
60	5,24	10,48	10,99	7,87	15,74	16,06
80	7,84	15,67	10,64	11,19	22,35	15,18
100	11,12	22,24	9,85	15,99	31,98	14,18
120	14,16	28,32	8,7	20,42	40,83	12,56
140	17,14	34,27	6,94	24,75	49,45	10,02
160	19	38	5,45	27,46	54,92	7,89
180	20,23	40,46	3,98	29,46	58,87	5,8
200	20,87	41,75	2,82	30,43	60,86	4,12
250	21,39	42,79	0,96	31,06	62,11	1,4

Tabla 4.3 Parámetros de simulación para diferentes distancias entre los bobinados

Como se observa en las tablas, la tensión de entrada disminuye a medida que se aumenta la distancia de separación, en cambio la corriente de entrada aumenta, de esta manera se mantiene la potencia de entrada a un valor constante. Como era de esperar el rendimiento también disminuye tal y como se estudio en el apartado 4.4. .

Esta simulación se ha realizado sin utilizar el circuito de protección contra sobrecargas, de este modo el sistema proporciona la corriente necesaria para mantener la potencia de entrada

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

constante. Se observa que a una distancia de separación superior a 140mm el rendimiento del sistema es inferior al 38% y la corriente del inversor máxima supera los 50A. Teniendo en cuenta estos datos no es rentable que el sistema trabaje a estas distancias ya que se aumenta considerablemente el coste del transistor y no se obtienen buenos resultados en cuanto al rendimiento se refiere. Como consecuencia se establece que la máxima corriente de salida del inversor sea de 50A.

A distancias superiores a 200mm se considera que no hay carga de salida, por lo tanto la carga del inversor se comporta como un circuito LC serie sin resistencia. En caso de trabajar a la frecuencia de resonancia la corriente del inversor tenderá al infinito, por este motivo el sistema no puede trabajar a estas distancias.

Una solución para aumentar la distancia de separación entre las bobinas es modificar el circuito tanque para aumentar la frecuencia de resonancia, ello aumentará el rendimiento del sistema y como consecuencia la distancia de separación, pero siempre existirá una distancia de separación máxima en la que el sistema no deberá trabajar. Esta no es una solución fácil de tomar ya que al aumentar la frecuencia de resonancia varía las características eléctricas de los componentes a peor.

Una manera de determinar la frecuencia de resonancia es teniendo en cuenta diferentes parámetros como: el coste, el rendimiento, la complejidad del sistema y la potencia a transmitir.

5.1. El transformador

En la construcción de las bobinas del transformador se utilizan dos planchas de metracritalo para facilitar su construcción y para su sujeción se utilizan tornillos métrico 4 en sus extremos y en el centro. Para una mayor comprensión se muestra una fotografía de su construcción

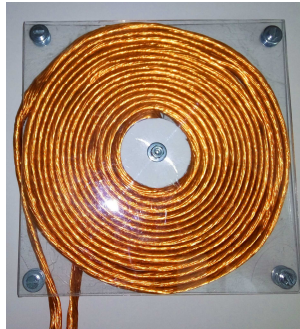


Figura 5.1 Imagen de una de las bobinas del transformador

En este apartado se analizan distintas posibilidades constructivas en el que el transformador se ve afectado. Se van a considerar las siguientes alternativas:

- Efecto de la separación entre devanados
- Efecto de la inserción de núcleo magnético
- Efecto del desplazamiento lateral entre devanados

5.1.1. Análisis de los ensayos realizados en el transformador

Seguidamente se construyen las bobinas y se realizan diferentes ensayos para obtener las características del componente bajo diferentes circunstancias. La finalidad de estos ensayos es poder analizar su comportamiento con el objetivo de facilitar el diseño del convertidor. Los ensayos se realizan utilizando un analizador de impedancias (LCR) de la marca Wayne Kerr modelo 3245 a una frecuencia de 100KHz si no se especifica lo contrario.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

5.1.1.1. Características de las bobinas

A continuación se muestran los datos obtenidos de **cada** una de las bobinas:

BOBINA 1			BOBINA 2	
Frecuencia (KHz)	Resistencia (mΩ)	Inductancia (μH)	Resistencia (mΩ)	Inductancia (μH)
10	20,4	23,864	20,1	22,36
25	28,2	23,82	27,2	22,31
50	52	23,76	51	22,26
75	80	23,74	75	22,2
100	115	23,72	115	22,2
120	150	23,75	150	22,2
150	210	23,75	210	22,15
200	330	23,7	330	22,1
300	640	23,7	640	22

Tabla 5.1 Resistencia e inductancia de las bobinas sin núcleo

5.1.1.2. Efecto de la separación entre devanados

La metodología para medir las inductancias de dispersión y la inductancia magnetizante es mediante la realización de ensayos en cortocircuito y mediante la unión de los dos devanados en serie tal y como se explico en el Capítulo 3. . En el primer ensayo se determinan las inductancias de dispersión y la resistencia de los devanados y en el segundo se determina la inductancia mútua y la resistencia de magnetización. A continuación se muestran los resultados obtenidos:

Separación (mm)	L_m (μH)	L_{d1} (μH)	L_{d2} (μH)	R_m (mΩ)	R_{d1} (mΩ)	R_{d2} (mΩ)	k
5	15,06	7,65	7,37	80,00	80,00	80,00	0,67
20	8,37	14,15	13,42	36,25	93,85	93,85	0,38
40	7,10	15,66	15,93	35,00	94,46	94,46	0,31
60	4,17	18,71	18,64	20,00	103,25	103,25	0,18
80	2,40	20,41	20,40	10,00	110,83	110,83	0,11
100	1,57	21,24	21,19	7,50	112,97	112,97	0,07
120	1,09	21,74	21,66	3,75	116,37	116,37	0,05
140	0,72	22,10	22,00	1,25	118,76	118,76	0,03
160	0,51	22,32	22,25	1,25	118,76	118,76	0,02
180	0,35	22,48	22,41	1,25	118,76	118,76	0,02
200	0,24	22,58	22,51	1,25	118,76	118,76	0,01
250	0,08	22,74	22,67	0,00	120,00	120,00	0,00
300	0,00	22,82	22,75	0,00	120,00	120,00	0,00

Tabla 5.2 Características del transformador

5.1.1.3. Efecto de la inclusión de núcleo magnético

La inclusión del núcleo magnético produce mejoras tales como:

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- Mejora el factor de acoplamiento del transformador y por consiguiente se incrementa su rendimiento.
- Se reducen las pérdidas del flujo magnético entre los dos devanados, esto aumenta la inductancia magnetizante.
- Mayor permeabilidad y como consecuencia se consigue más inductancia con menos vueltas lo que reduce la resistencia de los devanados y con ello el rendimiento.

Cuando existe un núcleo magnético en ambos devanados el número de líneas de flujo que llegan van de un devanado al otro es muy elevado, mientras que cuando no se dispone de núcleo magnético estas son muy pocas.

La inclusión de núcleos magnéticos en las bobinas puede aportar ventajas pero también pueden provocar ciertas desventajas las cuales se estudian a continuación. Las primeras desventajas que existen en la inclusión de núcleos magnéticos son un incremento de volumen y la fragilidad.

El material magnético elegido es el 3C90 de Philips ya que es un material válido para trabajar a una frecuencia de 100KHz. Aunque existen materiales con mejores prestaciones éstos son más caros e inaccesibles. Las dimensiones del material son 23mm de ancho 60mm de largo y 4mm de grosor. Estos núcleos están colocados todos ellos perpendicularmente a las espiras de las bobinas y equidistantes entre ellos dejando libre el centro de la bobina. La sujeción se ha realizado mediante cinta para facilitar la construcción. A continuación se muestra una fotografía para su mejor comprensión.

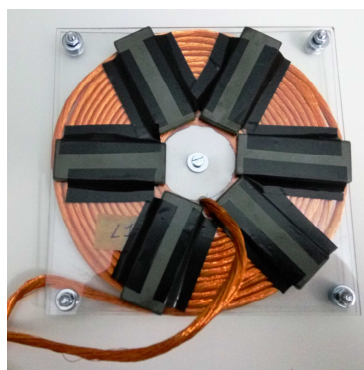


Figura 5.2 Bobina con núcleos magnéticos

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

A continuación se muestra una tabla comparativa entre la bobina 1 sin núcleo magnético con respecto a la misma bobina con núcleo.

SIN NÚCLEO			CON NÚCLEO	
Frecuencia (KHz)	Resistencia (mΩ)	Inductancia (μH)	Resistencia (Ω)	Inductancia (μH)
10	20,4	23,864	23,1	33,2
25	28,2	23,82	40,5	33,11
50	52	23,76	80	33,06
75	80	23,74	135	33,06
100	115	23,72	210	33,02
120	150	23,75	290	33
150	210	23,75	430	33
200	330	23,7	710	32,95
300	640	23,7	1440	32,9

Tabla 5.3 Comparativa entre una bobina sin núcleo y otra con núcleo

Como se observa el valor de la inductancia se incrementa en un 39% mientras que el valor de la resistencia se va incrementando a medida que se aumenta la frecuencia, siendo el incremento de un 83% a la frecuencia de trabajo.

Para conocer el efecto que produce la inclusión del núcleo magnético en el transformador se realizan los mismos ensayos que en el apartado anterior para determinar las características del transformador y así poderlos comparar.

Separación (mm)	Lm (μH)	Ld1 (μH)	Ld2 (μH)	Rm(mΩ)	Rd1(mΩ)	Rd2(mΩ)	k
5	27,24	11,01	10,25	241,25	132,33	114,54	0,72
20	14,76	19,11	16,69	106,25	150,01	137,80	0,45
40	11,61	22,11	21,09	80,00	158,21	146,87	0,35
60	6,53	26,20	25,16	41,25	176,94	166,55	0,20
80	3,99	28,46	27,34	25,00	188,08	177,93	0,13
100	2,50	29,80	28,73	13,75	197,19	187,15	0,08
120	1,75	30,53	29,46	7,50	202,78	192,77	0,06
140	1,50	30,77	29,71	6,25	203,95	193,94	0,05
160	0,86	31,38	30,32	3,75	206,32	196,32	0,03
180	0,68	31,56	30,50	3,75	206,32	196,32	0,02
200	0,51	31,72	30,68	2,50	207,53	197,53	0,02
250	0,27	31,97	30,91	1,25	208,76	198,76	0,01
300	0,21	32,03	30,97	0,00	210,00	200,00	0,01

Tabla 5.4 Características del transformador con núcleo magnético

Conclusión

La inclusión del núcleo magnético produce un aumento del flujo magnético compartido entre ambos devanados, esto provoca el aumento de la inductancia magnetizante y del factor de

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

acoplamiento. Pero al añadir al transformador un material magnético sobre el que se inducen corrientes supone un aumento de la resistencia de dispersión y por consiguiente un aumento de las pérdidas.

La inserción del núcleo magnético propicia un aumento de la inductancia magnetizante y del factor de acoplamiento pero también un aumento de las resistencias de dispersión. Todos estos parámetros influyen directamente al rendimiento del transformador como ya se ha mencionado anteriormente.

Si se observan los resultados en conjunto no se observan grandes cambios entre un transformador con núcleo magnético y sin, aunque se puede concluir que en este caso el rendimiento empeora con su inserción.

En caso de utilizar otro núcleo magnético con mayor permeabilidad como es el caso del material 3F3 de Philips se podrá observar un aumento mayor de los parámetros cuando la separación entre devanados no sea superior al radio exterior de la bobina y como consecuencia se observará que la inclusión del núcleo magnético hace variar de forma considerable los parámetros cuando se varía entre una separación y otra, por consiguiente el transformador se volverá más sensible a los cambios en la distancia entre devanados y como consecuencia provocará que el sistema sea más inestable. Esta sensibilidad hace que no sea interesante usarlo en aplicaciones donde la separación entre devanados es variante.

Cuando la separación entre devanados es superior al radio exterior de la bobina la inclusión del núcleo magnético apenas influye.

Por último se concluye que la inserción del núcleo magnético no es aconsejable para este tipo de aplicación ya que a cortas distancias hace que el sistema se vuelva más inestable, por tanto el sistema de control deberá ser más complejo, en cambio a mayores distancias la inserción del núcleo apenas influye. También se ha de tener en cuenta que la inserción del núcleo magnético hace aumentar la fragilidad, el coste, el tamaño y el peso del producto.

5.1.1.4. Efecto de la separación lateral entre devanados

A continuación se muestran los resultados obtenidos en función de la separación entre los devanados y la separación lateral entre ambos.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO
DOMÉSTICO

Separación lateral 20mm

Separación (mm)	Lm (μH)	Ld1 (μH)	Ld2 (μH)	Rm(m Ω)	Rd1(m Ω)	Rd2(m Ω)	k(20mm)
5	12,90	8,91	9,87	65,00	83,46	83,46	0,58
20	8,09	14,73	14,18	35,00	94,46	94,46	0,36
40	5,55	17,30	17,22	25,00	100,00	100,00	0,24
60	3,50	19,20	18,94	17,50	105,00	105,00	0,16
80	2,09	20,56	20,25	7,50	112,97	112,97	0,09
100	1,33	21,30	21,00	5,00	115,21	115,21	0,06
150	0,49	22,07	22,57	2,50	117,55	117,55	0,02
200	0,05	22,50	23,05	0,00	120,00	120,00	0,00

Tabla 5.5 Características del transformador con una separación lateral de 20mm

Separación lateral 50mm

Separación (mm)	Lm (μH)	Ld1 (μH)	Ld2 (μH)	Rm(m Ω)	Rd1(m Ω)	Rd2(m Ω)	k(50mm)
5	6,71	14,73	15,33	30,00	97,08	97,08	0,31
20	6,25	16,99	15,73	25,00	100,00	100,00	0,28
40	4,63	18,53	17,70	22,50	101,58	101,58	0,20
60	2,83	19,83	19,49	15,00	106,85	106,85	0,13
80	1,90	20,76	20,36	7,50	112,97	112,97	0,08
100	1,19	21,43	21,07	5,00	115,21	115,21	0,05
150	0,44	22,12	22,67	2,50	117,55	117,55	0,02
200	0,13	22,43	22,98	0,00	120,00	120,00	0,07

Tabla 5.6 Características del transformador con una separación lateral de 50mm

Separación lateral 70mm

Separación (mm)	Lm (μH)	Ld1 (μH)	Ld2 (μH)	Rm(m Ω)	Rd1(m Ω)	Rd2(m Ω)	k(70mm)
5	3,41	18,39	19,87	12,50	108,79	108,79	0,15
20	3,41	19,41	18,94	15,00	106,85	106,85	0,15
40	2,60	20,15	19,66	12,25	108,99	108,99	0,12
60	1,99	20,69	20,29	7,50	112,97	112,97	0,09
80	1,34	21,24	20,94	5,00	115,21	115,21	0,06
100	0,91	21,67	21,37	5,00	115,21	115,21	0,04
150	0,34	22,22	22,77	2,50	117,55	117,55	0,01
200	0,11	22,44	22,99	0,00	120,00	120,00	0,00

Tabla 5.7 Características del transformador con una separación lateral de 70mm

Separación lateral 100mm

Separación (mm)	Lm (μH)	Ld1 (μH)	Ld2 (μH)	Rm(m Ω)	Rd1(m Ω)	Rd2(m Ω)	k(100mm)
5	0,90	23,44	23,24	5,00	115,21	115,21	0,04
20	0,45	22,06	21,86	2,50	117,55	117,55	0,02
40	0,71	21,86	21,61	5,00	115,21	115,21	0,03
60	0,74	21,84	21,59	2,50	117,55	117,55	0,03
80	0,61	21,90	21,70	2,50	117,55	117,55	0,03
100	0,54	22,03	21,78	2,50	117,55	117,55	0,02
150	0,29	22,27	22,82	2,50	117,55	117,55	0,01
200	0,13	22,43	22,98	0,00	120,00	120,00	0,01

Tabla 5.8 Características del transformador con una separación lateral de 100mm

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

La separación lateral entre devanados afecta a los parámetros del transformador provocando un aumento de las inductancias de dispersión y una disminución del factor de acoplamiento y de la inductancia magnetizante. Esto es debido a que el flujo magnético compartido por ambos devanados disminuye cuanto más se separan, bien lateralmente como frontalmente.

Si los devanados están alineados en su eje, su desplazamiento lateral provoca una disminución del factor de acoplamiento. La siguiente gráfica muestra el factor de acoplamiento en función de la distancia de separación lateral entre las bobinas y en dónde sus ejes permanecen paralelos. El mejor acoplamiento se produce cuando los anillos están casi tocándose y completamente alineados.

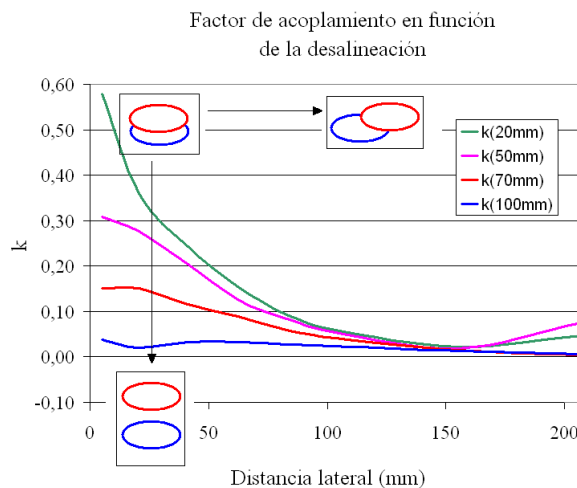


Figura 5.3 Gráfica que muestra el valor del acoplamiento en función de la distancia de desalineación de las bobinas

Conclusiones

El acoplamiento depende de la separación de los devanados y del área compartida entre ambos.

En todos los casos el acoplamiento resulta insensible al desplazamiento lateral cuando los devanados están más alejados. Como se ha observado en todos los análisis realizados hasta el momento, al aumentar la separación de los devanados disminuye la sensibilidad del acoplamiento.

Como existe un amplio rango de separaciones entre los devanados y una tolerancia relativamente grande al desplazamiento lateral, cuando éstos están alejados, es conveniente que los devanados sean grandes y que tengan un radio interior muy pequeño, con sus vueltas repartidas a lo largo del radio y con un ancho lo mayor posible.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

5.2. Circuito de control

Tal y como se ha expuesto en los apartados 4.6.3 y 4.6.5.1 se construye el circuito de control en lazo abierto. Para la variación de la frecuencia de conmutación se utiliza el VCO del circuito integrado CD4046.

La frecuencia de conmutación es modificada mediante un potenciómetro y ésta puede variar entre 90KHz y 170KHz. Estos valores son ajustados mediante dos resistencias R_4 y R_5 .

En la realización de los tiempos muertos se utiliza un circuito RC para el retraso en el encendido y mediante un diodo rápido en paralelo con la resistencia se genera el apagado instantáneo. Para generar la otra señal de control se invierte la señal.

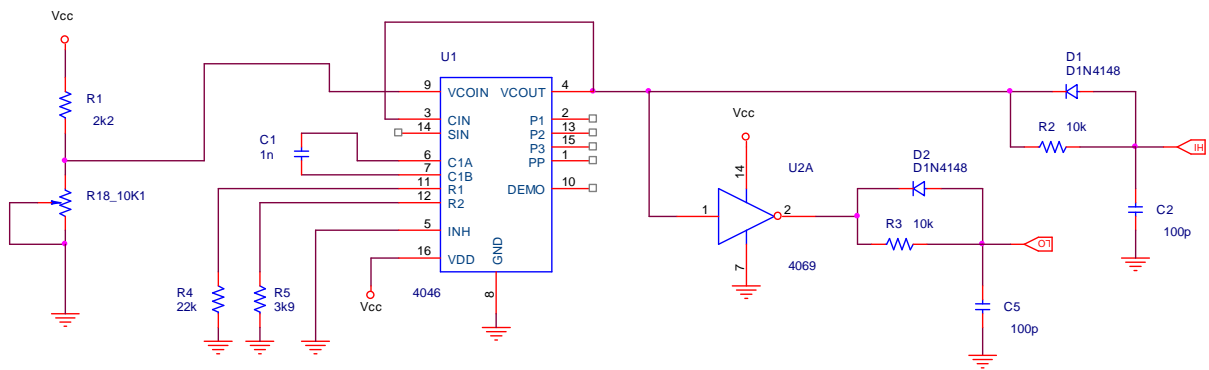


Figura 5.4 Esquema del circuito de control en lazo abierto

A continuación se muestran las dos señales generadas que son aplicadas al circuito driver para el disparo de los transistores.

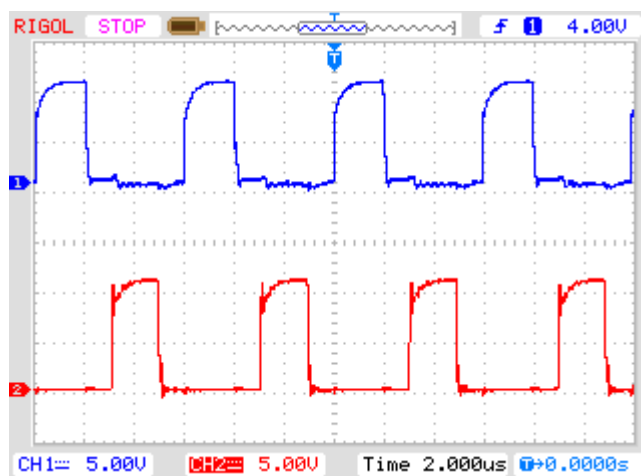


Figura 5.5 Señales de control para el disparo de los transistores

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Del mismo modo y siguiendo las pautas explicadas en el apartado 4.6.4 se monta el circuito driver. Se ha de tener en cuenta que el diodo D_3 , es un diodo rápido que puede soportar una corriente de 1A, y que la tensión de alimentación del circuito driver y del circuito de control es la misma. Cabe destacar que el circuito integrado IR2110 tiene la posibilidad de utilizar una tensión de alimentación diferente a la tensión de control.

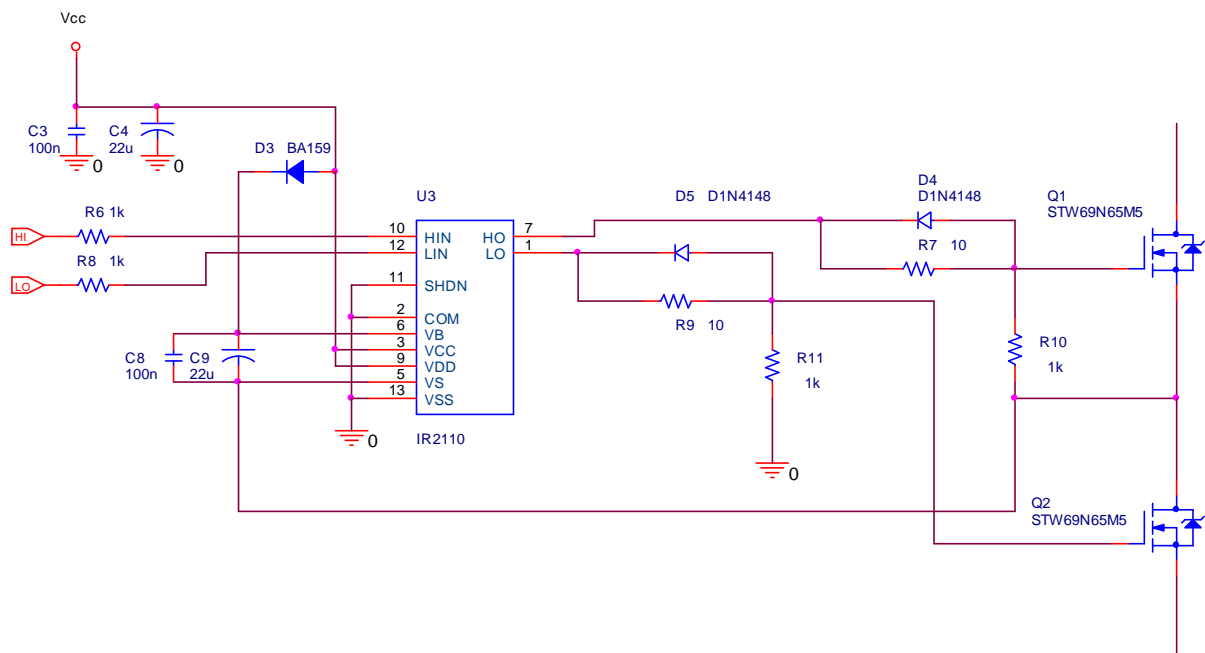


Figura 5.6 Esquema del circuito driver

5.3. Inversor resonante en medio puente

En la construcción del inversor resonante en medio puente se han utilizado 3 condensadores de 22nF por rama colocados en paralelo, en vez de colocar un condensador de 60nF. Esto se debe a que si se colocan de esta forma se minimiza la resistencia en serie del condensador ya que al pasar una corriente elevada estos pueden llegar a destruirse.

En el esquema se observa la colocación de una red snubber en cada uno de los transistores tal y como se explicó en el apartado 3.6., pero en este caso, los cálculos de la red snubber difieren mucho de los colocados finalmente.

Durante los ensayos se observó que el comportamiento de la red snubber no funcionaba de forma correcta, por este motivo se optó por modificar los valores hasta encontrar aquel que mejor se adaptaba al circuito. Se intuye que al trabajar a una frecuencia elevada y el valor

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

calculado del condensador de la red snubber es bajo, esto puede generar resonancias en el interruptor, así que aumentando su capacidad se eliminan estas resonancias.

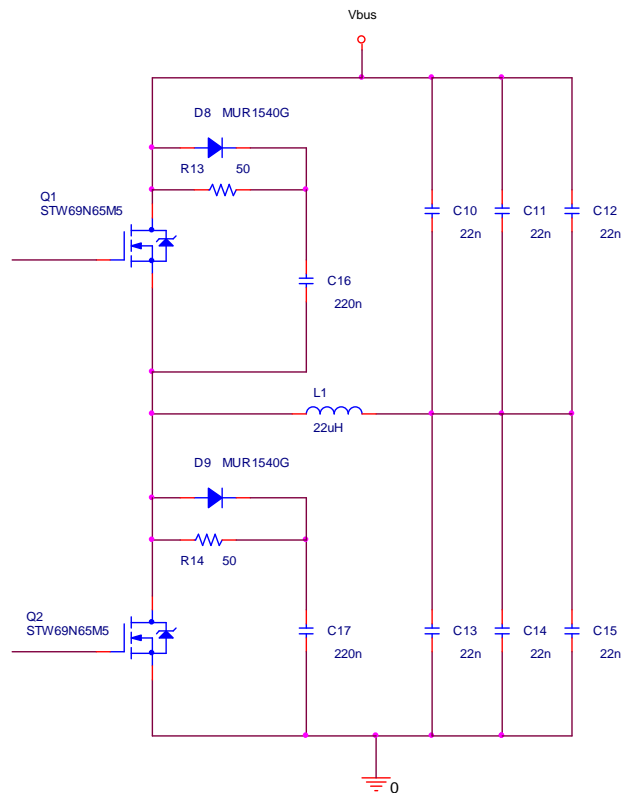


Figura 5.7 Esquema del circuito inversor en medio puente

Seguidamente se muestra la señal entre drenador y surtidor del transistor MOSFET con una red snubber y sin. Se observa una gran mejoría, pero se ha de tener en cuenta que las pérdidas en la resistencia son elevadas, ya que se trabaja con una corriente que no es despreciable.

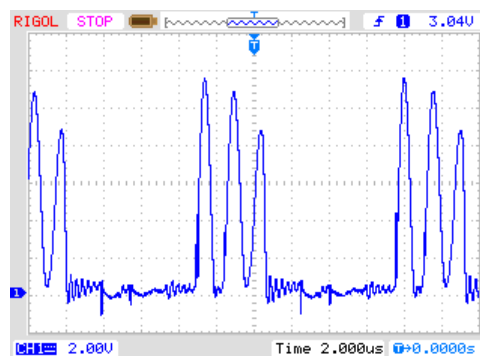


Figura 5.8 Señal entre drenador y surtidor del transistor de la rama inferior sin red snubber

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

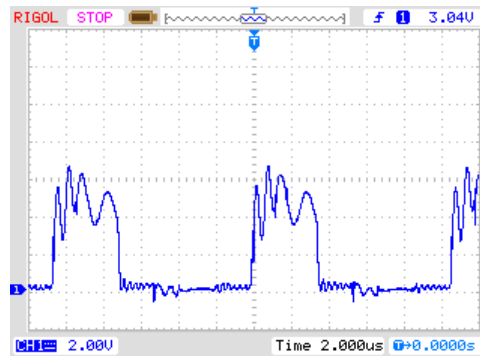


Figura 5.9 Señal entre drenador y surtidor del transistor de la rama inferior con red snubber

Este ensayo se ha realizado teniendo en cuenta las peores condiciones de trabajo, es decir, cuando se trabaja a una frecuencia de 100KHz sin carga.

5.4. Circuito de salida

Del mismo modo que en la salida del inversor resonante, se implementa el circuito resonante mediante 6 condensadores en paralelo para minimizar las pérdidas en los condensadores y así evitar su destrucción. Como ya se explica en el apartado 4.4.2, los diodos del puente rectificador han de ser diodos Schottky que cumplan con las especificaciones de frecuencia, tensión y corriente. Seguidamente se coloca un filtro para obtener una tensión continua a la salida y una carga cuyo valor se ha calculado en el apartado 4.4.

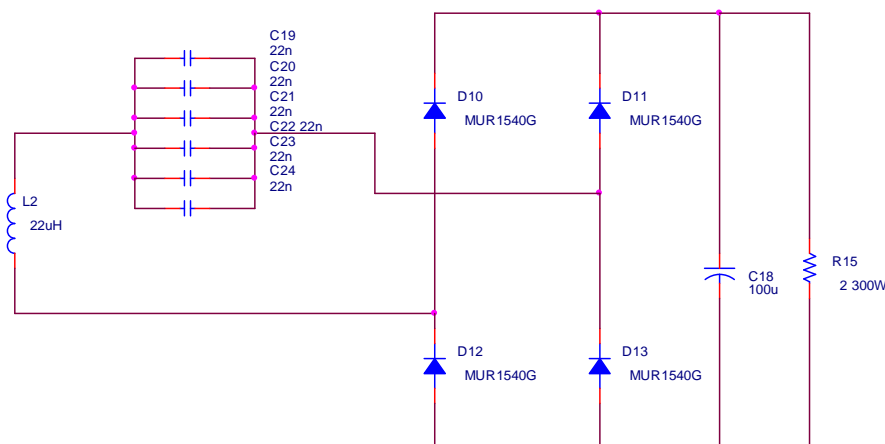
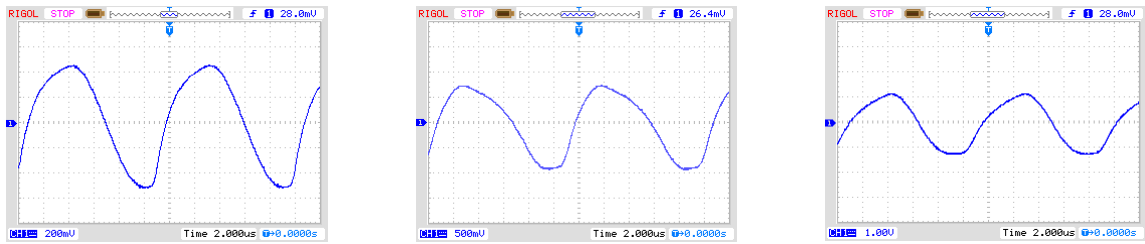


Figura 5.10 Esquema del circuito de salida

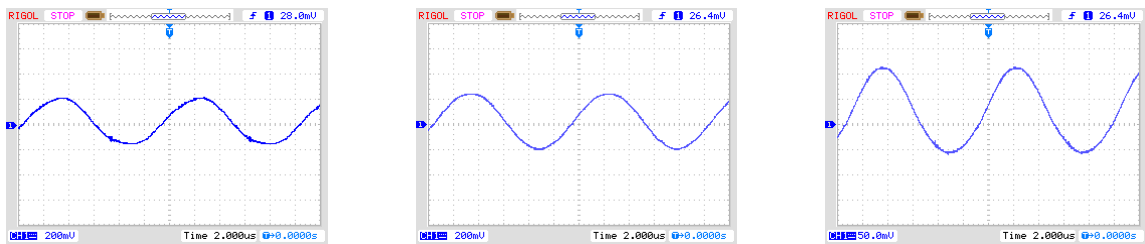
En las siguientes gráficas se observa las señales de corriente en la bobina emisora y receptora para distancias de 5mm, 50mm y 100mm.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

Corrientes de la bobina emisora



Corrientes de la bobina receptora



(a)

(a)

(a)

Figura 5.11 Corriente de la bobina emisora y de la receptora para diferentes distancias de separación. (a) Separación de 5mm, (b) separación de 50mm, (c) separación de 100mm

Para la realización de los ensayos se utiliza una fuente de tensión continua de laboratorio, cuya tensión de alimentación máxima es de 30V. A continuación se muestra la tabla donde se indican los valores obtenidos para diferentes distancias de separación de las bobinas.

D (mm)	Fr (kHz)	I _{out} (A)	V _{out} (V)	P _{out} (W)
5	166,7	8,70	17,4	151,38
20	138,9	8,70	17,4	151,38
40	128,2	6,35	12,7	80,65
60	98	16,45	32,9	541,21
80	96,15	16,05	32,1	515,21
100	94,34	8,05	16,1	129,61
120	94	6,30	12,6	79,38
140	94	4,29	8,57	36,72
160	94	2,55	5,1	13,01
180	94	2,07	4,13	8,53
200	94	1,85	3,7	6,85

Tabla 5.9 Valores obtenidos mediante ensayos para diferentes distancias de separación

Como la tensión de alimentación es inferior a la necesaria, a cortas distancias no se puede transmitir la potencia requerida. En condiciones donde la tensión es óptima, se transmite la potencia requerida.

Este tipo de aplicaciones tienen múltiples ventajas: comodidad, seguridad, ergonomía, etc. Pero como contrapartida, el rendimiento es peor debido al bajo acoplamiento del transformador magnético, ya que sus devanados están separados a una gran distancia por un medio no magnético.

La realización de este proyecto ha permitido determinar los parámetros que influyen en el rendimiento de los sistemas de transmisión de energía eléctrica por inducción. Se han estudiado con detalle las diferentes partes del sistema, como los parámetros del transformador, las topologías más comunes del circuito tanque, las diferentes topologías de los convertidores resonantes y sus modos de conmutación. Una de los puntos más importantes del proyecto es la construcción de las bobinas y la extracción de sus parámetros, en esta parte se ha realizado un estudio minucioso.

Con el objetivo de facilitar el diseño, se han simulado todas las partes del sistema y se ha podido comprobar su correcto funcionamiento. Seguidamente se ha construido la electrónica de potencia y el circuito de control básico con la finalidad de demostrar su funcionamiento. En la construcción del prototipo es de vital importancia tener en cuenta los parámetros de cada componente, ya que el sistema trabaja a frecuencias comprendidas entre 90Khz y 170Khz cuya corriente máxima puede llegar hasta los 15A.

A continuación se detallan los aspectos más relevantes en el diseño del proyecto:

- Como la separación entre los devanados y la carga son variables, la topología del tanque resonante que mejor se adapta es la topología en tanque resonante Serie-Serie, ya que tiene una frecuencia de resonancia independientemente del valor de la carga y del factor de acoplamiento. Esto significa que las frecuencias de resonancia de los devanados solamente dependen de sus inductancias y sus respectivas capacidades de compensación.
- En este proyecto se utiliza el inversor en medio puente porque la tensión máxima de trabajo no supera los 60V, su eficiencia es relativamente alta, y el nivel de complejidad, implementación y coste son aceptables para la potencias medias.

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- Sabiendo que el convertidor se implementa con transistores MOSFET, y las frecuencias de conmutación se encuentran entorno a los centenares de kilohercios, se considera conveniente trabajar en modo de conmutación ZVS, esto hace inevitable el uso de redes snubber para limitar el pico de tensión máxima aplicado a cada interruptor.
- Se diseñan diferentes sistemas de protección, uno contra cortocircuitos en el momento de la conmutación de los transistores y otro para limitar la corriente durante el arranque y su funcionamiento.
- Los parámetros que influyen en el rendimiento del sistema son los parámetros del transformador $R1$, $R2$, Lm , la frecuencia de resonancia y la carga. Teniendo en cuenta que los parámetros del transformador y la frecuencia ya han sido determinados con anterioridad, se fija el valor de la carga.

Con la realización de este proyecto se concluye que:

- Al modificar la distancia de separación entre las bobinas la frecuencia de resonancia varía manteniéndose constante cuando la distancia es superior al radio de la bobina
- La inclusión del núcleo magnético produce un aumento del flujo magnético compartido entre ambos devanados, esto provoca el aumento de la inductancia magnetizante y del factor de acoplamiento, pero también un aumento de las resistencias de dispersión y por consiguiente un aumento de las pérdidas. También hace variar de forma considerable los parámetros cuando se varía entre una separación y otra, por consiguiente el sistema se volverá más sensible a estos cambios y como consecuencia provocará que el sistema sea más inestable. Para determinar su inserción es conveniente tener en cuenta estos aspectos
- El acoplamiento depende de la separación de los devanados y del área compartida entre ambos.
- La separación máxima aconsejable entre las bobinas para este proyecto es de 80mm. La solución a este problema es aumentar la frecuencia de resonancia, con ello se aumenta el rendimiento del sistema y la distancia de transmisión, pero se ha

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

de tener en cuenta los parámetros de cada uno de los componentes, ya que estos comportarán de forma diferente al aumentar dicha frecuencia.

6.1. Resultados obtenidos

Se ha observado que la inserción del núcleo magnético en las bobinas no es aconsejable para esta aplicación, porque a cortas distancias el sistema se vuelve inestable y a grandes distancias apenas influye. También se ha observado que el acoplamiento depende de la separación de los devanados y del área compartida entre ambos.

Como existe un amplio rango de separaciones entre los devanados y una tolerancia relativamente grande al desplazamiento lateral, cuando éstos están alejados, se aconseja que los devanados sean grandes y que tengan un radio interior muy pequeño, con sus vueltas repartidas a lo largo del radio y con un ancho lo mayor posible.

Se ha comprobado que la inserción de una red snubber hace disminuir el pico de tensión máxima y se ha demostrado que la transmisión de energía inalámbrica es posible a distancias cortas. El siguiente paso será el desarrollo de un sistema que permita aumentar la distancia de transmisión.

6.2. Trabajos futuros

Las aplicaciones para la transferencia de energía eléctrica por inducción para uso doméstico son múltiples, y cada vez más surgen nuevas aplicaciones. Por lo tanto, se trata de un tema de actualidad que día a día va cobrando más importancia, y existen múltiples propuestas para realizar trabajos de investigación.

Las propuestas para realizar trabajos de mejora son:

- Construcción del sistema de control y estudio del sistema realimentado
- Aumento de la frecuencia de resonancia modificando los componentes necesarios, con el objetivo de aumentar el rendimiento y la distancia de separación de las bobinas.
- Diseño y construcción de una red snubber cuyas pérdidas sean despreciables comparadas con la potencia a transmitir

TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR INDUCCIÓN PARA USO DOMÉSTICO

- Implementación de una fuente conmutada cuya tensión de entrada sea de 220V y cuya salida se pueda regular de 0V a 100V a una corriente de 15A y cuyo sistema de regulación se realice mediante la potencia de salida
- Aumento de la potencia de salida
- Incorporación de una nueva aplicación para el calentamiento por inducción, modificando los parámetros de control

Las propuestas para realizar trabajos de investigación el futuro son:

- Estudio de las señales radiadas por las fuentes de alimentación
- Estudio de los efectos fisiológicos de la presencia de un transformador en viviendas
- Modelado dinámico de la etapa de potencia y estudio de distintos métodos de control
- Estudio de una bobina helicoidal de dimensiones adecuadas, que puedan aumentar la distancia de transmisión, mejorando la directividad y ganancia.

7.1. Bibliografía

- [1] Ajey Kumar. R , Gayathri. H. R , Bette Gowda. R , Yashwanth. B, “WiTricity:Wireless Power Transfer By Non-radiative Method”, International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT),Vol. 11, no. 6 – May. 2014
- [2] B.Yang, S. Du, W. Chen, C. Deng, D. Xu, “Optimal parameters design for series-series resonant converter for wireless power transfer”, IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, pp. 772 -777, Nov. 2014.
- [3] L. Junwei, C.Y. Chung, H.L. Chan, “Design and Implementation of High Power Closed-loop AC-DC Resonant Converter for Wireless Power Transfer”, IEEE Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), pp. 1-8, June 2014
- [4] John N. Hincapié, Adriana Trejos , María E. Moncada y Adolfo Escobar “Electrónica de potencia para el calentamiento por inducción doméstico: revisión del estado del arte”, Ingeniería y ciencia, Octubre 2013, pp. 237-262,

7.2. Bibliografía complementaria

- [5] Eduard Ballester, Robert Piqué, “Electrónica de Potencia – Principios Fundamentales y Estructuras Básicas”, Marcombo 2011
- [6] Muhammad H. Rashid, “Electrónica de Potencia – Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones” Pearson Educación 1993
- [7] Ned Mohan, Tore M. Undelea, William P. Robins, “Electrónica de Potencia – Convertidores, aplicaciones y diseño”, McGrawHill 2009
- [8] Robert W. Erickson, Dragan Maksimović, “Fundamentals of Power Electronics”, Springer 2001
- [6] R.J. Calder, S. H. Lee, R.D. Lorenz, “Efficient, MHz Frequency, Resonant Converter for Sub-meter (30 cm) Distance Wireless Power Transfer”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sept. 2013, pp. 1917- 1924