



SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Circuito de Disparo para Semiconductores de Potencia
Tipo MOSFET o IGBT para Aplicaciones de Media Tensión

presentada por
Ing. Dante Miraglia Núñez

como requisito para la obtención del grado de
Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Director de tesis
Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel

Codirector de tesis
Dr. Carlos Aguilar Castillo

Cuernavaca, Morelos, México. Junio de 2018.

SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Cuernavaca, Mor., 14 de junio de 2018.

OFICIO No. DIE/071/2018

Asunto: Aceptación de documento de tesis

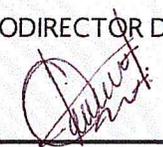
DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Dante Miraglia Núñez**, con número de control **M16CE098** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "**Circuito de Disparo para Semiconductores de Potencia Tipo Mosfet o IGBT para Aplicaciones de Media Tensión**" y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

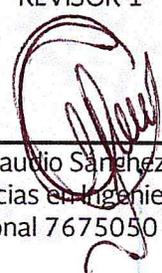
DIRECTOR DE TESIS


Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9884229

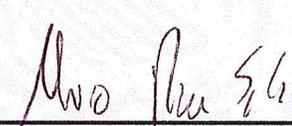
CODIRECTOR DE TESIS


Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 3581040

REVISOR 1


Dr. Abraham Claudio Sánchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7675050

REVISOR 2


Dr. Mario Ponce Silva
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 3516427

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Estudiante
Expediente
RFEJ/Irr.

SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MEXICO

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Cuernavaca, Mor., 14 de junio de 2018

OFICIO No. SAC/269/2018

Asunto: Autorización de impresión de tesis

ING. DANTE MIRAGLIA NÚÑEZ
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "**Circuito de Disparo para Semiconductores de Potencia Tipo Mosfet o IGBT para Aplicaciones de Media Tensión**", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

EXCELENCIA EN EDUCACIÓN TECNOLÓGICA®
"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGÍA AL SERVICIO DE MÉXICO"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente

GVGR/mcr

SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

Agradecimientos

A Dios por iluminar mi camino en los momentos difíciles y por permitirme conocer a personas maravillosas.

Al Ing. Héctor Manuel García Ramírez y a la Ing. Marisol Jiménez quienes me acogieron como familia aún sin conocerme.

A la Lic. Berenice Muñoz Trujillo quien no se apartó ni un segundo durante estos dos años y compartió conmigo todo su amor.

A mis padres Dante Miraglia Ubals y Marilyn Núñez Cambero quienes creyeron y apoyaron en todo momento.

A mi director de tesis, el Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel por darme la oportunidad de ser su tesista, sus consejos y paciencia me ayudaron en mi crecimiento profesional.

A mi codirector de tesis, el Dr. Carlos Aguilar Castillo quien compartió sus conocimientos y experiencia profesional durante todo el desarrollo del trabajo.

A mis revisores, el Dr. Abraham Claudio Sánchez y el Dr. Mario Ponce Silva quienes fueron prácticamente codirectores de este trabajo, por sus observaciones y contribuciones que enriquecieron el mismo.

A mi hermano Carlos Alberto Castellón y Miguel Ángel Escalante con quienes compartí mucho durante la maestría.

A mis compañeros de CENIDET Eliud, Alan, Merlin, Yesenia, Mau, Susana y Daniel.

A la Lic. Lorena Ruiz Ramírez quien nunca dejó un problema sin solución.

Al equipo de servicios escolares quienes siempre estuvieron dispuestos a ayudar.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por darme la oportunidad de cursar mis estudios de Maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico otorgado para realizar mis estudios de Maestría.

Resumen

El incremento actual de la demanda en distintas aplicaciones electrónicas ha provocado que cada vez más se empleen convertidores electrónicos en sistemas de elevados niveles de tensión. La necesidad de transmitir mayor potencia sumada a la imposibilidad tecnológica de manejar grandes niveles de corriente provoca que se tengan que elevar los niveles de tensión de operación en aplicaciones electrónicas. Ya sea en aplicaciones para sistemas de tracción, transformador de estado sólido o inversores de alta potencia, emplear convertidores electrónicos en redes de media tensión significa un reto adicional que la modernidad impone.

En aplicaciones de media tensión se emplean dispositivos semiconductores con características eléctricas especiales, la más significativa es el elevado nivel de tensión de bloqueo. Emplear semiconductores en redes de media tensión trae consigo además, una serie de retos adicionales para el circuito impulsor que controla los dispositivos, estos retos son: garantizar suficiente aislamiento entre la etapa de control y la de potencia, alimentar los semiconductores con señales flotadas y garantizar la correcta sincronización entre los mismos, ya que debido a limitaciones tecnológicas esto se deben conectar en arreglos especiales para distribuir la tensión que manejan.

Los circuitos impulsores reportados en la literatura para este tipo de aplicaciones emplean una estructura aislante para la transmisión de la potencia necesaria por el semiconductor para operar y otra estructura aislante para la transmisión de la señal de control. El empleo de estas dos estructuras provoca que se tenga un circuito voluminoso y costoso en su implementación.

En esta tesis se presenta una solución que permite transmitir de forma aislada la señal de control y la potencia para comandar un semiconductor empleando una sola estructura aislante. Esta solución se implementó mediante un acoplamiento magnético entre dos bobinas separadas por aire, en donde mediante un circuito primario se transmite de forma modulada la potencia y la señal de control. Esta señal modulada es recibida por un circuito demodulador que es capaz de obtener la información del ciclo de trabajo con la que se controlan los semiconductores de potencia.

La solución propuesta permite transmitir una potencia capaz de comandar a semiconductores con una capacitancia de entrada de prácticamente 9 veces la capacitancia del MOSFET de mayor tensión de bloque comercialmente disponible. Además presenta un error en la demodulación del ciclo de trabajo no mayor al 3%. Esta solución brinda un aislamiento de 68.2 kV, tensión suficiente para operar en aplicaciones de media tensión.

La principal aportación de este trabajo es la propuesta de una nueva topología de circuito impulsor que empleando una sola estructura aislante permita la transmisión de la señal de control y potencia empleadas por el semiconductor de media tensión.

Abstract

The current increase in demand in different applications has led increasingly to use electronic applications in systems with high voltage levels. The need to transmit higher levels of power added to the technological impossibility of managing large current levels has led to the appearance of power electronics applications in medium voltage systems. Whether in applications for traction systems, solid-state transformers or high-power inverters, using electronic converters in medium-voltage networks represents an additional challenge that modernity imposes.

In medium voltage applications, semiconductor devices with special characteristics are used, the most significant being the high level of blocking voltage. Using semiconductors in medium voltage networks also brings with it a series of additional challenges for the gate-driver circuit that controls the devices, these challenges are: ensuring sufficient isolation between the control and power stage, feeding the semiconductors with floating signals and guaranteeing the correct synchronization between them, since due to technological limitations this must be connected in special arrangements to distribute the tension they manage.

The gate-driver circuits reported in the literature for this type of applications employ an insulating structure for the transmission of the power needed by the semiconductor to operate and another insulating structure for the transmission of the control signal. The use of these two structures causes a voluminous and expensive circuit in its implementation.

In this work a solution is presented that allows to transmit in an isolated way the signal of power and the one of control using a single magnetic structure. This solution was implemented by means of a magnetic coupling between two coils separated by air, where the power signal and the control signal are transmitted in a modulated form by means of a primary circuit. This modulated signal is received by a special demodulator circuit that is able to obtain the information of the duty cycle with which the power semiconductors are controlled.

The proposed solution allows to obtain a power signal capable of commanding semiconductors with an input capacitance of practically nine times the capacitance of the MOSFET of higher block voltage commercially available. It also has an error in the demodulation of the work cycle no greater than 3%. This solution provides a 68.2 kV isolation, enough voltage to operate in medium voltage applications.

The main contribution of this work is the proposal of a new topology of gate-driver circuits that employing a single insulating structure allows the transmission of the power and control signals used by the medium voltage semiconductor.

Índice

Resumen	I
Abstract.....	II
Índice	III
Índice de figuras	V
Índice de tablas	VII
Acrónimos	VIII
Capítulo 1 Introducción	1
1.1 Planteamiento del problema.....	3
1.2 Objetivos	4
1.2.1 Objetivo general.....	4
1.2.2 Objetivos específicos	5
1.2.3 Alcances y limitaciones	5
1.3 Organización de la tesis	5
Capítulo 2 Revisión bibliográfica.....	7
2.1 Topologías empleadas como fuente de alimentación.	7
2.1.1 Convertidor resonante CD-CD.	7
2.1.2 Convertidor CD-CD basado en transformadores planares.....	8
2.1.3 Convertidor de medio puente.....	8
2.2 Topologías empleadas para la transmisión de la señal de control	9
2.2.1 Topologías que emplean Opto-Aislamiento	9
2.2.2 Topologías que emplean aislamiento galvánico.....	10
2.3 Propuesta de solución	12
Capítulo 3 Análisis y diseño del impulsor.....	14
3.1 Estrategia de control y transmisión.....	14
3.2 Caracterización del semiconductor de media tensión.....	17
3.2.1 Determinación de la potencia demandada por el semiconductor.....	17
3.3 Selección del medio aislante a emplear	18
3.4 Análisis del convertidor resonante.....	19
3.5 Determinación de las auto-inductancias e inductancia mutua	27
3.6 Calculo de los elementos del impulsor	29
3.6.1 Diseño de la etapa de potencia.....	29

3.6.2	Consideraciones sobre el factor de calidad.....	31
3.6.3	Cálculo del capacitor de filtrado del rectificador.....	33
3.6.4	Diseño del demodulador	33
3.6.4.1	Diseño de la etapa restadora	34
3.6.4.2	Diseño de la etapa de filtrado	35
Capítulo 4 Implementación y obtención de resultados.....		37
4.1	Simulación de la etapa de potencia	37
4.2.	Simulación del demodulador	39
4.3	Implementación del impulsor.	41
4.3	Resultados experimentales	44
4.3.1	Conclusiones pruebas de las realizadas	50
Capítulo 5 Conclusiones.....		52
5.1	Comparación con resultados reportados.....	53
5.2	Trabajos futuros	55
Referencias		56

Índice de figuras

Figura 1 Tecnologías de controladores de compuerta [8]	2
Figura 2 Arreglo de semiconductores para convertidores de media tensión. (a) Serie, (b) Modular	2
Figura 3 Impulsor para media tensión	3
Figura 4 Circuito impulsor de media tensión [15].....	4
Figura 5 Fuente de alimentación CD-CD resonante [16].....	8
Figura 6 Fuente aislada basada en transformadores planares [19]	8
Figura 7 Fuente aislada con estructura de medio puente [15].....	9
Figura 8 Señal de control aislada empleando opto-acoplador [15]	9
Figura 9 Aislamiento de señal de control empleando fibra óptica [20].....	10
Figura 10 Empleo de aislamiento galvánico para transmitir la señal de control [21]	11
Figura 11 Esquema típico de un impulsor de media tensión.....	12
Figura 12 Propuesta de impulsor con una sola estructura aislante	13
Figura 13 Convertidor resonante seleccionado	14
Figura 14 Patrones de conmutación.....	15
Figura 15 Señal de alimentación del tanque resonante.....	16
Figura 16 Voltaje modulado en la carga.....	16
Figura 17 Reducción de la fuente de entrada	20
Figura 18 Modelo equivalente de las bobinas acopladas	21
Figura 19 Reducción del rectificador y capacitor de filtrado	22
Figura 20 Circuito resonante parcialmente reducido.....	22
Figura 21 Diagrama de resistencias y reactancias del circuito.....	23
Figura 22 Diagrama de impedancias equivalente.....	24
Figura 23 Circuito equivalente serie.....	25
Figura 24 Circuito equivalente de las bobinas acopladas.....	27
Figura 25 Circuito resonante calculado	31
Figura 26 Corriente y tensión de entrada del circuito resonante analizado.....	31
Figura 27 Capacitancia (Crs) vs Factor de calidad (Q)	32
Figura 28 Circuito demodulador propuesto.....	34
Figura 29 Etapa diferenciadora del demodulador.....	34
Figura 30 Señal de salida del restador	35
Figura 31 Circuito de la etapa de filtrado	35
Figura 32 Impulsor con elementos calculados	37
Figura 33 Simulación para 0% de ciclo de trabajo.....	38
Figura 34 Simulación para 100% de ciclo de trabajo	38
Figura 35 Variación del voltaje de salida con el ciclo de trabajo.....	39
Figura 36 Circuito demodulador propuesto.....	40
Figura 37 Error en la demodulación del ciclo de trabajo	40

Figura 38 Fotografía del circuito de control implementado	41
Figura 39 Fotografía del circuito primario	42
Figura 40 Fotografía del circuito secundario.....	42
Figura 41 Fotografía de la implementación del impulsor	43
Figura 42 Circuito impulsor completo	44
Figura 43 Esquema de realización de la prueba	45
Figura 44 Ciclos de trabajo enviado y recibido.....	46
Figura 45 Error en la determinación del ciclo de trabajo	46
Figura 46 Diferencia entre el error obtenido en la simulación y la implementación	47
Figura 47 Retardo entre la señal enviada y la recibida.....	48
Figura 48 Retardo en la señal de control recibida	48
Figura 49 Medición del tiempo de subida empleando una capacitancia de 4.7nF	49
Figura 50 Tiempo de subida vs Capacitancia de carga	49
Figura 51 Medición del tiempo de bajada empleando una capacitancia de 4.7nF.....	50
Figura 52 Tiempo de bajada vs Capacitancia de carga	50

Índice de tablas

Tabla 1 Topologías empleadas como fuentes de alimentación aisladas.....	11
Tabla 2 Topologías para la transmisión de la señal de control.....	11
Tabla 3 Características del CPM2-1700-0045B.....	17
Tabla 4 Rigidez dieléctrica de algunos materiales aislantes	18
Tabla 5 Características de las bobinas transmisoras empleadas.....	28
Tabla 6 Inductancias de las bobinas transmisoras	28
Tabla 7 Parámetros de diseño del convertidor resonante.	29
Tabla 8 Metodología de cálculo de convertidores resonantes.....	30
Tabla 9 Cambios más significativos en la implementación	43
Tabla 10 Condiciones de las pruebas	45
Tabla 11 Parámetros más significativos del impulsor	51
Tabla 12 Ventajas y desventajas del impulsor desarrollado.....	53
Tabla 13 Comparación entre distintas propuestas de impulsores de media tensión.....	54

Acrónimos

CA	Corriente Alterna.
CD	Corriente Directa.
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
CONACYT	Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Oxido Semiconductor.
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada
Vp1	Amplitud del armónico fundamental(Patrón de conmutación 1)
Vp2	Amplitud del armónico fundamental(Patrón de conmutación 2)
E	Tensión de entrada
Pdis	Potencia necesaria para disparar el MOSFET
Cin	Capacitancia de entrada del semiconductor
Vgs(th)	Voltaje umbral de compuerta
V1e	Voltaje sinusoidal del patrón
fs	Frecuencia de conmutación de los semiconductores

Capítulo 1 Introducción

Con el aumento del nivel de desarrollo de la humanidad el consumo de energía eléctrica ha aumentado considerablemente, convirtiéndose el consumo de energía en un índice que indica el desarrollo de cada país. En los sistemas eléctricos tradicionales la energía se produce en grandes centros de generación y se transmite mediante redes de distribución hasta los consumidores.

Las redes de distribución de energía eléctrica se clasifican [1] según sus niveles de tensión en:

- Alta tensión (tensiones mayores a 36kV)
- Media tensión (tensiones entre 36kV y 1kV)
- Baja tensión (tensiones menores a 1kV)

En donde el nivel de potencia que se desea transmitir está relacionado directamente con el nivel de tensión [2].

Gracias al avance que la electrónica de potencia ha presentado en los últimos años en el diseño y fabricación de nuevos dispositivos semiconductores, elementos magnéticos, sistemas de enfriamiento, etc, se han podido desarrollar aplicaciones como los sistemas de redes eléctricas inteligentes y sistemas de tracción de alta potencia [3-7]. Estas aplicaciones por su naturaleza manejan grandes cantidades de potencia lo que se implica que tanto los semiconductores empleados como los elementos del circuito tengan características especiales.

Según sean las especificaciones del convertidor, las condiciones de funcionamiento, el costo y el rendimiento requerido así será la tecnología que se emplee para el circuito impulsor. Un gráfico que representa las características de voltaje y frecuencia de varias tecnologías de controladores de compuerta se muestra en la figura 1. El gráfico califica cualitativamente zonas en las que se pueden utilizar de manera eficaz diversas tecnologías para los impulsores. El voltaje del convertidor de potencia y la frecuencia de conmutación son los factores limitantes más significativos para las topologías candidatas de controlador de compuerta.

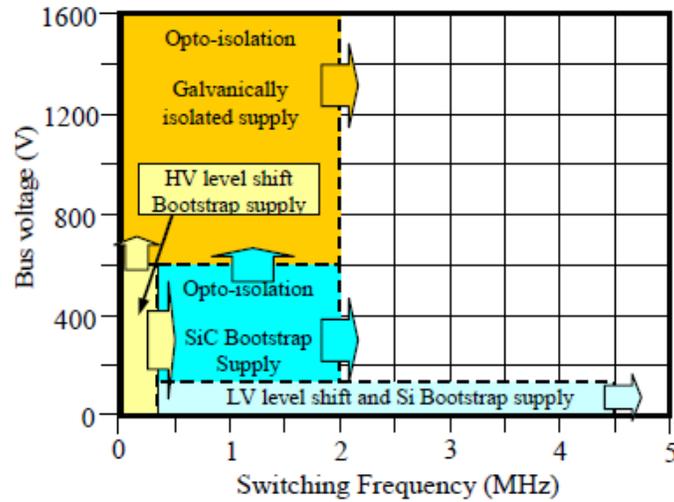


Figura 1 Tecnologías de controladores de compuerta [8]

Conseguir convertidores electrónicos de potencia que operen a niveles de media tensión implica además contar con dispositivos con elevadas tensiones de bloqueo [9-11], sin embargo a pesar del desarrollo de nuevos semiconductores de potencia aún los dispositivos semiconductores no poseen tensión de bloqueo suficiente para ser empleados solos en estas aplicaciones. Una solución atractiva ha sido el empleo de semiconductores conectados en serie o en cascada, formando módulos en donde se distribuye entre el arreglo de semiconductores la tensión de la fuente como se muestra en la figura 2.

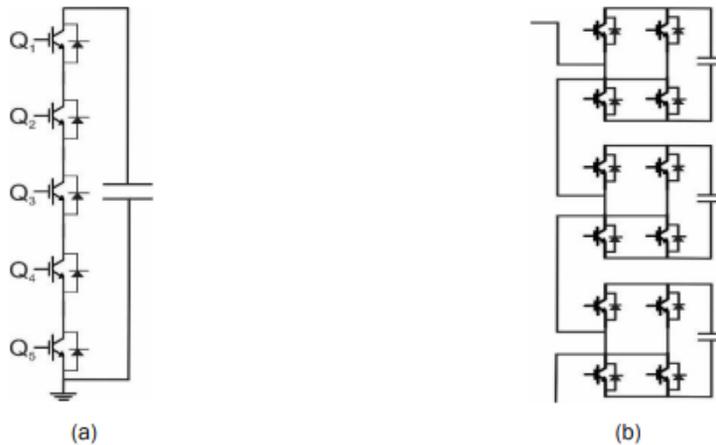


Figura 2 Arreglo de semiconductores para convertidores de media tensión. (a) Serie, (b) Modular

El empleo de estos arreglos de semiconductores implica un reto especial para el circuito de control, el cual debe garantizar en todo momento la correcta operación de los semiconductores que forman la topología de media tensión.

Por esta razón es que resulta relevante estudiar las diferentes topologías de circuitos impulsores y sus estrategias de control para garantizar tanto una correcta operación de los semiconductores como el suficiente aislamiento que requieren las aplicaciones de media tensión.

1.1 Planteamiento del problema

En los convertidores electrónicos de potencia, para aplicaciones de media tensión, se implementan topologías modulares, esto se debe a las limitaciones que tienen los dispositivos en aspectos de tensión y corriente [11]. Así mismo, se diseñan convertidores electrónicos que presenten una adecuada relación costo-eficiencia, reducción de peso, volumen y pérdidas, altos niveles de aislamiento, y capacidad de operar a los niveles de tensión y corriente requeridos. Estos requerimientos obligan a que la tarea de operar con semiconductores en aplicaciones de media tensión no sea una tarea trivial y que se requieran ciertas adecuaciones según la aplicación.

Un impulsor para convertidores de potencia en redes de media tensión [12] [13] [14] (Figura 3) además de garantizar una operación confiable y controlada debe garantizar:

- Suficiente aislamiento entre la etapa de control y la de potencia.
- Garantizar que las señales de control y la fuente de alimentación para cada semiconductor estén referidas al mismo punto que el semiconductor a operar.
- Sincronía entre las señales de cada semiconductor.

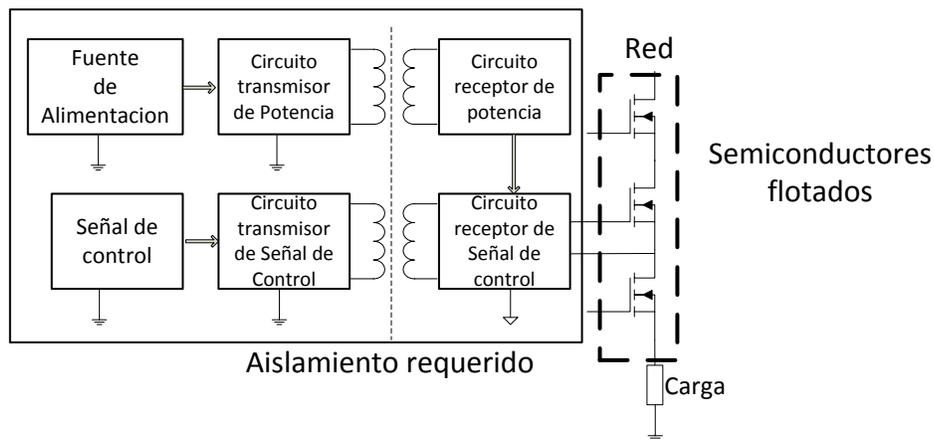


Figura 3 Impulsor para media tensión

Cumplir con estos requerimientos es indispensable para garantizar una correcta operación de la aplicación de media tensión a controlar. Con el desarrollo de este trabajo se abordarán soluciones novedosas para garantizar tanto el aislamiento entre la etapa de control y la etapa de media tensión, como lograr una señal referida al semiconductor que se desea controlar. Aunque el aspecto de la sincronización entre los semiconductores no se aborda se reconoce su importancia y se exponen las implicaciones de emplear las soluciones propuestas como parte de un sistema sincronizado.

Una revisión bibliográfica acerca de las topologías empleadas para circuitos impulsores en redes de media tensión, muestra soluciones para garantizar aislamiento entre la etapa de control y potencia pero transmitiendo por separado la señal de potencia y la señal de control, lo que implica un circuito voluminoso y costoso como se muestra en la figura 4. Es por esto que resulta interesante y se considera un problema relevante y novedoso estudiar la posibilidad de transmitir la señal de potencia y la señal de control de los semiconductores en una misma estructura que garantice el aislamiento necesario para ambas señales.

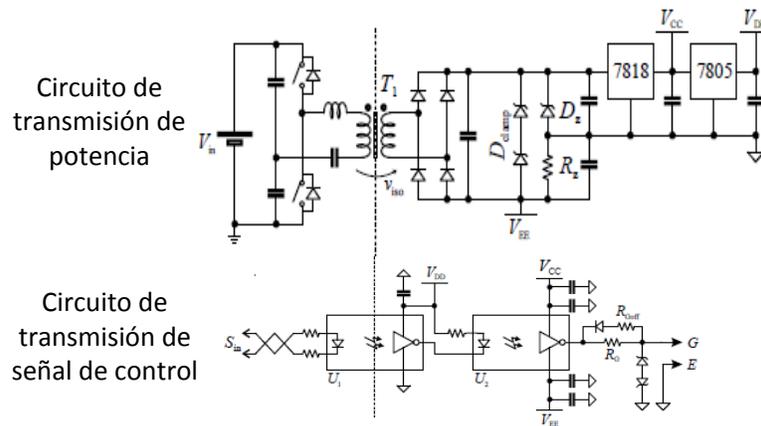


Figura 4 Circuito impulsor de media tensión [15]

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo general

Diseñar un circuito impulsor que permita la transmisión de la señal de control y la potencia de forma aislada empleando una misma estructura magnética y evaluar sus características y parámetros fundamentales de operación.

1.2.2 Objetivos específicos

- Identificar las topologías de circuitos impulsores para media tensión existentes.
- Seleccionar la estrategia de transmisión aislada de potencia y control.
- Definir la topología para la implementación.
- Definir los criterios de diseño considerando el nivel de aislamiento apropiado para media tensión.
- Comparar los resultados obtenidos con las soluciones reportadas en la literatura consultada.

1.2.3 Alcances y limitaciones

- Se construirá un prototipo de impulsor que permitirá transmitir de forma aislada la señal de potencia y control empleando una sola estructura aislante.
- Al impulsor diseñado se le aplicarán pruebas similares a las mostradas en las hojas de datos de otros circuitos impulsores con el objetivo de obtener los parámetros fundamentales que caracterizan la operación de un impulsor.
- A pesar de que entre las particularidades o retos que deben cumplir los impulsores para aplicaciones en media tensión se encuentra la sincronización de la señal de disparo entre los semiconductores, en esta investigación no se abordará esta particularidad. Por tanto, solo se abordarán las particularidades de flotar la fuente de alimentación y la señal de disparo, así como garantizar aislamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia o de alta tensión.

1.3 Organización de la tesis

Para una mejor comprensión del trabajo los capítulos presentados a continuación se organizaron de la siguiente manera:

Capítulo 2. Se analizan las referencias bibliográficas con el objetivo de conocer las topologías empleadas como impulsores de media tensión. Se selecciona una topología con base en distintos criterios para estudiar la posibilidad de lograr una transmisión conjunta de la señal de potencia y control.

Capítulo 3. Se expone la estrategia de control a seguir para lograr la transmisión conjunta de las señales de potencia y de control. Se realiza una breve caracterización del semiconductor a emplear con el objetivo de establecer los requerimientos en potencia y tensión que debe suplir el impulsor diseñado. Se selecciona el medio aislante a emplear empleado y se exponen las implicaciones de su uso. Se analiza el convertidor resonante seleccionado en base a las condiciones de operación y se ofrece un diseño que finalmente permite el empleo del circuito diseñado como circuito impulsor de media tensión.

Capítulo 4. Se realiza la simulación e implementación del impulsor propuesto. Se definen y realizan las pruebas al impulsor que permiten obtener sus parámetros fundamentales de operación. Además se exponen las condiciones bajo las cuales se realizaron las pruebas.

Capítulo 5. Se realiza una comparativa de los resultados obtenidos mediante las pruebas y se compara con las soluciones reportadas en la literatura consultada. Se exponen las implicaciones de los resultados obtenidos en el proceso de sincronización y se realizan las conclusiones del trabajo y se exponen posibles desarrollos futuros abordando la temática del diseño de un impulsor con múltiples salidas sincronizadas para el control de aplicaciones en media tensión.

Capítulo 2 Revisión bibliográfica

Con base en la problemática analizada anteriormente, ubicada alrededor las implicaciones que se presentan en el disparo de semiconductores ubicados en aplicaciones de media tensión se realiza una búsqueda bibliográfica. En esta se analizará la evolución de las topologías de impulsores de media tensión. La búsqueda tendrá como objetivo identificar:

- ✓ Topologías empleadas.
- ✓ Formas de transmisión de la señal de control.
- ✓ Características de la fuente de alimentación.
- ✓ Formas de lograr el aislamiento entre la etapa de potencia y control.
- ✓ Eficiencia alcanzada.

2.1 Topologías empleadas como fuente de alimentación.

Las fuentes de alimentación de los impulsores media tensión cumplen dos funciones fundamentales. Una de estas es suministrar la potencia requerida por el manejador de compuerta para comandar al semiconductor. Otra de sus funciones es alimentar los circuitos auxiliares del semiconductor, como son los circuitos de protección y los circuitos de sincronización. Es por esto que su función en el impulsor es de vital importancia.

La revisión bibliográfica acerca de las topologías empleadas para la transmisión aislada de potencia se muestra a continuación.

2.1.1 Convertidor resonante CD-CD.

En el circuito de la figura 7 se presenta un convertidor CD-CD resonante para transmisión de energía entre dos bobinas [16-18]. La transferencia se realiza entre dos bobinas acopladas magnéticamente. Este circuito permite la transmisión de 100 W de potencia con 35kV de aislamiento empleando aire como dieléctrico. En su implementación reportó una eficiencia del 80%.

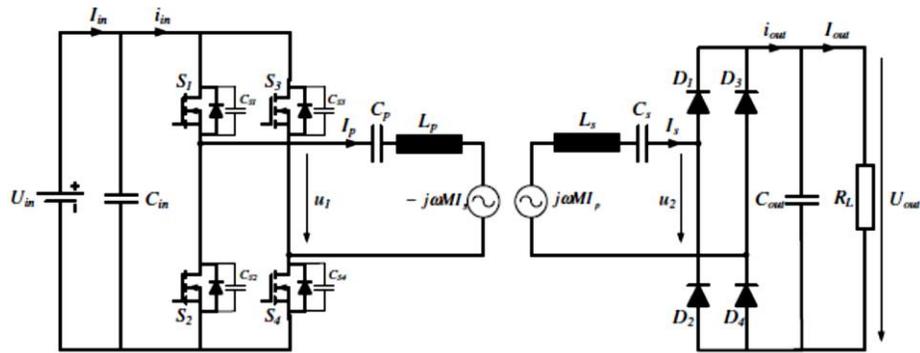


Figura 5 Fuente de alimentación CD-CD resonante [16]

2.1.2 Convertidor CD-CD basado en transformadores planares

La topología mostrada en la figura 6 se basa en el uso de transformadores planares [19]. Fue reportada con una eficiencia del 65% para una carga de 6W (plena carga). Se estimó que aproximadamente el 65% de las pérdidas se encontraban en el generador de pulso del circuito integrado, las pérdidas óhmicas de las bobinas y los reguladores de voltaje. En su implementación se reportó un aislamiento de 18kV empleando material FR-4.

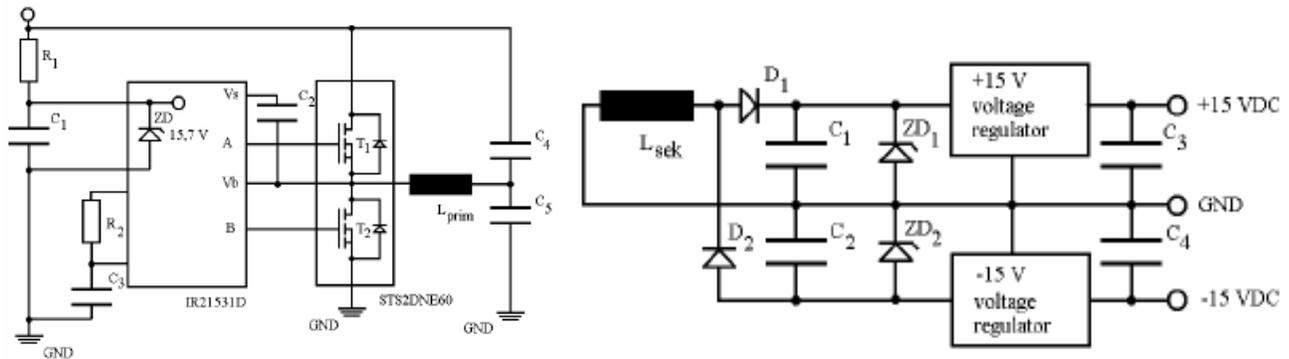


Figura 6 Fuente aislada basada en transformadores planares [19]

2.1.3 Convertidor de medio puente

Basado en un convertidor medio puente, se implementó el circuito mostrado en la figura 7 [15]. Esta topología fue diseñada para alimentar un impulsor que controla a un IGTB de 3kV de voltaje de bloqueo. Estos semiconductores forman parte de un transformador de estado sólido de 10kW y están conectados a un bus de CD de 2kV. La fuente mostrada brinda un aislamiento de 16kV empleando un transformador de aislamiento y la potencia de salida máxima fue de 1.5W.

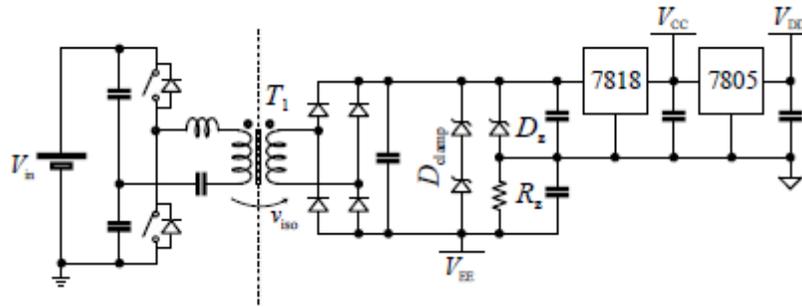


Figura 7 Fuente aislada con estructura de medio puente [15]

2.2 Topologías empleadas para la transmisión de la señal de control

La señal de control con la que se comandan los semiconductores debe estar referida al mismo punto que el semiconductor. En aplicaciones de media tensión esta referencia suele estar ubicada en niveles de voltajes elevados. Esto obliga a que como requisito fundamental de diseño se deba garantizar que la señal de control del semiconductor este aislada eléctricamente, de manera que entre el circuito que la produce y la etapa de media tensión no existan contactos.

Para aplicaciones de media tensión se emplean fundamentalmente dos formas de transmisión y aislamiento de la señal de control:

- ✓ Opto-aislamiento.
- ✓ Aislamiento galvánico.

2.2.1 Topologías que emplean Opto-Aislamiento

El circuito mostrado en la figura 8 fue implementado para controlar los semiconductores de un transformador de estado sólido [15]. El aislamiento de la señal se logra mediante un opto-acoplador con capacidad de aislamiento de 16kV.

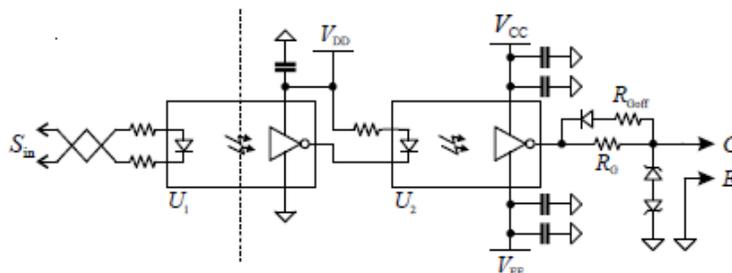


Figura 8 Señal de control aislada empleando opto-acoplador [15]

Otra variante del uso del opto-aislamiento se muestra en la figura 9 en donde el aislamiento se logra mediante la transmisión de la señal de control por fibra óptica [20]. La topología provee de un elevado nivel de aislamiento a la señal de control. En el caso presentado el aislamiento es de 22kV.

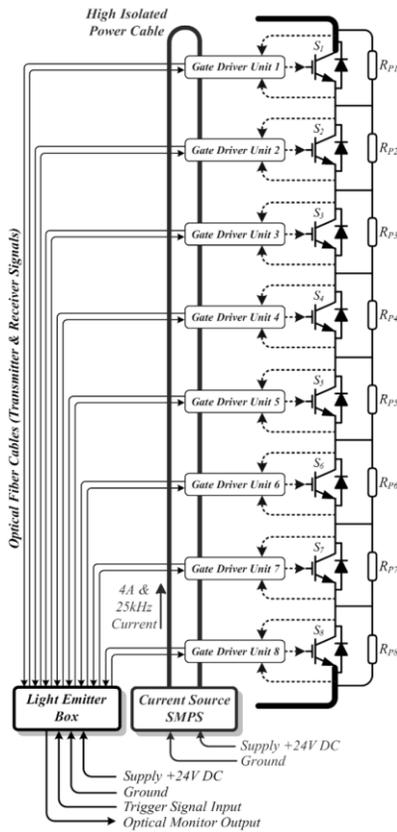


Figura 9 Aislamiento de señal de control empleando fibra óptica [20]

2.2.2 Topologías que emplean aislamiento galvánico

En la topología mostrada en la figura 10 se emplea un transformador para transmitir la señal de potencia a los impulsores y un transformador diferente para enviar la señal de control [21]. Mediante el aislamiento galvánico que brinda el transformador que para esta implementación es de 30 kV se logra el aislamiento de la señal de control.

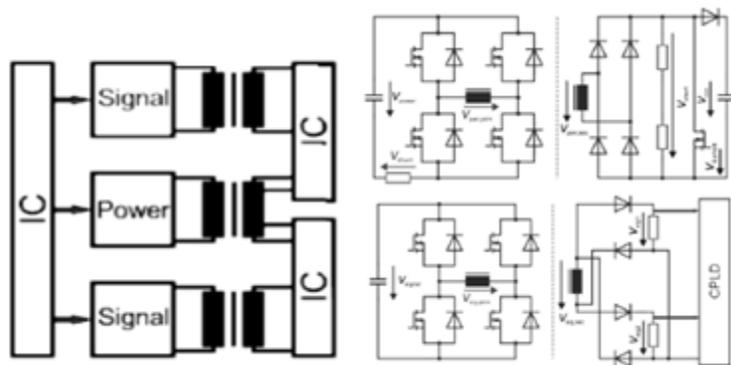


Figura 10 Empleo de aislamiento galvánico para transmitir la señal de control [21]

En las tablas 1 y 2 se realiza un resumen de las configuraciones empleadas para la transmisión aislada de potencia y señal de control para aplicaciones de media tensión.

Tabla 1 Topologías empleadas como fuentes de alimentación aisladas

Topología	Tipo de aislamiento	η (%)	Potencia (W)	Aislamiento (kV)
Convertidor resonante [16-18]	Bobinas acopladas	80	100	35
Transformadores planares [19]	Aislamiento galvánico	65	6	18
Topología de medio puente [15]	Transformador con núcleo magnético	68	15	16

Tabla 2 Topologías para la transmisión de la señal de control

Forma de transmisión de la señal	Aislamiento (kV)
Empleo de Opto-Acoplador [15]	16
Empleo de fibra óptica [20]	22
Empleo de aislamiento galvánico [21]	30

De la revisión del estado del arte se observó que:

- Los impulsores reportados en la literatura consultada constan de dos partes fundamentales, transmisión aislada de la señal de control y transmisión aislada de la alimentación de la parte del circuito referida a media tensión.

- Las tecnologías para garantizar el aislamiento reportadas en la literatura para niveles de media tensión en los circuitos de potencia y de control son: estructura magnética más fibra óptica , estructura magnética más opto acoplador o estructuras magnéticas separadas para ambas señales
- La topología que mayor eficiencia presenta es la basada en el convertidor resonante, esta permite transmitir cantidades relativamente grandes de potencia y garantiza un nivel de aislamiento suficiente para aplicaciones de media tensión.
- De las topologías de transmisión de la señal de control se observa que la señal de control es posible transmitirla empleando aislamiento galvánico y que este garantiza un aislamiento suficiente para aplicaciones de media tensión.

2.3 Propuesta de solución

Partiendo de que los circuitos impulsores reportados en la literatura emplean un circuito para la transmisión de potencia y otro para la señal de control como se muestra en la figura 11, lo que ocasiona que se tengan topologías voluminosas y costosas en su implementación se propone un diseño de circuito impulsor que permite la transmisión de la señal de control y la de potencia empleando una sola estructura aislante como se muestra de forma general en la figura 12.

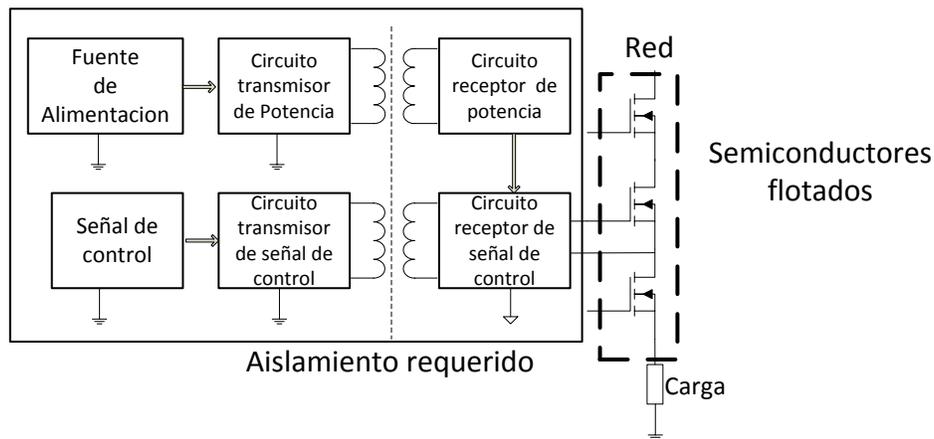


Figura 11 Esquema típico de un impulsor de media tensión

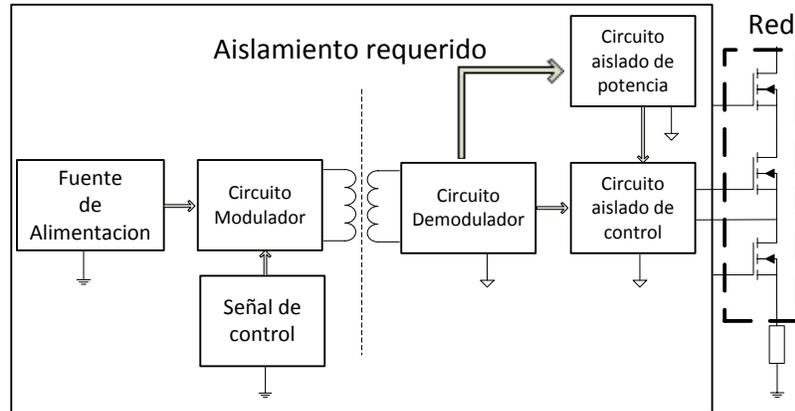


Figura 12 Propuesta de impulsor con una sola estructura aislante

Tomando como referencia que la topología que mayor eficiencia presenta para la transmisión de la señal de potencia es la basada en el convertidor resonante, que es posible transmitir la señal de control empleando aislamiento galvánico, se decide seleccionar la topología basada en el convertidor resonante para transmitir la señal de potencia y operando sobre su control transmitir de forma modulada y empleando la misma estructura la señal de control del convertidor de media tensión.

La principal aportación de este trabajo consiste la transmisión conjunta de las señales de potencia y control empleando una sola estructura aislante. Propuesta que no ha sido encontrada directamente en la literatura consultada hasta la fecha. Esto permite atacar la problemática de tener un circuito para transmitir la señal de potencia y otro para la señal de control. Con la propuesta realizada se obtiene una topología que presenta un menor volumen y menores costos en su implementación.

Debido a que la solución propuesta en este trabajo no aborda solucionar la sincronización entre los semiconductores en su operación, se propone un circuito impulsor que permite el control de un semiconductor aislado. El diseño propuesto se realizó sin perder de vista que en trabajos futuros se podría extender a múltiples salidas y posteriormente al tema se la sincronización.

Capítulo 3 Análisis y diseño del impulsor

En la revisión bibliográfica se estudiaron los circuitos impulsores empleados en aplicaciones de media tensión. Estos están compuestos por dos circuitos aislados. Un circuito es utilizado para transmitir la señal de potencia empleada para alimentar el controlador de compuerta del MOSFET, los circuitos de sincronización y los circuitos de protección del semiconductor. Por otra parte se emplea otro circuito que se encarga de transmitir la señal de control al semiconductor.

Para dar solución a la problemática de realizar la transmisión conjunta de ambas señales se selecciona la topología resonante. Esta topología permite transmitir cantidades relativamente altas de potencia empleando bobinas acopladas magnéticamente. Como resultado adicional de la revisión bibliográfica se obtuvo que es posible transmitir la señal de potencia empleando aislamiento galvánico, con lo que surge la idea de operar adecuadamente sobre el sistema de control del convertidor resonante previamente mencionado para transmitir de forma modulada las señales de control y de potencia.

3.1 Estrategia de control y transmisión

Un convertidor trabaja en resonancia sin importar cuál sea la amplitud del voltaje de alimentación, la resonancia de un convertidor solo estará determinada por la relación de reactancias de los elementos del circuito y por la frecuencia de la señal de alimentación. Los convertidores resonantes se diseñan con un factor de calidad alto de manera que se comporten de manera análoga a un filtro. Esta estrategia de diseño permite que el convertidor a la entrada solo vea la tensión del armónico fundamental de la tensión de alimentación.

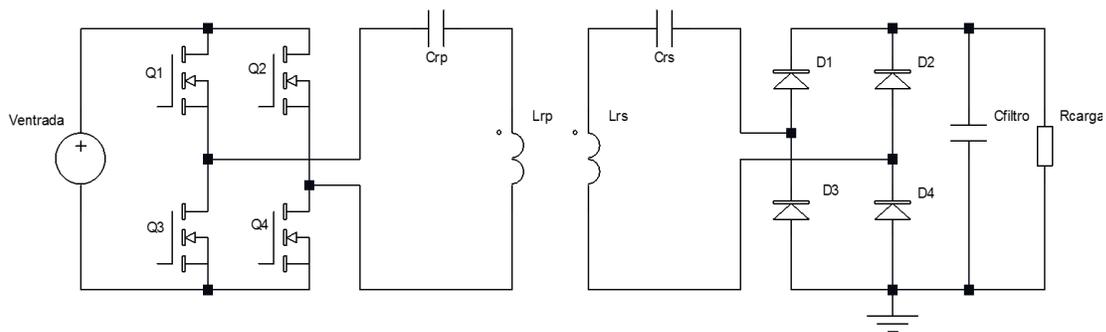


Figura 13 Convertidor resonante seleccionado

Partiendo de esto se propone:

Alimentar al convertidor mostrado en la figura 13 con dos patrones de conmutación.

1. Patrón de conmutación bipolar.

El patrón de conmutación bipolar se obtiene conmutando los semiconductores 1-4 y 2-3. Esto permite que el tanque resonante se alimente con una señal bipolar, en la que el valor pico de la tensión del armónico fundamental está dado por la ecuación 1.

$$V_{p1} = \frac{4 * E}{\pi} \quad (1)$$

Donde:

V_{p1} : Amplitud del armónico fundamental

E : Tensión de entrada

2. Patrón de conmutación unipolar.

El patrón de conmutación unipolar se obtiene conmutando los semiconductores 1-4 y 3-4. Con este patrón de conmutación se alimenta el tanque resonante con una señal unipolar de tensión. La ecuación 2 muestra el valor pico del armónico fundamental de tensión.

$$V_{p2} = \frac{2 * E}{\pi} \quad (2)$$

Donde:

V_{p2} : Amplitud del armónico fundamental

E : Tensión de entrada

La conmutación de los semiconductores operando entre estos patrones se muestra en la figura 14. Como se observa la frecuencia con la que opera en cada patrón de conmutación es constante. Esta es la frecuencia a la que se diseña el convertidor resonante.

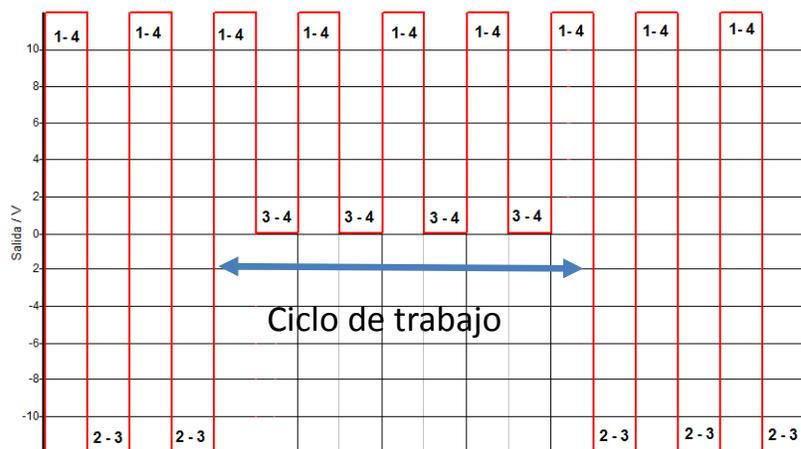


Figura 14 Patrones de conmutación

El tiempo que transcurre mientras está operando entre un patrón de conmutación u otro es el que permite obtener una tensión modulada en la entrada y por ende a la salida. La forma de estas tensiones se muestra en las figuras 15 y 16.

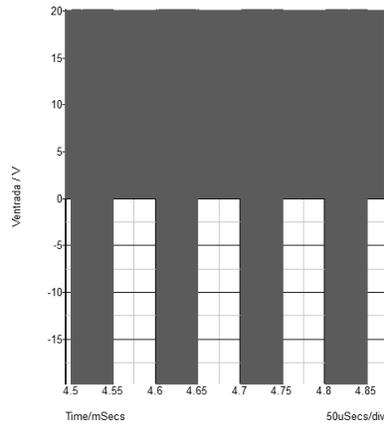


Figura 15 Señal de alimentación del tanque resonante

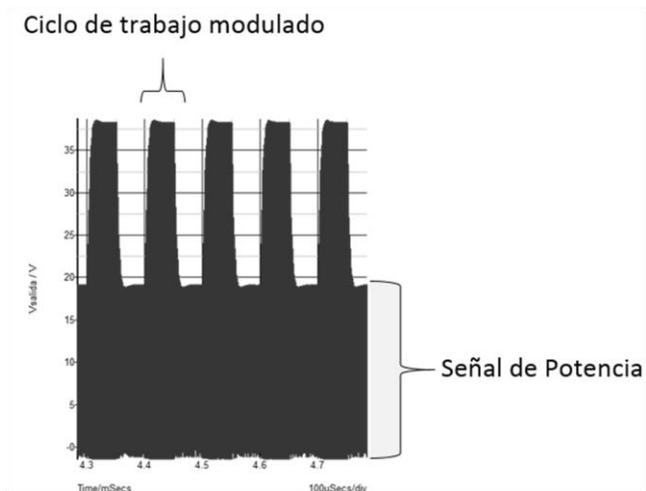


Figura 16 Voltaje modulado en la carga

Como se puede observar en la figura 16 la estrategia de control propuesta garantiza que en todo momento se transmita potencia sin importar el ciclo de trabajo. Con base en esto se diseña el convertidor resonante para que se transfiera la potencia mínima suficiente como para que opere el impulsora.

3.2 Caracterización del semiconductor de media tensión

Para aplicaciones de media tensión se emplean semiconductores con altas tensiones de bloqueo entre drenaje y fuente [22-28]. Estos semiconductores aunque ya se comercializan aún están en su etapa de desarrollo y la totalidad de sus características técnicas no se encuentran disponibles. De los MOSFET comercialmente disponibles, el que permite manejar mayor tensión de bloqueo es el MOSFET de carburo de silicio CPM2-1700-0045B comercializado por CREE, sus características principales se muestran en la tabla 3.

Tabla 3 Características del CPM2-1700-0045B.

	Parámetro	Valor
VDS	Voltaje de drenaje a fuente	1700 V
VGS	Voltaje entre compuerta y fuente	-10 to 25 V
ID	Corriente nominal de drenaje a TC=100°C	72 A
Cin	Capacitancia de entrada del MOSFET	3672 pF
VGS(th)	Umbral de voltaje de compuerta	1.8 V

3.2.1 Determinación de la potencia demandada por el semiconductor

En aplicaciones de media tensión debido a la potencia que manejan los semiconductores la frecuencia de conmutación que se maneja es una frecuencia relativamente baja. Para el diseño del impulsor propuesto se propone una frecuencia de 10kHz como frecuencia de operación de la aplicación de media tensión.

Tomando como referencia la frecuencia máxima propuesta de 10kHz y que se desea que el convertidor de media tensión trabaje entre un 5% y 95% de ciclo de trabajo se propone que el tiempo de subida (t_s) del impulsor sea del 1% del ciclo mínimo de trabajo (5%).

Obteniendo que:

$$t(5\%) = \frac{5 * 100 * 10^{-6}}{100} = 5 \mu s \quad (3)$$

$$t_s = \frac{1 * t(5\%)}{100} = 50 ns \quad (4)$$

Para la determinación de la potencia necesaria para disparar el semiconductor de media tensión se empleó la ecuación

$$P_{dis} = \frac{1}{2 * t_s} * C_{in} * V_{gs(th)}^2 \quad (5)$$

Donde:

P_{dis} : Potencia necesaria para disparar el MOSFET

C_{in} : Capacitancia de entrada del semiconductor

$V_{gs(th)}$: Voltaje umbral de compuerta

$$P_{dis} = \frac{1}{2 * 50 * 10^{-9}} * 3672 * 10^{-12} * 1.8^2 = 0.12 \text{ W}$$

Como se puede demostrar con el cálculo anterior la potencia necesaria para disparar al semiconductor es relativamente baja. Esta potencia garantiza que la capacitancia de entrada del semiconductor alcance la tensión umbral en el 1% del ciclo mínimo de trabajo total. Para efectos de diseño del impulsor se asumirá esta potencia como 0.2 W teniendo en cuenta las pérdidas reales que aparecen en la implementación.

3.3 Selección del medio aislante a emplear

Uno de los requerimientos o retos más importantes que deben cumplir los circuitos impulsores es el poder aislar los altos niveles de tensión existentes en la aplicación de media tensión del circuito de control. En redes de media tensión estos niveles pueden llegar hasta tensiones de 36kV, tensión suficiente para dañar permanentemente cualquier circuito de control. Diversos son los dieléctricos empleados en redes de media tensión como se muestra en la tabla 4[29].

Tabla 4 Rigidez dieléctrica de algunos materiales aislantes

Material	Rigidez Dieléctrica(kV/mm)
Aire a 70°C	3
Rexina epoxy	15
CoolPoly-D5108	29
Mica	11-43
Aceite	10-15
Papel	22-49
NOMEX	27

Se puede observar que de todos los materiales aislantes mostrados el aire es el que presenta menor rigidez dieléctrica, lo que implica que se necesita mucho más volumen de aire para aislar la misma tensión que con cualquier otro dieléctrico. Sin embargo, el aire como dieléctrico presenta dos grandes ventajas que lo hacen una opción a considerar:

1. Costo
2. Tiempo de vida útil

El aire es un recurso disponible en cualquier parte del mundo con costos prácticamente nulos, no así otros dieléctricos. Este presenta mayor tiempo de vida útil que otros dieléctricos debido a que no se ve afectado por descargas parciales, una de las principales causas del deterioro de los materiales aislantes. Emplear aire como aislante en el impulsor provoca que se tengan que separar las bobinas mucho más que con cualquier otro material, esto implica mayor flujo de dispersión, mayor error en la recuperación de información y eficiencias más bajas, sin embargo, un diseño que obtenga con un error relativamente pequeño la información del ciclo de trabajo empleando aire será competitivamente superior al menos en costo que cualquier otra propuesta. Por tanto, teniendo como parámetros fundamentales para la selección del dieléctrico el costo y el tiempo de vida útil, se decide emplear como material aislante el aire.

Cuando se emplean bobinas planas a una presión atmosférica de 1atm el aire presenta una rigidez dieléctrica 27.28 kV/cm [30], para la implementación en análisis se decidió establecer una separación de 2.5cm, lo que equivale a un aislamiento de 68.2kV, tensión suficiente para operar en redes de media tensión.

3.4 Análisis del convertidor resonante

El análisis de la topología seleccionada se realiza a partir de la metodología propuesta en [31] [32] en donde la principal restricción es que el análisis es válido solo para el comportamiento del circuito en régimen estacionario y que la frecuencia de conmutación de los interruptores es igual a la frecuencia de resonancia. Una de las principales ventajas del empleo de convertidores resonantes sintonizados a la frecuencia de conmutación es la reducción de pérdidas cuando se logran conmutaciones a cero de voltaje y cero de corriente.

La metodología empleada para el análisis parte del planteamiento de que un circuito, cualquiera sea su configuración, que contenga elementos inductivos y capacitivos se encuentra en resonancia si la reactancia equivalente vista desde la fuente es igual a cero. Para que exista la resonancia debe existir en el circuito al menos un elemento inductivo y uno capacitivo los cuales tengan desde el punto de vista de la fuente una reactancia igual a cero.

Tomando como referencia este planteamiento la metodología de diseño propone reducir cualquier circuito a su circuito equivalente serie, establecer la condición de resonancia y luego obtener los valores de los elementos que conforman el circuito.

Para realizar el análisis del convertidor de la figura 13 se siguieron los siguientes pasos:

Paso 1. Reducir el circuito a su equivalente serie.

Reducción de la fuente de entrada y los semiconductores

Para el diseño del convertidor resonante se selecciona un factor de calidad (Q) elevado. Esto permite que el circuito se comporte como un filtro y que se pueda tratar a la fuente de entrada y a los semiconductores como una fuente de AC sinusoidal pura equivalente como se muestra en la figura 17, con una frecuencia igual a la frecuencia de conmutación y con una amplitud igual a la amplitud del primer armónico producido por la fuente de CD y los semiconductores.

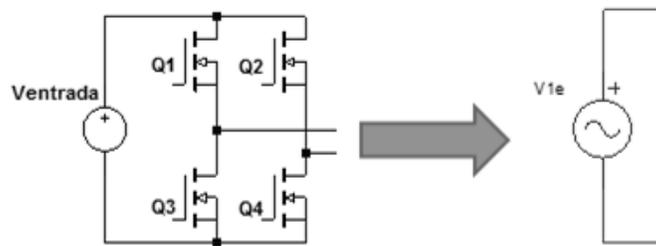


Figura 17 Reducción de la fuente de entrada

Donde:

Para el patrón de conmutación bipolar

$$V1e = Vp1 * sen(2 * \pi * fs * t) \tag{6}$$

Donde:

V1e: Voltaje sinusoidal del patrón de conmutación bipolar.

Vp1: Voltaje pico del armónico fundamental.

fs: Frecuencia de conmutación de los semiconductores.

Para el patrón de conmutación unipolar

$$V1e = Vp2 * sen(2 * \pi * fs * t) \tag{7}$$

Donde:

V1e: Voltaje sinusoidal del patrón de conmutación bipolar.

Vp2: Voltaje pico del armónico fundamental.

fs: Frecuencia de conmutación de los semiconductores.

Reducción del acoplamiento inductivo

Para reducir el acoplamiento inductivo del convertidor resonante de la figura 13 a su equivalente, se introduce el concepto de inductancia mutua y auto-inductancia quedando el circuito equivalente de las bobinas acopladas como se muestra en la figura 18.



Figura 18 Modelo equivalente de las bobinas acopladas

Donde:

L_{rp} : Inductancia de la bobina primaria

L_{rs} : Inductancia de la bobina secundaria

M : Inductancia mutua del acoplamiento

L_{1e} : Auto-inductancia de la bobina primaria

L_{2e} : Auto-inductancia de la bobina secundaria

L_m : Inductancia mutua

Los valores de las auto-inductancias (L_{1e} y L_{2e}) y el valor de la inductancia mutua L_m se obtienen mediante mediciones una construida la estructura aislante.

Reducción del rectificador y capacitor de filtrado

Los convertidores resonantes son empleados para obtener tensiones de CA, en el circuito de la figura 13 se emplea un puente rectificador y un capacitor de filtrado para convertir esta tensión de CA en CD. Para efectos de análisis del circuito resonante el rectificador y el capacitor de filtrado se consideran como una fuente de CD que no aporta nada a la resonancia. Por lo antes mencionado se reduce el rectificador, el capacitor de filtrado y la carga a una carga única alimentada con CA como se muestra en la figura 19.

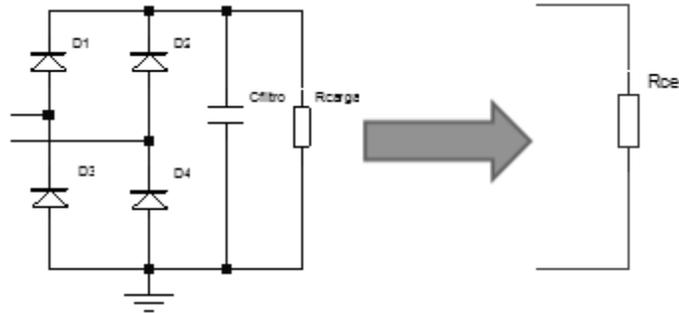


Figura 19 Reducción del rectificador y capacitor de filtrado

Aplicadas las reducciones correspondientes el circuito de la figura 13 queda como se muestra en la figura 20.

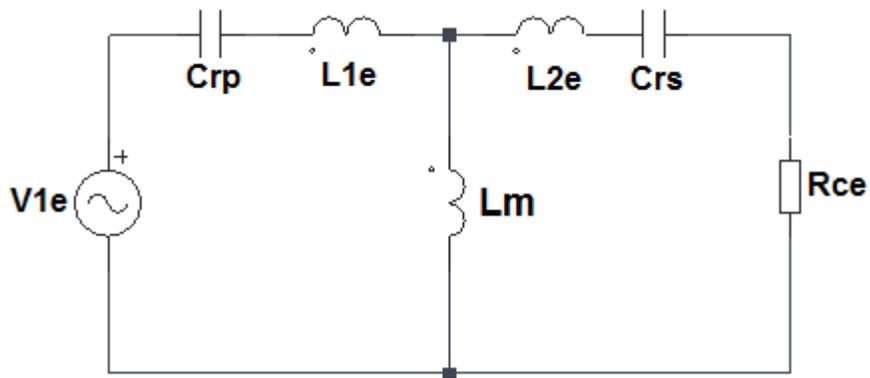


Figura 20 Circuito resonante parcialmente reducido

Como se mencionó anteriormente la frecuencia de resonancia del tanque se selecciona igual a la frecuencia del convertidor. En la figura 21 se muestra el diagrama de resistencias y reactancias del circuito en donde se han sustituido los valores de capacitancia e inductancia por sus reactancias correspondientes. Para la determinación de las reactancias correspondientes se emplearon las ecuaciones 8 y 9.

$$XL = 2 * \pi * fs * L \quad (8)$$

$$Xc = \frac{1}{2 * \pi * fs * c} \quad (9)$$

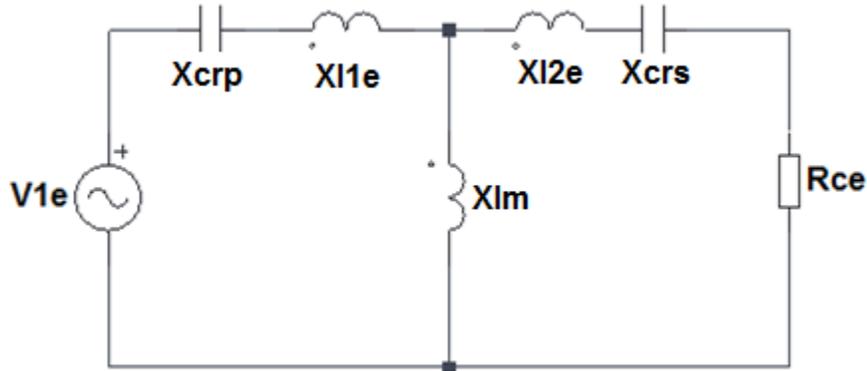


Figura 21 Diagrama de resistencias y reactancias del circuito

Donde:

$Xcrp$: Reactancia del capacitor resonante primario

$Xcrs$: Reactancia del capacitor resonante secundario

Xlm : Reactancia mutua del acoplamiento

$Xl1e$: Reactancia de la bobina primaria

$Xl2e$: Reactancia de la bobina secundaria

Rce : Resistencia de carga equivalente

Los elementos del circuito de la figura 21 se obtienen mediante las expresiones siguientes:

$$Xcrp = \frac{1}{2 * \pi * f * Crp} \quad (10)$$

$$Xcrs = \frac{1}{2 * \pi * f * Crs} \quad (11)$$

$$Xlm = 2 * \pi * f * Lm \quad (12)$$

$$Xl1e = 2 * \pi * f * L1e \quad (13)$$

$$Xl2e = 2 * \pi * f * L2e \quad (14)$$

Mediante la reducción del circuito de la figura 21 se obtiene el circuito equivalente serie del convertidor resonante. En la figura 22 se muestra el circuito de impedancias en donde se muestran las impedancias equivalentes de cada una de las ramas.

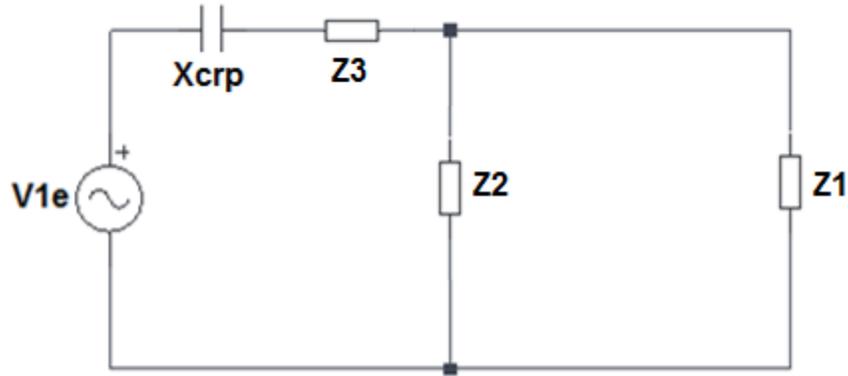


Figura 22 Diagrama de impedancias equivalente

Donde:

$$Z1 = Rce + j(Xl2e - Xcrs) \quad (15)$$

$$Z2 = jXlm \quad (16)$$

$$Z3 = jXl1e \quad (17)$$

La impedancia equivalente del circuito se calcula resolviendo el paralelo entre las impedancias $Z1$ y $Z2$, posteriormente se le adiciona la impedancia $Z3$ como se muestra en la ecuación 18.

$$Zequiv = Z3 + \frac{Z1 * Z2}{Z1 + Z2} \quad (18)$$

De la expresión resultante de la $Zequiv$ se obtienen la $Requiv$ y la $Xequiv$ como se muestra en la ecuación 19. Estos valores son los empleados para determinar los elementos del circuito resonante en análisis.

$$Zequiv = Requiv + jXequiv \quad (19)$$

Una vez establecidas las adecuaciones de análisis se procede a reducir los elementos del circuito con el objetivo de obtener un circuito equivalente serie como se muestra en la figura 23.

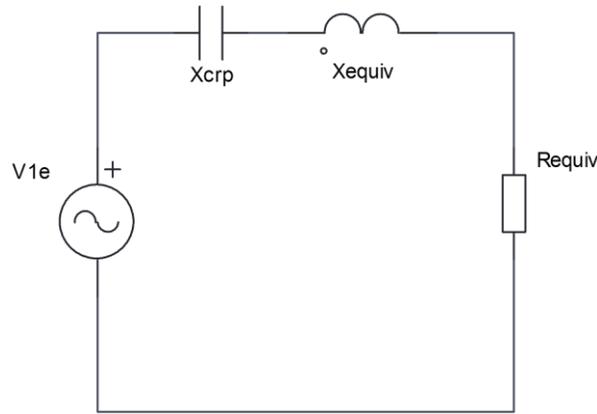


Figura 23 Circuito equivalente serie

Donde:

$$Requiv = \frac{Rce * (Xm + XL1e) * (Xm - Xcrs + XL2e) - Rce * (XL1e * (Xm - Xcrs + XL2e) - Xm * (Xcrs - XL2e))}{Rce^2 + (Xm - Xcrs + XL2e)^2} \quad (20)$$

$$Xequiv = \frac{Rce^2(Xlm + XL1e) + (XL1e * (Xlm - Xcrs + XL2e) - Xlm * (Xcrs - XL2e)) * (Xlm - Xcrs + XL2e)}{Rce^2 + (Xlm - Xcrs + XL2e)^2} \quad (21)$$

Paso 2. Aplicar la condición de resonancia.

Un circuito se encuentra en resonancia cuando la reactancia capacitiva es igual a la reactancia inductiva. Esto implica que la reactancia total del circuito es igual a cero y que el circuito desde el punto de vista de la fuente se comporta como resistivo. Aunque la reactancia total del circuito sea cero, para que exista la resonancia tanto la reactancia capacitiva como la reactancia inductiva deben existir y ser iguales.

De aplicar la condición de resonancia al circuito de la figura 23 resulta que:

$$Xcrp = Xequiv \quad (22)$$

$$Xcrp = \frac{Rce^2(Xlm + XL2e) + (XL1e * (Xlm - Xcrs + XL2e) - Xlm * (Xcrs - XL2e)) * (Xlm - Xcrs + XL2e)}{Rce^2 + (Xlm - Xcrs + XL2e)^2} \quad (23)$$

Paso 3. Establecer la condición de igualdad de potencia.

Cuando se cumple la condición de resonancia anteriormente descrita el circuito solo consume potencia activa. Por tanto se puede afirmar que si se trabaja en régimen estacionario:

$$P_{Rce} = P_{Requiv} \quad (24)$$

$$\frac{V_{Rce(pico)}^2}{2 * R_{ce}} = \frac{V_{1e(pico)}^2}{2 * R^*_{equiv}}$$

$$R^*_{equiv} = \frac{V_{1e(pico)}^2 * R_{ce}}{V_{Rce(pico)}^2}$$

$$R^*_{equiv} = \frac{V_{1e(pico)}^2}{2 * P_o} \quad (25)$$

Donde P_o representa la potencia a la salida del convertidor resonante de la figura 13.

El valor de X_{crs} se obtiene de igualar las ecuaciones 20 y 25

$$R^*_{equiv} = R_{equiv}$$

$$\frac{V_{1e(pico)}^2}{2 * P_o} = \frac{R_{ce} * (X_m + X_{L1e}) * (X_m - X_{crs} + X_{L2e}) - R_{ce} * (X_{L1e} * (X_m - X_{crs} + X_{L2e}) - X_m * (X_{crs} - X_{L2e}))}{R_{ce}^2 + (X_m - X_{crs} + X_{L2e})^2} \quad (26)$$

De la resolución de esta ecuación resulta el valor de X_{crs} debido a que todos los parámetros restantes son conocidos o son parámetros de diseños.

Paso 4. Determinar el valor del factor de calidad (Q)

El factor de calidad expresa la relación entre la potencia reactiva y la potencia activa en el circuito, indica cuanta potencia reactiva maneja el circuito por unidad de potencia activa. Un factor de calidad alto implica que el circuito resonante está filtrando mucho mejor la señal de entrada, sin embargo también implica un mayor manejo de energía reactiva y por tanto requerirá elementos resonantes de mayor capacidad. Para diseños de tanques resonantes basta con que el factor de calidad este alrededor de 5 para que exista un balance entre la potencia que se maneja y el filtrado de la señal de entrada. El factor de calidad se determina por:

$$Q = \frac{X_{equiv}}{R_{equiv}} \quad (27)$$

$$Q = \frac{Rce^2(Xlm + Xldisp1) + (XL1e * (Xlm - Xcrs + XL2e) - Xlm * (Xcrs - XL2e)) * (Xlm - Xcrs + XL2e)}{Rce * (Xlm + XL2e) * (Xlm - Xcrs + XL2e) - Rce * (XL2e * (Xlm - Xcrs + XL2e) - Xlm * (Xcrs - XL2e))} \quad (28)$$

Con el análisis matemático de la topología seleccionada se concluye que los parámetros que afectan la condición de resonancia de un tanque solo dependen de la relación interna de las resistencias y reactancias del circuito. Las reactancias del circuito están determinadas por los valores de las capacitancias existentes, las inductancias, tanto las auto-inductancia como la mutua y la frecuencia de operación del tanque resonante.

3.5 Determinación de las auto-inductancias e inductancia mutua

Uno de los elementos claves en el impulsor propuesto es el acoplamiento magnético que se logra con las bobinas aislantes. Un par de bobinas acopladas magnéticamente pueden ser modeladas a partir de 3 bobinas sin acoplamiento magnético como se muestra en la figura 24.

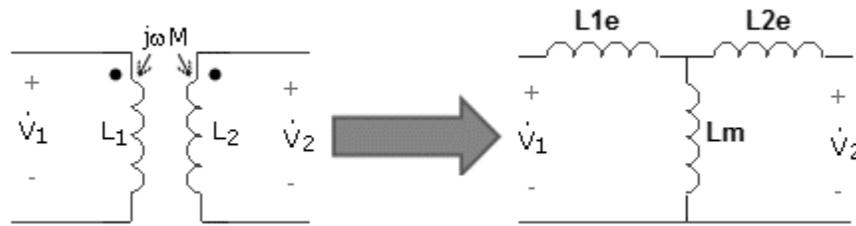


Figura 24 Circuito equivalente de las bobinas acopladas

Donde:

$L1e$: auto-inductancia de la bobina L1

$L2e$: auto-inductancia de la bobina L2

Lm : inductancia mutua

Para realizar el acoplamiento magnético se emplearon dos bobinas WE 760308141, de las cuales se muestran en la tabla 5 sus principales características técnicas.

Tabla 5 Características de las bobinas transmisoras empleadas

	Categorías	Bobinas de carga inalámbrica
	Función	Transmisor
	Inductancia	10 μ H
	Tipo	1 Espiral, 1 capa
	Corriente nominal	9 A
	Corriente - Saturación	16 A
	Frecuencia - autoresonante	11 MHz
	Tamaño / Medidas	2.10" L x 2.10" A x 0.26" H (53.3 mm x 53.3 mm x 6.5 mm)

Para la determinación de las auto-inductancias y la inductancia mutua se siguió el procedimiento de medición indicado en [33] Los valores obtenidos se muestran en la tabla 6

Tabla 6 Inductancias de las bobinas transmisoras

Parámetro	Descripción	Expresión	Valor
Lrp	Inductancia bobina 1		10.3 uH
Lrs	Inductancia bobina 2		10.3uH
Lt1	Inductancia total polaridad aditiva	$Lrp + Lrs + 2Lm$	22.8 uH
Lt2	Inductancia total polaridad sustractiva	$Lrp + Lrs - 2 * Lm$	16.2 uH
Lm	Inductancia mutua	$\frac{Lt1 - Lt2}{4}$	1.1 uH
L1e	Auto-inductancia 1	$Lrp - Lm$	9.2 uH
L2e	Auto-inductancia 2	$Lrs - Lm$	9.2 uH
K	Factor de acoplamiento	$\frac{Lm}{\sqrt{L1e * L2e}}$	0.12

Como se puede observar al factor de acoplamiento es bastante bajo en este tipo de estructuras acopladas magnéticamente, la principal razón se debe a la distancia entre las bobinas que previamente se había definido de 2.5 cm.

3.6 Calculo de los elementos del impulsor

3.6.1 Diseño de la etapa de potencia

Para el diseño de la etapa de potencia se partió de las siguientes consideraciones:

- Potencia de salida: La etapa de potencia debe ser capaz de suplir la potencia demandada por el semiconductor en las conmutaciones y por el circuito demodulador en su operación. Por esta razón y tomando el cálculo de la potencia demandada por el semiconductor se decide diseñar la etapa de potencia con 2 watts de salida.
- Voltaje de CD a la salida: El circuito de potencia debe garantizar la tensión suficiente para alimentar tanto los circuitos integrados del demodulador como el manejador de compuerta del semiconductor de potencia. Tomando como referencia que la tensión de alimentación de los circuitos integrados empleados no superaba los 12 V y que esta era una tensión suficiente para alimentar la señal de compuerta del semiconductor se decide tomar como tensión de salida la tensión de 12V.
- El diseño del convertidor resonante se realiza tomando en cuenta el patrón de conmutación unipolar. Este diseño permite fijar como potencia mínima dos watts de manera que un aumento del ciclo de trabajo aumenta la potencia transmitida con lo que se garantiza que el convertidor pueda seguir operando aun con el mínimo ciclo de trabajo.

La tabla 7 muestra los parámetros de diseño de la etapa de potencia del impulsor

Tabla 7 Parámetros de diseño del convertidor resonante.

Parámetro	Descripción	Valor
Po	Potencia de salida	2 W
Ventrada	Voltaje de CD a la entrada	12 V
Vocd	Voltaje de CD a la salida	12 V
fs	Frecuencia de conmutación	800kHz
Lm	Inductancia magnetizante	1.1 uH
L1e	Auto-inductancia 1	9.2 uH
L2e	Auto-inductancia 2	9.2 uH

Para el diseño se sigue la metodología de cálculo propuesta en la tabla 8.

Tabla 8 Metodología de cálculo de convertidores resonantes.

Paso	Parámetro	Descripción	Ecuación	Valor
1	V_{p2}	Voltaje Fundamental (pico)	$\frac{2 * V_{entrada}}{\pi}$	7.64 V
2	V_o	Voltaje pico a la salida del tanque resonante	V_{ocd}	12 V
3	R_{ce}	Resistencia de carga equivalente	$\frac{V_o^2}{2 * P_o}$	36 Ω
4	X_{lm}	Reactancia mutua	$2 * \pi * f_s * L_m$	5.52 Ω
5	X_{L1e}	Reactancia de la Auto-Inductancia 1	$2 * \pi * f_s * L_{1e}$	46.22 Ω
6	X_{L2e}	Reactancia de dispersión secundaria	$2 * \pi * f_s * L_{2e}$	46.22 Ω
7	X_{equiv}	Expresión de la reactancia serie equivalente	Ecuación 9	
8	R_{equiv}	Expresión de la resistencia serie equivalente	Ecuación 8	
9	R_{equiv}^*	Valor de la resistencia serie equivalente	$\frac{V_{p2}^2}{2 * P_o}$	14.6 Ω
10	X_{crs}	Reactancia del capacitor secundario	Solución de la ecuación ($R_{eq}-R_{eq}^*=0$)	51.97 Ω
11	C_{rs}	Capacitancia secundaria	$\frac{1}{2 * \pi * f_s * X_{cs}}$	3.83 nF
12	X_{crp}	Reactancia del capacitor primario	Sustitución de valores conocidos en la ecuación 9	51.75 Ω
13	C_{rp}	Capacitancia primaria	$\frac{1}{2 * \pi * f_s * X_{eq}}$	3.84 nF

14	Q	Factor de calidad	$\frac{X_{eq}}{R_{eq}}$	61
----	---	-------------------	-------------------------	----

Con el diseño propuesto se obtiene un circuito resonante en el que para un ciclo de trabajo modulado mínimo de un 1% se obtiene una potencia mínima capaz de suministrar la potencia demandada por el semiconductor de media tensión y del demodulador.

Una aplicada la metodología de cálculo de convertidores resonantes se obtiene el circuito mostrado en la figura 25. En la figura 26 se observa la corriente y la tensión de entrada mostrando así que el circuito está en resonancia.

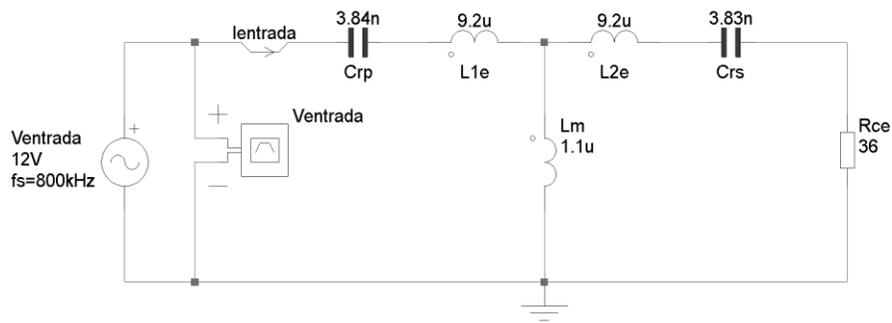


Figura 25 Circuito resonante calculado

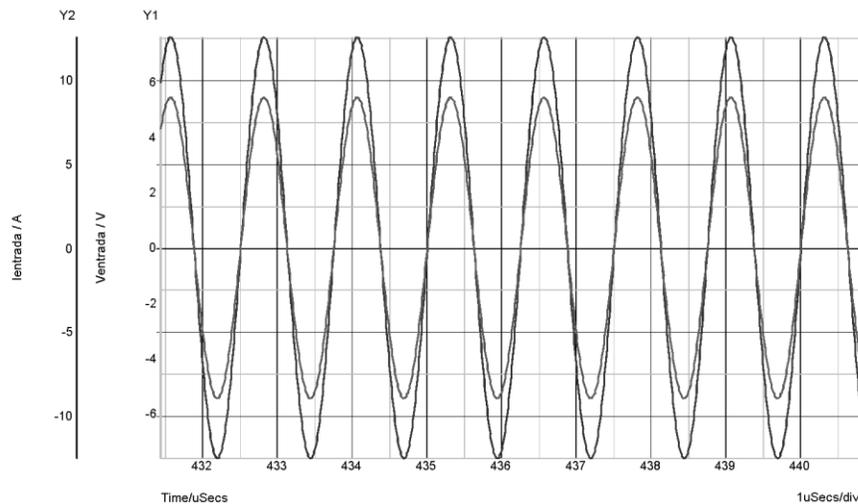


Figura 26 Corriente y tensión de entrada del circuito resonante analizado

3.6.2 Consideraciones sobre el factor de calidad

Como se mostró en la tabla 8 el factor de calidad del circuito es igual a 61. Esto significa que el circuito maneja 61 veces más potencia reactiva que activa, aunque por su condición de resonancia solo consume potencia activa. La causa de la obtención de un factor de calidad

elevado se debe a las condiciones impuestas por el acoplamiento, o sea a las inductancias, su factor de acoplamiento y la frecuencia de operación. Si bien un factor de calidad elevado garantiza que el tanque resonante solo opere con el armónico fundamental de la fuente de alimentación, un valor elevado de este implica un mayor manejo de energía reactiva en el circuito por unidad de energía activa. Esto afecta directamente a la eficiencia del circuito por lo que se debe evitar.

Empleando la ecuación 28 se obtiene una función que relaciona el factor de calidad con la capacitancia C_{rs} . Este es el único elemento del circuito que puede ser variado y que afecta el factor de calidad. La figura 27 muestra el comportamiento del factor de calidad en función del capacitor C_{rs} .

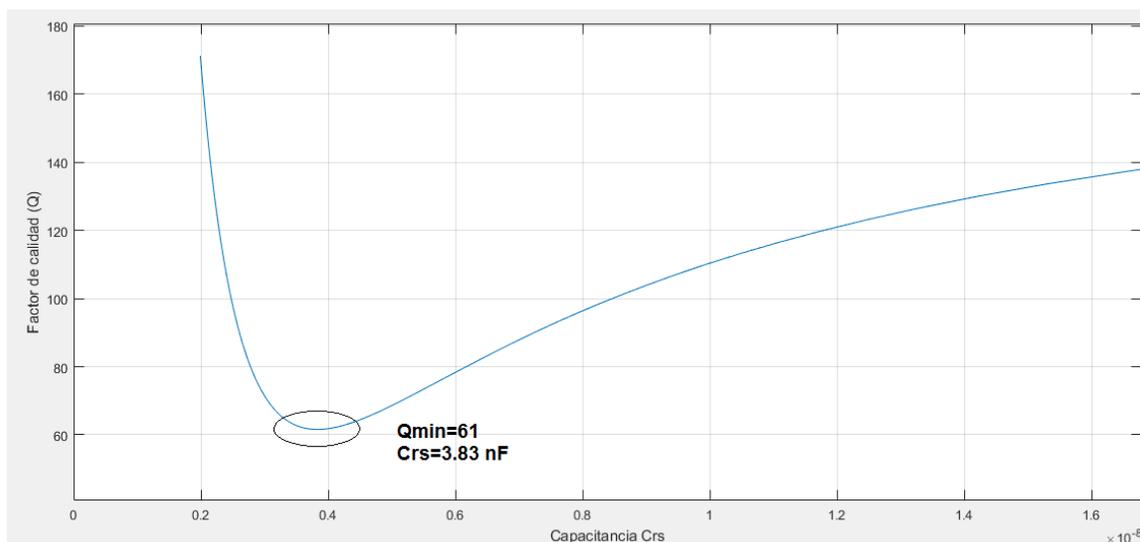


Figura 27 Capacitancia (C_{rs}) vs Factor de calidad (Q)

Como se observa el mínimo factor de calidad que se puede emplear con este circuito es de 61.

Para el diseño del convertidor resonante se emplean dos restricciones, una es la condición de resonancia mostrada en la ecuación 22 y la otra la restricción de potencia de salida mostrada en la ecuación 24. Para las condiciones de frecuencia y acoplamiento existentes no existe una capacitancia que satisfaga las ecuaciones mencionadas. La estrategia de diseño que se siguió fue proponer un factor de calidad a pesar de que esto implique nuevas condiciones de ganancia en el circuito. Con esta adecuación se garantiza que existan los capacitores a pesar de que se tengan que manejar un factor de calidad elevado.

3.6.3 Cálculo del capacitor de filtrado del rectificador.

El capacitor de filtrado del rectificador es el encargado de almacenar la potencia necesaria para suplir la demanda del semiconductor y el demodulador. El semiconductor demanda en cada conmutación una potencia de 0.2 W y se alimenta con una tensión de compuerta de 12 V. Para determinar la capacitancia mínima requerida para garantizar la potencia demandada por el semiconductor se emplea la ecuación 26.

$$C_{filtro_{min}} = \frac{2 * P_{dis}}{f_s * V_{gs}^2} \quad (29)$$

Donde:

$C_{filtro_{min}}$: Capacitancia mínima requerida

P_{dis} : Potencia demandada por el semiconductor

f_s : Frecuencia de operación

V_{gs} : Tensión de compuerta

$$C_{min} = \frac{2 * 0.2}{10 * 10^3 * 12^2} = 277.7nF$$

Con el capacitor calculado se garantiza la potencia necesaria para disparar el semiconductor. Para efectos de implementación este capacitor se propone de 300nF.

3.6.4 Diseño del demodulador

El demodulador es la parte del circuito que se encarga de recuperar la información del ciclo de trabajo contenida en la señal de salida del tanque resonante. Este circuito debe ser capaz de realizar operaciones como diferenciación y comparación a la frecuencia de conmutación del tanque resonante. El circuito consta de una etapa de diferenciación, y una etapa filtrado como se muestra en la figura 28.

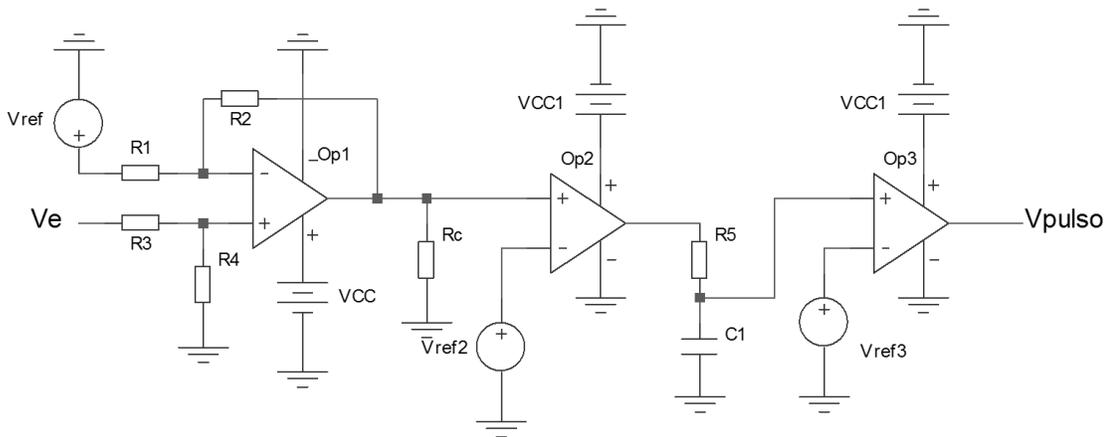


Figura 28 Circuito demodulador propuesto

3.6.4.1 Diseño de la etapa restadora

La señal de tensión rectificadora obtenida a la salida del circuito resonante contiene una parte de información y otra de potencia como se muestra en la figura 16. Para obtener la señal de información de esta tensión se emplea la etapa diferenciadora mostrada en la figura 29 que elimina la etapa de potencia dejando solo la información como se muestra en la figura 30.

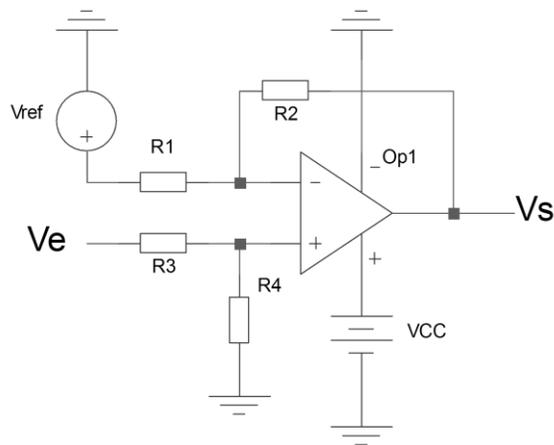


Figura 29 Etapa diferenciadora del demodulador

Donde:

$$V_s = V_e * \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_{ref} * \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (30)$$

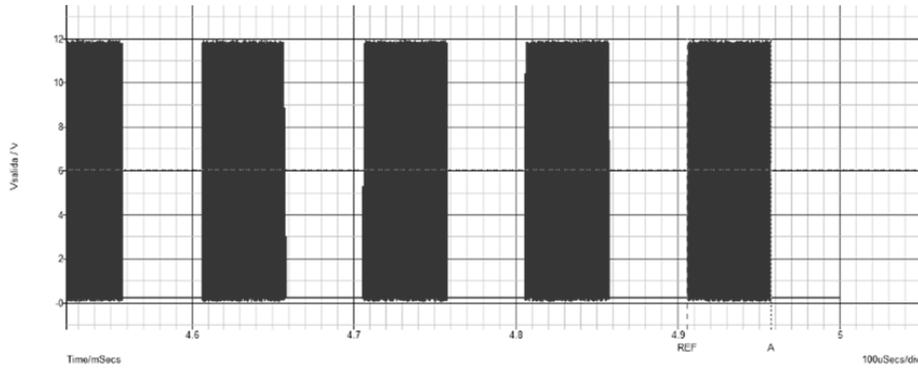


Figura 30 Señal de salida del restador

3.6.4.2 Diseño de la etapa de filtrado

Como se muestra en la figura 28 la señal obtenida a la salida del restador está compuesta por una señal correspondiente al ciclo de trabajo transmitido y por la señal de alta frecuencia a la que opera el convertidor resonante. La etapa de filtrado mostrada en la figura 31 consta de dos sub-etapas, la primera establece un nivel de comparación mediante la fuente V_{ref2} para ajustar la ganancia o pérdida de ciclo de trabajo, el filtro pasa bajo de la salida elimina los pulsos de alta frecuencia existentes en la señal de salida del comparador. La segunda sub-etapa corrige la pérdida de información ocasionada por el filtro y fija niveles mayores de voltaje a la salida del comparador.

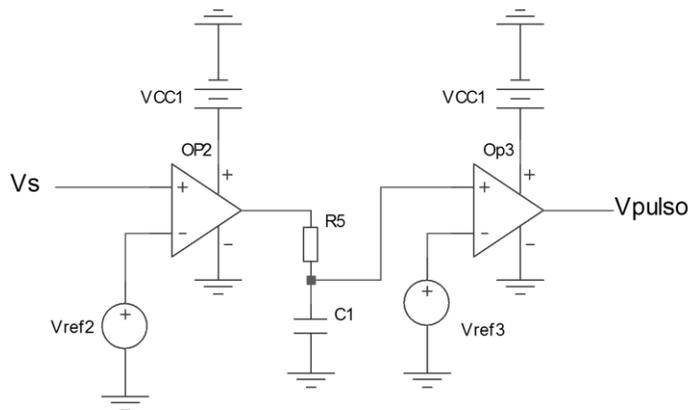


Figura 31 Circuito de la etapa de filtrado

Con el diseño del impulsor propuesto y su circuito demodulador se propone un circuito que permite la transmisión de potencia y la obtención de la información de ciclo de trabajo a partir de la tensión de salida del tanque resonante. La transmisión conjunta de ambas señales se propone operando entre dos patrones de conmutación, esto permite que la señal de tensión de salida del circuito tenga una componente asociada a la información del ciclo de trabajo y

otra a la potencia que se desea transmitir. El circuito demodulador es el encargado de tomar esta señal y extraer la información necesaria para así, obtener el ciclo de trabajo con que se desea controlar la aplicación de media tensión. El circuito transmisor de potencia se diseñó para que aun en ciclos de trabajo muy pequeños transmita la potencia necesaria para alimentar al demodulador y al manejador de compuerta del MOSFET de media tensión.

Capítulo 4 Implementación y obtención de resultados

Una vez establecidas todas las condiciones de diseño del impulsor propuesto se procede a la implementación y comprobación del funcionamiento del impulsor, esto con el objetivo de comprobar que el impulsor diseñado operara de manera similar a como se ha previsto en la etapa de diseño. En el siguiente capítulo se muestran los resultados de la simulación e implementación del impulsor. Además se realizan las pruebas correspondientes al circuito para obtener sus principales parámetros de operación.

4.1 Simulación de la etapa de potencia

Siguiendo la metodología de cálculo mencionada en el epígrafe 2.6.1 se obtienen los valores de los capacitores resonantes. Siendo estos los únicos elementos desconocidos en el circuito, una vez calculados ya se cuenta con todos los elementos para realizar la simulación del impulsor. El mismo se muestra en la figura 32.

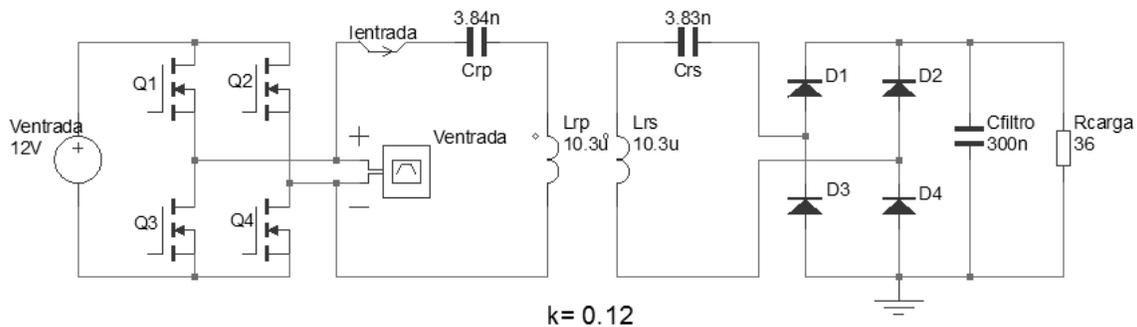


Figura 32 Impulsor con elementos calculados

En las figuras 33 y 34 se muestra que la simulación del impulsor para 0% y 100% de ciclo de trabajo, o sea trabajando entre los patrones de conmutación unipolar y bipolar respectivamente, mostrando como el circuito no pierde su condición de resonancia al variar el ciclo de trabajo.

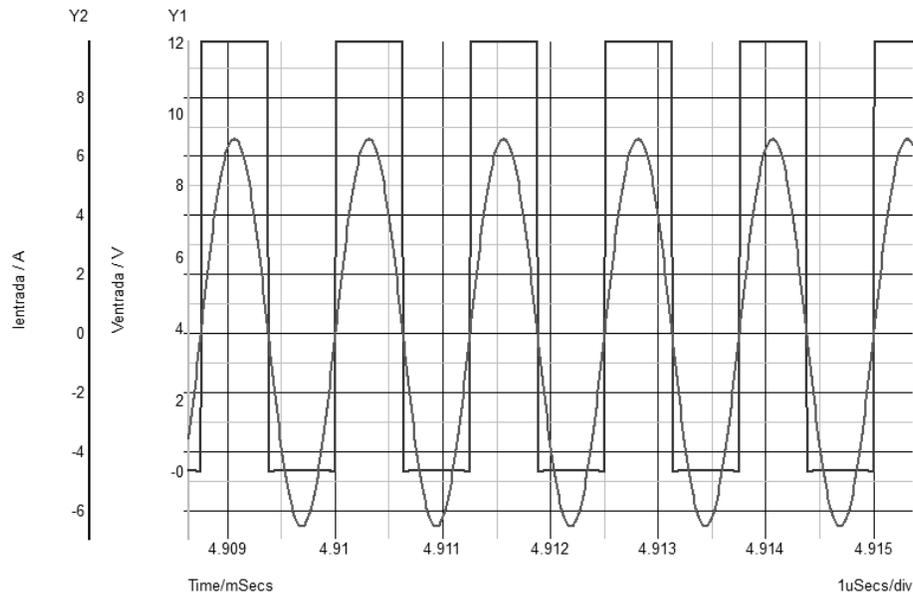


Figura 33 Simulación para 0% de ciclo de trabajo

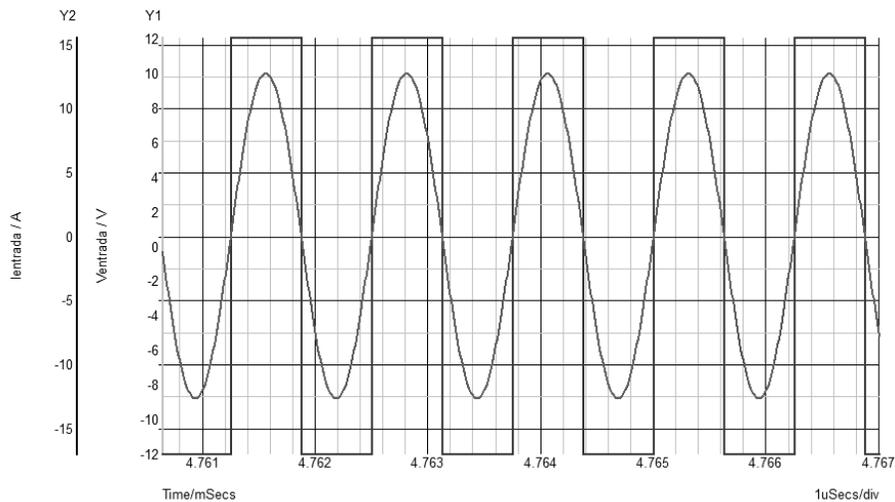


Figura 34 Simulación para 100% de ciclo de trabajo

Como se puede apreciar la simulación corrobora los cálculos de los elementos resonantes calculados anteriormente. Obteniendo así un circuito que ante los dos patrones de conmutación mantienen su condición de resonancia.

La gráfica de la figura 35 muestra la dependencia que tiene el voltaje a la salida con el ciclo de trabajo modulado. Se puede apreciar que un aumento del ciclo de trabajo aumenta la potencia transmitida y por tanto el voltaje a la salida del impulsor. Se aprecia que para 0% de ciclo de trabajo se obtiene un voltaje a la salida de aproximadamente 16 V a pesar de que

en el diseño matemático se había propuesto una tensión de salida de 12 V. Esta diferencia no representa una dificultad significativa debido a que la principal exigencia del circuito de potencia es que su tensión mínima no se encuentre por debajo de los 12V para alimentar los circuitos del demodulador. Con el empleo de un regulador de voltaje de 12 V en la salida se garantiza que aún para un ciclo de trabajo mínimo exista tensión suficiente para alimentar el demodulador.

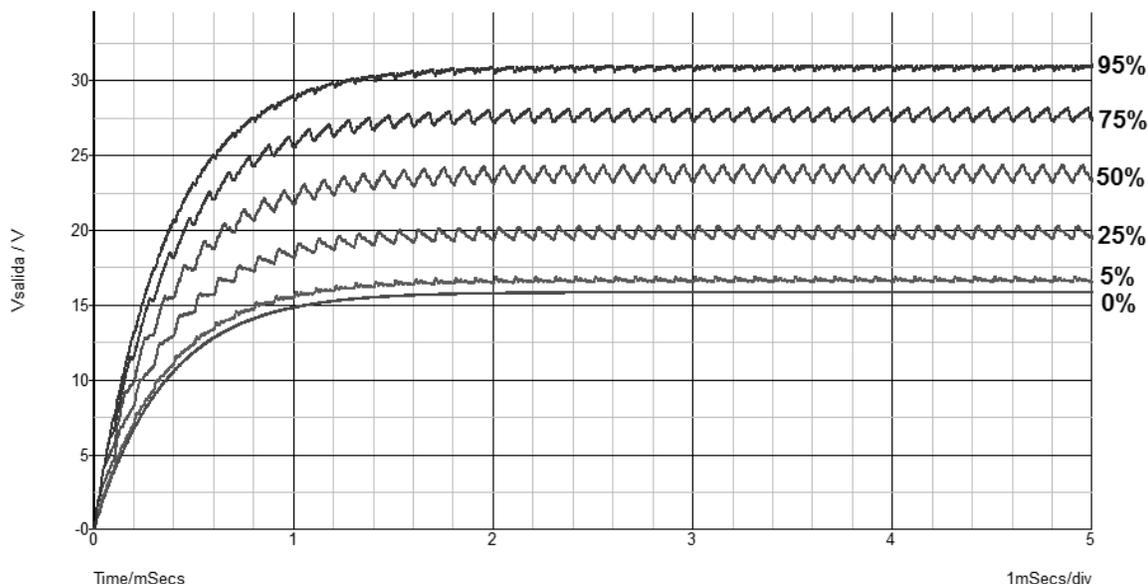


Figura 35 Variación del voltaje de salida con el ciclo de trabajo

4.2. Simulación del demodulador

La simulación del demodulador muestra el error que se comete en la obtención de la demodulación de la información del ciclo de trabajo. El demodulador con todos sus elementos de muestra en la figura 36. Para la simulación y posterior implementación del circuito demodulador se seleccionaron los amplificadores operacionales LM7171 y LT1720 para realizar las operaciones de diferenciación y comparación respectivamente.

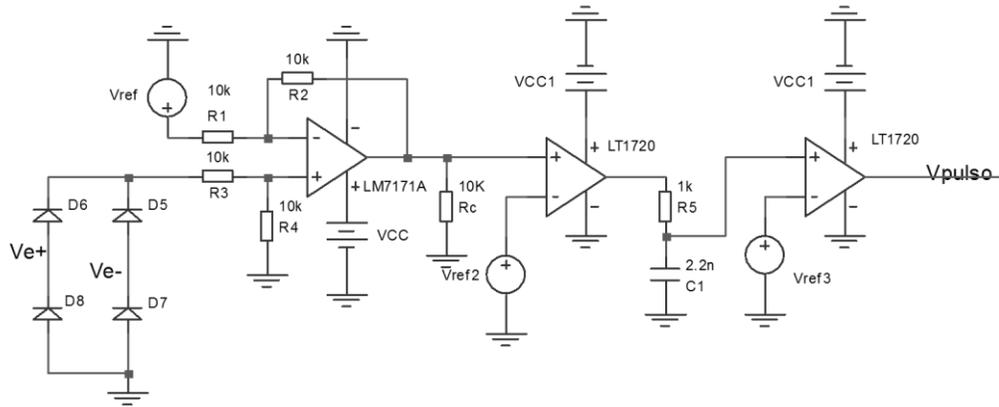


Figura 36 Circuito demodulador propuesto

La figura 37 muestra el error en la obtención del ciclo de trabajo. El error se determina midiendo el ciclo de trabajo enviado y el demodulado, este está determinado por la ecuación 31. Se aprecia que para ciclos de trabajo entre 5% y 95% el error no supera el 2%. Como el error encontrado permanece prácticamente constante para el mismo ciclo de trabajo, este puede ser mitigado con el sistema a lazo cerrado del convertidor.

$$Error_{CT}(\%) = \frac{CT_{(real)} - CT_{(recibido)}}{CT_{(real)}} * 100 \quad (31)$$

Donde:

$CT_{(real)}$: Ciclo de trabajo enviado

$CT_{(recibido)}$: Ciclo de trabajo recibido

$Error_{CT}(\%)$: Error relativo del ciclo de trabajo

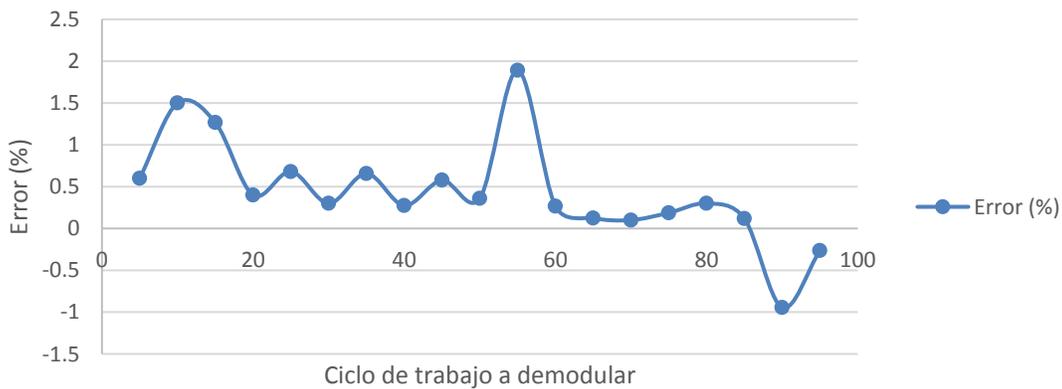


Figura 37 Error en la demodulación del ciclo de trabajo

4.3 Implementación del impulsor.

Con los elementos del circuito transmisor de potencia y los del demodulador calculados se procede a la implementación del impulsor. Las simulaciones mostradas anteriormente muestran que empleando el circuito propuesto es posible transmitir la señal de potencia y control.

La implementación del impulsor consta de 3 circuitos fundamentales

1. Circuito de control

El circuito de control es el encargado de controlar al circuito resonante mediante el cual se transmitirán las señales de potencia y control. Consta de un oscilador de 800kHz del que se obtiene la señal portadora para la transmisión, un oscilador de 10kHz del cual se obtiene la señal moduladora o la señal de ciclo de trabajo con la que se pretende controlar los semiconductores de media tensión, consta además de una etapa de lógicas digitales, redes de retardo e impulsores para los semiconductores del tanque resonante como se muestra en la figura 38.

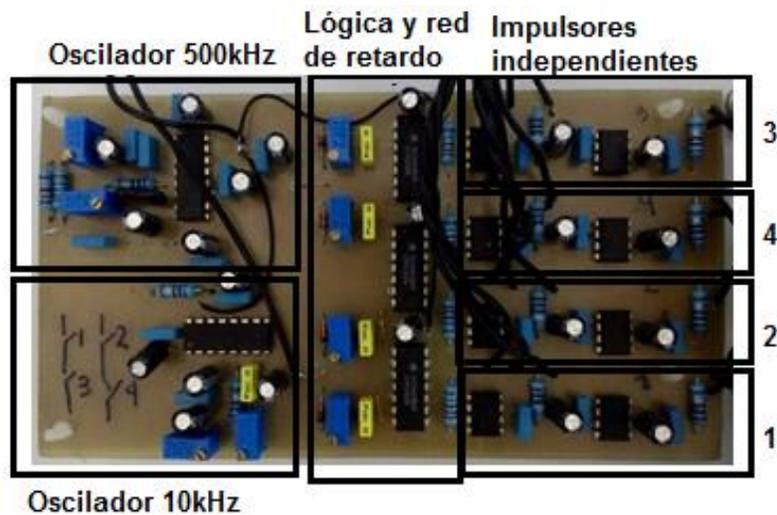


Figura 38 Fotografía del circuito de control implementado

2. Circuito Primario

El circuito primario consta de un inversor puente completo, un capacitor resonante y una bobina transmisora como se muestra en la figura 39. El inversor puente completo es el encargado de alimentar al tanque resonante con una señal unipolar o bipolar según sea el caso, el capacitor y la bobina transmisora son los elementos primarios que conforman el circuito de acoplamiento inductivo que permite la transferencia de energía aislada.

Mosfet IRF20N50K

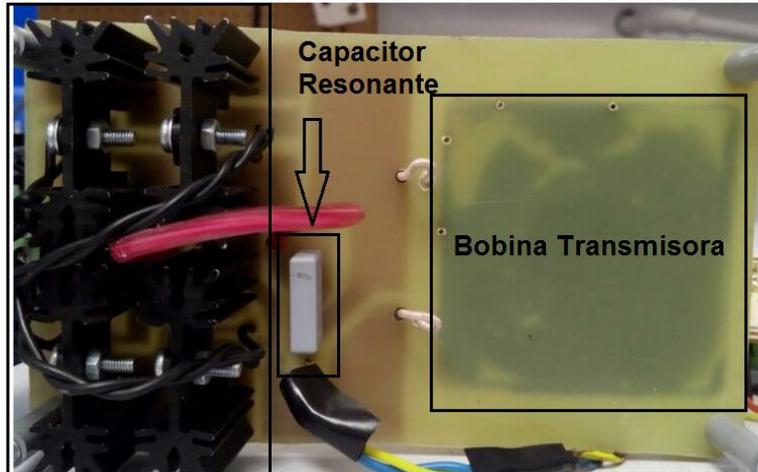


Figura 39 Fotografía del circuito primario

3. Circuito secundario

El circuito secundario está compuesto por una bobina transmisora y un capacitor como parte del tanque resonante, el circuito obtención de la señal de potencia y el circuito demodulador como se muestra en la figura 40.

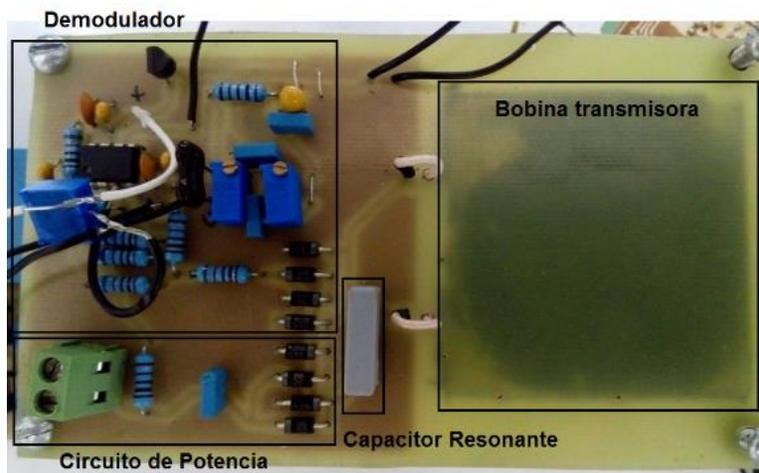


Figura 40 Fotografía del circuito secundario

Para lograr en la implementación los resultados obtenidos en la simulación fue necesario realizar una serie de ajustes en el circuito. Estos cambios son la consecuencia de la aparición de elementos parásitos propios de los componentes reales del circuito impreso que no se habían tenido en cuenta en la etapa de simulación. La tabla 9 muestra los cambios más significativos que aparecieron en la implementación con respecto a la simulación.

Tabla 9 Cambios más significativos en la implementación

Parámetro	Simulación	Implementado	Error (%)
Frecuencia de conmutación	800kHz	850kHz	6.25
Crs	3.83nF	4.7nF	22.71
Crp	3.84nF	3.3nF	14
Rcarga	36Ω	180Ω	400

El circuito implementado completamente se muestra en la figura 41 en donde se puede apreciar la separación entre las bobinas. La separación empleada es de 2.5cm como se había propuesto anteriormente. En la figura 42 se muestra el impulsor con todos los elementos calculados y con los circuitos auxiliares de alimentación del demodulador propuesto.

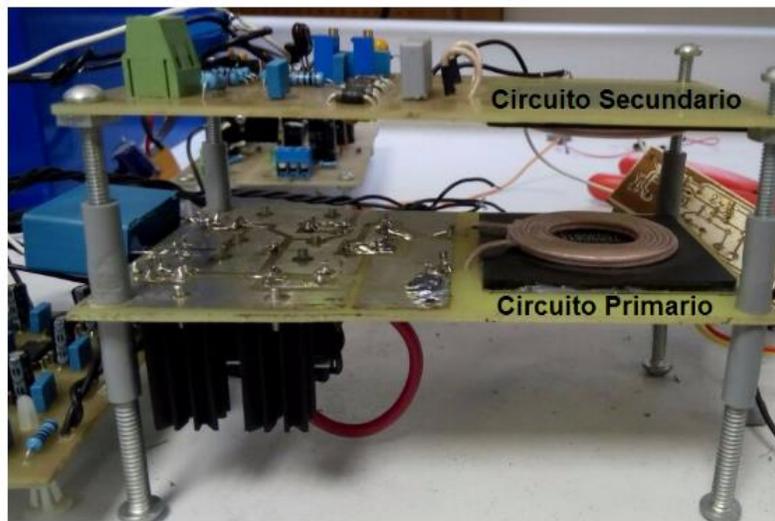


Figura 41 Fotografía de la implementación del impulsor

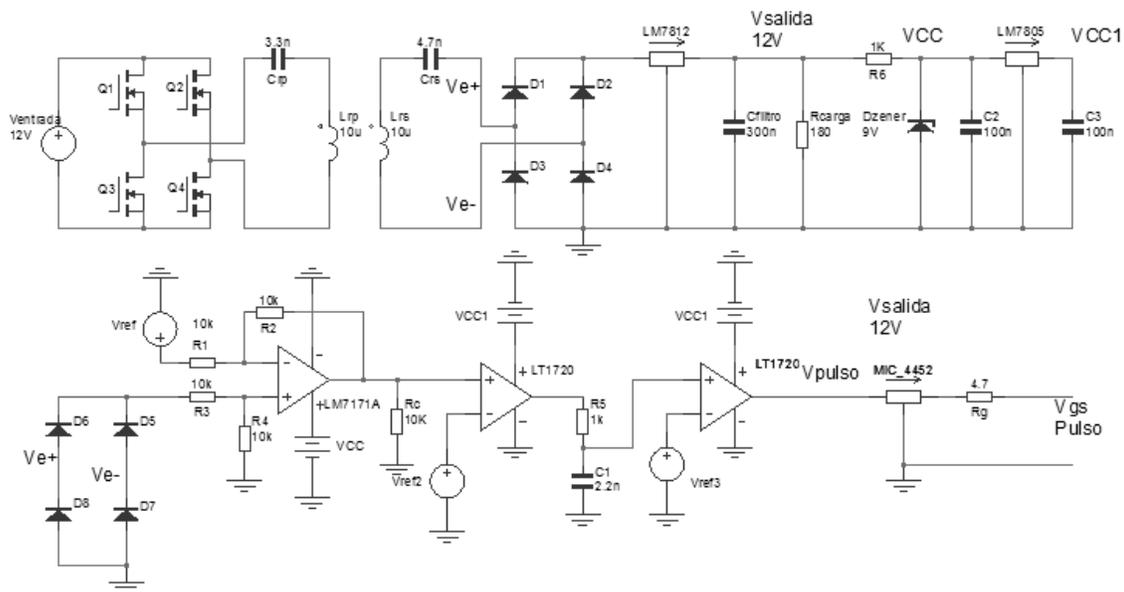


Figura 42 Circuito impulsor completo

Teniendo en cuenta que la tensión de salida es variable y que depende del ciclo de trabajo enviado como se aprecia en la figura 35, se decidió incluir en el circuito secundario un regulador de voltaje de 12V como se muestra en la figura 42, de manera que se tenga una fuente de voltaje prácticamente constante para alimentar a los circuitos integrados empleados en el demodulador y al controlador de compuerta MIC4451 empleado para disparar el MOSFET de potencia.

4.3 Resultados experimentales

Para corroborar el completo funcionamiento del impulsor se realizaron una serie de pruebas que permitieron obtener los parámetros fundamentales que ofrecen los fabricantes de impulsores en sus hojas de datos, por lo que se plantea la siguiente lista de mediciones. Para dicho propósito se utilizó como equipo de medición y alimentación el osciloscopio Tektronix DPO5054 y una fuente de CD BK Precision Power Supply 164.

1. Determinar la pérdida o ganancia del ciclo de trabajo del impulsor.
2. Determinar el retardo de la señal de control recibida.
3. Medir el tiempo de subida y bajada del impulsor con varias capacitancias de prueba.

Los parámetros más significativos a los cuales se realizaron las pruebas de muestran en la tabla 10.

Tabla 10 Condiciones de las pruebas

Parámetro	Valor
Frecuencia de conmutación	850 kHz
Voltaje de alimentación	12 V
Separación entre las bobinas	2.5 cm

1. Determinación de la pérdida o ganancia de ciclo de trabajo.

Para la determinación de la ganancia o pérdida de ciclo de trabajo se realizaron mediciones del ciclo de trabajo enviado contra el ciclo de trabajo recuperado como se muestra en la figura 43. Para emular un MOSFET se conectó como carga un capacitor de 1nF.

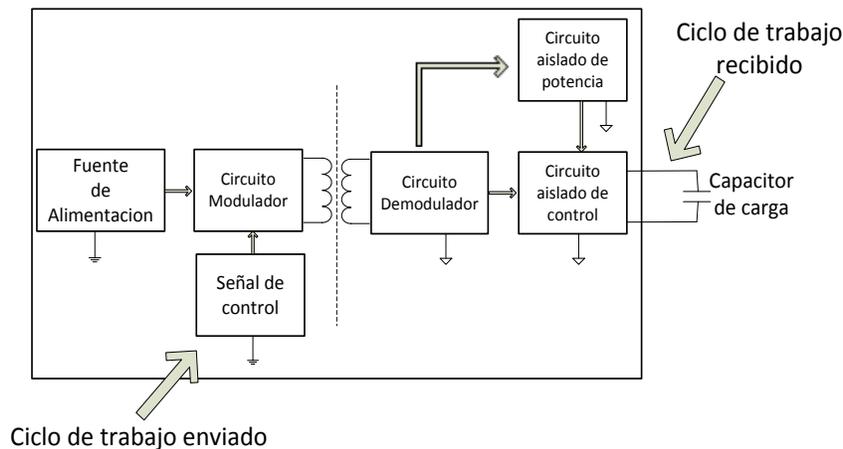


Figura 43 Esquema de realización de la prueba

La figura 44 muestra en el canal 3 la señal de ciclo de trabajo enviada y en el canal 4 la señal de ciclo de trabajo recibida. Se aprecia además que las frecuencias de ambas señales son prácticamente iguales y que el error en la obtención del ciclo de trabajo es relativamente pequeño. Cabe destacar que la tensión de la señal de disparo se mantiene en 12V para todos los ciclos de trabajo debido a la acción del regulador de tensión empleado.

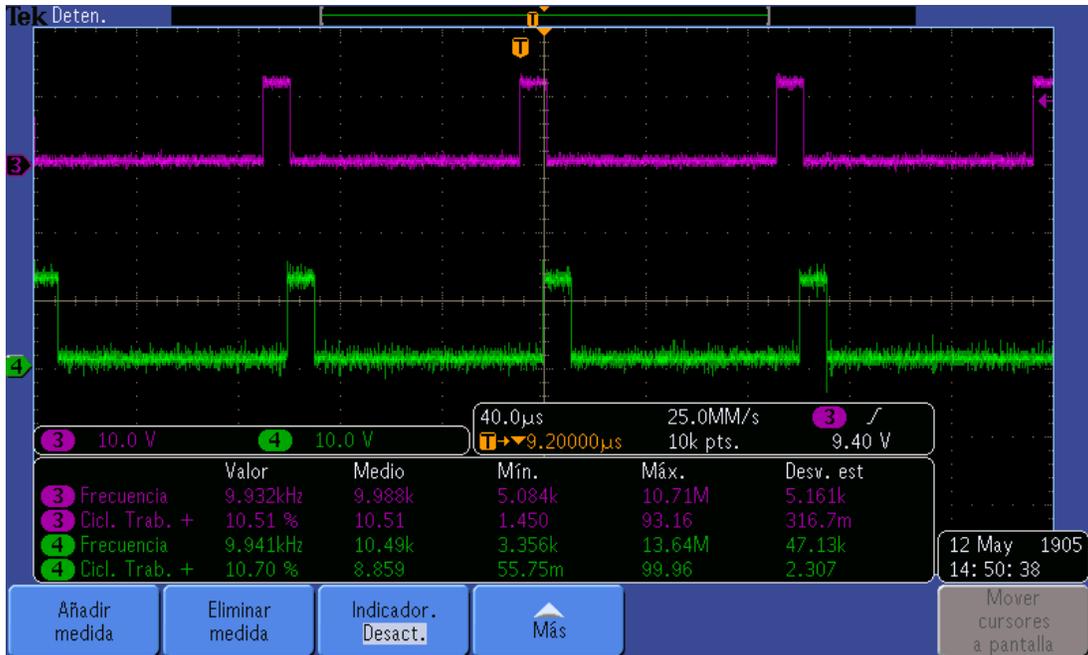


Figura 44 Ciclos de trabajo enviado y recibido

Los resultados de la prueba se muestran en la figura 45, donde se aprecia el error presente en la demodulación de la señal de ciclo de trabajo. Para la determinación de este error se emplea la ecuación 31.

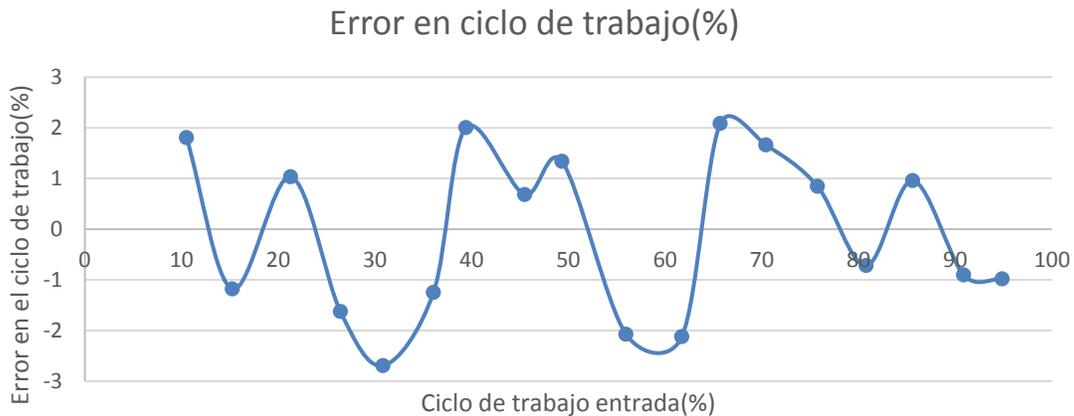


Figura 45 Error en la determinación del ciclo de trabajo

Como se observa en la figura 45 el error no sobrepasa el 3%, para ciclos de trabajo menor al 10% no se realizaron mediciones debido a que la señal enviada contenía muy poca información y el demodulador no era capaz de obtener su información sin ser afectado por el ruido existente.

En la figura 44 se muestran los errores obtenidos de simulación y la implementación. En la gráfica se presenta la diferencia entre el error obtenido en la implementación y el error arrojado por la simulación.

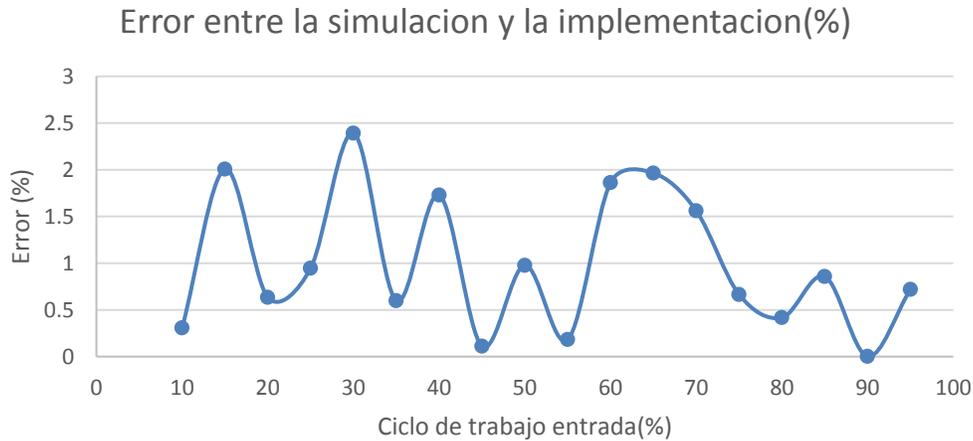


Figura 46 Diferencia entre el error obtenido en la simulación y la implementación

La diferencia entre error obtenido en la simulación y el error obtenido en la implementación mostrado en la figura 46 evidencia que en la implementación el error es mayor, esto era algo esperado debido a que en la implementación aparecen fuentes de ruido que no existen en la simulación.

2. Retraso de la señal de control.

Para determinar el retardo del ciclo de trabajo se realizaron mediciones del tiempo en el que iniciaba la señal de ciclo de trabajo enviada y el instante en el que comenzaba la señal de ciclo de trabajo recuperada como se muestra en la figura 47, en el canal uno se encuentra la señal de ciclo de trabajo enviada y en el canal 4 la señal de ciclo de trabajo recibida. Los resultados se muestran en la figura 48. Para la realización de esta prueba se empleó el esquema mostrado en la figura 43, con capacitor de carga de 1nF.



Figura 47 Retardo entre la señal enviada y la recibida

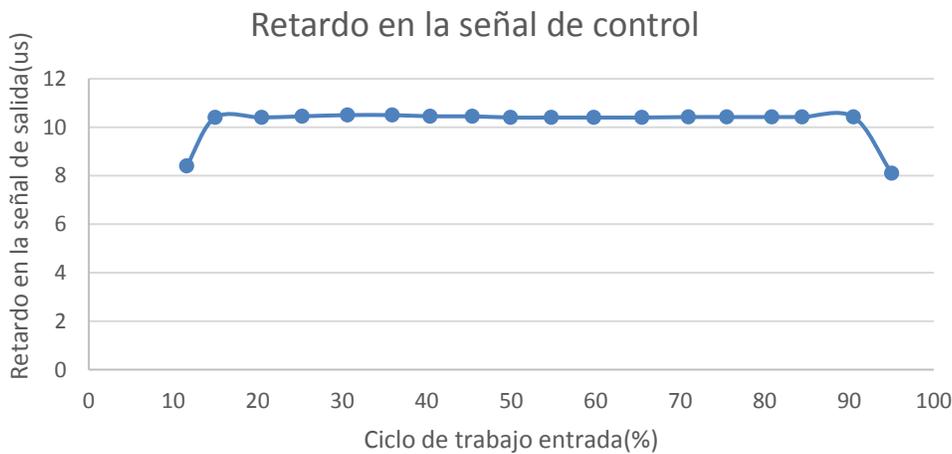


Figura 48 Retardo en la señal de control recibida

Como se muestra en la figura 48 el retardo es prácticamente constante para todos los ciclos de trabajo, solo aparecen retardos distintos en los extremos de las mediciones debido a que para estos puntos la información transmitida tiene mayor nivel de ruido y la demodulación se dificulta.

3. Tiempo de subida del impulsor.

Entre los parámetros más importantes de los circuitos impulsores, uno es el tiempo de subida en función de la capacitancia de carga. El tiempo de subida está directamente relacionado con las pérdidas de conmutación y se desea que este sea lo menor posible, aunque esto implica que el controlador de compuerta deba manejar mayores niveles de corriente. En la figura 49 se muestra una de las mediciones efectuadas en las pruebas, la misma se realizó con un capacitor de 4.7nF.

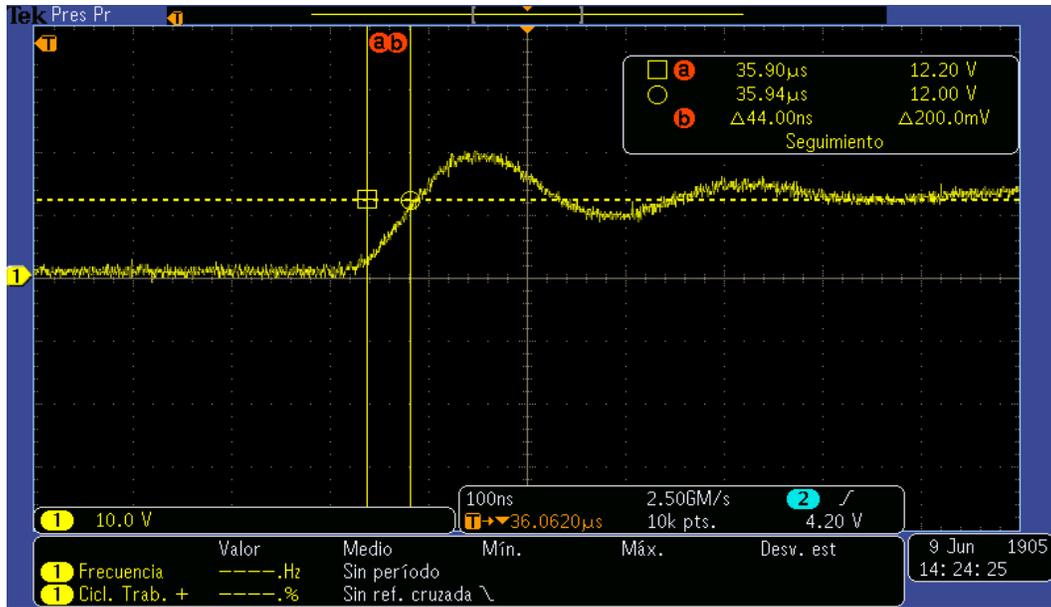


Figura 49 Medición del tiempo de subida empleando una capacitancia de 4.7nF

Las pruebas mostradas en la figura 50 muestran los diferentes tiempos de subida para distintas capacitancias de carga y con diferentes resistencias de compuertas. Cabe mencionar que la mínima capacitancia que se empleó fue de 1nF y la máxima de 33nF, barriendo así prácticamente todas las capacitancias de semiconductores tipo MOSFET existentes.

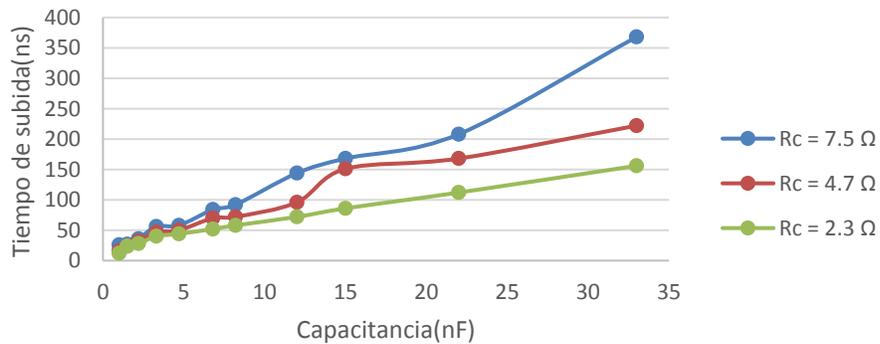


Figura 50 Tiempo de subida vs Capacitancia de carga

4. Tiempo de bajada del impulsor.

Para la medición del tiempo de bajada en función de la capacitancia de carga se realizó un barrido de capacitancias entre 1nF y 33nF. La figura 51 muestra una de las mediciones realizadas, en este caso para un capacitor de 4.7nF.

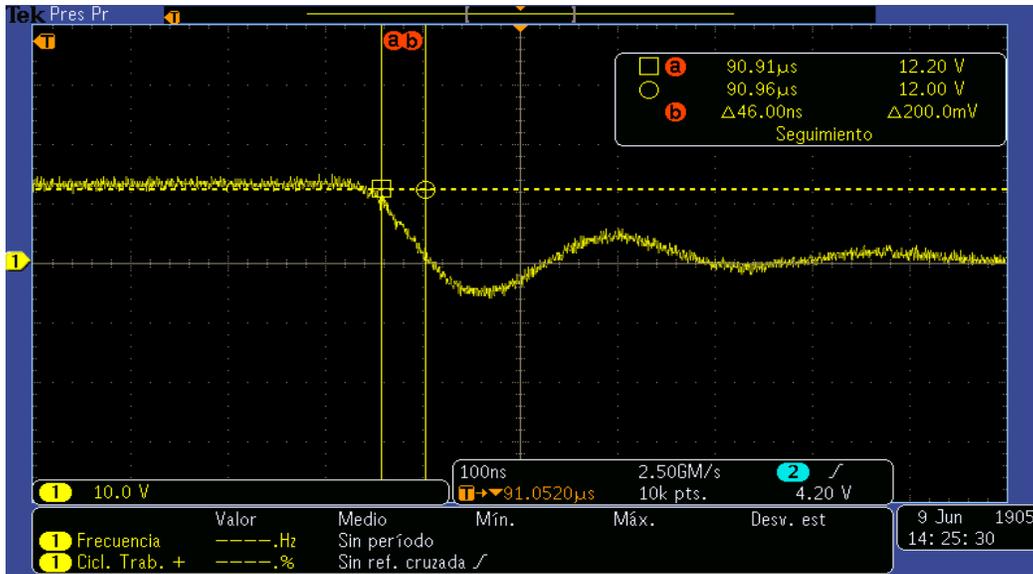


Figura 51 Medición del tiempo de bajada empleando una capacitancia de 4.7nF

Las pruebas mostradas en la figura 52 muestran los diferentes tiempos de bajada para distintas capacitancias de carga y con diferentes resistencias de compuertas. Como se observa el tiempo de bajada es proporcional a la capacitancia y a la resistencia de compuerta.

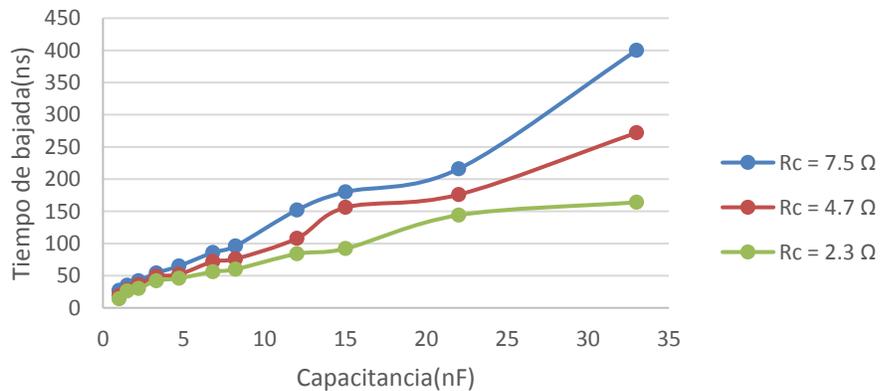


Figura 52 Tiempo de bajada vs Capacitancia de carga

4.3.1 Conclusiones pruebas de las realizadas

A modo de conclusión de las pruebas realizadas se presenta la tabla 11 en donde se exponen un resumen de los resultados más relevantes del impulsor desarrollado.

Tabla 11 Parámetros más significativos del impulsor

Parámetro	Resultado
Tensión de salida del impulsor	12 V
Ciclo de trabajo mínimo	15%
Ciclo de trabajo máximo	90%
Error máximo en el ciclo de trabajo	No supera el 3%
Retardo en la señal	10.4us (entre el 15% y el 90%)
Capacidad de aislamiento	68.2kV

Es importante señalar que los tiempos de subida y de bajada para una capacitancia similar a la del MOSFET mostrado en la tabla 3 y empleando una resistencia de compuerta de 2.3Ω son aproximadamente de 44ns (figura 47) y 46ns (figura 49) respectivamente. En la realización de las mediciones se empleó un capacitor de 4.7nF como capacitancia equivalente del MOSFET. Cabe destacar que los convertidores de media tensión debido a la potencia que manejan operan a frecuencias alrededor de 10kHz o menores. Por lo tanto para el mínimo ciclo de trabajo del convertidor (15%) estos tiempos representan un 0.29% y 0.3% respectivamente del ciclo de trabajo del semiconductor. De lo anterior se puede concluir que el circuito impulsor tiene la capacidad de comandar al semiconductor de media tensión mostrado en la tabla 3.

Capítulo 5 Conclusiones

La aparición de aplicaciones en donde se emplean convertidores electrónicos en media tensión va en aumento en la actualidad. Ya sea en aplicaciones para sistemas de tracción, transformador de estado sólido o inversores de alta potencia, emplear convertidores electrónicos en redes de media tensión significa un reto adicional que se debe afrontar. Gracias al desarrollo de la electrónica de potencia, tanto en topologías, sistemas de aislamiento como, en el desarrollo de dispositivos con altas capacidades de bloqueo se han resuelto algunos de los mayores impedimentos restringen el empleo de convertidores electrónicos en media tensión.

Las características propias de los semiconductores empleados y las particularidades del trabajo provocan que los circuitos impulsores que se emplean para comandar estas aplicaciones tengan características especiales. Los impulsores reportados en la literatura para este tipo de aplicaciones emplean una estructura aislante para la transmisión de la potencia necesaria por el semiconductor para operar y otra estructura aislante para la transmisión de la señal de control. El empleo de estas dos estructuras provoca que se tenga un circuito voluminoso y costoso en su implementación.

En esta tesis se presenta una solución que permite transmitir de forma aislada la señal de potencia y la de control empleando una sola estructura magnética. La solución implementada se realiza mediante un acoplamiento magnético entre dos bobinas separadas por aire, en donde mediante un circuito primario se transmite de forma modulada la señal de potencia y la señal de control.

La principal aportación de este trabajo es la propuesta de una nueva topología de circuito impulsor que empleando una sola estructura aislante permite la transmisión de las señales de potencia y control empleadas por el semiconductor de media tensión.

A partir de los resultados obtenidos en el diseño, simulación y experimentación que se alcanzaron en este trabajo se tienen las siguientes conclusiones:

- Es posible transmitir de forma aislada y empleando una sola estructura magnética las señales de potencia y control necesarias para comandar un semiconductor empleando la topología de puente completo.
- El empleo de aire como aislante implica una mayor separación entre las bobinas lo que se traduce en mayores pérdidas y errores en la demodulación aunque implica un menor costo en la implementación y mayor tiempo de vida útil.
- La potencia transmitida es suficiente para comandar a un semiconductor de 1.7kV (con las características del MOSFET CPM2-1700-0045B de CREE).
- La obtención de la información del ciclo de trabajo a partir de la señal modulada en la carga es posible y a pesar de que presente un error relativamente pequeño (3%), este error

es aproximadamente constante durante el ciclo de trabajo por lo que se podría corregir con el sistema a lazo cerrado del convertidor.

- Los tiempos de subida y de bajada del impulsor son considerablemente pequeños en comparación con el periodo total de operación.

5.1 Comparación con resultados reportados

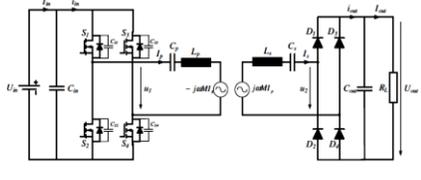
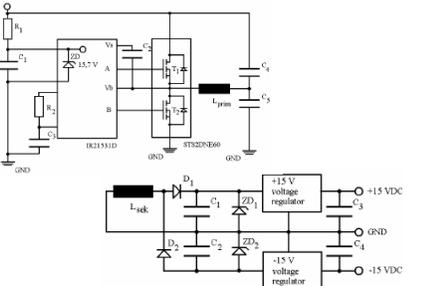
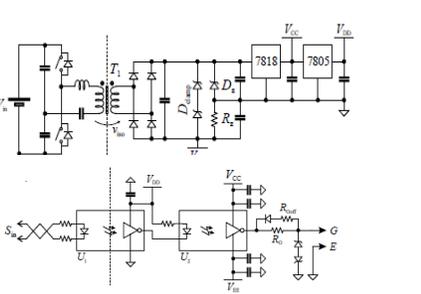
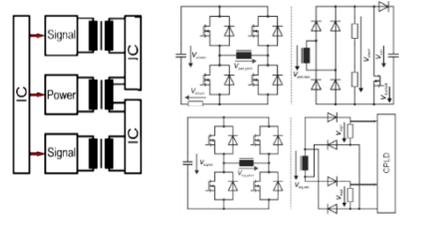
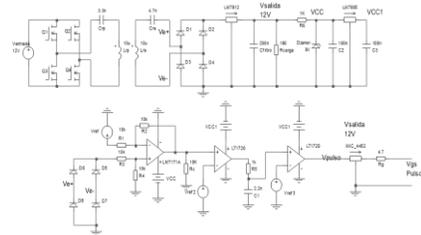
Antes de realizar una comparación de resultados es importante destacar que hasta la fecha no se ha encontrado en la literatura una propuesta de circuito impulsor que empleando una sola estructura aislante transmita tanto la señal de potencia como la señal de control y tampoco que se halla implementado en condiciones similares de operación a las empleadas en la propuesta, sin embargo a pesar de esto se realiza una comparación con los resultados expuestos en la literatura con el objetivo de mostrar las ventajas y desventajas de la propuesta. Las ventajas y desventajas del impulsor desarrollado se analizan en la tabla 12.

Tabla 12 Ventajas y desventajas del impulsor desarrollado

Ventajas	Desventajas
Emplea una sola estructura aislante para la transmisión de la señal de potencia y de control lo que permite tener una topología menos voluminosa.	Presenta errores en la obtención del ciclo de trabajo lo que afecta el control preciso del semiconductor.
Emplea aire como dieléctrico lo que reduce su costo de implementación y aumenta su vida útil.	La eficiencia del impulsor es baja debido al acoplamiento débil entre sus bobinas.
Garantiza un aislamiento suficiente como para ser empleado en aplicaciones de media tensión.	La topología propuesta solo puede comandar a un solo semiconductor.
Puede comandar semiconductores con una capacitancia de entrada de ocho veces la del MOSFET de media tensión analizado.	El error cometido en el proceso de demodulación afecta sensiblemente futuras acciones encaminadas a la sincronización de dispositivos en serie.

En la tabla 13 se realiza una comparativa del impulsor desarrollado con las topologías existentes.

Tabla 13 Comparación entre distintas propuestas de impulsores de media tensión

	Topología	η (%)	Potencia (W)	Aislamiento (kV)	Transmisión de señal de control	Tipo de Aislante
<p>Convertidor Resonante [16][17][18]</p> <p>Bobinas acopladas</p>		80	100	35	NO	aire
<p>Transformadores Planares [19]</p>		65	6	18	NO	aire
<p>Topología de medio puente [15]</p> <p>Transformador con núcleo magnético opto-acoplador como medio de aislamiento</p>		68	15	16	Si, con circuitos independientes	Luz
<p>Empleo de aislamiento galvánico [21]</p>		-	0.3	50	Si, con circuitos independientes	FR4 epoxy
<p>Circuito Impulsor propuesto</p>		-	0.8	68.2	Si, empleando el mismo circuito	aire

Como se observa en la tabla 13 con el impulsor propuesto se gana en un menor volumen y menor costo en la implementación y en capacidad de aislamiento, sin embargo, se obtiene una topología que presenta un error en la demodulación del ciclo e trabajo. Debido al error

que se presenta en la obtención del ciclo de trabajo, la topología propuesta contribuye de forma negativa en el proceso de sincronización de los semiconductores. Este error podría adelantar o retardar la operación de alguno de los dispositivos si se emplea un impulsor igual al propuesto en cada semiconductor. Por lo tanto se concluye que solo podría ser empleado en aplicaciones donde el método de sincronización sea por método de control activo de la compuerta.

5.2 Trabajos futuros

Con la realización de esta investigación se detectaron varios aspectos que pudieran dar lugar a posibles trabajos futuro, estos son:

- Desarrollar circuitos impulsores de múltiples salidas con el objetivo de alimentar varios semiconductores aislados.
- Implementar el sistema de sincronización de los dispositivos semiconductores de media tensión.
- Estudiar el comportamiento del acoplamiento inductivo empleando diferentes bobinas, diferentes materiales aislantes y un mayor número de bobinas acopladas.
- Probar con otras técnicas de modulación y demodulación para obtener errores menores en la demodulación del ciclo de trabajo.

Referencias

- [1] IEC Standard Voltages Int. Electrotech. Comm., IEC 60038, 2002–07, 6.2.
- [2] J. L. T. Galván, “*Transporte de la energía eléctrica*”, vol. 11: Univ Pontifica Comillas, 1997
- [3] E. I. Carroll, "Power electronics for very high power applications," in *1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456)*, 1998, pp. 218-223.
- [4] C. Meyer and R. W. D. Doncker, "Power electronics for modern medium-voltage distribution systems," in *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004.*, 2004, pp. 58-66 Vol.1.
- [5] R. Uchida and T. Yamada, "Power electronics for high-power applications in the 21st Century," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat.No.00CH37129)*, 2000, pp. P20-P27 vol.1.
- [6] R. W. D. Doncker, "Medium-voltage power electronic technologies for future decentralized power systems," in *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*, 2002, pp. 927-932 vol.3.
- [7] J. D. van Wyk and F. C. Lee, "On a future for power electronics," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, pp. 59-72, 2013.
- [8] J. T. Strydom, M. A. de Rooij, J. D. van Wyk, "A comparison of fundamental gate-driver topologies for high frequency applications", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, 2004, pp. 1045-1052.
- [7] J. D. van Wyk and F. C. Lee, "On a future for power electronics," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, pp. 59-72, 2013.
- [9] S. Bernet, "Recent developments of high power converters for industry and traction applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 1102-1117, 2000.
- [10] J. Casarin, P. Ladoux, and P. Lasserre, "10kV SiC MOSFETs versus 6.5 kV Si-IGBTs for medium frequency transformer application in railway traction," in *Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS), 2015 International Conference on*, 2015, pp. 1-6.
- [11] X. She, A. Q. Huang, O. Lucia, and B. Ozpineci, "Review of silicon carbide power devices and their applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017.
- [12] A. Kadavelugu, et al., "Characterization of 15 kV SiC n-IGBT and its application considerations for high power converters", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 2528-2535.
- [13] A. Kishore, et al., "Investigation of common mode noise in electric propulsion system high voltage components in an electrified vehicle", *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2016, pp. 1-6.
- [14] L. Ghossein, et al. "State of the Art of Gate-Drive Power Supplies for Medium and High Voltage Applications", *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management PCIM Europe 2016*, 2016, pp 1-8
- [15] F. E. Cazakevicius, et al., "High insulation voltage gate-driver applied to a solid state transformer", *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015, pp. 1-6.
- [16] C. Marxgut, J. Biela, J. W. Kolar, R. Steiner, and P. K. Steimer, "DC-DC converter for gate power supplies with an optimal air transformer", *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1865-1870.

- [17] R. Steiner, P. K. Steimer, F. Krismer, J. W. Kolar, "Contactless energy transmission for an isolated 100 W gate driver supply of a medium voltage converter", *Industrial Electronics 2009. IECON 2009. 35th Annual Conference of IEEE*, no. 4, 2009, pp 302 – 307.
- [18] Chang-Jong Lim, Shihong Park, " Isolated Power Supply for Multiple Gate Drivers using Wireless Power Transfer System with Single-Antenna Receiver, *Journal of Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 1382-1390, September 2017
- [19] G. Schmitt, W. Kusserow, R. Kennel, "Power supply for an IGBT-driver with high insulation voltage based on a printed planar transformers", *Power Electronics and Motion Control Conference 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008*, pp. 1239-1242.
- [20] M. Ranjbar et al., "Theoretical and practical considerations relating to design high-voltage IGBT valve". *IEEE 19th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2011, pp 1-6.
- [21] M. Biskoping, M. Conrad, and R.W. De Doncker, "Galvanically isolated driver using an integrated power- and signal-transformer", *International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, pp 1025 – 1030.
- [22] S. Madhusoodhanan, A. Tripathi, D. Patel, K. Mainali, A. Kadavelugu, S. Hazra, et al., "Solid-State Transformer and MV Grid Tie Applications Enabled by 15kV SiC IGBTs and 10 kV SiC MOSFETs Based Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 3343-3360, 2015.
- [23] H. Mirzaee, A. De, A. Tripathi, and S. Bhattacharya, "Design Comparison of High-Power Medium-Voltage Converters Based on a 6.5-kV Si-IGBT/Si-PiN Diode, a 6.5-kV Si-IGBT/SiC-JBS Diode, and a 10-kV SiC-MOSFET/SiC-JBS Diode," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 2728-2740, 2014.
- [24] K. Vechalapu, S. Bhattacharya, E. V. Brunt, S. H. Ryu, D. Grider, and J. W. Palmour, "Comparative Evaluation of 15-kV SiC MOSFET and 15-kV SiC IGBT for Medium-Voltage Converter Under the Same dv/dt Conditions," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, pp. 469-489, 2017.
- [25] F. Wang, G. Wang, A. Huang, W. Yu, and X. Ni, "Design and operation of A 3.6kV high performance solid state transformer based on 13kV SiC MOSFET and JBS diode," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 4553-4560.
- [26] F. Wang, Gangyao, A. Huang, Wensong, and X. Ni, "A 3.6kV high performance solid state transformer based on 13kV SiC MOSFET," in *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2014, pp. 1-8.
- [27] D. Rothmund, G. Ortiz, T. Guillod, and J. W. Kolar, "10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected Solid-State Transformers," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1096-1103.
- [28] J. Rąbkowski and T. Płatek, "Comparison of the power losses in 1700V Si IGBT and SiC MOSFET modules including reverse conduction," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, pp. 1-10.
- [29] S. Vaisambhayana, C. Dincan, C. Shuyu, A. Tripathi, T. Haonan, and B. R. Karthikeya, "State of art survey for design of medium frequency high power transformer," in *2016 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, 2016, pp. 1-9.
- [30] M. S. Kamarudin et al., "Simulation of Electric Field Properties for Air Breakdown using COMSOL Multiphysics," in *4th IET International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT 2016)*, 2016.

[31] M. Ponce, R. Vásquez, J. Arau, J. Alonso, “*A ZCS Class-E Amplifier with a Capacitive Impedance Inverter Used as a Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast For Fluorescent Lamps*”, European Power Electronics Conference, EPE'99. Laussane, Suiza, September 1999.

[32] M. Ponce, J. Martínez, J. Loranca, E. Martínez. “Analysis and Design of a DC-DC resonant converter with a Class D inverter and LCC resonant tank”, Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, CERMA 2012. pp: 282-287, Cuernavaca, Morelos, October 2012.

[33] G. Donald, W. Beauty, M. Carroll. Manual práctico de electricidad para ingenieros. Editorial Reverté. 1984.