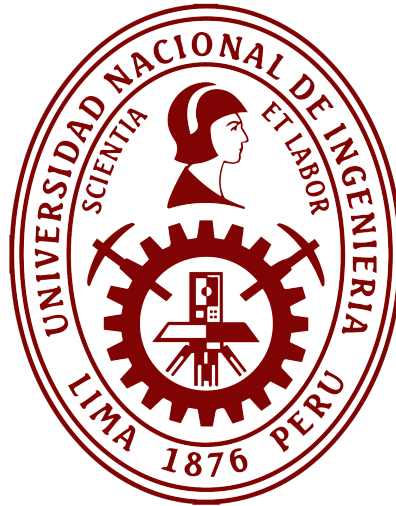


UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



TESIS

**CONVERSOR RESONANTE CON CONTROL DE VOLTAJE DE
ENTRADA Y DE SALIDA EMPLEADO COMO FUENTE DE
ALIMENTACIÓN EN APLICACIONES DE GENERACIÓN DE
OZONO**

PARA OBTENER EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

ELABORADO POR:

MARLON JESÚS ALBURQUEQUE VALDIVIA

ASESOR

M.Sc. ING. JUAN FRANCISCO TISZA CONTRERAS

LIMA – PERÚ

2021

CONVERSOR RESONANTE CON CONTROL DE VOLTAJE DE ENTRADA Y DE
SALIDA EMPLEADO COMO FUENTE DE ALIMENTACIÓN EN APLICACIONES DE
GENERACIÓN DE OZONO

DEDICATORIA

A mi madre Maria, por su esfuerzo y perseverancia.

A mi padre Elizomiro, que ya no está con nosotros.

A mis hermanos Carlos, Leslie y Gerson. A mi novia

Liliana, por ser parte de esta meta cumplida.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por su infinito amor y misericordia en mi vida. Por que sin Él, nada de esto fuese posible. Agradezco a mi familia que me ama y que se alegra conmigo en mis triunfos y derrotas. Agradezco a mi novia Liliana por ser mi soporte en los momentos duros y difíciles. Agradecido con mi asesor, M.Sc. Ing. Juan Francisco Tiza Contreras, por su apoyo y aliento a lo largo del desarrollo de este trabajo. Agradecido con la FIEE, mi querida FIEE, por los años vividos en sus hermosas aulas.

RESUMEN

En este documento, se analiza y diseña un convertidor resonante conformado por dos etapas, siendo la primera de ellas, un convertidor elevador operando en modo de conducción continua como Bus DC de 400 V a partir del voltaje de red de 220 VAC, esto es, un convertidor AC-DC. Este convertidor posee una red activa que utiliza parte de la energía a ser transferida para lograr conmutar suavemente cada componente semiconductor, para una frecuencia de conmutación de 50 kHz, obteniendo mejoras en la eficiencia energética de esta etapa convertidora. En adición, este convertidor posee un control de dos mallas para obtener corrección del factor de potencia, garantizando un Bus DC estable ante variaciones de carga o línea, con el objetivo de lograr un elevado factor de potencia de entrada en la red. La segunda etapa consiste en un inversor de puente completo y un transformador elevador de voltaje que transformará el Bus DC de 400 V a un voltaje AC en el orden de los kV y para una frecuencia de conmutación de 20 kHz, esto es, un convertidor DC-AC. Los transistores del puente completo trabajan bajo conmutación suave gracias al establecimiento de un comportamiento inductivo de la carga resonante. El voltaje AC generado de 5 kV se aplica a un conjunto de cámaras de descarga empleadas en aplicaciones de generación de ozono. La potencia de entrada del convertidor resonante es de 660 W en comparación a un generador de ozono comercial. El análisis y diseño de este convertidor resonante se valida a través de resultados de simulación en los software PSIM y SIMULINK.

ABSTRACT

In this document, a resonant converter made up of two stages is analyzed and designed, being the first one, a step-up converter operating in continuous conduction mode as a 400 V DC Bus from the 220 VAC network voltage, this is a AC-DC converter. This converter has an active network that uses part of the energy to be transferred to achieve soft switching of each semiconductor component, for a switching frequency of 50 kHz, obtaining improvements in the energy efficiency of this converter stage. In addition, this converter has a two-mesh control to obtain power factor correction, guaranteeing a stable DC Bus in case of load or line variations, in order to achieve a high input power factor in the network. The second stage consists of a full-bridge inverter and a step-up transformer that will transform the 400 V DC Bus to an AC voltage on the order of kV and for a switching frequency of 20 kHz, this is a DC-AC converter. The full-bridge transistors work under soft switching thanks to the establishment of inductive behavior of the resonant load. The generated AC voltage of 5 kV is applied to a set of discharge chambers used in ozone generation applications. The input power of the resonant converter is 660 W compared to a commercial ozone generator. The analysis and design of this resonant converter is validated through simulation results in the PSIM and SIMULINK software.

ÍNDICE GENERAL

PRÓLOGO	1
I. INTRODUCCIÓN	3
1.1. Antecedentes	3
1.2. Planteamiento de la realidad problemática	4
1.3. Objetivos	5
1.4. Hipótesis	6
II. FUNDAMENTO TEÓRICO	7
2.1. Ozono	7
2.2. Estructura de un generador de ozono por descarga de barrera dieléctrica	10
2.3. Convertidor como Fuente de alimentación para generación de ozono	12
2.4. Cámaras de descarga	14
2.5. Conmutación suave	15
2.6. Convertidor como Bus DC de la Fuente de alimentación	20
2.7. Control de inversores resonantes	22
2.8. Ozono y Covid-19	24
III. CONVERTIDOR ELEVADOR “FLYING CAPACITOR” EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA Y CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA	25
3.1. Estructura	25
3.2. Etapas de operación	25
3.3. Formas de onda	29
3.4. Ecuacionamiento de los componentes pasivos	31
3.5. Ecuacionamiento de los componentes semiconductores	34

3.6. Control digital	37
IV. INVERSOR DE PUENTE COMPLETO RESONANTE CON DESFASAJE	49
4.1. Estructura	49
4.2. Etapas de operación	50
4.3. Formas de onda	53
4.4. Ecuacionamiento	54
4.5. Control Digital	57
V. CASO DE ESTUDIO Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS	63
5.1. Modelos equivalentes y consideraciones para el inversor	63
5.2. Consideraciones y datos para proyecto de componentes	65
5.3. Consideraciones y datos para el control	68
5.4. Resultados de simulación	71
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	88
GLOSARIO	94
A. GLOSARIO DE TÉRMINOS	94
B. PROYECTO DE INDUCTORES	100
C. CÓDIGOS MATLAB	110
D. CONTROLADOR FUZZY EN SIMULINK	114
E. GENERADORES DE OZONIO COMERCIALES	118

PRÓLOGO

Este documento constituye un estudio del proceso de diseño y evaluación por simulación de un convertidor resonante con control de voltaje de entrada y de salida considerando la conmutación suave y la corrección activa del factor de potencia como características principales para obtener alta eficiencia y elevado factor de potencia de entrada. Este convertidor es empleado como fuente de alimentación de un conjunto de cámaras de descarga utilizados en aplicaciones de generación de ozono por descarga eléctrica. Lo mencionado anteriormente es presentado para optar por el Título Profesional de Ingeniero Electrónico en la Universidad Nacional de Ingeniería.

El presente trabajo de tesis está conformado por cinco capítulos descritos a continuación:

- Capítulo I: Presenta una introducción donde se desarrolla los antecedentes y la realidad problemática del proyecto, para luego establecer los objetivos e hipótesis del mismo.
- Capítulo II: Presenta el fundamento teórico en relación al ozono, su generación natural y la estructura de los convertidores empleados para su generación artificial, así como el modelo equivalente de las cámaras de descarga. En adición, se aborda conceptos de conmutación suave y de convertidores empleados como Bus DC con la característica de poseer corrección del factor de potencia. Finalmente una revisión pertinente del control empleado en inversores y una recomendación necesaria ante la actualidad del Covid-19.
- Capítulo III: Presenta una receta en detalle del diseño del convertidor empleado como Bus DC abordando su estructura, etapas de operación, formas de onda esperadas, ecuacionamiento completo de componentes y control del convertidor.
- Capítulo IV: Presenta una receta en detalle del diseño del inversor, abordando su estructura, etapas de operación, formas de onda esperadas, ecuacionamiento de componentes y control del inversor.

- Capítulo V: Presenta el caso de estudio, abordando modelos equivalentes y consideraciones tanto para el inversor, para el proyecto de componentes y para el control. En adición, se presentan resultados de simulación que validan los estudios realizados en los capítulos anteriores. Finalmente, se presentan conclusiones en relación al trabajo realizado, así como recomendaciones.

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

El Ozono (O_3) es un compuesto químico industrialmente conocido como un buen desinfectante, desodorante y oxidante, el cual posee propiedades, tanto bactericidas como fungicidas, hecho que le permite ser utilizado para eliminar bacterias en la industria de alimentos, desinfectar piscinas, ayudar en tratamientos de superficies plásticas, etc. El ozono al ser una modificación del oxígeno molecular (O_2) a tres átomos de oxígeno (O_3), puede ser producido a partir de aire, oxígeno puro o agua. Para tal fin, se pueden emplear varias fuentes de energía, las cuales hacen uso de métodos que difieren en sus principios de funcionamiento. Dentro de estos métodos, el más importante y utilizado en la industria, es el método por descarga eléctrica, el cual utiliza aire u oxígeno como gas de alimentación, que actualmente se usa en aplicaciones, desde pequeños laboratorios hasta grande escala industrial [1] [2].

Los convertidores empleados en estas aplicaciones de generación artificial de ozono han evolucionado a lo largo del tiempo, la idea principal de estos convertidores es generar voltajes elevados en el orden de kilovolts [kV] a frecuencias en el orden de kilohertz [kHz] [3]. Por ejemplo, uno de los primeros convertidores para este fin fueron los denominados generadores “Marx”, el cual es un circuito muy simple que permite obtener un pulso de alto voltaje DC sin requerir un transformador de pulso o un voltaje de entrada muy alto, en donde el concepto básico es cargar condensadores en paralelo y luego conectarlos en serie a la carga [4].

Otro convertidor, por ejemplo, es el generador “Multinivel” que asocia módulos en cascada para generar alto voltaje AC, en donde se emplean convertidores Flyback para elevar el voltaje DC y luego, con el empleo de inversores de puente completo, se genera voltaje AC. Finalmente, con el uso de una configuración en cascada, se genera alto voltaje AC [5].

Por último, los convertidor más actuales emplean un transformador que eleva el voltaje y disminuye la corriente en la carga. Estos convertidores invierten el voltaje proveniente del Bus DC a través de un inversor de puente completo y de elementos pasivos L-C, establecien-

do un alto voltaje AC en la carga [6].

1.2. Planteamiento de la realidad problemática

Enfocándonos en la estructura presentada por Udhayakumar en 2016 [6], cabe resaltar que, una producción eficiente y constante de ozono depende mucho de la estabilidad de la fuente de alimentación; en este caso, de la estabilidad del Bus DC, dado que este es básicamente aquel que va a suministrar toda la energía. En adición a ello, actualmente los generadores de ozono comerciales emplean fuentes de alimentación distribuidas de forma independiente, es decir, utilizan una fuente (un convertidor) por cada cámara de descarga, hecho que no integra el sistema y dificulta la producción uniforme de ozono, así como la confiabilidad del sistema, esto porque ante la falla de un convertidor, falla la alimentación de la cámara que depende del este y se pierde producción de ozono. En adición a ello, los convertidores comerciales difícilmente atienden requisitos de elevado factor de potencia. Por lo anterior, es de vital interés el integrar este sistema con un solo convertidor que alimente todas las cámaras de descarga, esto realizando un control en la etapa inicial que garantice un estable Bus DC ante posibles variaciones de carga y que a la vez atienda requisitos de factor de potencia. Enfocándonos en la eficiencia energética de estos sistemas, se han desarrollado estructuras de convertidores, tales como [7] [8] [6], que siguen un formato ya definido de inversor en serie con un transformador elevador de voltaje, el cual permite obtener valores de eficiencia elevados con una buena producción de ozono. Ahora, con el fin de aumentar la eficiencia en el proceso de producción de ozono, es posible modificar alguna de sus etapas planteando variantes que eleven la eficiencia individual de estas y que, consecuentemente en conjunto, todas las etapas logren mayores valores en la eficiencia global del sistema. Por último, enfocándonos en el problema de la confiabilidad del sistema, comúnmente no es de observarse alguna protección del voltaje aplicado en la etapa final (cámaras de descarga), esto es, no hay un control para mantener el pico de voltaje constante (dado que es un voltaje AC sinusoidal) ante posibles variaciones de carga [9] [8] [10]. Esto es de vital importancia dado que estos sistemas operan con voltajes del orden de kilovoltios, niveles que podrían comprometer y en el peor de los casos, llevar a la destrucción del sistema, esto ya que, para una determinada potencia nominal de operación, y situándonos en el caso en que disminuye la carga (una cámara deja de funcionar), se tendría un aumento en el nivel del voltaje en las demás cámaras de descarga. En conjunto, la problemática nace de considerar aspectos que

pueden comprometer la confiabilidad, eficiencia y producción de ozono. Por tanto, en la presente tesis se busca dar respuesta a las siguiente pregunta: ¿Que tanto puede la conmutación suave de elementos semiconductores, la corrección activa del factor de potencia así como el control digital de voltaje y corriente, mejorar la eficiencia de un convertidor, volverlo más confiable y mejorar la producción de ozono? el presente trabajo busca integrar estos conceptos para dar una receta del desenvolvimiento teórico de un convertidor que atienda dichas características.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

Desenvolver teóricamente un convertidor confiable y eficiente a través del empleo de conceptos, tales como: conmutación suave, corrección activa del factor de potencia así como el control digital de voltaje y corriente. Convertidor que actué como fuente de alimentación de cámaras de descarga empleadas en aplicaciones de generación de ozono, siendo capaz de suministrar adecuados formatos de voltaje y corriente para una buena producción de ozono.

1.3.2. Objetivos específicos

- Diseñar y controlar una etapa convertidora AC-DC que actúe como Bus DC (control para mantener un voltaje DC constante). Este convertidor deberá poseer elevado factor de potencia, atendiendo a normas internacionales como la IEEE 61000-3-2, así como ser controlado por dos mallas (corriente y voltaje) para garantizar un Bus DC constante ante variaciones de carga y de línea.
- Diseñar una etapa inversora, con el empleo de un inversor de puente completo, un transformador elevador de voltaje y adicionando elementos pasivos L-C para formar un tanque en conjunto con la carga equivalente de las cámaras de descarga.
- Controlar el voltaje AC en las cámaras de descarga, garantizando un pico constante (dado que es un voltaje AC) ante variaciones de carga a través del empleo de un controlador Fuzzy sin la necesidad de emplear funciones de transferencia de la etapa inversora.
- Validar el conversor desenvuelto mediante simulación en el entorno de los software PSIM y SIMULINK, así como diseñar los controladores con la ayuda del software MATLAB.

1.4. Hipótesis

1.4.1. Hipótesis general

Es posible desarrollar un convertidor confiable y eficiente integrando conceptos que pueden optimizar desempeño de niveles de eficiencia, seguridad y producción de ozono. Además, es posible emplear este convertidor como fuente de alimentación en cámaras de descarga empleadas en aplicaciones de generación de ozono por descarga eléctrica.

1.4.2. Hipótesis específicas

- Es posible diseñar un convertidor AC-DC que garantice un Bus DC estable ante variaciones de carga y que garantice un elevado factor de potencia (visto como un equipo que se va a conectar a la red de distribución) empleando un control de dos mallas (voltaje y corriente) que permita la corrección activa del factor de potencia.
- Es posible elevar la eficiencia de un sistema al emplear el concepto de conmutación suave en los elementos semiconductores que lo conforman al agregar elementos pasivos L-C entre un inversor de puente completa y una carga.
- Controlar los niveles de voltaje en las cámaras de descarga, garantiza la seguridad del usuario y la protección de las mismas.
- Es posible validar el correcto funcionamiento de un convertidor mediante simulación utilizando los software PSIM y SIMULINK.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTO TEÓRICO

2.1. Ozono

El ozono (O_3) es una forma de oxígeno, es un gas incoloro con un olor distintivo y es un componente normal de la atmósfera terrestre. Es aproximadamente 1,6 veces más pesado que el aire (densidad 2,144 g/l). El ozono se produce de forma natural a partir del oxígeno siempre que se produzcan descargas eléctricas o radiación ultravioleta (UV) suficiente; por ejemplo, a grandes altitudes (estratósfera) o por la acción de un rayo (ver Figura 2.1) [11]. El ozono es una sustancia inestable, no se puede almacenar ni transportar en recipientes porque se descompone espontáneamente en presencia de impurezas oxidables, humedad y superficies sólidas. Siempre se genera in situ, para uso inmediato, y es muy poco probable que se suministre como un producto básico [12].

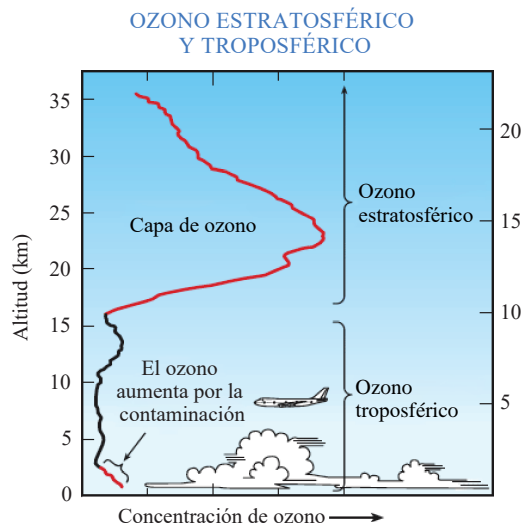


Figura 2.1: Ozono estratosférico y troposférico [11].

Debido a su conveniente generación y fuerte capacidad de oxidación, el ozono se aplica ampliamente en la fabricación de productos químicos, el procesamiento de alimentos, la acuicultura, la atención médica y sanitaria y las industrias de control de la contaminación

atmosférica y acuosa. Como desinfectante, el ozono puede inactivar microorganismos y descomponer subproductos de desinfección con cloro. En adición, en el tratamiento de agua, los microorganismos como bacterias, hongos, virus, esporas bacterianas y fúngicas en el agua pueden inactivarse eficazmente mediante el ozono con fines de desinfección. El mecanismo de desinfección general se realiza cuando la lisis celular resulta de reacciones con moléculas de ozono o radicales que contienen oxígeno [1].

2.1.1. Generación de ozono

Gottschalk en 2010 [2] resume (ver Tabla 2.1) la generación de ozono por principio de trabajo, fuente de ozono y campo de aplicación. Por su parte Pushkarev en 2016 [13] resume (ver Tabla 2.2) el gasto energético versus la concentración típica de ozono obtenida entre los principales principios de trabajo de generación de ozono. Como resultado, el método de generación de ozono por principio de descarga eléctrica se posiciona como el más apropiado.

TABLA 2.1: Generación de ozono [2].

	Principio	Fuente	Aplicación
Método de generación de ozono	Eléctrico	Descarga eléctrica	Aire o O_2 Estándar, desde laboratorio hasta gran escala industrial
	Electroquímico	Electrólisis	Agua (altamente purificada) Predominante en aplicaciones de agua pura, laboratorio de pequeña escala industrial
	Fotoquímico ($\lambda < 185$ nm)	Rayos UV (corto λ)	O_2 (aire), agua de calidad Raramente, apenas experimental
	Química de radiación	Rayos X, rayos gamma	Agua muy purificada Raramente, apenas experimental
	Térmico	Ionización de arco de luz	Agua Raramente, apenas experimental

2.1.2. Generación de ozono por descarga eléctrica

La descarga eléctrica también se conoce como descarga silenciosa, descarga de corona o descarga de barrera dieléctrica (DBD), siendo el término descarga de barrera dieléctrica la

TABLA 2.2: Parametros típicos por principio de trabajo [13].

Método	Concentración de ozono (wt %)		Gasto energético específico (Wh/g de O_3)
	Eléctrico	0,5-4 (Aire)	15-20
Eletroquímico	4-15 (O_2)	4-20	
	15-40	50-175	
Fotoquímico ($\lambda < 185$ nm)	0,01-0,2	20-300	

de mayor relevancia práctica en generadores de ozono disponibles comercialmente.

La Figura 2.2 muestra el principio de descarga de barrera dieléctrica DBD, en donde el ozono se produce utilizando energía electrónica en un campo eléctrico entre dos electrodos. Los electrodos están separados por un espacio que contiene un gas, además, una descarga de electrones de uno de los electrodos ioniza el gas. La ionización se limita a una pequeña región alrededor del electrodo y produce una colección de electrones, iones, radicales y moléculas neutras o excitadas llamadas plasma; en el caso de un generador de ozono, un plasma no térmico. Ahora, los iones generados funcionan como portadores de carga para el otro electrodo. Finalmente, cuando uno de los electrones del plasma choca con una molécula de oxígeno, transfiere parte de su energía al oxígeno, lo que hace que se disocie en átomos monoatómicos reactivos, que chocan con otras moléculas de oxígeno. En general, en un mecanismo de reacción complejo, algunos de los átomos de oxígeno forman ozono, mientras que otros se recombinan con el oxígeno molecular [2].

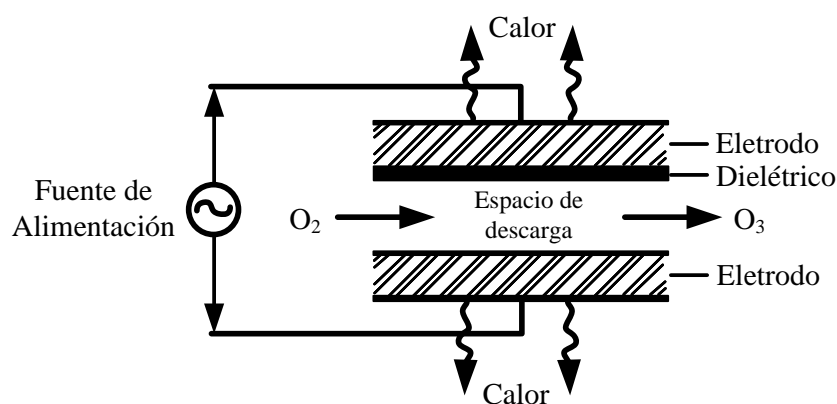


Figura 2.2: Principio de descarga de barrera eléctrica [14].

Smith en 2011 [14] sostiene que la cantidad de ozono producido junto con la eficiencia

del proceso y la confiabilidad del sistema empleado, están directamente relacionados con una serie de factores clave, siendo los principales listados a continuación.

- Calidad del gas de alimentación.
- **Fuente de alimentación.**
- Construcción del módulo de generación.
- Temperatura.

2.2. Estructura de un generador de ozono por descarga de barrera dieléctrica

A continuación nos vamos a centrarnos en la Figura 2.2, dividiéndola en dos partes, como se muestra en la Figura 2.3, en donde se observa que la Fuente de energía se ha denominado “Convertor para generación de ozono” y los electrodos, el dieléctrico y espacio de descarga se ha denominado “Cámaras de descarga”.

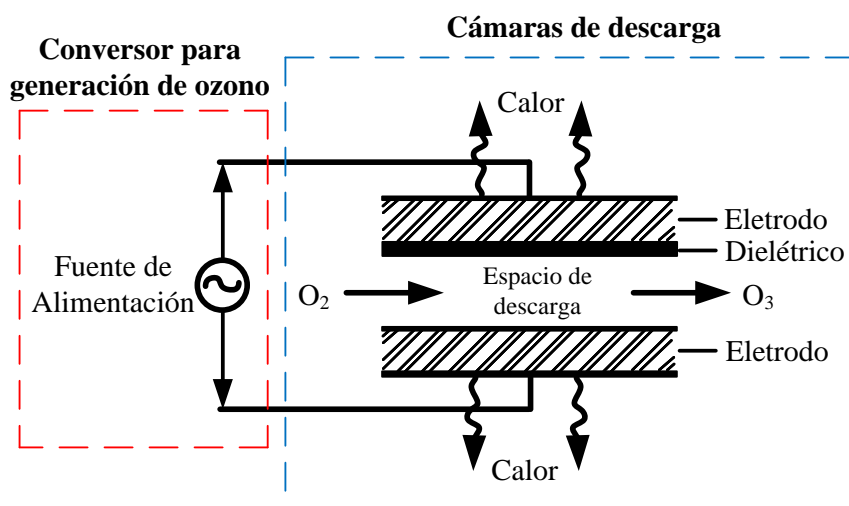


Figura 2.3: Estructura de un generador de ozono por descarga de barrera dieléctrica.

Continuando con la estructura de generación de ozono mostrada en la Figura 2.3, veamos el estado de arte, tanto de la Fuente de alimentación como del resto de la estructura.

2.2.1. Fuente de alimentación

A continuación, se presenta un resumen del objetivo de investigación de distintos autores en relación a las Fuentes de energía:

- Koakek en 2017 [10] realizó un estudio con el objetivo de determinar el método más efectivo de alimentar cámaras de descarga para la producción de ozono.
- Zhou en 2016 [15] realizó un estudio entre el campo eléctrico y la eficiencia del ozono variando el voltaje de entrada y el espacio de descarga de las cámaras de descarga.

- Nur en 2014 [9] llevó a cabo un estudio cambiando varios parámetros en las cámaras de descarga.
- Huang en 2013 [16] realizó un estudio comparativo de la generación de ozono usando voltaje en corriente alterna y voltaje pulsado en cámaras de descarga.
- Kinnares en 2010 [7] realizó un estudio entre la frecuencia del voltaje de la Fuente de alimentación y la eficiencia en la generación de ozono.

Los resultados de estos autores se presentan a continuación por parámetro, siendo base en la elección de la estructura de los convertidores para generación de ozono.

2.2.1.1. Eficiencia de generación de ozono (g/kWh)

- Para una potencia activa fija de entrada y para un aumento de la frecuencia de la Fuente de alimentación, que se traduce en una disminución del voltaje de la Fuente de alimentación, resulta en una disminución de la eficiencia [10].
- Para una potencia activa variable de entrada que permite mantener fijo el voltaje de la Fuente de alimentación y para un aumento de la frecuencia de la Fuente de alimentación, resulta en un aumento de la eficiencia [7].
- El aumento de la eficiencia no es lineal, esta alcanza su valor máximo cuando ya no se puede ionizar más los electrodos. Aumentar la potencia de entrada después de alcanzar este punto conlleva a una reducción de la eficiencia [10].
- Aumentar la potencia de entrada después de alcanzar el punto mencionado en el ítem anterior, hace que el oxígeno se disocie más rápido que la formación de ozono, en teoría cada molécula de ozono disociado debería convertirse en ozono, por tanto, disminuye la eficiencia [15].
- Aumentar el espacio de descarga conlleva a un aumento de la eficiencia [15].
- El aumento de la temperatura disminuye la eficiencia [10].
- La alimentación mediante pulso positivo-pulso negativo sin tiempo muerto resultó en mayor eficiencia en comparación con pulso solamente negativo, solamente positivo y positivo-negativo con tiempo muerto [10].
- Manteniendo la potencia de entrada fija y aumentando el flujo del gas de alimentación conlleva a un aumento de la eficiencia [10].

2.2.1.2. Concentración de ozono (g/Nm³)

- La concentración aumenta con el aumento de la potencia de entrada [10].

- La concentración aumenta con el aumento del voltaje aplicado (ya sea voltaje AC o pulsado) a las cámaras de descarga [16].
- La concentración aumenta con el aumento de la potencia de entrada para un voltaje fijo en las cámaras de descarga [7].
- La concentración aumenta con el aumento del espacio de descarga [15].
- Para el mismo nivel de potencia y para valores similares de concentración de ozono obtenido, el voltaje pulsado necesita un mayor valor de voltaje pico-pico en comparación con el voltaje AC [10].
- La energización por voltaje senoidal de corriente alterna resulta en una producción de ozono 18 % más eficiente en comparación con la energización pulsada [16].

2.2.1.3. Conclusiones

- La forma del voltaje, frecuencia y amplitud de la Fuente de alimentación es de vital importancia en la generación de ozono por descarga eléctrica. La adecuada selección puede aumentar la eficiencia en la producción de ozono hasta en un 20 % [10].
- La concentración y eficiencia en la generación aumentan con el aumento de la amplitud del voltaje aplicado, tener en cuenta que la eficiencia tiene un límite.
- La concentración y eficiencia en la generación aumentan con el aumento de la frecuencia del voltaje aplicado, esto garantizando un voltaje fijo aplicado.
- El formato del voltaje AC sinusoidal resulta en los mejores resultados.

Finalmente, se tendrá en cuenta las conclusiones anteriores para el convertidor que actuará como Fuente de alimentación de las cámaras de descarga.

2.3. Convertidor como Fuente de alimentación para generación de ozono

Como se puede observar en las Figuras 4.4, 4.5 y 4.6, la estructura más empleada es la de un inversor de puente completo para generar el voltaje AC sinusoidal. En adición, se puede observar el empleo de elementos pasivos que cumplen una determinada función formando el circuito tanque, así como un transformador elevador de voltaje propicio para la generación de ozono, aumentando los niveles de voltaje en las cámaras de descarga y disminuyendo los niveles de corriente en las mismas. También se puede observar distintas formas de generar el Bus DC en la entrada del inversor. A continuación se comenta las ventajas y desventajas de las estructuras empleadas por los autores.

Udhayakumar en 2016 [6] emplea un convertidor de puente completo, un inductor serie y

capacitor en paralelo obteniendo conmutación bajo voltaje cero en los transistores del puente completo como ventaja. Las desventajas observadas es la del empleo de un rectificador de onda completa que como es conocido inyecta elevador armónicos de la corriente de entrada. En adición no se contempló control del voltaje en la carga.

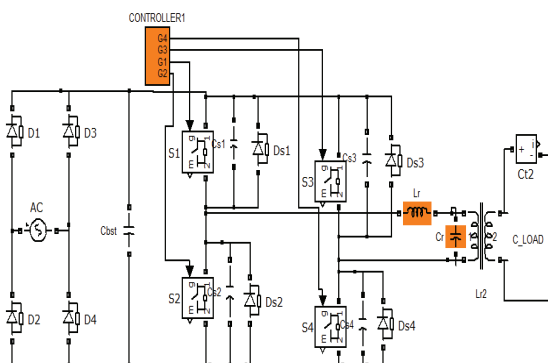


Figura 2.4: Conversor empleado por Udhayakumar en 2016 [6].

Hincapie en 2014 [8] propone para el Bus DC un convertidor elevador operando en modo de conducción discontinuo con corrección activa del factor de potencia, que es mucho mejor que una rectificación de onda completa con puente de diodos, que como se sabe, inyecta altos armónicos en la corriente de entrada. Sin embargo, no todos los elementos semiconductores del convertidor poseen conmutación suave tanto en la conducción como en el bloqueo.

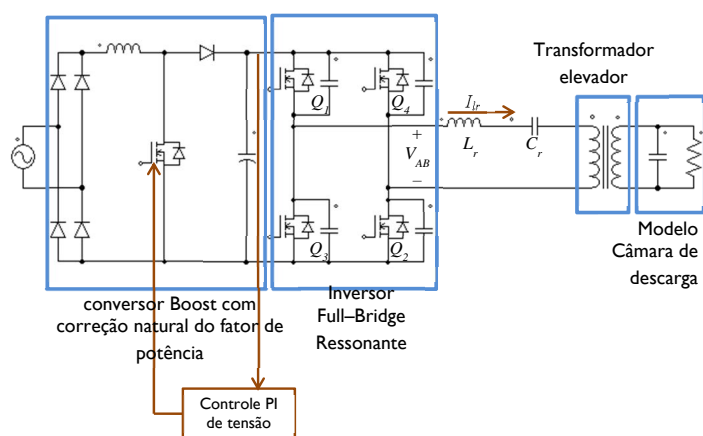


Figura 2.5: Conversor empleado por Hincapie en 2014 [8].

Kinnares en 2010 [7] propone un inversor de puente completo con conmutación suave en los transistores del puente completo, así como el control del voltaje en las cámaras de descarga. Sin embargo, emplea como Bus DC una rectificación de onda completa con puente de diodos, que como se sabe, inyecta altos armónicos en la corriente de entrada.

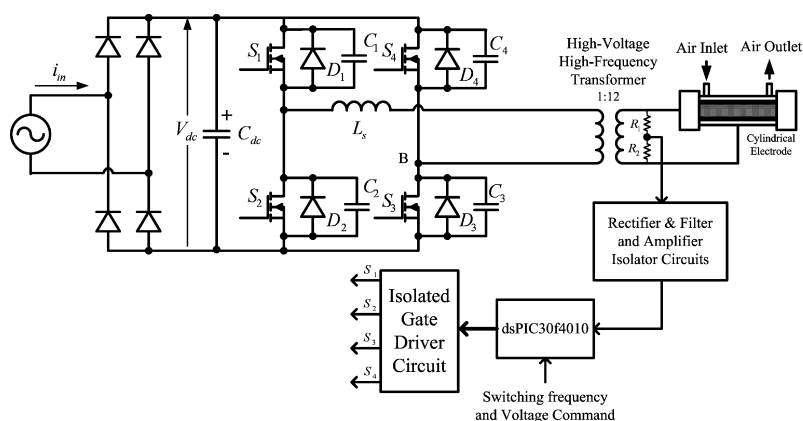


Figura 2.6: Conversor empleado por Kinnares en 2010 [7].

Un mayor detalle en relación a los términos “Conmutación suave” y “Corrección activa del factor de potencia” se detallan en las secciones 2.5 y 2.6.

2.4. Cámaras de descarga

Jain en 2016 propone el siguiente circuito equivalente para las cámaras de descarga, mostrada en la Figura 2.7. Kinnares en 2010 [7] detalla el procedimiento de Voltaje-Corriente Lissajous para el cálculo experimental de los elementos resistivo y capacitivo del modelo equivalente de las cámaras de descarga.

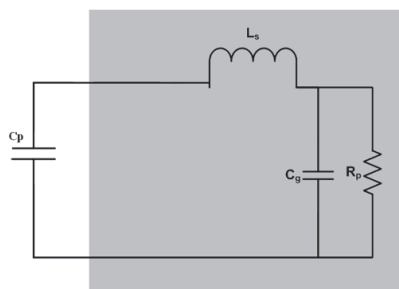


Figura 2.7: Modelo propuesto por Jain en 2016 [17].

En síntesis, la estructura actual de Fuente de alimentación para generación de ozono se muestra en la Figura 2.8 teniendo como base los convertidores empleados en las Figuras 2.4, 2.5 y 2.6, así como el modelo equivalente propuesto en la Figura 2.7.

Tener en cuenta que el valor de inductancia de L_s mostrado en la Figura 2.8, es mucho menor que el valor del inductor serie a proyectar en la salida del inversor de puente completo, conforme se muestra en las Figuras 2.4, 2.5 y 2.6.

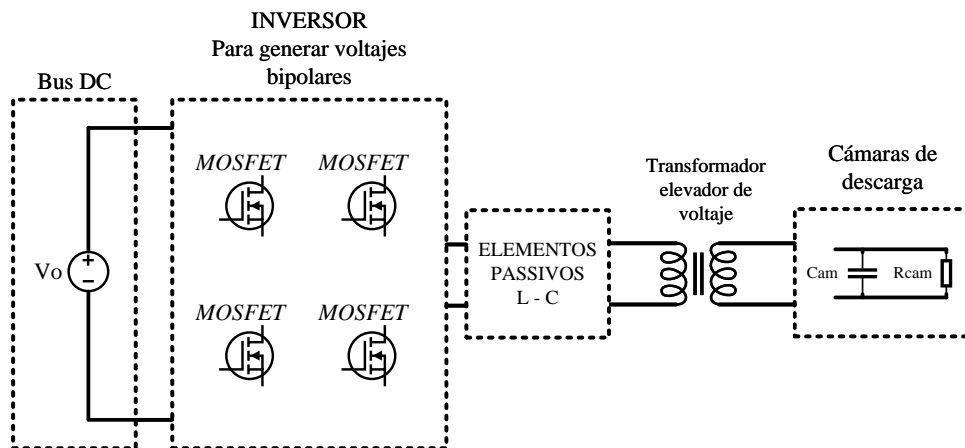


Figura 2.8: Estructura para la Fuente de alimentación [Elaboración propia].

2.5. Conmutación suave

Mousavi en 2013 [18] en su tesis de doctorado resume la importancia de la frecuencia de conmutación en el desarrollo de convertidores electrónicos de potencia, argumentando que cuanto mayor es la frecuencia de conmutación menores son los componentes capacitivos e inductivos y por tanto, menor el tamaño global de dichos convertidores electrónicos de potencia. Sin embargo, en concordancia con Erickson en 2007 [19], cuanto mayor es la frecuencia de conmutación, mayores son las pérdidas de conmutación de los elementos semiconductores, ver Figura 2.9 y ecuación (2.1) donde se observa que la potencia de pérdidas P_{per} depende directamente de la frecuencia de conmutación f_s . En adición a las pérdidas de conmutación, emisiones de ruido de interferencia electromagnética ocurren a elevadas frecuencias de conmutación. Como solución, la conmutación suave toma relevancia para mitigar estas pérdidas y emisiones, conforme a Mousavi en 2013 y Erickson en 2007 que detallan los tipos de conmutación suave en transistores y las estructuras para lograrlo, respectivamente.

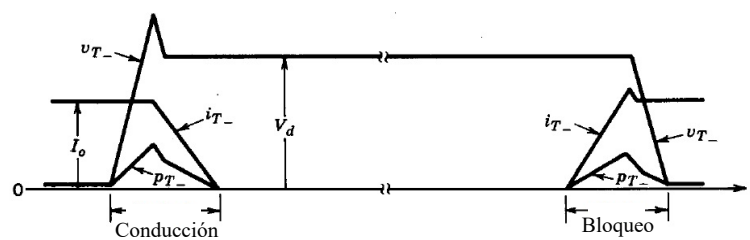


Figura 2.9: Pérdidas de conmutación [18].

$$P_{per} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_T \cdot i_T \cdot dt = f_s \cdot \int_0^{T_s} v_T \cdot i_T \cdot dt \quad (2.1)$$

2.5.1. Conmutación con voltaje cero (ZVS)

En primera instancia, la Figura 2.10 presenta el transistor *MOSFET* acompañado de su diodo antiparalelo característico y su capacitancia de salida, estos dos elementos son necesarios y suficientes para los siguientes enunciados que también pueden ser visualizados de forma gráfica en la Figura 2.11.

- **Conducción ZVS:** Este transistor puede ser comandado a conducir, bajo voltaje cero, si es que de alguna forma se garantiza que exista un flujo de corriente a través del diodo antiparalelo, el cual, por este hecho, entra en conducción estableciendo un voltaje cero.
- **Bloqueo ZVS:** Este transistor puede ser bloqueado bajo voltaje cero, siempre que la capacitancia de salida impida que el voltaje drenador-surtidor aumente abruptamente.

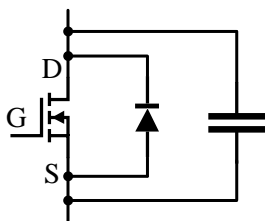


Figura 2.10: Transistor *MOSFET* - modelo [19].

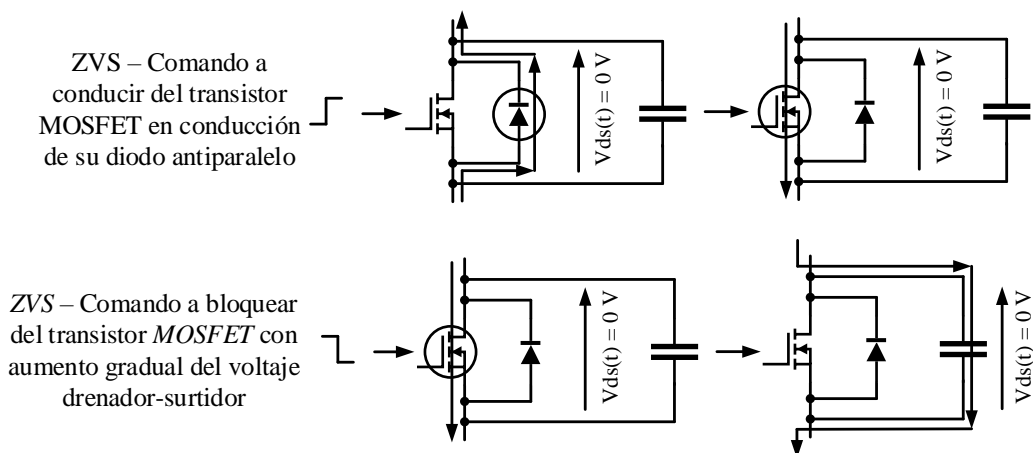


Figura 2.11: Conducción y bloqueo ZVS [18].

2.5.2. Conmutación con corriente cero (ZCS)

En primera instancia, la Figura 2.12 presenta, a diferencia de la Figura 2.10, un inductor en serie con el transistor *MOSFET*, estos elementos son necesarios y suficientes para los siguientes enunciados que también pueden ser visualizados de forma gráfica en la Figura 2.13.

- **Conducción ZCS:** Este transistor puede ser comandado a conducir, bajo corriente cero, si es que de alguna forma se garantiza la existencia del inductor serie, el cual limita el aumento de corriente haciéndolo partir de cero.
- **Bloqueo ZCS:** Este transistor puede ser bloqueado, bajo corriente cero, si es que de alguna forma se garantiza la conexión de un voltaje negativo en la combinación transistor-inductor, de modo que la corriente disminuya gradualmente.

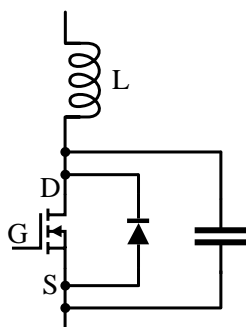


Figura 2.12: Transistor *MOSFET* e inductor serie [18].

Si bien las operaciones *ZVS* y *ZCS* pueden reducir las pérdidas de conmutación de un *MOSFET* o un *IGBT*, *ZVS* es preferible para los *MOSFET* y *ZCS* es preferible para los *IGBTs*. En el caso de los *MOSFET*, *ZVS* puede reducir sustancialmente las pérdidas causadas por descargar la capacitancia de salida del transistor, mientras que *ZCS* no puede (MOUSA-VI, 2013).

2.5.3. Operación de convertidor/inversor bajo *ZVS* en la conducción

Erickson en 2007 [19] detalla la condición necesaria para comandar a conducir bajo voltaje cero *ZVS* a los 04 transistores del puente completo mostrado en la Figura 2.14. Esta condición es la de garantizar un comportamiento inductivo en la carga vista por el puente completo, el cual puede ser parte de un conversor (si es que el voltaje de salida es DC) o de un inversor (si es que el voltaje de salida es AC). Para cumplir esta condición, se debe tener en cuenta dos consideraciones:

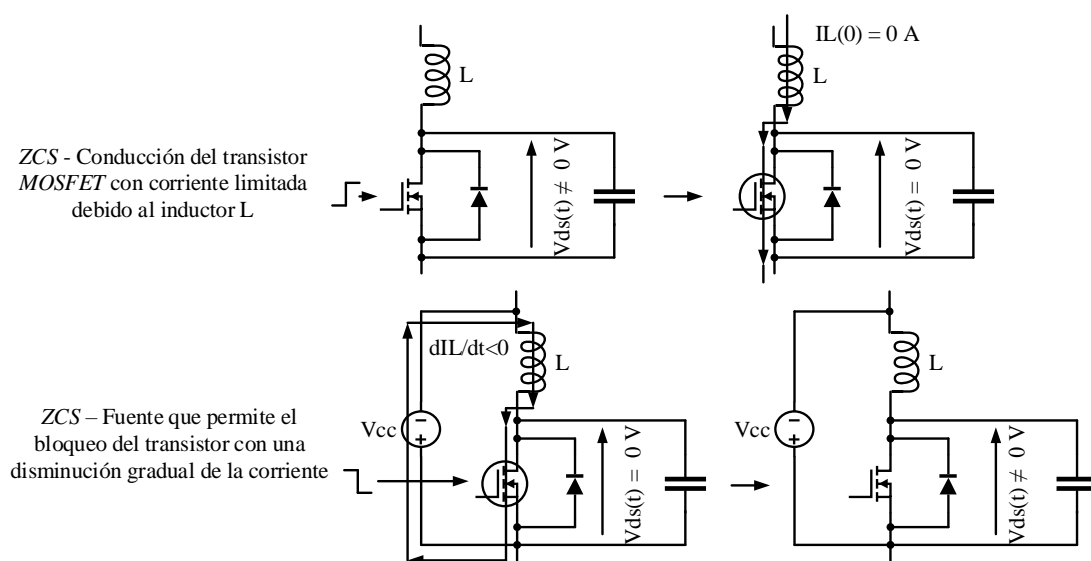


Figura 2.13: Conducción y Bloqueo ZCS [18].

- Colocar un inductor serie a la salida del puente completo de transistores.
- Operar el convertidor/inversor a una frecuencia de conmutación mayor a la frecuencia de resonancia de la carga vista por el puente completo de transistores.

Teniendo en cuenta lo anterior, podemos observar el comportamiento del convertidor/inversor, conforme se muestra en la Figura 2.9, donde para todos los transistores del puente completo, el voltaje drenador-surtidor se adelanta a la corriente a través del transistor. Al estar la corriente atrasada, existe una zona en la cual la corriente es negativa (conducción del diodo antiparalelo) la cual es aprovechada para establecer la conducción ZVS del transistor conforme a la Figura 2.11.

2.5.4. Operación de convertidor/inversor bajo ZCS en el bloqueo

Erickson en 2007 [19] detalla también la condición necesaria para bloquear bajo corriente cero ZCS, a los cuatro transistores del puente completo mostrado en la Figura 2.15. Esta condición es la de garantizar un comportamiento capacitivo en la carga vista por el puente completo. Para cumplir esta condición, se debe tener en cuenta dos consideraciones:

- Colocar un capacitor serie a la salida del puente completo de transistores manteniendo el inductor serie.
- Operar el convertidor/inversor a una frecuencia de conmutación menor a la frecuencia de resonancia de la carga vista por el puente completo de transistores.

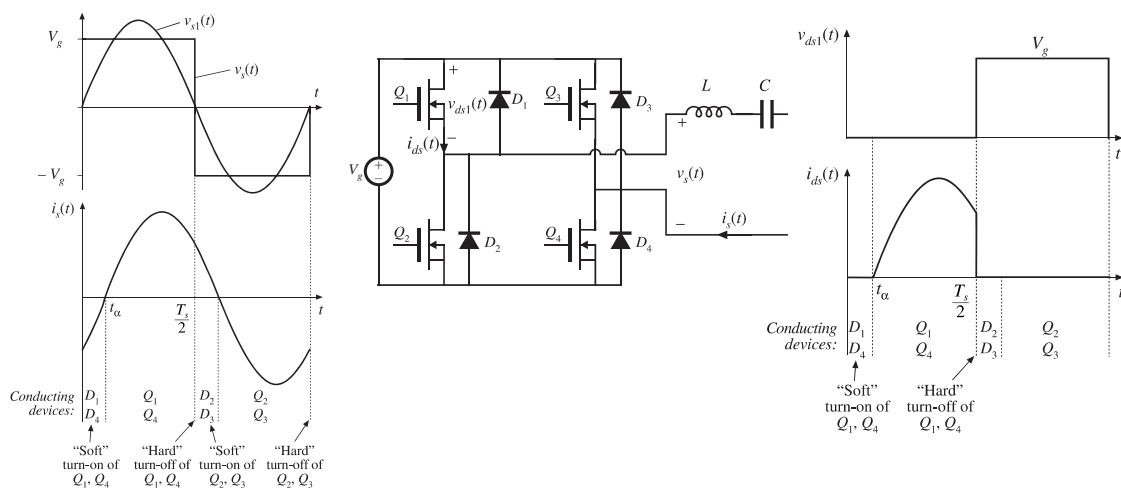


Figura 2.14: Conducción ZVS de convertidor/inversor [19].

Teniendo en cuenta lo anterior, podemos observar el comportamiento del convertidor/inversor conforme se muestra en la Figura 2.15, donde para todos los transistores del puente completo, el voltaje drenador-surtidor se retrasa en relación a la corriente a través del transistor. Al estar la corriente adelantada, existe una zona en la cual la corriente es negativa (conducción del diodo antiparalelo) la cual es aprovechada para bloquear bajo ZCS del transistor conforme a la Figura 2.13.

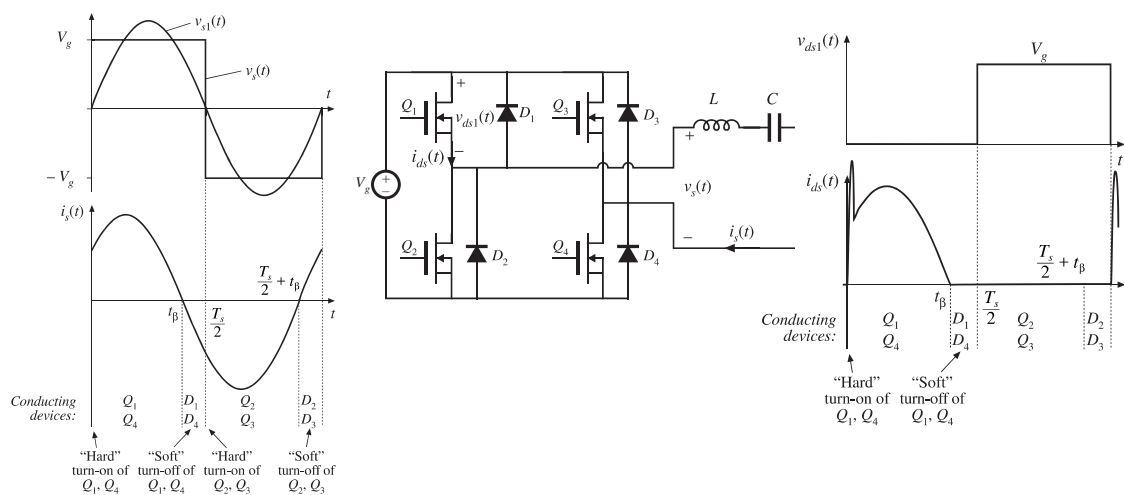


Figura 2.15: Bloqueo ZCS de convertidor/inversor [19].

2.5.5. Operación de convertidor/inversor bajo ZVS en la conducción y bloqueo

Como se puede observar en la Figura 2.14, el bloqueo ZVS sin considerar el capacitor de salida de los transistores no es posible; por su parte la 2.15 muestra que no es posible

comandar a conducir a los transistores del puente completo bajo ZCS. Sin embargo, considerando los capacitores de salida de los transistores, es posible bloquear a los mismos bajo un aumento gradual del voltaje-drenador surtidor, esto es, bloqueo ZVS conforme a la Figura 2.11. Por tanto, la Figura 2.16 muestra lo mencionado en este párrafo.

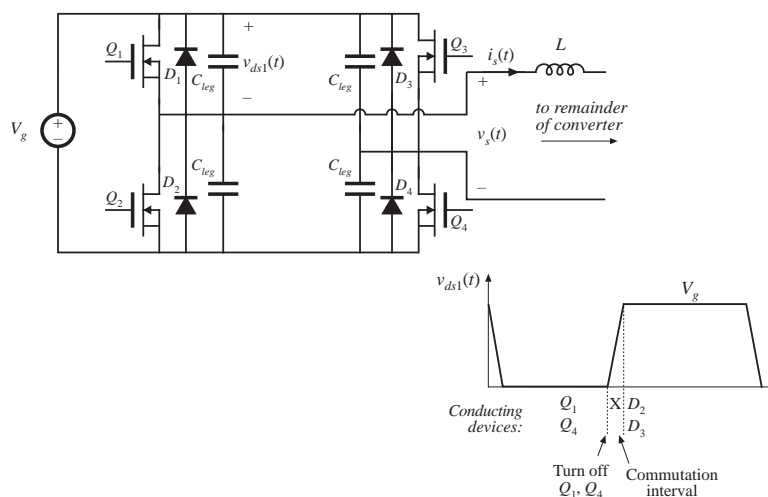


Figura 2.16: Conducción y bloqueo ZVS de convertidor/inversor [19].

2.6. Convertidor como Bus DC de la Fuente de alimentación

El convertidor para generar el Bus DC debe atender básicamente a la corrección activa del factor de potencia, así como operar bajo conmutación suave. Se empleará un convertidor elevador operando en modo de conducción continua con corrección activa del factor de potencia. A continuación se detalla el control empleado y los elementos envueltos para este fin.

2.6.1. Control para corrección del factor de potencia

La corrección activa del factor de potencia, a diferencia de la corrección pasiva, involucra componentes semiconductores en la red utilizada para permitir dicha corrección. Ahora, se emplea la palabra utilizada por el hecho de que los elementos de por sí no permiten la corrección activa, mas si el control desarrollado en los convertidores. Por tanto, se habla de control para corrección del factor de potencia a la estrategia de control utilizada para dicho fin, sin considerar el hecho de haber una red activa o pasiva. En el caso específico de convertidores elevadores de voltaje, Wang en 2017 [20] desarrolla un control de corriente promedio para los modos de conducción continua y discontinua de convertidores elevadores, ver Figura

2.17. Básicamente, conforme a la Figura 2.17, la corriente a través del inductor de entrada L sigue el formato del voltaje rectificado u_g gracias al controlador de corriente. En adición, el controlador de voltaje permite mantener un voltaje de salida u_o constante conforme al voltaje de referencia u_{ref} , reflejando este hecho en un valor de referencia que se multiplica al voltaje rectificado u_g . Mayor detalle se presentará en el capítulo III.

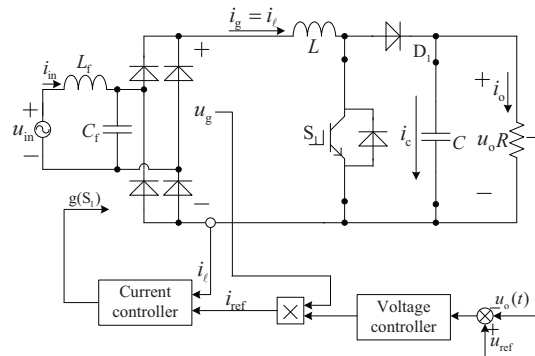


Figura 2.17: Control de corriente promedio en convertidores elevadores [20].

2.6.2. Red activa utilizada en la corrección del factor de potencia

En el caso específico de un convertidor elevador de voltaje, Irving en 2002 [21] desarrolló una red pasiva para la corrección del factor de potencia de su convertidor, ver Figura 2.18, en donde se puede observar la red pasiva resaltada en rojo, incluyendo un inductor serie L_s , dos diodos D_1 y D_2 y un capacitor “Flying” C_s . Las principales ventajas de esta red pasiva es la conmutación suave en el bloqueo del transistor así como una reducción en la temperatura del mismo. Las principales desventajas son la de trabajar en un rango estrecho de voltajes de entrada y corrientes de salida así como la no conmutación suave del transistor en la conducción.

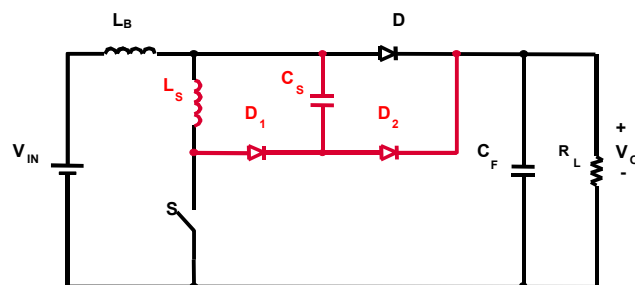


Figura 2.18: Red para corrección pasiva del factor de potencia en convertidor elevador [21].

Años atrás, Ben-yaakov en 1995 [22] desarrolló una célula denominada AASS (*Auxiliary*

Switch Assisted Soft Switcher), esto traducido al español es, conmutador suave asistido por interruptor auxiliar, ver Figura 2.19, en donde se puede observar el transistor principal Q_1 y sus elementos involucrados en su análisis (diodo antiparalelo y capacitancia de salida), un diodo D con su capacitancia de juntura C_2 y la red activa encerrada en rojo, incluyendo un transistor auxiliar o secundario Q_2 , un inductor serie L_s , dos diodos D_2 y D_3 y un capacitor “Flying” C_3 . Ahora, esta célula AASS puede emplearse en un convertidor elevador, convertidor reductor, convertidor elevador-reductor, convertidor Cuk, Sepic y Zeta. En el caso específico de un convertidor elevador de voltaje, el transistor principal Q_1 y el diodo D de la Figura 2.19 corresponderían con el transistor S_1 y el diodo D_1 de la Figura 2.17 respectivamente. En adición, se puede observar la diferencia notoria de la inclusión del transistor secundario Q_2 en la red pasiva de la Figura 2.18, convirtiéndola en una red activa. Las principales ventajas conforme a Ben-yaakov en 1995, es la conmutación suave en todos los elementos semiconductores, tanto en el bloqueo como en la conducción.

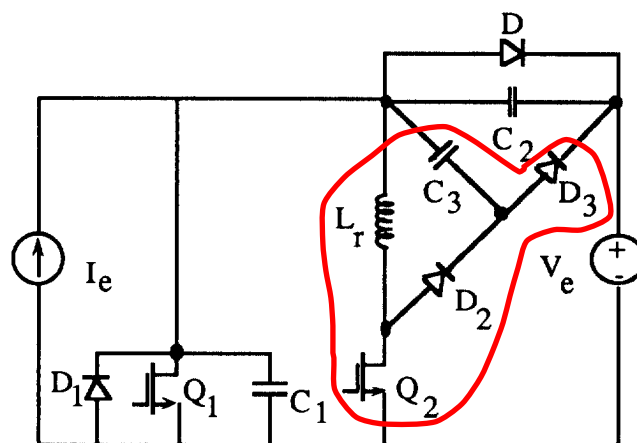


Figura 2.19: Célula AASS [22].

En conjunto, la célula AASS de Ben-yaakov en 1995 y el control desarrollado por Wang en 2017 aplicados a un convertidor elevador de voltaje, conforman la etapa convertidora con corrección activa del factor de potencia del conversor resonante propuesto en este documento.

2.7. Control de inversores resonantes

El control de inversores resonantes aborda el control de una característica del mismo, esto es, de la potencia activa de salida, el voltaje de salida, la corriente de salida, entre otros o incluso la frecuencia de alguna de estas características. La necesidad de este control, por

ejemplo, es la de atender a requerimientos de control de potencia rápida y precisa en un amplio rango de cargas, control de voltaje para protección de equipos, etc. [23][24][25].

En adición, conforme al estado de arte presentado en la sección 2.2, es de vital importancia controlar la amplitud del voltaje de la Fuente de alimentación en aplicaciones de generación de ozono; por tanto, controlar al menos esta característica garantiza una buena producción de ozono. Otro aspecto a considerar es la protección de las cámaras de descarga, garantizar un voltaje fijo en las mismas, garantiza la protección de la misma ante sobre voltajes.

Situándonos en el caso específico de un inversor de puente completo, la estrategia de control de potencia se basa sustancialmente en el desfase en el tiempo del comando de los brazos del puente completo. Controlar el desfase permite el control de la potencia aplicada a la carga vista por la salida del puente completo logrando atender a los requerimientos de potencia, voltaje y/o corriente de salida. Mayor detalle se presentará en el capítulo IV.

Jensen en 2011 [23] propone la estructura de control mostrada en la Figura 2.20 para inversor de puente completo con desfase. La técnica empleada por este autor se denomina modelamiento de envolvente, basándose en los estudios realizados por Erickson en 2007 [19], modelamiento complejo que involucra ecuaciones complejas basándose en funciones de transferencia. Las mallas empleadas en esta estrategia de control son dos, de voltaje y de corriente en las cámaras de descarga. En adición, esta técnica se extiende al control de la potencia activa de salida, del voltaje y corriente de salida, introduciendo el concepto de modos de control que se analizarán en detalle en el capítulo IV.

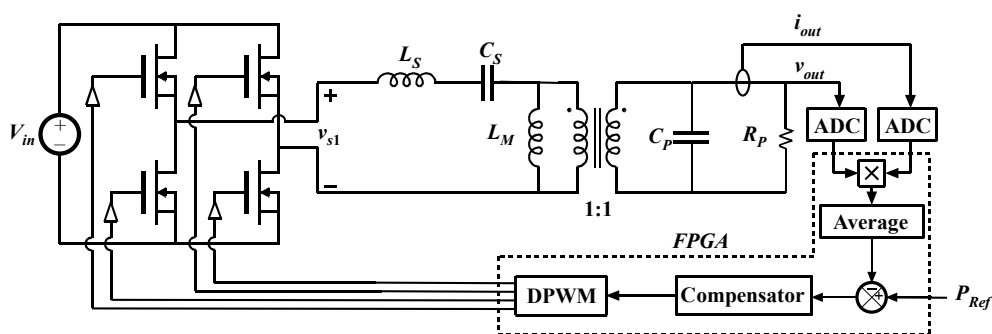


Figura 2.20: Control del inversor resonante por modelamiento de envolvente [23].

Bitoleanu en 2014 [24] controla la corriente de salida de un inversor resonante por desfase, basándose también en una función de transferencia que modele el comportamiento

de la corriente de salida en relación al desfase. En este caso, observamos el control de una característica del inversor resonante.

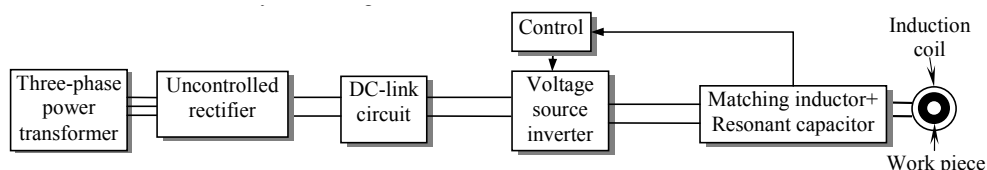


Figura 2.21: Control de la corriente de salida de inversor resonante [24].

Tanto Jensen en 2011 [23] como Bitoleanu en 2014 [24] se centran en la obtención de funciones de transferencia, hecho que si bien genera buenos resultados, hace un poco engorroso el cálculo. Por tanto, considerando la dinámica de la estrategia de control de potencia basada en el desfase en el tiempo del comando de los brazos del puente completo de un inversor resonante, se propone el empleo de un controlador Fuzzy, el cual no necesita el cálculo y/o desarrollo de funciones de transferencia y se basa solo en el conocimiento de la dinámica del proceso para realizar el control.

2.8. Ozono y Covid-19

La agencia de protección ambiental de Estados Unidos, recomienda no utilizar generadores de ozono en espacios ocupados con objetivo de desinfección de Covid-19. Aún cuando se use para generar concentraciones que no exceden los estándares de salud pública, el ozono aplicado al aire interior no elimina de manera efectiva virus, bacterias, moho u otros contaminantes biológicos [26].

CAPÍTULO III

CONVERTIDOR ELEVADOR “FLYING CAPACITOR” EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA Y CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA

Este convertidor elevador “*Flying Capacitor*” es generado a partir de la aplicación de la célula AASS en un convertidor elevador tradicional, célula presentada en la Figura 2.19 y desarrollada por Ben-yaakov en 1995 [22]. En adición, el control de este convertidor elevador “*Flying Capacitor*” permite la corrección activa del factor de potencia (*PFC*), teniendo en cuenta la estricta operación en modo de conducción continua (*CCM*) del convertidor. Por tanto, este convertidor elevador “*Flying Capacitor*” *CCM PFC* posee la ventaja de tener conmutación suave en todos sus componentes semiconductores en comparación con el convertidor elevador tradicional, esto es, no sufrir elevados esfuerzos de voltaje y corriente así como de elevar la eficiencia del convertidor.

3.1. Estructura

Agregando la célula AASS de la Figura 2.19 en un convertidor elevador tradicional, genera la estructura mostrada en la Figura 3.1. En esta figura observemos el detalle del transistor IGBT Q_{sec} , el inductor L_r , el capacitor “*Flying*” C_{fly} y los diodos D_2 y D_3 característicos de la célula AASS.

3.2. Etapas de operación

Para las etapas de operación tener en cuenta que el control digital mostrado en la Figura 3.1, actúa haciendo que el voltaje de salida del convertidor permanezca constante ante variaciones de carga o de línea, así como que el formato de la corriente que circula por el inductor L_{in} siga un formato sinusoidal rectificado. Ahora, como el voltaje de entrada V_{in} tiene una frecuencia de 60 Hz, esta se considera constante con valor V_{ref} en el análisis de las etapas de operación para un periodo de conmutación del convertidor, el cual es mucho mayor a 60 Hz.

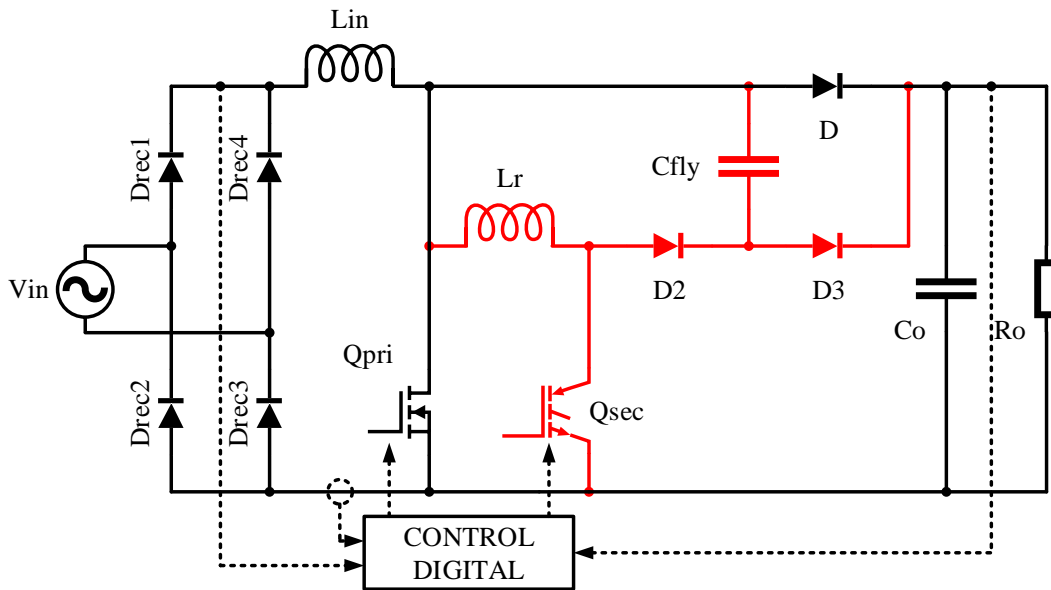


Figura 3.1: Estructura del convertidor “Flying Capacitor” [27].

En adición, cabe señalar que el convertidor presentado en la Figura 3.1 puede operar de dos formas diferentes, no totalmente, mas si en algunas de las etapas de operación presentadas en la Figura 3.2 dependiendo de la elección del inductor L_r . Para garantizar la operación conforme se presenta en la Figura 3.2, el valor de la inductancia L_r deberá satisfacer la siguiente desigualdad (3.1), la cual parte del estudio realizado por Ben-yaakov en 1995 [22] siendo modificada a partir de la consideración de un convertidor sin pérdidas.

$$L_r < \left(\frac{V_o \cdot V_{recpico}}{2 \cdot P_o} \right)^2 \cdot \left(\sqrt{C_{fly}} - \sqrt{C_{oss} + C_j} \right)^2 \quad (3.1)$$

Donde:

- V_o : Voltaje de salida del convertidor.
- $V_{recpico}$: Voltaje pico de la red.
- P_o : Potencia de salida del convertidor.
- C_{fly} : Capacitor “Flying”.
- C_{oss} : Capacitancia de salida del transistor Q_{pri} .
- C_j : Capacitancia de juntura del diodo D .

Por lo anterior, la Figura 3.2 presenta las etapas de operación de la estructura del convertidor presentado en la Figura 3.1, las cuales se describen a continuación para un periodo de conmutación T_s **el cual no necesariamente es igual al periodo de conmutación del inversor presentado en el capítulo III.**

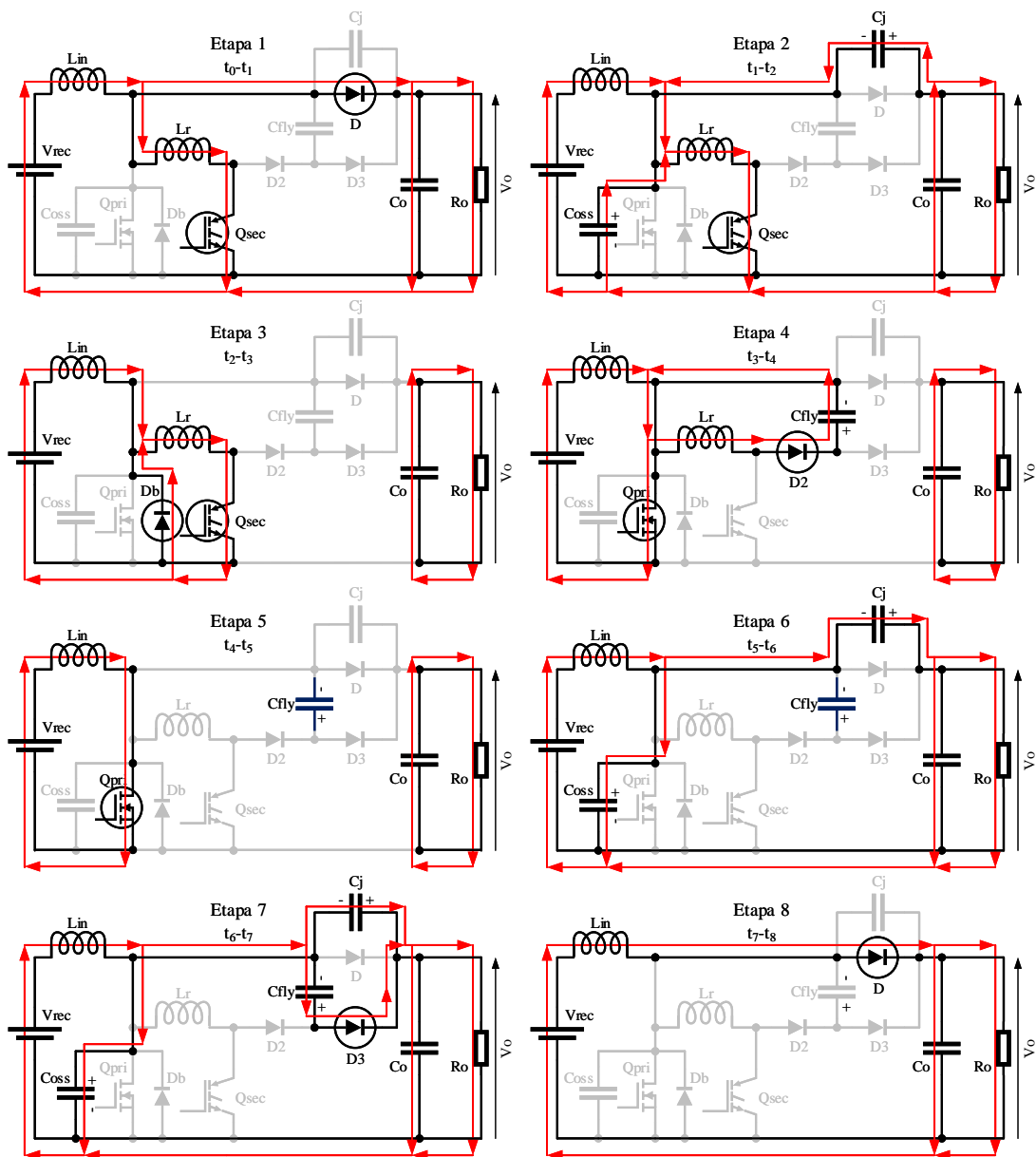


Figura 3.2: Etapas de operación del convertidor elevador “Flying Capacitor” [27].

Primera etapa (t_0-t_1):

- Durante: Conducción del transistor Q_{sec} bajo corriente cero **ZCS**.
- Durante: Carga del inductor L_r .
- Durante: Disminución de la corriente a través del diodo D .
- Flujo de Energía: De la fuente V_{ref} hacia inductor L_r .
- Fin de etapa: Hasta que la corriente en el diodo D sea cero.
- Observación: Bloqueo del diodo D bajo corriente cero **ZCS**.

Segunda etapa (t_1-t_2):

- Durante: Carga de la capacitancia de juntura C_j .
- Durante: Descarga de la capacitancia de salida C_{oss} .
- Flujo de Energía: De la fuente V_{ref} hacia inductor L_r .
- Fin de etapa: Hasta descarga de la capacitancia de salida C_{oss} sea cero.

Tercera etapa (t_2-t_3):

- Durante: Conducción del diodo antiparalelo D_b .
- Durante: Se comanda a conducir al transistor Q_{pri} bajo voltaje cero **ZVS**.
- Fin de etapa: En cuanto se bloquee el transistor Q_{sec} .
- Observación: Bloqueo del transistor Q_{sec} bajo voltaje cero **ZVS**.

Cuarta etapa (t_3-t_4):

- Durante: Conducción del diodo D_2 .
- Durante: Carga del capacitor “Flying” C_{fly} .
- Fin de etapa: En cuanto se descarga el inductor L_r .

Quinta etapa (t_4-t_5):

- Durante: Energía almacenada en capacitor “Flying” C_{fly} .
- Fin de etapa: En cuanto se bloquee el transistor Q_{pri} .

Sexta etapa (t_5-t_6):

- Durante: Descarga de la capacitancia de juntura C_j .
- Durante: Carga de la capacitancia de salida C_{oss} .
- Flujo de Energía: De la fuente V_{ref} hacia la carga C_o-R_o .
- Fin de etapa: Hasta que el voltaje de la capacitancia de juntura C_j sea igual a voltaje del capacitor “Flying” C_{fly} .
- Observación: Bloqueo del transistor Q_{pri} bajo voltaje cero **ZVS**.

Septima etapa (t_6-t_7):

- Durante: Conducción del diodo D_3 .
- Durante: Descarga de la capacitancia de juntura C_j .
- Durante: Carga de la capacitancia de salida C_{oss} .
- Durante: Descarga total del capacitor “Flying” C_{fly} .
- Flujo de Energía: De la fuente V_{ref} y del capacitor “Flying” C_{fly} hacia la carga C_o-R_o .
- Fin de etapa: Hasta descarga de la capacitancia de juntura C_j .
- Observación: Conducción del diodo D bajo voltaje cero **ZVS**.

Oactava etapa (t_7-t_0):

- Durante: Conducción del diodo D .
- Flujo de Energía: De la fuente V_{ref} hacia la carga C_o-R_o .
- Fin de etapa: En cuanto se comande a conducir al transistor Q_{sec} .

3.3. Formas de onda

La Figura 3.3 muestra la forma de onda del voltaje V_{rec} que proviene de una rectificación de onda completa del votage de red a través del puente de diodos D_{rec} mostrado en la Figura 3.1 y de la corriente I_{Lin} que circula a través del inductor de entrada L_{in} para un periodo de red.

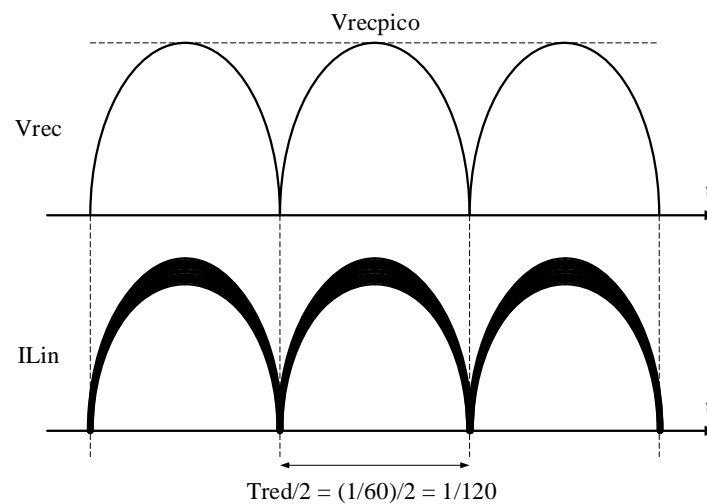


Figura 3.3: Formas de onda de V_{rec} e I_{Lin} para un periodo de red [27].

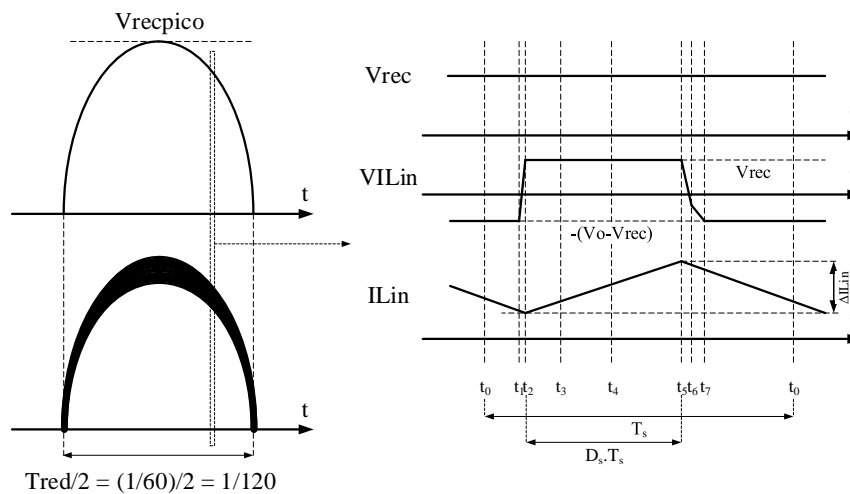


Figura 3.4: Formas de onda de V_{rec} , V_{Lin} e I_{Lin} para un periodo de conmutación [27].

Por su parte, la Figura 3.4 muestra las formas de onda del voltaje V_{rec} , del voltaje $V_{L_{in}}$ en el inductor de entrada y de la corriente $I_{L_{in}}$ para un periodo de conmutación T_s .

La Figura 3.5 muestra las principales formas de onda para un periodo de conmutación T_s de cada uno de los elementos semiconductores del convertidor elevador “*Flying Capacitor*”, en donde:

- D_s : Razón cíclica.
- $D_s \cdot T_s$: Tiempo de conducción tanto del transistor Q_{pri} como de su diodo antiparalelo D_b .

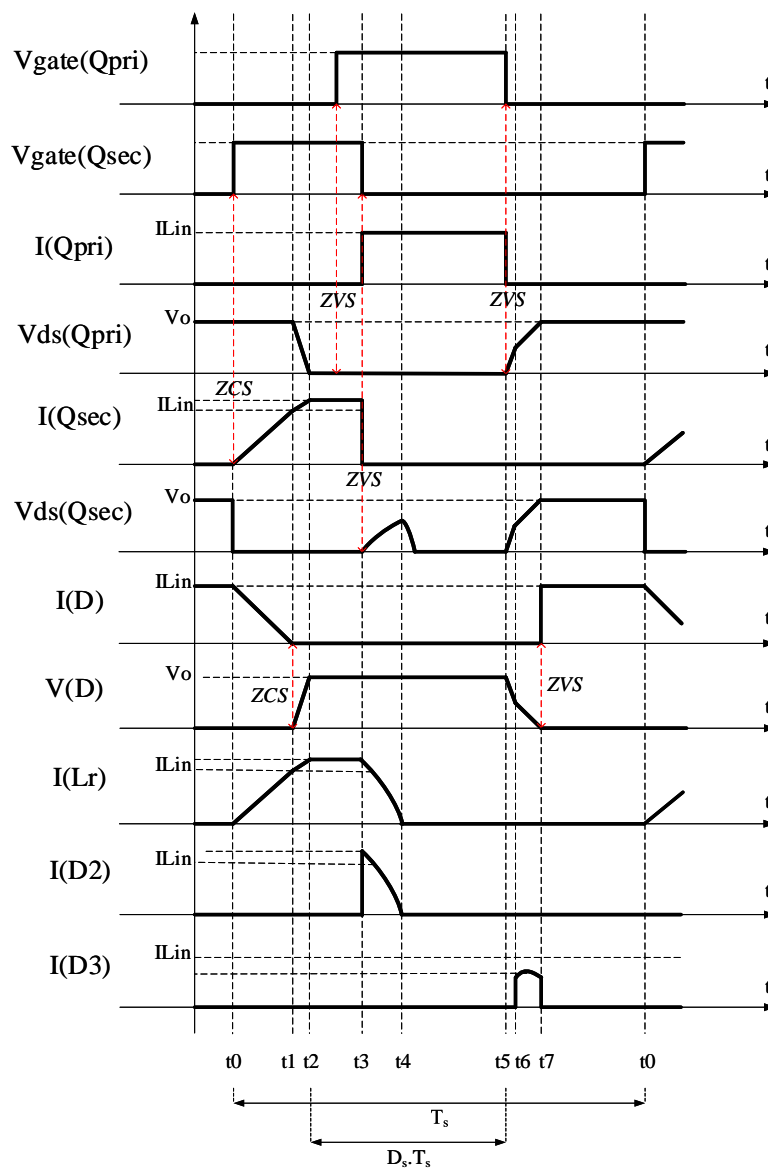


Figura 3.5: Formas de onda del convertidor elevador “*Flying Capacitor*” CCM PFC [27].

Importante para las Figuras 3.2 y 3.5:

- Etapas 1, 2, 4, 6, 7 y 8 tienen un tiempo de duración definido por los componentes del convertidor elevador. No se controlan mas deben tenerse en cuenta para el control digital.
- La duración de la Etapa 3 necesita ser lo más corta posible para evitar pérdidas en los elementos parásitos resistivos.
- Durante la Etapa 5, el control digital actúa para obtener corrección activa del factor de potencia.

El convertidor elevador “*Flying Capacitor*” *CCM PFC* proviene de la aplicación de la célula AASS en un convertidor elevador tradicional, como se mostró en la Figura 3.1, por tanto, para las formas de onda mostradas en las Figuras 3.3, 3.4 y 3.5 tenemos en las siguientes dos secciones el ecuacionamiento que permitirá la selección de sus componentes.

3.4. Ecuacionamiento de los componentes pasivos

Ganancia en modo de conducción continua *CCM* en la ecuación (3.2):

$$\frac{V_o}{V_{rec}} = \frac{1}{1 - D_s} \quad (3.2)$$

Resolviendo para D_s con $V_{rec} = V_{recpico} \cdot \sin(\alpha)$ en (3.2):

$$D_s = 1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha), \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t < 180^\circ \quad (3.3)$$

La estrategia de control digital mantiene el voltaje de salida constante con valor V_o , haciendo que la razón cíclica siga el formato presentado en la ecuación (3.3).

3.4.1. Inductancia L_{in}

Para las Figuras 3.2 y 3.5, desde t_2 hasta t_5 , se tiene la siguiente ecuación (3.4):

$$\begin{aligned} V_{rec} &= L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} = L_{in} \cdot \frac{\Delta I_{L_{in}}}{\Delta t = t_5 - t_2} \\ \Delta I_{L_{in}} &= D_s \cdot \frac{T_s \cdot V_{recpico}}{L_{in}} \cdot \sin(\alpha) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Substituyendo (3.3) en (3.4):

$$\begin{aligned} \Delta I_{L_{in}} &= \left(1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha) \right) \cdot \frac{T_s \cdot V_{recpico}}{L_{in}} \cdot \sin(\alpha) \\ \frac{\Delta I_{L_{in}} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} &= \sin(\alpha) - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Derivando el lado derecho de la ecuación (3.5) con respecto a α y obteniendo el valor máximo para la máxima variación de corriente, obtenemos la ecuación (3.6):

$$\frac{\Delta I_{L_{in}} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} = \frac{V_o}{4 \cdot V_{recpico}}$$

$$L_{in} = \frac{T_s \cdot V_o}{4 \cdot \Delta I_{L_{in}}} \quad (3.6)$$

Donde:

- $\Delta I_{L_{in}}$: Variación de corriente máxima en el inductor L_{in} .

3.4.2. Resistencia R_o

Para una carga resistiva se tiene la ecuación (3.7):

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (3.7)$$

3.4.3. Capacitancia C_o

Para un capacitor se tiene las siguientes ecuaciones (3.8) y (3.9):

$$\Delta V_o = X_{C_o} \cdot \Delta I_{C_o} \quad (3.8)$$

$$X_{C_o} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot 60) \cdot C_o} \quad (3.9)$$

Por tanto de (3.8) y (3.9) se obtiene la ecuación (3.10):

$$C_o = \frac{\Delta I_{C_o}}{4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot \Delta V_o} \quad (3.10)$$

Donde:

- X_{C_o} : Reactancia capacitiva de C_o para el doble de la frecuencia de red.

Convertidor elevador sin pérdidas:

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o$$

$$[V_{recpico} \cdot \sin(\alpha)] \cdot [I_{L_{in pico}} \cdot \sin(\alpha)] = V_o \cdot I_{R_o} + V_o \cdot I_{C_o}$$

$$V_{recpico} \cdot I_{L_{in pico}} \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \alpha) \right] = V_o \cdot I_{R_o} + V_o \cdot I_{C_o}$$

$$\frac{V_{recpico} \cdot I_{L_{in pico}}}{2} + \frac{V_{recpico} \cdot I_{L_{in pico}}}{2} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) = V_o \cdot I_{R_o} + V_o \cdot I_{C_o}$$

$$\frac{V_{recpico} \cdot I_{L_{in pico}}}{2} = V_o \cdot I_{R_o} \quad \vee \quad \frac{V_{recpico} \cdot I_{L_{in pico}}}{2} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) = V_o \cdot I_{C_o} \quad (3.11)$$

Por tanto, conforme a la ecuación (3.11), obtenemos la ecuación (3.12):

$$I_{C_o} = I_{R_o} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) \quad (3.12)$$

La ecuación (3.11) indica que I_{C_o} varia de $-I_{R_o}$ a $+I_{R_o}$, por tanto su variación ΔI_{C_o} seria de $2 \cdot I_{R_o}$ conforme a la ecuación (3.13):

$$\Delta I_{C_o} = 2 \cdot I_{R_o} = 2 \cdot \frac{P_o}{V_o} \quad (3.13)$$

Substituyendo (3.13) en (3.10) nos permite obtener la ecuación (3.14):

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (3.14)$$

Donde:

- ΔV_o : Variación máxima del voltaje de salida V_o .

3.4.4. Inductancia L_r

Dado por la ecuación (3.1):

$$L_r < \left(\frac{V_o \cdot V_{recpico}}{2 \cdot P_o} \right)^2 \cdot \left(\sqrt{C_{fly}} - \sqrt{C_{oss} + C_j} \right)^2$$

3.4.5. Capacitancia C_{fly}

Para la cuarta etapa de operación mostrada en la Figura 3.2, la energía almacenada en el inductor L_r se transfiere en su totalidad al capacitor C_{fly} conforme a la ecuación (3.15):

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_{L_r}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{fly} \cdot V_{C_{fly}}^2 \quad (3.15)$$

Donde:

- $V_{C_{fly}}$: Voltaje almacenado en el capacitor C_{fly} .

Para el valor máximo de I_{L_r} que también es la corriente máxima que circula a través del inductor L_{in} y teniendo en cuenta la ecuación (3.11):

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{fly} \cdot V_{C_{fly}}^2$$

$$V_{C_{fly} max} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{fly}} \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}} \quad (3.16)$$

La capacitancia C_{fly} se escoge de manera arbitraria teniendo en cuenta el voltaje máximo que almacenará dado por la ecuación (3.16),

TABLA 3.1: Fórmulas para selección de componentes pasivos.

		Expresión
Componente	L_{in}	$\frac{T_s \cdot V_o}{4 \cdot \Delta I_{L_{in}}}$
	R_o	$\frac{V_o^2}{P_o}$
	C_o	$\frac{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot V_o \cdot \Delta V_o}{P_o}$
	L_r	$< \left(\frac{V_o \cdot V_{recpico}}{2 \cdot P_o} \right)^2 \cdot \left(\sqrt{C_{fly}} - \sqrt{C_{oss} + C_j} \right)^2$
	C_{fly}	C_{fly} escogido arbitrariamente y con: $V_{C_{fly}max} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{fly}} \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}}$

3.4.6. Resumen del ecuacionamiento de los componentes pasivos

Para el convertidor elevador “Flying Capacitor” CCM PFC presentado en la Figura 3.1, obtenemos la Tabla 3.1.

3.5. Ecuacionamiento de los componentes semiconductores

Para la elección de los componentes semiconductores, se considera:

- Esfuerzos de voltaje en los transistores
- Voltaje inverso en los diodos
- Corriente media
- Corriente eficaz
- Corriente pico

3.5.1. Transistor Q_{pri}

3.5.1.1. Voltaje drenador-surtidor $V_{Q_{pri}ds}$

$$V_{Q_{pri}ds} = V_o \quad (3.17)$$

3.5.1.2. Corriente media $I_{Q_{pri}med}$

Para un periodo de conmutación:

$$I_{Q_{pri}m} = I_{L_{in}} \cdot D_s \quad (3.18)$$

Substituyendo (3.3) y (3.11) en (3.18):

$$I_{Q_{pri\ m}} = \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha) \right)$$

$$I_{Q_{pri\ m}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \left(\sin(\alpha) - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2 \right), \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (3.19)$$

Ahora, para un período de red:

$$I_{Q_{pri\ med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} I_{Q_{pri\ m}} d\alpha \quad (3.20)$$

Substituyendo (3.19) en (3.20):

$$I_{Q_{pri\ med}} = \frac{P_o}{V_{recpico}} \cdot \left(\frac{4}{\pi} - \frac{V_{recpico}}{V_o} \right) \quad (3.21)$$

3.5.1.3. Corriente eficaz $I_{Q_{pri\ ef}}$

Análogamente a la corriente media, obtenemos la ecuación (3.22):

$$I_{Q_{pri\ e}} = I_{Lin} \cdot \sqrt{D_s}$$

$$I_{Q_{pri\ e}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)}, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0$$

$$I_{Q_{pri\ ef}}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} I_{Q_{pri\ e}}^2 d\alpha$$

$$I_{Q_{pri\ ef}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4 \cdot V_{recpico}}{3 \cdot \pi \cdot V_o}} \quad (3.22)$$

3.5.1.4. Corriente pico $I_{Q_{pri\ pico}}$

$$I_{Q_{pri\ p}} = I_{Lin} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} \quad (3.23)$$

Substituyendo (3.11) en (3.23) obtenemos la ecuación (3.24):

$$I_{Q_{pri\ pico}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} \quad (3.24)$$

3.5.2. Transistor Q_{sec}

Su ecuacionamiento es análogo al del transistor Q_{pri} . Los resultados son presentados en la Tabla 3.2.

3.5.3. Diodo D

3.5.3.1. Voltaje inverso V_{Drev}

$$V_{Drev} = V_o \quad (3.25)$$

3.5.3.2. Corriente media I_{Dmed}

Análogamente a la corriente media del transistor Q_{pri} , obtenemos la ecuación (3.26):

$$I_{Dm} = I_{Lin} \cdot (1 - D_s)$$

$$I_{Dm} = \frac{2 \cdot P_o}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{180^\circ} I_{Dm} d\alpha$$

$$I_{Dmed} = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.26)$$

3.5.3.3. Corriente eficaz I_{Def}

Análogamente a la corriente media, obtenemos la ecuación (3.27):

$$I_{De} = I_{Lin} \cdot \sqrt{1 - D_s}$$

$$I_{De} = \frac{2 \cdot P_o}{\sqrt{V_{recpico} \cdot V_o}} \cdot \sin(\alpha)^{1,5}, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0$$

$$I_{Def}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{180^\circ} I_{De}^2 d\alpha$$

$$I_{Def} = \frac{4}{\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \frac{P_o}{\sqrt{V_{recpico} \cdot V_o}} \quad (3.27)$$

3.5.3.4. Corriente pico I_{Dpico}

Análogamente a la corriente pico del transistor Q_{pri} , obtenemos la ecuación (3.28):

$$I_{Dpico} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} \quad (3.28)$$

3.5.4. Diodos D_2 y D_3

Su ecuacionamiento es análogo al del diodo D . Los resultados son presentados en la Tabla 3.2.

3.5.5. Resumen del ecuacionamiento de los componentes semiconductores

Para el convertidor elevador “*Flying Capacitor*” CCM PFC presentado en la Figura 3.1, obtenemos la Tabla 3.1. En donde:

- $t_3 - t_0$: Tiempo de duración de las Etapas 1, 2 y 3.
- $t_4 - t_3$: Tiempo de duración de la Etapa 3.
- $t_7 - t_6$: Tiempo de duración de la Etapa 6.

TABLA 3.2: Fórmulas para selección de componentes semiconductores.

		Parámetro				
		Voltaje [V]		Corriente [A]		
		Drenador-Surtidor	Inverso	Media	Eficaz	Pico
Componente	Q_{pri}	V_o		$\frac{P_o}{V_{recpico}} \cdot \left(\frac{4}{\pi} - \frac{V_{recpico}}{V_o} \right)$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4 \cdot V_{recpico}}{3 \cdot \pi \cdot V_o}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{L_{in}}}{2}$
	Q_{sec}			$\frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_3 - t_0}{T_s}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}$
	D			$\frac{P_o}{V_o}$	$\frac{4}{\sqrt{3 \cdot \pi}} \cdot \frac{P_o}{\sqrt{V_{recpico} \cdot V_o}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{L_{in}}}{2}$
	D_2	V_o		$\frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_4 - t_3}{T_s}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_4 - t_3}{T_s}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}$
	D_3			$\frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_7 - t_6}{T_s}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_7 - t_6}{T_s}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{L_{in}}}{2}$

3.6. Control digital

Basándonos en el trabajo realizado por Wang en 2017 [20], la estrategia de control para este convertidor emplea dos lazos de control, uno para corriente y otro para voltaje para hacer que la corriente en el inductor de entrada L_{in} siga el formato sinusoidal rectificadora del voltaje de salida del puente de diodos D_{rec} y, por lo tanto, obtener un elevado factor de potencia en el voltaje de red, así como para mantener un voltaje constante en la salida del convertidor, respectivamente.

3.6.1. Control de corriente

La Figura 3.6 muestra la malla de control de corriente, la cual monitorea tanto la corriente en el inductor de entrada L_{in} como el voltaje en la salida del puente de diodo D_{rec} . En adición, para desacoplar dinámicamente la malla de control de voltaje con la malla de control de corriente, esta última tiene que ser más rápida.

La Figura 3.7 muestra el diagrama de bloques de la malla de control de corriente con función de transferencia en lazo cerrado. Ahora, en lazo abierto y para un compensador de

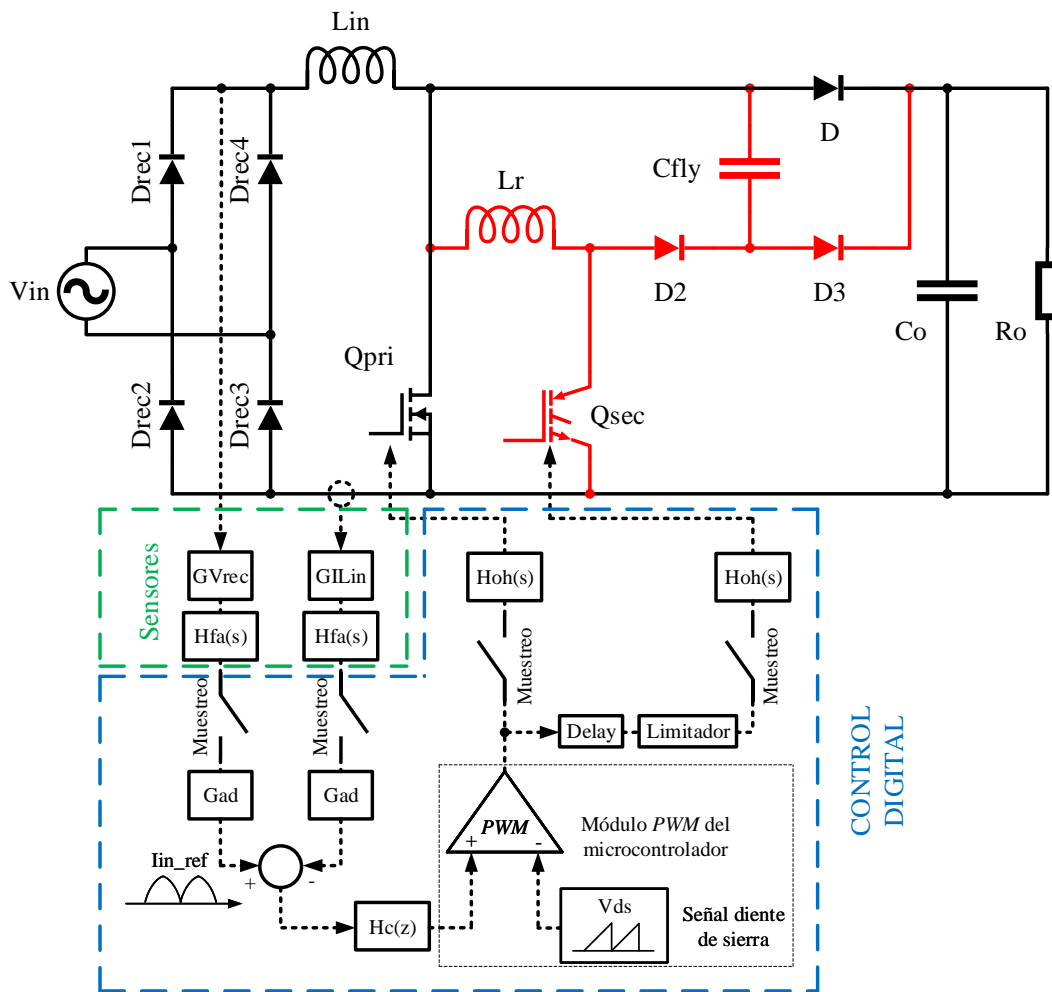


Figura 3.6: Malla de control de corriente [27].

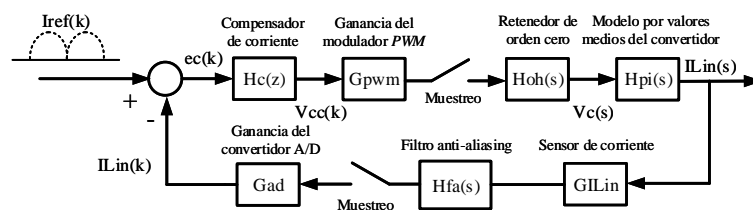


Figura 3.7: Diagrama de bloques de la malla de control de corriente [27].

corriente $H_c(z)$ unitario tenemos la siguiente de transferencia (3.29):

$$FTMAc(s) = G_{pwm} \cdot H_{oh}(s) \cdot H_{pi}(s) \cdot G_{I_{Lin}} \cdot H_{fa}(s) \cdot G_{ad} \quad (3.29)$$

3.6.1.1. Modelo por valores medio del convertidor $H_{pi}(s)$

Para un convertidor elevador *CCM* tradicional, Erickson en 2007 [19] dispone la siguiente función de transferencia (3.30) por valores medios para pequeña variación de señal:

$$H_{pi}(s) = \frac{\hat{i}_{L_{in}}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_{in}} \quad (3.30)$$

Donde:

$$\begin{aligned} I_{L_{in}} &\rightarrow \overline{I_{L_{in}}} + \hat{i}_{L_{in}} \\ D_s &\rightarrow \overline{D_s} + \hat{d} \end{aligned} \quad (3.31)$$

- \overline{X} : Valor de señal en estado estable.
- \hat{x} : Pequeña variación de la señal.

3.6.1.2. Ganancia G_{PWM}

La Figura 3.8 presenta la modulación por ancho de pulso *PWM* para generar la señal de control D_s traducida en pulsos de duración $D_s \cdot T_s$ a la salida. Ganancia dada en la ecuación (3.32).

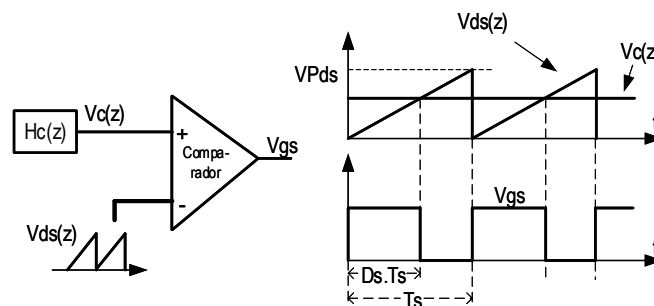


Figura 3.8: Modulación *PWM* [27].

$$\begin{aligned} \frac{V_{Pds}}{T_s} &= \frac{V_c}{D_s \cdot T_s} \\ G_{PWM} &= \frac{D_s}{V_c} = \frac{1}{V_{Pds}} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Donde:

- V_{Pds} : Valor pico de la señal diente de sierra con inicio igual a cero.

3.6.1.3. Filtro *anti-aliasing* $H_{fa}(s)$

Filtro necesario para eliminar ruido de alta frecuencia, por ejemplo, ruido a frecuencia de conmutación y sus múltiplos. La Figura 3.9 presenta un filtro pasa bajas de segunda orden *Sallen Key*, el cual se aproxima a un filtro de primer orden, conforme a la ecuación (3.33).

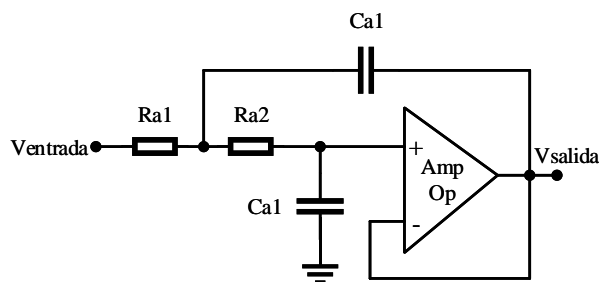


Figura 3.9: Filtro *anti-aliasing* [27].

$$H_{fa}(s) = \frac{V_{salida}(s)}{V_{entrada}(s)} = \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \quad (3.33)$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{R_{a1} \cdot R_{a2} \cdot C_{a1} \cdot C_{a2}}} \quad (3.34)$$

3.6.1.4. Retenedor de orden cero $H_{oh}(s)$

Empleado en muestreadores, dado en la ecuación (3.35).

$$H_{oh}(s) = \frac{1 - e^{-T_a \cdot s}}{s} \quad (3.35)$$

Donde:

- T_a : Periodo de muestreo.

3.6.1.5. Ganancia G_{ad}

Ganancia del convertidor de analógico a digital, dado en la ecuación (3.36), específicamente de la resolución y del rango de voltaje característico del mismo ($0-V_{ad}$). Para una normalización entre 0 y 1 (interno del convertidor A/D):

$$G_{ad} = \left(\frac{2^n - 1}{V_{ad}} \right) \cdot V_{adref} = \frac{V_{adref}}{V_{ad}} \quad (3.36)$$

3.6.1.6. Función de transferencia en malla abierta $FTMAc$

Nuevamente considerando un compensador de corriente $H_c(s)$ unitario, reemplazamos las ecuaciones (3.30), (3.32), (3.33) y (3.35) en la ecuación (3.29):

$$FTMAc(s) = G_{pwm} \cdot G_{I_{Lin}} \cdot G_{ad} \cdot \frac{1 - e^{-T_a \cdot s}}{s} \cdot \frac{V_o}{s \cdot L_{in}} \cdot \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \quad (3.37)$$

Transformada Z en (3.37):

$$FTMAc(z) = \frac{G_{pwm} \cdot G_{I_{Lin}} \cdot G_{ad} \cdot (V_{FD} + V_o)}{L_{in} \cdot \omega_a} \cdot (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{\omega_a^2}{s^2 \cdot (s + \omega_a)} \right\} \quad (3.38)$$

Empleando tablas de Transformada Z en (3.38):

$$FTMAc(z) = K_1 \cdot \frac{(z + z_1)}{(z - 1) \cdot (z - z_2)}$$

$$K_1 = \frac{G_{pwm} \cdot G_{I_{Lin}} \cdot G_{ad} \cdot (V_o) \cdot (\omega_a \cdot T_a - 1 + e^{-\omega_a \cdot T_a})}{L_{in} \cdot \omega_a}$$

$$z_1 = \frac{1 - e^{-\omega_a \cdot T_a} - \omega_a \cdot T_a \cdot e^{-\omega_a \cdot T_a}}{\omega_a \cdot T_a - 1 + e^{-\omega_a \cdot T_a}}$$

$$z_2 = e^{-\omega_a \cdot T_a} \quad (3.39)$$

Transformada bilineal:

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2} \cdot w}{1 - \frac{T_a}{2} \cdot w} \quad (3.40)$$

Substituyendo (3.40) en (3.39), nos permite obtener la ecuación (3.41):

$$FTMAc(w) = G_1 \cdot \frac{(w - w_1) \cdot (w - w_2)}{w \cdot (w + w_3)}$$

$$G_1 = \frac{(z_1 - 1) \cdot K_1}{(1 + z_2) \cdot 2}$$

$$w_1 = \frac{2 \cdot (1 + z_1)}{T_a \cdot (z_1 - 1)}$$

$$w_2 = \frac{2}{T_a}$$

$$w_3 = \frac{2 \cdot (1 - z_2)}{T_a \cdot (1 + z_2)} \quad (3.41)$$

Tener en cuenta el periodo de muestreo T_a en las ecuaciones obtenidas anteriormente.

3.6.1.7. Compensador de corriente H_c

Erickson en 2007 [19] propone para una función de transferencia en lazo abierto de segundo orden, como la obtenida en la ecuación (3.41), un compensador en función de la frecuencia de cruzamiento y de márgenes de fase deseados conforme al siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 H_c(s) &= G_c \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot c_1)}{s \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot p_1)} \\
 c_1 &= f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}} \\
 p_1 &= f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}}
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Donde:

- G_c : Ganancia del compensador.
- f_{cru_c} : Frecuencia de cruzamiento deseada.
- θ : Margen de fase deseado.

Sin embargo, para un convertidor que opera a elevados niveles de frecuencia, el compensador de la ecuación (3.42) no es suficiente dado que es necesario agregar un polo y un cero para atender a las siguientes consideraciones:

- Polo cerca de la frecuencia de conmutación del convertidor: Permite disminuir la ganancia en lazo cerrado de la malla de corriente para atenuar ruido en alta frecuencia.
- Cero cerca de la frecuencia de corte del filtro *anti-aliasing*: Permite atenuar efectos del filtro *anti-aliasing*.

Por lo anterior, tenemos a continuación el compensador para la malla de corriente:

$$\begin{aligned}
 H_c(s) &= G_c \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot c_1)}{s \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot p_1)} \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot c_2)}{(s + 2 \cdot \pi \cdot p_2)} \\
 c_1 &= f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}} \\
 c_2 &= 0,45 \cdot \frac{\omega_a}{2 \cdot \pi} \\
 p_1 &= 2,51 \cdot f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}} \\
 p_2 &= \frac{3}{2 \cdot T_a} \cdot X
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

Donde:

- f_{cru_c} : Frecuencia de cruzamiento deseada.
- X : Valor que tiende a 1 por la izquierda ($X \rightarrow 1^-$, $X \neq 1$).

Ahora, el compensador obtenido en el conjunto de ecuaciones (3.43) no se encuentra en el dominio de la transformada bilineal en comparación con la función de transferencia en malla abierta del conjunto de ecuaciones (3.41). Por tanto, aplicando la ecuación (3.44) que transforma el dominio s al dominio bilineal w de cada polo o cero, obtenemos el compensador en el dominio de la transformada bilineal dado en el conjunto de ecuaciones (3.45).

$$w_c \circ w_p = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan [\pi \cdot (c \circ p) \cdot T_a] \quad (3.44)$$

$$H_c(w) = G_c \cdot \frac{(w + 2 \cdot \pi \cdot w_{c1})}{w \cdot (w + 2 \cdot \pi \cdot w_{p1})} \cdot \frac{(w + 2 \cdot \pi \cdot w_{c2})}{(w + 2 \cdot \pi \cdot w_{p1})}$$

$$w_{c1} = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan \left[\pi \cdot f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}} \cdot T_a \right]$$

$$w_{c2} = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan \left[0,45 \cdot \frac{\omega_a}{2} \cdot T_a \right]$$

$$w_{p1} = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan \left[\pi \cdot f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}} \cdot T_a \right]$$

$$w_{p2} = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan \left[\frac{3 \cdot \pi}{2} \cdot X \right] \quad (3.45)$$

Finalmente, obtenido el compensador en el dominio de la transformada bilineal, solo es cuestión de emplear la transformada bilineal inversa a partir de la ecuación (3.40) para obtener el compensador de corriente $H_c(z)$ en el dominio de la Transformada Z, necesario para el control digital.

3.6.1.8. Ganancias $G_{V_{rec}}$ y $G_{I_{Lin}}$

En estado estable el error de entrada al compensador de corriente de la Figura 3.7 es cero:

$$ec = V_{recpico} \cdot G_{V_{rec}} - I_{Linpico} \cdot G_{I_{Lin}} = 0$$

$$G_{V_{rec}} \cdot V_{recpico}^2 = 2 \cdot P_o \cdot G_{I_{Lin}} \quad (3.46)$$

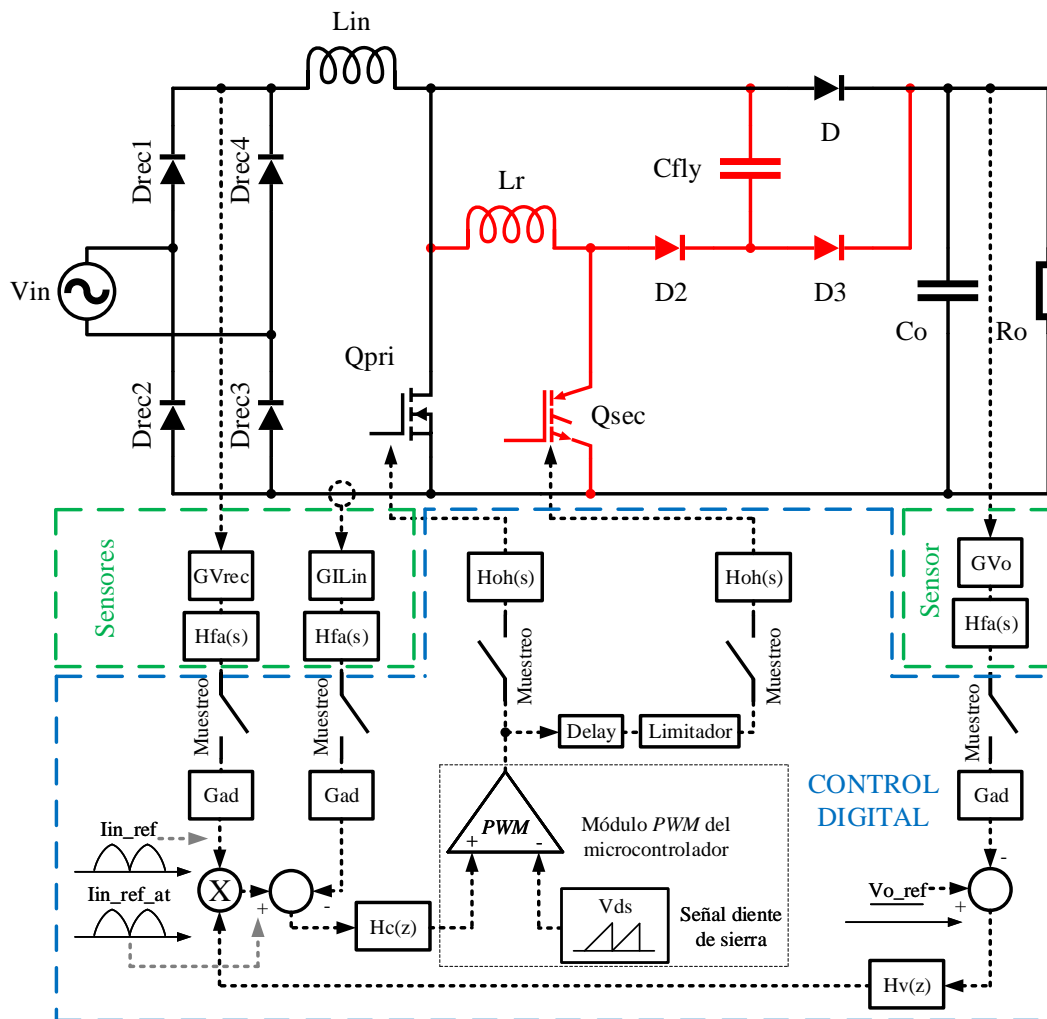


Figura 3.10: Malla de control de voltaje [27].

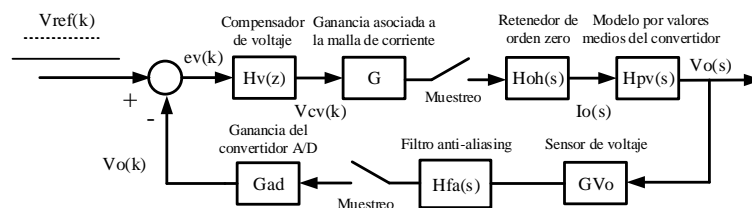


Figura 3.11: Diagrama de bloques de la malla de control de voltaje [27].

3.6.2. Control de voltaje

La Figura 3.10 muestra a malla de control de voltaje, la cual monitorea el voltaje de salida del convertidor V_o para actualizar la corriente de referencia de la malla de control de corriente. El punto específico para el desarrollo del control, se ubica en el pico de voltaje de la red.

La Figura 3.11 muestra el diagrama de bloques de la malla de control de voltaje con función de transferencia en lazo cerrado. Ahora, en lazo abierto y para un compensador de voltaje $H_v(z)$ unitario tenemos la siguiente de transferencia:

$$FTMAv(s) = G \cdot H_{oh}(s) \cdot H_{pv}(s) \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \quad (3.47)$$

Tener en cuenta la ausencia del filtro *anti-aliasing* en la ecuación (3.47) dado que la malla de control de voltaje es lenta, traduciéndose en una ganancia unitaria para este tipo de filtros.

3.6.2.1. Modelo de salida del convertidor $H_{pv}(s)$

Esta función de transferencia relaciona la salida del convertidor V_o con la corriente de salida I_o como se muestra en la Figura 3.12 de donde se desprenden las siguientes ecuaciones:

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{dV_{C_o}}{dt} = \frac{I_{C_o}}{C_o} \quad (3.48)$$

Transformada de Laplace en (3.48) considerando $V_o(0) = 0$:

$$I_{C_o}(s) = C_o \cdot [s \cdot V_o(s) - V_o(0)] = C_o \cdot s \cdot V_o(s) \quad (3.49)$$

En adición, conforme a la Figura 3.12, obtenemos la ecuación (3.50):

$$I_o(s) = I_{C_o}(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (3.50)$$

Por tanto, substituyendo la ecuación (3.49) en (3.50), obtenemos la ecuación (3.51):

$$H_{pv}(s) = \frac{R_o}{1 + s \cdot R_o \cdot C_o} \quad (3.51)$$

3.6.2.2. Ganancia G

Esta ganancia esta asociada a la malla de control de corriente siendo conformadas por tres ganancias detalladas a continuación y dadas en el conjunto de ecuaciones (3.52):

- 1ro: Relación corriente media de salida I_{R_o} y corriente en inductor de entrada $I_{L_{in}}$.
- 2do: Relación corriente inductor de entrada $I_{L_{in}}$ y corriente de referencia actualizada $I_{ref_{at}}$.
- 3ro: Relación corriente de referencia actualizada $I_{ref_{at}}$ y voltaje de referencia V_{ref} para un compensador de voltaje unitario.

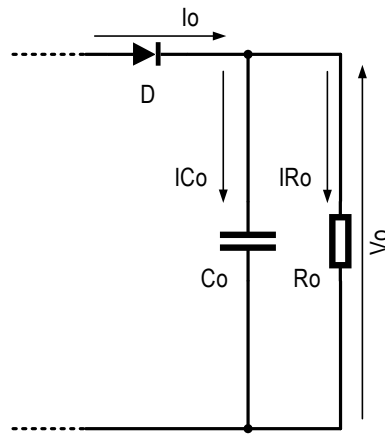


Figura 3.12: Modelo de salida del convertidor [Elaboración Propia].

$$\begin{aligned}
 G_{I_o} &= \frac{I_{R_o}}{I_{L_{in\ pico}}} \\
 G_i &= \frac{I_{L_{in\ pico}}}{I_{ref\ at}} \\
 G_{I_{ref}} &= \frac{I_{ref\ at}}{V_{ref}}
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

Por tanto:

$$G = G_{I_o} \cdot G_i \cdot G_{I_{ref}} = \frac{I_{R_o}}{V_{ref}} \tag{3.53}$$

Substituyendo (3.11) en (3.53) nos permite obtener la ecuación (3.54):

$$G = \frac{P_o}{V_o \cdot V_{ref}} \tag{3.54}$$

3.6.2.3. Función de transferencia en malla abierta $FTMA_v$

Nuevamente considerando un compensador de voltaje $H_v(s)$ unitario, reemplazamos las ecuaciones (3.35), (3.51) y (3.54) en la ecuación (3.47):

$$FTMA_v(s) = G \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot \frac{1 - e^{-T_a \cdot s}}{s} \cdot \frac{R_o}{1 + s \cdot R_o \cdot C_o} \tag{3.55}$$

Transformada Z en (3.55):

$$FTMA_v(z) = G \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot R_o \cdot (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{1}{R_o \cdot C_o} \right\} \tag{3.56}$$

$$Z \left\{ \frac{1}{s \cdot \left(s + \frac{1}{R_o \cdot C_o} \right)} \right\}$$

Empleando tablas de Transformada Z en (3.56):

$$FTMAv(z) = K_2 \cdot \frac{1}{z - z_3}$$

$$K_2 = G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot \frac{V_o}{V_{ref}} \cdot (1 - z_3)$$

$$z_3 = e^{-\frac{T_a}{R_o \cdot C_o}} \quad (3.57)$$

Substituyendo (3.40) en (3.57), obtenemos la ecuación (3.58):

$$FTMAv(w) = G_2 \cdot \frac{(w_4 - w)}{(w + w_5)}$$

$$G_2 = \frac{K_2}{(1 + z_3)}$$

$$w_4 = \frac{2}{T_a}$$

$$w_5 = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(1 - z_3)}{(1 + z_3)} \quad (3.58)$$

Tener en cuenta el periodo de muestreo T_a en las ecuaciones obtenidas anteriormente.

3.6.2.4. Compensador de voltaje H_v

Se observa una función de transferencia de primer orden en la ecuación (3.58), por tanto, se tienen en cuenta las siguientes consideraciones para el compensador de voltaje en (3.59):

- Polo en el origen: Permite obtener ganancias elevadas en bajas frecuencias.
- Cero alejado: Para obtener margen de fase. Se recomienda igual a quince veces el polo de $FTMAv(s)$ de la ecuación (3.47).

$$H_v(s) = G_v \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot c_3)}{s}$$

$$c_3 = 15 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_o \cdot C_o} \quad (3.59)$$

Análogamente al compensador de corriente, el compensador obtenido en el conjunto de ecuaciones (3.59) no se encuentra en el dominio de la transformada bilineal en comparación con la función de transferencia en malla abierta del conjunto de ecuaciones (3.58). Por tanto, aplicando la ecuación (3.44) que transforma el dominio s al dominio bilineal w de cada polo o cero, obtenemos el compensador en el dominio de la transformada bilineal en el conjunto de ecuaciones (3.60).

Por lo anterior, tenemos a continuación el compensador para la malla de voltaje:

$$H_v(w) = G_v \cdot \frac{(w + 2 \cdot \pi \cdot w_{c3})}{w \cdot (w + 2 \cdot \pi \cdot w_{p3})}$$

$$w_{c3} = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan \left[15 \cdot \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_o} \cdot T_a \right] \quad (3.60)$$

Finalmente, obtenido el compensador en el dominio de la transformada bilineal, solo es cuestión de emplear la transformada bilineal inversa a partir de la ecuación (3.40) para obtener el compensador de voltaje $H_v(z)$ en el dominio de la Transformada Z, necesario para el control digital.

Tener en cuenta el periodo de muestreo T_a en las ecuaciones obtenidas anteriormente.

CAPÍTULO IV

INVERSOR DE PUENTE COMPLETO RESONANTE CON DESFASAJE

A diferencia de un inversor de puente completo tradicional, el inversor de puente completo resonante con desfase puede tener conmutación no disipativa en sus componentes semiconductores (cuatro transistores que componen el puente completo) debido a la adición de un inductor serie y un capacitor serie entre la salida del puente completo y la carga equivalente conformada por el transformador elevador de voltaje y las cámaras de descarga. En conjunto (elementos sombreados en rojo de la Figura 4.1), se tiene una carga RLC vista por la salida del puente completo del inversor, la cual en el dominio de la frecuencia debe tener un comportamiento inductivo para obtener conmutación no disipativa bajo voltaje cero. Para este hecho es necesario que la frecuencia de resonancia de la carga RLC sea menor que la frecuencia de operación del inversor, permitiendo que el voltaje en los semiconductores se adelante a la corriente en los mismos, y por tanto, por medio de su diodo en antiparalelo y del desfase en el control de los semiconductores, obtener conmutación no disipativa bajo voltaje cero [7]. En adición, el desfase permite controlar la potencia que se aplica a las cámaras de descarga, reflejándose en sus niveles de voltaje.

4.1. Estructura

Agregando cuatro transistores de potencia *MOSFET* en el puente completo conforme a la Figura 2.8, genera la estructura mostrada en la Figura 4.1, en donde el bus DC generado por el convertidor AC-DC detallado en el siguiente capítulo es representado por una fuente de voltaje constante V_o . Ahora, la resistencia R_{tot} mostrada en la Figura 4.1 esta conformada por la resistencia de pérdidas del inductor serie, la resistencia de pérdidas del transformador elevador de voltaje y la resistencia en conducción de los transistores del puente completo, así mismo, la inductancia L_{tot} esta conformada por la inductancia serie L_s y la inductancia serie equivalente en el primario del transformador elevador de voltaje.

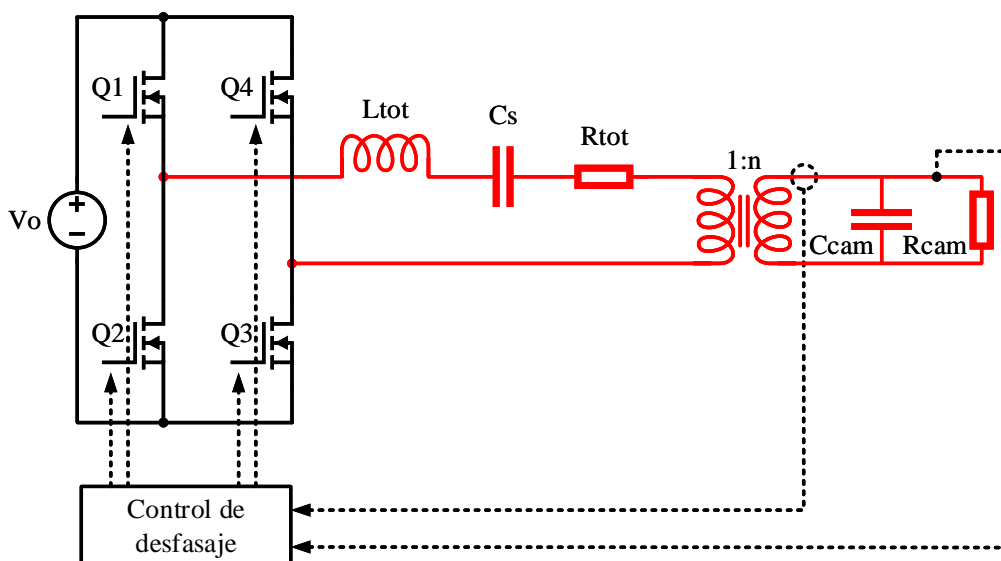


Figura 4.1: Estructura del inversor de puente completo resonante con desfase [27]

4.2. Etapas de operación

La Figura 4.2 presenta las etapas de operación de la estructura del inversor presentado en la Figura 4.1, las cuales se describen a continuación para un periodo de conmutación T_s :

Primera etapa (t_0-t_1):

- Previamente: El transistor Q_1 fue comandado a conducir.
- Durante: Conducción de los diodos antiparalelo D_{b1} e D_{b3} .
- Durante: Se comanda a conducir al transistor Q_3 bajo voltaje cero ZVS.
- Flujo de energía: De carga RLC hacia fuente V_o .
- Voltaje en la carga RLC: V_o .
- Fin de etapa: Hasta que la corriente en la carga RLC sea cero.

Segunda etapa (t_1-t_2):

- Durante: Conducción de los transistores Q_1 e Q_3 .
- Flujo de energía: De fuente V_o hacia carga RLC.
- Voltaje en la carga RLC: V_o .
- Fin de etapa: En cuanto se bloquee el transistor Q_1 .

Tercera etapa (t_2-t_3):

- Previamente: El transistor Q_1 fue bloqueado.
- Durante: Carga del capacitor de salida C_{oss1} de cero hasta V_o .
- Durante: Descarga del capacitor de salida C_{oss2} de V_o hasta cero.

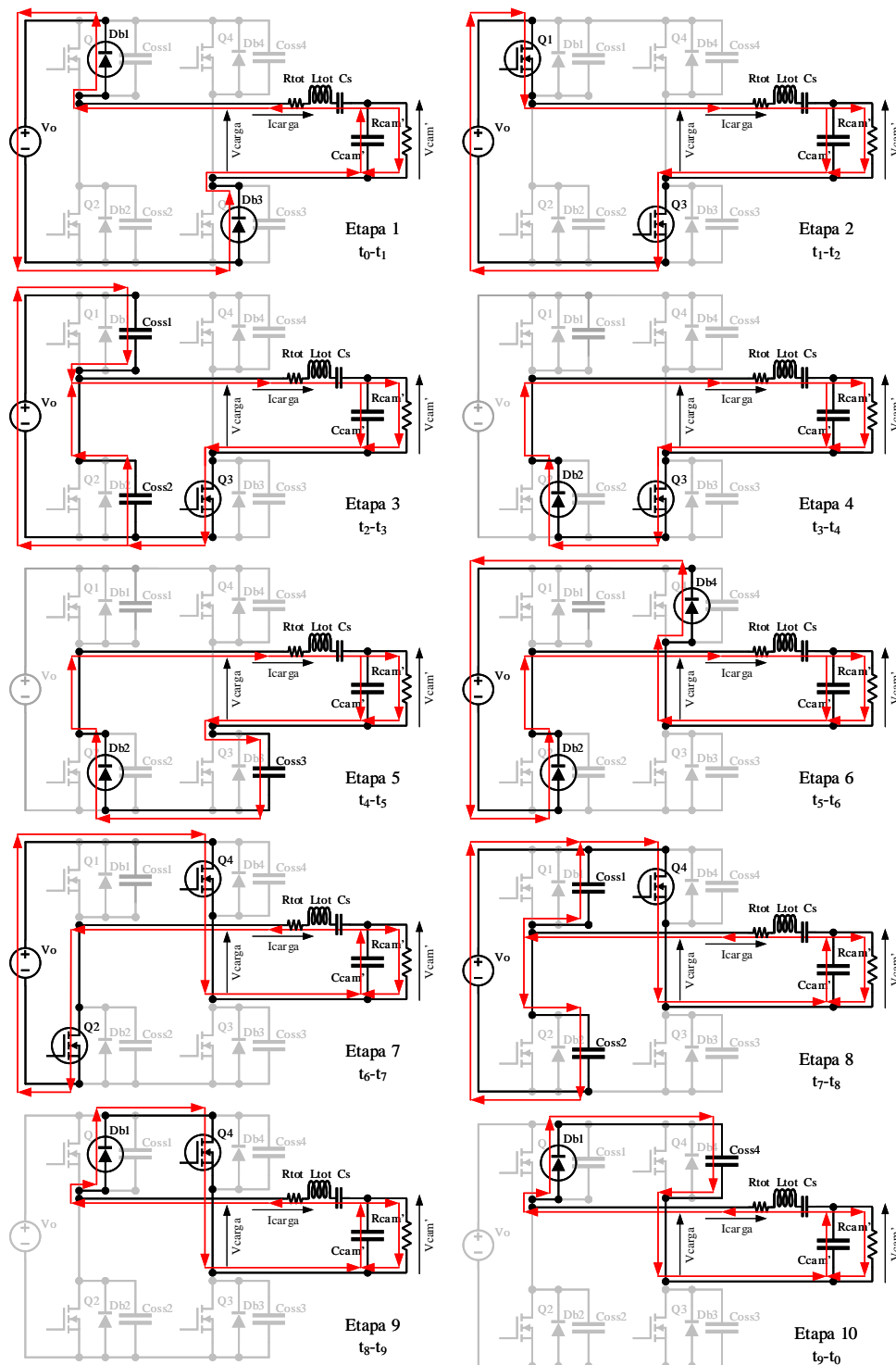


Figura 4.2: Etapas de operación del inversor de puente completo resonante con desfase

[27]

- Observación: Bloqueo bajo voltaje cero **ZVS** del transistor Q_1 .
- Observación: Esta etapa tiene un corto periodo de duración.

- Fin de etapa: Hasta descarga del capacitor C_{oss2} .

Cuarta etapa (t_3-t_4):

- Previamente: Descarga del capacitor C_{oss2} .
- Durante: Conducción del diodo antiparalelo D_{b2} .
- Durante: Conducción del transistor Q_3 .
- Durante: Se comanda a conducir al transistor Q_2 bajo voltaje cero **ZVS**.
- Flujo de energía: Entre los elementos de la carga RLC.
- Voltaje en la carga RLC: cero.
- Fin de etapa: En cuanto se bloquee el transistor Q_3

Quinta etapa (t_4-t_5):

- Previamente: El transistor Q_3 fue bloqueado.
- Durante: Carga del capacitor de salida C_{oss3} de cero hasta V_o .
- Observación: Bloqueo bajo voltaje cero **ZVS** del transistor Q_3 .
- Observación: Esta etapa tiene un corto periodo de duración.
- Fin de etapa: Hasta carga del capacitor C_{oss3} .

Sexta etapa (t_5-t_6):

- Previamente: El transistor Q_2 fue comandado a conducir.
- Durante: Conducción de los diodos antiparalelo D_{b2} e D_{b4} .
- Durante: Se comanda a conducir al transistor Q_4 bajo voltaje cero **ZVS**.
- Flujo de energía: De carga RLC hacia fuente V_o .
- Voltaje en la carga RLC: $-V_o$.
- Fin de etapa: Hasta que la corriente en la carga RLC sea cero.

Séptima etapa (t_6-t_7):

- Durante: Conducción de los transistores Q_2 e Q_4 .
- Flujo de energía: De fuente V_o hacia carga RLC.
- Voltaje en la carga RLC: $-V_o$.
- Fin de etapa: En cuanto se bloquee el transistor Q_2 .

Octava etapa (t_7-t_8):

- Previamente: El transistor Q_2 fue bloqueado.
- Durante: Carga del capacitor de salida C_{oss2} de cero hasta V_o .
- Durante: Descarga del capacitor de salida C_{oss1} de V_o hasta cero.
- Observación: Bloqueo bajo voltaje cero **ZVS** del transistor Q_2 .

- Observación: Esta etapa tiene un corto periodo de duración.
- Fin de etapa: Hasta descarga del capacitor C_{oss1} .

Novena etapa (t_8-t_9):

- Previamente: Descarga del capacitor C_{oss1} .
- Durante: Conducción del diodo antiparalelo D_{b1} .
- Durante: Conducción del transistor Q_4 .
- Durante: Se comanda a conducir al transistor Q_1 bajo voltaje cero **ZVS**.
- Flujo de energía: Entre los elementos de la carga RLC.
- Voltaje en la carga RLC: cero.
- Fin de etapa: En cuanto se bloquee el transistor Q_4

Décima etapa (t_9-t_0):

- Previamente: El transistor Q_4 fue bloqueado.
- Durante: Carga del capacitor de salida C_{oss4} de cero hasta V_o .
- Observación: Bloqueo bajo voltaje cero **ZVS** del transistor Q_4 .
- Observación: Esta etapa tiene un corto periodo de duración.
- Fin de etapa: Hasta carga del capacitor C_{oss4} .

4.3. Formas de onda

Para un periodo de conmutación en la operación del inversor, esto es, para un tiempo en donde ocurren todas las etapas de operación mostradas en la Figura 4.2, se muestran las principales formas de onda del inversor en la Figura 4.3:

En la Figura 4.3:

- t_{mrt} : Tiempo muerto (seg.).
- Φ : Desfasaje (seg.).
- T_s : Periodo de conmutación (seg.).

Importancia de los tiempos muertos t_{mrt} :

- Evita un corto circuito entre los transistores de un mismo “brazo”, por ejemplo, el brazo Q_1-Q_2 .
- Para el brazo Q_1-Q_2 , el tiempo muerto t_{mrt} esta conformado por el tiempo de duración de la tercera etapa de operación y el tiempo antes del comando a conducir del transistor Q_2 en la cuarta etapa de operación.
- Permite la conmutación no disipativa en el bloqueo de los transistores bajo voltaje cero

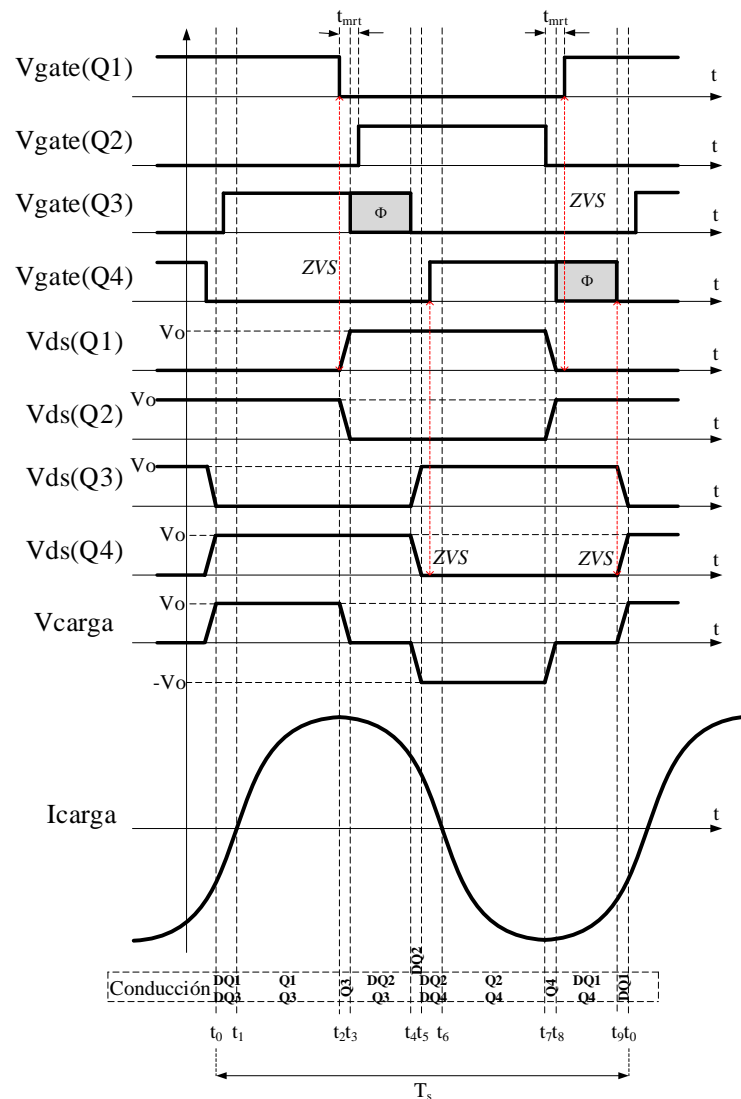


Figura 4.3: Formas de onda del inversor de puente completo resonante con desfase [27]

ZVS.

Importancia del desfase Φ :

- Permite el control de la potencia suministrada a las cámaras de descarga.
- Cuanto menor es Φ , mayor es la potencia suministrada a las cámaras de descarga.
- El valor máximo que puede adoptar Φ es medio periodo de conmutación, esto es, $\frac{T_s}{2}$ menos el tiempo de duración de la tercera u octava etapa de operación.

4.4. Ecuacionamiento

Para el ecuacionamiento de este inversor, se tienen en cuentas las siguientes consideraciones en relación a las Figuras 4.2 y 4.3

- Se desprecia la tercera, quinta, octava y décima etapa de operación.
- El comando a conducir de los transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 se realiza al inicio de la novena, cuarta, primera y sexta etapa de operación, respectivamente.
- Los puntos anteriores se resumen en tiempos muertos t_{mrt} iguales a cero.

Teniendo en cuenta las consideraciones, se presenta el circuito simplificado del inversor de puente completo resonante con desfase en la Figura 4.4:

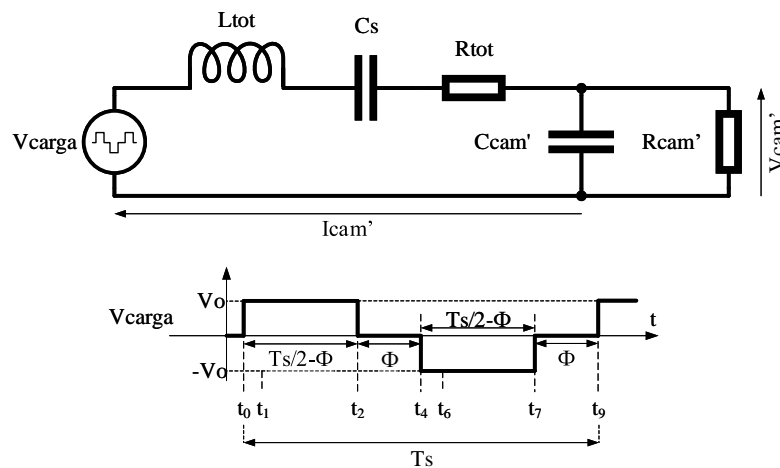


Figura 4.4: Circuito simplificado del inversor [27]

4.4.1. Impedancia de entrada del circuito simplificado

Conforme a la Figura 4.4, la impedancia de entrada $Z_{in}(j \cdot \omega)$ es la impedancia vista por la fuente de voltaje V_{carga} :

$$Z_{in}(s) = s \cdot L_{tot} + \frac{1}{s \cdot C_s} + R_{tot} + \frac{R'_{cam}}{1 + s \cdot R_{cam} \cdot C'_{cam}} \quad (4.1)$$

En el dominio de la frecuencia $s = j \cdot \omega$ en (4.1):

$$Z_{in}(j \cdot \omega) = R_{tot} + \frac{R'_{cam}}{1 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} + j \cdot \left[\omega \cdot L_{tot} - \frac{1}{\omega \cdot C_s} - \frac{\omega \cdot R'_{cam}{}^2 \cdot C'_{cam}}{1 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} \right] \quad (4.2)$$

En resonancia $\omega = \omega_r$, la parte imaginaria de $Z_{in}(j \cdot \omega_r)$ en (4.2) es cero:

$$\omega_r \cdot L_{tot} - \frac{1}{\omega_r \cdot C_s} - \frac{\omega_r \cdot R'_{cam}{}^2 \cdot C'_{cam}}{1 + (\omega_r \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} = 0$$

$$L_{tot} = \frac{R'_{cam}{}^2 \cdot C'_{cam}}{1 + (\omega_r \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} + \frac{1}{\omega_r^2 \cdot C_s} \quad (4.3)$$

La ecuación (4.3) muestra la relación entre la inductancia serie L_{tot} , la capacitancia serie C_s y la frecuencia de resonancia en radianes ω_r . Los grados de libertad que se tiene en esta ecuación es 2. Definiendo la frecuencia de operación del inversor, se escoge un valor menor para la frecuencia de resonancia así como un valor de capacitor serie para obtener el valor de la inductancia serie.

4.4.2. Ganancia del circuito simplificado

Conforme a la Figura 4.4, la ganancia del circuito simplificado es la relación $\frac{V'_{cam}}{V'_{carga}}$. Tener en cuenta que la ganancia no puede ser muy grande por motivos de seguridad en las cámaras de descarga, por tanto, es recomendable que Φ tenga un valor entre el 20 y 30 % del periodo de conmutación T_s del inversor en régimen estable [19]:

$$\frac{V'_{cam}}{V'_{carga}}(s) = \frac{\frac{R'_{cam}}{1 + s \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}}}{s \cdot L_{tot} + \frac{1}{s \cdot C_s} + R_{tot} + \frac{R'_{cam}}{1 + s \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}}}$$

$$\frac{V'_{cam}}{V'_{carga}}(s) = \frac{R'_{cam} \cdot C_s \cdot s}{s^3 \cdot (L_{tot} \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam} \cdot C_s) + s^2 \cdot (L_{tot} \cdot C_s + R_{tot} \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam} \cdot C_s) + s \cdot (R'_{cam} \cdot C'_{cam} + R_{tot} \cdot C_s + R'_{cam} \cdot C_s) + 1} \quad (4.4)$$

4.4.3. Eficiencia del circuito simplificado

Conforme a la Figura 4.4, la impedancia de las cámaras de descarga $Z'_{cam}(j \cdot \omega)$ en el dominio de la frecuencia esta dado por:

$$Z'_{cam}(j \cdot \omega) = R'_{cam} \parallel \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C'_{cam}} = \frac{R'_{cam}}{1 + j \cdot \omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}}$$

$$Z'_{cam}(j \cdot \omega) = \frac{R'_{cam}}{\sqrt{1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2}} \angle -\arctan(\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}) \quad (4.5)$$

Para la resistencia equivalente R'_{cam} , tenemos su potencia activa:

$$P_o = \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} \quad (4.6)$$

Para la resistencia de pérdidas R_{tot} , tenemos su corriente eficaz:

$$I'_{camef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V'_{campico}}{|Z'_{cam}(j \cdot \omega)|} = \frac{V'_{campico} \cdot \sqrt{1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2}}{\sqrt{2} \cdot R'_{cam}} \quad (4.7)$$

Asi mismo, para la resistencia de pérdidas R_{tot} , tenemos su potencia de pérdidas:

$$P_{perdas} = I'_{camesf}{}^2 \cdot R_{tot}$$

$$P_{perdas} = \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} \cdot \left[1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2 \right] \cdot \frac{R_{tot}}{R'_{cam}} \quad (4.8)$$

Ahora, la potencia activa de entrada P_{in} esta dada por la suma de la potencia activa en la resistencia equivalente P_o y la potencia de pérdidas P_{perdas} . Por su parte, la eficiencia está dada por la relación entre la potencia de activa en la resistencia equivalente P_o y la potencia activa de entrada P_{in} :

$$P_{in} = P_o + P_{perdas} \quad (4.9)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (4.10)$$

Por tanto: Substituyendo (4.6) e (4.8) em (4.9):

$$P_{in} = \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} \left\{ 1 + \left[1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2 \right] \cdot \frac{R_{tot}}{R'_{cam}} \right\} \quad (4.11)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \left[1 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2 \right] \cdot \frac{R_{tot}}{R'_{cam}}} \quad (4.12)$$

En (4.12) se observa una dependencia inversa entre la eficiencia y la frecuencia de operación del inversor (cuanto mayor es la frecuencia de operación, menor la eficiencia). Tener en cuenta que tanto el circuito equivalente de las cámaras $R'_{cam}-C'_{cam}$ así como la resistencia de pérdidas R_{tot} , dependen de la frecuencia de operación del inversor. Adicionalmente, cuanto mayor es la frecuencia de operación del inversor, aumenta el valor de la capacitancia C'_{cam} (disminuyendo el valor de la eficiencia en orden cuadrático) y disminuye el valor de la resistencia R'_{cam} (aumentando el valor de la eficiencia en orden lineal) [7].

4.4.4. Ecuacionamiento de los componentes semiconductores

Análogamente a lo presentado en la sección 3.5, para el inversor de puente completo con desfase presentado en la Figura 4.1, obtenemos la Tabla 4.1 en base a las Figuras 4.2 y 4.3.

4.5. Control Digital

La estrategia de control para este inversor emplea una misma malla para dos modos de control, de potencia y de voltaje. El modo de control de potencia permite controlar la potencia activa que es suministrada a las cámaras de descarga ante variaciones de carga, esto

TABLA 4.1: Fórmulas para selección de componentes semiconductores.

		Parámetro			
		Voltaje [V]		Corriente [A]	
		Drenador-Surtidor		Media	Eficaz
Comp.	Q_1-Q_4	V_o	$\frac{\sqrt{2} \cdot I'_{cam\,ef}}{\pi}$	$\frac{I'_{cam\,ef}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{2} \cdot I'_{cam\,ef}$

considerando que el voltaje en las cámaras de descarga no supone un riesgo para la misma. El modo de control de voltaje permite controlar el voltaje pico en las cámaras de descarga, esto cuando la potencia activa tiene menos prioridad en comparación a la protección de las cámaras de descarga ante daños por sobre voltaje. Dependiendo de la aplicación, se escoje el modo de control.

4.5.1. Malla de control

La Figura 4.5 muestra la malla de control, la cual monitorea tanto la corriente como el voltaje en la carga $R_{cam}-C_{cam}$. En adición, podemos observar el controlador Fuzzy de dos entradas (error y derivada del error) y una salida (variable de control para el desfasaje). Básicamente, conforme a la Figura 4.2, la salida del controlador Fuzzy controla el desfasaje entre el comando del brazo Q_1-Q_2 con el comando del brazo Q_3-Q_4 . El comando de estos brazos es el mismo, siempre teniendo en cuenta los tiempos muertos. Por otro lado, el desfasaje Φ esta limitado entre 0 y 50 % de la frecuencia de conmutación del inversor.

4.5.2. Controlador Fuzzy

El objetivo de este controlador Fuzzy es generar una salida de control nula para un error de entrada nulo, esto por la característica principal del desfasaje en los comandos de los brazos Q_1-Q_2 y Q_3-Q_4 . Observar en la Figura 4.4, que cuanto mayor es el desfasaje Φ , menor es el ancho de los pulsos de voltaje y por consiguiente, menor la potencia que se suministra a la carga, teniendo esto en cuenta, la tarea de la salida de control del controlador Fuzzy es ajustar el desfasaje teniendo en cuenta la característica Desfasaje Φ Inv. Pro. a la potencia suministrada a la carga, a fin de obtener los valores de referencia deseados.

Ahora, esta salida de control es calculada en función de dos entradas, la primera de ellas y las más importante, el error que se obtiene al restar la potencia de referencia (o voltaje pico de referencia) y la potencia instantánea (o voltaje pico instantáneo). La otra

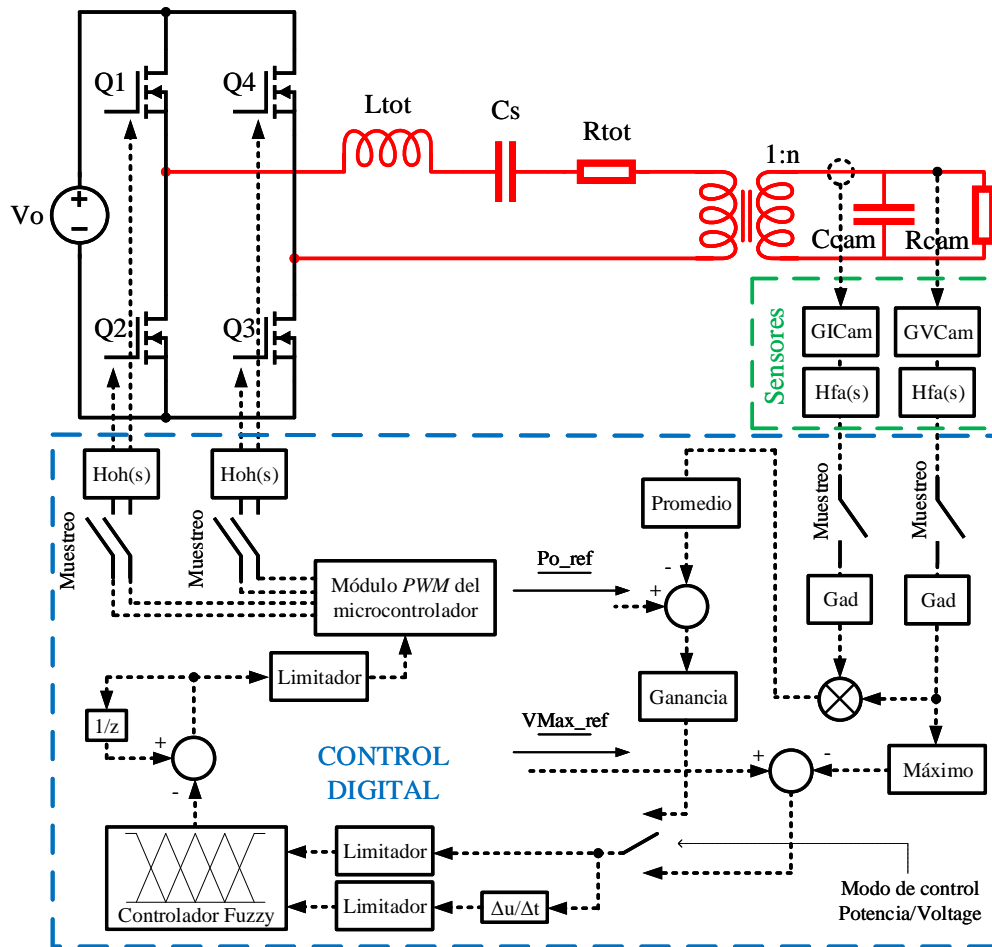


Figura 4.5: Malla de control [Elaboración Propia].

entrada al controlador Fuzzy es la derivada del error que mide el cambio del error. En el caso que el error sea positivo para una salida de control dada (desfasaje dado), este error positivo se reflejará en una salida de control positiva que se restará de su valor anterior y por consiguiente, disminuirá el valor actual de la salida de control (disminución del desfasaje), lo que se traduce en más potencia a la carga y una reducción del error.

Fuzificación

El detalle de las funciones de pertenencia de las entradas error y derivada del error se muestran en la Figura 4.6, observándose cinco (05) funciones por cada entrada con universos diferentes en función de los valores de referencia V_{maxref} y P_{oref} .

Error:

- EGN: Error grande negativo.
- EPN: Error pequeño negativo.

- EN: Error nulo.
- EPP: Error pequeño positivo.
- EGP: Error grande positivo.

Derivada del error:

- VGN: Variación grande negativa.
- VN: Variación pequeña negativa.
- VN: Variación nulo.
- VPP: Variación pequeña positiva.
- VGP: Variación grande positiva.

Tener en cuenta que la ganancia mostrada en la Figura 4.5 relaciona los valores de referencia V_{maxref} y P_{oref} para un solo par de universos independientes del modo de control.

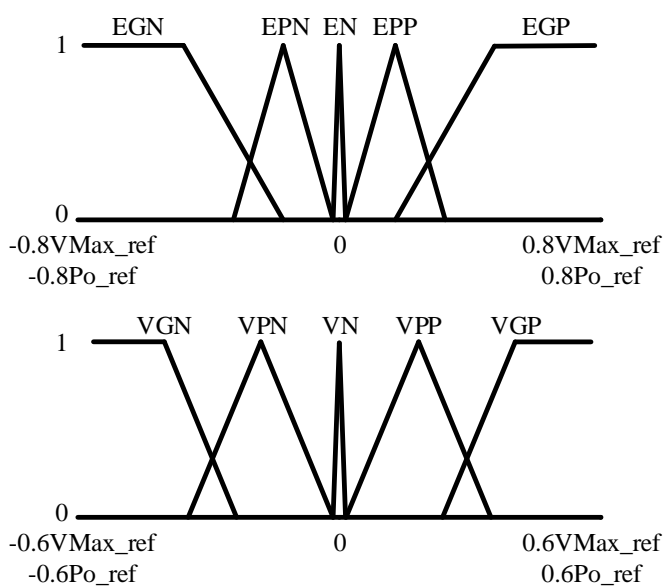


Figura 4.6: Funciones de pertenencia de las entradas: Error (Arriba), Derivada del error (Abajo) [Elaboración Propia].

Defuzificación

El detalle de las funciones de pertenencia de la salida de control se muestra en la Figura 4.7, observándose cinco (05) funciones y un universo que depende de la frecuencia de conmutación T_s del inversor, la cual es dividida por un factor de 10^{-5} .

- DGN: Desfasaje grande negativo.
- PN: Desfasaje pequeña negativo.

- DN: Desfasaje nulo.
- DPP: Desfasaje pequeña positivo.
- DGP: Desfasaje grande positivo.

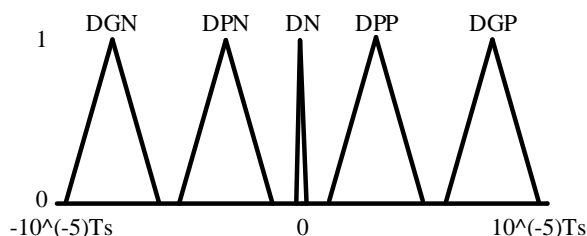


Figura 4.7: Funciones de pertenencia de la salida [Elaboración Propia].

Reglas

El detalle de las reglas para el controlador Fuzzy se presenta en la Tabla 4.2. Básicamente podemos observar que para un valor de error dentro a la función de pertenencia EN, le corresponde una variable de control DN. También, para una variación grande positiva del error (VGP) con un error grande negativo (EGN), le corresponde una variable de control pequeña negativa (DPN) con objetivo de reducir dicha variación del error.

TABLA 4.2: Reglas para el controlador Fuzzy.

		Derivada del error				
		VGN	VPN	VN	VPP	VGP
Error	EGP	DPP	DGP	DGP	DGP	DGP
	EPP	DPP	DGP	DPP	DPP	DPP
	EN	DN	DN	DN	DN	DN
	EPN	DPN	DPN	DPN	DGN	DPN
	EGN	DGN	DGN	DGN	DGN	DPN

Características adicionales

Para el controlador Fuzzy, se consideraron las siguientes características:

- AND método: producto.
- Implicación: producto.
- Agregación: máximo.
- Defuzificación: centroide.

Limitador

Conforme a la Figura 4.5, para las entradas del controlador Fuzzy, los limitadores siguen las siguientes funciones.

Para el error:

- if entrada $\leq -0,8 \cdot V_{maxref}$
- salida = $-0,8 \cdot V_{maxref}$;
- elseif entrada $\geq 0,8 \cdot V_{maxref}$
- salida = $0,8 \cdot V_{maxref}$;
- else
- salida = entrada;
- end

Para la derivada del error:

- if entrada $\leq -0,6 \cdot V_{maxref}$
- salida = $-0,6 \cdot V_{maxref}$;
- elseif entrada $\geq 0,6 \cdot V_{maxref}$
- salida = $0,6 \cdot V_{maxref}$;
- else
- salida = entrada;
- end

Para la entrada del modulador PWM:

- if entrada $\leq 0 \% \cdot T_s$
- salida = $0 \% \cdot T_s$;
- elseif entrada $\geq 49 \% \cdot T_s$
- salida = $49 \% \cdot T_s$;
- else
- salida = entrada;
- end

Modulador PWM

Conforme a la Figura 4.3, ambos brazos Q_1-Q_2 y Q_3-Q_4 tienen el mismo comando, igual al mostrado en la Figura 4.8. Recordar que la variable de control a la salida del controlador Fuzzy es el desfase, no esta relacionado a ninguna razón cíclica.



Figura 4.8: Comando de cada Brazo [Elaboración Propia].

CAPÍTULO V

CASO DE ESTUDIO Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS

El laboratorio de Electrónica de Potencia (Facultad de Ingeniería - Ilha Solteira) de la Universidad Estadual Paulista “Julio de Mesquita Filho” - Brasil, adquirió un generador de ozono comercial conforme al Anexo E, al cual se le hizo ensayos para determinar el modelo equivalente de las cámaras de descarga para una frecuencia de operación de 20 KHz. En adición, se desarrolló un transformador elevador de voltaje para una frecuencia de operación de 20 KHz, así como ensayos de laboratorio respectivos para el transformador. Tener en cuenta que se tomarán estos ensayos para los objetivos del presente documento de tesis.

5.1. Modelos equivalentes y consideraciones para el inversor

5.1.1. Transformador

Los resultados de los ensayos son presentados en la Figura 5.1 para una frecuencia de operación de 10 Khz y para el lado primario del transformador. En importante señalar que la relación de vueltas del transformador es de 22:1 [27].

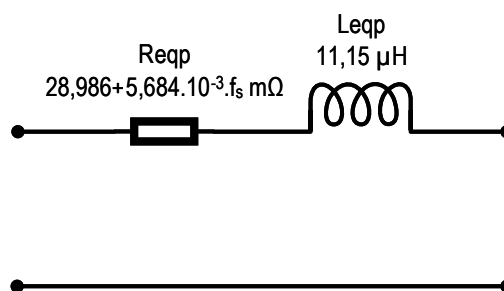


Figura 5.1: Transformador elevador de voltaje [27].

Conforme a la Figura 5.1:

$$R_{eqp} = 28,986 + 5,684 \cdot 10^{-3} \cdot f_s \text{ m}\Omega$$

$$L_{eqp} = 11,15 \text{ }\mu\text{H} \tag{5.1}$$

5.1.2. Cámaras de descarga

Los resultados de los ensayos son presentados en la Figura 5.2 para una frecuencia de operación de 20 KHz [27]. Conforme a las Figuras 5.1 y 5.2, para 660 W:

$$C_{cam} = 0,734 \text{ nF}$$

$$R_{cam} = 20,4 \text{ k}\Omega$$

$$n = 22 \quad (5.2)$$

Por tanto, tenemos el modelo equivalente de las cámaras de descarga referidas al lado primario del transformador:

$$C'_{cam} = 0,734 \cdot 22^2 \text{ nF} = 0,355 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R'_{cam} = \frac{20,4}{22^2} \text{ k}\Omega = 42,15 \text{ }\Omega \quad (5.3)$$

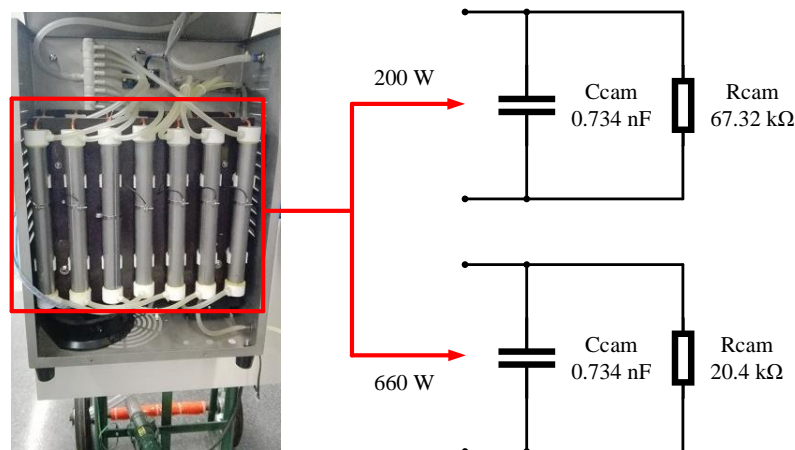


Figura 5.2: Modelo Equivalente de 14 cámaras de descarga para 200 W y 660 W

[Elaboración propia].

5.1.3. Consideraciones del inversor

Considerando una frecuencia de resonancia de 14.88 kHz para la carga del inversor, así como el siguiente valor de capacitor serie C_s :

$$w_r = 2 \cdot \pi \cdot 14,88 \cdot 10^3 \text{ rad/seg}$$

$$C_s = 330 \text{ nF} \quad (5.4)$$

Por tanto, reemplazando (5.1) y (5.4) en (4.3), teniendo en cuenta $L_s = L_{tot} - L_{eq}$:

$$L_s = 0,55 \text{ mH} \quad (5.5)$$

5.2. Consideraciones y datos para proyecto de componentes

Para los resultados de simulación se toma el generador comercial de 660 W del Anexo E, así como La Tabla 5.1.

TABLA 5.1: Consideraciones y datos para proyecto de componentes.

		Nombre	Valor
Convertidor	P_{in}	Potencia de entrada	660 W
	V_{in}	Voltaje de entrada	220 V-rms
	$\Delta I_{L_{in}}$	Variación de corriente en el inductor de entrada	0.33 A
	V_o	Bus DC	400 V
	ΔV_o	Variación de voltaje del bus DC	2.2 V
	f_s	Frecuencia de conmutación convertidor	50 kHz
	T_s	Período de conmutación convertidor	20 μ seg
	η	Eficiencia de la etapa convertidora	0.975
Inversor	f_s	Frecuencia de conmutación inversor	20 kHz
	T_s	Período de conmutación inversor	50 μ seg

5.2.1. Componentes pasivos del convertidor

Tomando los datos presentados en la Tabla 5.1 y reemplazándolos en la Tabla 3.1, considerando $P_o = \eta \cdot P_{in}$, obtenemos los componentes pasivos del convertidor elevador detallados en las Tablas 5.2 y 5.3. Tener en cuenta lo detallado en el Anexo B en relación a los inductores.

TABLA 5.2: Características de componentes pasivos del convertidor.

	Valor	
Componente	L_{in}	6 mH
	R_o	248.64 Ω
	C_o	2000 μ F
	L_r	50 μ H
	C_{fly}	10 nF x 292.5 V

TABLA 5.3: Elección de componentes pasivos del convertidor.

		Elección	Valor	Pérdida	Valor
Componente	L_{in}	Núcleo EE 70/68/19	6 mH	$R_{cuL_{in}}$	0.512Ω
	C_o	Electrolítico	$2 \times 1000 \mu\text{F} \times 500 \text{V}$	RSE	0.1Ω
	L_r	Núcleo POT 2213	$50 \mu\text{H}$	R_{cuL_r}	$6.7 \text{m}\Omega$
	C_{fly}	Poliéster	$10 \eta\text{F} \times 630 \text{V}$		

5.2.2. Componentes semiconductores del convertidor

Tomando los datos presentados en la Tabla 5.1 y reemplazándolo en la Tabla 3.2, considerando $P_o = \eta \cdot P_{in}$, obtenemos los componentes semiconductores del convertidor elevador detallados en las Tablas 5.4 y 5.5.

TABLA 5.4: Características de componentes semiconductores del convertidor.

		Parámetro				
		Voltaje [V]		Corriente [A]		
		Drenador-Surtidor	Inverso	Media	Eficaz	Pico
Componente	Q_{pri}			1.025	1.705	4.302
	Q_{sec}	400		0.527	0.585	4.137
	D			1.609	2.377	4.302
	D_2		400	0.527	0.585	4.137
	D_3			0.527	0.585	4.302

TABLA 5.5: Elección de componentes semiconductores del convertidor.

		Elección	Pérdida	Valor	Elemento	Valor
Componente	Q_{pri}	IRF820	$R_{DS(on)}$	3Ω	C_{oss}	60 pF
	Q_{sec}	IRG4RC10S	$V_{CE(on)}$	1.1 V		
	D	MUR460	V_{FD}	1.25 V	C_j	7 pF
	D_2	MUR260	V_{FD_2}	1.3 V		
	D_3	MUR260	V_{FD_3}	1.3 V		

5.2.3. Componentes pasivos del inversor

Tomando tanto los datos presentados en la Tabla 5.1, considerando $P_o = \eta \cdot P_{in}$, así como (5.4) y (5.5) para reemplazarlos en (4.5), (4.6) y (4.7), obtenemos:

$$|Z'_{cam}| = 20,3 \ \Omega$$

$$V'_{campico} = 233 \ V$$

$$I'_{camef} = 8,1145 \ A \quad (5.6)$$

A partir de (5.4), (5.5) y (5.6), obtenemos los componentes pasivos del inversor detallados en la Tabla 5.6. Tener en cuenta nuevamente lo detallado en el Anexo B en relación a los inductores.

TABLA 5.6: Elección de componentes pasivos del inversor.

		Elección	Valor	Pérdida	Valor
Comp	L_s	Núcleo EE 70/68/19	0.55 mH	R_{cuL_s}	0.09 Ω
	C_s	Poliéster	330 η F \times 630 V		

5.2.4. Componentes semiconductores del inversor

A partir de la Tabla 5.1 y de la ecuación (5.6) en la Tabla 4.1, obtenemos los componentes semiconductores del inversor detallados en las Tablas 5.7 y 5.8.

TABLA 5.7: Características de componentes semiconductores del inversor.

Parámetro					
		Voltaje [V]	Corriente [A]		
		Drenador-Surtidor	Media	Eficaz	Pico
Comp.	Q_1-Q_4	400 V	3.7	5.8	11.5

TABLA 5.8: Elección de componentes semiconductores del inversor.

	Elección	Pérdida	Valor	Elemento	Valor
Comp.	Q_1-Q_4	SiHG35N60E	$R_{DS(on)}$	C_{oss}	120 pF

5.3. Consideraciones y datos para el control

Se considera la Tabla 5.9 (incluyendo la ecuación (3.46) y la Tabla 5.1) como datos base para el control digital tanto del convertidor como del inversor.

TABLA 5.9: Consideraciones y datos para el control.

		Nombre	Valor
Parámetros	T_a	Periodo de muestreo	41.67 μ s
	G_{PWM}	Ganancia PWM	1 V^{-1}
	$G_{I_{L_{in}}}$	Ganancia del sensor de corriente	1
	$G_{V_{rec}}$	Ganancia del sensor de voltaje en la rectificación	0.0133
	G_{V_o}	Ganancia del sensor de voltaje	0.0025
	G_{ad}	Ganancia del convertidor A/D	1
	V_{ref}	Voltaje de referencia	1 V
	ω_a	Frecuencia de corte del filtro pasa bajas	2 π 5 krad/s
	f_{cru_c}	Frecuencia de cruzamiento de la malla de corriente	5 kHz
	f_{cru_v}	Frecuencia de cruzamiento de la malla de voltaje	10 Hz
	θ	Margen de fase	40 - 70°

5.3.1. Compensador de corriente del convertidor

Reemplazando los datos de las Tablas 5.1, 5.2, 5.3 y 5.9 a través del conjunto de ecuaciones (3.39), (3.41), (3.42), (3.43) y (3.45), resulta en la siguiente función de transferencia del compensador de corriente en el dominio de la Transformada Z:

$$H_c(z) = \frac{0,9181 \cdot z^3 - 0,132 \cdot z^2 - 0,7511 \cdot z + 0,299}{z^3 + 0,4154 \cdot z^2 - 0,9164 \cdot z - 0,499} \quad (5.7)$$

La Figura 5.3 muestra el diagrama de bode en malla abierta sin compensador de la malla de control de corriente, esto es, la ecuación (3.41). En esta figura se puede observar que básicamente el sistema es inestable. Por consiguiente, la Figura 5.4 presenta el diagrama de bode en malla abierta con compensador, observándose que el sistema es estable con margen de fase igual a 48° a una frecuencia de cruzamiento de 4.99 kHz que atiende a lo especificado en la Tabla 5.9.

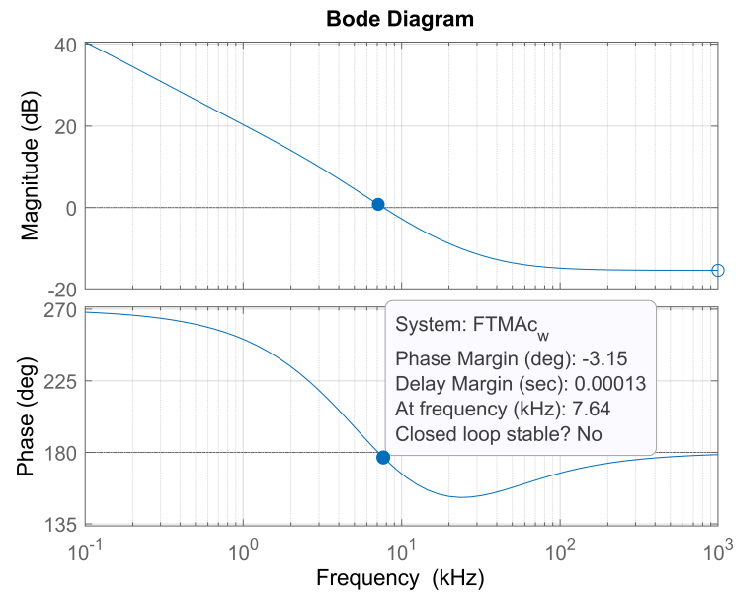


Figura 5.3: Malla de corriente en lazo abierto sin compensador [Matlab].

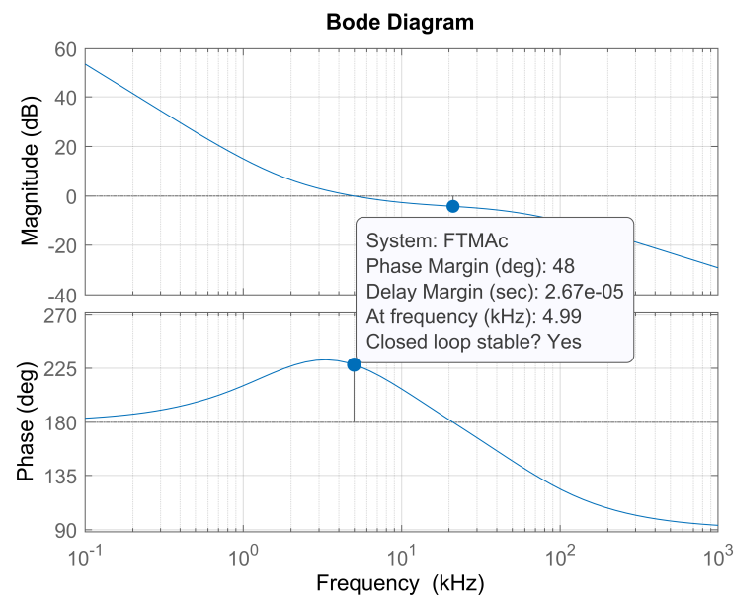


Figura 5.4: Malla de corriente en lazo abierto con compensador [Matlab].

5.3.2. Compensador de voltaje del convertidor

Reemplazando los datos de la Tablas 5.1, 5.2, 5.3 y 5.9 a través del conjunto de ecuaciones (3.57), (3.58), (3.59) y (3.60), resulta en la siguiente función de transferencia del compensador de voltaje en el dominio de la Transformada Z:

$$H_v(z) = \frac{29,02 \cdot z - 28,98}{z - 1} \quad (5.8)$$

La Figura 5.5 muestra el diagrama de bode en malla abierta sin compensador de la malla

de control de voltaje, esto es, la ecuación (3.58). En esta figura se puede observar que básicamente el sistema sería estable a una frecuencia infinita. Por consiguiente, la Figura 5.6 presenta el diagrama de bode en malla abierta con compensador, observándose que el sistema es estable con margen de fase igual a 66.6° a una frecuencia de cruzamiento de 10.2 Hz que atiende a lo especificado en la Tabla 5.9.

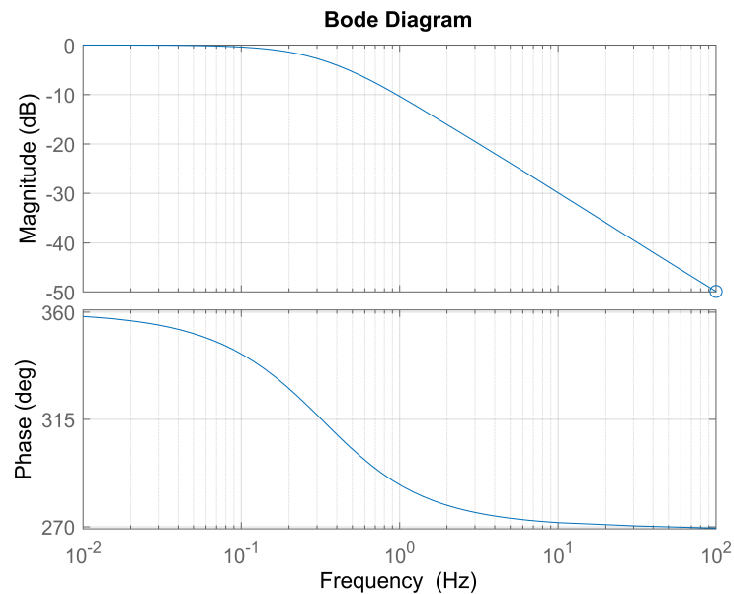


Figura 5.5: Malla de voltaje en lazo abierto sin compensador [Matlab].

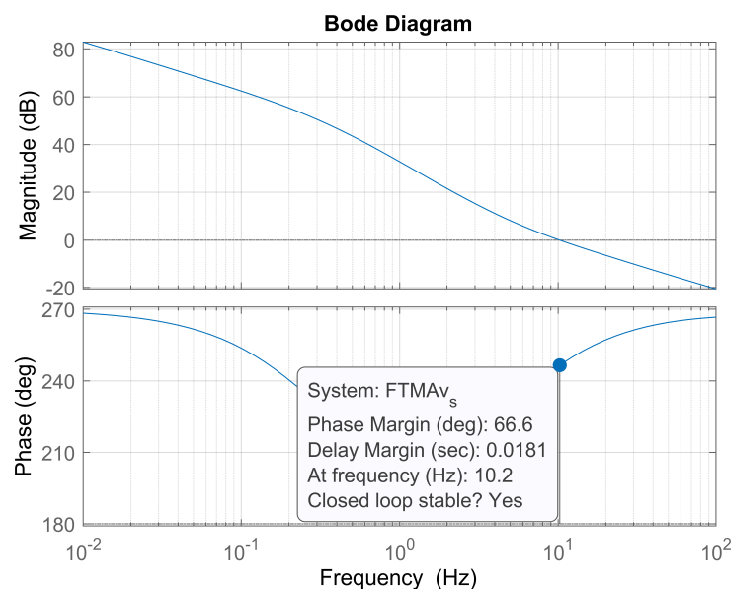


Figura 5.6: Malla de voltaje en lazo abierto con compensador [Matlab].

Para mayor detalle del proceso del cálculo de los compensadores de corriente y voltaje, revisar el Anexo C.

5.4. Resultados de simulación

Para los resultados de simulación se empleará dos software, PSIM para simulación del convertidor y Simulink de MATLAB para simulación del inversor (dado que PSIM no tiene un tool para Fuzzy).

5.4.1. Convertidor elevador “Flying Capacitor” CCM PFC

5.4.1.1. Circuito

La Figura 5.8 presenta el circuito a simular empleando el software PSIM. Observar que Q_{sec} está representado por un IGBT sin diodo antiparalelo, sin embargo, este elemento no está disponible en PSIM por que solo se ha colocado para visualización, un switch ideal lo está reemplazando.

5.4.1.2. Voltaje y corriente de entrada

La Figura 5.7 presenta los resultados de la corrección activa del factor de potencia, observándose prácticamente en fase al voltaje de entrada y a la corriente de entrada. El factor de potencia conforme el simulador PSIM resultó en 0.997.

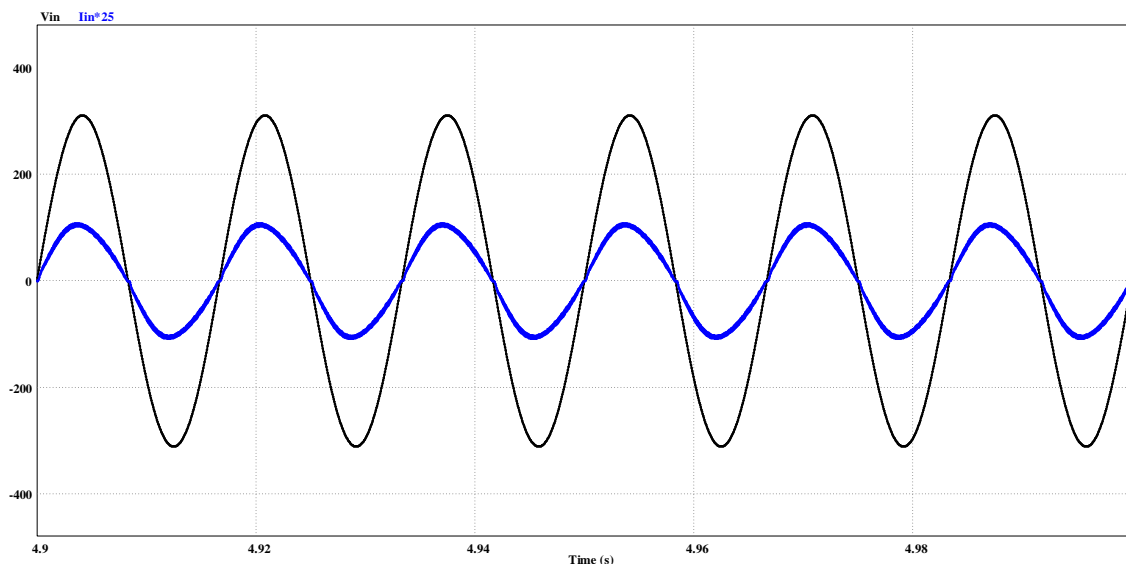


Figura 5.7: V_{in} vs I_{in} [PSIM].

5.4.1.3. Corriente de entrada - Armónicos

La Figura 5.9 presenta los armónicos de la corriente entrada para una fundamental de 4.2 A. En adición, conforme a la norma IEC 61000-3-2 [28], se presenta, en la Tabla 5.10 y Figura 5.10, una comparativa entre la norma IEC 61000-3-2 y los armónicos obtenidos.

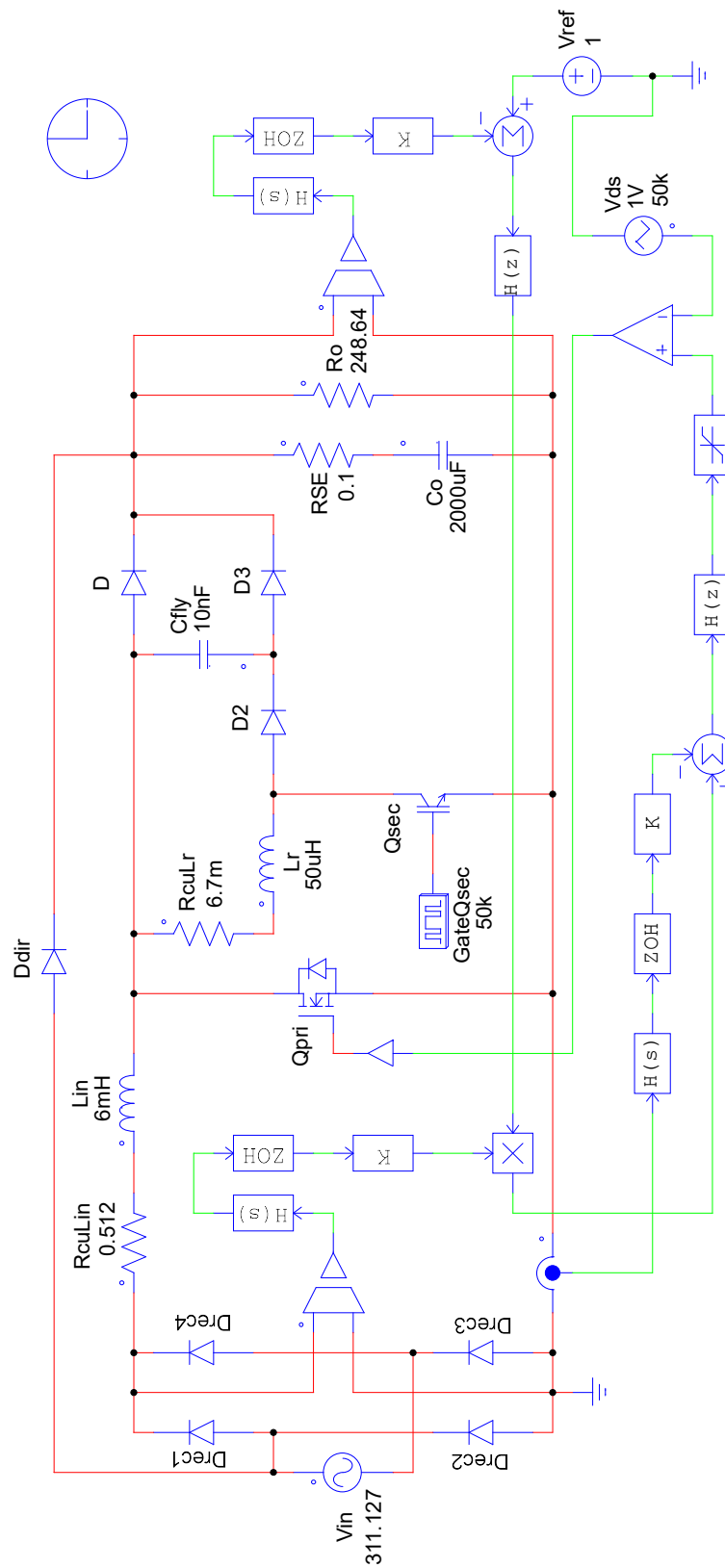


Figura 5.8: Circuito del convertidor [PSIM].

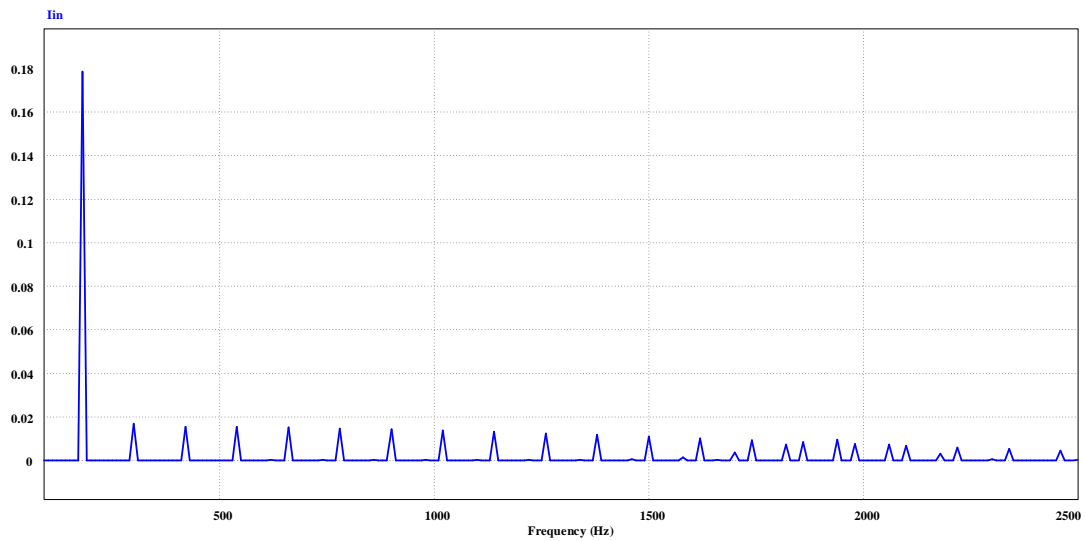


Figura 5.9: Análisis espectral de I_{in} [PSIM].

TABLA 5.10: Comparación entre los límites de corriente de I_{in} y norma IEC 61000-3-2.

		IEC 61000-3-2	Simulación
	n	[A]	[A]
Orden del armónico	3	2.3	0.1786
	5	1.14	0.0169
	7	0.77	0.0156
	9	0.4	0.0154
	11	0.33	0.0152
	13	0.21	0.0148
	$15 \leq n \leq 39$	$\frac{0,15 \cdot 15}{n}$...

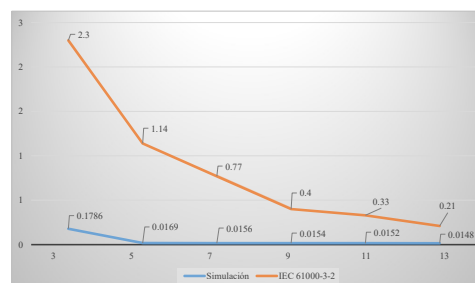


Figura 5.10: Comparación gráfica entre los límites de corriente de I_{in} y norma.

La distorsión armónica total (THD) obtenida en simulación fue de 5.18 %.

5.4.1.4. Corriente en el inductor de entrada - Conmutación

La Figura 5.11 muestra la corriente a través del inductor de entrada L_{in} para medio periodo de red, en donde se puede visualizar la conmutación gracias a la malla de control de corriente. Los resultados de simulación mostrados en la Figura 5.11 están en conformidad con lo presentado en las Figuras 3.3 y 3.4.

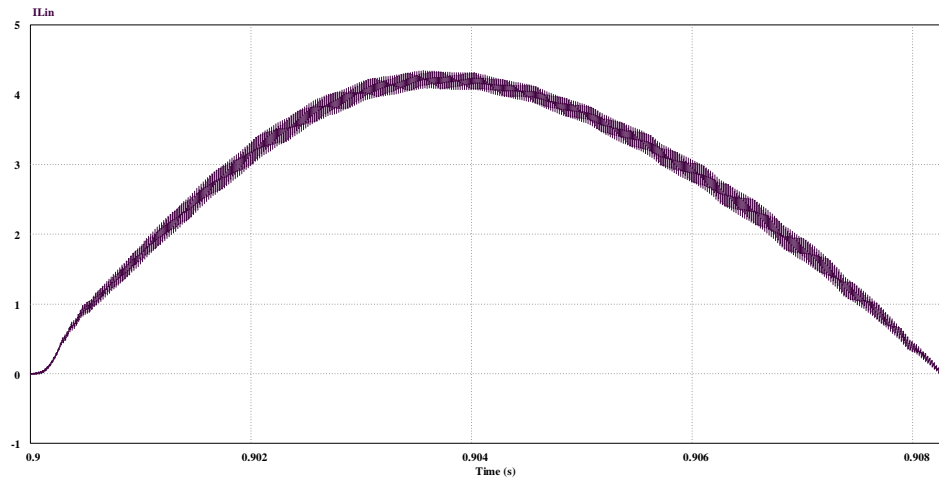


Figura 5.11: Corriente en el inductor de entrada [PSIM].

La Figura 5.12 muestra mayor detalle de la conmutación en la corriente a través de inductor de entrada L_{in} , nuevamente en conformidad con lo presentado en la parte derecha de la Figura 3.4. En adición se puede apreciar una variación de corriente de 0.24 A, menor que lo proyectado en la Tabla 5.1.

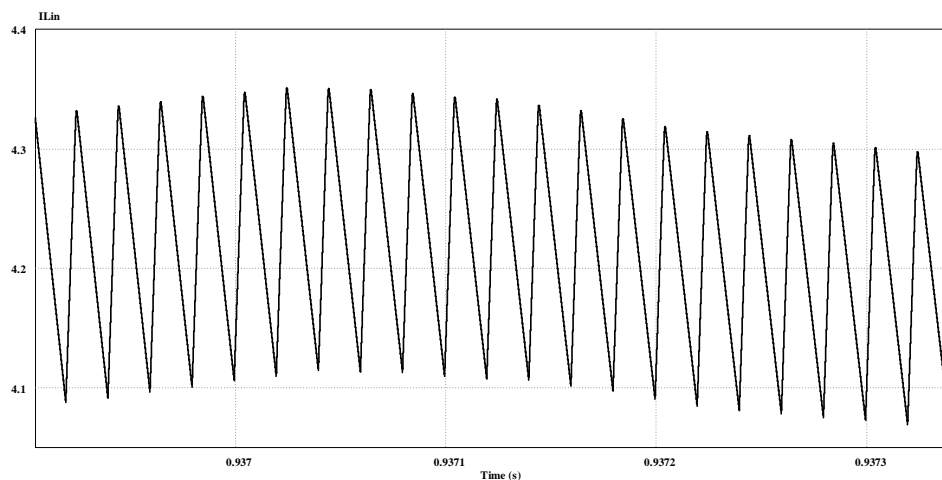


Figura 5.12: Detalle de la corriente en el inductor de entrada [PSIM].

5.4.1.5. Voltaje de salida

La Figura 5.13 presenta los resultados del control digital sobre el voltaje de salida V_o , en donde se puede observar un valor medio de 400 V y una variación de voltaje pico a pico de 2.16 V, resultando en conformidad a lo proyectado en la Tabla 5.1.

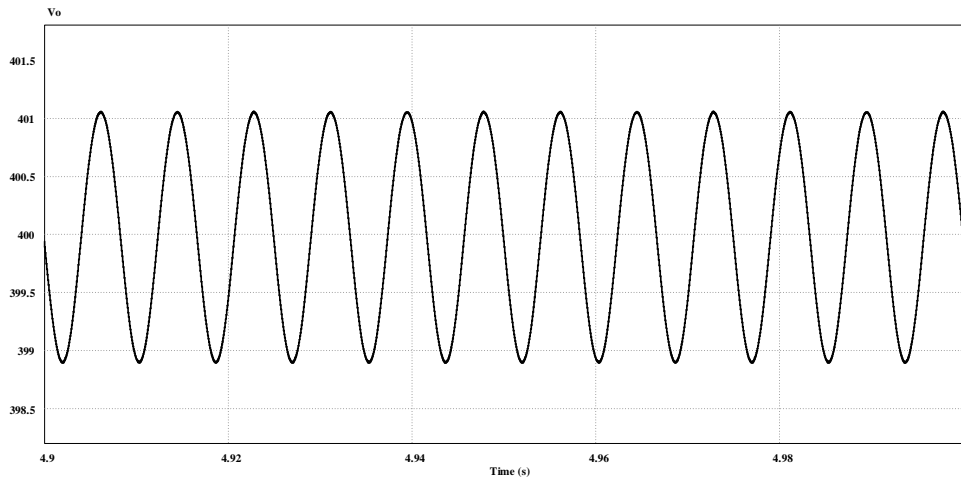


Figura 5.13: Voltaje de salida [PSIM].

5.4.1.6. Voltaje de salida - Degraus de carga

La Figura 5.14 presenta los resultados de la perturbación en el voltaje de salida para degraus de carga de 100 a 50 %, de 50 a 100 %, de 100 a 200 % y de 200 a 100 %; resultando en una estabilidad en el voltaje de salida.

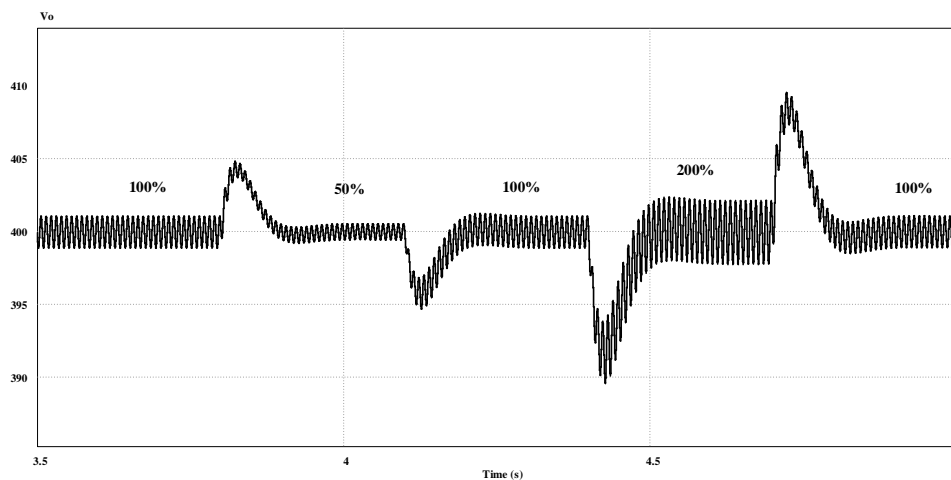


Figura 5.14: Estabilidad del voltaje de salida ante degraus de carga [PSIM].

5.4.1.7. Corriente de entrada - Degraus de carga

Por su parte, la Figura 5.15 presenta los resultados de variación de potencia de entrada reflejado en la corriente de entrada para los mismos degraus de carga de 100 a 50 %, de 50 a 100 %, de 100 a 200 % y de 200 a 100 %.

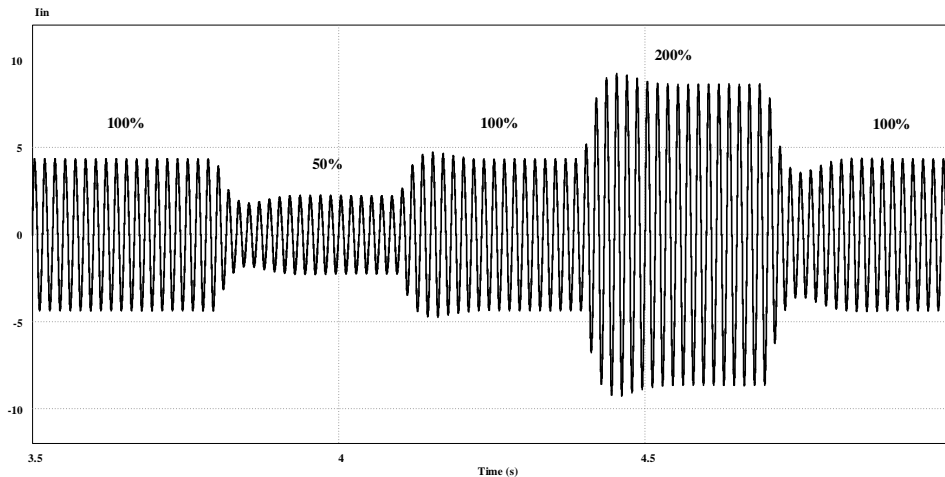


Figura 5.15: Variación de la corriente de entrada ante degraus de carga [PSIM].

5.4.1.8. Compensador de voltaje - Degraus de carga

Por su parte, para permitir la estabilidad mostrada en las Figuras 5.14 y 5.15, el compensador de voltaje actualiza la corriente de referencia conforme se presenta en la Figura 5.16. Para los degraus de carga de 100 a 50 % (aplica un factor de 0.5), de 50 a 100 % (factor de 1), de 100 a 200 % (factor de 2) y de 200 a 100 % (factor de 1).

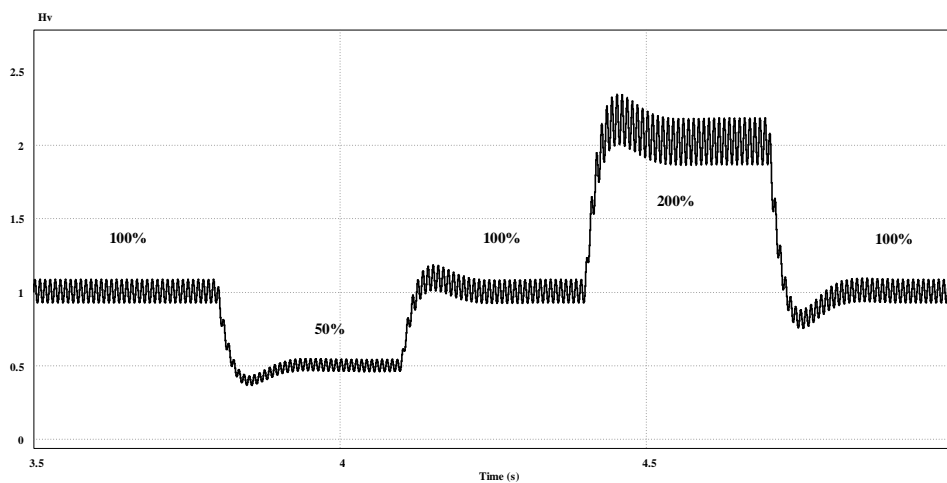


Figura 5.16: Compensador de voltaje ante degraus de carga [PSIM].

5.4.1.9. Compensador de corriente

La Figura 5.17 muestra la salida del compensador de corriente, el cual tiene la forma que describe la ecuación (3.3). Observar el detalle del recorte dado por el limitador a la salida de este compensador. La importancia del limitador permite el libre comando del transistor Q_{sec} .

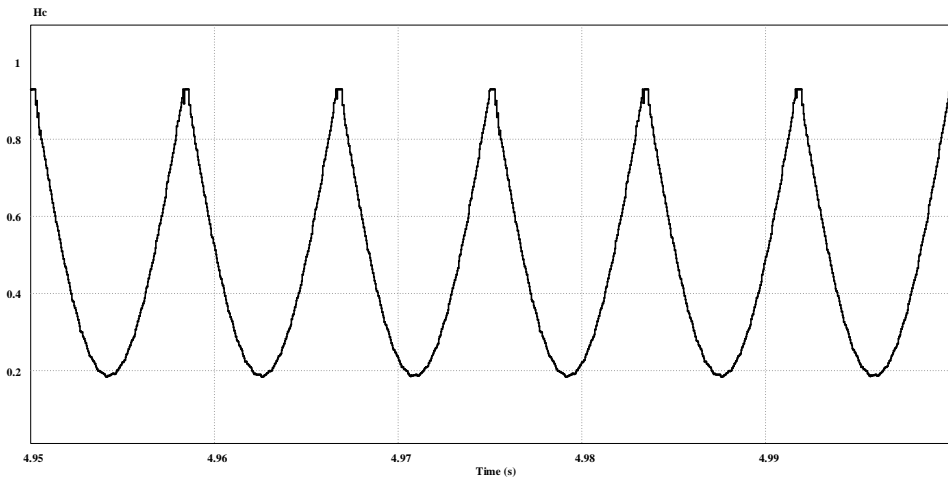


Figura 5.17: Compensador de corriente [PSIM].

5.4.1.10. Error a la entrada de compensadores

La parte superior de la Figura 5.18 muestra el error de entrada al compensador de corriente, por su parte, la parte inferior de la Figura 5.18 muestra el error de entrada al compensador de voltaje.

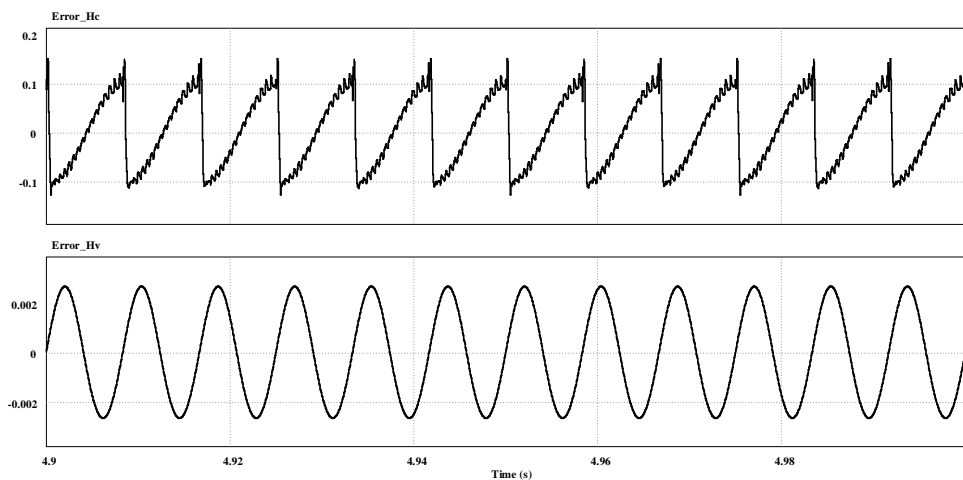


Figura 5.18: Compensador de corriente [PSIM].

5.4.1.11. Transistor principal

La Figura 5.19 muestra los resultados de conmutación suave en el transistor principal Q_{pri} , involucrando esfuerzos de voltaje en el drenador-surtidor, esfuerzos de corriente a través del transistor y comando del mismo. Observar la conducción con voltaje cero ZVS y el bloqueo con un aumento gradual en el voltaje drenador-surtidor gracias a C_{oss} .

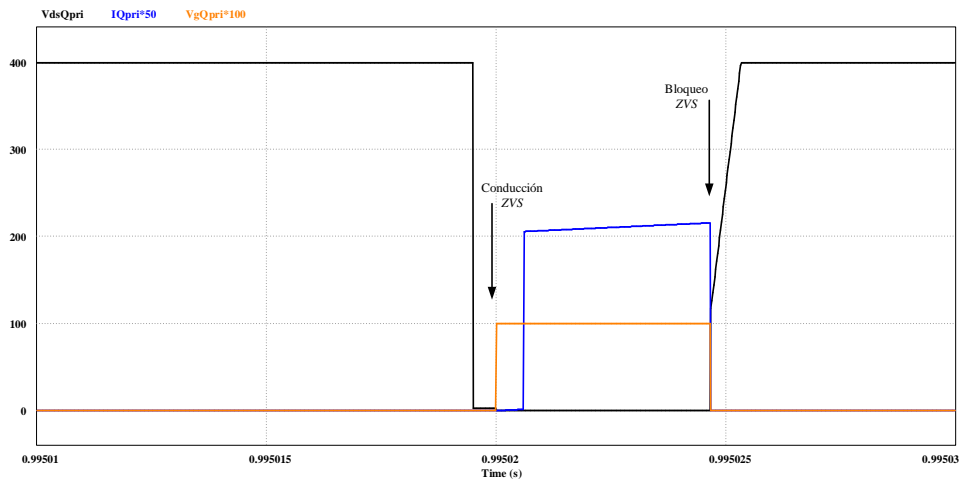


Figura 5.19: Formas de onda en el transistor principal Q_{pri} [PSIM].

5.4.1.12. Transistor secundario

La Figura 5.20 muestra los resultados de conmutación suave en el transistor secundario Q_{sec} . Observar la conducción con corriente cero ZCS debido a la carga de L_r y el bloqueo con voltaje cero ZVS debido a la corriente constante mantenida en L_r .

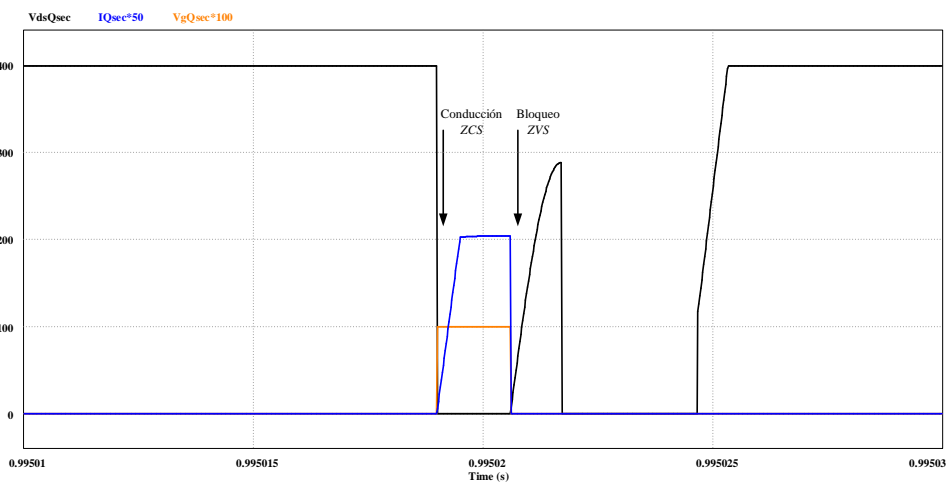


Figura 5.20: Formas de onda en el transistor secundario Q_{sec} [PSIM].

5.4.1.13. Diodo principal

La Figura 5.21 muestra los resultados de conmutación suave en el diodo principal D , análogo a los transistores principal y secundario. Observar la conducción con voltaje cero ZVS y el bloqueo con corriente cero ZCS debido a la carga de L_r .

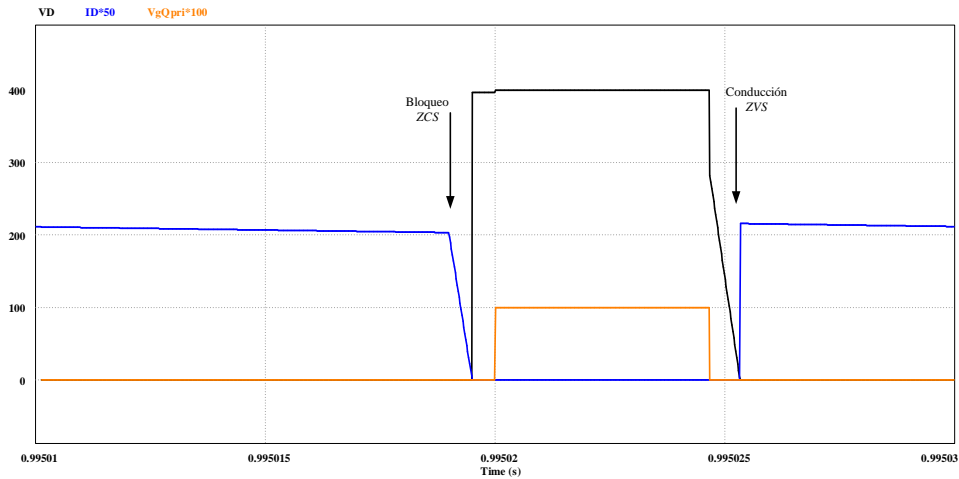


Figura 5.21: Formas de onda en el diodo principal D [PSIM].

5.4.1.14. “Flying Capacitor”

La Figura 5.22 muestra los resultados de transferencia de energía. Observar en primera instancia la transferencia de energía del voltaje de entrada al inductor L_r , luego gracias a la conducción del diodo D_2 , transferencia del inductor L_r al capacitor “Flying”, finalmente, gracias a la conducción del diodo D_3 , transferencia del capacitor “Flying” a la carga.

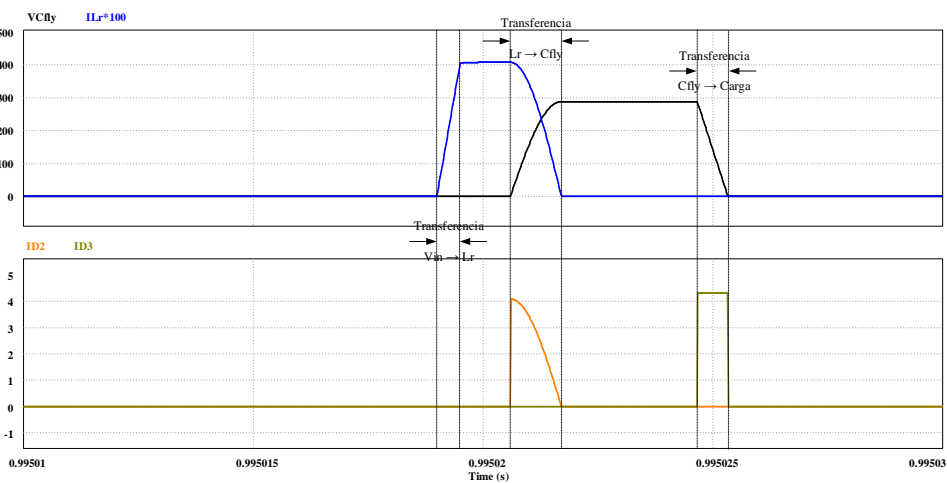


Figura 5.22: Formas de onda de transferencia de energía [PSIM].

5.4.2. Inversor de puente completo resonante con desfase

5.4.2.1. Circuito

La Figura 5.23 presenta el circuito a simular empleando el software SIMULINK. Para detalles del controlador Fuzzy, revisar el Anexo D.

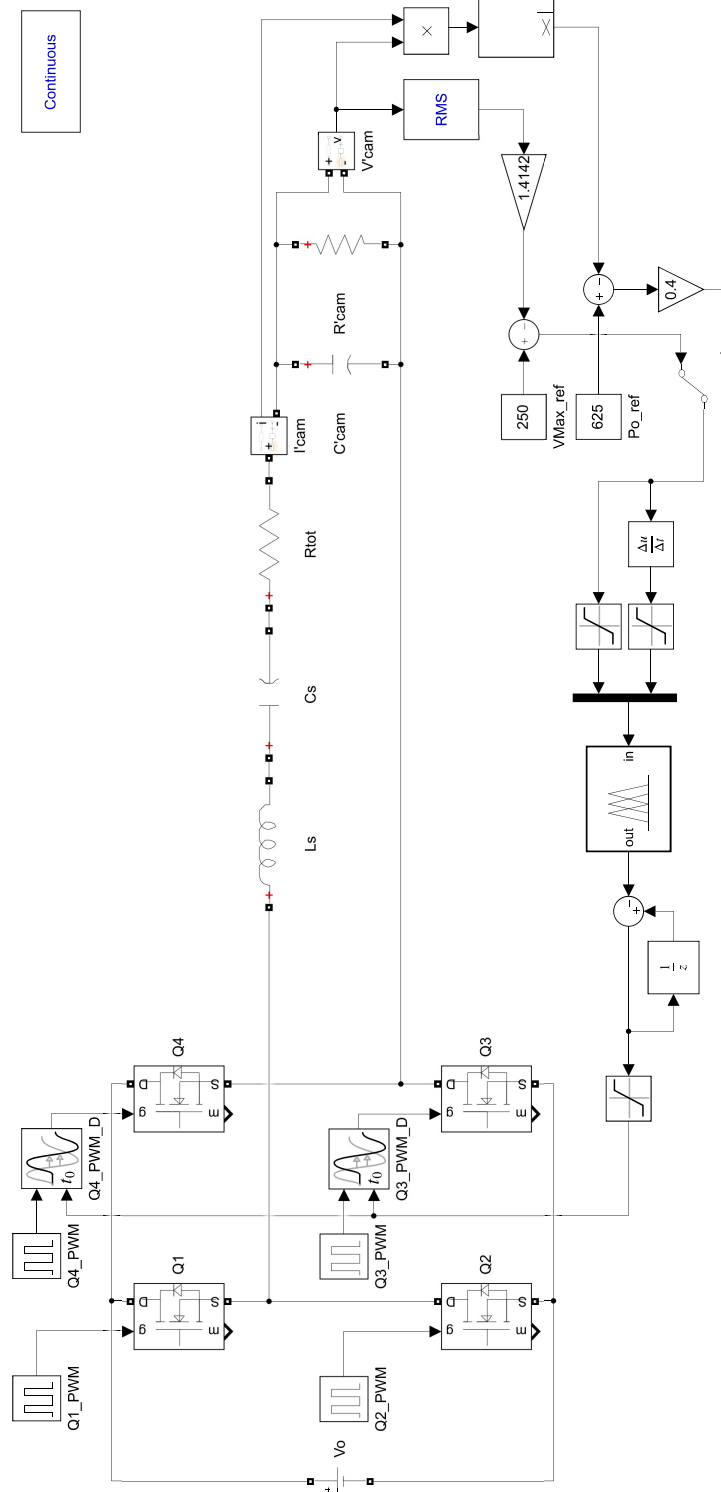


Figura 5.23: Circuito del inversor [SIMULINK].

A continuación, resultados para un voltaje pico de salida de 5 kV ($P_o = 627,4125$ W).

5.4.2.2. Voltaje y corriente de entrada

La Figura 5.24 presenta los resultados para el voltaje y la corriente de entrada.

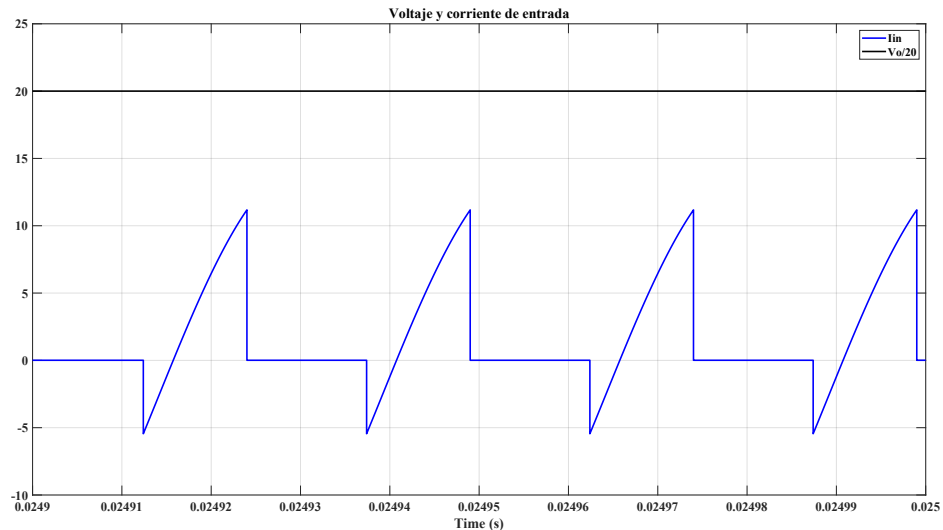


Figura 5.24: V_o vs I_{in} [SIMULINK].

5.4.2.3. Voltaje de carga, corriente de carga/cámaras y voltaje en las cámaras referidas al primario del transformador

La Figura 5.25 presenta los resultados, observándose el comportamiento inductivo de la carga (V_{carga} adelante de I'_{carga}/I'_{cam}). En adición, se observa el comportamiento capacitivo en las cámaras de descarga (I'_{cam} adelante de V'_{cam}).

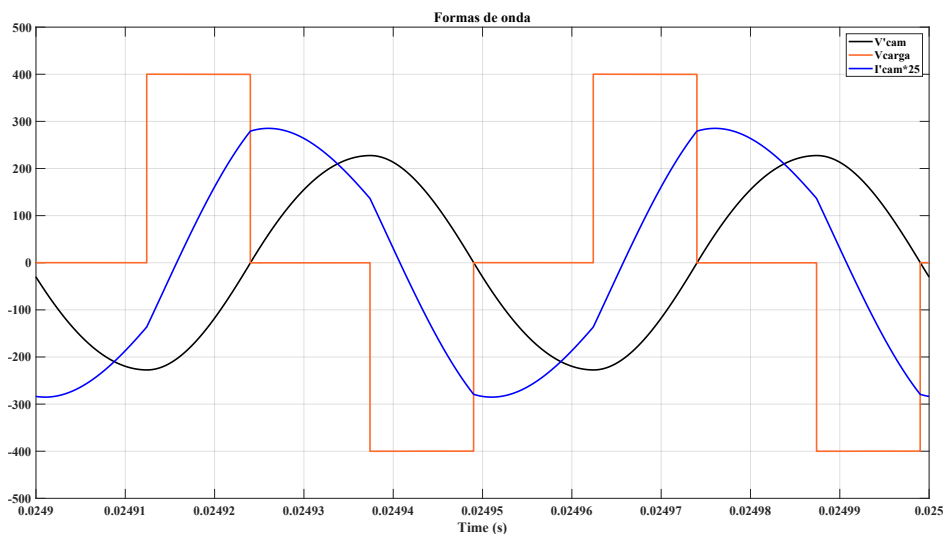


Figura 5.25: V_{carga} , I'_{cam} y V'_{cam} [SIMULINK].

5.4.2.4. Voltaje y corriente en las cámaras de descarga

La Figura 5.26 presenta los resultados para las cámaras de descarga, observándose un voltaje en el orden de los kilovolts [kV] y una corriente en el orden de los amperios [A]. Observar nuevamente el comportamiento capacitivo de las cámaras de descarga.

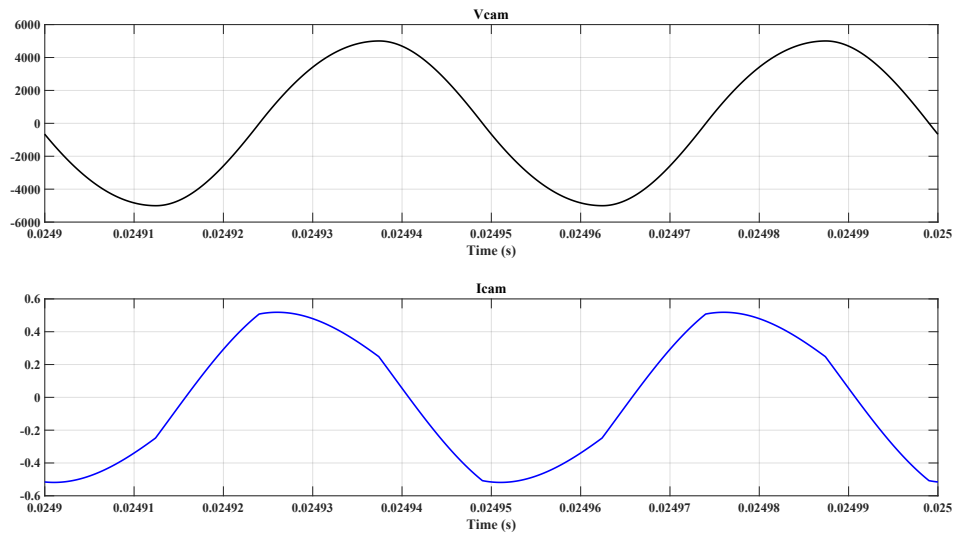


Figura 5.26: V_{cam} e I_{cam} [SIMULINK].

5.4.2.5. Voltaje y corriente en capacitor serie

La Figura 5.27 presenta los resultados para el capacitor serie C_s . Observar que los niveles de voltaje no alcanzan el orden de los kilovolts [kV], más o menos se visualiza como voltaje pico de entre 260 a 300 V. Por tanto, la elección de un capacitor de poliester de 630 V conforme a la Tabla 5.6 es adecuada.

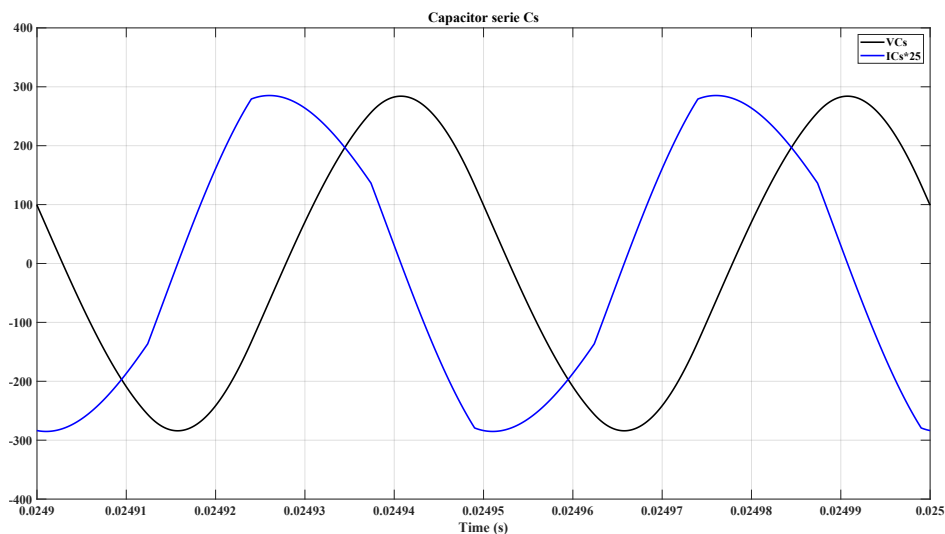


Figura 5.27: Voltaje y corriente en C_s [SIMULINK].

5.4.2.6. Voltaje y corriente en el inductor serie

La Figura 5.28 presenta los resultados para el inductor serie L_s . Observar que los niveles de voltaje alcanzan el orden de los kilovolts [kV].

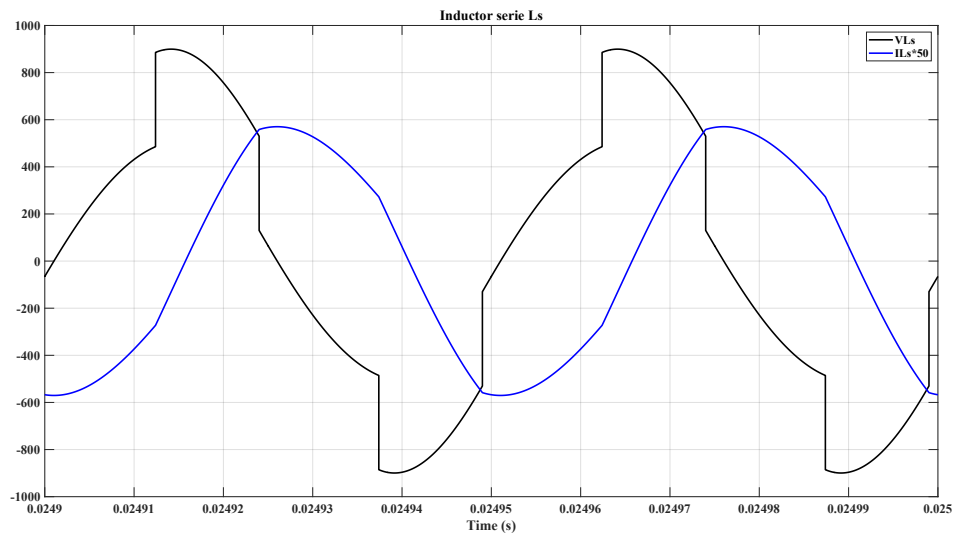


Figura 5.28: Voltaje y corriente en L_s [SIMULINK].

5.4.2.7. Comando de los transistores

Para que suceda lo hasta aquí presentado en la subsección inversor puente completo con desfase, la Figura 5.29 presenta los resultados para los comandos de los transistores, observándose la similitud con la Figura 4.8 para cada brazo. Observar también el desfase entre el comando de Q_1 y Q_3 siendo aproximadamente el 50 % del periodo de conmutación.

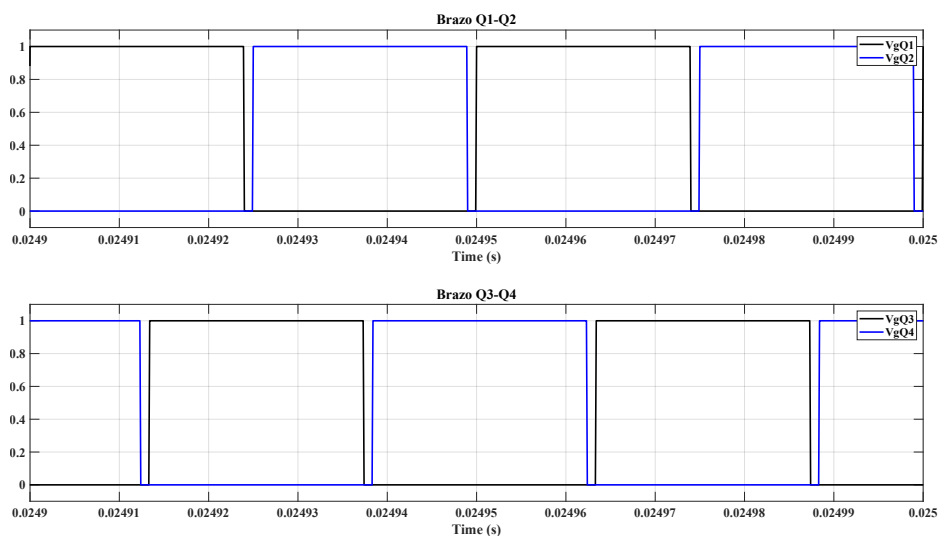


Figura 5.29: Comando de transistores [SIMULINK].

5.4.2.8. Brazo $Q_1 - Q_2$

La Figura 5.30 presenta los resultados de conmutación suave para el brazo $Q_1 - Q_2$. Observar que este brazo tiene mayor conducción de los diodos antiparalelo. El comando a conducir del transistor se realiza en cuanto el diodo antiparalelo se encuentra en conducción, por su parte el bloqueo se realiza con un aumento gradual del voltaje drenador-surtidor.

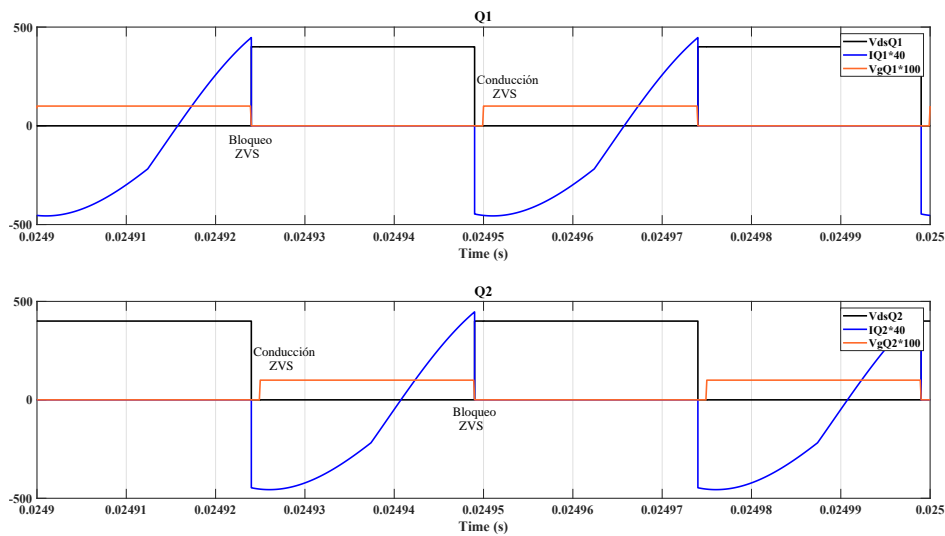


Figura 5.30: Brazo $Q_1 - Q_2$ [SIMULINK].

5.4.2.9. Brazo $Q_3 - Q_4$

La Figura 5.31 presenta los resultados de conmutación suave para el brazo $Q_3 - Q_4$. Observar que este brazo tiene mayor conducción de los transistores. El comando a conducir y el bloqueo es análogo al brazo $Q_1 - Q_2$.

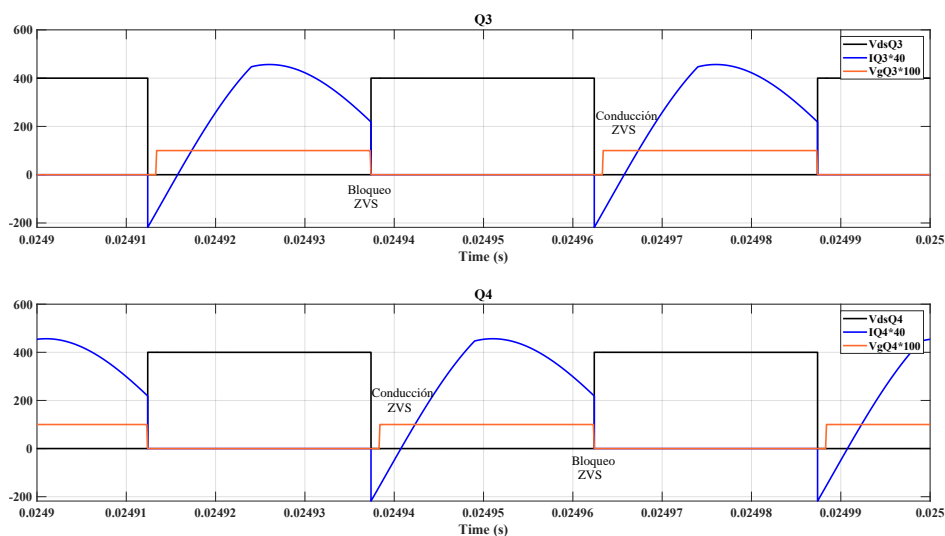


Figura 5.31: Brazo $Q_3 - Q_4$ [SIMULINK].

A continuación se presentan resultados para modos de control conforme a la Figura 4.5, esto es, modo de control de voltaje donde se controla el voltaje pico en las cámaras de descarga y el modo de control de potencia donde se controla la potencia activa de salida en las mismas.

5.4.2.10. Voltaje y corriente en las cámaras de descarga - modos de control

Las Figuras 5.32 y 5.33 presenta los resultados para modos de control en las cámaras de descarga. Como se puede observar en la Figura 5.32, al inicio se tiene un modo de control de voltaje, variando el voltaje pico de referencia, observándose un control rápido pasando de 5.5 kV a 7.5 kV, de 7.5 kV a 2.2 kV y de 2.2 kV a 5.5 kV. En seguida, se tiene un modo de control de potencia variando el potencia activa de referencia, observándose un control rápido pasando de 630 W a 1260 W, de 1260 W a 315 W y de 315 W a 630 W.

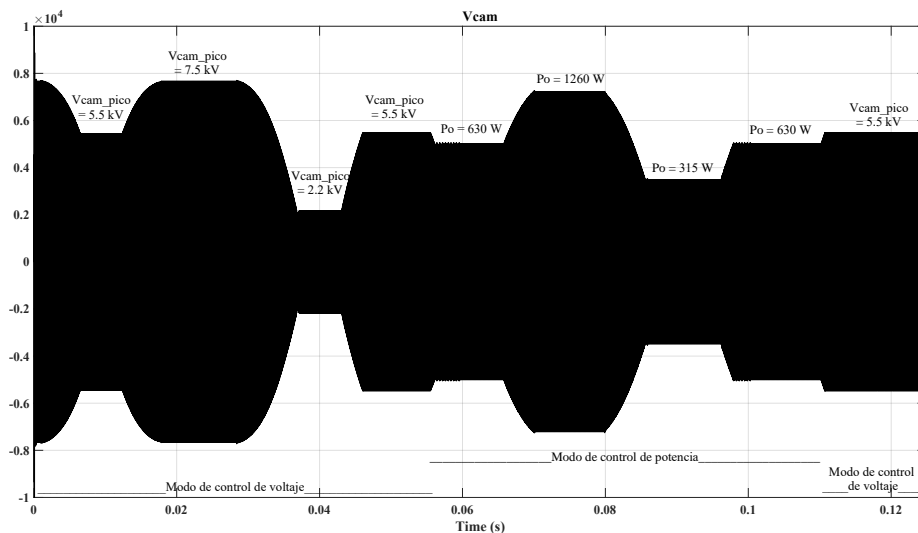


Figura 5.32: Modos de control para V_{cam} [SIMULINK].

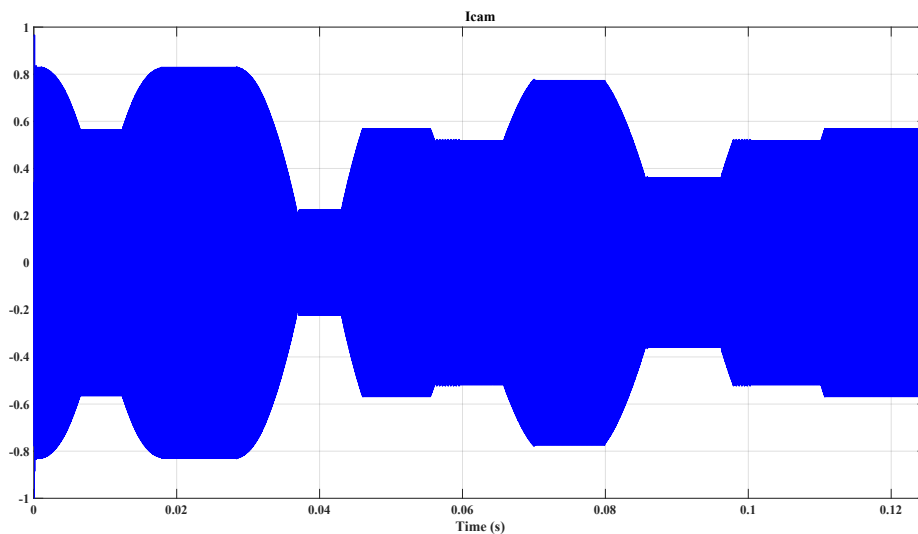


Figura 5.33: Modos de control para I_{cam} [SIMULINK].

5.4.2.11. Desfasaje - modos de control

La Figura 5.34 presenta los resultados para el desfasaje en relación a los modos de control evidenciados en las Figuras 5.32 y 5.33. Observar que a medida que se solicita mayor voltaje pico o mayor potencia, el desfasaje disminuye haciendo más ancho al voltaje de carga (conforme a la Figura 4.3).

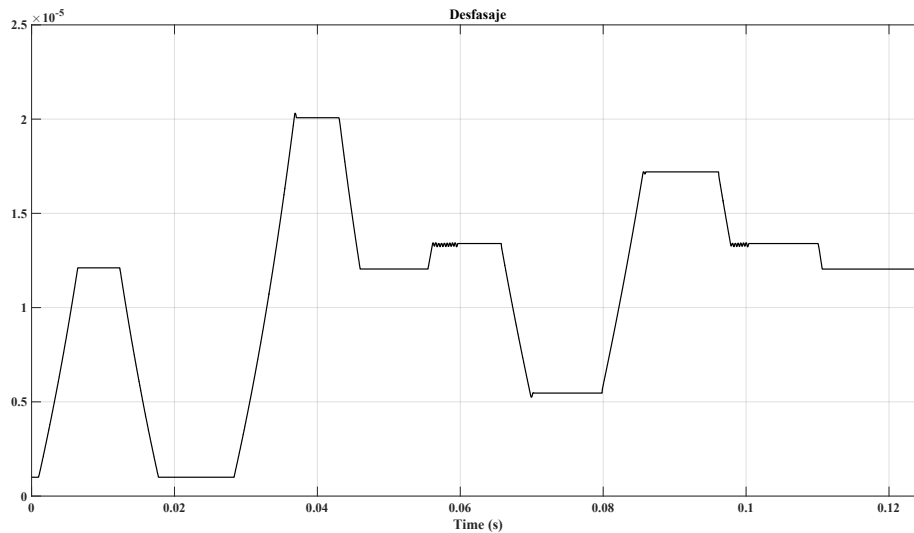


Figura 5.34: Desfasaje [SIMULINK].

5.4.2.12. Voltaje pico en las cámaras de descarga - modos de control

La Figura 5.35 presenta los resultados para el voltaje pico en las cámaras de descarga en relación a los modos de control. Observar el seguimiento a medida que se solicita distintos valores de voltaje pico y/o potencia de salida conforme a la Figura 5.32.

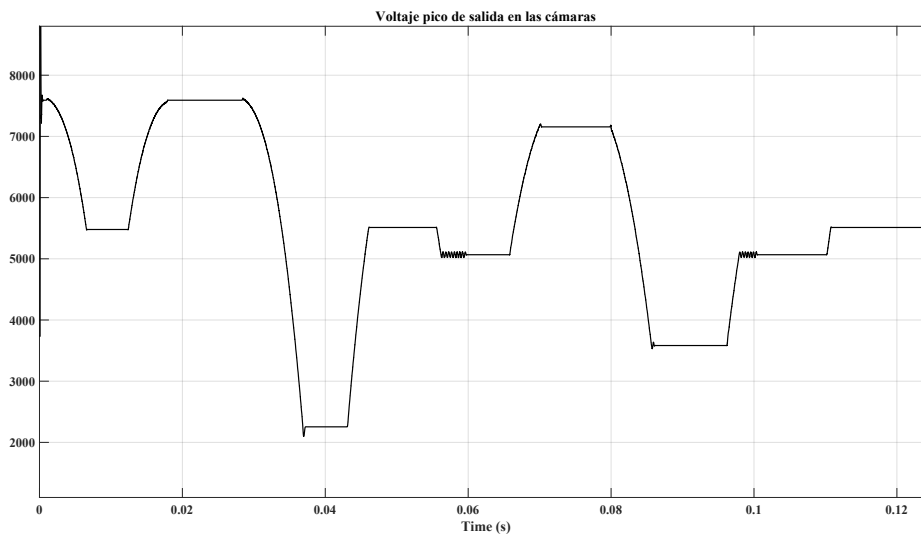


Figura 5.35: Voltaje pico en las cámaras de descarga [SIMULINK].

5.4.2.13. Potencia de salida - modos de control

La Figura 5.36 presenta los resultados para la potencia de salida en las cámaras de descarga en relación a los modos de control. Observar el seguimiento a medida que se solicita distintos valores de voltaje pico y/o potencia de salida conforme a la Figura 5.32.

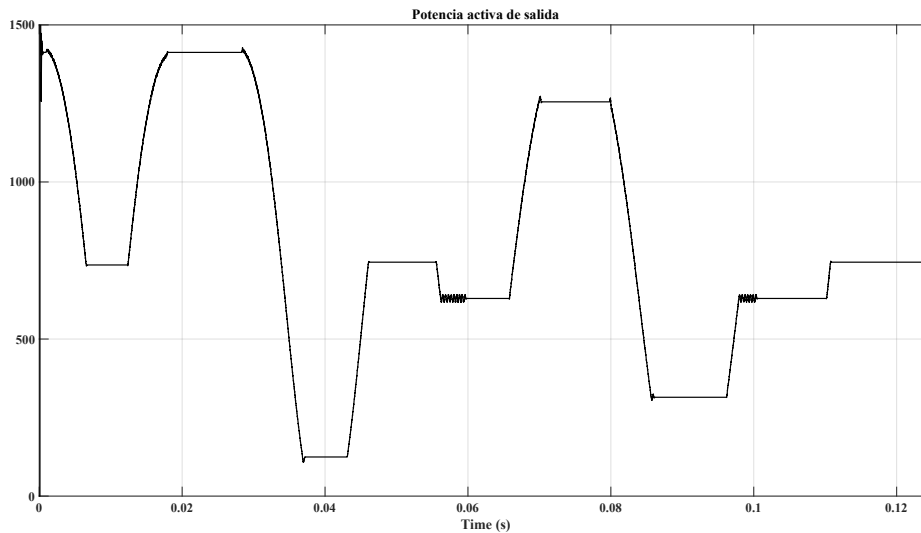


Figura 5.36: Potencia de salida [SIMULINK].

5.4.2.14. Error a la entrada del controlador Fuzzy - modos de control

La Figura 5.37 presenta los resultados para el error a la entrada del controlador Fuzzy en relación a los modos de control. Observar el seguimiento análogo a las Figuras 5.35 y 5.36. Notar las partes en que pareciera que el error se mantiene constante, esto sucede porque no es posible alcanzar los niveles de voltaje pico y/o potencia solicitados.

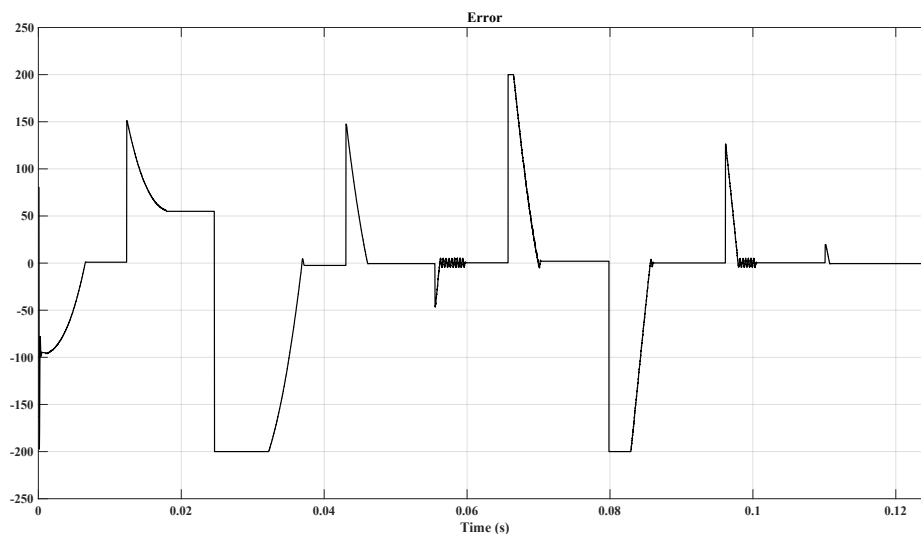


Figura 5.37: Error a la entrada del controlador Fuzzy [SIMULINK].

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Tener en cuenta que el convertidor elevador “*flying capacitor*” en modo de conducción continua y corrección activa del factor de potencia desarrollado en el capítulo III se entiende como etapa convertidora AC-DC y el inversor de puente completo resonante con desfase desarrollado en el capítulo IV se entiende como etapa inversora DC-AC.

CONCLUSIONES

- Se desarrolló con éxito un convertidor resonante capaz de suministrar adecuados formatos de corriente y voltaje (conforme a la Figura 5.26) a un conjunto de 14 cámaras de descarga para una potencia de entrada de 660 W y una eficiencia global obtenida en simulación de 95.04 %. Cámaras empleadas en aplicaciones de generación de ozono.
- El formato del voltaje obtenido y aplicado para el conjunto de 14 cámaras de descarga fue sinusoidal AC con frecuencia de 20 kHz y valor pico de 5 kV.
- Los transistores de la etapa inversora DC-AC del convertidor resonante conmutan suavemente bajo voltaje cero (ZVS) conforme a las Figuras 5.30 y 5.31, resultando en una eficiencia de 96 % por simulación para esta etapa inversora.
- Se desarrolló un control Fuzzy robusto conforme a la Figura 5.32 para los modos de control de potencia y de voltaje. Se concluye que si bien el diseño de componentes fue proyectado para 660 W de potencia de entrada, el convertidor resonante garantiza el adecuado control de voltaje pico y de potencia activa de salida, que se traduce en diferentes valores de potencia de entrada.
- El factor de potencia del convertidor resonante a cargo de la etapa convertidora AC-DC fue elevado con un valor obtenido en simulación de 0.997 (conforme a la Figura 5.7) y una distorsión armónica total de 5.18 %. En adición, los armónicos de la corriente de entrada de la etapa convertidora lograron atender la Norma Internacional IEC 61000-3-2 (conforme a la Tabla 5.10 y a la Figura 5.7).
- Se logró establecer, para la salida de la etapa convertidora AC-DC, un Bus DC de 400

V estable y confiable ante variaciones de carga conforme a la Figura 5.14.

- Se logró implementar con éxito el control de dos mallas de corriente y voltaje conforme fue estructurado en las Figuras 3.6 y 3.10.
- Cada componente semiconductor de la etapa convertidora AC-DC conmuta suavemente conforme se detalla: El transistor principal entra en conducción y es bloqueado bajo voltaje cero (*ZVS*) conforme a la Figura 5.19, el transistor secundario entra en conducción bajo corriente cero (*ZCS*) y es bloqueado bajo voltaje cero (*ZVS*) conforme a la Figura 5.20, así mismo el diodo principal entra en conducción bajo voltaje cero (*ZVS*) y es bloqueado bajo corriente cero (*ZCS*) conforme a la Figura 5.21. Por lo mencionado en este párrafo, la eficiencia en simulación de la etapa convertidora AC-DC resultó en 99 % para una frecuencia de operación de 50 kHz en los transistores involucrados.

RECOMENDACIONES

- El Anexo B es base para el diseño y construcción de inductores necesarios para la implementación física de este convertidor resonante desarrollado. Se recomienda diferenciar los inductores DC empleados en la etapa convertidora AC-DC y los inductores AC empleados en la etapa inversora DC-AC.
- El Anexo C te permite calcular algunas funciones de transferencia necesarias para el control de este convertidor resonante desarrollado. Se recomienda estudiarlos para su correcto entendimiento. Tener en cuenta que hay conceptos de transformada bilineal no abordados en el presente documento que, ante la falta de su conocimiento, podrían generar polos y/o zeros en el semiplano derecho (para el dominio s) y/o fuera del círculo unitario (para el dominio Z) en las diversas funciones de transferencia mostradas en el Anexo, resultando en un control inestable del convertidor resonante.
- El Anexo D está basado en el correcto conocimiento la dinámica de este convertidor desarrollado, se recomienda también no considerarlo definitivo.
- En una eventual construcción y/o implementación de este convertidor resonante, se recomienda tener en cuenta que no basta con lo descrito en el presente documento, hay protecciones que deben realizarse a los convertidores conmutados (o también llamadas fuentes conmutadas) para su correcto y seguro funcionamiento, un ejemplo a tener en cuenta es la corriente de entrada en la energización del convertidor ("*Inrush current*" - del inglés) que puede ser reducida con el empleo de un NTC, etc.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] C. Wei, F. Zhang, Y. Hu, C. Feng, and H. Wu, "Ozonation in water treatment: the generation, basic properties of ozone and its practical application," *Reviews in Chemical Engineering*, vol. 33, pp. 49–89, jan 2017.
- [2] C. Gottschalk, A. Saupe, and J. Ann Libra, *Biological Wastewater Treatment Organic Pollutants in the Water Cycle Risk Analysis of Water Pollution Rapid Chemical and Biological Techniques for Water Monitoring Membranes in Clean Technologies : Theory and Practice , 2 Volume Set*. 2010.
- [3] K. Nassour, M. Brahami, A. Tilmatine, S. Nemnich, F. Miloua, N. Ramdani, and N. Zouzou, "Comparative experimental analysis of ozone generation between surface and volume DBD generators," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 25, pp. 428–434, apr 2018.
- [4] M. Sabaghi, H. Feshki Farahani, and H. R. Hafezi, "Load type effects on the operation of the high voltage pulse generator based on DC-DC converter," in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, no. 3, pp. 1–5, IEEE, dec 2010.
- [5] F. A. Dragonas, G. Neretti, P. Sanjeevikumar, and G. Grandi, "High-Voltage High-Frequency Arbitrary Waveform Multilevel Generator for DBD Plasma Actuators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 3334–3342, jul 2015.
- [6] G. Udhayakumar, M. R. Rashmi, K. Patel, G. P. Ramesh, and A. Suresh, "Implementation of high-frequency high-voltage power supply for ozone generator system using embedded controller," in *2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, pp. 1–6, IEEE, mar 2016.

- [7] V. Kinnares and P. Hothongkham, "Circuit analysis and modeling of a phase-shifted pulsewidth modulation full-bridge-inverter-fed ozone generator with constant applied electrode voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1739–1752, 2010.
- [8] A. Hincapie Baena, "Conversor para pulsos elétricos de alta tensão, de curta duração, para processos de geração de ozônio," 2014.
- [9] M. Nur, M. Restiwijaya, and T. A. Winardi, "Dielectric Barrier Discharge Plasma Reactor Analysis as Ozone Generator," *International Symposium on Technology Management and Emerging Technologies (ISTMET 2014)*, no. Istmet, pp. 129–132, 2014.
- [10] J. Koáek, T. Jakubowski, and M. Balcerak, "Impact of voltage shape on efficiency of ozone generation," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2017 ECCE Europe*, vol. 2017-Janua, 2017.
- [11] S. Godin-beekmann, "Stratospheric and tropospheric ozone," 2017.
- [12] Health and Safety Executive, "Ozone : Health hazards and control measures," *Guidance Note EH38*, pp. 1–10, 2014.
- [13] A. S. Pushkarev, I. V. Pushkareva, and S. A. Grigoriev, "Electrochemical Generation of Ozone in a System with a Solid Polymer Electrolyte," *Russian Journal of Applied Chemistry*, vol. 89, no. 7, pp. 1070–4272, 2016.
- [14] W. Smith, "Principles Of Ozone Generation," *Watertec Engineering Pty Ltd., Australia*, pp. 1–17, 2011.
- [15] Y. Zhou, G. Huang, T. Wang, S. J. MacGregor, Q. Ren, M. P. Wilson, and I. V. Timoshkin, "Optimization of Ozone Generation by Investigation of Filament Current Characteristics Under Dielectric Barrier Discharge," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, pp. 2129–2136, oct 2016.
- [16] G. M. Huang, T. Wang, I. V. Timoshkin, S. J. Macgregor, M. J. Given, and M. P. Wilson, "A comparative study of ozone generation using pulsed and continuous AC dielectric barrier discharges," in *Digest of Technical Papers-IEEE International Pulsed Power Conference*, 2013.

- [17] V. Jain, R. Srinivasan, and V. Agarwal, "An accurate electrical model for atmospheric pressure DBD plasma in air with experimental validation," in *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–4, IEEE, nov 2016.
- [18] A. Mousavi, *Soft-Switching DC-DC Converters*. Electronic thesis and dissertation repository. 1435., 2013.
- [19] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, vol. 59. 2001.
- [20] L. Wang, Q. H. Wu, W. H. Tang, Z. Y. Yu, and W. Ma, "Ccm-dcm average current control for both continuous and discontinuous conduction modes boost pfc converters," in *2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pp. 1–6, 2017.
- [21] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Analysis, design, and performance evaluation of flying-capacitor passive lossless snubber applied to pfc boost converter," in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, vol. 1, pp. 503–508 vol.1, 2002.
- [22] S. Ben-Yaakov, G. Ivensky, O. Levitin, and A. Treiner, "Optimization of the auxiliary switch components in a flying capacitor ZVS PWM converters," in *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'95*, pp. 503–509, IEEE, 1995.
- [23] S. Jensen, L. Corradini, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, "Modeling and digital control of lcl resonant inverter with varying load," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3823–3829, 2011.
- [24] A. Bitoleanu, M. Popescu, and V. Suru, "Shift phase power control in induction heating systems with voltage resonant inverter," in *2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, pp. 1–6, 2014.
- [25] M. Popescu, A. Bitoleanu, and M. Dobriceanu, "On the frequency control in high efficiency induction heating system with resonant inverter," in *2017 10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, pp. 601–606, 2017.
- [26] U. EPA, "Will an ozone generator protect me and my family from covid-19?," 2020.

- [27] M. J. Albuquerque Valdivia, “Conversor ressonante para geração de ozônio aplicado à água de processo de higienização industrial, com controle digital,” 2019.
- [28] “Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current lower than 16a per phase),” *IEC 61000-3-2, International Electrotechnical Commission*.
- [29] H. F. Farahani, “Presentation of an algorithm to optimal design of high frequency transformers,” *Journal of Basic and Applied Scientific Research*, vol. 1, no. 12, pp. 2655–2662, 2011.

ANEXO A
GLOSARIO DE TÉRMINOS

ZVS	Zero voltage switching, Conmutación bajo voltaje cero.
ZCS	Zero current switching, Conmutación bajo corriente cero.
AASS	Auxiliary switch assisted soft switcher, Conmutador suave asistido por interruptor auxiliar.
FLYING CAPACITOR	Capacitor que mantiene su carga por un determinado tiempo.
DC	Direct current, Corriente continua.
AC	Alternative current, Corriente alterna.
AWG	American wire gauge, Calibre de alambre americano.
MLT	Mean length per turn, Longitud media por vuelta.
IEC	International Electrotechnical Commission, Comisión Electrotécnica Internacional.
CCM	Continuous conduction mode, Modo de conducción continua.

DCM	Discontinuous conduction mode, Modo de conducción discontinua.
PFC	Power factor correction, Corrección del factor de potencia.
THD	Total Harmonic Distortion, Distorción armónica total.
UV	Ultraviolet Radiation, Radiación ultravioleta.
PWM	Pulse width modulation, Modulación por ancho de pulso.
ANTI-ALIASING	Suavizado, Filtro que se usa antes de un muestreador de señal para restringir el ancho de banda de una señal.
FTMA	Función de transferencia en malla abierta.
FTMC	Función de transferencia en malla cerrada.
RLC	Resistor-Inductor-Capacitor.
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, Transistor de efecto de campo semiconductor de óxido de metal.
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor, Transistor Bipolar de Puerta Aislada.

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1. Ozono estratosférico y troposférico [11].	7
2.2. Principio de descarga de barrera eléctrica [14].	9
2.3. Estructura de un generador de ozono por descarga de barrera dieléctrica. . .	10
2.4. Conversor empleado por Udhayakumar en 2016 [6].	13
2.5. Conversor empleado por Hincapie en 2014 [8].	13
2.6. Conversor empleado por Kinnares en 2010 [7].	14
2.7. Modelo propuesto por Jain en 2016 [17].	14
2.8. Estructura para la Fuente de alimentación [Elaboración propia].	15
2.9. Pérdidas de conmutación [18].	15
2.10. Transistor <i>MOSFET</i> - modelo [19].	16
2.11. Conducción y bloqueo <i>ZVS</i> [18].	16
2.12. Transistor <i>MOSFET</i> e inductor serie [18].	17
2.13. Conducción y Bloqueo <i>ZCS</i> [18].	18
2.14. Conducción <i>ZVS</i> de convertidor/inversor [19].	19
2.15. Bloqueo <i>ZCS</i> de convertidor/inversor [19].	19
2.16. Conducción y bloqueo <i>ZVS</i> de convertidor/inversor [19].	20
2.17. Control de corriente promedio en convertidores elevadores [20].	21
2.18. Red para corrección pasiva del factor de potencia en convertidor elevador [21].	21
2.19. Célula AASS [22].	22
2.20. Control del inversor resonante por modelamiento de envolvente [23].	23
2.21. Control de la corriente de salida de inversor resonante [24].	24
3.1. Estructura del convertidor “ <i>Flying Capacitor</i> ” [27].	26
3.2. Etapas de operación del convertidor elevador “ <i>Flying Capacitor</i> ” [27].	27
3.3. Formas de onda de V_{rec} e I_{Lin} para un periodo de red [27].	29
3.4. Formas de onda de V_{rec} , V_{Lin} e I_{Lin} para un periodo de conmutación [27]. .	29

3.5.	Formas de onda del convertidor elevador “ <i>Flying Capacitor</i> ” <i>CCM PFC</i> [27].	30
3.6.	Malla de control de corriente [27].	38
3.7.	Diagrama de bloques de la malla de control de corriente [27].	38
3.8.	Modulación <i>PWM</i> [27].	39
3.9.	Filtro <i>anti-aliasing</i> [27].	40
3.10.	Malla de control de voltaje [27].	44
3.11.	Diagrama de bloques de la malla de control de voltaje [27].	44
3.12.	Modelo de salida del convertidor [Elaboración Propia].	46
4.1.	Estructura del inversor de puente completo resonante con desfasaje [27] . . .	50
4.2.	Etapas de operación del inversor de puente completo resonante con desfasaje [27]	51
4.3.	Formas de onda del inversor de puente completo resonante con desfasaje [27]	54
4.4.	Circuito simplificado del inversor [27]	55
4.5.	Malla de control [Elaboración Propia].	59
4.6.	Funciones de pertenencia de las entradas: Error (Arriba), Derivada del error (Abajo) [Elaboración Propia].	60
4.7.	Funciones de pertenencia de la salida [Elaboración Propia].	61
4.8.	Comando de cada Brazo [Elaboración Propia].	62
5.1.	Transformador elevador de voltaje [27].	63
5.2.	Modelo Equivalente de 14 cámaras de descarga para 200 W y 660 W [Ela- boración propia].	64
5.3.	Malla de corriente en lazo abierto sin compensador [Matlab].	69
5.4.	Malla de corriente en lazo abierto con compensador [Matlab].	69
5.5.	Malla de voltaje en lazo abierto sin compensador [Matlab].	70
5.6.	Malla de voltaje en lazo abierto con compensador [Matlab].	70
5.7.	V_{in} vs I_{in} [PSIM].	71
5.8.	Circuito del convertidor [PSIM].	72
5.9.	Análisis espectral de I_{in} [PSIM].	73
5.10.	Comparación gráfica entre los límites de corriente de I_{in} y norma.	73
5.11.	Corriente en el inductor de entrada [PSIM].	74
5.12.	Detalle de la corriente en el inductor de entrada [PSIM].	74

5.13. Voltaje de salida [PSIM].	75
5.14. Estabilidad del voltaje de salida ante degraus de carga [PSIM].	75
5.15. Variación de la corriente de entrada ante degraus de carga [PSIM].	76
5.16. Compensador de voltaje ante degraus de carga [PSIM].	76
5.17. Compensador de corriente [PSIM].	77
5.18. Compensador de corriente [PSIM].	77
5.19. Formas de onda en el transistor principal Q_{pri} [PSIM].	78
5.20. Formas de onda en el transistor secundario Q_{sec} [PSIM].	78
5.21. Formas de onda en el diodo principal D [PSIM].	79
5.22. Formas de onda de transferencia de energía [PSIM].	79
5.23. Circuito del inversor [SIMULINK].	80
5.24. V_o vs I_{in} [SIMULINK].	81
5.25. V_{carga} , I'_{cam} y V'_{cam} [SIMULINK].	81
5.26. V_{cam} e I_{cam} [SIMULINK].	82
5.27. Voltaje y corriente en C_s [SIMULINK].	82
5.28. Voltaje y corriente en L_s [SIMULINK].	83
5.29. Comando de transistores [SIMULINK].	83
5.30. Brazo $Q_1 - Q_2$ [SIMULINK].	84
5.31. Brazo $Q_3 - Q_4$ [SIMULINK].	84
5.32. Modos de control para V_{cam} [SIMULINK].	85
5.33. Modos de control para I_{cam} [SIMULINK].	85
5.34. Desfasaje [SIMULINK].	86
5.35. Voltaje pico en las cámaras de descarga [SIMULINK].	86
5.36. Potencia de salida [SIMULINK].	87
5.37. Error a la entrada del controlador Fuzzy [SIMULINK].	87
B.1. Núcleos EE [19].	102
B.2. AWG [19].	104
B.3. Núcleos POT [19].	105

ÍNDICE DE TABLAS

2.1. Generación de ozono [2].	8
2.2. Parametros típicos por principio de trabajo [13].	9
3.1. Fórmulas para selección de componentes pasivos.	34
3.2. Fórmulas para selección de componentes semiconductores.	37
4.1. Fórmulas para selección de componentes semiconductores.	58
4.2. Reglas para el controlador Fuzzy.	61
5.1. Consideraciones y datos para proyecto de componentes.	65
5.2. Características de componentes pasivos del convertidor.	65
5.3. Elección de componentes pasivos del convertidor.	66
5.4. Características de componentes semiconductores del convertidor.	66
5.5. Elección de componentes semiconductores del convertidor.	66
5.6. Elección de componentes pasivos del inversor.	67
5.7. Características de componentes semiconductores del inversor.	67
5.8. Elección de componentes semiconductores del inversor.	67
5.9. Consideraciones y datos para el control.	68
5.10. Comparación entre los límites de corriente de I_{in} y norma IEC 61000-3-2.	73

ANEXO B

PROYECTO DE INDUCTORES

B.1. Metodología para Inductores DC

Metodología propuesta por Erickson en 2007 [19], haciendo uso del método K_g que considera pérdidas de cobre y desprecia pérdidas de núcleo. A continuación el conjunto de ecuaciones que lo resume:

$$\begin{aligned}
 n \cdot I_{max} &= B_{max} \cdot \frac{l_g}{\mu_o} \\
 L &= \frac{\mu_o \cdot A_c \cdot n^2}{l_g} \\
 K_u \cdot W_A &\geq n \cdot A_W \\
 R_{cu} &= \rho \cdot \frac{n \cdot MLT}{A_W}
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Donde:

- | | |
|--|---|
| <p>En función de la geometría del núcleo</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ A_c: Área transversal del núcleo ■ W_A: Área de la ventana do núcleo ■ I_{max}: Corriente pico en el devanado ■ B_{max}: Densidad máxima de flujo ■ μ_o: Permeabilidad en el vacío ■ L: Inductancia ■ n: Número de vueltas | <ul style="list-style-type: none"> ■ l_g: Longitud del entrehierro ■ MLT: Longitud media por vuelta <p>Especificaciones conocidas</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ K_u: Factor de llenado ■ R_{cu}: Resistencia del devanado ■ ρ: Resistividad del alambre <p>Especificaciones desconocidas</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ A_W: Área sin alambre |
|--|---|

Eliminando n , l_g e A_W de (B.1):

$$\frac{A_c^2 \cdot W_A}{MLT} \geq \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot R_{cu} \cdot K_u} \tag{B.2}$$

Con:

$$K_g = \frac{A_c^2 \cdot W_A}{MLT} \tag{B.3}$$

Donde K_g en (B.3) es la llamada constante geométrica del núcleo.

B.1.1. Litz

El diámetro de cualquier cable utilizado debe cumplir con la siguiente relación:

$$D_W < 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \text{ cm} \quad (\text{B.4})$$

Substituyendo $f_s = 50$ kHz de la Tabla 5.1 en (B.4) para el convertidor:

$$D_W < 0,067082 \text{ cm} \quad (\text{B.5})$$

Substituyendo $f_s = 20$ kHz de la Tabla 5.1 en (B.4) para el inversor:

$$D_W < 0,1 \text{ cm} \quad (\text{B.6})$$

B.1.2. Inductor L_{in} para el convertidor

De la Tabla 5.2:

$$L_{in} = 6 \text{ mH} \quad (\text{B.7})$$

$$I_{L_{in}pico} = I_{Q_{pri}pico} = 4,302 \text{ A} \quad (\text{B.8})$$

Considerando un comportamiento senoidal en la corriente a través del inductor y siendo conservadores:

$$I_{L_{in}ef} = 3,5 \text{ A} \quad (\text{B.9})$$

Sean las pérdidas en el inductor el 1 % de la potencia de salida del convertidor:

$$P_{cu} = \frac{1}{100} \cdot 634,5 = 6,345 \text{ W} \quad (\text{B.10})$$

Por tanto, de $P_{cu} = I_{L_{in}ef}^2 \cdot R_{cuL_{in}}$:

$$R_{cuL_{in}} = 0,52 \text{ } \Omega \quad (\text{B.11})$$

Considerar para un alambre de cobre y para un inductor simple:

$$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$\rho = 1,724 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot \text{cm} \text{ (20}^\circ\text{C)} \rightarrow 2,3 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot \text{cm} \text{ (100}^\circ\text{C)}$$

$$K_u = 0,5$$

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad (\text{B.12})$$

B.1.2.1. Tamaño del núcleo

Substituyendo de (B.7) a (B.12) en (B.2):

$$K_g \geq \frac{1,724 \cdot 10^{-6} \cdot (6 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,302^2}{0,3^2 \cdot 0,52 \cdot 0,5} \cdot 10^8 \text{ cm}^5$$

$$K_g \geq 4,91 \text{ cm}^5 \quad (\text{B.13})$$

De (B.13), se elije el núcleo **EE 70/68/19** conforme a Figura B.1, donde:

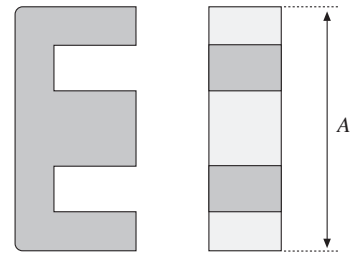
$$A_c = 3,24 \text{ cm}^2$$

$$W_A = 6,75 \text{ cm}^2$$

$$MLT = 14 \text{ cm}$$

$$K_g = 5,06 \text{ cm}^5 \quad (\text{B.14})$$

EE core data



Core type	Geometrical constant	Geometrical constant	Cross-sectional area	Bobbin winding area	Mean length per turn	Magnetic path length	Core weight
(A) (mm)	K_g cm^5	K_{gfe} cm^x	A_c (cm^2)	W_A (cm^2)	MLT (cm)	l_m (cm)	(g)
EE12	$0.731 \cdot 10^{-3}$	$0.458 \cdot 10^{-3}$	0.14	0.085	2.28	2.7	2.34
EE16	$2.02 \cdot 10^{-3}$	$0.842 \cdot 10^{-3}$	0.19	0.190	3.40	3.45	3.29
EE19	$4.07 \cdot 10^{-3}$	$1.3 \cdot 10^{-3}$	0.23	0.284	3.69	3.94	4.83
EE22	$8.26 \cdot 10^{-3}$	$1.8 \cdot 10^{-3}$	0.41	0.196	3.99	3.96	8.81
EE30	$85.7 \cdot 10^{-3}$	$6.7 \cdot 10^{-3}$	1.09	0.476	6.60	5.77	32.4
EE40	0.209	$11.8 \cdot 10^{-3}$	1.27	1.10	8.50	7.70	50.3
EE50	0.909	$28.4 \cdot 10^{-3}$	2.26	1.78	10.0	9.58	116
EE60	1.38	$36.4 \cdot 10^{-3}$	2.47	2.89	12.8	11.0	135
EE70/68/19	5.06	$127 \cdot 10^{-3}$	3.24	6.75	14.0	9.0	280

Figura B.1: Núcleos EE [19].

B.1.2.2. Longitud del entrehierro

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot L \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot A_c} \cdot 10^4 \text{ m} \quad (\text{B.15})$$

Substituyendo (B.7), (B.8), (B.12) y (B.13) en (B.15):

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 6 \cdot 10^{-3} \cdot 4,302^2}{0,3^2 \cdot 3,24} \cdot 10^4 \text{ m}$$

$$l_g = 4,8 \text{ mm} \quad (\text{B.16})$$

B.1.2.3. Número de vueltas

$$n = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot A_c} \cdot 10^4 \quad (\text{B.17})$$

Substituyendo (B.7), (B.8), (B.12) y (B.13) en (B.17):

$$n = \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 4,302}{0,3 \cdot 3,24} \cdot 10^4$$

$$n = 266 \text{ vueltas} \quad (\text{B.18})$$

B.1.2.4. Tamaño del cable

$$\frac{I_{max}}{A_W} \leq J_{max} \quad (\text{B.19})$$

$$J_{max} = 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (\text{B.20})$$

De (B.1) y (B.20):

$$\frac{I_{max}}{J_{max}} \leq A_W \leq \frac{K_u \cdot W_A}{n} \quad (\text{B.21})$$

Substituyendo (B.8), (B.12), (B.14), (B.18) y (B.20) en (B.21):

$$\frac{4,302}{350} \leq A_W \leq \frac{0,5 \cdot 6,75}{266}$$

$$12,3 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \leq A_W \leq 12,7 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{B.22})$$

Por tanto, conforme a (B.5) y (B.22), se forma un litz de 5 cables AWG#23 conforme a la Figura B.2:

$$A_W = 12,54 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{B.23})$$

American wire gauge data

AWG#	Bare area, 10^{-3} cm^2	Resistance, $10^{-6} \Omega/\text{cm}$	Diameter,
16	13.07	131.8	0.137
17	10.39	165.8	0.122
18	8.228	209.5	0.109
19	6.531	263.9	0.0948
20	5.188	332.3	0.0874
21	4.116	418.9	0.0785
22	3.243	531.4	0.0701
23	2.508	666.0	0.0632
24	2.047	842.1	0.0566
25	1.623	1062.0	0.0505
26	1.280	1345.0	0.0452
27	1.021	1687.6	0.0409
28	0.8046	2142.7	0.0366
29	0.6470	2664.3	0.0330
30	0.5067	3402.2	0.0294
31	0.4013	4294.6	0.0267
32	0.3242	5314.9	0.0241
33	0.2554	6748.6	0.0236
34	0.2011	8572.8	0.0191
35	0.1589	10849	0.0170
36	0.1266	13608	0.0152
37	0.1026	16801	0.0140
38	0.08107	21266	0.0124
39	0.06207	27775	0.0109
40	0.04869	35400	0.0096
41	0.03972	43405	0.00863
42	0.03166	54429	0.00762
43	0.02452	70308	0.00685

Figura B.2: AWG [19].

B.1.2.5. Resistencia del bobinado

$$R_{cuL_{in}} = \frac{\rho \cdot n \cdot MLT}{A_W} \quad (\text{B.24})$$

Substituyendo (B.12), (B.14), (B.18) y (B.23) en (B.24):

$$R_{cuL_{in}} = \frac{1,724 \cdot 10^{-6} \cdot 266 \cdot 14}{12,54 \cdot 10^{-3}} \Omega$$

$$R_{cuL_{in}} = 0,512 \Omega \quad (\text{B.25})$$

Observar que el valor obtenido para $R_{cuL_{in}}$ en (B.25) es menor que el valor proyectado en (B.11).

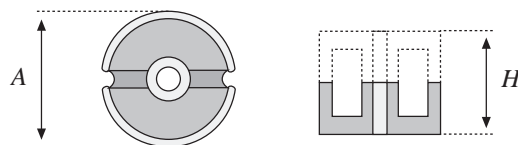
B.1.2.6. Resumen

Para el convertidor se proyectó un inductor de 6 mH con núcleo **EE 70/68/19** con entreferro de logitud 4.8 mm. Para el bobinado será utilizado un Litz de 5 cables AWG#23, el cual debe ser bobinado 266 veces, resultando en una resistencia de pérdidas 0.512 Ω .

B.1.3. Inductor L_r para o convertidor

Análogamente al proyecto del inductor L_{in} , para el convertidor se proyectó un inductor de 50 μ H con núcleo **POT 2213** conforme a la Figura B.3 con entreferro de logitud 1.9 mm. Para el bobinado será utilizado un Litz de 5 cables AWG#23. El cual debe ser bobinado 11 veces, resultando en una resistencia de pérdidas 6.7 m Ω .

Pot core data



Core type (AH) (mm)	Geometrical constant K_g cm^5	Geometrical constant K_{gfe} cm^x	Cross-sectional area A_c (cm^2)	Bobbin winding area W_A (cm^2)	Mean length per turn MLT (cm)	Magnetic path length l_m (cm)	Thermal resistance R_{th} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	Core weight (g)
704	$0.738 \cdot 10^{-6}$	$1.61 \cdot 10^{-6}$	0.070	$0.22 \cdot 10^{-3}$	1.46	1.0		0.5
905	$0.183 \cdot 10^{-3}$	$256 \cdot 10^{-6}$	0.101	0.034	1.90	1.26		1.0
1107	$0.667 \cdot 10^{-3}$	$554 \cdot 10^{-6}$	0.167	0.055	2.30	1.55		1.8
1408	$2.107 \cdot 10^{-3}$	$1.1 \cdot 10^{-3}$	0.251	0.097	2.90	2.00	100	3.2
1811	$9.45 \cdot 10^{-3}$	$2.6 \cdot 10^{-3}$	0.433	0.187	3.71	2.60	60	7.3
2213	$27.1 \cdot 10^{-3}$	$4.9 \cdot 10^{-3}$	0.635	0.297	4.42	3.15	38	13
2616	$69.1 \cdot 10^{-3}$	$8.2 \cdot 10^{-3}$	0.948	0.406	5.28	3.75	30	20
3019	0.180	$14.2 \cdot 10^{-3}$	1.38	0.587	6.20	4.50	23	34
3622	0.411	$21.7 \cdot 10^{-3}$	2.02	0.748	7.42	5.30	19	57
4229	1.15	$41.1 \cdot 10^{-3}$	2.66	1.40	8.60	6.81	13.5	104

Figura B.3: Núcleos POT [19].

B.2. Metodología para Inductores AC

Metodología propuesta por Erickson en 2007 [19], haciendo uso del método K_{gfe} que considera pérdidas de cobre y pérdidas de núcleo.

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{ef}^2 \cdot K f e^{2/\beta}}{2 \cdot K_u \cdot P_{tot}^{(\beta+2)/\beta}} \quad (\text{B.26})$$

Donde K_{gfe} en (B.26) es la llamada constante geométrica del núcleo.

B.2.1. Exponente β y coeficiente K_{fe} de pérdidas del núcleo para un núcleo de ferrita

Erickson en 2007 [19], dispone un valor promedio para el exponente de pérdidas dado en la siguiente ecuación:

$$\beta = 2,6 \quad (\text{B.27})$$

Erickson en 2007 [19] y Feshki en 2011 [29], proporcionan dos puntos para el coeficiente de pérdidas dado a continuación:

$$\begin{aligned} f_s = 75 \text{ kHz} &\rightarrow K_{fe} = 7,6 \text{ W/T}^\beta \text{ cm}^3 \\ f_s = 25 \text{ kHz} &\rightarrow K_{fe} = 6,65 \text{ W/T}^\beta \text{ cm}^3 \end{aligned} \quad (\text{B.28})$$

Ahora, coeficientes continuamente variables con fórmula de Ridley-Nace nos permite utilizar la siguiente fórmula para el coeficiente K_{fe} :

$$K_{fe} = -a \cdot \ln(f_s) + b \quad (\text{B.29})$$

Evaluando los puntos de (B.28) en (B.29) nos permite obtener $a = -0,8636$ y $b = -2,09$, por tanto:

$$K_{fe} = 0,8636 \cdot \ln(f_s) - 2,09 \quad (\text{B.30})$$

B.2.2. Volt-segundos primarios aplicados

Considerando un formato senoidal de corriente y voltaje en el inductor L_s del inversor, tenemos:

$$\begin{aligned} I_{L_s} &= \sqrt{2} \cdot I_{ef} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t) \\ V_{L_s} &= L_{in} \frac{dI_{L_{in}}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{B.31})$$

Conforme a Erickson en 2007 [19]:

$$\begin{aligned} \lambda &= \int_{-\frac{1}{4 \cdot f_s}}^{\frac{1}{4 \cdot f_s}} V_{L_s} dt = \sqrt{2} \cdot I_{ef} \cdot L_{in} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t) \Big|_{-\frac{1}{4 \cdot f_s}}^{\frac{1}{4 \cdot f_s}} \\ \lambda &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ef} \cdot L_s \end{aligned} \quad (\text{B.32})$$

B.2.3. Inductor L_s para el inversor

Reemplazando $f_s = 20$ kHz en (B.30):

$$K_{fe} = 6,46 \text{ W}/T^\beta \text{ cm}^3 \quad (\text{B.33})$$

Reemplazando (5.5) y (5.6) en (B.32):

$$\lambda = 0,0126 \text{ V} \cdot \text{seg} \quad (\text{B.34})$$

Sean las pérdidas en el inductor el 1.6 % de la potencia de salida del convertidor:

$$P_{tot} = \frac{1,6}{100} \cdot 634,5 = 10,1512 \text{ W} \quad (\text{B.35})$$

B.2.3.1. Tamaño del núcleo

Reemplazando (5.6), (B.12), (B.27), (B.33), (B.34) y (B.35) en (B.26):

$$K_{gfe} \geq \frac{1,724 \cdot 10^{-6} \cdot 0,0126^2 \cdot 8,1145^2 \cdot 6,46^{2/2,6}}{2 \cdot 0,5 \cdot 10,1512^{(2,6+2)/2,6}} \cdot 10^8$$

$$K_{gfe} \geq 126,3 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^x \quad (\text{B.36})$$

De (B.36), se elije el núcleo **EE 70/68/19** conforme a Figura B.1, donde:

$$A_c = 3,24 \text{ cm}^2$$

$$W_A = 6,75 \text{ cm}^2$$

$$MLT = 14 \text{ cm}$$

$$l_m = 9 \text{ cm}$$

$$K_{gfe} = 127 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^x \quad (\text{B.37})$$

B.2.3.2. Densidad máxima de flujo de CA

$$\Delta B = \left[10^8 \cdot \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{ef}^2}{2 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_c^3 \cdot l_m} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{fe}} \right]^{\frac{1}{\beta+2}} \quad (\text{B.38})$$

Reemplazando (5.6), (B.12), (B.27), (B.33), (B.34) y (B.37) en (B.38):

$$\Delta B = \left[10^8 \cdot \frac{1,724 \cdot 10^{-6} \cdot 0,0126^2 \cdot 8,1145^2}{2 \cdot 0,5} \cdot \frac{14}{6,75 \cdot 3,24^3 \cdot 9} \cdot \frac{1}{2,6 \cdot 6,46} \right]^{\frac{1}{2,6+2}}$$

$$\Delta B = 0,2082 \quad (\text{B.39})$$

B.2.3.3. Número de vueltas

$$n = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta B \cdot A_c} \cdot 10^4 \quad (\text{B.40})$$

Substituyendo (B.34), (B.37) y (B.39) en (B.40):

$$n = \frac{0,0126}{2 \cdot 0,2082 \cdot 3,24} \cdot 10^4$$

$$n = 94 \text{ vueltas} \quad (\text{B.41})$$

B.2.3.4. Longitud del entrehierro

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot A_c \cdot n^2}{L_s} \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad (\text{B.42})$$

Substituyendo (5.5), (B.12), (B.37) y (B.41) en (B.42):

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,24 \cdot 94^2}{0,55 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-4} \text{ m}$$

$$l_g = 6,54 \text{ mm} \quad (\text{B.43})$$

B.2.3.5. Saturación

Observar que el valor obtenido en (B.39) es menor que el valor B_{max} de (B.12).

B.2.3.6. Tamaño del cable

$$A_W \leq \frac{K_u \cdot W_A}{n} \quad (\text{B.44})$$

Substituyendo (B.12), (B.37) y (B.41) en (B.44):

$$A_W \leq \frac{0,5 \cdot 6,75}{94}$$

$$A_W \leq 35,9 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{B.45})$$

Por tanto, conforme a (B.6) y (B.45), se forma un litz de 10 cables AWG#23 conforme a la Figura B.2:

$$A_W = 25,08 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{B.46})$$

B.2.3.7. Pérdidas de potencia

Cobre

$$P_{cu} = \frac{\rho \cdot n \cdot MLT}{A_w} \cdot I_{ef}^2 \quad (B.47)$$

Notar que la resistencia serie de pérdidas R_{cu} en (B.47) esta dado por:

$$R_{cu} = \frac{\rho \cdot n \cdot MLT}{A_w} \quad (B.48)$$

Reemplazando (5.6), (B.12), (B.37) y (B.41) en (B.47) y (B.48):

$$P_{cu} = \frac{1,724 \cdot 10^{-6} \cdot 94 \cdot 14}{25,08 \cdot 10^{-3}} \cdot 8,1145^2$$

$$P_{cu} = 6 \text{ W} \quad (B.49)$$

$$R_{cu} = \frac{1,724 \cdot 10^{-6} \cdot 94 \cdot 14}{25,08 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_{cu} = 0,09 \text{ } \Omega \quad (B.50)$$

Ferrita

$$P_{fe} = K_{fe} \cdot \Delta B^\beta \cdot A_c \cdot l_m \quad (B.51)$$

Reemplazando (B.27), (B.33), (B.37) y (B.39) en (B.51):

$$P_{fe} = 6,46 \cdot 0,2082^{2,6} \cdot 3,24 \cdot 9$$

$$P_{fe} = 3,2 \text{ W} \quad (B.52)$$

Total

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{fe} \quad (B.53)$$

Reemplazando (B.49) y (B.52) en (B.53):

$$P_{tot} = 9,2 \text{ W} \quad (B.54)$$

Observar que las pérdidas obtenidas en (B.54) son menores que las proyectadas en (B.35)

B.2.3.8. Resumen

Para el inversor se proyectó un inductor de 0.55 mH con núcleo **EE 70/68/19** con entreferro de logitud 6.54 mm. Para el bobinado será utilizado un Litz de 10 cables AWG#23. el cual debe ser bobinado 94 veces, resultando en una resistencia de 0.09 Ω .

ANEXO C
CÓDIGOS MATLAB

```

%% Compensador de corriente con muestreo a frecuencia 24000 y fcru = 5kHz

clear all
close all
clc

fs = 50*10^3; % Frecuencia de
conmutacion. % Eficiencia
Pin = 660; % Potencia de entrada.
Vo = 400; % Voltaje de salida.
Vin = 220; % Valor rms del voltaje
de red.
ILin_pico = 2*Pin/(Vin*2^0.5); % Corriente pico en el
inductor.
Lin = 6*10^-3; % Inductor de entrada.
Ta = 1/(24000); % Periodo de muestreo.
Gpwm = 1; % Ganancia PWM.
GILin = 1; % Ganancia compensador de
corriente.
Gad = 1; % Ganancia conversor A/D.
wa = 2*pi*5*10^3; % Frecuencia de corte
filtro pasa bajas.

FTMAC_s = Gpwm*GILin*Gad*Vo*wa/Lin*tf(1,[1 wa 0]); % Malla abierta en el
dominio s
FTMAC_z = c2d(FTMAC_s,Ta,'zoh') % Malla abierta en el
dominio z
FTMAC_b = d2c(FTMAC_z,'tustin') % Malla abierta en el
dominio bilineal por matlab

K1 = Gpwm*GILin*Gad*Vo*(wa*Ta-1+exp(-wa*Ta))/(Lin*wa);
z1 = (1-exp(-wa*Ta)-wa*Ta*exp(-wa*Ta))/(wa*Ta-1+exp(-wa*Ta));
z2 = exp(-wa*Ta);

G1 = (z1-1)*K1/(2*(1+z2));
w1 = 2*(1+z1)/(Ta*(z1-1));
w2 = 2/Ta;
w3 = 2*(1-z2)/(Ta*(1+z2));

FTMAC_w = tf(G1*conv([1 -w1],[1 -w2]),conv([1 0],[1 w3])) % Malla abierta en el
dominio bilineal sin compensador
figure % Bode de la malla abierta
sin compensador
h1 = bodeplot(FTMAC_w);
p = getoptions(h1);
p.FreqUnits = 'kHz';
setoptions(h1,p);
grid on

fcru = fs/10;
teta = 50;

```

```

c1 = fcru*((1-sin(teta*pi/180))/(1+sin(teta*pi/180)))^0.5;
c2 = 0.45*wa/(2*pi);
p1 = 2.51*fcru*((1+sin(teta*pi/180))/(1-sin(teta*pi/180)))^0.5;
p2 = 3/(2*Ta)*0.97

c1_w = 1/(pi*Ta)*tan(pi*c1*Ta);
c2_w = 1/(pi*Ta)*tan(pi*c2*Ta);
p1_w = 1/(pi*Ta)*tan(pi*p1*Ta);
p2_w = 1/(pi*Ta)*tan(pi*p2*Ta);

Gc = 1.302e+06; % Ganancia que tiene que ser ajustada
Hc = tf(Gc*conv([1 2*pi*c1_w],[1 2*pi*c2_w]),conv(conv([1 0],[1 2*pi*p1_w]),[1 2*pi*p2_w]));
Hc_z = c2d(Hc,Ta,'tustin') % Compensador de corriente en el dominio Z

FTMAC = FTMAC_w*Hc; % Malla abierta en el dominio bilineal con compensador
figure % Bode de la malla abierta con compensador
h2 = bodeplot(FTMAC);
p = getoptions(h2);
p.FreqUnits = 'kHz';
setoptions(h2,p);
grid on

%% Compensador de voltaje con muestreo a frecuencia 24000 y fcru = 10Hz

clear all
close all
clc

Pin = 660; % Potencia de entrada.
n = 0.975; % Eficiencia
Vo = 400; % Voltage de salida.
Ro = 248.64; % Resistencia equivalente de carga.
Co = 2000*10^-6; % Capacitor de salida.
Vref = 1; % Voltaje de referencia.
Ta = 1/(24000); % Periodo de muestreo.

G_Vo = 0.0025;
G_ad = 1;
G = Pin*n/(Vref*Vo);

Hpv = tf(Ro,[Ro*Co 1]);
FTMAV_s = G_Vo*G_ad*G*Hpv % Malla abierta en el dominio s

z3 = exp(-Ta/(Ro*Co));

```



```

K2 = G_Vo*G_ad*G*Ro*(1-z3);

G2 = K2/(1+z3);
w4 = 2/Ta;
w5 = 2/Ta*(1-z3)/(1+z3);

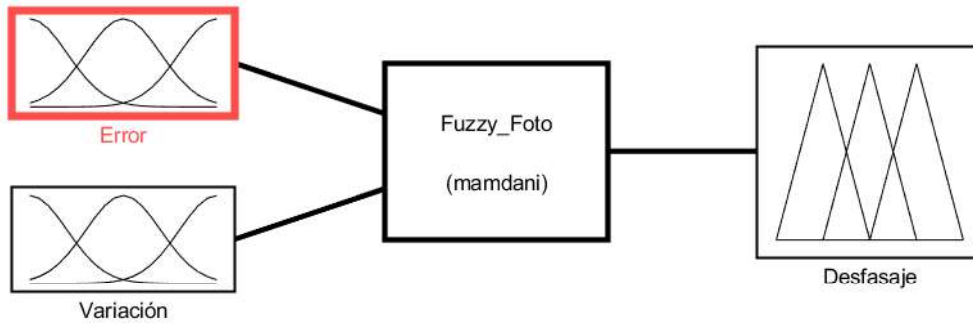
FTMAv_w = G2*tf([-1 w4],[1 w5]) % Malla abierta en el
dominio bilineal sin compensador
figure % Bode de la malla
abierta sin compensador
h1 = bodeplot(FTMAv_w);
p = getoptions(h1);
p.FreqUnits = 'Hz';
setoptions(h1,p);
xlim([10^-2 100])
h1.showCharacteristic('AllStabilityMargins')
grid on
exportgraphics(gcf,'Hv_sincomp.pdf','Resolution',1000)

Gv = 29; % Ganancia que tiene que
ser ajustada
c3 = 15/(2*pi*Ro*Co);
c3_w = 1/(pi*Ta)*tan(pi*c3*Ta);
Hv = Gv*tf([1 2*pi*c3_w],[1 0])
Hv_z = c2d(Hv,Ta,'tustin') % Compensador de voltaje
en el dominio Z

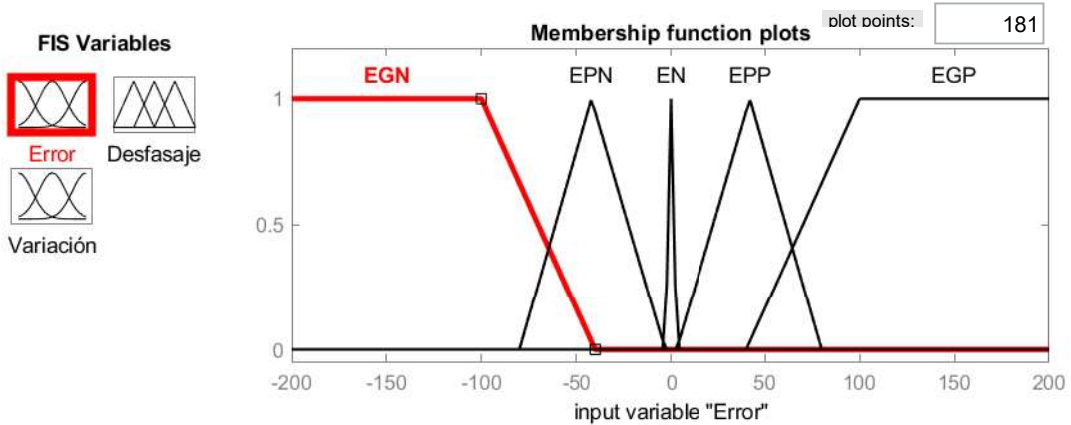
FTMAv_s = FTMAv_w*Hv; % Malla abierta en el
dominio bilineal con compensador
figure % Bode de la malla
abierta con compensador
h2 = bodeplot(FTMAv_s);
p = getoptions(h2);
p.FreqUnits = 'Hz';
setoptions(h2,p);
xlim([10^-2 100])
h2.showCharacteristic('AllStabilityMargins')
grid on
exportgraphics(gcf,'Hv_concomp.pdf','Resolution',1000)

```

ANEXO D
CONTROLADOR FUZZY EN SIMULINK

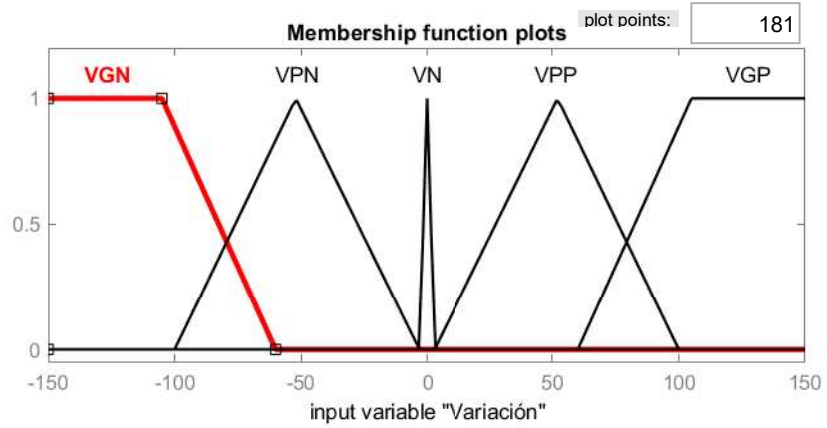
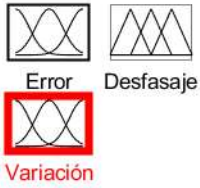


FIS Name: Fuzzy_Foto		FIS Type: mamdani	
And method	prod	Current Variable	
Or method	max	Name	Error
Implication	prod	Type	input
Aggregation	max	Range	[-200 200]
Defuzzification	centroid	<input type="button" value="Help"/> <input type="button" value="Close"/>	
Updating Membership Function Editor			



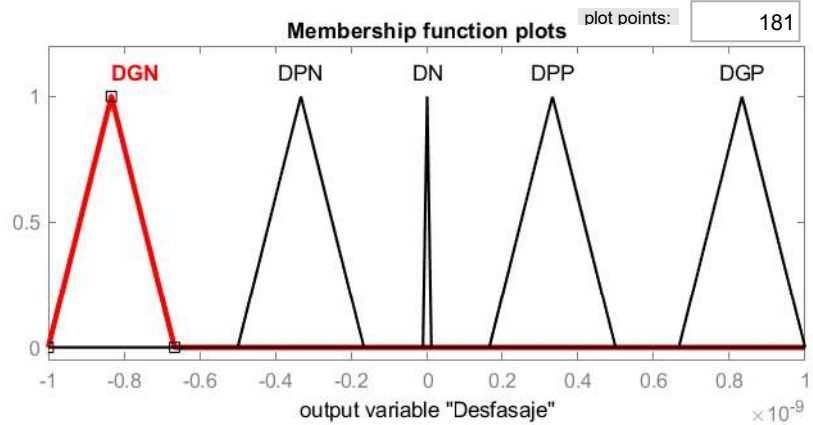
Current Variable		Current Membership Function (click on MF to select)	
Name	Error	Name	EGN
Type	input	Type	trapmf
Range	[-200 200]	Params	[-350 -220 -100 -40]
Display Range	[-200 200]	<input type="button" value="Help"/> <input type="button" value="Close"/>	
Ready			

FIS Variables



Current Variable		Current Membership Function (click on MF to select)	
Name	Variación	Name	VGN
Type	input	Type	trapmf
Range	[-150 150]	Params	[-150 -150 -105 -60]
Display Range	[-150 150]	<input type="button" value="Help"/> <input type="button" value="Close"/>	
Selected variable "Variación"			

FIS Variables



Current Variable		Current Membership Function (click on MF to select)	
Name	Desfasaje	Name	DGN
Type	output	Type	trimf
Range	[-1e-09 1e-09]	Params	[-1e-09 -8.334e-10 -6.666e-10]
Display Range	[-1e-09 1e-09]	<input type="button" value="Help"/> <input type="button" value="Close"/>	
Selected variable "Desfasaje"			

1. If (Error is EN) then (Desfasaje is DN) (1)
 2. If (Error is EGN) and (Variación is VGP) then (Desfasaje is DPN) (1)
 3. If (Error is EPN) and (Variación is VGP) then (Desfasaje is DPN) (1)
 4. If (Error is EGN) and (Variación is VPP) then (Desfasaje is DGN) (1)
 5. If (Error is EPN) and (Variación is VPP) then (Desfasaje is DGN) (1)
 6. If (Error is EGN) and (Variación is VN) then (Desfasaje is DGN) (1)
 7. If (Error is EPN) and (Variación is VN) then (Desfasaje is DPN) (1)
 8. If (Error is EPP) and (Variación is VN) then (Desfasaje is DPP) (1)
 9. If (Error is EGP) and (Variación is VN) then (Desfasaje is DGP) (1)
 10. If (Error is EPP) and (Variación is VPN) then (Desfasaje is DGP) (1)
 11. If (Error is EGP) and (Variación is VPN) then (Desfasaje is DGP) (1)
 12. If (Error is EPP) and (Variación is VGN) then (Desfasaje is DPP) (1)
 13. If (Error is EGP) and (Variación is VGN) then (Desfasaje is DPP) (1)
 14. If (Error is EGN) and (Variación is VGN) then (Desfasaje is DGN) (1)
 15. If (Error is EGN) and (Variación is VPN) then (Desfasaje is DGN) (1)
 16. If (Error is EPN) and (Variación is VGN) then (Desfasaje is DPN) (1)
 17. If (Error is EPN) and (Variación is VPN) then (Desfasaje is DPN) (1)
 18. If (Error is EGP) and (Variación is VGP) then (Desfasaje is DGP) (1)
 19. If (Error is EGP) and (Variación is VPP) then (Desfasaje is DGP) (1)
 20. If (Error is EPP) and (Variación is VGP) then (Desfasaje is DPP) (1)
 21. If (Error is EPP) and (Variación is VPP) then (Desfasaje is DPP) (1)

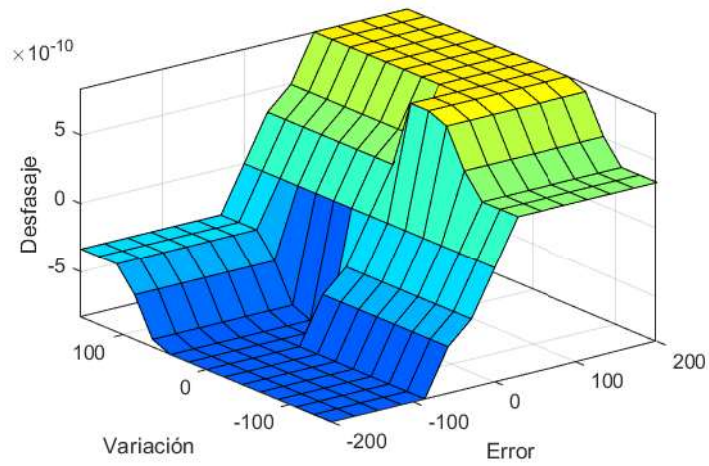
If Error is **EGN** and Variación is **VGN** Then Desfasaje is **DGN**

not not not

Connection: or and Weight:

Delete rule Add rule Change rule << >>

Renamed FIS to "Fuzzy_Inverter" Help Close



X (input): Y (input): Z (output):

X Mesh Points: Y Mesh Points: Evaluate

Ref. Input: Plot points: Help Close

Ready

ANEXO E
GENERADORES DE OZONIO COMERCIALES



AIRE, AGUA Y ALIMENTOS. USO PROFESIONAL.

SP Milenium 15G



Destrucción de virus,
bacterias y hongos.
Eliminación de C.O.V.

Elimina todo tipo de agentes contaminantes bacterias, virus, hongos y compuestos orgánicos volátiles. Está diseñado para el tratamiento mediante inyección o difusión por cerámica porosa.

Recomendado para instalaciones de Seguridad Alimentaria y tratamientos de aguas.

Diseñado para procesos industriales donde se requiere una seguridad, fiabilidad y control constante de los niveles biológicos y químicos requeridos.

Genera el ozono en un módulo de producción cerrado, lo que impide posibles fugas que serían perjudiciales para la parte eléctrica. El funcionamiento se produce con un bajo nivel sonoro.

Aplicaciones técnicas

- Producción de ozono variable de 0 hasta 15000 mg O₃/h.
- Dispone en su interior de compresor autónomo de aire por membrana de 50 L/min.
- Gas de alimentación: aire comprimido o bien oxígeno concentrado. Dispone en la parte frontal de indicadores de funcionamiento, producción de ozono y alarma de incidencia técnica.
- Refrigeración y enfriamiento por ventilación forzada en los laterales.
- Instalación y sujeción mediante orificios en la parte trasera. Fabricado en acero inoxidable.

Cómo funciona

El ozono se produce por la activación de las moléculas de oxígeno mediante una descarga eléctrica. Una vez activada la molécula de oxígeno se convierte en ozono. El ozono es producido de forma constante y uniforme.



P.I. Cascajal. Calle Sisonos, 2. Naves 18-19

28320 PINTO – MADRID - ESPAÑA

+34 916 920 018



Datos técnicos

Modulo/ Parámetros	SP MILENIUM 15G
Salida de O ₃ Ozono (g/h)	0 - 15
Caudal (L/min)	50
Enfriamiento	Ventilación forzada
Potencia (W)	200
Tensión (V)	220/240 V AC
Frecuencia (Hz)	50/60
Alimentación	Compresor interno, compresor externo u oxígeno
Nivel de ruido (dBA)	<60
Dimensiones	57x 35x 25 cm, 13 kg

Control del equipo

On - Off	Interruptor de producción ozono e interruptor de compresor
Temporizador	Automático
Protección	Fusible 5A general, fusible 3A en placa electrónica y termostato

Materiales

Chapa ext.	En acero Inox. 304
Módulo	En acero inoxidable 304 con un electrodo en el interior de un tubo de cerámica con dieléctrico
Entrada y salida	Tubo de PVDF de 8 mm

Regulaciones oficiales

Ministerio Sanidad	Cumplimiento del RD/1054/2002. Disposición Transitoria.
ECHA (Copropietario Dossier Científico)	Ozono Materia Activa . TP 2, 4, 5, 11. BPR
Materia activa	ECNo. 233-069-2 CAS No . 10028-15-6



P.I. Cascajal. Calle Sisonos, 2. Naves 18-19
28320 PINTO – MADRID - ESPAÑA
+34 916 920 018





Alimentación, tratamiento de agua, aire y medioambiente



SP Milenium 50G



- El generador de ozono industrial elimina los contaminantes del agua: bacterias, virus y sustancias químicas.
- Esta maquina está construida en acero inoxidable. Está diseñada especialmente para el tratamiento mediante inyección o difusión porosa.
- Genera el ozono en un módulo cerrado, lo que impide posibles fugas que serían perjudiciales para la parte eléctrica. La producción de ozono se crea por descarga efecto corona.
- Está recomendado para instalaciones de Seguridad Alimentaria y tratamientos de aguas.
- Diseñado para procesos industriales donde se requiere una seguridad, fiabilidad y control constante.
- Herramienta indispensable en la industria vitivinícola, conserveras y mataderos de porcino, aves y vacuno.

Características Técnicas

- Producción de ozono variable de 0 hasta 50 gr/h
- Alimentación con aire comprimido u oxígeno.
- Estos generadores de ozono son óptimos para un rendimiento alto. Están activados gracias a impulsos de tensión de media frecuencia.
- La alimentación debe ser de alta calidad, exenta de polvo, aceite y humedad
- Dispone en la parte frontal del equipo los indicadores de funcionamiento, producción (amperímetro analógico) y de alarma.
- Ventilación forzada con 2 ventiladores para el enfriamiento.

Cómo funciona

- El ozono se produce por la activación de las moléculas de oxígeno mediante una descarga de alta tensión.
- Dispone de interruptor general, indicador LED verde de funcionamiento, indicador LED rojo y señal sonora de alarma, potenciómetro de ajuste de producción y amperímetro analógico indicador de producción

Cosemar Ozono. Innovación y Confianza

Pol. Ind. Cascajal Calle Sisonos, 2 Naves 18-19 28320 - Pinto - Madrid
Tel. 91 692 00 18 - Fax. 91 692 06 64

info@cosemarozono.es

www.cosemarozono.com





Datos Técnicos

Modelo/ Parámetros	SP MILENIUM 50G
Referencia	COSINTE 50
Salida Ozono (g/h)	0 - 50
Alimentación Neumática	Compresor externo u oxígeno
Caudal (L/min)	30
Enfriamiento	Ventilación forzada
Potencia (W)	660
Tensión (V)	220/240 V AC 50/60 HZ
Nivel de ruido	< 60 dBA

Control y alarma

On - Off	Interruptor de producción ozono
Ozono On	Indicador verde 
Alarmas	Indicadores 
Regulación	Regulación de la producción
Protección	Fusible 8A general, fusible 3A en placa electrónica y termostato

Materiales

Caja	En acero inoxidable 304.
Módulo	En acero inoxidable 304 con un electrodo en el interior de un tubo de borosilicato con dieléctrico de cerámica.
Entrada y salida	Acero Inoxidable 316.

Dimensiones

Modelos/ Parámetros	COS-INTE-50
L*P*A (mm)	970 x 670 x 330
Peso (kg)	35



Cosemar Ozono. Innovación y Confianza

Pol. Ind. Cascajal Calle Sisonos, 2 Naves 18-19 28320 - Pinto - Madrid
Tel. 91 692 00 18 - Fax. 91 692 06 64

info@cosemaroazono.es
www.cosemaroazono.com