

UNIVERSIDAD DE JAÉN

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE LINARES



TESIS DOCTORAL

***Convertidores de potencia aplicados a energías
renovables***

Autora:

María Victoria Ortega Garrido

Graduada en Ingeniería Eléctrica (Universidad de Jaén)
Máster en Ingeniería Industrial (Universidad de La Rioja)

Directores:

Dr. D. Francisco Jurado Melguizo

Dr. David Vera Candeas

**Departamento de Ingeniería Eléctrica
Linares, Mayo de 2023**

UNIVERSIDAD DE JAÉN

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE LINARES



TESIS DOCTORAL

*Convertidores de potencia aplicados a energías
renovables*

Power converters applied to renewable energies

Autora:

María Victoria Ortega Garrido

Directores:

Dr. D. Francisco Jurado Melguizo

Dr. David Vera Candeas

**Departamento de Ingeniería Eléctrica
Linares, Mayo de 2023**

RESUMEN

Esta tesis se centra en el estudio y análisis de un nuevo convertidor CC-CC bidireccional basado en fuente de impedancia. Este convertidor presenta dos modos de trabajo, uno elevador y otro reductor. Para la obtención del convertidor y con el fin de obtener un conocimiento preciso del proceso de funcionamiento que nos permita realizar un diseño adecuado del convertidor. En primer lugar, se han estudiado y analizado todas sus etapas de conmutación, tanto las producidas en el proceso de conmutación como en el proceso automático que se genera en la fuente de impedancia debido a la conmutación. También se ha trabajado en el diseño de la red de impedancias para obtener las ganancias adecuadas en los modos elevador y reductor.

Por otro parte, se ha realizado un análisis de la ganancia en función del ciclo de trabajo para conocer el comportamiento del convertidor frente a variaciones de ciclo. Además, para conseguir un buen control, se ha estudiado su comportamiento dinámico, lo que ha permitido el desarrollo de controladores adecuados.

El análisis matemático del convertidor ha permitido obtener resultados que ayudan a conocer mejor el comportamiento del convertidor y también permiten hacer diseños que pueden conseguir unos objetivos ya prefijados de antemano.

Entre las innovaciones más significativas del convertidor propuesto se encuentran la capacidad de obtener altas ganancias, tanto en modo elevador como reductor. Su rango de ciclo de trabajo puede oscilar entre $0T$ y $0.85T$, lo que supone una mejora respecto a otros convertidores clásicos, ya que se puede aprovechar casi la totalidad del ciclo. También tiene una respuesta casi lineal a las variaciones de ciclo en el modo elevador como en el reductor, esto lo convierte en un convertidor fácil de controlar. Su densidad de potencia convertida es mejor que la de otros convertidores clásicos.

Otras características del convertidor son: necesita muy pocos elementos pasivos y pocos semiconductores para su implementación, las técnicas de

conmutación en ambos modos son muy sencillas, ya que sólo se requiere la conmutación de un único transistor en cada modo.

El estudio ha demostrado que para obtener alta ganancia, la fuente de impedancia debe construirse con una resistencia interna lo más pequeña posible y los inductores deben tener alta inductancia con bajo número de espiras, para ello, se deben utilizar materiales magnéticos de alta calidad como los nanocristalinos. Si es necesario convertir potencias mayores con un solo convertidor, se pueden acoplar más de una fuente de impedancia en paralelo.

Tras el análisis y el diseño de este convertidor basado en fuentes de impedancia, se ha llevado a cabo un acoplamiento de varias fuentes de energía renovables diferentes mediante una técnica de integración de convertidores de fuentes de impedancia. Con esta técnica se ha conseguido la gestión energética de varias fuentes de energía renovable utilizando un único controlador y acoplando los convertidores con sus salidas en serie, de forma que la suma de las tensiones de salida de todos los convertidores activos se mantenga siempre constante. Este método innovador acopla varias fuentes de energía con diferentes condiciones de potencia y tensión y tiene la capacidad de mantener constante el suministro, aunque las fuentes estén fuera de servicio o sufran perturbaciones repentinas en la potencia generada. Así, el sistema es capaz de mantener un suministro constante a la carga a pesar de las variaciones aleatorias que se producen en las fuentes de energía renovables.

En esta aplicación de los convertidores de fuentes de impedancia a microrredes de corriente continua la principal novedad es el diseño de los convertidores en función de las condiciones de potencia y tensión de las fuentes, así como el acoplamiento de las fuentes a través de los convertidores de fuentes de impedancia conectados con su salida en serie. Esto ha sido posible gracias al estudio detallado del convertidor bidireccional que nos ha permitido ajustar el diseño del convertidor en función de las necesidades requeridas para el acoplamiento de varios convertidores con su salida en serie.

Los resultados se han verificado construyendo un prototipo de laboratorio formado por tres convertidores unidireccionales y dos bidireccionales que integran tres fuentes renovables y dos baterías. Este conjunto forma lo que se ha denominado rama de generación. La gestión de la rama de generación se ha

implementado en un PLC S7-1500, cada convertidor ha utilizado un DSP TMS320F2812 para la implementación de su técnica de conmutación. El control de la rama también se ha implementado en otro DSP del mismo tipo. Se han obtenido resultados para las tensiones de salida y las corrientes de entrada de los convertidores y de la rama.

ABSTRACT

This thesis focuses on the study and analysis of a new bidirectional DC/DC converter based on impedance source. This converter presents two working modes, one boosting and the other reducing. To obtain the converter and in order to obtain a precise knowledge of the operating process that allows us to make an appropriate design of the converter. First of all, all its switching stages have been studied and analyzed, both those produced in the switching process and in the automatic process generated in the impedance source due to the switching. We have also worked on the design of the impedance network to obtain the appropriate gains in the step-up and step-down modes.

On the other hand, an analysis of the gain as a function of the duty cycle has been carried out in order to know the converter behavior against cycle variations. In addition, in order to achieve a good control, its dynamic behavior has been studied, which has allowed the development of suitable controllers.

The mathematical analysis of the converter has allowed to obtain results that help to know better the converter behavior and also allow to make designs that can achieve some objectives already pre-set in advance.

Among the most significant innovations of the proposed converter are the ability to obtain high gains in both boost and cutback modes. Its duty cycle range can range from $0T$ to $0.85T$, which is an improvement over other classical converters, since almost the entire cycle can be exploited. It also has an almost linear response to cycle variations in both step-up and step-down modes, making it an easy to control converter. Its converted power density is better than that of other classical converters.

Other features of the converter are: it needs very few passive elements and few semiconductors for its implementation, the switching techniques in both modes are very simple, since only the switching of a single transistor in each mode is required.

The study has shown that to obtain high gain, the impedance source should be built with as small internal resistance as possible and the inductors should have

high inductance with low number of turns, for this, high quality magnetic materials such as nanocrystalline should be used. If it is necessary to convert higher powers with a single converter, more than one impedance source can be coupled in parallel.

Following the analysis and design of this impedance source based converter, a coupling of several different renewable energy sources has been carried out using an impedance source converter integration technique. With this technique, the energy management of several renewable energy sources has been achieved by using a single controller and coupling the converters with their outputs in series, so that the sum of the output voltages of all active converters is always kept constant. This innovative method couples several energy sources with different power and voltage conditions and has the ability to keep the supply constant, even if the sources are out of service or suffer sudden disturbances in the generated power. Thus, the system is able to maintain a constant supply to the load despite the random variations that occur in the renewable energy sources.

In this application of impedance source converters to DC microgrids the main novelty is the design of the converters according to the power and voltage conditions of the sources, as well as the coupling of the sources through the impedance source converters connected with their output in series. This has been possible thanks to the detailed study of the bidirectional converter that has allowed us to adjust the design of the converter according to the needs required for the coupling of several converters with their series output.

The results have been verified by building a laboratory prototype consisting of three unidirectional and two bidirectional converters integrating three renewable sources and two batteries. This set forms what has been called the generation branch. The management of the generation branch has been implemented in a PLC S7-1500, each converter has used a DSP TMS320F2812 for the implementation of its switching technique. The branch control has also been implemented on another DSP of the same type. Results have been obtained for the output voltages and input currents of the converters and the branch.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar quiero agradecer este trabajo a mi familia. Mi madre y mi padre son mis ejemplos de amor, constancia, trabajo y buen hacer. Sin sus consejos no habría llegado a ser la mujer que soy hoy día, han sido mis maestros y me han aportado en todos los niveles de mi vida, porque ellos además de mi ejemplo, son mi refugio. A mi hermana, por calmar mis nervios en momentos de estrés y desasosiego; esos momentos de hacerme ver las situaciones de otra forma me han hecho seguir para delante. Por supuesto, agradecerle a mi pareja, quien es mi compañero, amigo y confidente. Me ha acompañado durante todo el camino desde que comenzamos en el mundo de la ingeniería, me ha apoyado y ayudado. Debo destacar lo mucho que me han aportado mis abuelas, quienes han sido mujeres ejemplares toda su vida y me han proporcionado innumerables buenos momentos y anécdotas.

A mis amigos y compañeros, por animarme, ayudarme y hacerme pasar buenos momentos.

También me gustaría agradecer a mis directores de tesis Francisco Jurado Melguizo y David Vera Candeas por su tiempo, conocimientos y ayuda.

En general agradezco a todo aquel que ha estado junto a mí en estos años ya que en mayor o menor medida me han aportado algo que es de agradecer.

Quisiera dedicar este trabajo a mis cuatro abuelos, destacando a mi abuelo Miguel, ya que lo que él más quería era que sus hijos y nietos estudiaran y aunque no puedan verlo quiero hacerles este homenaje.

Gracias a todos por tanto.

Índice

1	Objetivos y planteamiento de la Tesis Doctoral	1
1.1	GENERALIDADES Y ANTECEDENTES	1
1.2	OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO DE LA TESIS	7
2	Estado del arte	11
2.2.	SISTEMAS DE GENERACIÓN Y ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.	14
2.2.1.	PILA DE COMBUSTIBLE (FC)	14
2.2.2.	PLACAS SOLARES FOTOVOLTAICAS (FV)	16
2.2.3.	AEROGENERADORES (AG)	19
2.2.4.	BATERÍAS	20
2.2.5.	ULTRACONDENSADORES	22
2.3.	CONVERTIDORES	23
2.3.1.	CONVERTIDOR EN ZS DE UNA SOLA ETAPA	28
2.3.2.	CLASIFICACIÓN DE TOPOLOGÍAS	31
2.3.3.	CONVERTIDORES CLÁSICOS	33
2.3.4.	COMPARATIVA DE LOS CONVERTIDORES	57
2.3.5.	TÉCNICAS DE CONTROL	62
2.3.6.	PRINCIPALES COMPONENTES DE LOS CONVERTIDORES	68
2.4.	ELECCIÓN DEL CONVERTIDOR ADECUADO, RESUMEN	76
3.	Arquitectura y principio de operación del convertidor propuesto	79
3.1.	MODO ELEVADOR DEL CONVERTIDOR PROPUESTO	82
3.1.1.	PRIMERA ETAPA, $S_{1U}(t_0-t_1)$	82
3.1.2.	SEGUNDA ETAPA $S_{2U}(t_1-t_2)$	84

3.1.3.	TERCERA ETAPA $S_{3U}(t_2-t_2')$	86
3.1.4.	CUARTA ETAPA $S_{4U}(t_2'-t_3)$	88
3.1.5.	QUINTA ETAPA $S_{5U}(t_3-t_0)$	89
3.2.	MODO REDUCTOR DEL CONVERTIDOR PROPUESTO.	90
3.2.1.	PRIMERA ETAPA, $S_{1D}(t_0-t_1)$	91
3.2.2.	SEGUNDA ETAPA, $S_{2D}(t_1-t_0)$	91
4.	Análisis del convertidor propuesto.....	94
4.1.	MODO ELEVADOR.....	94
4.1.1.	ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LAS DISTINTAS ETAPAS	95
4.1.2.	ANÁLISIS ENERGÉTICO DEL MODO ELEVADOR.....	116
4.2.	MODO REDUCTOR	118
5.	Ganancia de tensión	131
5.1.	GANANCIA DE TENSIÓN MODO ELEVADOR	132
5.2.	GANANCIA DE TENSIÓN DEL MODO REDUCTOR	134
6.	Análisis del estrés de tensión y de corriente	139
6.1.	ESTRÉS DE TENSIÓN	139
6.2.	ESTRÉS DE CORRIENTE EN LOS DISPOSITIVOS.....	142
7.	Resultados experimentales del convertidor	145
8.	Integration of the converter into a DC microgrid for energy management.	157
8.1.	COMPARISON BETWEEN TOPOLOGIES	160
8.2.	DESING CONSIDERATIONS	163
8.3.	CONTROL OF THE COUPLING CONVERTERS.....	164
8.4.	EXPERIMENTAL RESULTS OF THE BRANCH.	169
8.4.1.	Coupling of Sources.....	169
8.4.2.	Experimental results from the branch	174

9. Conclusions, original contributions of the thesis and future lines of research.	184
9.1. CONCLUSIONS AND ORIGINAL CONTRIBUTIONS.	184
9.2. FUTURE LINES OF RESEARCH.	188
PUBLICACIONES	190
BIBLIOGRAFÍA	191
GLOSARIO DE SÍMBOLOS Y TÉRMINOS	209
LISTA DE FIGURAS	216
LISTA DE TABLAS	220

1. Objetivos y planteamiento de la Tesis Doctoral

1.1 GENERALIDADES Y ANTECEDENTES

La energía eléctrica es un elemento clave en la sociedad actual del mundo desarrollado, por tanto su transformación así como su control, toman una gran importancia y son necesarios en los sistemas eléctricos actuales donde convive un gran mix energético. De hecho, en todo el mundo se hacen importantes esfuerzos de

investigación relacionados con la conversión de energía eléctrica, y sobre todo en la integración de energía eléctrica generada a partir de renovables. Hoy en día, el transporte eléctrico y muchas otras aplicaciones industriales requieren de dispositivos basados en electrónica de potencia (convertidores, inversores, etc.) para obtener unos sistemas de transporte, distribución y suministro de energía de calidad.

Actualmente la dependencia de la energía eléctrica es total y hay necesidades, sobre todo industriales, que requieren suministros eléctricos de calidad sin contaminación armónica, con tensiones estables y sin interrupción del servicio.

También, hay que tener en cuenta que el desarrollo económico de un país depende en gran medida de su plan energético, debiéndose garantizar al consumidor un abastecimiento de calidad sin llegar a tener un precio abusivo.

Al hablar de “energía” o “tecnología”, la sociedad automáticamente lo asocia con contaminación, destrucción del medio ambiente y cambio climático (enfoque negativo), pero también lo asocia con calidad de vida, desarrollo económico y versatilidad (enfoque positivo). Ambos enfoques son ciertos a día de hoy, ya que la energía que consumimos es procedente, en su mayoría, de combustibles fósiles, los cuales son muy contaminantes. De hecho, la principal causa de cambio climático está asociada al uso de este tipo de combustibles. El problema que acarrea el consumo energético es que para poder obtener dicha energía es necesaria la quema de estos combustibles fósiles, cosa que contribuye a aumentar el efecto invernadero. Además, con el nivel actual de consumo de combustible, se prevé que los combustibles fósiles existentes solo sean suficientes para abastecer energéticamente al mundo los próximos cuarenta años.

Debido al problema medioambiental y a la falta de materia prima es imperativo buscar diferentes alternativas energéticas, y de ahí viene el cada vez más creciente uso de las energías renovables. Se espera que las fuentes de energía renovable primarias, principalmente la solar fotovoltaica y la eólica, sean las principales fuentes de electricidad en un futuro no muy lejano, y a más largo plazo se sume la procedente de la fusión de los núcleos. El coste nivelado de la energía solar fotovoltaica y de la eólica se ha reducido en un 77% y un 30% respectivamente en menos de diez años [1], y las fuentes de energía renovable destacan como una alternativa limpia y competitiva en el mercado de la electricidad [2]. A pesar de tener

un coste relativamente bajo, la integración a gran escala de fuentes de energía renovable plantea nuevos retos en la conexión a red de las fuentes renovables y también el equilibrio entre la oferta y la demanda; ahí es donde entran en juego los convertidores de potencia, que son necesarios e imprescindibles para muchas de la necesidades actuales.

Tradicionalmente el sistema eléctrico se ha organizado de forma jerárquica con un número relativamente pequeño de generadores centralizados que operan para satisfacer una demanda casi inflexible. Por el contrario, las fuentes de energía renovable (solar o eólica) se rigen por las condiciones meteorológicas y suelen estar descentralizadas. En este tipo de energías intervienen las tecnologías dedicadas a los sistemas de almacenamiento de energía (ESS), las cuales han experimentado grandes avances en los últimos tiempos tanto en términos de mejoras tecnológicas como de reducción de costes y es muy probable que en el futuro estos sistemas, como por ejemplo las baterías, desempeñen un papel muy importante en el equilibrio del sistema eléctrico.

Por otra parte, el precio de la energía en el mercado eléctrico actual suele fijarse para grandes zonas geográficas y no recoge los retos relacionados con la generación distribuida [3]. Con el aumento de la proporción de recursos energéticos distribuidos, una opción viable es avanzar hacia el control descentralizado [4] para gestionar la complejidad del sistema. Las microrredes ofrecen una forma posible de integrar las fuentes de energía renovable y los ESS distribuidos en el sistema eléctrico [5]. Estos sistemas de generación distribuida son capaces de funcionar desconectados de la red principal durante un tiempo limitado o de forma permanente [6], y las zonas remotas también pueden organizarse como microrredes para evitar costosas ampliaciones de la red eléctrica tradicional.

En los sistemas con restricciones energéticas, en los que la capacidad de las fuentes de energía renovable es elevada y los sistemas de almacenamiento sustituyen parte de la capacidad generadora, estos deben contribuir a asegurar el suministro en los periodos de baja generación de las fuentes de energía renovable aleatoria (VRES). El diseño de los ESSs debe de hacerse teniendo en cuenta el equilibrio entre los costes de generación de energía sobrante y el riesgo de escasez [7]. Además, los sistemas de almacenaje de la microrred deben ser operados de modo que estos puedan

tener un estado de carga (SOC) suficientemente alto para cubrir los periodos con alta demanda, y también deben tener un SOC suficientemente bajo en los periodos con alta generación de las VRESs para minimizar el recorte de generación. Esto es difícil de conseguir y requiere del diseño adecuado de convertidores así como de una gestión óptima de los mismos.

Dentro de las energías renovables existen muchos tipos, unas generan en corriente continua, otras en alterna. Normalmente las fuentes renovables generan una potencia dependiente de la aleatoriedad del recurso energético (aire o sol), siendo muy común que las fuentes (por sus propios medios y sin ayuda externa) no puedan mantener su tensión de salida constante cuando se producen variaciones en los recursos energético primarios (velocidad del viento o irradiancia solar) o se producen variaciones en la carga. Debido a esto, es necesario el desarrollo y utilización de convertidores de potencia, así como técnicas de control y de gestión adecuadas, los cuales nos permitirán hacer uso de estas energías limpias de una forma eficiente y consiguiendo un suministro estable.

En cuanto a los convertidores de potencia son elementos fundamentales y necesarios en un sistema de energía renovable. Por ejemplo, la pila de combustible (FC) presenta una respuesta lenta. Cuando la carga es fluctuante o sufre variaciones bruscas, no tiene capacidad para mantener su tensión de salida estable (sufre perturbaciones), por lo que necesita convertidores que puedan estabilizar su tensión de salida, de modo que mediante el uso de un convertidor de corriente continua a corriente continua (CC/CC), la FC puede mantener un suministro estable a la salida del convertidor, haciendo posible el acoplamiento de la FC a la red de CC. Algunos autores han sugerido métodos para implementar la conversión de energía en FC trabajando de forma aislada mediante el uso de convertidores CC/CC con configuración push-pull de puente completo alimentadas por tensión o alimentadas por corriente [8].

También hay autores que han sugerido implementar grandes convertidores de potencia utilizando transformadores trifásicos, además, también se ha utilizado la inductancia de fuga como inductor resonante [9]. En [10] se usa un convertidor resonante de puente completo con un único transformador, llevándose a cabo conmutación suave. Otros autores han utilizado anteriormente un convertidor

resonante, pero su mayor problema ha sido controlar la amplia variación de frecuencia de conmutación necesaria para hacer posible la conmutación resonante [11].

En un sistema de generación de energía renovable los sistemas de almacenamiento pueden cargarse y descargarse mediante un convertidor CC/CC bidireccional para mantener la tensión de la barra de CC casi constante [12], [13]. Además, algunos convertidores bidireccionales alcanzan una alta eficiencia con unos pocos elementos de conmutación y sus relaciones de tensión pueden incrementarse considerablemente utilizando un inductor acoplado [14].

Dichos convertidores bidireccionales, son los convertidores de fuente de impedancia (ZS), Cuya investigación se inició con el estudio del inversor de ZS basado en la red de impedancia (ZR) [15]. Los inversores de ZS pueden ser configurados con función elevadora y reductora con una única etapa de conmutación. Tienen una mayor fiabilidad debido a la inmunidad que le proporciona el cortocircuito, que es una de las etapas propias de su conmutación, además de la limitación de potencia que puede ser obtenida en su diseño. Estas ventajas impulsan la investigación activa en el campo de los inversores de fuente de impedancia. En los últimos diez años se han publicado un número creciente de estudios en este ámbito. La tecnología de ZS se ha aplicado a los cuatro tipos básicos de convertidores.

En primer lugar se comenzó a utilizar con los inversores o convertidores de corriente continua a corriente alterna (CC/CA). Después se extendió al resto. Como a los de CC/CC, que son sobre los que se centra esta tesis. También a los convertidores de corriente alterna a corriente alterna (CA/CA), basados en un link de continua que utilizan la ZS para hacer la adaptación de los niveles de tensión. Otro tipo de convertidores en el que se ha utilizado la ZS ha sido en los rectificadores o convertidores de corriente alterna a corriente continua (CA/CC), cuando es necesario obtener tensiones más elevadas de las que proporciona la rectificación tradicional.

Estos convertidores basados en ZS tienen gran cantidad de aplicaciones, desde los sistemas modernos de generación de energía (renovable y alternativa) hasta los disyuntores de corriente continua y las cargas electrónicas [16].

La ZR es el elemento clave de cualquier convertidor de fuente de impedancia. Está formada por inductores, condensadores y diodos (o interruptores). Cualquier ZR básica puede representarse como una red de dos puertos (entrada y salida), que permite mejorar la fiabilidad, la ganancia de tensión (o de corriente) en CC y proporciona inmunidad a los estados de disparo y de apertura. Se han propuesto varias ZRs novedosas para mejorar el rendimiento, el coste y la fiabilidad de los convertidores ZS [16].

Como se ha estado comentando en el apartado 1.1, las fuentes de energía renovable cada vez están siendo más utilizadas en todo el mundo. El problema está en que algunas de estas no son compatibles con la red de forma directa, como sucede con las pilas de combustible [17], [18] y los sistemas de energía solar fotovoltaica [19], [20]. Estas fuentes producen energía en CC que puede ser almacenada en sistemas de almacenamiento como baterías o supercondensadores, pudiendo ser utilizada esta energía posteriormente en forma de CA utilizando inversores [21] o directamente en forma de CC. Si se trabaja en corriente continua existe la necesidad de hacer cambios de tensión, para lo que se requieren convertidores CC/CC [22], [23]. También se crean necesidades que requieren de convertidores multi-tarea tanto en CC/CC como CC/CA [24].

Dentro de la conversión CC/CC se han utilizado varias técnicas y se pueden distinguir varios tipos de topologías. Los convertidores CC/CC alimentados por tensión, que suelen utilizar transformador de alta frecuencia [25], [26] y los convertidores de CC/CC alimentados por corriente [27], que pueden construirse en modo elevador y modo reductor. Estas dos técnicas que han sido ampliamente utilizadas por separado, también han sido integradas en un solo convertidor unidireccional, donde se ha conseguido una técnica de conmutación suave y una gran mejora del rendimiento [28]. También, en la literatura han sido propuestas diferentes topologías de convertidores con una gran ganancia de tensión, para ser utilizadas en alta tensión [29], [30].

La fuente de impedancia fue introducida en [15]. Esta ha sido utilizada en varios tipos de inversores, siendo compatible con la mayoría de las técnicas de conmutación de estos [31], [32]. En [33] se propone una nueva topología para un inversor, donde se mezcla la ZS con el medio puente, utilizando solo una ZS. Debido

a la gran capacidad elevadora de tensión, la ZS también ha sido aplicada a convertidores CC/CC. En [34] se presenta una familia de convertidores CC/CC con alta ganancia donde ha sido mejorado el estrés de tensión producido en la ZS.

Como se indica en [35], haciendo modificaciones en el circuito de la ZS se consigue obtener el circuito de fuente cuasi impedancia (qZ). Ambos circuitos parecen diferentes a primera vista pero tienen gran similitud. También, la fuente qZ ha sido utilizada en inversores [36]. En [37] los sistemas de tracción eléctrica convencional son comparados con sistemas de tracción donde han sido utilizados inversores de ZS o de fuente de qZ .

1.2 OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO DE LA TESIS

El objetivo de esta tesis es el estudio de un nuevo convertidor bidireccional basado en ZS, teniendo en cuenta que la ZS tiene muchas posibilidades y los resultados obtenidos dependen en gran medida del diseño de sus componentes y de la forma de conmutarlos. El objetivo es conseguir un convertidor con una gran capacidad elevadora y reductora. El estudio se enfoca pensando en el desarrollo de un convertidor capaz de convertir energía en dos direcciones. Como se indica en el convertidor propuesto, resaltado en azul de la Figura 1, se puede hacer una conversión de energía entre dos niveles de tensión distintos. Los niveles de tensión de CC existentes en las barras de una microrred como la mostrada en la Figura 1 logran conservar sus tensiones muy estables. Además se le exige al convertidor buscado que tenga capacidad para admitir grandes variaciones de tensión tanto en su salida como en su entrada para conseguir más versatilidad y poder hacer acoplamiento entre fuentes de continua. Otra característica que se busca, es que sea fácil de controlar, tanto si trabaja de forma aislada como si trabaja conectado con otros convertidores, además de que sea lo más simple y económico posible.

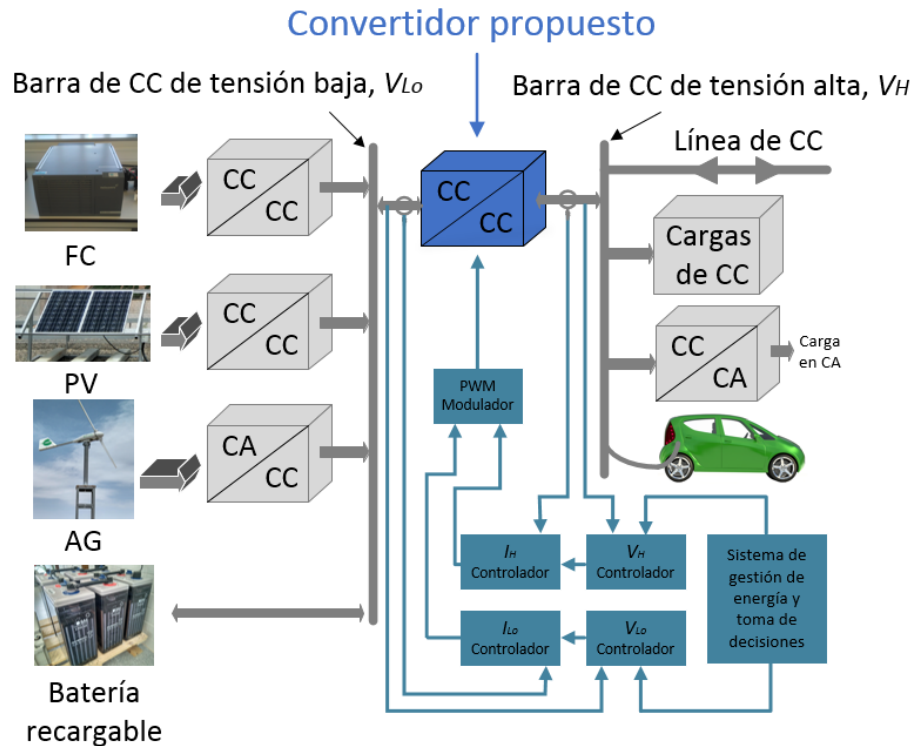


Figura 1. Convertidor propuesto integrado en un sistema híbrido.

Según los objetivos planteados el convertidor necesita de dos modos de trabajo, uno elevador y otro reductor. Para la obtención del convertidor, después de hacer un estudio detallado de las posibilidades de las principales topologías existentes, se observa que los convertidores basados en ZS son los que mejor se adaptan a los objetivos buscados. Tras esto, se estudian y analizan todas sus etapas de conmutación producidas en el proceso de conmutación y en el proceso automático que se genera en la fuente de impedancia debido a la conmutación. Con el objeto de conseguir un conocimiento exacto del proceso de funcionamiento, que nos permita realizar un diseño adecuado del convertidor. Tras el análisis del convertidor se observa que la ZR es clave en el convertidor. Por tanto también se ha trabajado sobre el diseño de la red de impedancia para obtener las ganancias adecuadas en los modos elevador y reductor.

Por otra parte, se ha realizado un análisis de la ganancia de tensión en función de ciclo de trabajo para conocer el comportamiento del convertidor frente a las variaciones del ciclo, de este modo se puede conseguir un buen control. También se

ha estudiado su comportamiento dinámico que ha permitido desarrollar un controlador adecuado.

El análisis matemático de las etapas de conmutación del convertidor llevado a cabo ha permitido obtener resultados que ayudan a comprender mejor el comportamiento del convertidor y permiten diseñar el convertidor para conseguir objetivos prefijados.

Después del análisis y diseño del convertidor de fuente de impedancia, así como de un controlador adecuado, se ha llevado cabo una aplicación del convertidor estudiado. Esta consiste en el acoplamiento de varias fuentes de energía renovables diferentes, utilizando una técnica de integración de convertidores de fuente de impedancia como el convertidor estudiado. Cada convertidor ha sido diseñado expresamente para cada fuente o batería utilizando el estudio expuesto en esta tesis.

Con esta técnica se ha conseguido la gestión energética de varias fuentes de energía renovables y baterías, mediante el acoplamiento de las fuentes y baterías a través de sus correspondientes convertidores. También se ha diseñado un controlador partiendo del modelo dinámico promedio del convertidor. Dicho controlador ha sido usado para controlar el acoplamiento de los convertidores en modo elevador. Los convertidores han sido acoplados con sus salidas en serie, de modo que la suma de las tensiones de salida de todos los convertidores activos siempre se conserva constante. Con este innovador método se consigue acoplar varias fuentes de energía y baterías con diferentes condiciones de potencia y tensión, consiguiendo mantener el suministro a la carga constante aunque las fuentes salgan de servicio o sufran perturbaciones bruscas en la potencia generada. Dicho de otro modo, el sistema permite que el suministro a la carga se conserve sin alteraciones a pesar de las variaciones aleatorias que se producen en las fuentes de energía renovables.

Los resultados se han verificado construyendo un prototipo de laboratorio formado por tres convertidores unidireccionales y dos bidireccionales, que integran tres fuentes renovables y dos baterías, el conjunto forma lo que se ha denominado rama generadora. La gestión de la rama de generación se ha implementado en un PLC S7-1500, cada convertidor ha utilizado un DSP TMS320F2812 para la implementación de su técnica de conmutación. El control de la rama también se ha implementado en otro DSP del mismo tipo. Se han obtenido resultados de las

tensiones de salida de los convertidores y de las corrientes de entrada para ver el comportamiento del acoplamiento ante variaciones de carga bruscas y ante variaciones en la generación.

2. Estado del arte

2.1. SISTEMAS HÍBRIDOS DE GENERACIÓN DISTRIBUIDA

Además del perjuicio a nivel mundial que conlleva el uso de combustibles fósiles, cabe destacar su encarecimiento, entre otras cosas, debido al agotamiento del petróleo. Además del precio, el hecho de que esta materia prima se esté agotando también implica que, si no se llevan a cabo cambios en los sistemas de obtención y gestión de energía, llegará un momento en el que no podrá abastecerse el consumo mundial.

Este tipo de problemáticas de gran calado han llevado a la sociedad científica a buscar soluciones que se enfoquen en una generación de la energía descentralizada y renovable que nos permita un futuro sostenible.

La generación distribuida tiene la ventaja de que se abarata mucho en transporte de energía, ya que la generación se desarrolla cerca o en el mismo punto

de consumo [38]. Se puede llevar a cabo la interconexión de diferentes puntos de generación distribuida para conseguir así una generación y distribución globalizada que pueda cubrir las necesidades reales de viviendas, localidades o incluso a mayor escala. La idea de esta forma de generar energía viene de la mano de las energías renovables. De esta forma, la instalación generadora irá acorde con el consumo de la zona a abastecer.

El interés por el uso de generación distribuida, se incrementa en las zonas en las que no es factible llevar la energía generada por plantas convencionales debido a problemas geográficos o también, donde la normativa de regulación medioambiental prohíbe la implantación de generación de energía mediante el uso de combustibles fósiles. En situaciones tales como estas es primordial poder generar energía para el autoabastecimiento [6] y la solución está en el uso de generación distribuida mediante energías renovables [39]. Todo esto es posible gracias a los avances en electrónica de potencia, sistemas de almacenamiento de energía y generadores pequeños que permiten que sea factible el uso de este tipo de generación de energía [40]. Estos cambios se han hecho más visibles en España gracias los cambios legislativos, de modo que cada vez se está haciendo más uso de las energías renovables sin necesidad de ser una empresa generadora y distribuidora de electricidad. Esto es debido a que la sociedad ve que el uso de energías renovables puede provocar una reducción significativa de las emisiones de gases de efecto invernadero que son provocados por la generación convencional de energía.

Dentro de la generación distribuida hay numerosas metodologías para la obtención de la energía. Las más antiguas son la que utilizan combustibles fósiles, como los grupos electrógenos que usan gasolina, diésel o gas natural, también las pequeñas turbinas hidráulicas, pero estas requieren de la existencia de ríos con agua, que debido al cambio climático cada vez son menos abundantes. Además, cabe destacar tecnologías más nuevas, como son las microturbinas [41], las pilas de combustible [42], los dispositivos de almacenamiento de energía [40] y, por supuesto, la generación a partir del viento con el uso de pequeños aerogeneradores (AG) o paneles solares fotovoltaicos (PV) [42]. El uso de estas tecnologías puede ser combinado con el apoyo de una red convencional o también puede obtenerse una microrred mediante la combinación de varias de ellas con el apoyo de un sistema de

cogeneración o gasificación, para que no haya falta de suministro eléctrico [43]. Un ejemplo podría ser paneles solares combinados con baterías [40] (combinación cada vez más típica en viviendas), e incluso incorporando un grupo electrógeno para situaciones extremas. Independientemente de la combinación que se elija, tiene la ventaja de que son fuentes más amigables con el medio ambiente, su energía es de buena calidad, se puede proporcionar un servicio ininterrumpido además de conllevar ahorro económico y, al ser sistemas modulares, la generación puede ser ampliada si fuera necesario.

La base de una generación distribuida mediante energías renovables sin interrupción del suministro, se obtiene integrando las fuentes elegidas en un mismo sistema con ayuda de ESS y haciendo una gestión adecuada del conjunto [19], [20]. Para llevar esto a cabo es imprescindible el uso de la electrónica de potencia, ya que todos los sistemas de generación mencionados necesitan convertidores de potencia con sus correspondientes técnicas de conmutación, que deben de ser controlados adecuadamente para conseguir los objetivos perseguidos. Por ejemplo, en caso de que la carga a alimentar sea alterna y la energía obtenida por todas las fuentes sea continua, todas las fuentes se acoplaran a una barra de CC mediante sus correspondientes convertidores, después desde la barra de continua se hace una conversión a corriente alterna mediante un inversor para alimentar la carga de alterna [44]. Estas conversiones son posibles gracias a la electrónica de potencia y utilizando un control electrónico adecuado. Por lo tanto, para permitir esa convivencia entre fuentes de generación diferentes; entre las que se pueden encontrar generación síncrona, asíncrona o en continua; será requerido el uso de convertidores avanzados. Generalmente, los sistemas de generación distribuida se suelen desarrollar para suministrar energía a un sistema de CA aislado o para conectar el sistema a la red eléctrica y ayudar en la alimentación de la o las cargas que haya que abastecer.

2.2. SISTEMAS DE GENERACIÓN Y ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.

2.2.1. PILA DE COMBUSTIBLE (FC)

La FC es una importante alternativa frente a la obtención de energía mediante combustibles fósiles, debido a que tiene alta eficiencia obteniendo energía a través de procesos químicos utilizando combustibles como el hidrógeno. Mediante estos procesos químicos se consigue obtener energía eléctrica con casi cero emisiones. Lo más destacable es que la FC consigue obtener altas corrientes a bajas tensiones. Se puede combinar el uso de paneles solares fotovoltaicos con una o varias pilas de combustible, en función de la demanda. Para llevar a cabo la adaptación de la tensión de salida de la FC a la barra de CC común, debe de ser elegido un convertidor, entre la gran variedad que existen, que cubra las necesidades de la pila para poder adaptarla a la barra de CC.

El nivel de tensión de las pilas de combustible varía dependiendo de la corriente que demande la carga a la cual haya que abastecer. La intensidad máxima depende de la pila y del ambiente que le rodea, como pueden ser la temperatura o el porcentaje de hidrógeno libre.

En la Figura 2 se muestra la curva característica de una FC. En ella se puede apreciar que la densidad de corriente, y por tanto, la intensidad suministrada depende de la región del gráfico en la que esté trabajando la FC. El nivel de tensión de la salida de la FC depende de del número de módulos que tenga conectados en serie, cuantos más módulos más tensión.

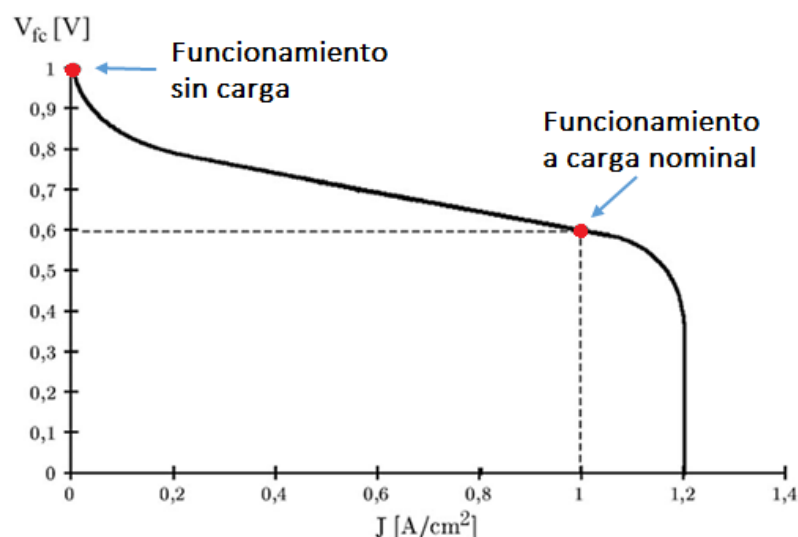


Figura 2. Curva tensión VS intensidad de una FC.

También en la curva de la Figura 2 se puede apreciar que el rango de tensiones de una FC va desde la tensión de vacío, que es el 100% hasta la tensión del punto nominal de funcionamiento, que se encuentra en torno al 60%, donde se trabaja con altas intensidades. Para intentar evitar el daño prematuro de la FC se va a procurar trabajar siempre en la región donde la pendiente no es muy acusada, ya que aquí se dañan los electrodos que componen la pila con mayor facilidad.

Una pila de combustible que destacada por su buen comportamiento para aplicaciones de distribución de energía, es la de membrana de intercambio de protones (PEMFC) [17]. Esto es debido a que no trabaja con temperaturas elevadas, tiene elevada densidad de potencia, es eficaz, tiene alta durabilidad y gran rapidez para adaptarse a los cambios de demanda de energía. También los electrolizadores de membrana de intercambio de protones son muy sencillos y compactos. Estos hacen la electrolisis al agua y la descomponen en oxígeno e hidrógeno usando electricidad en forma de CC. El hidrógeno se produce mediante una reacción sostenible sin emisiones de dióxido de carbono, esto puede ser la base de una economía descarbonizada. El combustible producido con el electrolizador puede ser almacenado para su posterior uso cuando sea necesario, por lo que se puede considerar como otro método de almacenamiento de energía. Con la energía eléctrica sobrante y el electrolizador se pueden producir hidrogeno y oxígeno. Más tarde, este

combustible podrá ser devuelto a energía eléctrica usando la FC, cuando no se pueda obtener esta energía de las fuentes primarias, por tanto, la FC puede ser tratada como una fuente secundaria. Sabiendo esto se puede apreciar que estos electrolizadores presentan una opción muy prometedora para su aplicación en pequeñas instalaciones.

La FC normalmente tiene una tensión de salida baja, y tiene una respuesta más lenta que otras fuentes o baterías ante las variaciones en la carga, además, su tensión varía con la carga. Esto hace que los convertidores utilizados para convertir la energía generada por esta fuente tengan unas características muy concretas. En la literatura se han presentado varios trabajos de convertidores para gestionar la energía generadas por FCs y adaptarla a la barra de continua [27].

2.2.2. PLACAS SOLARES FOTOVOLTAICAS (FV)

Ha habido un aumento considerable de instalación de paneles fotovoltaicos en los últimos años a nivel mundial, pero la realidad es que solo se está utilizando el 1/10.000 de la energía primaria que está disponible en los países con mayor tasa de radiación solar. Si se hiciera una explotación adecuada de la energía solar disponible en estos países se podría tener un alto grado de autoabastecimiento e incluso se podría exportar energía, pudiendo tener un abastecimiento de energía suficiente a nivel mundial [45].

En España ya se están dando pasos en el proceso de transición energética. De hecho, la generación de energía eléctrica mediante el uso de paneles solares ha aumentado un 28,8% en 2021, incorporándose más de 3.300MW en el parque de generación nacional. Debido a este avance hacia el cambio, se ha detectado que las emisiones de CO₂ asociadas a la producción de electricidad están en los niveles más bajos desde que hay registros.

En España, según REData, la energía solar fotovoltaica durante 2022 ha sido la más usada, siendo la que mayor crecimiento ha presentado, muy por encima de la solar térmica. La fotovoltaica entre los años 2012 y 2019 creció de media un 2,9%,

mientras que sólo en 2022, ha alcanzado casi el 11% en términos de potencia instalada.

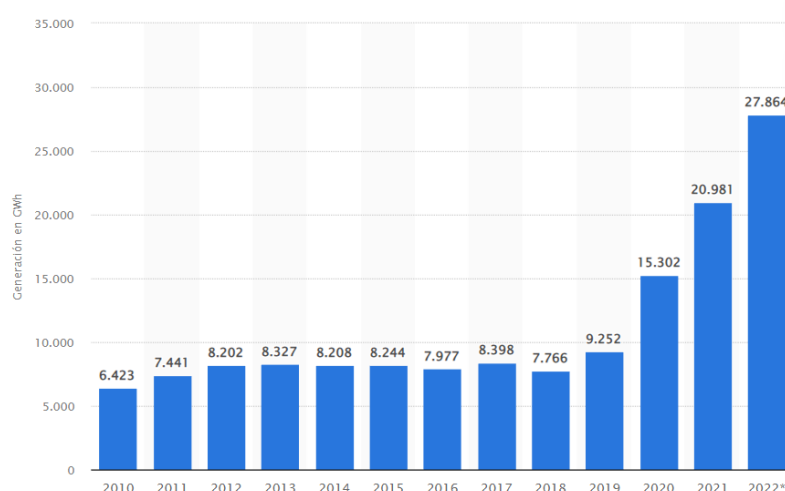


Figura 3. Energía solar fotovoltaica generada en España de 2010 a 2021 en gigavatios-hora [46].

Dentro de las placas solares, las células fotovoltaicas son el componente fundamental de un módulo fotovoltaico. Están compuestas por un material semiconductor. Varios de los más utilizados para este fin son el silicio, telurio de cadmio, arseniuro de galio o el diseleniuro de indio. El empleo de estos semiconductores es debido a que sus átomos tienen gran sensibilidad ante la energía que tienen los fotones de la radiación solar. Mayoritariamente, las células son fabricadas de silicio. Entre los más destacados están: el silicio mono-cristalino, silicio poli-cristalino y silicio amorfo. El material utilizado para la fabricación de paneles debe ser lo más puro posible, lo cual se consigue con el uso de procesos químicos de alta complejidad.

Una vez obtenidas las células se construyen los módulos. Estos módulos consisten en la asociación que se les dé a los paneles, que puede ser serie o serie-paralelo. La configuración más típica consiste en la asociación de uno, dos o tres ramales, cada uno de ellos con 36 células, asociadas en serie o en paralelo.

El panel fotovoltaico de nuestro sistema híbrido de generación estará compuesto por células de silicio como material semiconductor, pues el silicio es el material de mayor uso en la actualidad. La tensión máxima de salida de estas celdas

está alrededor de 1V. La superficie activa de las celdas es diseñada para soportar una corriente de alrededor de 3,5A. Como la mínima tensión usada en los paneles fotovoltaicos es de 12V nominales, para alcanzar este valor se deben conectar varias celdas en serie.

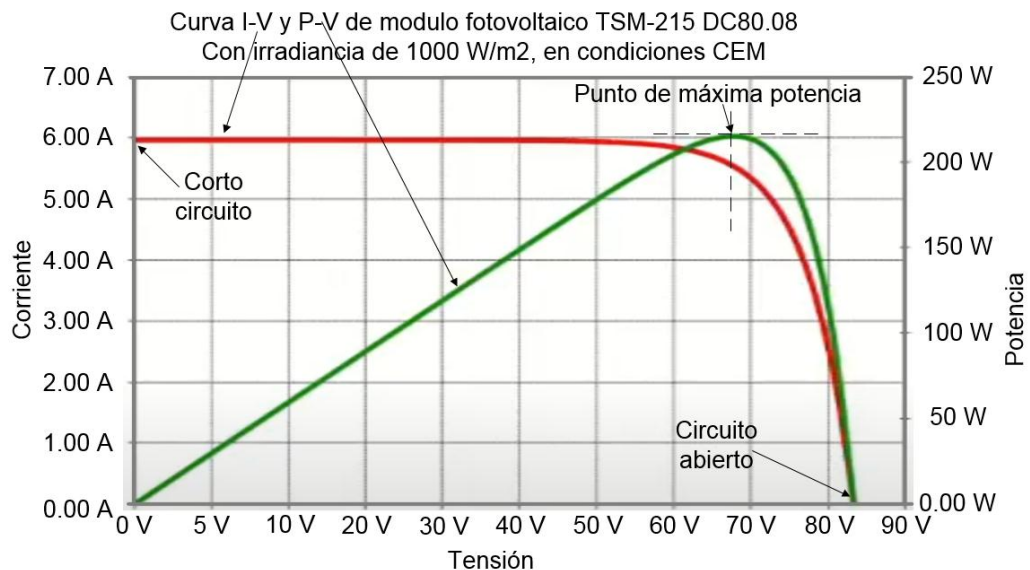


Figura 4. Curvas I-V y P-V de un de un módulo fotovoltaico.

Con el acoplamiento en paralelo se consigue aumentar la intensidad del acoplamiento, también se consigue que la suciedad de un panel no afecte al resto. En la Figura 4 se puede apreciar las curvas V-I y PV de un módulo fotovoltaico en condiciones estándar de medida, se puede comprobar que existe un punto de máxima potencia, que es donde se obtiene mayor eficiencia del panel. En las condiciones de circuito abierto es donde más tensión genera y en cortocircuito produce la mayor corriente, pero en ambas situaciones la potencia aportada a la carga es cero.

El convertidor a diseñar, para interconectar la carga con el generador fotovoltaico o integrar el generador fotovoltaico en un sistema híbrido de generación, debe de tener un diseño adecuado que cumpla con las restricciones impuestas por todos los elementos del sistema, de modo que interconecte el panel fotovoltaico completo con la barra de CC o que integre el generador con el resto elementos del sistema (fuentes y carga). Además tiene que tener capacidad de regulación suficiente para conseguir que pueda trabajar cerca del punto de máxima potencia.

2.2.3. AEROGENERADORES (AG)

Dentro de la generación mediante energías renovables, la energía eólica es una tecnología muy prometedora debido a su abundancia y su aportación de cero emisiones. A pesar de ser una energía muy rentable, lo que le lleva a ser ampliamente utilizada, tiene el inconveniente de su aleatoriedad. Actualmente, los aerogeneradores están formados por módulos, lo que facilita su montaje [47], [48].

En España, la energía eólica ha cubierto en 2021 el 21,9% de la energía consumida. En la actualidad hay instalados 1.265 parques eólicos, lo que indica un avance hacia la energía limpia, aunque hay que destacar que no es suficiente, este debe ser el comienzo de un gran cambio.

La generación de esa energía limpia, que se obtiene a partir de estas turbinas de viento, se consigue gracias a las partes de las que están compuestas. En los aerogeneradores de potencias más elevadas, la parte que está directamente en contacto con el viento son las palas que a través del buje se unen al rotor. Este es el encargado de transformar una parte de la energía cinética del viento (que mueve dicho rotor) en energía mecánica de rotación. Este rotor está acoplado a un eje y este a su vez a la multiplicadora, la cual es una caja de engranajes que modifica la velocidad angular de un segundo eje, para ajustarla a la velocidad del sincronismo de la red a la que está acoplado el alternador. Este transforma la energía mecánica de rotación en energía eléctrica y después, el transformador es el encargado de elevar la tensión generada al nivel de tensión de la línea de interconexión. En el caso de que el aerogenerador tenga un bobinado con dos parejas de polos y se acople a una red alterna trifásica, el multiplicador hace que el segundo eje gire a una velocidad casi constante de 1.500 r.p.m., para así hacer posible la conexión a red.

Dentro del rotor cabe destacar las palas y el buje. Como ya se ha mencionado, las primeras captan la energía del viento y la transmiten al buje, el cual es el que está acoplado al eje de baja velocidad. Además, las palas pueden girar sobre su propio eje, pudiéndose así regular relativamente la potencia obtenida del viento. Los

aerogeneradores deben de dejar de funcionar para una cierta velocidad del viento, esto es debido a que a partir de ciertas velocidades, se corre el riesgo de que el rotor se desacople del resto del conjunto. En estas situaciones las palas del aerogenerador se ponen en bandera, impidiendo así la transmisión de energía del viento a las palas.

Cuando los generadores son de pequeña potencia, para uso doméstico o para microredes, cambia la configuración. Existe un solo eje que gira libremente a la velocidad que le aporta el viento, y mediante un convertidor (normalmente rectificador controlado o rectificador) se adapta la tensión de salida a un valor fijo que suele ser de 24 a 48V. Cuando la velocidad de las palas supera la máxima permitida el aerogenerador se frena a través de una resistencia de cortocircuito, consiguiendo que se detenga sus palas por completo y no suministrando potencia ninguna.

El trabajo de esta tesis se centra en el desarrollo de convertidores para potencias pequeñas y medias de CC/CC, buscando sobre todo el acoplamiento de fuentes renovables al mix energético. Por tanto, una de las fuentes a acoplar son los AGs con salida de CC (obtenida mediante rectificación), para formar parte del mix energético doméstico de viviendas o microredes. Aunque el sistema presentado puede acoplar potencias del orden de kilovatios, para la ejecución de la parte práctica de esta tesis se usa un AG Bornay trifásico de 600W sin regulador, con rectificador en puente completo, filtro a la salida, con una tensión que se mueve entre 5 y 26V, y cuya potencia nominal se obtiene a 11m/s, produciéndose el frenado automático a 13m/s.

2.2.4. BATERÍAS

Las baterías son un sistema de almacenamiento de energía, por lo que son de gran utilidad a la hora de trabajar con generación distribuida. La realidad es que todavía se está trabajando mucho en el desarrollo de las mismas, ya que aún se deben de mejorar sus prestaciones.

La tecnología de las baterías ha evolucionado mucho en los últimos tiempos, esto ha sido impulsado sobre todo por la telefonía móvil y los vehículos eléctricos e híbridos, ya que su principal limitación a día de hoy es la autonomía y durabilidad de las baterías. Los inconvenientes más destacados de las baterías son: su elevado coste, que sus celdas tienen un rendimiento bajo, elevada auto-descarga y reciclarlas es muy complejo.

Cuando hablamos de generación distribuida las baterías más empleadas son las de Níquel- Cadmio, ácido de plomo, ión litio polímero, sodio-cloruro de níquel y níquel-Zinc. Estas baterías deben de cumplir una serie de restricciones en términos de densidad energética, densidad de potencia, ciclos de vida y seguridad para que se pueda llevar a cabo un uso fiable de ellas.

La carga de baterías más aconsejada depende del tipo de batería, concretamente en una batería de ión-litio. El método más común es comenzar suministrando a la batería una corriente regulada a un valor constante hasta que la batería alcance un determinado nivel de tensión. Llegados a este punto se hace el cambio y se trabaja a tensión constante hasta que el paso de corriente se hace cero.

Para que se produzca la carga y descarga de la batería es necesario el uso de un convertidor bidireccional de alta potencia. En la Figura 5 se representa la evolución de las variables que intervienen en el proceso de carga de una batería ión-litio.

Hay una primera etapa de carga a corriente constante, donde se producen un aumento de la tensión de carga y a medida que la carga de la batería aumenta, la corriente se mantiene en un valor de modo que la temperatura de la batería no se eleve. Después hay una segunda etapa de tensión constante donde la corriente va disminuyendo a medida que pasa el tiempo y la tensión de carga va aumentando, esta etapa de carga suele durar mucho más tiempo ya que los niveles de corriente son cada vez más bajos a medida que aumenta la carga.

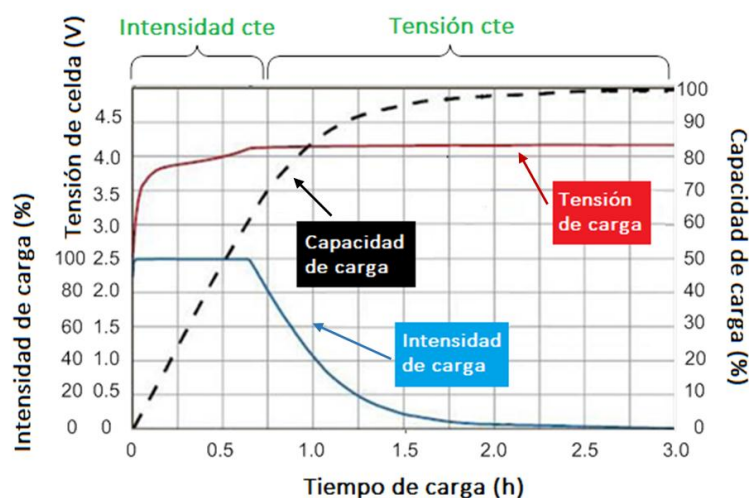


Figura 5. Curva de carga de una batería de ión-lítio típica.

2.2.5. ULTRACONDENSADORES

Los ultracondensadores, al igual que las baterías, se encargan de almacenar la energía sobrante de las fuentes cuando hay un excedente energético.

Los ultracondensadores o supercondensadores, son dispositivos electrolíticos con una capacidad que supera a las de los condensadores electrolíticos clásicos en dos o tres órdenes de magnitud. Por ejemplo, un condensador electrolítico clásico con decenas de mili-faradios tendrá el mismo volumen que un supercondensador de varios faradios, pero soportará una tensión de trabajo menor. Si un condensador electrolítico típico se tiene como sistemas de almacenamiento energético, este presenta diferentes características de carga y descarga comparadas con las baterías recargables. Los supercondensadores se encuentran entre los condensadores electrolíticos y las baterías convencionales, ofrecen una mayor potencia que los condensadores y un alto grado de fiabilidad y durabilidad, superior a las baterías.

La alta capacidad, durabilidad y alto rendimiento diferencian los supercondensadores de los sistemas de baterías recargables. En las baterías, la

energía se almacena y se distribuye mediante una reacción química dentro del electrodo, que provoca la degradación paulatina de todo el sistema. Pero en los ultracondensadores, se utilizan cargas separadas entre el electrodo y los iones del electrolito, sin que pueda producirse una mezcla inesperada entre ambos y el consiguiente fallo del sistema. También es importante señalar que el proceso de carga y descarga de los ultracondensadores es muy rápido; sobre todo si lo comparamos con las baterías, basadas en lentas reacciones químicas, en ocasiones poco fiables y muy lentas.

Por tanto, en el sistema de ultracondensadores habrá que tener en cuenta su rápida carga y descarga y su amplio margen de tensión de salida que va de 0V hasta su tensión máxima. Estos módulos son una solución pionera para el alto voltaje conectando celdas de hasta 3.000F. Por sus características, maximizan la energía disponible y la fiabilidad, incluso cuando la temperatura excede los 65°C.

2.3. CONVERTIDORES

Desde que se comenzó a utilizar la electricidad, entre la generación y la carga ha habido que llevar a cabo una serie de cambios, con objeto de poder adaptar la tensión al nivel adecuado y poder transportar energía o alimentar las cargas. Para llevar a cabo estos cambios, tanto en CA como en CC es necesario el uso de convertidores.

Debido a la amplia penetración de las fuentes de energía con baja tensión de salida, como los paneles fotovoltaicos o las pilas de combustible, así como el aumento del uso de sistemas de almacenaje, se ha estimulado la investigación de los convertidores en general. Los convertidores aislados con un amplio rango de variación de la tensión de entrada están pensados, entre otras aplicaciones, para integrar fuentes de energía de baja tensión en una barra común de CC con un nivel de tensión mucho más alta que las de las fuentes. En estos convertidores se suelen utilizar un elemento magnético (transformador de alta frecuencia) que además de conseguir el aislamiento galvánico, también puede definir el rango de ganancia del

convertidor en corriente continua [27]. Cuando no es necesario el aislamiento galvánico, con un inductor puede ser suficiente pero las ganancias obtenidas son menores que las obtenidas con un transformador. Las variaciones de tensión de entrada pueden compensarse con el continuo seguimiento del ciclo de trabajo, de modo que estas variaciones no lleguen a la salida. La ganancia de los convertidores CC/CC va asociada con la topología, los convertidores elevadores de inductor suelen tener una ganancia elevadora dentro del rango de uno a tres. Además, este rango se selecciona para mantener la eficiencia de la etapa elevadora controlada dentro de un rango aceptable.

Los convertidores CC/CC aislados galvánicamente se consideraron una solución adecuada para interconectar fuentes de energía renovables o alternativas de baja tensión [16], [49]. Tienen amplios rangos de regulación de tensión y de potencia, actuado sobre el ciclo de trabajo consigue adaptarse a las variaciones de la tensión de entrada y de la carga a suministrar en cada momento. Obteniendo un mejor uso de la energía generada. Otras ventajas de los convertidores CC/CC aislados galvánicamente son la capacidad para interconectar sistemas de almacenaje de energía (baterías, con niveles de tensión bajos) con barras de CC con niveles de tensión mucho más elevados, sin riesgo de daños en las baterías por sobretensiones [50]. También estos convertidores presentan la capacidad de funcionamiento bidireccional [51], [52] y actuado sobre los driver de los transistores de potencia se le puede adaptar la protección inherente contra cortocircuitos. En [53] se presenta una nueva forma y método de conexión y control para el almacenamiento en baterías, que puede añadirse al sistema fácilmente con una mínima modificación. También realiza una interconexión bidireccional entre la red y las baterías, donde su uso puede extenderse, por ejemplo, en estación de carga de vehículos.

Esta tesis se centra en los convertidores de CC dentro del contexto de las energías renovables donde el convertidor es el encargado de adaptar la tensión de las fuentes (fuentes de energía renovable o tensión de sistemas de almacenamiento) para que puedan ser integradas entre ellas y con la carga. Para ello, en los sistema clásicos, los diferentes niveles de tensión de cada uno de los suministradores de energía deberán adaptarse al nivel de tensión utilizado en la barra de CC, que es la que alimenta la carga directamente en corriente continua o, si la carga es alterna, la barra

alimenta al inversor que hará el cambio de CC a CA. Los sistemas de almacenamiento necesitan convertidores bidireccionales, ya que estos sistemas deben de cargarse con energía procedente de las fuentes a través de la barra de CC. Pero también deben de ceder energía a la carga en las situaciones en las que esta lo requiera y no se esté generando en las fuentes renovables suficiente energía para suministrar a dicha carga. Este tipo de convertidores son bidireccionales de CC/CC.

Como es bien sabido, la demanda de energía no es algo constante, ni tampoco lo es la generación de energía, mucho menos si hablamos de energías renovables. Si a esto se le añade que la tensión de las fuentes, baterías y cargas es diferente, se hace imprescindible el uso de convertidores. De hecho, en el caso de la FC, ni siquiera es constante la tensión que suministraría a la red. En los AG la tensión y potencia dependen del viento y requieren de sistemas mecánicos o sistemas electrónicos para adaptar la tensión a la red. Por eso, con un convertidor CC/CC y utilizando un sistema de control realimentado, se asegurará un suministro a la barra de CC a una tensión constante para un determinado rango de corrientes, las cuales vienen definidas por el sistema y la carga a alimentar.

Los primeros convertidores electrónicos nacen con la necesidad de alimentar circuitos electrónicos a una tensión sensiblemente constante, para lo que se utilizaban estabilizadores y fuentes de alimentación. Estas últimas tienen la misión de alimentar un sistema eléctrico o electrónico a una tensión distinta de la de la red y con un valor sensiblemente constante. La mayoría de las veces la fuente de alimentación consiste en un rectificador controlado que tiene una salida en CC, [49], [54] y mantiene el nivel de tensión con un valor fijo y casi constante. Hoy en día la investigación en rectificadores ha vuelto a resurgir para la producción de hidrogeno verde, donde es necesario controlar los armónicos exportados por los rectificadores en [55] se realiza una revisión exhaustiva de los convertidores AC/DC utilizados actualmente para electrolizadores alcalinos y de membrana de intercambio de protones en redes eléctricas o sistemas de conversión de energía eólica. Basado en la literatura actual, tiene como objetivo enfatizar las ventajas y desventajas de los convertidores AC/DC basados principalmente en puentes rectificadores de tiristores y rectificadores chopper. El análisis se centra principalmente en los problemas actuales de estos

convertidores en términos de consumo de energía específico, ondulación de corriente, confiabilidad, eficiencia y calidad de la energía.

Las fuentes de alimentación de corriente continua clásicas más extendidas y sencillas suelen fabricarse con un transformador de baja frecuencia, un rectificador y un filtro. El problema está en que esta fuente de alimentación no consigue aportar una tensión lo suficientemente constante, ya que contiene un rizado que no es apropiado para muchos usos. Para lograr niveles de tensión en corriente continua más apropiados y constantes es necesario atenuar el rizado, para ello se utilizan los reguladores de tensión.

A día de hoy podemos conseguir una fuente de tensión reguladora de forma más económica que si se adquiere una fuente de alimentación clásica. El componente más costoso de la fuente convencional es el transformador. Este, al operar a bajas frecuencias, es pesado y grande, ya que necesita un devanado con mayor cantidad de hilo conductor que si se utilizara una fuente conmutada de alta frecuencia. Esto se debe a que este segundo, al trabajar a una frecuencia más alta, necesita un devanado menor, lo que hace que sea más económico.

Si hablamos de tensión alterna, las frecuencias estandarizadas más comunes son: en Europa 50Hz, en Estados Unidos 60Hz, cuando hablamos de aplicaciones aeronáuticas 400Hz y 20kHz en aplicaciones espaciales. Si se requieren bajas potencias y tensiones por debajo de los 50V las fuentes convencionales se sustituyen por las fuentes que son reguladas por conmutación, ya que el precio del transformador de alta frecuencia, de los transistores de conmutación y de los elementos de control es menor que el del transformador de baja frecuencia, además de tener equipos más ligeros y de un volumen menor.

La fuente de alimentación de un sistema electrónico es una fuente de tensión bastante constante con una corriente máxima característica. Se pueden categorizar las fuentes por la corriente que son capaces de aportar o su valor de tensión a la salida, pero la clasificación más básica la marca si son fuentes de alimentación regulada o no regulada. Si es una fuente regulada, la tensión de salida se mantiene dentro de un estrecho rango, con una oscilación inferior al 4% del valor nominal deseado. Esto es independiente de la tensión de línea, de la corriente exigida por la carga y de las variaciones de temperatura. Además de las fuentes de tensión reguladas en tensión

existen las reguladas en corriente. Un ejemplo son los cargadores de baterías, que dependiendo de la zona de trabajo de los componentes de la alimentación regulada, se pueden clasificar entre reguladores lineales o reguladores de conmutación.

En el caso de los convertidores por conmutación los transistores trabajan como interruptores. Esto lleva a que haya una menor disipación de potencia que cuando operan como fuentes. Las variaciones de tensión en el transistor son muy pequeñas cuando se está trabajando con altas intensidades y cuando el transistor no conduce la corriente que pasa a través de él es prácticamente nula y el incremento de tensión entre sus extremos muy alto. Esto es lo que nos lleva a decir que las pérdidas por conducción son bajas, por lo tanto, el rendimiento de los convertidores en conmutación es alto, normalmente, superior al 80%. Sin embargo, las pérdidas por conmutación aumentan proporcionalmente a la frecuencia de la conmutación, por lo que la eficiencia es menor si se trabaja a altas frecuencias. Estos convertidores por conmutación también tienen como ventaja, que pueden usarse para altos niveles de tensión y potencia, son más pequeños que una fuente tradicional no regulada o que una fuente reguladora lineal de prestaciones similares y además tienen una eficiencia mayor.

El regulador de tensión por conmutación tiene un transformador de alta frecuencia para lograr el aislamiento de la fuente de alimentación. Trabaja con una frecuencia de conmutación mucho mayor que la de la línea, reduciéndose el peso y volumen del transformador, así como el de los condensadores y bobinas. Entre 15 y 500kHz suele ser la frecuencia de conmutación, aunque, para evitar ruido en el sistema, la frecuencia debe de ser superior a los 20kHz. Un regulador de tensión mediante modulación del ancho de pulso (PWM) crea una onda de tensión rectangular con alta frecuencia que posteriormente es rectificada y filtrada. El ancho de los pulsos de trabajo será variado para controlar la tensión de salida de CC. Por ese motivo, estos reguladores de tensión se les pueden llamar convertidores CC/CC PWM.

Como se ha dicho con anterioridad, es necesario el uso de convertidores para pasar de una forma de energía eléctrica a otra o de un nivel de tensión a otro. En caso de un convertidor CC/CC, este se utiliza para cambiar la tensión que sale de la fuente, que puede o no ser distinto del nivel de tensión de salida del convertidor. Es muy

frecuente que la entrada del convertidor sea una línea de alterna rectificada o un sistema de almacenamiento de energía. La misión de un regulador de tensión normalmente es suministrarle a la carga una tensión constante, aunque varíe la corriente de la carga, la tensión de entrada en el convertidor o la temperatura. Los convertidores CC/CC PWM pueden hacer que la tensión de salida del convertidor sea mayor que la de entrada o menor. En el primer caso se le llama elevador y en el segundo reductor, aunque hay convertidores que pueden trabajar como elevadores y como reductores a la misma vez. Por otro lado, las tensiones de la salida pueden tener la misma polaridad que la de la entrada, en ese caso son no inversores, o que sí le cambie la polaridad con respecto a la de la entrada, en ese caso son inversores. Además, los convertidores pueden tener una o varias salidas. Hay fuentes de tensión que tienen la salida fija y otras que las tiene variable.

Las fuentes de tensión de salida fija suelen utilizarse para circuitos electrónicos que trabajan con una determinada tensión y potencia. Sin embargo, las fuentes de alimentación de tensión variable suelen ser utilizadas en ensayos, normalmente de laboratorio y otras aplicaciones.

También se pueden clasificar las fuentes entre aisladas y no aisladas. Las primeras tienen aislada la entrada de la salida y pueden utilizarse transformadores para que haya aislamiento entre las diferentes salidas. Las exigencias más típicas para las fuentes de alimentación son bajo coste, alta densidad de potencia y alta eficiencia.

2.3.1. CONVERTIDOR EN ZS DE UNA SOLA ETAPA

Se ha sacado este tipo de convertidor de la clasificación general de convertidores debido a que esta tesis está enfocada en un convertidor en ZS. De hecho, en aplicaciones donde se necesita elevar la tensión, el convertidor de ZS es una buena opción a considerar. Este tipo de convertidor fue presentado por primera vez en 2002 en [15], para la obtención de un inversor. Se presenta como un convertidor diferente, tanto de los de fuente de corriente como de los de fuente de tensión convencionales. Su característica principal es que su red de impedancia o

fuente de impedancia consta de inductores, condensadores y diodos o interruptores semiconductores y son empleados en el circuito para elevar o reducir la tensión. Es un circuito para combinar el convertidor elevador CC/CC y el inversor, utilizando un sistema de conversión de potencia de una sola etapa.

La topología general de un convertidor con ZS es mostrada en la Figura 6. Es una red de dos puertos que consta de dos inductores L_1 y L_2 y dos condensadores C_1 y C_2 conectados en forma de aspa. Estos inductores y condensadores son empleados para formar una fuente de impedancia, más concretamente una ZS, que acopla el convertidor o inversor a la fuente o a la carga CC.

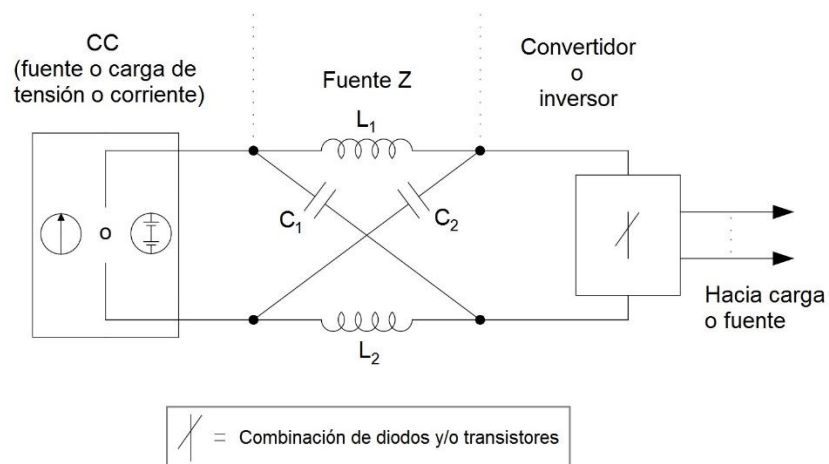


Figura 6. Topología general de un convertidor de ZS.

Para facilitar la comprensión al lector acerca del funcionamiento de un inversor de este tipo vamos a tomar como ejemplo el de la Figura 7. Es un inversor de ZS con salida de tensión trifásica. Un inversor de fuente de tensión trifásico tradicional tiene seis estados activos y dos estados cero el [000 y el 111]. Para el inversor de ZS además de los 8 estados propios del inversor en fuente de tensión son posibles 7 estados adicionales activando dispositivos superior e inferior (al mismo tiempo) de cualquier tramo de una fase, de los tramos de dos fases o todos los tramos de tres fases [15]. Estos estados de disparo directo están prohibidos en un inversor de fuente de tensión tradicional, ya que provocarían un cortocircuito en la fuente. La ZS y los estados de disparo directos que son intercalados en la secuencia de disparos con

los disparos activos, proporcionan una característica única que mejora al inversor de fuente de tensión, de modo que se puede regular el valor de tensión de la salida haciendo regulación sobre el tiempo de duración de los estados de los disparos directos o de cortocircuito. De esta forma se pueden obtener tensiones de salida mayores que las de la entrada. Esto es imposible de conseguir con un inversor de fuente de tensión. Con la ZS se le añade un refuerzo en cuanto a la regulación de tensión que se controla con los estados de cortocircuito. Todos los métodos tradicionales de modulación de ancho de pulso (PWM) se pueden usar para controlar el inversor de ZS y sus relaciones teóricas de entrada y salida siguen siendo válidas. Debido a la característica única de admitir los estados de disparo directo o de cortocircuito se ha llevado a cabo el desarrollo de nuevos métodos PWM como son el control de impulso simple, control de impulso máximo, control de impulso constante máximo y modulación de vectores espaciales arreglar numeración [56], [57], [58], [59], [60], [61], [62], [63]. La ZS ha derivado en otra técnica muy similar la qZ, sus características son muy similares a la ZS pero tiene una diferencia muy significativa, es que trabaja con un estrés de tensión que es la mitad del que sufre la ZS, por este motivo ha sido utilizada para tensiones más elevadas, en [64] se presenta un ejemplo de inversor de qZ para alta tensión.

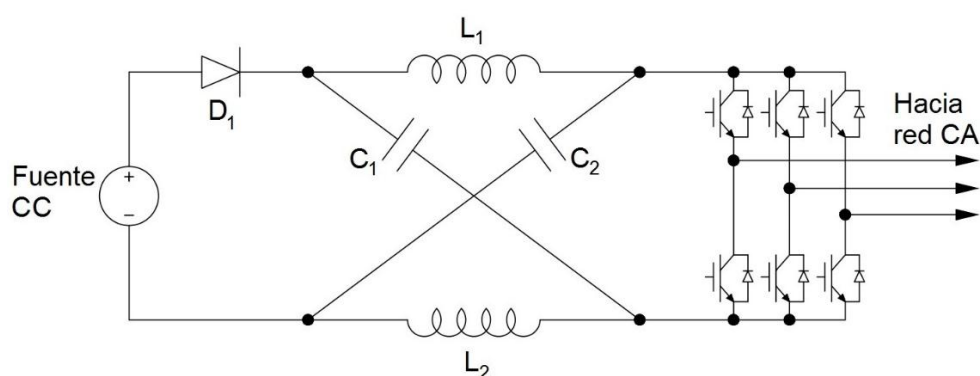


Figura 7. Ejemplo de inversor en ZS trifásico.

2.3.2. CLASIFICACIÓN DE TOPOLOGÍAS

Los convertidores de CC/CC han tenido un importante protagonismo en los últimos años. Se han llevado a cabo mejoras técnicas en los dispositivos activos, se han comenzado a utilizar nuevas topologías además de utilizarse nuevas técnicas de conmutación. Esto se ha visto traducido en mejoras en la eficiencia, obtención de mayores diferencias de tensión entre la entrada y la salida, aumento en la potencia convertida, etc.

A la hora de establecer una primera clasificación de los convertidores CC/CC, se hace según que el flujo energético, este puede darse en una o en dos direcciones. Si solo puede fluir en una, la energía fluirá desde la generación hasta la barra de continua. El convertidor recibe el nombre de unidireccional y es típicamente utilizado en pilas de combustible, placas fotovoltaicas, etc. En caso de que el flujo de energía pueda ir en dos direcciones el convertidor recibe el nombre de bidireccional. Estos convertidores son capaces de transferir energía según ordene su sistema de control. Son muy utilizados en sistemas de almacenamiento de energía como pueden ser las baterías, también como convertidores de unión en barras de CC, etc. Algunos convertidores CC/CC unidireccionales pueden ser utilizados como convertidores bidireccionales cambiando los diodos rectificadores por transistores IGBTs o MOSFETs controlados que permitan el flujo de corriente en ambas direcciones.

Otro criterio para la clasificación de convertidores CC/CC unidireccionales es distinguir si son elevadores o reductores, y esto depende de si la tensión de salida es mayor (elevador) o menor (reductor) que la tensión de entrada al convertidor. Existen convertidores que pueden ser elevadores o reductores indistintamente, dejando constante la tensión de salida y haciendo la función de elevar o de reducir la tensión de entrada. Estos se conocen como convertidores elevadores-reductores.

También existen convertidores que siendo alimentados con una tensión de entrada (constante o variable), su tensión de salida puede ser regulada a voluntad por debajo de la tensión de alimentación o por encima, a este tipo de convertidores se le llama convertidores de salida regulable y están dentro del grupo de los elevadores reductores.

Otra clasificación sería el distinguir entre convertidores aislados (con transformador) y convertidores no aislados (sin transformador). Se necesita un convertidor CC/CC aislado cuando no se puede realizar la conexión de los polos negativos de alta y baja a tierra simultáneamente. También cuando la diferencia de tensión entre la zona de alta y de baja es tan elevada, que para el convertidor no resulta rentable trabajar con tensiones y corrientes tan altas o existe riesgo de que la alta tensión pueda alcanzar a los dispositivos de baja tensión llegando a destruirlos o incluso existiendo riesgo para las personas. Por ese motivo, los convertidores aislados galvánicamente tienen dificultad a la hora de diseñar sus componentes magnéticos. Normalmente se utiliza un núcleo de ferrita para la construcción de transformadores y bobinas.

En electrónica de potencia se suele utilizar el cableado Litz. El cableado se suele diseñar para minimizar el efecto que se produce debido a la frecuencia, llamado efecto pelicular o skin, el cual consiste en que las corrientes se van a la periferia del conductor dejando la parte central libre. Para que no haya material sin uso, el cable se compone de varios hilos de cobre de diámetro pequeño aislados eléctricamente entre ellos y todos estos cables se trenzan para evitar el efecto de proximidad de los conductores y quedan recubiertos bajo una misma película aislante, quedando como conductores conectados en paralelo.

Otra forma de clasificar convertidores es en función de la conmutación de sus dispositivos, si esta es dura o blanda que también se denomina suave. Se entenderá como conmutación dura, la que se produce en un semiconductor si justo en el momento de la conmutación, este está sometido a una elevada diferencia de tensión entre terminales (drenaje y fuente si es un MOSFET o entre colector emisor si es un IGBT), o también cuando el semiconductor es atravesado por un valor elevado de corriente justo en el momento de la conmutación. En cambio, sí en el momento de la conmutación el semiconductor está sometido a tensión baja o cero y corriente baja o cero se habla de conmutación blanda. Existe un rango amplio de conmutaciones entre las duras y las blandas. Las pérdidas de potencia por conmutación son más elevadas en las conmutaciones duras.

Concretamente, cuando la conmutación se produce a voltaje cero se denomina conmutación a tensión cero (ZVS) y si se produce a corriente cero se denomina

conmutación a corriente cero (ZCS). En ambas conmutaciones las pérdidas de potencia son cero y son conmutaciones muy suaves.

Para conseguir la minimización de las pérdidas por conmutación en los dispositivos activos, como los MOSFETs o los IGBTs, se intentará minimizar la potencia que el dispositivo conmutador conduce cuando se produzca dicha conmutación, mejorando así su eficiencia. Cuando los valores de corriente o de tensión en el dispositivo son bajos o cero en el momento de la conmutación se habla de conmutación suave. Si la potencia que pasa por el componente que conmuta es elevada se habla de conmutación dura. En la bibliografía indicada en ese documento se pueden ver varios trabajos que tratan del estudio de convertidores cuya conmutación es suave [11], [65], [66], [67], [68].

Por otro lado, cada etapa del convertidor, ya sea la de entrada o la de salida del mismo, puede ser una fuente de tensión o una fuente de corriente. La etapa de tensión tiene un condensador en paralelo con la barra de CC y la fuente de corriente un inductor en serie con la barra de CC.

2.3.3. CONVERTIDORES CLÁSICOS

Una vez mencionadas las diferentes formas de clasificar convertidores se continuará con diferentes topologías.

En la Figura 8 hay representados tres tipos de convertidores clásicos de fuente de tensión. Dentro de esta Figura, la indicada como (a) muestra un convertidor de fuente completo, la (b) de medio puente y la (c) “push-pull”.

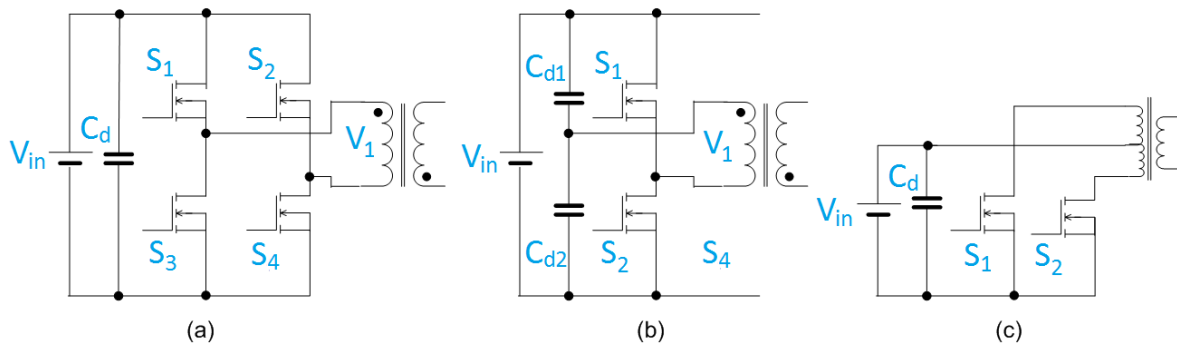


Figura 8. Topologías de convertidores en fuente de tensión. (a) puente completo. (b) medio puente. (c) "push-pull".

En el convertidor de puente completo se aplica toda la tensión a través del devanado. Teniendo en cuenta que la corriente de los convertidores es la potencia de salida dividida entre la tensión. Para una misma potencia convertida, la tensión es doble en el convertidor de puente completo si se compara con la tensión del de medio puente y la corriente es la mitad. Luego el puente completo está sometido a un estrés de tensión doble que el medio puente y este último a un estrés de corriente doble que el puente completo mientras que en la configuración push-pull, es la tensión la que duplica su valor. También, en cada periodo la corriente a través del primario del transformador es una onda alterna completa en el medio puente y en el puente completo, pero el push-pull requiere de doble bobinado primario. Por un semi-devanado circula la semionda positiva de corriente y por el otro semi-devanado la semionda negativa.

En la Figura 9 se muestran algunos de los convertidores de fuente de corriente clásicos. El de la Figura 9 (a) es un convertidor de corriente de puente completo, el de la Figura 9 (b) es un convertidor de medio puente con doblador de corriente, también llamado tipo L y la Figura 9 (c) muestra un convertidor de fuente de corriente pero en montaje push-pull. El convertidor de fuente de corriente puede llegar a considerarse como un convertidor elevador aislado. El funcionamiento más básico de este convertidor consiste en cortocircuitar la fuente de tensión a través del inductor, para así almacenar la energía en el inductor. Después, la energía almacenada en el inductor y alguna más, se transferirá a la salida del convertidor a través del transformador, cuando se abra el conmutador correspondiente. Si la carga

es equilibrada, la tensión de salida es igual al producto de la tensión de entrada por la relación de transformación.

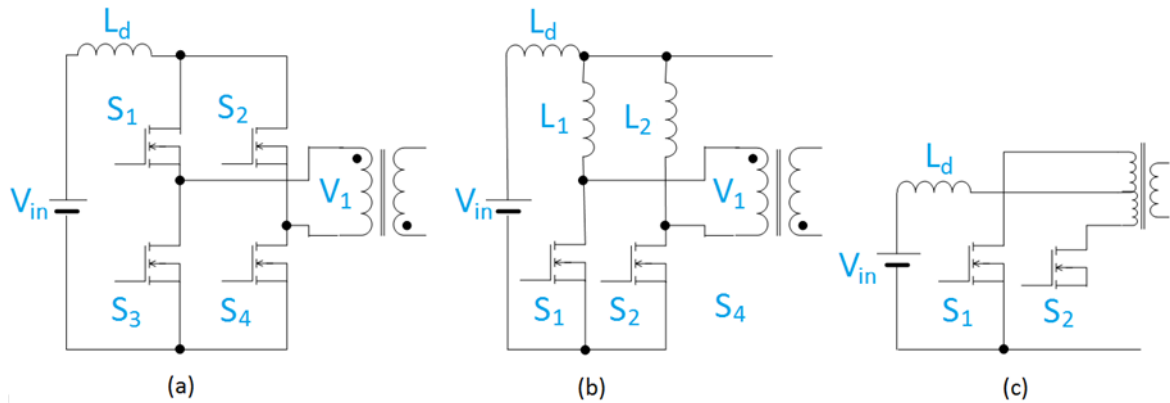


Figura 9. Topologías de los convertidores de fuente de corriente: (a) puente completo, (b) medio puente con doblador de corriente (o tipo L) y (c) “push pull”.

Los convertidores CC/CC aislados de alta frecuencia están cobrando cada vez más relevancia en el ámbito de la alta potencia debido a su alta densidad energética y bajo coste. Se están proponiendo convertidores constituidos por doble puente activo con aislamiento de alta frecuencia o convertidores de doble puente con desplazamiento de fase para aplicaciones de alta potencia [69]. Sobre esta base se han realizado modificaciones más actuales [70], [71].

Dependiendo de la fuente de energía en cuestión, habrá ciertos convertidores que se adaptarán más a la fuente y a su aplicación. Si hablamos de pilas de combustible, estas trabajan con una tensión relativamente baja, pero con altas intensidades. Se han llevado a cabo numerosos estudios y publicaciones acerca de convertidores CC/CC aislados unidireccionales para pilas de combustible [72]. Los hay basados en puente completo, push-pull y topologías alimentadas por corriente o por tensión [65], [8], [73], [74].

Si hablamos de medias potencias y bajas tensiones, los convertidores de puente completo alimentados por tensión son los preferidos [65], [71]. Son los más apropiados para elevar la tensión de una FC, pero la tensión presenta una forma de onda cuadrada en el primario del transformador con una amplitud mayor a la de la

tensión de entrada. Por este motivo se necesita un circuito supresor para evitar sobretensiones en los transistores. Para evitar esto, hay autores que proponen el uso de transformadores trifásicos con los convertidores [26], [75], aunque también hay otros autores que proponen el uso de una inductancia de fuga en el transformador como dispositivo de transferencia de energía. Pueden encontrarse diferentes modificaciones de esta configuración en [76]. Los convertidores de CC/CC alimentados en tensión sufren problemas debidos a las grandes inductancias de magnetización del transformador, que son debidas a su vez a las relaciones de transformación tan grandes que se llevan a cabo [77], [78]. El estudio de la inductancia de fuga del transformador revela que se puede lograr una inductancia de fuga extremadamente baja, lo que permite disipar la energía almacenada. Esto se consigue con un intercalado completo de los devanados primario y secundario, de este modo se puede evitar el sobredimensionamiento de la tensión nominal de los dispositivos de conmutación primarios, reduciendo significativamente las pérdidas de conducción de los dispositivos [26].

En los convertidores de puente activo doble, la integración de la inductancia de cambio de fase en el transformador de frecuencia media es una forma efectiva de mejorar la densidad de potencia general. A diferencia de la estructura integrada de inductancia de fuga existente, en [79] se propone una estructura integrada de inductancia de fuga mejorada de devanado concéntrico, que incluye un núcleo adicional.

También superponiendo los devanados primario y secundario para atenuar las inductancias de fuga de los transformadores se consigue aumentar la relación de transformación.

Los convertidores de fuente de tensión tratados anteriormente pueden adaptarse y hacerse bidireccionales, pudiendo ser aplicados a baterías o supercondensadores y aplicados a sistemas de generación híbridos, de modo que el supercondensador y/o la batería pueden cargarse y descargarse mediante el uso de convertidores bidireccionales de fuente de tensión con transformador de alta frecuencia que se encargue de mantener la tensión de la barra de CC lo más constante posible [8].

En caso de trabajar con paneles fotovoltaicos [80], [62], [81], [82], es necesario, antes de conectarse a la barra de CC, acondicionar la energía mediante un convertidor CC/CC unidireccional. También se pueden crear sistemas híbridos donde se genere energía procedente de una fuente de alterna como una microturbina y un convertidor matricial indirecto [83], haciendo el acoplamiento de placas solares o fuentes de continua estables y baterías en la barra de CC del convertidor matricial. Además del aprovechamiento de la energía de la fuente de continua, también y mediante la etapa de salida del convertidor matricial trabajando en modo inverso se puede aprovechar los excedentes de la red de alterna, como se expone en [13]. Para conseguir bajas pérdidas de conmutación es necesario utilizar una conmutación suave tanto en la conexión como en la desconexión de los dispositivos de conmutación. Cuanto más suavidad se consiga en el conjunto de todas las conmutaciones menos pérdidas de potencia se tendrán debido a la conmutación, como sucede en [11], [67], [68], donde se presentan técnicas de conmutación suave.

También existen muchos otros tipos de convertidores, por ejemplo, un convertidor CC/CC multinivel, que combina un convertidor elevador y con una función de condensador conmutado para lograr obtener distintas salidas. Puede ser encontrado en [84]. Este tipo de convertidores son propuestos para sistemas donde hay controlados varios niveles de tensión.

2.3.3.1. Convertidores de pequeña potencia y de gran potencia

Dentro de las grandes clasificaciones de convertidores CC/CC cabe destacar los que están preparados para convertir pequeñas potencias, así como los que convierten grandes potencias. El diseño de un convertidor para transferir altas potencias supone un reto, esto es debido a que los dispositivos de conmutación y los componentes pasivos no están disponibles de forma inmediata.

De hecho, para aplicaciones de alta potencia se requieren numerosos dispositivos en paralelo. Para el mismo nivel de potencia no varía mucho el área de silicio necesaria, pero sus componentes magnéticos y la interconexión son muy

diferentes, una de estas diferencias se ve representada en las pérdidas. Sin embargo, si hablamos de convertidores de baja potencia, la interconexión no crea ningún problema. Para este tipo de convertidor, el número de conmutadores es reducido. Si se quiere reducir el número de conmutadores se puede utilizar una topología de convertidor de fuente de corriente de medio puente para el lado de alta tensión.

En los siguientes apartados se describirán las topologías de convertidores más utilizadas en la actualidad tanto de unidireccionales como de bidireccionales, indicando si son aptos para alta, baja y/o media potencia, así como sus ventajas y desventajas.

2.3.3.2. Convertidor unidireccional elevador con inductancia pulsada

El circuito mostrado en la Figura 10 muestra un circuito elevador de inductancia pulsada. La adaptación del nivel de tensión viene marcada por la relación de espiras que existen entre los inductores L_1 y L_2 , los cuales están acoplados magnéticamente. La principal ventaja de este convertidor es su simplicidad, sin embargo, tiene como desventajas su carencia de aislamiento galvánico y, sobre todo, su bajo rendimiento. Para que no se produzcan sobretensiones en el transistor es necesaria la instalación de un circuito supresor lo que conlleva a reducir el rendimiento hasta en un 10%, ya que disipará potencia. Por lo dicho anteriormente, esta topología solo podrá ser utilizada para bajas potencias. Si se quiere trabajar con altas potencias, se pueden instalar en paralelo varios convertidores de esta topología, que sería la técnica multi-fase de conmutación activa.

El diseño multifase minimiza el volumen magnético y añade la ventaja de reducir la interfaz eficaz en el condensador elevador. De hecho, el regulador multifase es el precedente para conseguir un aumento de las densidades de potencia del regulador.

En el diseño multifase cabe destacar que cuanto mayor sea el número de convertidores conectados en paralelo mejor será la calidad de la corriente, ya que su

rizado será menor. En este diseño, los módulos funcionan con la misma frecuencia de conmutación. Sus ondas se encuentran desfasadas entre si durante un periodo de conmutación de 2π entre el número de convertidores que haya conectados en paralelo.

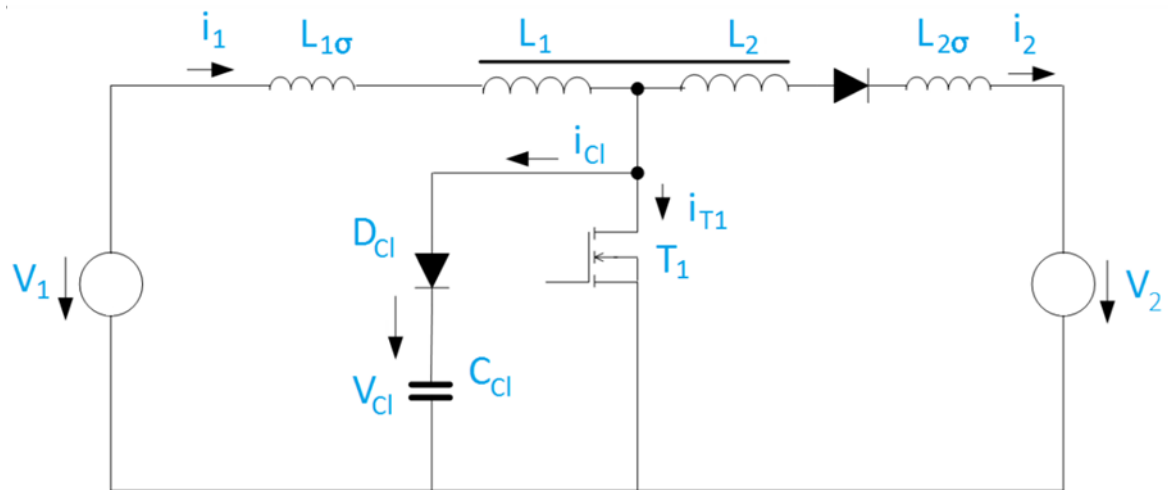


Figura 10. Convertidor elevador con Inductancia pulsada.

2.3.3.3. Convertidores unidireccionales de puente completo

Hay dos clases de convertidores de puente completo [85], los alimentados en tensión y los alimentados en corriente. Se van tratar con algo más de detalle de cada uno de ellos:

- Convertidores unidireccionales de puente completo alimentados en Tensión:

Comúnmente este tipo de convertidor suele utilizarse para reducir tensión cuando se trabaja con medias potencias, pero también se puede utilizar para elevar tensión. Su puente de transistores genera una onda de tensión alterna cuadrada, la cual llega al transformador y posteriormente es rectificada por los diodos. El esquema de este convertidor puede observarse en la Figura 11. El valor medio de la tensión de salida vendrá marcado por L_2 . Regulando el valor del ciclo de trabajo de la señal cuadrada a la entrada del transformador,

se controla el valor de tensión a la salida del convertidor y por tanto la ganancia tensión del convertidor. Los diodos situados en el secundario del transformador, rectifican la tensión de salida del secundario del transformador, dejando la corriente con un pequeño rizado con la ayuda de L_2 . Estos diodos necesitan altas tensiones en contra para su bloqueo. El control de este tipo de convertidores es relativamente sencillo.

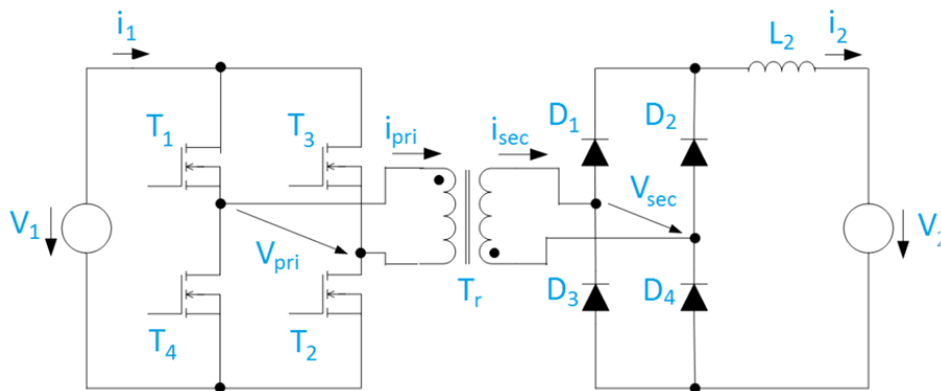


Figura 11. Convertidor de puente completo alimentado en tensión.

- Convertidores unidireccionales de puente completo alimentado en Corriente:

Un ejemplo de circuito elevador es mostrado en la Figura 12. Los transistores de este circuito consiguen hacer una onda cuadrada.

El circuito, mostrado en la Figura 12, trabaja como elevador. La potencia con la que es capaz de trabajar este tipo de circuito es similar a la utilizada por convertidores de tensión. Este circuito forma una onda cuadrada mediante los transistores. Cuando todos los transistores están activos al mismo tiempo la tensión que llega al primario del transformador es cero. En este tiempo la energía se almacena en la bobina denominada L_1 . Cuando se conectan T_1 y T_2 o T_3 y T_4 se logra una tensión cuadrada en el primario del transformador con mayor amplitud que la tensión de entrada V_1 . Cuando la tensión sale del secundario del transformador los diodos se encargan de rectificar esta tensión obteniéndose V_2 , lo que conlleva que la tensión de estrés de los diodos esté limitada y no haga falta conectar más diodos en serie, cosa que sí es necesaria si fuera un convertidor en tensión. Para proteger a los transistores

de sobretensiones por las inductancias de fuga del transformador es necesario instalar un circuito supresor. Comparando las emisiones electromagnéticas de este circuito con las de los alimentados en tensión, hay que decir que en este son inferiores debido a que el circuito oscilante parásito del primario tiene una resistencia menor.

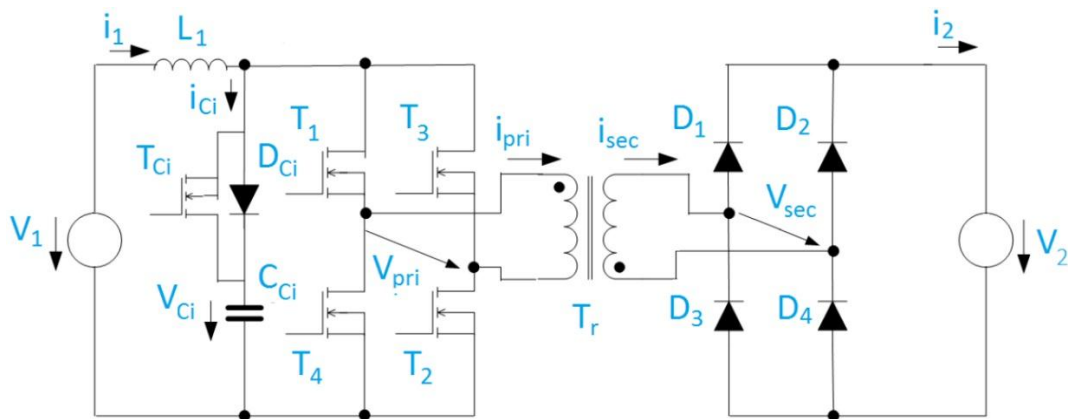


Figura 12. Convertidor de Puente Completo alimentado en corriente.

2.3.3.4. Convertidor bidireccional sin aislamiento galvánico

Para hablar de este tipo de convertidor nos vamos a centrar en su ejemplo sencillo, un convertidor reductor tipo buck, el cual se muestra en la Figura 13 (unidireccional) y Figura 14 (bidireccional). Se logra que el convertidor unidireccional sea bidireccional sustituyendo el diodo D_1 por un MOSFET denominado M_2 con diodo de recuperación denominado d_2 . Cuando el convertidor bidireccional trabaja en modo reductor (la energía se desplaza de V_c hacia V_B), en primer lugar durante el ciclo de trabajo actúa el transistor M_1 y luego, el resto del periodo, se produce la recirculación de corriente de la bobina a través del diodo d_2 , estando M_1 desactivado. Con el ciclo de trabajo se regula la ganancia del convertidor.

En la otra dirección el convertidor, se convierte energía desde V_B hacia V_c , este es el modo elevador, esto ha sido posible con la colocación del transistor M_2 , este modo funciona activado M_2 durante el ciclo de trabajo, entonces se energiza la

bobina L , después durante el resto del periodo se desconecta M_2 y a través del diodo de recuperación de M_1 , d_1 , L se descarga sobre la batería de tensión V_C , hay que aclarar que para que esto suceda V_B tiene que disponer de energía propia. Este convertidor será apto para bajas potencias. Para el convertidor de la Figura 14, si la corriente se mueve desde V_C hacia V_B la energía se transfiere de igual manera que en un convertidor reductor "buck". Si la corriente se mueve desde V_B hacia V_C la energía es transmitida como en un convertidor elevador "boost". Una aplicación llamativa de este convertidor es su uso como cargador de baterías para sistemas satélites (y descargador) [86], todo dependiendo de la potencia y de las tensiones de alimentación y de salida. Este tipo de convertidor también es bastante utilizado en el mundo del automóvil.

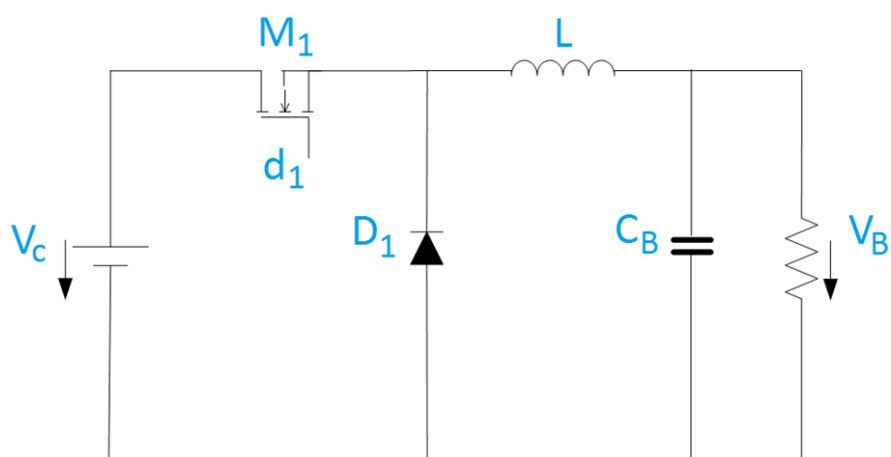


Figura 13. Convertidor reductor unidireccional.

Hay diversas variantes de esta topología de convertidor, y algunas de ellas pueden encontrarse en la bibliografía de esta tesis. Estas variantes consiguen aumentar el rendimiento, ya que realizan las conmutaciones de los interruptores a corriente o tensión cero [87].

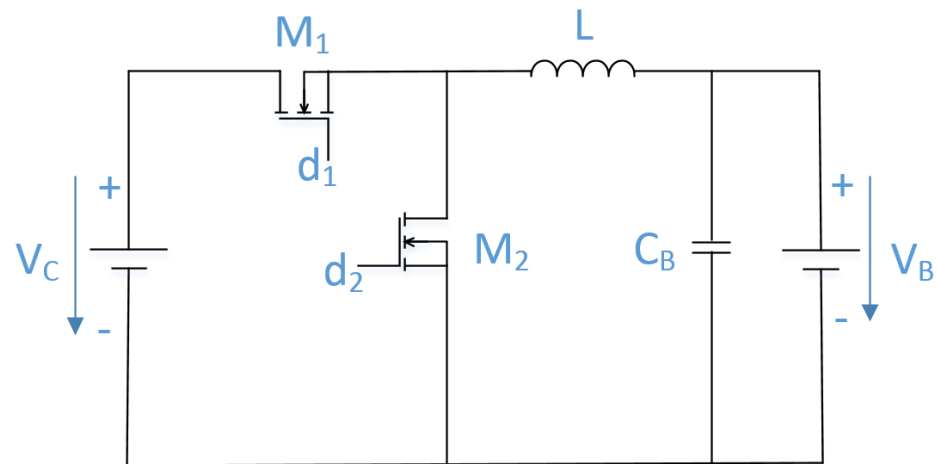


Figura 14. Convertidor reductor y elevador bidireccional.

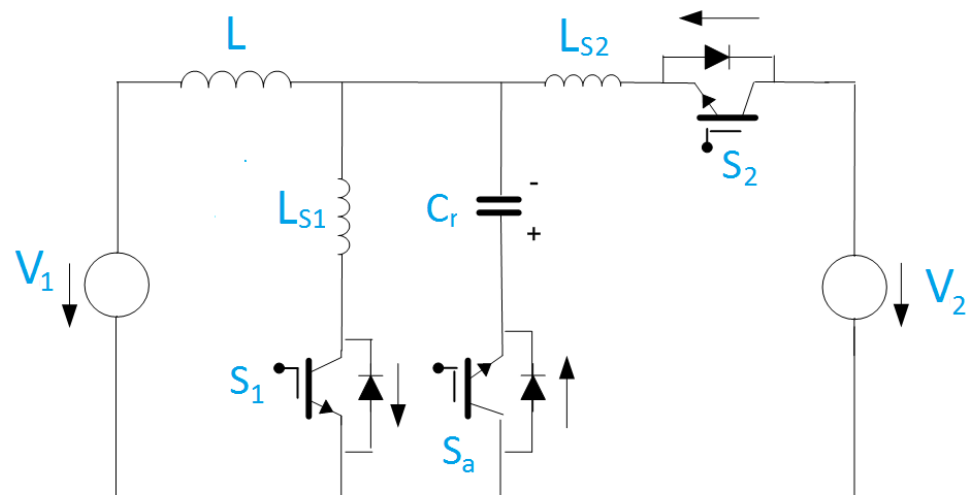


Figura 15. Convertidor ZCS elevador/reductor bidireccional.

En la Figura 15 se muestra una topología de convertidor elevador / reductor bidireccional con conmutación a corriente cero.

2.3.3.5. Convertidor bidireccional con aislamiento galvánico

Existen muchos tipos de convertidores con aislamiento galvánico, Dentro de los convertidores con aislamiento galvánico, el convertidor bidireccional más sencillo es de retroceso o flyback. Al igual que en el convertidor reductor, en este también basta con sustituir el diodo rectificador DF por un transistor MF para pasar de unidireccional a bidireccional [88]. En la Figura 16 se muestra un convertidor de retroceso normal y en la Figura 17 un convertidor de retroceso bidireccional. Si lo que se quiere es transferir energía tanto de V_o a V_s como de V_s a V_o , el convertidor que resulta es un convertidor flyback. La ganancia del convertidor en ambas direcciones depende de la relación de transformación del transformador y del valor del ciclo de trabajo.

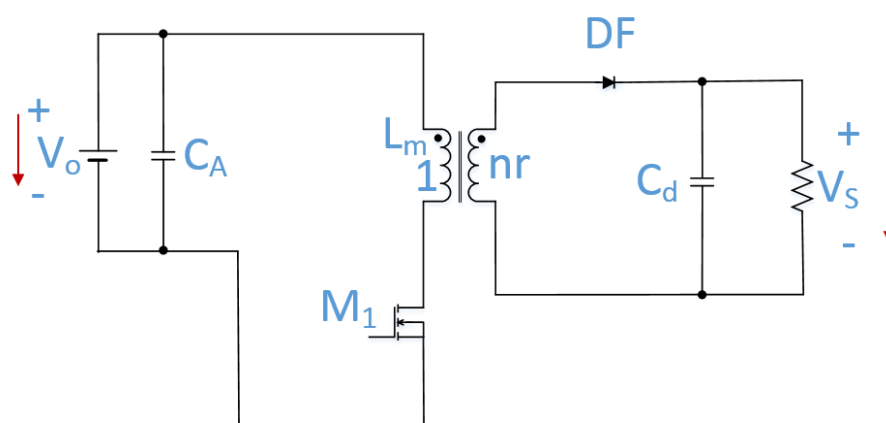


Figura 16. Convertidor de retroceso "flyback".

Para explicar el funcionamiento de este convertidor se usa la Figura 17 que puede trabajar en dos direcciones.

Cuando transfiere energía de V_o hacia V_s se activa el transistor M_1 durante el ciclo de trabajo, produciéndose la energización del inductor L_m , y comienza a circular corriente a través de d_2 , cuando se desconecta M_1 se produce la des-energización de L_m a través del secundario del transformador, siendo la energía almacenada en forma magnética en L_m transmitida a V_s a través del diodo de recuperación de MF, llamado d_2 .

Para transferir energía desde V_s hacia V_o , se hace el funcionamiento inverso, actuando sobre el transistor M_F que se activa durante el ciclo de trabajo, produciéndose la energización del transformador, y a la misma vez también se produce una corriente que circula desde el primario del transformador hacia V_o cerrando el circuito a través del diodo de recuperación d_1 . Cuando se desconecta M_F la descarga de la energía almacenada en el núcleo del transformador se transfiere a V_o , también usando el diodo de recuperación de M_1 , denominado d_1 .

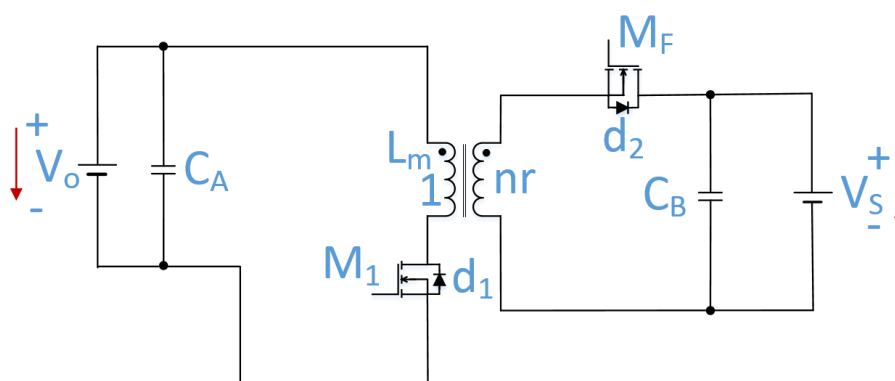


Figura 17. Convertidor de retroceso "flyback" bidireccional.

Pueden ser muy diversas las aplicaciones de este tipo de convertidores, por lo que todo va a depender de la potencia y tensiones de trabajo. Pueden utilizarse en cargadores de baterías, sistemas de computación, sistemas de alimentación ininterrumpida, sistemas aeroespaciales y circuitos para realizar el control de motores [89].

2.3.3.6. Convertidor bidireccional para altas potencias

Si se quieren convertir altas potencias se pueden utilizar convertidores de puente completo, medio puente o push-pull. De hecho, en la bibliografía se pueden encontrar diferentes tipos de convertidores diseñados para transformar altas potencias [14], [85], [90], [91].

Al igual que en los convertidores anteriores, en esta topología también se puede realizar el cambio, con relativa sencillez, de convertidor unidireccional a bidireccional. La modificación sería sustituir la etapa de rectificación por interruptores que permitan el flujo de corriente en ambas direcciones. La Figura 18 esquematiza un convertidor bidireccional de alta potencia.

Que el convertidor sea alimentado con fuente de tensión o con fuente de corriente depende de en qué zona del convertidor esté colocada la bobina. Si la bobina está situada a la entrada del convertidor, este recibirá el nombre de convertidor alimentado con fuente de corriente, sin embargo, si la bobina se encuentra en la salida del convertidor este recibirá el nombre de convertidor alimentado con fuente de tensión.

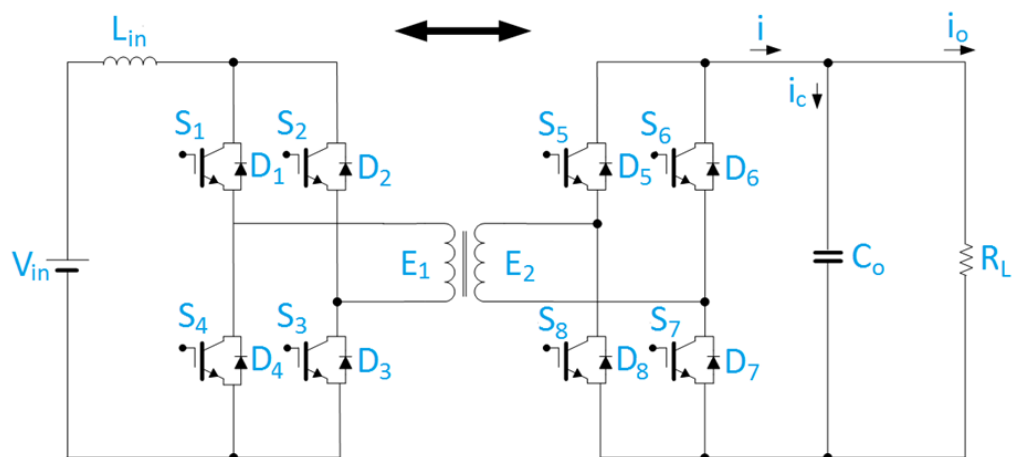


Figura 18. Convertidor bidireccional de alta potencia alimentado en corriente.

En la Figura 18 se muestra el ejemplo de un convertidor alimentado en corriente. Esto puede apreciarse fácilmente, ya que la bobina se encuentra en la entrada (parte izquierda de la figura). Debido a la construcción que tiene este convertidor, hay que tener en cuenta la inductancia de dispersión (L_{disp}) que es producida por el transformador de alta frecuencia de este tipo de convertidor.

2.3.3.7. Convertidor doble puente completo bidireccional sin bobina

Este tipo de convertidor es bidireccional y utiliza un transformador y dos puentes completos. Lo más característico es que no tiene bobina, por tanto, las únicas inductancias que tiene son las que constituyen el transformador, las debidas a los flujos dispersos del transformador y la del flujo que enlaza los dos bobinados [10]. Su técnica de conmutación esta implementada mediante una técnica de desplazamiento de fase, de modo que cada dirección de la corriente del transformador se hace con dos transistores distintos.

El periodo de conmutación se divide en dos semiperiodos y cada semiperiodo se utiliza para una dirección de corriente en el transformador. Admite más de una técnica de conmutación y estas pueden presentar distinta suavidad. Como ejemplo de conmutación suave sería la conmutación S_1S_3 , S_1S_2 , S_2S_4 y S_4S_3 con cuatro etapas.

Para controlar el flujo de energía convertida se puede actuar sobre la inductancia de dispersión del transformador (esta actuación se puede hacer en el diseño del convertidor), sobre la frecuencia de conmutación o sobre la conmutación. Este convertidor es mostrado en la Figura 19 y no puede convertir en las dos direcciones a la vez.

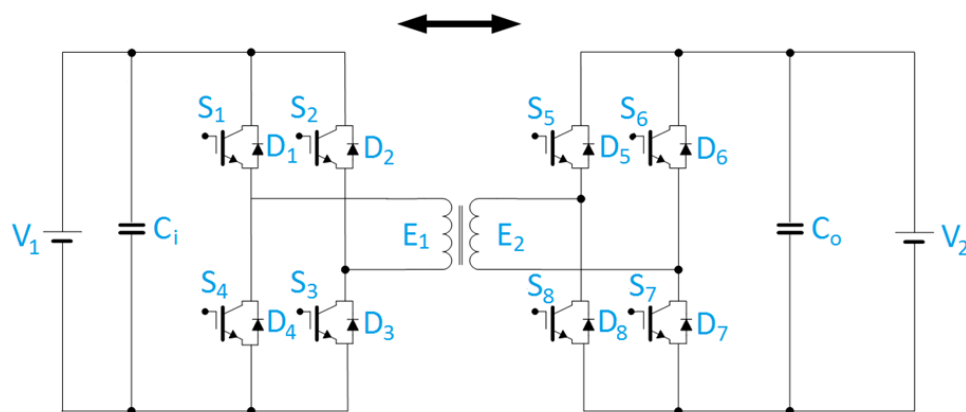


Figura 19. Convertidor bidireccional doble puente sin bobina.

Las ventajas más significativas de este tipo de convertidores son:

- Al solo contar con los interruptores de ambos puentes y con dos filtros por condensador se reducen el número de elementos por convertidor.
- Facilidad a la hora de seleccionar los interruptores, ya que las tensiones de estrés de estos vienen fijadas por las tensiones de entrada y salida, y no de la relación de transformación o de cualquier otro elemento.

Las desventajas principales de esta topología de convertidor son:

- El diseño del transformador es complicado, ya que necesita el uso de técnicas avanzadas para lograr la inductancia de dispersión correcta. Esto conlleva un coste elevado.
- Tiene problemas debido a las emisiones electromagnéticas, las cuales aparecen más acentuadas debido al uso de frecuencia variable. De hecho, en algunas aplicaciones no se permite su uso debido a las perturbaciones que estas emisiones ocasionan en otros sistemas electrónicos.

2.3.3.8. Convertidor doble medio puente bidireccional

Se trata sobre este tipo de convertidores en las referencias [67], [92], [68]. Este convertidor bidireccional utiliza, como su nombre indica, dos convertidores de medio puente. En él se pretende reducir el número de elementos que se suelen utilizar en los convertidores bidireccionales de dos puentes completos. Para conseguir altos rendimientos hay que utilizar la técnica de conmutación adecuada para llegar a tener conmutaciones a tensión y corriente cero bajo una potencia y frecuencia adecuadas.

La densidad de potencia de este tipo de convertidores es más elevada que un convertidor de puente completo trabajando con la misma potencia, esto es debido a que tiene la mitad de elementos. El principio de funcionamiento de este convertidor es similar al de puente completo. Para convertir energía en cualquiera de las direcciones (por ejemplo de primario a secundario), la conmutación consiste en controlar en el mismo periodo los interruptores del primario con ciclos de trabajo

máximos del 50%, de modo que S_1 ocupa como máximo, la mitad del periodo y S_2 la otra mitad, por lo tanto, se tendrá un desplazamiento de fase de un semiperiodo entre la conmutación de S_1 con respecto a la de S_2 . El convertidor puede funcionar como un convertidor elevador o reductor en ambas direcciones, pero no puede funcionar en ambas direcciones al mismo tiempo. La ganancia depende principalmente de la relación de transformación del transformador. Una vez definida la relación de transformación, para regular la tensión y la potencia convertida en cada momento hay dos variables con las que se puede hacer este control, una es la frecuencia de conmutación y otra es el ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo puede variar entre 0% y 50% del periodo de conmutación y la frecuencia tiene un rango de trabajo adecuado, que depende de los componentes del circuito (sobre todo transformador y condensadores) y de la potencia que se quiere convertir. Este convertidor puede ser conmutado como convertidor resonante.

También, para lograr la variación de la tensión a la salida se puede hacer uso de la inductancia de dispersión del transformador, ya que este afecta a la transferencia de flujo de potencia del primario al secundario.

En la Figura 20 puede verse esta topología de convertidor bidireccional.

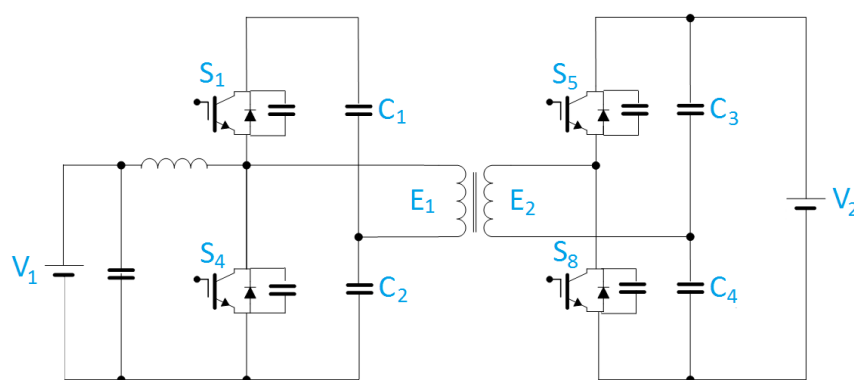


Figura 20. Convertidor doble medio puente bidireccional.

Las principales ventajas de este tipo de convertidor son:

- Su coste es reducido, debido a que cada convertidor tiene un reducido número de elementos.
- Densidad de potencia alta en comparación con un convertidor de puente completo que trabaje con la misma potencia.
- Ocupa menos espacio que el de puente completo.
- Incorporando más elementos y mediante una técnica de conmutación resonante, se puede conseguir que durante todo el rango de trabajo las conmutaciones se lleven a cabo a tensión y corriente cero (ZVZCS), con esto se obtienen rendimientos altos pero esto se consigue a costa de un control de la conmutación muy complicado.

Sus principales desventajas son:

- La complejidad que tiene el diseño de su transformador, ya que la inductancia de dispersión tiene un papel primordial en el funcionamiento del convertidor.
- Necesita un control complejo. Es sugerido el uso de un procesador digital de señales.
- Existen limitaciones para el uso de este convertidor, ya que el estrés de tensión en los transistores es el doble de la tensión de entrada, y en el secundario el doble de la tensión de salida.
- El uso de frecuencia variable supone mayores problemas debido a las emisiones electromagnéticas, lo cual supone la imposibilidad de emplearse en ciertos sistemas electrónicos.

2.3.3.9. Puente completo bidireccional con esquema unificado para conmutaciones suaves y capacidad de arranque desde tensión cero en modo elevador

Según la propuesta realizada por varios autores [93] y [50] este convertidor bidireccional incorpora un esquema unificado que sirve para lograr conmutaciones más suaves. Esta es una rama constituida por un condensador y un interruptor en

serie que son los utilizados para lograr estas conmutaciones suaves en ambas direcciones de la energía. Cuando el convertidor trabaja en modo reductor se pueden llegar a lograr conmutaciones a tensión y corriente cero (ZVZCS) en determinados rangos de funcionamiento, siempre y cuando se utilice la técnica de conmutación adecuada. Cuando el convertidor trabaja en modo elevador se pueden lograr conmutaciones suaves para ciertos rangos de trabajo, esto se consigue ZVS. En este caso, la misma rama limita la tensión pico del transitorio en los interruptores y el interruptor adicional conmuta al mismo tiempo que esto ocurre, consiguiendo así conmutar a tensión cero.

Este convertidor trabajando en modo elevador puede arrancar desde tensión cero a través de un devanado auxiliar que se encuentra en la bobina del convertidor. En la Figura 21 es mostrado el esquema de un convertidor de puente completo con rama auxiliar para conmutaciones suaves y con devanado auxiliar para lograr el arranque desde tensión cero cuando esté trabajando en modo elevador.

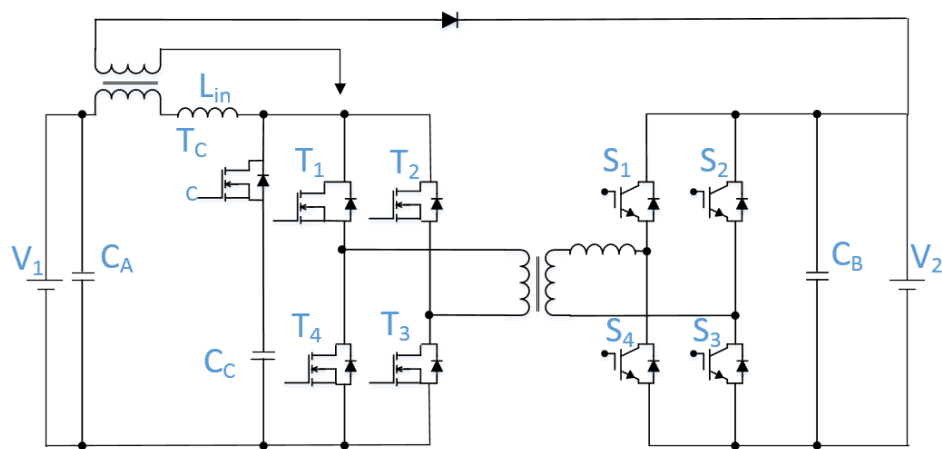


Figura 21. Convertidor de puente completo bidireccional, con conmutaciones suaves y capacidad de arranque a tensión cero en modo elevador.

Los autores probaron este convertidor para una potencia de salida de 5kW con una tensión de entrada de 12V, lo que quiere decir que es capaz de elevar tensiones muy pequeñas.

Las ventajas a destacar de este tipo de convertidor son:

- En modo elevador tiene capacidad de arranque desde tensión cero.
- En modo elevador y reductor puede realizar conmutaciones a tensión y corriente cero utilizando el mismo interruptor auxiliar si utiliza la técnica de conmutación adecuada.
- Trabaja a frecuencia constante.
- Puede lograr grandes rendimientos aun trabajando con altas cargas.

Las desventajas más destacables de esta topología son:

- Requiere un control complejo, ya que necesita dos controladores PWM para el modo elevador y uno para el modo reductor.
- Está compuesto por muchos elementos costosos, lo que conlleva el aumento del coste total del convertidor.

2.3.3.10. Convertidor de medio puente y “push-pull” bidireccional

Esta propuesta de convertidor se puede encontrar en [94]. Este convertidor está formado básicamente por un transformador de alta frecuencia, un medio puente a un lado del transformador y una salida push-pull que es alimentada por corriente. Se ha añadido un devanado en el transformador L_1 , con unos diodos para evitar desequilibrios de tensión en los condensadores del medio puente. Además, este devanado logra que los condensadores C_1 y C_2 del medio puente se carguen de la misma forma y al mismo tiempo cuando la energía es enviada desde el push-pull hacia el medio puente. En la Figura 22 se puede observar la configuración de este transformador.

Los devanados de los transformadores de avance y retroceso están conectados en serie en el lado primario y en paralelo en el lado secundario. Este convertidor no tiene problemas de arranque ni picos de alto voltaje en los interruptores, que son inherentes a los convertidores bidireccionales alimentados por corriente y voltaje. Es fácil lograr una conmutación suave mediante el control y el diseño adecuados. El

transformador incorporado actúa como un inductor de filtro que reduce la ondulación.

Cuando los condensadores del medio puente están descargados y el transformador transfiere energía del push-pull al medio puente (modo elevador) aparecen problemas de sobrecorriente en la bobina.

Este problema aparece si no se controla el aumento de la corriente en la bobina. Si esto ocurre se necesitaría que la tensión de salida lograra un valor aceptable para así desmagnetizar la bobina y lograr que la corriente disminuya.

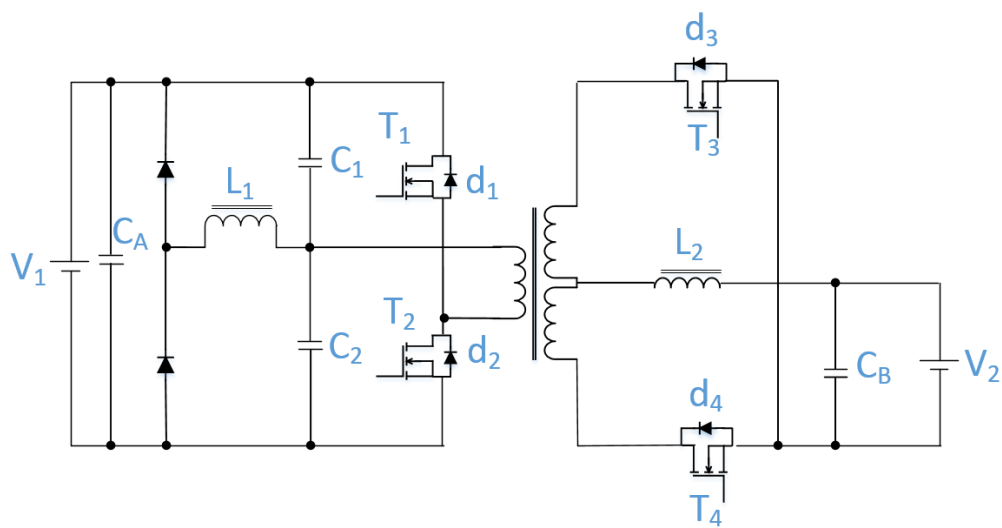


Figura 22. Convertidor medio puente y “push-pull” bidireccional.

Para conseguir reducir el exceso de corriente en el convertidor se utilizaría una resistencia conectada en serie con la bobina para que la energía se disipe en forma de calor y así limitar la entrada de corriente en el arranque del convertidor. Una vez que los condensadores del convertidor alcancen una tensión conveniente esta resistencia se cortocircuitará con un interruptor para que el convertidor funcione de forma normal. Por este motivo los autores proponen la utilización de este tipo de convertidor para bajas potencias ya que, si se utiliza para altas potencias, cuando se arranca el convertidor en modo elevador, este desperdicia una cantidad considerable de energía.

Las ventajas más destacables de este tipo de convertidor son las siguientes:

- Frecuencia constante.
- Principio de funcionamiento sencillo.
- Compacto.

Sus principales desventajas son:

- La necesidad de incluir un devanado adicional al transformador, cosa que dificulta el diseño del mismo.
- Necesidad del uso de una resistencia con su mecanismo de activación y desactivación.
- La tensión a la que están sometidos los interruptores del push-pull duplica la tensión de salida.

2.3.3.11. Convertidor de retroceso bidireccional

Este tipo de convertidor bidireccional ha sido tratado en [95], [96], [97], [98]. Este convertidor consigue el aislamiento galvánico mediante el transformador de alta frecuencia, en su forma más básica está compuesto por dos condensadores situados a ambos lados del transformador al igual que los transistores. En la Figura 17 se puede observar un convertidor de retroceso bidireccional.

Anteriormente ha sido expuesta la forma de obtenerlo partiendo del convertidor de retroceso unidireccional.

Este convertidor almacena en el transformador durante la actuación de cada uno de los transistores, durante su ciclo de trabajo correspondiente, parte de la energía que sale de la fuente y después del ciclo de trabajo, cuando se desconecta el transistor correspondiente; la energía almacenada es aportada por el transformador al circuito complementario durante el tiempo restante; lo cual es un funcionamiento sencillo. Este convertidor puede trabajar en diferentes modos de conducción, como son el modo de conducción continua (MCC) y el modo de conducción discontinua (MCD). El control puede llevarse a cabo mediante corriente promediada o por corriente de

pico, siendo ambos fáciles de implementar. Este tipo de convertidor se suele utilizar con mediana potencia, ya que al trabajar con corrientes pulsantes en primario y secundario se producen corrientes eficaces grandes, lo cual provoca pérdidas bastante considerables.

Las ventajas más destacables de esta topología son:

- Es un convertidor fácil de construir, ya que la implementación del control y su principio de funcionamiento son muy sencillos.
- También los dos transistores utilizados están conectados a tierra, lo que facilita su control y la integración de los disparadores con los transistores.
- Resulta muy económico debido a que solo un pequeño número de componentes son utilizados en su construcción.
- Como está formado por pocos elementos su volumen es reducido y su estructura compacta. Permite el arranque del convertidor aun teniendo carga cero en los condensadores.

Los inconvenientes más reseñables de esta topología son:

- Tiene elevadas pérdidas por conmutación, debido a que se trabaja con corrientes pulsantes a ambos lados del transformador pero estas pérdidas han sido reducidas con los nuevos dispositivos de los semiconductores de carburo de silicio.
- Lo justificado en el punto anterior también conlleva que no sea recomendable su uso para potencias elevadas, pero con los nuevos dispositivos de carburo de silicio se ha conseguido aumentar la potencia convertida con estos convertidores.
- El mayor inconveniente es el diseño del transformador ya que se hace bastante complicado debido a que se debe incluir en él una inductancia de dispersión con un valor determinado, lo que nos obliga a entrelazar parte de los bobinados del primario y secundario hasta que se consigue la inductancia deseada.

2.3.3.12. Corrección del factor de potencia mediante convertidores monofásicos

Las principales inconvenientes de los rectificadores controlados clásicos son:

- Producen un factor de desplazamiento de retardo respecto a la tensión de la red eléctrica similares a una carga inductiva.
- Aportan una cantidad de armónicos importados a la red creando una alta contaminación armónica.

Estos dos inconvenientes influyen muy negativamente en el factor de potencia y en la calidad de la energía suministrada por la red eléctrica, cada vez más, está aumentando el uso de convertidores conmutados por línea, actualmente se pueden encontrar rectificadores con distorsión armónica total de corriente $>40\%$, esto puede ocasionar sobrecargas graves en conductores y en transformadores. Debido a la importancia de los problemas ocasionados por los armónicos exportados por este tipo de rectificadores, se introdujeron restricciones en la norma IEC 61000-3-2, esta norma establece los límites a todos los equipos de fase simple, con corriente de entrada con forma de onda especial y potencias menores de 600 W. Para que los rectificadores de rectificación controlada puedan cumplir con los estándares de la norma requieren del uso de filtros pasivos, que aumentan el peso y volumen de los convertidores además del costo. Debido a la exigencia del estándar de la norma se ha recurrido al desarrollo de métodos activos [99] nuevo para mejorar la calidad de la corriente de entrada y el factor de potencia de los rectificadores.

El principio de trabajo de estos rectificadores se basa en la utilización de un puente completo de diodos y la utilización de un inductor y un transistor, que cuando está activo cortocircuita y energiza un inductor que es alimentado desde el suministro de potencia de fase simple, con esta técnica se puede alimentar el rectificador con una corriente sinusoidal carente de armónicos de baja frecuencia y también se puede corregir el factor de potencia de la red de alterna hasta la unidad utilizando una técnica de conmutación basada en modulación de ancho de pulso.

Entre este tipo de rectificadores se encuentran el rectificador PWM doblador de tensión [100] [18], que ha sido utilizado en el desarrollo de convertidores para

control de motores en accionamientos de motores compactos de bajo costo de potencia bajas. Estos sistemas también tienen capacidad de regenerar potencia a la red monofásica.

Otro rectificador es el rectificado PWM en conexión de puente [101] [19], es muy usado en SAI ya que se hace crítica la distorsión de la corriente de entrada en los rectificadores conmutados por línea donde se utilizan filtros capacitivos, sobre todo cuando el SAI es alimentado desde grupos generadores.

Pero los accionamientos para locomotoras, es la aplicación donde más se utilizan los rectificadores monofásicos con factor de potencia alto, para conseguir buena tracción y frenado de la locomotora, se utilizan convertidores de frecuencia trifásicos de cuatro cuadrantes [102] [20].

2.3.4. COMPARATIVA DE LOS CONVERTIDORES

Aunque convertidores existen de muchos tipos. En el estado del arte de esta tesis se han presentado las topologías clásicas de convertidores tanto unidireccionales como bidireccionales que se han considerado más importantes dentro del estado de la técnica. Se aporta una breve descripción del principio de funcionamiento junto con las ventajas y desventajas que presentan estos convertidores. Al mismo tiempo, es importante hacer una valoración comparativa de estas topologías.

Se va a comenzar la comparativa con los convertidores unidireccionales. Si se compara el convertidor de puente completo con el elevador de inductancia pulsada multifase, añadiéndole un transformador de alta frecuencia. Se puede afirmar que prácticamente ambos convertidores se componen de los mismos elementos. Respecto a los costes, el convertidor de puente completo tiene un coste más elevado. Esto es debido a que tiene un transformador de alta frecuencia con un diseño bastante complejo que es realizado a partir de diferentes materiales y formas que pueden ser empleados para el núcleo. Por esto, el convertidor de puente completo es más pesado y voluminoso. También hay que tener en cuenta que las características del convertidor van a depender del diseño del transformador.

A pesar de todo, cabe destacar que el transformador del convertidor de puente completo elimina cualquier conexión directa entre la salida y la entrada del convertidor. También, este transformador consigue mejorar el rendimiento en, al menos, un 15% [103], [104].

Respecto al convertidor de inductancia pulsada, es importante destacar que no logra transmitir tanta potencia como el convertidor de puente completo, ya que está limitado por la inductancia que posee la bobina. Si la inductancia es grande podrá almacenar más energía, pero los tiempos de energización y des-energización de la inductancia también aumenta, esto lo limita en potencia convertida.

Si se pretenden convertir bajas potencias los rendimientos de ambos convertidores rondan 85-90%, sin embargo, si la potencia aumenta, entre los comparados, el convertidor formado con un transformador sería el único capacitado para suministrarla.

Respecto a los armónicos de salida del convertidor, ambos convertidores generan armónicos de diferente orden, pero los armónicos del convertidor multi-fase tienen un módulo mayor, lo que conlleva que la tensión de salida de estos convertidores sea menos limpia, y por lo tanto de peor calidad.

Por último, hay que mencionar que los convertidores de puente completo son utilizados comúnmente para conseguir altas densidades de potencia. Los convertidores elevadores se utilizan con frecuencias no tan elevadas, y no se puede asegurar que la utilización de varias fases garantice su fiabilidad.

En la Tabla 1, se muestra un resumen comparativo entre el convertidor unidireccional elevador con inductancia pulsada y el unidireccional de puente completo.

TOPOLOGÍA	Complejidad	Menores Dimensiones y peso	Aislamiento galvánico	Potencia	Rendimiento	Calidad salida
-----------	-------------	-------------------------------	--------------------------	----------	-------------	----------------

2.3.3.2 Convertidor unidireccional elevador con inductancia pulsada	B	B	M	M	B	R
2.3.3.3 Convertidores unidireccionales de puente completo	R	M	B	B	B	B

Tabla 1. Comparativa entre los convertidores unidireccionales del estado de la técnica, B-Bueno, R-Regular, M-Malo.

En el caso de los convertidores bidireccionales los hemos tratado para diferentes potencias y aplicaciones. Por eso se van a llevar a cabo dos comparaciones diferentes, una se hará comparando los datos proporcionados por cada uno de los autores y la otra teniendo en cuenta las características físicas de cada topología. Las características que los autores han expresado se han mostrado a modo de resumen comparativo en la Tabla 2. Si se observa dicha tabla podrá verse el número que hay de semiconductores y de componentes magnéticos, la frecuencia de conmutación, potencia y rendimiento de cada uno de los convertidores tabulados. Cuando se habla de la tensión de enclavamiento de un MOSFET se está hablando de si la tensión drenador- fuente de los mismos se ve aumentada por la inductancia de dispersión, ya que si se está trabajando con corrientes altas es muy importante. En el caso de los convertidores de puente completo, esta tensión es constante para los interruptores que forman dicho puente, siendo independiente de la tensión de salida y de la relación de transformación. Esto no es así en un convertidor flyback, ya que la tensión depende tanto de la relación de transformación como de la tensión de salida.

En la Tabla 3 se ha llevado a cabo un análisis cuantitativo tomando como base los criterios generales de integración en un sistema aislado o de generación distribuida.

TOPOLOGÍA	Nº	Nº Inductores	Estrés de tensión		Frec. (kHz)	Pot. (kW)	ρ (%)
			AT	BT			
2.3.3.7 Convertidor doble puente completo bidireccional sin bobina	8	1	V_C	V_B	50 vb	5	88
2.3.3.8 Convertidor doble medio puente bidireccional	4	2	$2V_C$	$2V_B$	20 vb	1,6	90
2.3.3.9 Puente completo bidireccional con esquema unificado para conmutaciones suaves y capacidad de arranque desde tensión cero en modo elevador	9	2	V_C	$2V_B$	20	1,6	92,5
2.3.3.10 Convertidor de medio puente y “push-pull” bidireccional	4	2	V_C	V_B	100	0,2	89
2.3.3.11 Convertidor de retroceso bidireccional	2	2	$2 V_C$	V_B	120	0,06	92

Tabla 2. Resumen de aspectos físicos de las topologías en el estado de la técnica, vb-variable, VB-tensión de salida, VC-tensión entrada.

La Tabla 2 muestra las características genéricas de los convertidores presentados. Se puede ver que se manejan altas potencias y bajas frecuencias si se utilizan convertidores de puente completo o de medio puente. Los tipos flyback o los de medio puente con push-pull tienen mejores rendimientos si trabajan con poca potencia (menores a 200W) y alta frecuencia. Estos tipos normalmente tienen dos componentes magnéticos, salvo el presentado en 2.3.3.2 que tiene uno, un

transformador con sus dos inductancias de fugas, todos integrados en el mismo circuito eléctrico. Para poder decidir que aplicación se le puede dar a cada convertidor conviene prestar atención a la columna relacionadas con la tensión.

Un tipo de tabla bastante diferente es la Tabla 3, ya que en ella se hace una valoración de los diferentes tipos de convertidores bidireccionales de forma cuantitativa en función de la dificultad que tenga a la hora de ser integrados en un sistema de generación distribuida. Si se observa esta tabla, se podrá comprobar que con una sola topología de convertidor no se pueden satisfacer todos los aspectos valorables para sistemas de generación distribuida.

TOPOLOGÍA	Menores dimensiones y peso	Coste	Fiabilidad	Complejidad	Rendimiento
2.3.3.7 Convertidor doble puente completo bidireccional sin bobina	B	R	R	M	M
2.3.3.8 Convertidor doble medio puente bidireccional	B	B	B	M	R
2.3.3.9 Puente completo con ZVZCS	M	R	M	R	B
2.3.3.10 Convertidor de medio puente y “push-pull” bidireccional	R	B	B	B	R
2.3.3.11 Convertidor de retroceso bidireccional	R	B	B	B	M

Tabla 3. Valoración cualitativa de las topologías bidireccionales. B-Bueno, R-Regular, M-Malo.

El tipo de convertidor que está capacitado para soportar mayor potencia también supone una mayor complejidad en su diseño debido a que se necesita controlar la inductancia de dispersión del transformador, ya que es esta junto con la frecuencia de conmutación, las que controlan el flujo de potencia del convertidor. Además, los rendimientos alcanzados no son bastante altos.

El convertidor de doble medio puente también tiene un transformador cuyo diseño es dificultoso, ya que no existe la posibilidad de llevar a cabo un arranque suave si partimos desde tensión cero. Además el estrés de tensión de los interruptores es elevado, como bien puede observarse en la Tabla 2. Si hablamos del convertidor tratado en 2.3.3.9 hablaríamos de un convertidor de puente completo capaz de arrancar desde tensión cero cuando está en modo elevador y que realiza conmutaciones suaves. Esta topología es relativamente fácil de diseñar ya que su diseño es más común, de hecho, se diseñan la bobina y el transformador por separado y el flujo energético es controlado mediante el ciclo de trabajo del convertidor. Anteriormente, el principal inconveniente de esta topología es que está compuesta de nueve interruptores, de los cuales cuatro están expuestos a una tensión que duplica a la de la batería, y esto hacía que su durabilidad y fiabilidad se vieran reducidas, no obstante hoy en día los dispositivos de semiconductores se fabrican con valores de tensión bastante elevados y esto ha reducido mucho este tipo de problemas.

Los convertidores flyback bidireccionales y los de medio puente con push pull pueden parecer que posean un buen equilibrio, pero no son recomendables su utilización para potencias altas ni medias debido a las corrientes pulsantes que se generan tanto a la entrada como a la salida. Estos dos tipos de convertidores carecen de la posibilidad de arrancar en modo elevador desde tensión cero.

Son muchas las variantes de convertidores que se dan en cada topología además, las aplicaciones concretas de cada convertidor le exige modificaciones propias para la adaptación de la topología a la aplicación, por tanto en esta tesis se presenta las topologías clásicas usadas en el estado de la técnica en su forma más simple, sin aplicaciones concretas y se resaltan sus diferencia más significativas, no obstante todas los convertidores presentados son susceptibles de modificaciones para la adaptación del convertidor a aplicaciones concretas, estas modificaciones pueden producir cambios considerables que modifiquen sus características.

2.3.5. TÉCNICAS DE CONTROL

Las técnicas de control actúan sobre la conmutación de los semiconductores de potencia conmutables para llevar a cabo un objetivo concreto, estos objetivos pueden ser muchos. Pero es un objetivo muy común mantener constante la tensión de salida del convertidor, aunque se produzcan variaciones en la carga o en la tensión de entrada del convertidor. Además, otro objetivo es la optimización del rendimiento del convertidor, como sucede en los convertidores resonantes, algunos de los convertidores presentados en esta tesis pueden ser conmutados como resonantes. Para esto se requiere un sistema de control que busca el paso por cero de las corrientes, de modo que se hace la conmutación de los elementos activos justo cuando se produce el paso por cero, estos controles son bastante complicados y requieren de una vigilancia permanente. Con ellos se consigue mejorar el rendimiento, ya que se pueden llegar a conseguir un nivel de suavidad bastante elevado en las conmutaciones, ya sea con una diferencia de tensión entre drenador y fuente nula o muy baja o la corriente que circula por el conmutador es nula o casi nula, logrando así minimizar las pérdidas en conmutación.

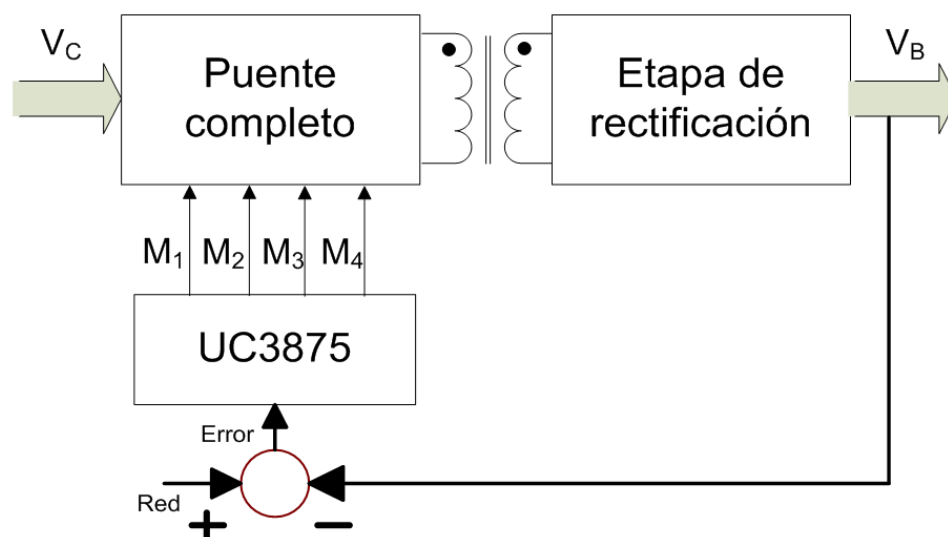


Figura 23. Diagramas de bloques de control.

Es necesaria la incorporación de los circuitos disparadores para el disparo de los transistores conmutadores, que sean capaces de activarlos de forma rápida y controlada. Aunque se pueden usar transformadores de pulsos y otras técnicas, pero hoy en día, normalmente se utilizan circuitos integrados, denominados drivers, que son los que realizan el disparo de los IGBTs y MOSFETs, estos drivers, además de realizar la conexión y la desconexión de los conmutadores, ejecutando las órdenes del microprocesador, tienen funciones adicionales que nos permiten proteger los dispositivos.

Un ejemplo utilizado en los convertidores tradicionales podría ser el controlador UC3875. Este crea dos trenes de pulsos con dos señales del 50% de ciclo de trabajo cada una. Los trenes de pulsos mencionados se desfasan entre sí desde cero hasta ciento ochenta grados para conseguir control por desplazamiento de fase entre las ramas del puente completo. Si se utiliza este controlador se facilita la regulación del convertidor, ya que implementa, además de un arranque suave, las protecciones por sobrecorriente y sobretensión del circuito. La tensión de salida V_B es controlada mediante un control realimentado y amplificador de error. Este puede ser observado en la Figura 23.

El controlador de la Figura 23 puede ser aplicado al convertidor de puente completo alimentado en tensión de la Figura 11, para lo que el desplazamiento de fase estaría en los transistores T_3 y T_4 que se retrasarían medio semiperiodo respecto al disparo de T_1 y T_2 . Para la activación T_1 , T_2 , T_3 y T_4 se usan las señales de control M_1 , M_2 , M_3 y M_4 . De esta forma se evitan cortocircuitos en el puente de transistores y el buen funcionamiento del puente. Por otra parte, la regulación de la tensión de salida se hace con la modificación del ciclo de trabajo elevador D_e que hace el controlador realimentado.

Los convertidores modernos suelen incluir elementos programables o lógicos, como los procesadores de señal digital, donde puede ser programada tanto la técnica de conmutación como el controlador, normalmente para lograr una tensión de salida constante. Esto se consigue con una conmutación y un control adecuados, que pueden conseguir una tensión constante a la salida a pesar de tener una tensión de entrada y una carga variables. La mayor parte de los convertidores controlan el ciclo de trabajo de los conmutadores pero también, en convertidores más avanzados como los

resonantes, se controla la frecuencia de conmutación o ambos. Llevando a cabo el control de la frecuencia se puede lograr que la conmutación se produzca de forma suave, logrando así reducir las pérdidas que puedan producirse en la conmutación.

Con anterioridad era típico el diseño de convertidores que estuvieran basados en automática tradicional o usando disparadores continuos basados en temporizadores. Conforme se fue avanzando en el tiempo se fueron desarrollando estrategias de gestión basándose en sistemas quasi-inteligentes. Existen numerosos estudios en los que se lleva a cabo un análisis del uso de estrategias de control que se basan en sistemas como pueden ser la lógica fuzzy y las redes neuronales [105]. La lógica fuzzy no exige un conocimiento profundo del sistema ni de las ecuaciones que lo definen, ni tampoco está arraigada a un modelo matemático puro. Este tipo de lógica es una forma alternativa de modelar sistemas complejos basados en experiencia y conocimiento. La lógica fuzzy proporciona una estructura muy adecuada, sobre todo si el comportamiento del sistema es no lineal.

Se pueden encontrar estudios que utilizan estos tipos de lógica de control para sistemas híbridos de generación. El control basado en lógica fuzzy de [106] presenta una técnica para resolver los problemas de no linealidad de la respuesta del convertidor de CC/CC, por lo que una técnica de lógica difusa puede controlar un convertidor de CC/CC de conmutación suave con desplazamiento de fase. El convertidor es un convertidor CC/CC de puente completo con rectificador de salida controlada y un amortiguador activo en el lado secundario.

Por otro lado, se pueden encontrar otros estudios que trabajan con controladores basados en redes neuronales [107]. Las redes neuronales emulan, la capacidad humana de procesar la información y conseguir “aprender”, lo que le hace predecir, clasificar y controlar. Estos sistemas “reciben el conocimiento” de ejemplos llevados a cabo previamente y son capaces de proporcionar una respuesta rápida y correcta a información nueva.

También la red neuronal en [107] han sido usadas para la gestión óptima de FC, donde se utilizan dos fases para gestionar el funcionamiento diario de las pilas de combustible de membrana de intercambio de protones para aplicaciones residenciales. Convencionalmente, la optimización del rendimiento se lleva a cabo fuera de línea, ya que es un proceso que consume mucho tiempo y necesita altas

capacidades computacionales. Para simplificar el proceso de gestión y permitir la actualización de parámetros en línea.

Las redes neuronales, aunque necesitan un aprendizaje o entrenamiento previo, cosa que puede parecer una desventaja, presenta como ventaja frente a la lógica fuzzy su precisión y flexibilidad. Se pueden encontrar algunos estudios que introducen redes neuronales para la gestión de energía [108] y control de convertidores [109], en [110] se presenta control de corriente predictivo de tiempo muerto asistido por la red neuronal de enlace funcional para un cargador de abordó con capacidad de carga de varios pasos. Este algoritmo de control se presenta para la operación de carga amplia de varios pasos para reducir el consumo de electricidad en el transcurso de las horas de carga máxima.

Como se muestra en la Tabla 4, existen gran variedad de métodos para llevar a cabo el control de los convertidores para sistemas híbridos de generación y se seguirá incrementando el número en tiempos futuros. De la misma forma, se pueden encontrar métodos básicos para el control, como el lineal proporcional integral (PI), o complejos como control robusto, control adaptativo, etc.

Se continúa enumerando estas otras técnicas de control y se menciona su aplicación a convertidores. Comenzando con los convertidores más sencillos: un controlador lineal PI puede ser de gran utilidad para implementar convertidores en tiempo real, como por ejemplo para pilas de combustible. Numerosos investigadores emplean controladores PI para convertidores que están formados por un sistema con control centralizado. Los controladores de tipo PI son comúnmente utilizados para el control mediante un controlador unificado de flujo de potencia. En [111] se presenta la aplicación de esta técnica para control simultáneo del flujo de potencia y la tensión y también la amortiguación de las oscilaciones de baja frecuencia. En otros casos, como en [112] trata del control del convertidor DC/DC elevador mediante un controlador de deslizamiento medio en cascada con un controlador PI de tensión. También referido al control PI, otros autores han realizado el estudio de este control para un sistema que utiliza un control centralizado más complejo [113] o incluso PID [114]. Las técnicas adaptativas que cambian el control que utiliza el controlador pueden trabajar como controladores adaptativos realimentados o controladores adaptativos predictivos. En la bibliografía se pueden encontrar estudios de métodos

adaptativos con aplicación a convertidores [115], además de métodos de cálculo algebraico para variaciones de la carga [116]. El control robusto tiene en cuenta la incertidumbre y es diseñado para funcionar correctamente dentro de unos márgenes determinados para parámetros o variables desconocidas [117]. De forma opuesta al control adaptativo, el control robusto es estático. Se pueden encontrar estudios en la bibliografía que aplican control robusto a las pilas de combustible [118].

Para la implementación del convertidor objeto de esta tesis, se ha estudiado una PID que se a simulado en MatLab-Simulink y cuyo código se ha compilado para implementarlo en una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812 con una DSP F2812 de Texas Instruments.

TÉCNICA DE CONTROL	Ventajas	Desventajas	Literatura
Lógica fuzzy.	- Independiente de un complejo modelo matemático. - Se adapta a estructuras complejas. - Eficiencia computacional. - Robusto ante incertidumbres de modelado.	- Depende del conocimiento del diseñador del problema.	[105], [107]
Redes neuronales.	- Proporcionan respuestas adecuadas y rápidas ante nuevos eventos.	- Requieren un proceso de entrenamiento.	[105], [108], [109]
Controladores lineales (PI).	- Fácil de implementar en sistemas embebidos (DSPs, Microcontroladores, ...).	- No apropiados para sistemas complejos.	[111], [112], [113], [114].

Adaptativo, Robusto, ...	- Aplicable a sistemas con incertidumbres.	- Requieren un profundo conocimiento matemático del sistema.	[115], [116], [117], [118].
-----------------------------	---	--	--------------------------------------

Tabla 4. Comparación entre métodos de control aplicados a convertidores.

2.3.6. PRINCIPALES COMPONENTES DE LOS CONVERTIDORES

Es necesario hablar de los elementos de mayor relevancia y cuyo desarrollo permite la implementación real, utilizando componentes reales de este tipo de convertidores. Los elementos de potencia de los convertidores están sometidos a altas exigencias, como son: altas frecuencias de conmutación, elevadas tensiones de bloqueo, bajas pérdidas de conducción además de bajas pérdidas de conmutación siempre que sea posible.

2.3.6.1. Transistores conmutadores (IGBT, MOSFET)

En electrónica de potencia, hoy en día, los dispositivos básicos para la conmutación actualmente son los transistores de potencia de puerta aislada (IGBT) y el Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET). Cada uno de ellos es más ventajoso en determinadas condiciones de trabajo, aunque el MOSFET tiene la tensión de bloqueo más baja que el IGBT, alcanzan mayores frecuencias de conmutación.

Los últimos avances en dispositivos de potencia son los semiconductores de potencia basados en SiC (carburo de silicio) y GaN (nitruro de galio). Comparando estas nuevas tecnologías con la clásica de silicio sus pérdidas de potencia son menores, soportan frecuencias de conmutación mayores y temperaturas de

funcionamiento también mayores, son más resistentes a ambiente hostiles, además de soportar mayores voltajes de ruptura. Estos nuevos semiconductores permiten reducir el tamaño de los convertidores, mejorando su densidad de potencia y su eficiencia.

Por ejemplo el fabricante ROHM Semiconductor, ha desarrollado unos módulos de potencia de SiC de medio puente BSM300D12P2E001 que integran MOSFET de SiC con SBD (diodo de barrera Schottky) de SiC en un solo paquete, de esta forma se han reducido las pérdidas de conmutación en un 60% a 30kHz, y para frecuencias bajas de 5kHz ha conseguido una reducción del 22%, sin embargo, las pérdidas de conducción no han sido reducidas de forma significativa.

Con los semiconductores de silicio tradicionales, se buscaba conseguir conmutaciones suaves para evitar al máximo posible las pérdidas de potencia en las conmutaciones pero con el avance de los nuevos semiconductores estas técnicas de conmutación suave van perdiendo importancia, ya que normalmente llevan asociada más complejidad.

Desde en el año 2022 Bosch ha iniciado la producción de semiconductores de SiC en grandes cantidades y se han comenzado a utilizar en vehículos eléctricos pero el precio de estos vehículos sigue siendo bastante elevado. Por ejemplo, debido a este nuevo tipo de semiconductores, en vehículos eléctricos con la misma capacidad de almacenaje y peso, se ha conseguido aumentar la distancia recorrida si se compara con la distancia recorrida que proporcionan los vehículos fabricados con convertidores que utilizan tecnología estándar de silicio. Esto es debido al aumento de la eficiencia conseguida con este tipo de semiconductores.

A continuación se va a llevar a cabo una breve comparación, que se centra en la características más significativas de los transistores IGBT y MOSFET de silicio [119] y [120] para saber cuándo conviene su utilización:

- Pérdidas por conducción: en un MOSFET, las pérdidas son proporcionales al cuadrado de la intensidad y a la resistencia del canal, mientras que para un IGBT éstas sólo dependerán de la corriente a través de canal y del voltaje de saturación entre colector y emisor, lo que conlleva que estas pérdidas sean mayores para los MOSFETs. Pero hay que tener en cuenta que con el

transistor en funcionamiento, el aumento de temperatura produce aumento de la resistencia del canal del MOSFET, por lo que las pérdidas por calentamiento seguirán aumentando mientras que en los IGBT, con el aumento de la temperatura, en la unión PN el voltaje de saturación disminuye por lo que el efecto es que las pérdidas por calentamiento disminuyen con la temperatura.

- Frecuencia de conmutación: el MOSFET llega a mayores frecuencias de conmutación al ser capaz de llevar a cabo la conmutación en menor tiempo.
- Pérdidas de conmutación: las pérdidas del IGBT son el doble de las del MOSFET.
- Durabilidad: los IGBTs son más robustos, ya que los MOSFETs son más difíciles de proteger frente a sobrecorrientes.

Como conclusión podemos decir que dependiendo de la aplicación que se le vaya a dar se elegirá entre un componente u otro. Concretando un poco más y generalizando, para aplicaciones donde se trabaje con alta frecuencia y baja corriente funcionará mejor el MOSFET que el IGBT, sin embargo, para altas corrientes y frecuencias algo más bajas se recomienda utilizar IGBTs. Los convertidores objeto de esta tesis llevan a cabo una conmutación relativamente suave donde las pérdidas estén bastante atenuadas. Además, se buscan convertidores que puedan ser aplicados a potencia medias o elevadas con frecuencias de conmutación relativamente bajas, entre 10 y 20 kHz. Por ese motivo se ha optado por el uso de IGBTs, que se adaptan mejor a los convertidores introducidos en esta tesis.

2.3.6.2. Transformador y elementos inductivos

En general, los componentes inductivos presentan siempre una complejidad acentuada a la hora de ser diseñados y fabricados, ya que su comportamiento depende tanto de aspectos geométricos como físicos además de los materiales empleados en su construcción. A pesar de que la construcción de componentes magnéticos

bobinados es una ciencia exacta y están todas sus relaciones fundamentales investigadas, realizar dicho diseño y llevarlo a la práctica aún hoy presenta algunas dificultades. Aunque sus ecuaciones han sido desarrolladas y simplificadas para facilitar su utilización y se pueden utilizar tablas de cantidades prácticas para materiales reales, la selección de las aleaciones magnéticas, sus dimensiones y los espesores de laminación, al ser aproximaciones prácticas, están sujetas a varios compromisos.

Los materiales que son utilizados para formar los núcleos magnéticos de los transformadores se denominan “blandos”, ya que el material tiene la capacidad de imantarse y desimantarse en presencia o no de un campo magnético externo. Un imán estaría compuesto de magnetos duros, comúnmente llamados imanes, ya que se busca que siempre la imantación quede constante. El proceso de imantación y desimantación de los materiales magnéticos blandos depende de la frecuencia. Por ejemplo, debe producirse 100 veces en un segundo si la frecuencia eléctrica es de 50Hz, 50.000 veces por segundo si la frecuencia es de 25 kHz. Los parámetros más destacables para definir estos materiales son: alta permeabilidad (μ), alta imantación de saturación (M_s), bajo campo coercitivo (H_c) y baja magnetostricción, (λ). Si se trabaja a baja frecuencia es especialmente importante que la imantación de saturación sea alta.

Normalmente cuando se habla de materiales magnéticos blandos se trata de ferritas o de aceros al silicio, cuyas propiedades se resumen a continuación:

Las ferritas (cerámicas) tienen baja imantación de saturación y buena permeabilidad magnética si se someten a altas frecuencias. Si son sometidas a temperaturas elevadas sus características magnéticas se verán perjudicadas.

Los aceros al silicio, Fe-Si (metales), tienen una imantación de saturación elevada y un campo coercitivo bajo. Para este tipo de materiales las propiedades magnéticas blandas se pierden si son sometidos a frecuencias altas.

Desde que se desarrollaron las ferritas magnéticas se ha abierto un abanico de soluciones a problemas de diseño de convertidores. Con el uso de las ferritas magnéticas se dispone de una gran variedad de formas y figuras que tienen propiedades eléctricas, magnéticas y mecánicas que pueden satisfacer requisitos

específicos para la construcción de bobinas y transformadores que puedan ser integrados en convertidores [121].

Es necesario destacar también la alta resistividad que tiene la ferrita frente a otros materiales ferromagnéticos. En aplicaciones de alta frecuencia las pérdidas de Foucault son dominantes, ya que estas aumentan con el cuadrado de la frecuencia, pero son inversamente proporcionales a resistencia eléctrica por lo que ese es el motivo por el cual se recomienda el uso de la ferrita para altas frecuencias.

Por otro lado, también cabe destacar a los vidrios metálicos y las aleaciones nanocristalinas, que cada vez tienen mayor protagonismo. El término vidrio metálico da nombre a un metal con estructura a nivel atómico desordenada, parecido al que tiene un vidrio [122]. Este hecho es llamativo porque los metales poseen una estructura atómica ordenada, llamada estructura cristalina, pero los vidrios metálicos tienen un desorden atómico típico en los líquidos.

En este nuevo tipo de material cabe destacar su capacidad conductora de electricidad (aunque menos que en materiales cristalinos). Tiene un útil ferromagnetismo blando, superior al de las aleaciones tradicionales, y además es resistente frente a la corrosión. Estos materiales son principalmente utilizados como materiales magnéticos blandos en los núcleos de los transformadores, como sustituto de los materiales magnéticos tradicionales.

Hay dos grandes grupos dentro de los vidrios metálicos, estos son:

- Aleaciones amorfas con base de Fe: poseen imantación de saturación alta, pero si la magnetostricción baja a cero, perdería destacablemente imantación de saturación. Estas aleaciones poseen una muy buena permeabilidad a alta frecuencia, [123].
- Aleaciones amorfas con base de Co: poseen valores de magnetostricción próximos a cero ($\lambda \sim 0$) y la imantación de saturación no es tan alta como en el anterior tipo de aleación. Poseen una destacable permeabilidad a frecuencias altas.

Ferrita	$\mu_0 M_s$ (Tesla)	H_c (A/m)	T_c (°C)	Pérdidas (W/m ³)	μ_i (<500kHz)
Mn-Zn	0,3–0,5	4–100	100–250	50–200	500–20.000
Ni-Zn	0,1–0,36	16–1.600	100–500	(muy bajas)	10–2.000

Tabla 5. Imantación de saturación, M_s , Campo coercitivo, H_c , Temperatura de Curie, T_c , Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de ferritas de Mn-Zn y Ni-Zn de alta permeabilidad.

En la Tabla 5 se pueden ver los valores de los parámetros más comunes en los materiales magnéticos blandos que se comentaron con anterioridad.

La ventaja más destacable de los transformadores que poseen núcleos amorfos es que tienen muy pocas pérdidas en vacío, llegando a ser hasta un 80% menor que en los transformadores tradicionales. Esto conlleva una disminución considerable del consumo eléctrico ya que la disipación térmica se reduce y, por lo tanto, aumenta el rendimiento de los transformadores.

Otra ventaja destacable es que se pueden utilizar para un amplio rango de frecuencias. Para altas frecuencias se consigue disminuir considerablemente el peso del transformador con respecto a los transformadores de ferrita.

En la Tabla 6 se muestran los parámetros más importantes para estos materiales.

Composición de vidrios metálicos	$\mu_0 M_s$ (Tesla)	H_c (A/m)	T_c (°C)	μ_r máx
Fe ₈₀ B ₂₀	1,6	6	378	23.000
Fe ₈₁ B _{13,5} Si _{3,5} C ₂	1,6	6,4	370	23.000
Fe ₄₀ Ni ₃₈ Mo ₄ B ₁₈	0,88	8	353	65.000
Basado en Co	0,6	1,5	250	45.000

Tabla 6. Imantación de saturación, M_s , Campo coercitivo, H_c , Temperatura de Curie, T_c , Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de vidrios metálicos.

En la Tabla 7 se realiza la comparación entre las propiedades de algunos transformadores comerciales con núcleos tradicionales (Fe-Si cristalino o Ferrita) frente a los de núcleos amorfos.

En los últimos años se han llegado a desarrollar materiales magnéticos blandos cuyas propiedades superan a los vidrios metálicos. Estos materiales poseen estructuras nanocristalinas obtenidas a partir del control de la cristalización de aleaciones amorfas cuyos granos tienen dimensiones que oscilan entre 10 y 20 nm.

Potencia (kVA)	Pérdidas núcleo FeSi (W)	Pérdidas núcleo amorfo (W)	Fabricante
10	40	13,5	Osaka Transf.
10	40	11	Westinghouse
15	50	14	Allied y MT
25	85	28	General Electric
25	85	16	Prototype Allied

Tabla 7. Pérdidas en núcleos de Fe-Si y de vidrios metálicos de los primeros prototipos de transformadores de 10, 15 y 25kVA.

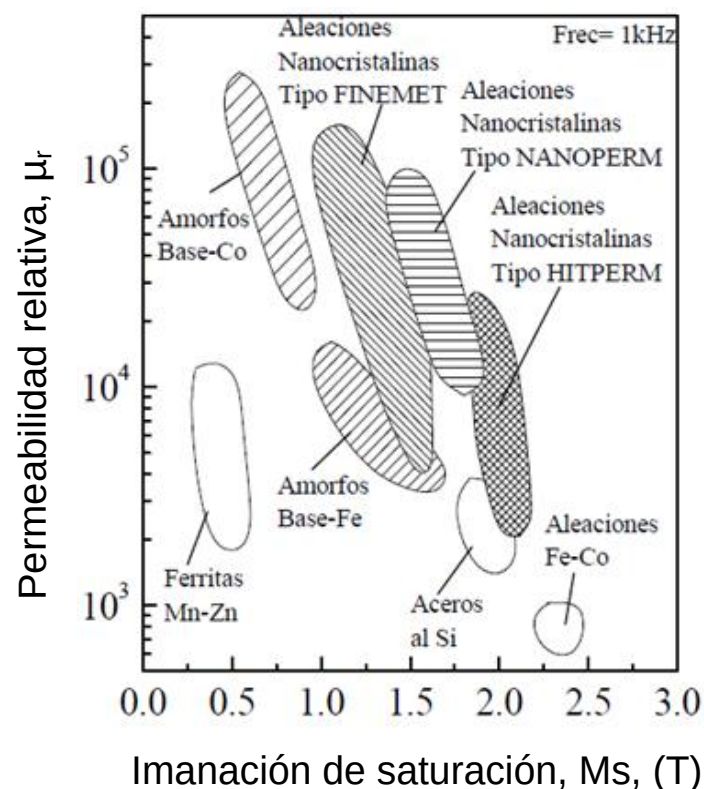


Figura 24. Permeabilidad e imantación de saturación de materiales magnéticos blandos.

La mejora de las propiedades de estos nuevos materiales nanocristalinos (aleaciones base Fe o Co) con respecto a su precursor amorfo son significativas, ya que poseen una mejor imantación de saturación (más alta), una magnetostricción casi nula y una fuerza coercitiva muy baja. El nombre que recibe este tipo de material es FINEMET y se obtiene a partir de un vidrio metálico que es sometido a un recocido a 550°C durante una hora. Su composición interna está dividida en dos fases; por un lado la fase nanocristalina y por otro la matriz amorfa. La composición química de este tipo de material es Fe-73.5%, Si-13.5%, B-9% Cu-1% y Nb-3%. Como este material presenta valores de magnetostricción casi nulos que, junto a una mayor magnetización de saturación, una muy pequeña fuerza coercitiva y una permeabilidad magnética muy alta, incluso a altas frecuencias, logran ser los materiales más blandos, al menos a nivel de producción.

Por otro lado, a nivel comercial se encuentran las aleaciones NANOPERM Fe-M-B (M = Zr, Hf, Nb) y HITPERM (Fe-Co-M-B-Cu). En la Figura 24 se pueden

apreciar las propiedades magnéticas de algunos de estos tipos de aleaciones comerciales. En la actualidad varias empresas venden pequeñas bobinas, transformadores y filtros magnéticos creados utilizando material nanocristalino.

Para la realización de los convertidores objeto de esta tesis se han utilizado núcleos de materiales amorfos nanocristalinos para reducir su volumen y minimizar las pérdidas del transformador debidas a las corrientes de histéresis y de Foucault, así como otros métodos constructivos de estos elementos como el entrelazado del bobinado primario y secundario del transformador para reducir estas fugas.

2.4. ELECCIÓN DEL CONVERTIDOR ADECUADO, RESUMEN

En el estado del arte presentado sobre los convertidores clásicos existentes, así como sobre las distintas tecnologías que nos permiten mejorar el rendimiento de dichos convertidores, la aplicación será la que determine qué tipo de convertidor se debe de usar en cada caso y qué componentes se deben de utilizarán para la construcción del mismo. Serán parámetros a tener en cuenta:

- Si la fuente energética es reversible o no (como el caso de los supercondensadores), si se van a emplear sistemas de almacenamiento de energía o solo fuentes. Esto marcará si utilizar convertidores unidireccionales o bidireccionales.
- Conocer la diferencia de tensión entre las entradas y las salidas de los convertidores, así como saber si estas variables van a estar sometidas a grandes oscilaciones o se van a conservar próxima a valores estables, eso influye directamente en el tipo de convertidor a utilizar y en su ganancia, así como en la regulación de su ganancia. Se puede necesitar un convertidor con gran ganancia pero con rango estrecho o que tenga una gran ganancia y rango ancho. Esto afecta directamente al diseño del convertidor dentro de la topología, ya que las mismas topologías pueden variar sus propiedades en función del diseño, además también afecta al control.

- La potencia a convertir así como las tensiones de trabajo son también datos a tener en cuenta debido a que afectan a la topología y, por supuesto, a la elección de los dispositivos, ya que de la potencia convertida depende directamente del estrés de tensión y de corriente a los que van a estar sometidos los dispositivos.
- El rendimiento es otra propiedad de los convertidores que está relacionada directamente con la topología, con la técnica de conmutación y con los componentes a utilizar. Rendimientos altos requieren dispositivos o materiales magnéticos de mejores prestaciones y técnicas de conmutación suave, pero estas no son admitidas en todas las topologías.
- La necesidad de aislamiento entre primario y secundario marcará los componentes y si hay que usar transformador o no. Cuando la diferencia de tensión entre entrada y salida del convertidor es muy elevada se requiere aislamiento galvánico o sistemas que impidan que la alta tensión se ponga en contacto con la baja tensión para no poner en peligro la parte de baja tensión. Eso está directamente relacionado con la topología.
- Otro punto a tener en cuenta es el coste de construcción del convertidor.
- Conseguir un reducido volumen y una densidad de potencia alta del convertidor está relacionado directamente con la topología, los componentes y la frecuencia de conmutación.

También se ha de tener en cuenta que se pueden obtener rendimientos muy dispares según la topología y la técnica de conmutación empleada. Será objeto de esta tesis el diseño novedoso de un convertidor bidireccional basado en fuente de impedancia, buscando las mejores prestaciones en cada uno de los aspectos analizados en este apartado.

3. Arquitectura y principio de operación del convertidor propuesto

El objetivo principal de esta tesis es el estudio de un convertidor bidireccional basado en fuente de impedancia, con el que se obtiene una gran ganancia elevadora y reductora. Su estructura bidireccional le obliga a tener como mínimo dos modos de operación, uno elevador y otro reductor. En el modo elevador, se convierte energía desde el nivel más bajo de tensión, denominado V_{Lo} , hasta un nivel de tensión más elevado, denominado V_H . Por otra parte, el modo reductor convierte energía en sentido contrario desde el nivel de tensión V_H hasta el a V_{Lo} . La conmutación del modo elevador se compone de varias etapas

que permiten que este convertidor ofrezca unas prestaciones que no se pueden conseguir con otros tipos de convertidores. Las etapas del modo elevador, así como su análisis, se presentan en el apartado 3.1 y el estudio del modo reductor se presenta en el apartado 3.2.

La estructura sobre la que se basa el convertidor es la red de impedancia (ZR) mostrada en la Figura 25, donde se muestra su aplicación a un inversor.

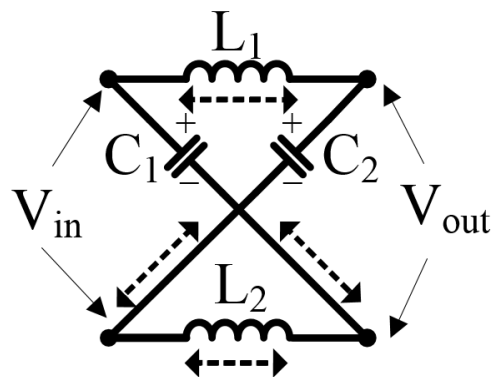


Figura 25. Red de impedancia sobre la que se basa el convertidor propuesto.

La ZR, en su configuración básica está compuesta de dos condensadores C_1 y C_2 y de dos inductores L_1 y L_2 , cumpliéndose que se conserve el equilibrio de inductancias y capacitancias para obtener la ganancia elevadora máxima, de modo que $C_1 = C_2$ y $L_1 = L_2$. Esta simetría hace que también se cumpla en todo momento la igualdad entre las intensidades que circulan a través de las bobinas L_1 y L_2 , de modo que como ambas intensidades son iguales, para referirnos a alguna de ellas la denominaremos como I_L ($I_{L1}=I_{L2}=I_L$), y las intensidades de carga o descarga de los condensadores C_1 y C_2 también son iguales y para referirnos a alguna de ellas las denominaremos como I_C de modo que ($I_{LC1}=I_{LC2}=I_C$).

La red puede ser conmutada de varias formas, obteniendo resultados distintos en función de su conmutación. Además el diseño de sus componentes principales (condensadores e inductores) junto con la conmutación utilizada hace que, teniendo convertidores con estructuras similares, los resultados obtenidos

puedan ser muy distintos. En esta tesis se presenta el estudio de un convertidor basado en fuente de impedancia donde se pretende obtener ganancias elevadora y reductora con valores elevados para poder conectar niveles de tensión muy distintos y variables. Para conseguir estos objetivos se estudian tanto el modo elevador como el reductor de una conmutación aplicada sobre la red de impedancia presentada en la Figura 25.

- **Conmutación de convertidor propuesto**

El proceso de conmutación del modo elevador se compone de cinco etapas y el del modo reductor de dos etapas. La actuación de los componentes del convertidor se muestra en la Tabla 8, donde se indica cuanto tiempo esta cada componente activo durante un periodo de conmutación T_e .

El periodo de conmutación elevador T_e lo forman cinco etapas denominadas $S_{1U} (t_0-t_1)$, $S_{2U} (t_1-t_2)$, $S_{3U} (t_2-t'_2)$, $S_{4U} (t'_2-t_3)$ y $S_{5U} (t_3-t_0)$, que están comprendidas entre los tiempos que se indican entre paréntesis, siendo T_{S1u} , T_{S2u} , T_{S3u} , T_{S4u} y T_{S5u} los tiempos de duración de cada una de las etapas respetivamente.

El periodo de conmutación reductor lo forman dos etapas $S_{1D} (t_0-t_1)$ y $S_{2D} (t_1-t_2)$, siendo sus tiempos de conmutación T_{S1D} y T_{S2D} .

Para indicar el estado de elementos activos (transistores y diodos), se usa 1 (cuando los transistores tienen la puerta activada o los diodos están conduciendo) o se usa 0 (cuando los transistores tienen la puerta desactivada o los diodos no están conduciendo).

Dirección uno (d1)						
Componentes	S_1	S_2	S_3	D_1	D_2	D_3
Modo elevador	T_e	$T_e D_e$	0	$(1-D_e)T_e - T_{S1u}$	0	
Dirección dos (d2)						
Componentes	S_1	S_2	S_3	D_1	D_2	D_3
Modo reductor	T_r	0	$T_r D_r$	0	0	$(1-D_r)T_r$

Tabla 8. Tiempo de activación de los dispositivos en el proceso de conmutación.

3.1. MODO ELEVADOR DEL CONVERTIDOR PROPUESTO

Algunas de las etapas que forman este modo están relacionadas directamente con la conmutación de los transistores componentes y otras forman parte del proceso automático que se genera en la fuente de impedancia, que permite obtener una gran ganancia con un circuito sencillo. En los siguientes subapartados se irán desarrollando con mayor detalle cada una de ellas.

3.1.1. PRIMERA ETAPA, S_{1U} (t_0-t_1).

Para una mejor comprensión del estudio, este se presenta suponiendo el convertidor trabajando con un ciclo de trabajo D_e . Al comienzo de la primera etapa S_{1U} los dos condensadores C_1 y C_2 de la ZR se encuentran cargados a una tensión V_{0C} . Esta tensión la adquieren los condensadores en el tiempo de conmutación t'_2 del ciclo de conmutación anterior (al final de la etapa S_{3U}) y desde t'_2 del ciclo anterior hasta t_0 del ciclo que inicia (objeto de estudio) se verifica $V_{C1}=V_{C2}=V_C=V_{0C}$, conservándose en los condensadores C_1 y C_2 la carga constante durante las etapas S_{4U} (t'_2-t_3) y S_{5U} (t_3-t_0). La obtención del valor de V_{0C} es uno de los puntos clave para el análisis del convertidor, este valor depende de varios parámetros y variables y será obtenido más adelante en esta tesis.

Los elementos que intervienen en la conmutación de esta primera etapa pueden verse resaltados en negro en la Figura 26 y las curvas más significativas en el proceso de conmutación del modo elevador son mostradas en la Figura 27

en donde se puede apreciar, etapa a etapa, como varía la tensión y/o intensidad de los diferentes elementos en un ciclo completo.

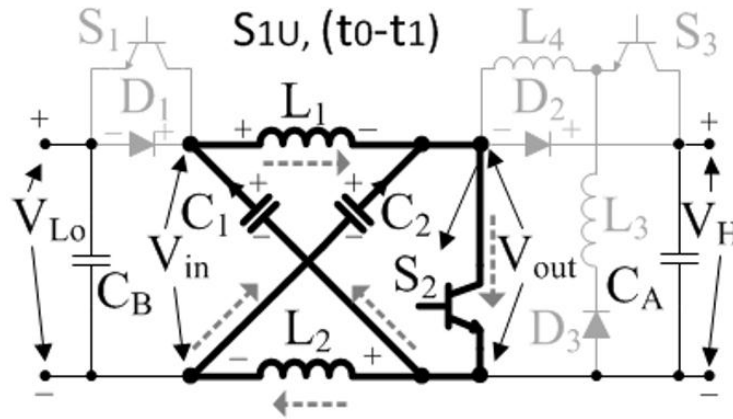


Figura 26. Circuito de operación de la Etapa S_{1U} .

En esta etapa el código de conmutación es ($S_1=0$, $S_2=1$ y $S_3=0$) y el de los diodos ($D_1=0$, $D_2=0$ y $D_3=0$). En el tiempo t_0 se activa S_2 , los condensadores C_1 y C_2 antes de t_0 están cargados a su valor de tensión inicial $V_C=V_{0C}$, esta carga ha sido adquirida en el ciclo de conmutación anterior, al final de la etapa S_{3U} . Después de la activación de S_2 , los condensadores C_1 y C_2 comienzan a descargar su energía a través de L_1 y L_2 respectivamente, hasta que su nivel de tensión queda $V_C=V_{Lo}/2$. Esta energía ha quedado almacenada en los campos magnéticos de las bobinas L_1 y L_2 , cuando la descarga de los condensadores sobre los inductores termina, los valores de corrientes a través de los inductores L_1 y L_2 se denominan I_{Lt1} . Observando la Figura 27, en esta etapa las tensiones de los condensadores V_{C1} y V_{C2} , son positivas y mayores que V_{Lo} . Además, si se observa la Figura 26, se puede deducir que en esta etapa se están produciendo la descarga de la energía de los condensadores sobre las bobinas y la tensión de entrada V_{in} evoluciona desde un valor V_{0C} (en t_0), hasta un valor algo menor que V_{Lo} (que termina la etapa), por lo tanto no hay paso de corriente por el diodo D_1 siendo $I_{D1}=0$, ya que se encuentra polarizado inversamente durante toda la etapa. Se verifica que la intensidad que parte del condensador C_1 es la que recibe la bobina L_1 , $I_{L1}=I_{C1}$, lo que significa que la energía de los condensadores está energizando las bobinas.

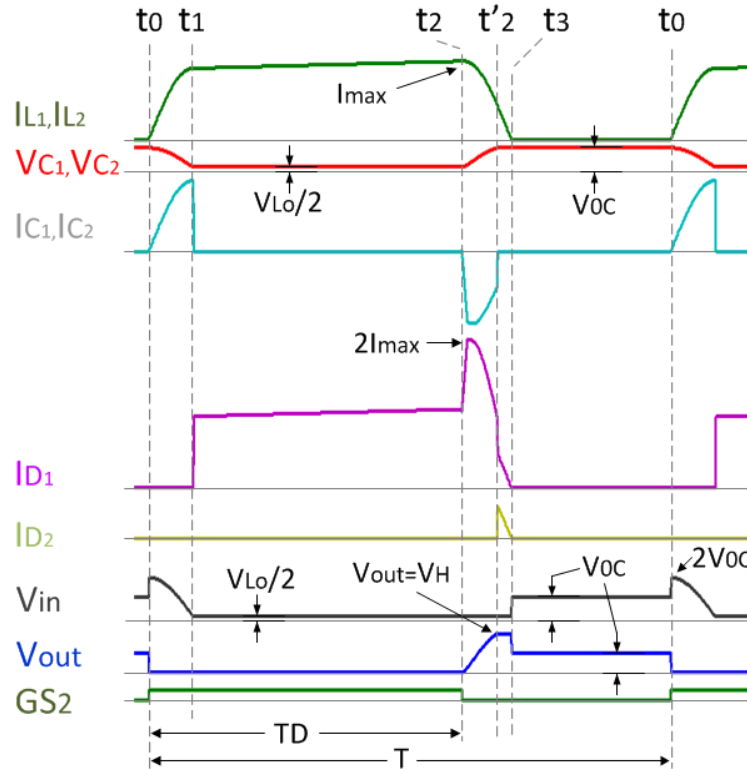


Figura 27. Graficas de tensión e intensidad de los diferentes elementos en modo elevador.

La corriente a través de S_2 en t_0 es igual a cero debido al efecto inductivo de las bobinas L_1 y L_2 , que genera una tensión igual y de sentido contrario a la de los condensadores en instante de conexión de S_2 , por lo que la conexión de S_2 es suave. Los condensadores C_1 y C_2 comienzan la etapa con una tensión igual a V_{0C} y la terminan con un valor aproximado de $V_{Lo}/2$.

3.1.2. SEGUNDA ETAPA S_{2U} (t_1 - t_2).

Esta segunda etapa comienza cuando los condensadores de la ZR han descargado su energía sobre los inductores de la ZR. El código de conmutación

sigue conservándose igual al de la etapa anterior, siendo ($S_1=0$, $S_2=1$ y $S_3=0$) y el de los diodos ($D_1=1$, $D_2=0$ y $D_3=0$).

Con respecto a los diodos, D_2 y D_3 continúan polarizados inversamente, por lo que no conducen, sin embargo, el nivel de tensión es $V_{in} = V_{C1} + V_{L2} = V_{C2} + V_{L1}$ en el instante t_1 . También se verifica que en la ZR existe el siguiente equilibrio de tensiones $V_{C1} = V_{L2} = V_{C2} = V_{L1}$, de modo que V_{in} se hace algo menor que V_{Lo} y D_1 queda polarizado directamente. Se recomienda al lector observar la Figura 28, donde los elementos activos se han resaltado con línea negra más gruesa. El hecho de que el diodo D_1 conduzca conlleva que los inductores L_1 y L_2 sigan energizándose pero ahora la energía se extrae de la fuente a través de D_1 y dejan de recibir energía de los condensadores. Esto puede observarse en la Figura 27. Durante la etapa anterior entre t_0 y t_1 se verifica que $I_{L1} = I_{L2} = I_{C1} = I_{C2}$ pero, a partir de t_1 , los valores $I_{C1} = I_{C2} = 0$ y también se observa como I_{D1} experimenta una subida brusca para conservar la corrientes $I_{L1} = I_{L2}$ que en t_1 toman el valor I_{L1} . Además, durante toda la etapa se cumple $V_C = V_{Lo}/2$ y $V_{out} = 0$, estando los dos inductores alimentados en serie desde la fuente hasta el instante t_2 que termina la etapa, siendo $V_{in} = V_{Lo}$

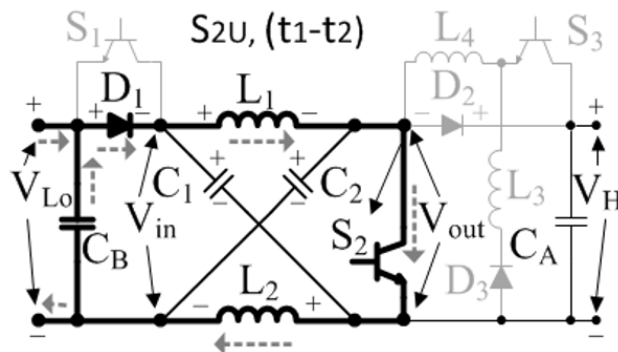


Figura 28. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{2U} .

3.1.3. TERCERA ETAPA S_{3U} (t_2 - t_2').

Llegados a esta etapa, en el instante t_2 se desactiva el transistor S_2 , estando la tensión entre colector emisor de S_2 en valores inferiores a $V_{out}=V_{Lo}/2$, luego la conmutación de desconexión de este transistor también es bastante suave. En esta etapa los códigos de conmutación serán para los transistores ($S_1=0$, $S_2=0$ y $S_3=0$) y para los diodos ($D_1=1$, $D_2=0$ y $D_3=0$), luego los tres transistores están desactivados y el único diodo que sigue conduciendo es el D_1 (observar la Figura 29), D_2 y D_3 están polarizados inversamente. En t_2 se verifica que las tensiones en los terminales de los condensadores V_{C1} y V_{C2} son iguales entre sí, e iguales a $V_{Lo}/2$. Para tiempos comprendidos entre t_2 y t_2' se cumple que la intensidad de la bobina L_1 es igual a la intensidad del condensador C_1 . De igual manera, la intensidad de la bobina L_2 es la misma que la del condensador C_2 .

Después de la desconexión de S_2 , la ZR queda configurada del siguiente modo: quedan dos ramas en paralelo que vistas desde V_{in} están formadas una por L_1 y C_2 y la otra por L_2 y C_1 , verificándose que $V_{in}=V_{C1}+V_{L2}=V_{C2}+V_{L1}$, teniendo V_{in} un valor inferior a V_{Lo} que se mantiene constante en toda la etapa. También, con la nueva configuración L_1 descarga parte de su energía sobre C_2 , haciendo que el nivel de tensión de C_2 aumente y L_2 descarga parte de su energía sobre C_1 , consiguiendo que su nivel de tensión también aumente. Estas descargas de energía producen un aumento de la tensión V_{out} . Si se observa la ZR desde su salida V_{out} , también existen dos ramas en paralelo compuestas por L_1 C_1 y L_2 C_2 cada una. Después de la desconexión de S_2 y a causa de la nueva configuración del circuito, en esta etapa se verifica que $V_{out}=V_{C1}+V_{L1}=V_{C1}+V_{L1}$ y, debido a la descarga de la energía de los inductores sobre los condensadores, el valor de V_{out} se va elevando desde un valor de $V_{out}<V_{Lo}/2$ hasta un valor algo mayor que V_H en t_2' , que es el tiempo en el que termina la etapa, véase Figura 29.

En t_2' se verifica que la tensión en el condensador C_1 es igual a la del condensador C_2 y a su vez igual a V_{OC} . Esta tensión es mantenida en los condensadores C_1 y C_2 hasta el comienzo del ciclo siguiente en t_0 , siendo la

energía correspondiente a V_{0C} con la que parten los condensadores C_1 y C_2 en la primera etapa.

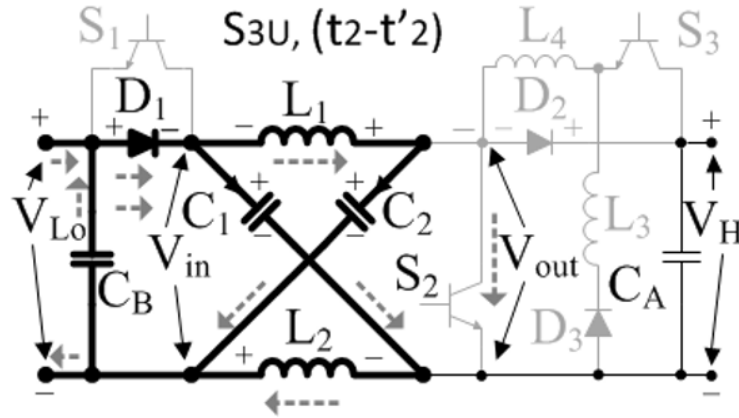


Figura 29. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{3U} .

También se observa que al comienzo de esta etapa, en t_2 , la corriente I_{D1} que pasa a través de D_1 sufre un fuerte aumento. Esto se debe al cambio en la configuración del circuito. Antes de la desconexión de S_2 había una conexión en serie de dos acoplamientos paralelo a través del transistor S_2 , el primer acoplamiento paralelo lo formaban L_1 y C_1 y el segundo L_2 y C_2 . Después de la desconexión de S_2 el circuito queda configurado con dos ramas en paralelo, cada una de ellas compuesta con un condensador y una bobina conectados entre sí en serie, cuya combinación es distinta dependiendo de si se observa desde V_{in} o desde V_{out} , como ya se ha explicado.

También, después de la apertura de S_2 , se verifica que la suma de I_{L1} más I_{L2} es igual I_{D1} , obsérvese Figura 27. Esto es debido al acoplamiento de las ramas en paralelo que se produce después de la desconexión de S_2 . Antes de la desconexión de S_2 las bobinas de la ZR estaban conectadas en serie y por ellas circulaba la corriente I_{L2} pero después de la desconexión la nueva configuración hace que las bobinas estén conectadas en paralelo y por D_1 debe de circular la corriente de las dos bobinas, o sea, el doble de I_{L2} . Esta es la explicación del aumento brusco de corriente en esta etapa a través de D_1 .

3.1.4. CUARTA ETAPA S_{4U} ($t_2'-t_3$)

En esta etapa no cambia la situación de los transistores con respecto a la anterior etapa, siendo sus códigos ($S_1=0$, $S_2=0$ y $S_3=0$). Sin embargo, los nuevos códigos de los diodos son ($D_1=1$, $D_2=1$ y $D_3=0$), de modo que D_1 sigue conduciendo y D_3 se conserva polarizado inversamente, en cambio D_2 queda polarizado directamente debido al aumento de V_{out} producido en la etapa anterior que llega a hacerse mayor que V_H y comienza a conducir quedando polarizado directamente. Véase Figura 30. En t_2' D_2 comienza a conducir, esto conlleva el traspaso de energía desde la fuente y las bobinas L_1 y L_2 al condensador C_A , que luego es distribuida a la carga a lo largo del periodo. Si se observa la Figura 27, se puede apreciar que en esta etapa la tensión del condensador C_1 es igual a la del condensador C_2 y también igual a V_{OC} , lo que significa que no habrá circulación de corriente por los condensadores C_1 y C_2 , esto nos lleva a deducir que estos condensadores no aportan energía a la carga en esta etapa del ciclo.

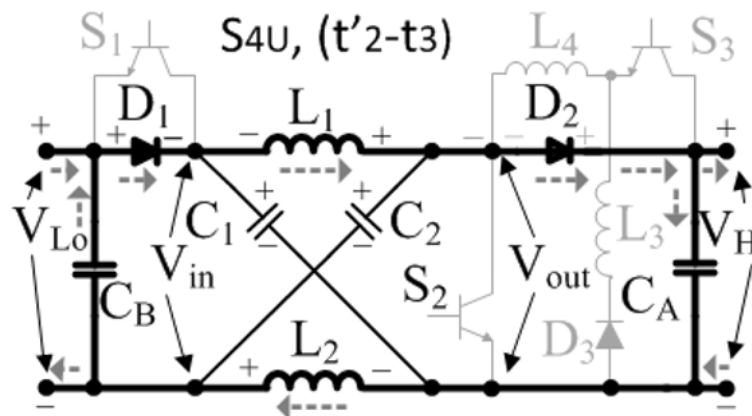


Figura 30. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{4U} .

3.1.5. QUINTA ETAPA S_{5U} (t_3-t_0)

En esta etapa S_1 , S_2 y S_3 están desactivados y los diodos, D_1 , D_2 y D_3 están polarizados inversamente y ninguno conduce. En t_3 las bobinas se han desenergizado por completo, D_1 y D_2 han dejado de conducir, por lo que se cumple que $V_{in}=V_{out}=V_{C1}=V_{C2}=V_0$. Esta situación se mantendrá hasta el comienzo del siguiente ciclo. No circula corriente por ninguna de las bobinas de la ZR, ni por ninguno de los dispositivos. Esta etapa depende del valor del ciclo de trabajo D_e . Para que el convertidor trabaje correctamente esta etapa no puede ser eliminada. El estado de sus elementos se puede ver en la Figura 31.

El convertidor en modo elevador debe trabajar en conducción discontinua (CD), para ello el mayor ciclo de trabajo posible es $D_e=0,9T$, siendo T el periodo de conmutación. Con $D_e>0,9T$ existe el riesgo de que la corriente no se extinga en el periodo creando consecuencias negativas para el convertidor como el aumento de pérdidas internas por efecto Joule, bajada del rendimiento, incluso pueden llegar a dañar la ZR por efectos de resonancia circulando corrientes muy elevadas por la ZR sin llegar a extinguirse nunca, por lo que por seguridad, el ciclo de trabajo máximo ha sido limitado $D_{max}=0,8T$.

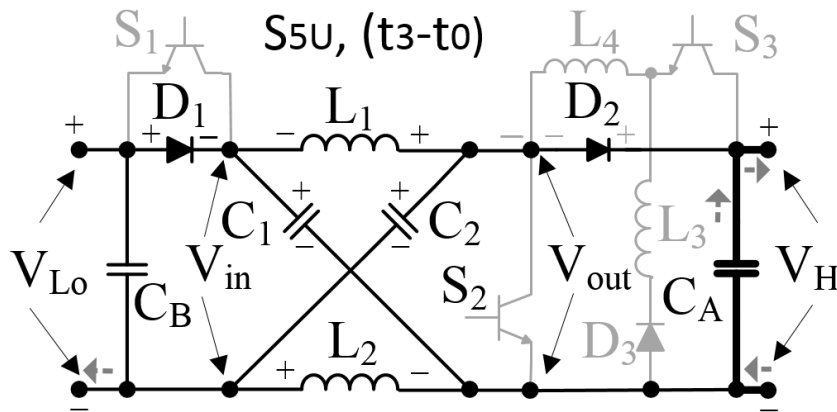


Figura 31. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{5U} .

3.2. MODO REDUCTOR DEL CONVERTIDOR PROPUESTO.

En este modo, dependiendo del valor de ciclo de trabajo reductor D_r el convertidor admite tres tipos de conducción, que son: conducción discontinua (CD), conducción de transición (CT) y conducción continua (CC_{on}). La CD se produce cuando se utiliza un ciclo de trabajo de valor pequeño y además el convertidor está trabajando con una gran ganancia reductora, que es el tipo de convertidor sobre el que se centra esta tesis. La CC_{on} se produce para ciclos de trabajo mayores y lleva asociado ganancias de tensión más pequeñas. La CT se sitúa entre la CD y la CC_{on} y es una zona intermedia que separa a estos dos tipos de conducción.

En el modo reductor el convertidor trabaja de forma inversa al modo elevador. Para facilitar la comprensión del lector, se han conservado las mismas variables en los dos modos. En la Figura 32 y en la Figura 33 se representan las siguientes variables con su nuevo significado válido para este modo: la tensión de entrada en la red de impedancia será V_{out} ya que en este modo se trata de reducir la tensión, estando la entrada de energía al convertidor a nivel de tensión V_H . La tensión de salida a la ZR será V_{in} que conecta con la tensión de salida del convertidor V_{Lo} a través del transistor S_1 , siendo V_{Lo} igual a la tensión en los terminales del condensador C_B . Por otro lado, I_{L4} es la corriente en la bobina L_4 , las corrientes en los inductores L_1 y L_2 son iguales y se representan por la variable I_{L1} y la corriente que circula de la red de impedancia a la carga es I_{S1} .

La conmutación cuando el convertidor trabaja en un régimen estable, se da en dos etapas. En la etapa uno está activo S_3 y se muestra en la Figura 32 y en la etapa dos, se desactiva S_3 y se muestra en la Figura 33.

3.2.1. PRIMERA ETAPA, S_{1D} (t_0-t_1)

En esta etapa solo se activa S_3 en t_0 y se mantiene activo toda la etapa hasta t_1 . También S_1 se mantiene activo durante todo el periodo de conmutación, conectando la salida de la ZR de tensión V_{in} con el condensador C_B . Durante el tiempo que esta S_3 activo, tanto los inductores de la ZR como L_4 se energizan almacenando energía en sus campos magnéticos. Además, los condensadores de la ZR aumentan su nivel de carga almacenando energía, en la Figura 32 se muestra el circuito de esta etapa. Cuando se trabaja en CD los valores de I_{L4} y de I_{S1} se hacen cero al final de esta etapa, esto sólo sucede en este tipo de conducción.

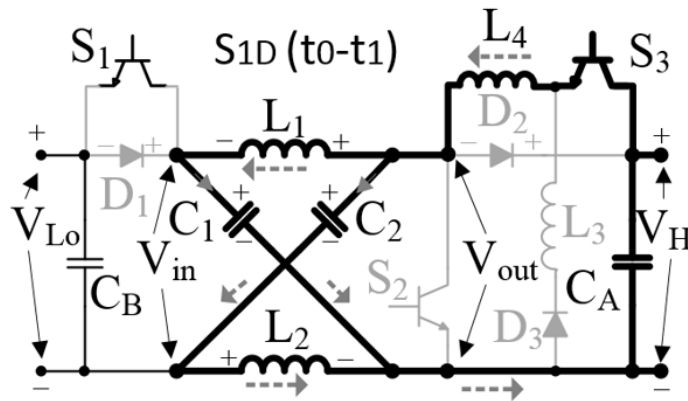


Figura 32. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{1D} .

3.2.2. SEGUNDA ETAPA, S_{2D} (t_1-t_0)

En esta etapa el transistor S_3 se desactiva en el tiempo t_1 y se mantiene desactivado hasta el instante t_0 del ciclo siguiente, por lo tanto, durante esta etapa la ZR no recibe energía desde el nivel de tensión V_H pero gestiona la energía que tiene almacenada y la va cediendo al condensador C_B de modo que V_{Lo} se conserva sensiblemente constante mientras que el convertidor está alimentando la carga a la tensión V_{Lo} .

En este modo, la aportación de energía a la carga depende del tipo de conducción, del valor de la ganancia reductora y de la potencia para la que este diseñado el convertidor.

La diferencia principal entre los tipos de conducción de la fuente de impedancia en este modo es la forma en que la ZR dosifica su energía para cederla a la carga.

En el tipo de conducción CD las bobinas L_4 , L_1 y L_2 no están siempre conduciendo, la corriente que circula a través de todas ellas se anula en algún rango de tiempo del periodo.

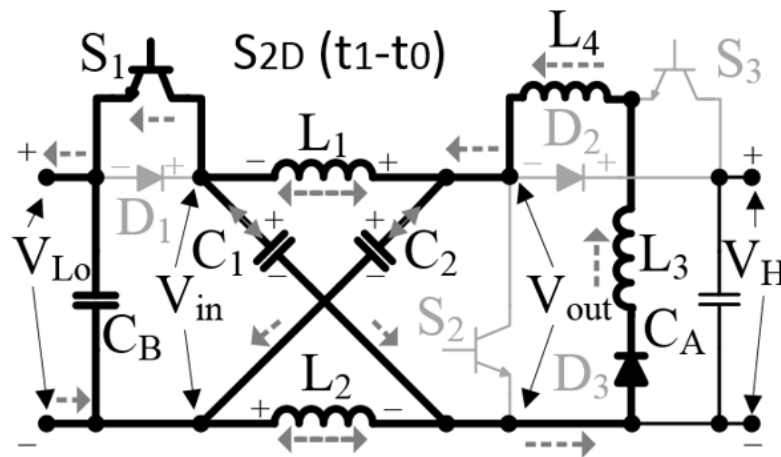


Figura 33. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{2D} .

El tipo de conducción TC es una fase intermedia entre los tipos de CD y CC_{on} . Las bobinas L_1 y L_2 están conduciendo durante todo el periodo, en cambio, en la bobina L_4 sí se extingue la corriente llegando a alcanzar valor cero al menos durante un instante en cada periodo.

En el tipo de conducción continua CC, las bobinas L_4 , L_1 y L_2 están siempre conduciendo corriente, en L_4 la corriente no se anula en todo el periodo y las corrientes I_{L1} e I_{L2} están sometidas a cambios de sentido haciendo cruces por cero, pero tampoco se anulan.

4. Análisis del convertidor propuesto

4.1. MODO ELEVADOR

El modo elevador es el que tiene la misión de tomar energía de un nivel de tensión más bajo y convertir esa energía a un nivel de tensión más elevado, anteriormente en el apartado 3 se ha mostrado la arquitectura y el principio de operación, donde se pueden ver todas las etapas de trabajo del modo elevador así como toda la operativa del convertidor, que va evolucionando en función de la conmutación de los dispositivos. En este apartado se presenta el análisis de los modos, el cual nos va a permitir una comprensión analítica del convertidor trabajando en cada uno de los modos además de sentarse las bases del diseño del convertidor para ser aplicado en situaciones concretas.

4.1.1. ANALISIS MATEMATICO DE LAS DISTINTAS ETAPAS

Este análisis se hace suponiendo una ZR equilibrada, de modo que los condensadores y bobinas de la ZR son iguales entre sí. Se usará L y C para hacer referencia al valor de inductancia o capacitancia de cualquier condensador o bobina de la ZR. En general, para el planteamiento de las ecuaciones se tienen en cuenta las siguientes suposiciones: los transistores se suponen ideales y se consideran que tienen resistencia y capacitancia nulas.

Se procede a detallar el análisis del convertidor propuesto etapa a etapa.

4.1.1.1. Etapa S_{1U}

El inicio de la conmutación comienza en t_0 y se parte con los condensadores de la ZR cargados a un valor de tensión V_C igual al valor V_{0C} , que es obtenido en el instante t'_2 de ciclo de trabajo anterior. En el instante t_0 se conecta S_2 y comienza la descarga de los condensadores C_1 y C_2 a través de las bobinas L_1 y L_2 respectivamente, por lo que estas bobinas comenzarán a energizarse con la energía almacenada en los condensadores. Esta cesión de energía, que parte de los condensadores hacia las bobinas, hace que en el instante t_1 , que es el final de esta etapa, el nivel de tensión de los condensadores llegue a ser $V_c = V_{Lo}/2$, siendo V_{Lo} la tensión de la fuente de alimentación.

En esta etapa, el planteamiento de las ecuaciones comienza por las mallas de entrada y salida de la ZR. Para ello se le recomienda al lector visualizar la Figura 26. Si la ZR es vista desde su entrada se verifica la ecuación (1) y si se observa desde su salida se cumple la ecuación (2).

$$V_{in} = V_C + V_L \quad (1)$$

$$V_{out} - V_C + V_L = 0 \quad (2)$$

Despreciando la tensión colector emisor del transistor S_2 y las caídas de tensión internas de los condensadores y de los inductores de la ZR, se verifica que $V_{out} = 0$ y por tanto teniendo en cuenta (2) se obtiene (3):

$$V_C = V_L \quad (3)$$

Por otra parte, para poder evaluar la evolución de la tensión en los condensadores de la ZR en función de la corriente de descarga, se usa (4).

La corriente en las bobinas L_1 y L_2 , que es igual que la corriente de los condensadores C_1 y C_2 , se pueden obtener con (5) y con (6) se obtiene el valor de tensión en los condensadores C_1 y C_2 en función de su carga. Para obtener el valor inicial de la corriente que se produce en las bobinas L_1 y L_2 hay que tener presentes las siguientes expresiones:

$$V_c = \left(V_{0C} - \frac{1}{C} \int I_L dt \right) \quad (4)$$

$$I_L = \frac{dq}{dt} \quad (5)$$

$$V_c = \frac{q}{C} \quad (6)$$

Siendo V_{0C} la tensión inicial de carga de los condensadores al inicio del ciclo de trabajo, V_C la tensión en los condensadores, I_L intensidad en la bobina, C capacidad de los condensadores de la ZR, q la carga de los condensadores y t la variable tiempo comprendida entre t_0 y t_1 .

Teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores y según el circuito de esta etapa (t_0 - t_1) de la Figura 26, se puede plantear la ecuación diferencial de tensiones (7).

$$\left(V_{0C} - \frac{1}{C} \int I_L dt \right) + L \frac{dI_L}{dt} + R_{LC} I_L = 0 \quad (7)$$

Donde R_{CL} representa la resistencia interna del circuito serie (bobina condensador), C la capacidad de los condensadores, L la inductancia de las

bobinas y V_{0C} la tensión inicial de carga de los condensadores al inicio del ciclo de trabajo.

Considerando que V_{0C} es la tensión de los condensadores al inicio del ciclo de conmutación y por tanto de la etapa, por ese motivo puede ser considerada como una condición de contorno. Operando sobre (7) y teniendo en cuenta (5) y (6) se obtiene la ecuación diferencial que relaciona las tensiones en los condensadores de la ZR con su carga.

$$V_c + L \frac{d^2 q}{dt^2} + R_{LC} \frac{dq}{dt} = 0 \quad (8)$$

Teniendo en cuenta que $q = C \cdot V_c$ entonces (8) queda:

$$V_c + LC \frac{d^2 V_c}{dt^2} + R_{LC} C \frac{dV_c}{dt} = 0 \quad (9)$$

Para resolver la ecuación (9) con mayor facilidad se va a trabajar con la transformada de Laplace:

$$V_c(s) + LC [s^2 V_c(s) - sV_c(0) - V_c'(0)] + RC [sV_c(s) - V_c(0)] = 0 \quad (10)$$

Teniendo en cuenta que $V_c'(0) = 0$ podemos simplificar (10) quedando de la siguiente forma:

$$(1 + LCs^2 + RCs)V(s) = (LCs + RC)V_c(0) \quad (11)$$

Por lo que la expresión de la tensión quedaría:

$$V(s) = \frac{(LCs + RC)}{(1 + LCs^2 + RCs)} V_c(0) \quad (12)$$

La función (12) se encuentra en variable s , haciendo la transformada inversa se obtiene la función de la evolución de la tensión en los condensadores de la ZR en esta etapa, que es:

$$V_c(t) = V_{0C} e^{-\frac{R_{LC}}{2L}t} \left(\cosh\left(\frac{t\sqrt{CR_{LC}^2 - L}}{\sqrt{CL}}\right) + \frac{\sqrt{C}R_{LC} \sinh\left(\frac{t \cdot B}{\sqrt{CL}}\right)}{2B} \right) \quad (13)$$

$$\text{Tal que } B = \sqrt{\frac{CR_{LC}^2}{4} - L} \quad \forall t \in [t_0, t_1]$$

Como se puede observar, la expresión de la evolución de la tensión V_c mostrada (13) es bastante compleja a la hora de trabajar con ella. Para intentar conseguir una expresión más simple, se va a llevar a cabo una aproximación haciendo uso del desarrollo en serie de Taylor.

Para elegir el orden que se va a utilizar, se han realizado varias pruebas, comenzando por el orden 5, que se ha obtenido (14).

$$\begin{aligned} V_c(t) = & -V_{0C} \left(\frac{R_{LC}^4}{128L^4} - \frac{\sigma_1^2}{24C^2L^4} + \frac{R_{LC}^2\sigma_1}{48CL^4} \right) t^4 + \\ & + V_{0C} \left(\frac{R_{LC}^3}{24L^3} - \frac{R_{LC}\sigma_1}{24CL^3} \right) t^3 - V_{0C} \left(\frac{R_{LC}^2}{8L^2} - \frac{\sigma_1}{2CL^2} \right) t^2 + V_{0C} \end{aligned} \quad (14)$$

donde

$$\sigma_1 = L - \frac{CR_{LC}^2}{4}$$

La función obtenida es bastante compleja. Se puede comprobar la similitud que existe entre la solución ecuación diferencial y la aproximación del desarrollo en serie de Taylor de orden 5 en la Figura 34. La representación se ha hecho partiendo de un valor de tensión V_{0C} de los condensadores de la ZR de 200V. De entre las dos curvas que se pueden apreciar en la Figura 34 la representación de la función obtenida mediante aproximación en desarrollo en serie de Taylor es la de color azul y la solución de la ecuación diferencial la de color negro. Como se puede apreciar, son muy similares ambos resultados. A pesar de ello, como la ecuación obtenida sobrepasa la dificultad esperada, se va a proceder a comparar la aproximación de tercer orden con la función.

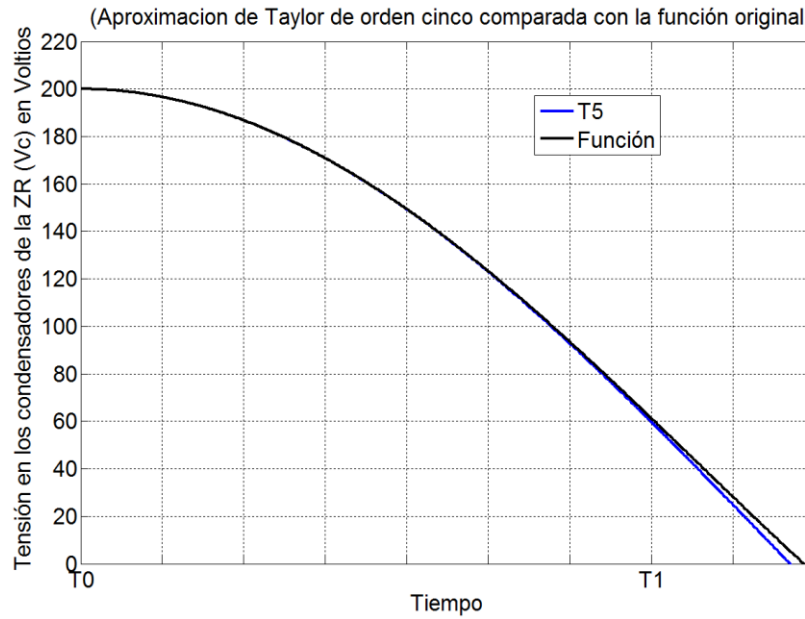


Figura 34. Representación gráfica de la ecuación diferencial comparada con la aproximación de quinto orden.

La aproximación de la ecuación (13) en tercer orden arroja la siguiente solución:

$$V_c(t) = V_{0C} - V_{0C} \left(\frac{R_{LC}^4}{8L^2} - \frac{L - \frac{C R_{LC}^2}{4}}{2CL} \right); \quad \forall t \in [t_0, t_1] / t_0 = 0 \quad (15)$$

Que como se puede apreciar es más sencilla y simple, esto facilita mucho el trabajo pero se comete un error algo mayor que la aproximación de quinto orden. En la Figura 35 se puede comprobar la diferencia de las representaciones de la solución de la ecuación diferencial y la aproximación de tercer orden. Aunque la solución de la ecuación diferencial se ha evaluado hasta cero, que es la descarga completa de los condensadores C_1 y C_2 , esta descarga se para cuando el valor de V_C sea algo menor de $V_{Lo}/2$, que es cuando empieza a conducir D_1 .

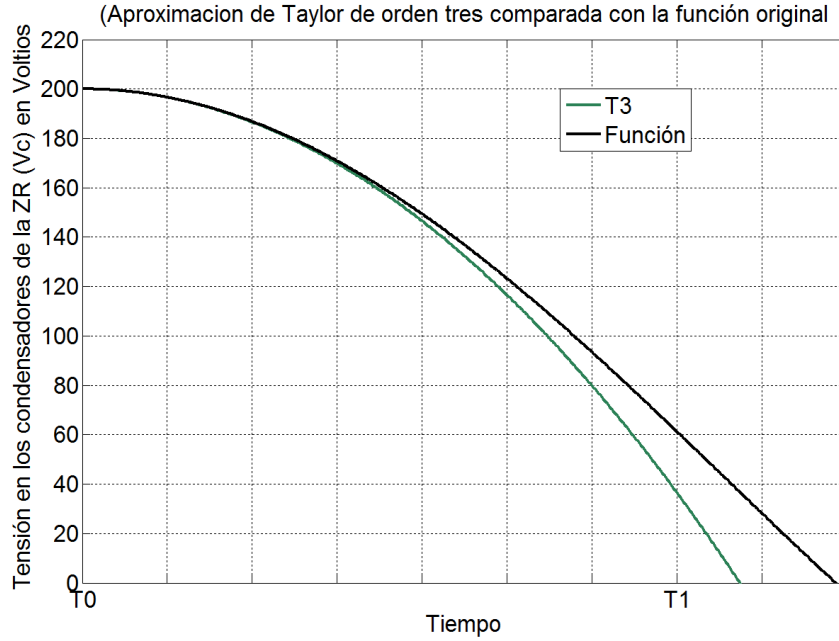


Figura 35. Representación gráfica de la ecuación diferencial de tensión para el periodo S_{1U} comparada con la aproximación de tercer orden.

Por lo dicho en el párrafo anterior la aproximación de tercer orden tiene un error que puede ser aceptable, es algo mayor que el error de la de orden cinco pero simplifica mucho las expresiones obtenidas.

Además, simplificando (15) se puede llegar a una expresión aún más simple, para ello se tiene que simplificar el paréntesis, obteniendo la expresión (16), donde la variable tiempo se mueve entre t_0 y t_1 .

$$V_c(t) = V_{0c} \left(1 - \frac{t^2}{2LC} \right); \forall t \in (t_0, t_1) / t_0 = 0 \quad (16)$$

Los condensadores C_1 y C_2 descargan en un tiempo muy corto a través L_1 y L_2 respectivamente desde el valor inicial V_{0c} hasta el valor $V_{Lo}/2$, asumiendo un pequeño error. La función (13) puede ser aproximada por la función (16).

Además del valor de tensión en cada instante, se necesita conocer cuánto tiempo necesitan los condensadores C_1 y C_2 para descargarse hasta la tensión $V_{cc}/2$. El tiempo de descarga de los condensadores C_1 y C_2 sobre las respectivas bobinas L_1 y L_2 se obtiene despejando el tiempo de la función (16), siendo la tensión

final de descarga $V_{cc}/2$. Poniendo el tiempo en función del periodo de conmutación el valor obtenido se muestra en (17).

$$t_1 - t_0 = t_1 = \alpha T = \sqrt{\frac{C \cdot L \cdot (2V_{0C} - V_{Lo})}{V_{0C}}} / t_0 = 0 \quad (17)$$

Siendo α la porción de periodo en la que se están descargando los condensadores sobre las bobinas.

Durante este intervalo el tiempo que ocupa la etapa S_{1U} , tiempo comprendido entre t_0 y t_1 , se produce la descarga de la energía de los condensadores sobre las bobinas, pero luego esta misma energía la devolverán las bobinas a los condensadores en la etapa S_{3U} entre los tiempos t_2' y t_3 . Este intercambio de energía responde a la siguiente ecuación:

$$\Delta E_C = \frac{1}{2} C \left(V_{0C}^2 - \left(\frac{V_{Lo}}{2} \right)^2 \right) \quad (18)$$

Este proceso de carga y descarga de condensadores en crítico en el convertidor y la confiere unas propiedades específicas que pueden ser controladas desde el diseño de la ZR para conseguir los objetivos perseguidos.

Esta energía se mueve dentro de la ZR en cada ciclo, pasando de campos eléctricos a magnéticos y de magnéticos a eléctricos de forma cíclica, sin ser consumida por la carga. De hecho, estos intercambios energéticos son los que hacen posible la elevación de tensión en el convertidor.

Además, también es necesario conseguir la expresión de la corriente de las bobinas. Para ello se va a aplicar la transformada de Laplace a la ecuación (7).

$$-\left(\frac{V_{0C}}{S} - \frac{1}{C} \frac{I(s)}{s} \right) + (LsI(s) - I(0)) + RI(s) = 0 \quad (19)$$

Como $I(0) = 0$ se obtiene la expresión:

$$\left(\frac{1}{Cs} + Ls + R \right) I(s) = \frac{V_{0C}}{S} \quad (20)$$

Y de la expresión (20) se despeja $I(s)$ obteniendo la función de corriente en variable S .

$$I(s) = \frac{\frac{V_{0C}}{s}}{\left(\frac{1}{Cs} + Ls + R\right)} \quad (21)$$

Haciendo la transformación inversa a (21) se obtiene (22), que es la corriente en los inductores durante la descarga de los condensadores de la ZR en función de la variable t , para lo que tienen que tenerse en cuenta el rango de tiempos entre los que se produce la descarga de los condensadores.

$$I_L(t) = \frac{2\sqrt{C}V_{0C} \sin\left(\frac{t\sqrt{4L-CR^2}}{2\sqrt{CL}}\right) e^{-\frac{Rt}{2L}}}{\sqrt{4L-CR^2}}; \forall t \in [t_0, t_1] / t_0 = 0 \quad (22)$$

Como se puede apreciar (22) es una función complicada para operar con ella, por lo que se va a proceder obtener aproximaciones a dicha función haciendo desarrollos en serie de Taylor.

Dicha aproximación será llevada a cabo para el tiempo t_1 . Se ha obtenido hasta el quinto orden, en (23) se muestra el orden cuatro, que se puede observar que presenta dificultad excesiva para operar.

$$I_L(t) = \frac{V_{0C}t}{L} - \frac{R_{LC}V_{0C}t^2}{2L^2} - \frac{2\sqrt{C}V_{0C}t^3 \left(\frac{\sigma_2^{3/2}}{48C^{3/2}L^3} - \frac{R_{LC}^2\sqrt{\sigma_2}}{16\sqrt{CL}^3} \right)}{\sqrt{\sigma_2}} \quad \forall t \in (t_0, t_1)$$

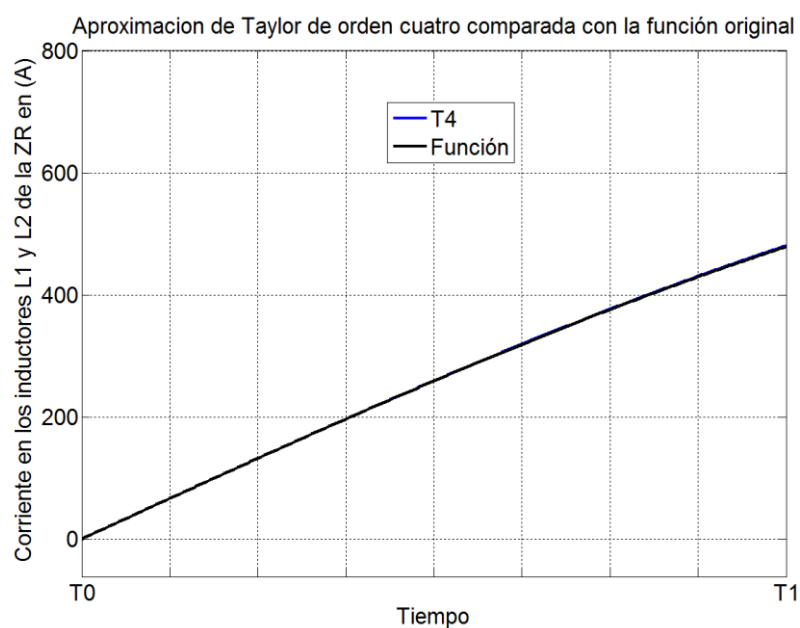
donde

$$\sigma_2 = 4L - CR_{LC}^2 \quad (23)$$

Por ello se ha eliminado el último término de la expresión (23) y se ha obtenido la aproximación de orden 3, siendo esta aproximación la mostrada en la expresión (24), donde se puede comprobar que el nivel de dificultad de la expresión ha disminuido considerablemente.

$$I_L(t) = \frac{V_{0C}t}{L} - \frac{R_{LC}V_{0C}t^2}{2L^2}; \quad \forall t \in (t_0, t_1) / t_0 = 0 \quad (24)$$

Pero para ver si (24) puede ser de utilidad se necesita comprobar si el error cometido puede ser despreciado. Para ello se hace una comparación de las aproximaciones tres y cuatro con la solución real de la ecuación diferencial para saber si realmente puede ser de utilidad. Para la obtención de estas representaciones se han utilizado los valores de 0.01 ohmios de resistencia en la rama RC, una capacidad de 20 μF , una inductancia de 1.5 μH y una tensión en los condensadores V_{0C} de 200V. Las representaciones se muestran en la Figura 36. La primera es la comparación de la aproximación de orden cuatro, que es casi igual a la función original y la segunda es la comparación de la aproximación de orden tres, donde se puede apreciar que se produce un error mayor que en la anterior. Además el error cometido obtiene valores mayores de I_{Lt1} , con ello se consigue un diseño de componentes más robusto.



(a)

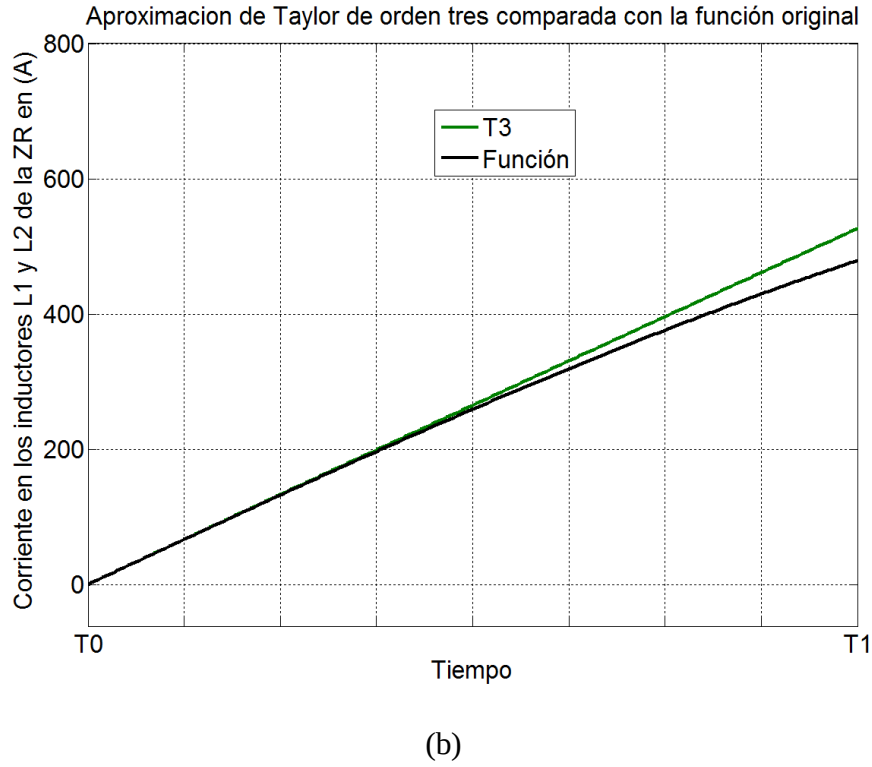


Figura 36. Representación gráfica de la función de la evolución de la corriente en las bobinas de los inductores L_1 y L_2 entre t_0 - t_1 , comparada con sus aproximaciones de tercer (b), cuarto orden (a).

Como se puede apreciar, para los primeros instantes de tiempo del rango, las tres funciones comparadas se comportan de forma similar, pero cuando la función se aproxima a t_1 el error incrementa. A pesar de ello, si se tiene en cuenta el aumento de simplicidad en la función obtenida con la aproximación tres, se opta por esta, mostrada en (24), que es más cómoda para trabajar. Simplificando esta ecuación se obtiene la expresión (25) con la que se pueden obtener los valores de corriente en todo el proceso de descarga de los condensadores C_1 y C_2 de la ZR sobre las bobinas L_1 y L_2 respectivamente.

$$I_L(t) = \frac{V_{0C}}{L} t \left(1 - \frac{Rt}{2L} \right); \forall t \in (t_0, t_1) / t_0 = 0 \quad (25)$$

Para el diseño del convertidor uno de los valores clave es la obtención del valor de corriente $I_{L(t)}$ que circula por las bobinas cuando los condensadores han descargado su energía sobre las bobinas. Para ello se necesita conocer el tiempo transcurrido en la descarga de los condensadores entre los niveles de tensión V_{0C}

y $V_{Lo}/2$, este tiempo es t_1-t_0 y ya ha sido calculado en (17). Como se puede apreciar en (25), para saber el valor de la corriente en el instante t_1 se necesita sustituir el valor de t_1 obtenido en (17) sobre la variable t de (25), obteniendo la expresión del valor de la corriente en las bobinas L_1 y L_2 en el instante t_1 mostrada en (26).

$$I_L(t_1) = -\frac{C R_{LC}(2V_{0C} - V_{Lo})}{2L} - \sqrt{\frac{C V_{0C}(2V_{0C} - V_{Lo})}{L}} \quad (26)$$

Esta expresión se ha obtenido mediante aproximaciones. Pero más adelante se obtendrá otra más exacta haciendo un balance energético entre la energía descargada de los condensadores entre t_0 y t_1 y la energía almacenada en las bobinas de la ZR en el instante t_1 . Esta nueva función es más adecuada para el diseño del convertidor.

4.1.1.2. Etapa S_{2U}

Esta etapa comienza en t_1 , cuando el diodo D_1 es polarizado directamente permitiendo conducción desde la fuente hacia la ZR.

La corriente que circula a través de las bobinas L_1 y L_2 en el rango de tiempos (t_1-t_2) será la corriente existente en las bobinas en el instante t_1 más la suma de corriente debida a la aportación de la fuente durante el tiempo t menos t_1 , siendo ahora t la variable de tiempo comprendida entre t_1 y t_2 .

En la Figura 28, observando la ZR desde la fuente con tensión V_{Lo} , durante esta etapa se verifica (27).

$$V_{L_0} = V_L(t) + V_C(t) + V_{D_1}(t) \quad \forall t \in (t_0, t_1) / t_0 = 0 \quad (27)$$

Observando la ZR desde la entrada V_{in} (malla de entrada) y teniendo en cuenta que la caída de tensión del diodo V_{D1} es mucho más pequeña que las tensiones V_C y V_L se deduce que V_{D1} puede ser despreciada sin cometer mucho error y se cumple (28)

$$V_{L_0} = V_L(t) + V_C(t) \quad \forall t \in (t_0, t_1) / t_0 = 0 \quad (28)$$

Observando la ZR desde la salida V_{out} (malla de salida), se sigue verificando (2). Teniendo en cuenta (28) y (2), se obtiene:

$$V_{L_o} = 2V_L \Rightarrow V_{L_o} = 2L \frac{dI_L}{dt} \quad (29)$$

Por tanto, en esta etapa la corriente que circula por las bobinas, I_{L1} e I_{L2} , en el rango (t_1-t_2) es procedente de la fuente de continua, V_{L_o} , y responde a la siguiente ecuación:

$$I_{L(t_1-t_2)} = I_L(t_1) + \frac{V_{L_o}}{2L} \int_{t_1}^t dt \quad \forall t \in [t_1 - t_2] \quad (30)$$

Luego la intensidad para este periodo se puede obtener con la expresión:

$$I_{L(t_1-t_2)} = I_L(t_1) + \frac{V_{L_o}}{2L} (t - t_1) \quad \forall t \in [t_1 - t_2] \quad (31)$$

La cual se utiliza para calcular las corrientes que circulan por las bobinas $I_{L1}(t_2)$ e $I_{L2}(t_2)$ que son iguales entre sí, por ese motivo ambas intensidades se denominaran $I_L(t_2)$, siendo estas las corrientes que circulan por las bobinas de la ZR en el instante t_2 . Esta será la suma de la corriente en t_1 , procedente de la descarga de los condensadores a través de las bobinas, más la corriente que se aporta desde la fuente de continua V_{L_o} en la etapa (t_1-t_2) , como se muestra en (32).

$$I_L(t_2) = I_L(t_1) + I_L(t) \quad \forall t \in (t_1 - t_2] \quad (32)$$

Por tanto, sustituyendo (26) en (32) se obtiene (33), con la que se puede obtener el valor de la corriente en la bobinas de la ZR.

$$I_{Lt2} = \frac{C R_{LC} (2V_{0C} - V_{L_o})}{2L} + \sqrt{\frac{C V_{0C} (2V_{0C} - V_{L_o})}{L}} + \frac{V_{L_o}}{2L} t; \quad / t = t_2 - t_1 \quad (33)$$

Como puede observarse en la Figura 27, para $t=t_2$ se obtendrá al valor de la corriente máxima que circula por las bobinas L_1 y L_2 .

Justo en el instante t_2 se produce la desconexión de S_2 y termina la energización de las bobinas L_1 y L_2 de la ZR. Es necesario tener en cuenta que el tiempo t_2 responde a la expresión.

$$t_2 = T \cdot D \quad (34)$$

Y que la expresión para el tiempo t_1 viene definida por (17).

La corriente que circula a través de la bobina en el instante t_2 , cuando se produce la desconexión de S_2 denominada I_{L2} o I_{Lmax} , se obtiene a través de la expresión (35). Esta corriente es clave para el diseño del convertidor, ya que es la máxima corriente que pasa por la ZR y por algunos componentes.

$$I_L(t_2) = I_L(t_1) + \frac{V_{Lo}}{2L} \left(DT - \sqrt{\frac{CL(2V_{0C} - V_{Lo})}{V_{0C}}} \right) = I_{Lmax} \quad (35)$$

Por lo que esta sería la expresión de la corriente que circula por las bobinas L_1 y L_2 en el instante t_2 , que coincide con la mayor intensidad que atravesará las bobina en todo el ciclo. También la expresión (35) puede ser sustituida por (64), que será obtenida más adelante partiendo del balance energético entre condensadores C_1 , C_2 y las bobinas L_1 , L_2 , respectivamente en el tiempo t_1 . La expresión (64) será obtenida sin utilización de aproximaciones y después de haber evaluado el valor de V_{0C} .

4.1.1.3. Etapa S_{3U}

Cuando se desconecta S_2 , la energía almacenada en las bobinas de la ZR comienza a cargar los condensadores C_1 y C_2 . Si se observa la Figura 29, las tensiones en la malla compuesta por la fuente V_{Lo} el diodo D_1 y los elementos pasivos de la ZR, L_1 y C_2 ambos conectados en serie, cumplen con la expresión:

$$V_{Lo} + V_L(t) = V_C(t) + V_{R_{LC}}(t) + V_{D_1} \quad (36)$$

Esta etapa comienza en t_2 (cuando se desconecta S_2), entonces, las bobinas de la ZR cambian de polaridad, intentando conservar la corriente que circula a través de ellas. En t_2 la tensión V_{out} es algo menor que V_{Lo} y se verifica $V_H > V_{out}$, luego el diodo D_2 está polarizado inversamente. Esto obliga a que la energía almacenada en las bobinas se descargue sobre los condensadores de la ZR. La energía almacenada en L_1 descarga sobre C_2 y la energía almacenada en L_2 descarga sobre C_1 , produciéndose la elevación de las tensiones V_L y V_C que en la malla de salida se suman de modo que quedan configuradas dos ramas en paralelo, una compuesta por C_1 en serie con L_1 y la otra por C_2 en serie con L_2 , teniendo las dos ramas la tensión V_{out} en sus terminales, como se muestra en (37). Justo en el instante t'_2 , V_{out} supera la tensión V_H y termina esta etapa.

$$V_{out} = V_{C_1}(t) + V_{L_1}(t) = V_{C_2}(t) + V_{L_2}(t) \quad (37)$$

Para el planteamiento de las ecuaciones debe tenerse en cuenta que, en el proceso de descarga de las bobinas la corriente está disminuyendo por lo que su pendiente será negativa. Como las bobinas están apoyando a la fuente en la carga de los condensadores, para que la tensión quede en la dirección de la fuente, se verifica que:

$$V_L = -L \frac{dI}{dt} \quad (38)$$

Teniendo en cuenta (36), donde $V_{R_{LC}}$ es la caída de tensión en la resistencia del circuito condensador-bobina completo y V_{D1} la caída de tensión del diodo D_1 .

Por otra parte, la ecuación de tensiones en la malla de salida será:

$$V_{out}(t) = V_C(t) + V_L(t) \quad / \quad V_{out}(t) < V_H \quad \forall t \in [t_2, t'_2) \quad (39)$$

Para facilitar el cálculo, si se quiere valorar la corriente de descarga de las bobinas L_1 y L_2 sobre C_2 y C_1 respectivamente, entre $[t_2, t'_2]$ se obtiene utilizando (40), donde se ha tenido en cuenta el teorema de superposición y se ha despreciado la tensión de la fuente y la tensión inicial del condensador.

$$-L \frac{dI_L}{dt} = I_L R_{LC} + \frac{1}{C} \int I_L dt \quad (40)$$

Para obtener la solución se aplican transformadas de Laplace sobre (40) y se obtiene (41).

$$-L(sI_L(s) - I_L(0)) = I_L(s)R_{LC} + \frac{1}{C} \frac{I_L(s)}{s} \quad (41)$$

Despejando la variable de la corriente en variable s se obtiene:

$$I_L(s) = \frac{LI(0)}{Ls + R_{LC} + \frac{1}{Cs}} \quad (42)$$

Siendo $I_L(0)$ el valor de corriente (al inicio de la etapa) cuando se inicia la descarga de los condensadores sobre las bobinas se verifica $I_L(0) = I_{L2} = I_{Lmax}$, que es la corriente máxima obtenida en la etapa anterior S_{U2} .

Para poder obtener la expresión de la corriente en esta etapa en función del tiempo, se aplica la transformación inversa de Laplace sobre (42) y se obtiene (43), que aporta la función de corriente en las bobinas L_1 y L_2 que cargan los condensadores C_2 y C_1 respectivamente hasta su valor de tensión al inicio del ciclo de conmutación V_{0C} .

$$I_L(t) = I_{max} e^{-\frac{R_{LC}t}{2L}} \left(\cosh \frac{t\omega}{\sqrt{CL}} - \frac{\sqrt{C}R \sinh t \frac{\omega}{\sqrt{CL}}}{2\omega} \right) \quad (43)$$

tal que $\omega = \sqrt{\frac{CR^2}{4} - L}; \quad \forall t \in [t_2, t'_2]$

Para obtener la función de tensión $V_c(t)$ de los condensadores C_1 y C_2 , se tiene en cuenta el valor de tensión V_c , que antes de la apertura de S_2 existía en los condensadores C_1 y C_2 , que eran $V_{C1} = V_{C2} = V_{Lo}/2$, por tanto, la carga de los condensadores comienza a partir de esta tensión, luego, la función de tensión de los condensadores C_1 y C_2 en esta etapa se obtiene sumado a la tensión que tienen los condensadores en t_2 la tensión obtenida por la recarga con la energía

almacenada en las bobinas L_2 y L_1 respectivamente. Esto se puede expresar con (44), siendo el valor de $I_L(t)$ la función mostrada de (43).

$$V_C(t) = \frac{V_{L_0}}{2} + \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t'_2} I_L(t) dt \quad (44)$$

Integrando el valor de $I_L(t)$ en t sin sustituir los límites de integración se obtiene la expresión (45), que es la función de tensión de los condensadores en esta etapa.

$$V_C(t) = \frac{V_{L_0}}{2} + \left[\frac{I_{L\max}}{\sqrt{C} \omega} \sinh\left(t \frac{\omega}{\sqrt{CL}}\right) e^{-\frac{R_{LC}}{2L}t} \right]_{t_2}^{t'_2} / \quad \forall t \in [t_2, t'_2] \quad (45)$$

talque $\omega = \sqrt{\frac{CR^2}{4} - L};$

Al igual que se ha realizado anteriormente, se va a buscar una aproximación donde no se cometa un error excesivo y su operativa matemática no sea muy complicada. La función que se obtiene si se le aplica a la expresión (45) el desarrollo de Taylor de tercer orden es:

$$V_C(t) = \frac{V_{L_0}}{2} + \frac{I_{L\max}}{C} t - \frac{I_{\max} R_{LC} t^2}{2LC} \quad (46)$$

En la Figura 37, se han representado la función (45) así como las dos aproximaciones de Taylor segunda y tercera. También ha sido estudiada la cuarta aproximación que es muy aproximada en todo recorrido, pero presenta una gran dificultad para el análisis y ha sido desestimada.

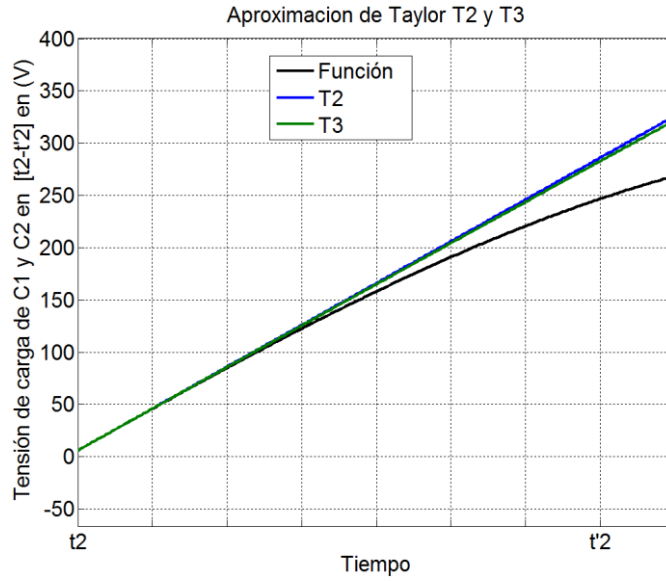


Figura 37. Representación gráfica de la tensión de los condensadores C_1 y C_2 mostrada en (45), y de sus aproximaciones de Taylor de segundo y tercer orden en la etapa S_{3U} .

Si se observa la Figura 37, son muy similares las aproximaciones de segundo y la de tercer orden, en ambas se comete un error parecido. Utilizar una aproximación de orden mayor de tres, complica mucho la solución buscada.

Además, en esta representación se ha usado un valor de intensidad elevado para evaluar la diferencia de las aproximaciones en una situación extrema, esto sucede con valores de cargas elevadas conectadas al convertidor. En caso de corrientes menores (utilizando cargas menores) el tiempo de descarga es menor y t'_2 estará más a la izquierda y por tanto más cerca de t_2 , siendo el error algo menor, de modo que teniendo en cuenta que las diferencia entre las aproximaciones de orden dos y tres son muy pequeñas, se elige la aproximación de segundo orden debido a su mayor sencillez, por lo que la ecuación a utilizar es:

$$V_C(t) = \frac{V_{Lo}}{2} + \frac{I_{Lmax}}{C} t; \quad \forall t \in [t_2, t'_2] \quad (47)$$

Al final de esta etapa los condensadores quedan cargados a la tensión V_{0C} , que es la tensión con la que el convertidor iniciará el ciclo siguiente.

Teniendo en cuenta el proceso de conmutación del convertidor, el tiempo comprendido entre t_2 y t'_2 no es fijo, depende del tiempo de duración de la

descarga de las bobinas L_1 y L_2 sobre los condensadores y, por tanto, sufre pequeñas variaciones en función de la carga que esté convirtiendo el convertidor en cada ciclo de trabajo, pudiendo ser el valor de t_2 distinto entre ciclos. Además esta descarga no es completa, dura hasta que los condensadores adquieren un nivel de tensión, que es el que se trata de obtener en el análisis de esta etapa denominado V_{0C} . El instante de tiempo t'_2 es el umbral en el que se cumple que la tensión de salida de la ZR se iguala a la tensión de carga $V_{out} = V_H$. Si se vuelve a estudiar la malla de entrada de la ZR, despreciando la caída de tensión en el diodo D_1 , se verifica la siguiente expresión en toda la etapa:

$$V_C = V_{Lo} + V_L \Rightarrow V_L = V_C - V_{Lo} \quad (48)$$

Analizando la malla de salida también se cumple la siguiente expresión en toda la etapa:

$$V_{out} = V_L + V_C \quad (49)$$

Tomando el valor de V_L de (48) y sustituyendo en (49) y teniendo en cuenta (47) se obtiene la expresión (50),

$$V_{out} = 2V_C - V_{Lo} = 2 \left(\frac{V_{Lo}}{2} + \frac{I_{max}}{C} t \right) - V_{Lo} \quad (50)$$

Teniendo en cuenta que en t'_2 comienza a conducir el diodo D_2 y se hace V_{out} un poco mayor que V_H se puede considerar que en t'_2 se verifica $V_{out} = V_H$, por tanto, considerando que el rango de tiempos (t_2, t'_2) comienza a contar el tiempo en cero, es decir $t_2 = 0$, entonces t'_2 contara desde cero. Ahora, despejando la variable t de (50), se obtiene el valor de t'_2 contado desde cero mostrado en (51), que es el tiempo (considerando $t_2 = 0$) que tarda en descargarse las bobinas L_1 y L_2 en función de la $I_{Lt2} = I_{Lmax}$ y de la capacidad de los condensadores de la ZR.

$$t = t'_2 = \frac{V_H C}{2 I_{Lmax}} \quad (51)$$

La ecuación (51), cuenta el tiempo a partir del instante de apertura de S_2 que se considera el inicio de etapa, o sea, $t_2 = 0$. Para que esta ecuación se pueda

medir tomando $t=0$, se va a trabajar con la siguiente expresión, que es una pequeña variante en la notación:

$$(t'_2 - t_2) = \frac{V_H C}{2I_{L_{\max}}} \quad (52)$$

Se continúa con la obtención de la expresión del valor de la tensión de carga para los condensadores de la ZR en t'_2 . Como ya se ha mencionado, C_1 y C_2 son iguales, por lo que solo se obtiene una expresión que es la misma para los dos condensadores de la ZR, ya que es simétrica.

Partiendo de la función de tensión obtenida para los condensadores de la ZR, si se sustituye el valor del tiempo t_2 obtenido en (52) sobre la función de tensión (45) o sobre alguna de sus aproximaciones en serie de Taylor, se obtiene el valor de tensión de los condensadores de la ZR en el instante t'_2 . Las expresiones (53) y (54) muestran el valor de V_C en los condensadores de la ZR con las aproximaciones de tercer y segundo orden respectivamente. Realmente la diferencia entre ellas es muy pequeña y en una situación ideal se puede utilizar (54), siendo el error cometido debido a las aproximaciones pequeño y estaría relacionado con las caídas de tensión internas tanto del condensador como de las bobinas y con la caída de tensión del diodo D_2 , que fue despreciado al principio del planteamiento de la ecuación para facilitar el cálculo.

$$V_C(t'_2) = \frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{out}}{2} - \frac{CR_{LC} V_{out}^2}{8I_{L_{\max}} L} \quad (53)$$

$$V_C(t'_2) = \frac{(V_H + V_{Lo})}{2} = V_{0C} \quad (54)$$

Por tanto, se puede concluir que al final de esta etapa en t'_2 se obtiene el valor de tensión más alto que pueden alcanzar los condensadores C_1 y C_2 en todo el periodo de conmutación. Como la diferencia de errores entre (53) y (54) es pequeña y (54) es más simple de utilizar y de interpretar, esta expresión se usará como valor de V_{0C} . Se ha de tener en cuenta que $V_C(t'_2)$ es la tensión con la que se cargan los condensadores de la ZR al final de esta etapa, que termina justo cuando comienza a conducir el diodo D_2 y que este valor de tensión $V_C(t'_2)$ se conserva durante las dos etapas siguientes hasta el comienzo de siguiente ciclo,

de modo que cada nuevo ciclo los condensadores C_1 y C_2 comienzan con este mismo nivel de tensión, por esto se le denominará a este valor de tensión V_{0C} , siendo $V_{0C} = V_C(t'_2)$. Aunque son iguales, cuando se hace referencia V_{0C} es porque se está tratando sobre la tensión de los condensadores de la ZR en las etapas S_{4U} , S_{5U} o al comienzo de la etapa S_{1U} y sí se hace referencia a $V_C(t'_2)$ es porque se está tratando sobre la tensión del instante t'_2 de la etapa S_{3U} , ver Figura 27.

4.1.1.4. Etapa S_{4U}

Después de haberse elevado el nivel de tensión de V_C llegando a alcanzar la tensión de salida de la ZR denominada V_{out} , los cuales son valores algo mayores a V_H , D_2 queda polarizado directamente y comienza a conducir. Justo en este instante de tiempo t'_2 comienza esta etapa y se produce la aportación de energía al condensador de carga C_A desde las bobinas L_1 y L_2 , lo que conlleva que se produzca la transferencia de energía de la ZR al condensador C_A durante toda la etapa de modo que cuando la transferencia de energía termina, también lo hace la etapa. Después, esta energía almacenada en C_A será suministrada hacia la carga durante todo el ciclo, por lo que el condensador C_A recibe energía durante un tiempo (etapa S_{4U}) muy corto pero la distribuye a la carga durante todo el ciclo, de modo que este condensador tiene que tener capacidad suficiente para que el rizado de la carga sea pequeño.

Si se observa el circuito de esta etapa, se cumple que las tensiones en la malla de entrada están relacionadas por la siguiente expresión:

$$V_{Lo} + V_L = V_{0C} + V_{D1} \quad (55)$$

Y las tensiones de la malla de salida cumplen:

$$V_L + V_{0C} = V_{out} \quad (56)$$

Si se observa desde la salida de la ZR hacia la carga se puede plantear la siguiente ecuación.

$$V_{out} = V_{D_2} + V_H \quad (57)$$

Por otra parte, teniendo en cuenta que las caídas de tensión en los diodos D_1 y D_2 no son significativas respecto a las otras tensiones del circuito pueden ser despreciadas asumiendo un pequeño error, quedando las expresiones (55) y (57) de la siguiente forma:

$$V_{Lo} + V_L = V_{0C} \quad (58)$$

$$V_{out} = V_H \quad (59)$$

4.1.1.5. Etapa S_{5U}

Una vez que en la etapa anterior ha terminado la descarga de la energía almacenada en el campo magnético de las bobinas L_1 y L_2 sobre el condensador C_A el diodo D_2 queda polarizado inversamente, ya que V_{out} se hace igual a V_{0C} y se verifica $V_{out} < V_H$. También D_1 queda polarizado inversamente siendo $V_{in} = V_{0C}$ y quedando $V_{Lo} < V_{in}$, lo que conlleva a que se corte la transferencia de energía desde la fuente de tensión V_{Lo} a la ZR y desde la ZR a la carga. Por tanto, en esta etapa no se transfiere energía de la fuente a carga y los condensadores de la ZR han quedado cargados para el comienzo del próximo ciclo al valor de tensión V_{0C} .

Esta etapa, aunque aparentemente no tenga utilidad, no puede ser eliminada para el buen funcionamiento del convertidor, ya que si se elimina, la ZR estaría conduciendo constantemente y se produciría un aumento de las pérdidas Joule en ella sin obtener beneficio alguno, además de que podrían producirse resonancias en el interior de la ZR que podrían llegar a destruirla.

4.1.2. ANÁLISIS ENERGÉTICO DEL MODO ELEVADOR

Después de analizar el ciclo completo en modo elevador, se puede observar que este comienza en t_0 , donde se inicia la energización de las bobinas de la ZR, descargándose la mayor parte de la energía contenida en los condensadores C_1 y C_2 sobre las bobinas L_1 y L_2 . La tensión de carga de los condensadores C_1 y C_2 en el instante t_0 ha sido obtenida con (54), para ello ha sido necesario el análisis de las tres etapas primeras del ciclo anterior en modo elevador. La expresión (54) permite hacer un balance energético que ayuda a obtener otras expresiones más sencillas en los puntos críticos. La tensión V_{0C} fue obtenida por los condensadores en el instante t'_2 del ciclo de trabajo anterior y se conserva hasta el comienzo de cada nuevo ciclo en t_0 . Cuando C_1 y C_2 terminan de energizar a las bobinas L_1 y L_2 en t_1 la tensión a la que quedan cargados los condensadores es $V_C(t_1) = V_{Lo}/2$. La diferencia de energía existente en los condensadores entre los tiempos t_0 y t_1 ha sido transferida a las bobinas L_1 y L_2 durante la etapa S_{1U} .

Después, en la etapa S_{2U} entre los tiempos t_1 y t_2 , la bobina sigue siendo energizada con la energía procedente de la fuente a un nivel de tensión V_{Lo} , por tanto, la corriente en la bobina para la etapa S_{2U} está compuesta por la aportada por el condensador hasta el tiempo t_1 en la etapa anterior más la aportada por la fuente en esta etapa.

4.1.2.1. Estudio energético en la etapa S_{1U} en el tiempo t_1

En la etapa S_{1U} se produce la descarga de los condensadores sobre los inductores y este proceso termina en t_1 , siendo este un punto crítico en el diseño del convertidor. Para obtener funciones más precisas para el diseño, se puede hacer a partir de un balance energético que se cumple en t_1 donde la energía descargada de los condensadores ya ha sido almacenada en las bobinas de la ZR, por tanto se puede establecer el equilibrio energético despreciando las pérdidas

entre la energía descargada de los condensadores y la almacenada en los campos magnéticos de los inductores, dicho balance se muestra en (60). Despejando el valor de la corriente I_{Lt1} se obtiene (61).

$$\frac{1}{2}C\left(V_{0C}^2 - \left(\frac{V_{Lo}}{2}\right)^2\right) = \frac{1}{2}LI_{t_1}^2 \quad (60)$$

$$I_L(t_1) = \sqrt{\frac{C}{L}\left(V_{0C}^2 - \frac{V_{Lo}^2}{4}\right)} \quad (61)$$

Como V_{0C} se ha obtenido en (54), sustituyendo el valor de V_{0C} en (61) se obtiene en (62) el valor de $I_L(t_1)$ en función de las tensiones de la fuente V_{Lo} y de la tensión de la carga V_H . Esto facilita mucho el cálculo de la corriente en el tiempo t_1 , que es un dato clave para el diseño.

$$I(t_1) = \sqrt{\frac{C}{L}\left(\frac{V_H^2}{4} + \frac{V_H V_{Lo}}{2}\right)} \quad (62)$$

Si comparamos la ecuación (62) con la ecuación (26), ambas persiguen el cálculo de $I_L(t_1)$. En el caso de la obtención de (26) se ha llegado por una vía analítica más complicada antes de conocer la expresión del valor de V_{0C} , resolviendo la ecuación diferencial planteada en la etapa S_{1U} , aplicando aproximaciones para hacer su operativa más fácil y por último estudiando la solución particular en el instante de tiempo t_1 .

Una vez conocido el valor V_{0C} obtenido en (54) se facilita mucho el cálculo, ya que el balance energético que ocurre en la etapa S_{1U} entre bobinas y condensadores nos lleva a la expresión (62), que es de fácil aplicación y ha sido obtenida directamente con el balance energético sobre el punto t_1 pero esto ha sido posible gracias a la obtención de (54), que a su vez ha necesitado anteriormente de la obtención anterior de (26).

4.1.2.2. Etapa S_{2U} planteada con energía

En la expresión (62) se muestra el valor de la corriente en el tiempo t_1 , después de la descarga de la energía de los condensadores sobre las bobinas, que se produce en la etapa anterior y termina en t_1 . A partir de t_1 y hasta t_2 , las bobinas quedan conectadas en serie y alimentadas desde la fuente de tensión V_{Lo} . El incremento de corriente que se produce en las bobinas conectadas en serie entre t_1 y t_2 debido a la alimentación de la fuente se obtiene despejando el valor de $(I(t); \forall t \in [t_1 - t_2])$ de (29) dando como resultado (63), donde se ha tenido en cuenta que V_{Lo} es constante y la inductancia de las bobinas también. Por tanto, para obtener el valor de la corriente en el tiempo t_2 de esta etapa al valor de $I_L(t_1)$ de la etapa anterior se le debe de sumar el incremento de corriente de esta etapa como se muestra en (64), siendo esta ecuación obtenida a partir del balance energético hecho en la descarga de los condensadores C_1 y C_2 sobre las bobinas. La expresión (64) facilita mucho el cálculo $I_L(t_2)$, que es el valor de corriente más elevado que se produce dentro de la ZR y es necesario conocer, para ver el estrés de corriente al que están sometidos los componentes activos y pasivos del convertidor.

$$I(t) = \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_{Lo}}{2L} dt \Rightarrow I(t) = \frac{V_{Lo}}{2L} (t - t_1); \quad \forall t \in [t_1 - t_2] \quad (63)$$

$$I(t_2) = I_L(t_1) + \frac{V_{Lo}}{2L} \Delta t = \sqrt{\frac{C}{L} \left(\frac{V_H^2}{4} + \frac{V_H V_{Lo}}{2} \right)} + \frac{V_{Lo}}{2L} \Delta t / \Delta t = t_2 - t_1 \quad (64)$$

4.2. MODO REDUCTOR

Como ya se ha comentado anteriormente, en el modo reductor hay tres tipos de conducción diferentes. El funcionamiento es distinto si el convertidor trabaja en tipo de CC_{on}, CT o CD.

En el tipo de CC_{on} las bobinas L_4 , L_1 y L_2 siempre están conduciendo y la corriente a través de ellas nunca toma valor cero. En tipo de CD la corriente a través de L_4 si toma valor cero al menos durante un instante en cada periodo. En el caso del tipo CT es una conducción intermedia que se produce para pasar del tipo CC_{on} al de CD y viceversa. En este tipo de conducción la corriente en L_4 si toma valor cero, pero las bobinas L_1 y L_2 no dejan de conducir en todo el periodo.

Los tipos de conducción dependen de ciclo y de la potencia de la carga, aunque este modo puede tener varias utilidades. Si se utilizan convertidores bidireccionales conectados a baterías, la misión de este modo de conducción es la de carga de las baterías, por lo que cuando se habla de la carga del convertidor en este modo, se refiere a la potencia que se está cargando en la batería. El tipo de conducción depende de los dos niveles de tensión del convertidor y de la potencia convertida y ambas variables llevan el convertidor a trabajar en un tipo de conducción con un valor del ciclo de trabajo concreto.

En el tipo de CD, S_3 se activa en t_0 y se desactiva t_1 . Durante esta etapa se energiza L_4 , L_1 y L_2 , y se cargan los condensadores C_1 y C_2 . S_1 está activo durante todo el periodo, pero en esta etapa no está conduciendo. En la Figura 38 se muestra la evolución de las variables más significativas del tipo CD con ciclo de trabajo reductor $D_r=0,06$. Se puede observar que la corriente de la bobina L_4 toma valor cero durante un instante, llegando L_4 a des-energizarse por completo. También la corriente de la bobinas L_1 siempre conserva valores de corriente positivos, llegando a des-energizarse totalmente, tomando I_{L1} valor cero en un trozo de periodo. En la bobina L_2 sucede igual, pero como la ZR es simétrica solo se ha representado I_{L1} . Por tanto, este tipo de conducción se caracteriza porque tanto I_{L4} como I_{L1} e I_{L2} se anulan durante un instante cada periodo.

El modo de conducción va ligado a la resistencia de carga, a los valores de V_H , V_{Lo} , a la potencia convertida y al ciclo de trabajo, de modo que existe un valor umbral de ciclo para cada resistencia de carga en el cual se produce el cambio de modo de conducción.

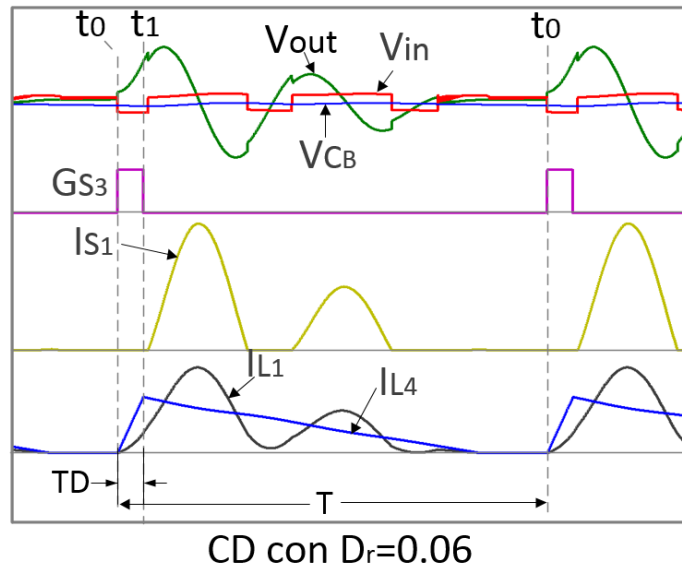


Figura 38. Representación de las corrientes I_{L4} , I_{L1} , I_{S1} y las tensiones V_{out} , V_{CB} , V_{in} , en el tipo de CD, con un ciclo de trabajo reductor de $D_r=0,06$.

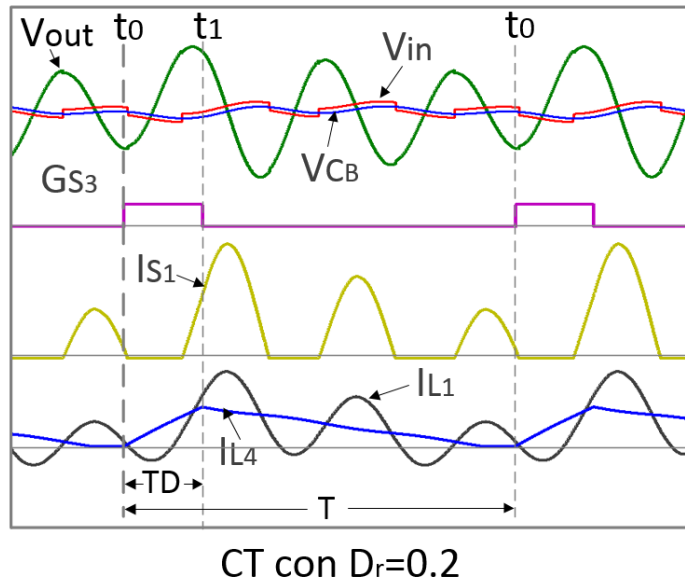


Figura 39. Representación de las corrientes I_{L4} , I_{L1} , I_{S1} y las tensiones V_{out} , V_{CB} , V_{in} , en el tipo de CT, con un ciclo de trabajo reductor de $D_r=0,2$.

En la Figura 39 se puede observar como la corriente I_{L4} , toma valor cero en un trozo del periodo y llega a des-energizarse por completo la bobina L_4 pero las bobinas L_1 y L_2 no dejan de conducir en todo el periodo. Además I_{L1} e I_{L2}

toman valores negativos en algunas zonas y pasan por cero, esto es debido a que se producen cambios del sentido de circulación de la corriente en las bobinas L_1 y L_2 .

En la Figura 40 se muestran las corrientes y las tensiones en el tipo de CC. Se puede observar que las corrientes I_{L4} , I_{L1} e I_{L2} no toman valor cero en todo el periodo. Aunque el transistor S_3 este desconectado la bobina I_{L4} sigue conduciendo a través del diodo D_3 y de la bobina L_3 , esto contribuye en la distribución de la energía almacenada en L_4 para hacer una mejor distribución de la energía a lo largo del periodo.

Se puede decir que este tipo de conducción se caracteriza porque siempre existe corriente tanto en las bobinas L_1 y L_2 como en L_4 .

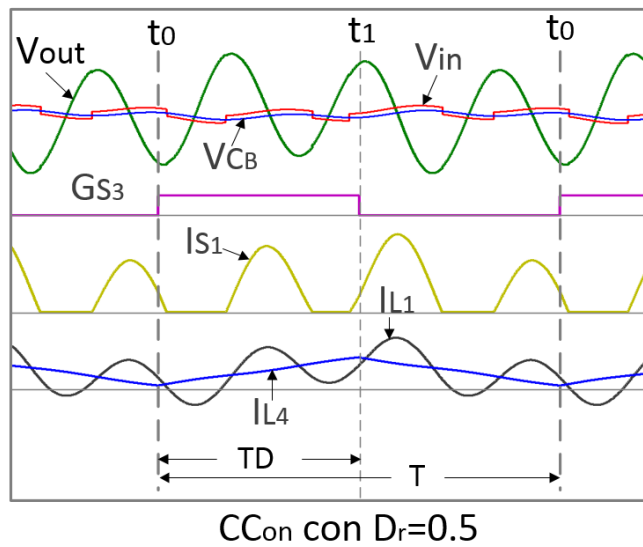


Figura 40. Representación de las corrientes I_{L4} , I_{L1} , I_{S1} y las tensiones V_{out} , V_{CB} , V_{in} , en el tipo de CC, con un ciclo de trabajo reductor de $D_r=0,5$.

En los tres tipos de conducción, a lo largo de ciclo de trabajo hay tres zonas de aportación de energía a la carga. Se distinguen porque en ellas se cumple que $V_{in} > V_{CB}$ y por tanto conduce S_1 , aunque está activo en todo el periodo. También se aprecia que hay otras tres en las que no se produce aportación de energía a la carga. En estas se cumple $V_{in} < V_{CB}$, por tanto, no conduce S_1 aunque este activo.

En los tipos CT y CC_{on} la aportación a la carga se producen en las tres zonas, se pueden observar tres semiondas de la corriente I_{S1} en cada periodo, ver Figura 39 y Figura 40. En cambio el tipo de CD hay tres zonas de conducción pero solo con dos zonas se convierte toda la energía y solo hay dos ondas de I_{S1} , ver Figura 38.

En la Tabla 9 se muestran algunos datos de una comparativa del comportamiento de un mismo convertidor simulado, trabajando en modo reductor alimentado con una tensión de $V_H=590$ V. Los valores que debe de tomar el ciclo de trabajo para que el convertidor trabaje en CD o CT.

Si se observa la fila con resistencia de carga de $2\ \Omega$, para valores de D_r menores de 0,07, el convertidor trabaja en CD o CT y para valores de D_r mayores de 0,07 el convertidor trabaja en CC_{on}. Esto quiere decir que el valor de $D_{r2}=0,07$ es el valor umbral entre ambos tipos de conducción. También se puede observar que si se eleva la resistencia de carga, los valores de la tensión de salida de V_{Lo} van aumentando y también aumenta el valor de D_{r2} que es el valor umbral del ciclo de trabajo que ya se encuentra en la zona CT.

Por ejemplo, en la Tabla 9 se puede observar que con resistencia de carga $2\ \Omega$, en la zona umbral con $D_{r2}=0.07$ el convertidor puede convertir 800 W con una ganancia reductora de $V_{Lo}/V_H=6.78\%$, en cambio para valores de resistencia de carga de $15\ \Omega$, la potencia convertida puede llegar hasta 16.022 W con una ganancia reductora del 79,32%. En la columna del ciclo de trabajo D_r , se han utilizado valores de ciclo para los cuales el convertidor trabaja siempre en CD. También se puede observar que para cada resistencia de carga los valores de tensión, y por tanto de potencia convertida, son distintos, dependiendo estos de V_H , D_r y de la resistencia de carga.

Si el objetivo es que el convertidor trabaje con una gran capacidad reductora de tensión, entonces debe de trabajar en CD. Cabe destacar que, la ganancia de tensión reductora del convertidor va asociada con el tipo de conducción.

Rcarga	V_H	D_r	V_{Lo}	I_{Lo}	D_{r2}	V_{Lo}	I_{Lo}
2	590	0,02	10,5	5,2	0,07	40	20
3	590	0,08	55	18	0,32	185	61,5
5	590	0,08	68	13,5	0,6	350	70
10	590	0,08	94	9,4	0,8	468	47
15	590	0,09	110	7,3	0,85	493	32,5

Tabla 9. Valores umbrales en el modo de conducción discontinua y continua.

4.2.1.1. Etapa S_{1D}

Cuando el convertidor está trabajando como reductor, la energía entra a la ZR por V_{out} desde V_H y sale por V_{in} hacia V_{Lo}. Si se pretende conseguir una gran capacidad reductora el convertidor debe de trabajar en CD.

En esta etapa están activos S₃ y S₁. Aunque S₁ no está conduciendo, a través de S₃ se están energizando las bobinas L₄, L₁ y L₂ y se están cargando C₁ y C₂. En la Figura 32 se han representado las polaridades de las bobinas y las de los condensadores, pudiéndose plantear las siguientes ecuaciones:

Observando la ZR desde V_{out} se cumple:

$$V_{out}(t) = V_C(t) + V_L(t) \quad (65)$$

Observando la ZR desde V_{in} se cumple:

$$V_{in}(t) = V_C(t) - V_L(t) \quad (66)$$

En la entrada de energía a la ZR se verifica:

$$V_{out}(t) = V_H - V_{L_4}(t) \quad (67)$$

En la salida, como V_C esta en oposición de V_L y sus valores son similares, el valor de V_{in} es inferior al de V_{Lo}, por tanto, el transistor S₁ aunque está activo no conduce. Por otra parte, los condensadores C₁ y C₂ inician la etapa con un nivel

de tensión algo más elevado que V_{L0} pero próximo a este, que fue adquirido en el ciclo anterior; no obstante, puede suponerse igual a V_{L0} . También el condensador C_B está cargado del ciclo anterior a una tensión próxima a V_{L0} . Por otra parte, la corriente a través de L_4 es el doble que la que circula a través de L_1 y de L_2 , esto es debido a que en esta etapa la ZR queda configurada con dos ramas en paralelo y a su vez conectadas en serie con la bobina L_4 . Para facilitar el planteamiento de las ecuaciones, la resistencia de cada rama de la ZR se define con el parámetro denominado R_{LC} , la mayor parte de la resistencia de cada rama de la ZR está contenida en la bobina L_4 .

Por tanto, la corriente I_{L4} se puede obtener resolviendo la ecuación (68), donde el valor de V_{L0} se refiere al nivel de tensión inicial de los condensadores de la ZR adquirido en el ciclo anterior.

$$L_4 \frac{dI_{L4}}{dt} + L \frac{d(I_{L4}/2)}{dt} + V_{L0} + \frac{1}{C} \int_0^D \frac{I_{L4}}{2} dt + R_{LC} I_{L4} = V_H \quad (68)$$

Si se aplica a (68) la transformada de Laplace, esta quedaría de la siguiente forma:

$$L_4 (sI(s) - I(0)) + \frac{1}{2} L (sI(s) - I(0)) + \frac{1}{2C} \frac{I(s)}{s} + R_{LC} I(s) = \frac{V_H - V_{L0}}{s} \quad (69)$$

Teniendo en cuenta que en esta etapa con $I(0) = 0$, la expresión de la corriente en la bobina L_4 en variable s queda de la siguiente forma:

$$I(s) = \frac{\frac{V_H - V_{L0}}{s}}{\left(sL_4 + \frac{sL}{2} + \frac{1}{2Cs} + R_{LC} \right)} \quad (70)$$

Haciendo la transformada inversa se obtiene en (71) la función de la corriente I_{L4} en función del tiempo en esta etapa.

$$I_{L_4}(t) = \frac{2C^{3/2} e^{\frac{CR_{LC}t}{CL+2CL_4}} \sin\left(\frac{t \sigma_3}{\sqrt{C}(L+2L_4)}\right) (L+2L_4)(V_H + V_{Lo})}{(CL+2CL_4)\sigma_3}; \quad \forall t \in [t_0, t_1]$$

donde

$$\sigma_3 = \sqrt{-CR_{LC}^2 + L + 2L_4}$$
(71)

Si, por ejemplo, el convertidor conmuta a una frecuencia de 10 kHz que supone un periodo de conmutación T de 10^{-4} segundos y teniendo en cuenta que se quiere obtener una ganancia reductora elevada, eso nos obliga a trabajar con un ciclo de trabajo máximo que no supere el 10% del periodo de conmutación, luego, el tiempo de carga de la bobina será del orden de 10^{-5} segundos incluso doblando este tiempo a 2×10^{-5} segundos. Si se observa la Figura 41, donde se han representado la función (71) y sus aproximaciones de Taylor de órdenes cuatro, tres y dos, se puede observar que para los primeros 30 μs la función y las tres aproximaciones se superponen, por lo que cualquiera de ellas puede ser sustituida por la función principal cometiendo un error despreciable. En el caso de utilizar ciclos de trabajo mayores (lo que implica reducir la ganancia reductora y aumentar la capacidad de potencia convertida), el error es mayor, pero todavía es aceptable pudiendo llegar hasta $D_r=0.5T$ como límite máximo.

En nuestro caso se busca gran ganancia elevadora. Teniendo en cuenta que en la zona de trabajo, trabajando con un ciclo menor de $1e^{-5}$ segundos, se superponen la función y las aproximaciones, se pueden usar para calcular el valor de la corriente en la bobina L_4 las aproximaciones tres y dos mostradas en (72) y (73) respectivamente sin cometer un error apreciable. Por simplicidad se utiliza (73).

La aproximación de tercer orden es:

$$I_{L_4}(t) = \frac{2t(V_H - V_{Lo})}{L + CL_4} - \frac{2C^2 R_{LC} t^2 (V_H - V_{Lo})}{(L + 2L_4)^2} \quad (72)$$

Y la aproximación de segundo orden es:

$$I_{L_4}(t) = \frac{2t(V_H - V_{Lo})}{L + 2L_4} \quad (73)$$

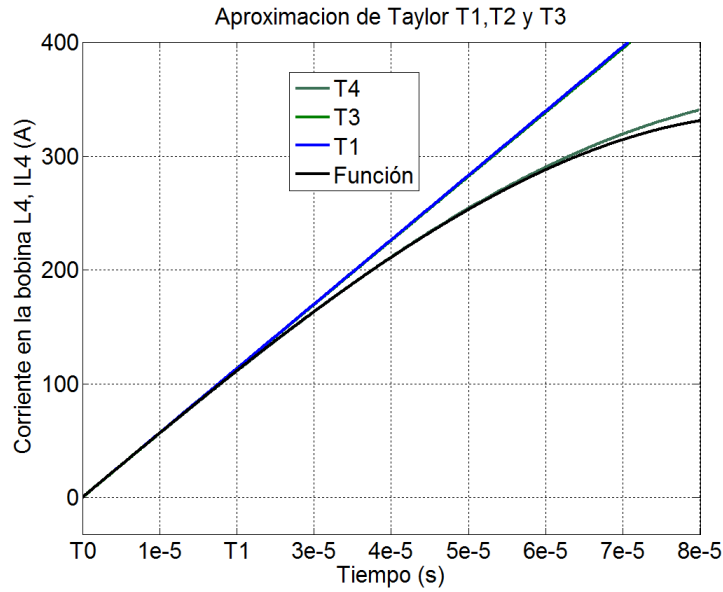


Figura 41. Representación de la intensidad en modo reductor para la etapa S_{1D} .

Por otro parte, teniendo en cuenta las necesidades del convertidor que requiere una gran ganancia reductora, la bobina L_4 tiene que tener un valor de inductancia elevado. Además, debe apreciarse que en esta etapa las bobinas L_4 quedan conectadas en serie con dos ramas formadas por L_1, C_1 y L_2, C_2 respectivamente.

Como ya se ha podido comprobar en la Figura 41, en la zona de trabajo del convertidor en este modo $D_r < 0,2T$, la respuesta del conjunto ZR y bobina L_4 es casi lineal. También se cumple que las intensidades de las bobinas L_1 y L_2 son iguales, y por lo tanto, se verifica $I_{L1} = I_{L2} = I_L = I_{L4}/2$, luego para la obtención de I_{L4} se usará (74). También con (74) se puede obtener el valor de I_{L4max} usando $t = D_{rmax} * T$.

$$I_{L4} = \frac{2(V_H - V_{L_o})t}{L + 2L_4} \quad \forall t \in [0, D_{rmax} T] \quad (74)$$

Teniendo en cuenta que los condensadores inician cada ciclo con la tensión a la que quedaron cargados el ciclo anterior $V_{0R} = V_{L_o}$, la tensión a la que se cargan los condensadores de la ZR durante el ciclo D_r , será:

$$V_C(t) = V_{0R} + \frac{1}{C} \int_0^{D_r T} I_L dt \quad (75)$$

Siendo I_L el valor obtenido de (74), la ecuación (75) quedaría:

$$V_C(t) = V_{0R} + \frac{1}{C} \int_0^{D_r T} \left(\frac{(V_H - V_{L_0})t}{L + 2L_4} \right) dt \quad (76)$$

Integrando la ecuación anterior se obtiene la tensión de los condensadores C_1 y C_2 con (77).

$$V_C(t) = V_{0R} + \frac{(V_H - V_{L_0})}{2C(L + 2L_4)} (D_r T)^2 \quad \forall t \in [0, D_r T] \quad (77)$$

4.2.1.2. Etapa S_{2D}

Esta etapa comienza en t_1 , cuando se desactiva S_3 y deja de circular corriente a su través. La energía almacenada en las bobinas L_1 , L_2 y L_4 , así como la energía almacenada en los condensadores C_1 y C_2 en la etapa anterior, suministran a la carga con tensión V_{L_0} . En este modo, las pérdidas existentes en el convertidor serán las debidas al efecto Joule del circuito y de sus componentes, así como las de conmutación de S_3 .

La energía que los condensadores de la ZR vierten a la carga será la diferencia entre la energía existente al final y al principio de la etapa S_{1D}. Las bobinas L_4 , L_1 y L_2 en cambio, vierten a la carga toda la energía que han almacenado a lo largo de la etapa S_{1D} (si está trabajando en CD), quedando totalmente des-energizada todas las bobina al final del ciclo de la etapa S_{2D}.

Teniendo en cuenta que el ciclo D_r se aplica en la etapa S_{1D}, que es la única etapa que la ZR recibe energía de la fuente y esta termina en el instante t_1 . La energía convertida por el convertidor, sin tener en cuenta perdidas, puede ser evaluada con la energía almacenada en las bobinas L_1 , L_2 y L_4 en el instante t_1 más

la diferencia de las energías almacenadas en los condensadores C_1 y C_2 entre los instantes t_1 y t_0 . Esto se puede expresar como sigue:

$$E(t_1) = 2\frac{1}{2}L\left(\frac{(V_H - V_{L_o})t_1}{L + 2L_4}\right)^2 + \frac{1}{2}L_4\left(\frac{2(V_H - V_{L_o})t_1}{L + 2L_4}\right)^2 + 2\left(\frac{1}{2}C\left(V_{0R} + \frac{(V_H - V_{L_o})t_1^2}{2C(L + 2L_4)}\right)^2 - \frac{1}{2}CV_{0R}^2\right) \quad (78)$$

Como el tiempo t_1 es el final de la etapa S_{1D} , si este tiempo se pone en función del ciclo se obtiene:

$$E(t_1) = \underbrace{(L + 2L_4)\left(\frac{(V_H - V_{L_o})D_r T}{L + 2L_4}\right)^2}_{\text{Aportación de las bobinas}} + \underbrace{C\left[\frac{\overbrace{V_{L_o}(V_H - V_{L_o})}^{\text{Sumando uno}}}{C(L + 2L_4)}(D_r T)^2 + \left(\frac{\overbrace{(V_H - V_{L_o})}^{\text{Sumando dos}}}{2C(L + 2L_4)}(D_r T)^2\right)^2\right]}_{\text{Aportación de los condensadores}} \quad (79)$$

Si se analiza la expresión (79), teniendo que el convertidor trabaja en CD y que el ciclo de trabajo reductor es del orden de 10% o un 20% del periodo de conmutación como máximo, luego $D_r=0,2$. La expresión (79) presenta dos aportaciones; una debida a las bobinas L_1 , L_2 y L_4 y otra a los condensadores C_1 y C_2 , a su vez, la aportación debida a los condensadores la componen dos sumandos denominados sumando uno y sumando dos. En la Figura 42 se muestran las aportaciones de energía de las bobinas, las de los sumandos de los condensadores y la aportación total de energía. Si se observa la aportación total es un poco mayor que la de las bobinas, siendo despreciable las aportaciones de los sumando de los condensadores frente a la de las bobinas. Por tanto despreciando la aportación de los condensadores, la expresión (79) se transforma en la (80), donde solo se tiene en cuenta como potencia convertida la almacenada en las bobinas L_1 , L_2 y L_4 en el tiempo t_1 y la potencia aportada por los condensadores se compensa con las pérdidas, que no han sido tenidas en cuenta.

$$E(t_1) = (L + 2L_4) \left(\frac{(V_H - V_{L_o}) D_r T}{L + 2L_4} \right)^2 = \frac{V_{L_o}^2}{R_{carga}} T \quad (80)$$

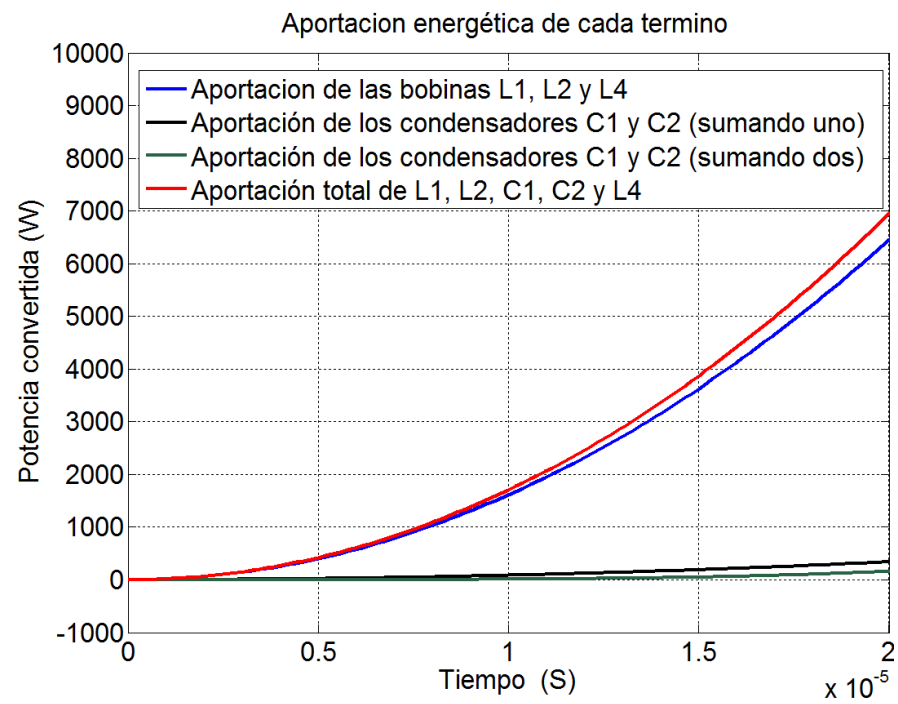


Figura 42. Aportación energética en el modo reductor.

5. Ganancia de tensión

La red de impedancia tiene capacidad reductora y elevadora, ambas ganancias dependen de su diseño y de la conmutación de sus componentes. El problema surge cuando se quiere diseñar una ZR con unas condiciones determinadas, como puede ser un valor concreto de ganancia reductora y otro de ganancia elevadora, esto exige una ZR sometida a restricciones y un ajuste del valor de L_4 .

Por ejemplo, si se busca una gran capacidad elevadora se requiere V_{0C} , $I(t_1)$ e I_{Lt1max} elevados; para ello, hay que buscar un compromiso entre los valores de las inductancias y las capacitancias de la ZR para conseguir los objetivos deseados. Cuando la red es diseñada con fines elevadores y se quiere utilizar también con fines reductores, surgen dos problemas; el ciclo de trabajo reductor es muy pequeño (esto limita la capacidad reductora y su regulación) y se producen picos de tensión en S_3 . Estos problemas pueden mejorarse. Con L_4 se puede conseguir un amplio ciclo de trabajo y una buena capacidad reductora, ya que

limita la corriente que entra en la ZR. D_3 y L_3 evitan picos de tensión en los componentes y ayudan a la redistribución de la energía de la red Z a la carga.

5.1. GANANCIA DE TENSIÓN MODO ELEVADOR

Como ya es conocido, después de la descarga de los condensadores C_1 y C_2 , sobre las bobinas en el tiempo t_1 se verifica:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{Lo}}{2} \quad (81)$$

En este tiempo t_1 , teniendo en cuenta la configuración del circuito del convertidor, los condensador C_1 y C_2 han cedido a las bobinas L_1 y L_2 toda la energía que pueden ceder. Después de t_1 , las bobinas se siguen energizando desde la fuente de tensión V_{Lo} . En el tiempo t_2 se desconecta S_2 y desaparece el cortocircuito de la salida de la ZR. Entre t_2 - t'_2 parte de la energía que salió de los condensadores C_1 y C_2 en la etapa S_{1U} ahora vuelve de nuevo a ellos; una parte procedente de las bobinas L_2 y L_1 respectivamente y otra parte mucho más pequeña procedente de la fuente de tensión V_{Lo} . Después de t'_2 , es cuando la energía existente en las bobinas L_1 y L_2 y también una pequeña cantidad de la energía procedente de la fuente V_{Lo} es transferida a la carga a través de C_A .

Teniendo en cuenta el proceso de conmutación de la ZR al comienzo y al final del ciclo se cumple que $V_{C1}=V_{C2}=V_{0C}$. El valor de V_{0C} es mostrado en (54). Luego las cantidades de energía transferidas de fuente a carga son: una parte existente en L_1 y L_2 en el instante t_2 menos la existente en el instante t_1 más otra pequeña parte que proviene de la fuente entre t'_2 y t_3 ; esta se hace más pequeña a medida que se tiene ganancia elevadora mayor.

Por tanto, haciendo una compensación de la parte de energía proveniente de la fuente con las pérdidas por efecto Joule y de conmutación se puede evaluar la energía convertida por el convertidor entre V_{Lo} y V_H con la expresión (82),

teniendo en cuenta que las intensidades de la bobina $I_L(t_1)$ e $I_L(t_2)$ se obtienen con (62) y (64), respectivamente.

Por otra parte, la energía consumida por la carga será igual a la trasferida desde la ZR a la carga, luego:

$$V_H I_{Load} T = 2 \frac{1}{2} L (I^2(t_2) - I^2(t_1)) \quad (82)$$

Donde I_{Load} es la corriente consumida por la carga. Sustituyendo (62) y (64) sobre (82) y despejando V_H se obtiene la tensión de salida V_H en función del ciclo de trabajo D_e , del periodo de conmutación, etc. Queda la siguiente expresión:

$$V_H = \frac{D_e^2 C \sqrt{L} V_{Lo}^3 - 2 D_e^2 \sqrt{C} \sqrt{V_{Lo}^5} (\sqrt{M}) + D_e^2 I_{Load} \sqrt{L} T V_{Lo}^2}{4 I_{Load}^2 \sqrt{L^3} - D_e^2 C \sqrt{L} V_{Lo}^2} \quad (83)$$

donde

$$M = \frac{V_{Lo} D_e^2 T^2}{16} + \frac{I_{Load} L T}{2} + \frac{C L V_{Lo}}{4}$$

La expresión (83) se representa en la Figura 43, que nos permite estudiar el comportamiento de la ganancia del convertidor en función los parámetros de la ZR.

En la Figura 43 se muestran cuatro familias, cada familia lleva una pareja distinta valores de (C, L) en la ZR. Una familia utiliza la pareja con una capacitancia de $C=20\mu F$ y una inductancia de $L=1,5\mu H$, otra una capacitancia de $C=30\mu F$ y una inductancia de $L=5\mu H$ y la última una $C=60\mu F$ y una $L=5\mu H$. En cada familia hay tres líneas obtenidas con valores de corriente de carga de 3,85, 6 y 10 Amperios. También existe otra familia con los valores de $C=20\mu F$, de $L=1,5\mu H$ y con un valor de tensión de $V_{Lo}=24$ V. Si se analizan las distintas graficas se pueden sacar las siguientes conclusiones: las curvas de más ganancia son las de menos corriente de carga. Las curvas de tensión $V_{Lo}=24$ tienen el doble de valor V_H que la de 12V. Cuando se usan valores de capacidad más elevados disminuye la ganancia, esto se puede observar comparando las curvas de valores de $C=30\mu F$ y de $L=5\mu H$ con las de valores de $C=60\mu F$ y de $L=5\mu H$. También se puede observar que en el modo elevador, al comienzo de las cuatro familias de curvas para valores $V_H < V_{Lo}$, las curvas no presenta un comportamiento lineal

pero para valores de $V_H > V_{Lo}$, que es la zona de trabajo del convertidor en este modo, las curvas de ganancia de tensión se conservan casi lineales en todo el ciclo de trabajo.

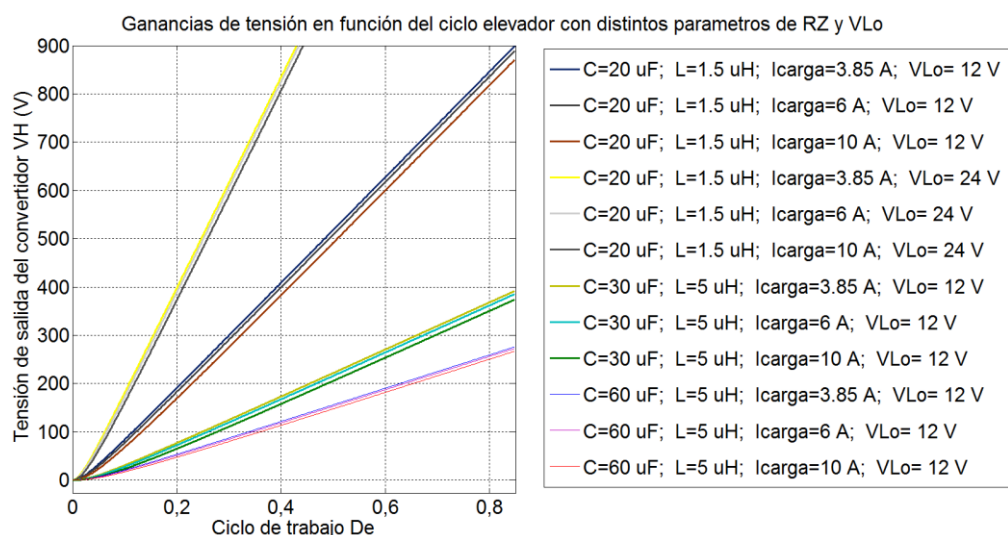


Figura 43. Ganancia de tensión.

5.2. GANANCIA DE TENSIÓN DEL MODO REDUCTOR

En el modo reductor la ZR tiene un proceso de conmutación distinto al modo elevador. Existen tres tipos de conmutación: CD, mostrada en la Figura 38, CT y CC mostradas en la Figura 39 y Figura 40 respectivamente. Si se observan la representación de las funciones de tensión V_{out} , V_{in} y V_{CB} se puede apreciar que la tensión de salida de la ZR (V_{in}) está oscilando alrededor de V_{CB} en los tres tipos de conducción pero su valor medio calculado sobre un periodo se verifica que igual que el de la tensión de entrada de ZR (V_{out}). Asimismo, se puede observar que en valor promedio, la tensión a la salida de la ZR, V_{in} , es similar a la tensión del condensador, V_{CB} , y por tanto a la tensión de carga V_{Lo} .

Por otra parte, también en las figuras anteriormente citadas se muestran las corrientes en las bobinas L_1 , que es igual a la de L_2 , y la de L_4 , así como la corriente

de salida de ZR a carga I_{S1} y la señal de puerta que activa el transistor S_3 . Puede apreciarse como la energía almacenada en la ZR es transferida a la carga en tres pulsos distribuidos a lo largo del periodo, de esta forma el rizado del condensador de salida C_B mejora. En esta transferencia de energía contribuyen los condensadores y las bobinas de la ZR.

Independientemente del tipo de conmutación en que trabaje el convertidor, en la ZR solo existen dos estados que se alternan dentro del ciclo, las ecuaciones de dichos estados son etiquetadas con los subíndices 1 y 2, indicando estos su estado.

En el estado 1, las bobinas L_1 y L_2 se están energizando, se puede plantear la ecuación de tensiones (84) si se observa la ZR desde V_{out} y (85) si se observa la ZR desde V_{in} . En el estado 2, las bobinas se están des-energizando y se puede plantear la ecuación de tensiones desde V_{out} mostrada en (86) y la vista desde V_{in} mostrada en (87).

$$V_{1out}(t) = V_{1L}(t) + V_{1c}(t) \quad (84)$$

$$V_{1in}(t) = V_{1c}(t) - V_{1L}(t) \quad \Rightarrow \quad V_{1c}(t) = V_{1in}(t) + V_{1L}(t) \quad (85)$$

$$V_{2out}(t) = V_{2c}(t) - V_{2L}(t) \quad (86)$$

$$V_{2in}(t) = V_{2c}(t) + V_{2L}(t) \quad \Rightarrow \quad V_{2c}(t) = V_{2in}(t) - V_{2L}(t) \quad (87)$$

Por una parte, en el estado uno, teniendo en cuenta las expresiones (84) y (85), se obtiene la expresión (88) que relaciona las tensiones de entrada y salida de la ZR teniendo en cuenta la tensión en las bobinas.

$$V_{1out}(t) = 2V_{1L}(t) + V_{1in}(t) \quad (88)$$

En el estado dos, con las ecuaciones (86) y (87), se puede obtener la ecuación (89) que relaciona las tensiones de entrada y salida de la ZR con la de las bobinas pero en estado dos.

$$V_{2out}(t) = -2V_{2L}(t) + V_{2in}(t) \quad (89)$$

Calculando los voltios por segundo para el periodo T , teniendo en cuenta que $T=T_1+T_2$, siendo T_1 y T_2 las partes del periodo de los estados 1 y 2 respectivamente. Como los estados 1 y 2 se están sucediendo de forma intercalada a lo largo del periodo, se puede plantear (90), donde los sumatorios suman las tensiones de las n partes correspondientes a ese estado que se dan en cada periodo.

$$\int_0^T V_{out}(t)dt = \int_0^{T_1} \sum_1^n V_{1out}(t)dt + \int_{T_1}^{T_2} \sum_1^n V_{2out}(t)dt \quad (90)$$

Sustituyendo las expresiones (88) y (89) en (90) se obtiene (91).

$$\int_0^T V_{out}(t)dt = \int_0^{T_1} [2V_{1L}(t) + V_{1in}(t)]dt + \int_{T_1}^{T_2} [-2V_{2L}(t) + V_{2in}(t)]dt \quad (91)$$

Como en el ciclo completo de un inductor, que su tensión pasa por cero, la suma de los voltios-segundo a lo largo del periodo son cero, de (91) se obtiene:

$$\int_0^T V_{out}(t)dt = 0 + \int_0^T V_{in}(t)dt \quad (92)$$

Por tanto, si la integral en todo el periodo de V_{out} es igual a la de V_{in} , se puede afirmar que, en valor medio, los valores de tensión de entrada y salida de la ZR son iguales como se muestra en:

$$\bar{V}_{out} = \bar{V}_{in} \quad (93)$$

Si se observa la Figura 38, la Figura 39 y la Figura 40, para los tres tipos de conducción los valores de V_{out} y de V_{in} oscilan sobre la tensión V_{CB} y se puede intuir que, en valor medio, V_{out} y V_{in} son casi iguales, pero el análisis matemático nos lleva a la conclusión de que son iguales.

Por otra parte, si se está trabajando en el tipo de CD o CT y se desprecia la caída de tensión en S_3 en la etapa S_{1D} , en la bobina L_4 se cumple:

$$V_{L_4} = V_H - V_{out} = L_4 \frac{dI_{L_4}}{dt} \quad (94)$$

Si se calculan los voltios-segundo de todo el periodo de conmutación en (94) se obtiene:

$$\int_0^{D_r T} V_{L_4} dt + \int_{D_r T}^T V_{L_4} dt = \int_0^{D_r T} (V_H - V_{out}) dt - \int_{D_r T}^T V_{out} dt \quad (95)$$

Teniendo en cuenta que los voltios-segundo de L_4 en todo el periodo es cero, (95) se transforma en:

$$\int_0^{DrT} V_H dt - \left[\int_0^{DrT} V_{out} dt + \int_{DrT}^T V_{out} dt \right] = 0 \quad (96)$$

Como en un periodo completo se cumple (93) y el valor de V_H se mantiene sensiblemente constante en el transcurso de un periodo, (96) se transforma en:

$$\bar{V}_{in} = V_H \cdot D \quad (97)$$

Por último, teniendo en cuenta que por la configuración del circuito se puede observar que $V_{Lo} \approx \bar{V}_{in}$, (97) se transforma en la función de ganancia del convertidor en modo reductor, que es:

$$V_{Lo} = V_H \cdot D_r \quad (98)$$

De (98) se puede deducir que la ganancia reductora es lineal y depende del ciclo de trabajo reductor.

6. Análisis del estrés de tensión y de corriente

6.1. ESTRÉS DE TENSIÓN

Uno de los problemas más peligrosos de los convertidores y sobre todo cuando se integran bobinas, es el estrés de tensión que sufren los dispositivos de potencia. Por ese motivo hay que hacer una valoración del mismo.

Para ello se ha simulado un convertidor con los siguientes valores:

- Los valores de la ZR han sido: $C_1=C_2=20\mu\text{F}$; $L_1=L_2=1,5\mu\text{H}$; $R_L=1\text{ m}\Omega$; $R_C=1\text{ m}\Omega$; por otra parte el valor de $L_4=100\mu\text{H}$.

- En el modo elevador el valor de la tensión de fuente V_{Lo} ha sido de 12 V, se ha trabajado con un ciclo de trabajo elevador $D_e=0,6$, bastante elevado ya que el rango de ciclo es $[0-0,8]$, la resistencia de carga elegida ha sido de 75Ω , el valor de tensión obtenido por la simulación con los parámetros indicados ha sido de $V_H= 640$ V con una corriente de $I_H= 8.53$ A, convirtiendo una potencia en el modo elevador de 5459 W.
- En el modo reductor la tensión nominal de fuente $V_H=480$ V, con un ciclo de trabajo reductor de $D_r=0.08$ y una resistencia de carga de 1Ω se obtiene una tensión $V_{Lo}=36$ V, con una corriente de 36.5 A.

En la Figura 44 se muestra el estrés de tensión de cada uno de los dispositivos. Mientras el convertidor está trabajando en modo elevador la simulación se ha realizado con los datos aportados anteriormente para este modo y se puede observar que todos los componentes que están sometidos a un estrés de tensión de valor V_H , que en el modo elevador es de 640 V.

Tensión en los componentes en el modo elevador

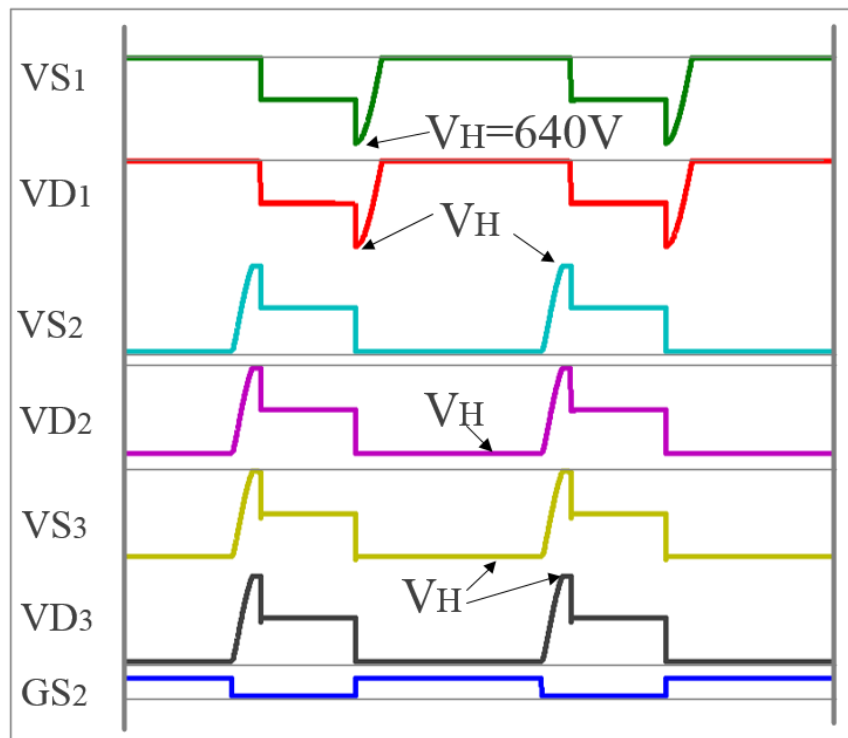


Figura 44. Estrés de tensión de los dispositivos en el modo elevador.

En la Figura 45 se muestra el estrés de tensión de cada uno de los dispositivos cuando el convertidor trabaja en modo reductor. Se puede observar que hay dos componentes que están trabajando en el nivel de tensión V_H que son el transistor S_3 y el diodo D_3 , el resto sufren un estrés menor.

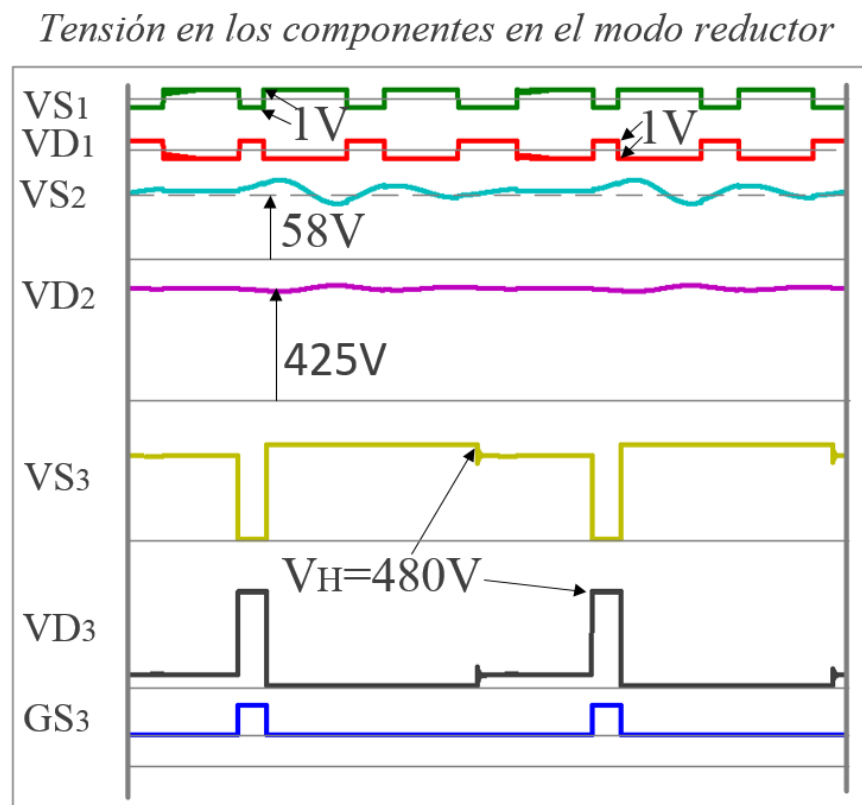


Figura 45. Estrés de tensión de los dispositivos en el modo reductor.

Por tanto se puede concluir que el convertidor se tiene que diseñar de manera que todos los dispositivos soporten el estrés de tensión V_H . Este es uno de los inconvenientes de este convertidor, los dispositivos están sometidos a un estrés de tensión mayor que otros convertidores, luego, todos los dispositivos deben de ser diseñados para el mismo estrés de tensión V_H , que puede ser obtenido con (83). Cuando la tensión V_H a la que tiene que elevar el convertidor ya es un valor prefijado, este será el estrés de tensión que tienen que soportar los dispositivos y se ajustará el ciclo de trabajo D_e para que nunca sobrepase el valor de V_H prefijado.

6.2. ESTRÉS DE CORRIENTE EN LOS DISPOSITIVOS

Si se observa la Figura 46, se muestran las curvas de corriente de los dispositivos que actúan en el modo elevador y en la Figura 47 se muestran las curvas de corriente de los dispositivos que actúan en el modo reductor. Estas curvas se han obtenido mediante un modelo de simulación ejecutado con Matlab-Simulink. Los valores usados en la simulación del convertidor han sido los ya presentados anteriormente para el estrés de tensión, el ciclo de trabajo $D_e=0.6$, los picos de corriente más significativos obtenidos son los de las corrientes $I_{D1}=1.746$ A y el de $I_{S2}=1.707$ A, un poco más pequeño. Se puede observar que dichos picos de corriente duran muy poco tiempo y el efecto térmico sobre los dispositivos no es significativo por lo que, en este caso, el estrés de corriente de $D_1=1.746/2$ A y para $S_2=1.707/2$ A, o lo que es lo mismo; el estrés de corriente para D_1 y para S_2 deben de ser los valores I_{Lt2max} y I_{Lt1max} respectivamente. Dichos valores pueden ser obtenidos con las expresiones (64) y (62) respectivamente. Si se observa la Figura 46, cuando se aplica (64), siempre hay que tener en cuenta el ciclo elevador D_e máximo a aplicar, siendo el valor máximo permitido de 0.85 pero este puede ser limitado, como sucede en la esta simulación, que se ha limitado a 0.6. Por otra parte, el diodo D_2 tiene un estrés de corriente mucho más pequeño, en este caso es un pulso triangular de 396 A, este valor equivale aproximadamente a $0,5 I_{Lmax}$ con un tiempo de duración inferior al 10% del periodo T , por lo que su estrés de corriente no es significativo. Como el valor de I_{D2} está directamente relacionado con I_{Lt2} , se podría calcular el estrés de corriente de D_2 , mediante la siguiente expresión:

$$I_{D_2} = I_{Lt2} / 20 \quad (99)$$

Respecto al estrés de corriente en modo reductor, el pico de corriente de I_{L4} se obtiene con (74). En la Figura 47 se muestran las funciones de corriente del convertidor simulado. La simulación es la misma ya usada para mostrar el estrés de tensión y ha utilizado los mismos parámetros, el ciclo de trabajo reductor máximo usado es $D_r=0.08$. En la Figura 47 se puede ver que los picos de corriente

de I_{L4} , en este caso de 34 A, son soportados por S_3 y D_3 , en cambio S_1 soporta un pico de corriente mayor, en este caso 70 A. Si se observa y comparan las funciones I_{S3} e I_{S1} se puede apreciar que, aunque el pico de corriente de I_{S1} es mayor, el área de la función es la misma, dicho de otra forma, las corrientes en valor medio de I_{S1} e I_{S3} son iguales, por lo que el estrés de corriente se puede considerar igual para los tres dispositivos S_3 , S_1 y D_3 aunque el de D_3 es algo más pequeño; por ese motivo, para calcularlo se puede usar el valor máximo de I_{L4} con (74).

En resumen, se puede comprobar que los dispositivos que trabajan en el modo elevador son los que están sometidos a un estrés de corriente mucho mayor, sobre todo D_1 y S_2 . El estrés de tensión aumenta con la ganancia, de manera que cuando se eleva mucho la ganancia también se eleva el estrés de corriente en el modo elevador. En las simulaciones del modo elevador se ha usado una ganancia elevadora mayor de 50 que se puede conseguir en una sola etapa, pero a costa de dispositivos muy robustos, debido al gran estrés de corriente producido. También, el aumento de potencia convertida eleva el estrés de corriente, luego, con grandes ganancias nos vemos obligados a disminuir la potencia convertida, sobre todo cuando las tensiones de V_{Lo} son bajas.

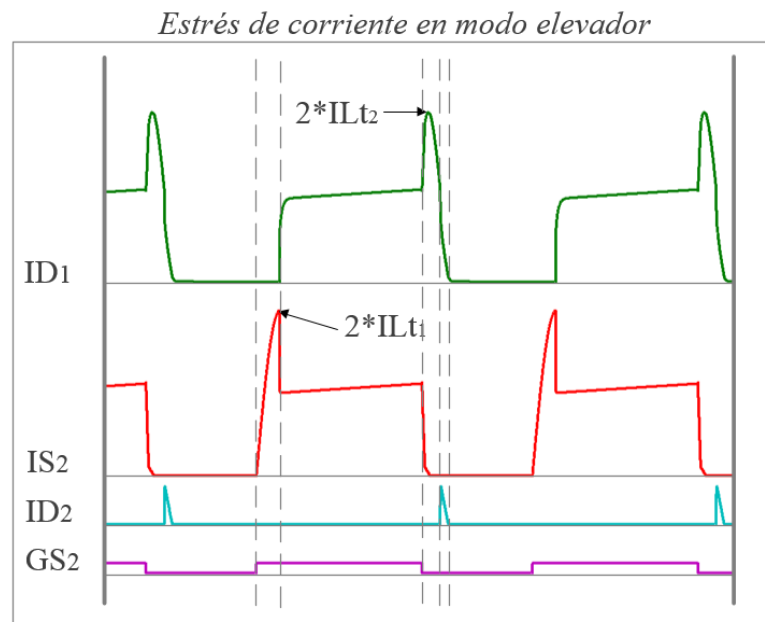


Figura 46. Estrés de corriente de los dispositivos en el modo elevador.

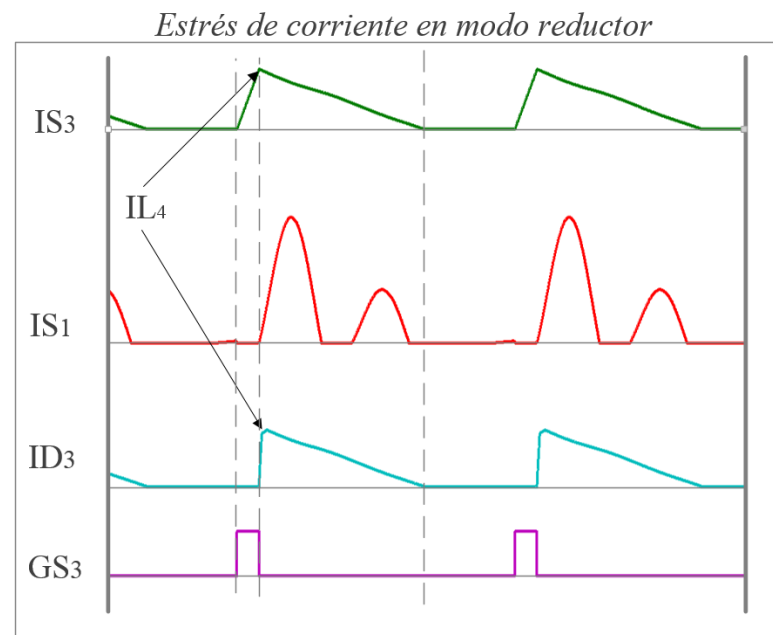


Figura 47. Estrés de corriente de los dispositivos en el modo reductor.

7. Resultados experimentales del convertidor

El prototipo propuesto es bidireccional y puede ser usado siempre que se disponga de dos niveles de tensión y se necesite transferir energía entre ambos niveles, como es el caso de un sistema híbrido mostrado en la Figura 1, donde el convertidor diseñado se integra entre dos barras de corriente continua con niveles distintos de tensión. En una barra es donde se hace el vertido de la energía generada por varias fuentes y baterías que se acoplan en paralelo mediante otros convertidores, por ese motivo se llama barra de generación, La otra barra es la barra de carga, con un nivel superior de tensión a la barra de generación y es donde se conectan todas las cargas.

El análisis propuesto en esta tesis ha sido verificado con la construcción de un prototipo de laboratorio mostrado en la Figura 48. Dicho prototipo ha sido probado con dos niveles de tensión; el más bajo es el de una batería con tensión V_{Lo} (12V y 600 Ah), el otro nivel es una barra de corriente continua V_H (500V). La batería es cargada por dos aerogeneradores y dos paneles fotovoltaicos.

En la Tabla 10, se presentan los elementos más significativos para la construcción del convertidor.

Elementos	Cantidad	Componentes	Referencia
D_1	1	Modulo con diodo de recuperación suave ultra rápido de 200A	DAC2F100N/P6S
S_1, S_2	2	IGBTs de 200A y 600V	STGE200NB60S
D_2, D_3	1	Módulo de dos diodos independientes de 600V 100A cada uno	STTH200W06TV1
S_3	1	IGBT de 100A 1.200V	IXYH50N120C3
C_1, C_2	2	Condensadores DUCATI GP 42 series de 20 μ F y Vcc nominal de 490V	
C_A, C_B	1	Condensador DUCATI GP 84 de 350 μ F y Vcc nominal de 490V	
C_A, C_B	1	Condensador DUCATI GP 84 de 350 μ F y Vcc nominal de 600V	

Tabla 10. Componentes del convertidor.

Teniendo en cuenta que la mayor parte de las pérdidas se producen por efecto Joule en los inductores, para conseguir reducir estas lo máximo posible y mejorar el rendimiento, los inductores han sido construidos con material nano cristalino (FINEMET), que es un material magnético blando, con bajas perdidas, permeabilidad y campo de saturación altos y alta impedancia en un rango de

frecuencias amplio. Los valores aproximados con los que han sido construidas las bobinas son: L_1 y L_2 con $1,5\mu\text{H}$, L_3 con $0,2\mu\text{H}$ y L_4 con $130\mu\text{H}$, contruidos respectivamente con FT-3KLF3724E, FT-3KLF3320E y FT-3KLF7555G, cuyos pesos son 59, 49 y 267 gramos respectivamente. Este material tiene $B_s=1,20\text{T}$ a (100°C) , $\mu_r=15.000$ (a 100kHz y 100°C), con pérdidas $P_{cv}=34,24\text{W/kg}$ (a 100kHz , $B_m=0,2\text{T}$, 25°C). Con este material se consigue reducir mucho el número de espiras de las bobinas, además, estas han sido construidas con varios conductores en paralelo, para conseguir aumentar la capacidad de potencia convertida.

En la Figura 49, se muestran las formas de onda de las corrientes en la bobina L_1 (I_{L1}) que es igual que la de la bobina L_2 (I_{L2}), la del condensador C_2 (I_{C2}) igual que la del condensador C_1 . Si se observa el proceso de descarga del condensador C_2 la corriente que se produce I_{C2} es igual que I_{L1} , que es la del proceso de energización de L_1 , este intercambio de energía ayuda a obtener una gran corriente en L_1 . También se puede ver el pico de corriente del transistor D_1 , que es el mayor que se produce en el convertidor que, aunque es elevado tiene muy corta duración y o tiene una poca influencia térmica en el diodo.

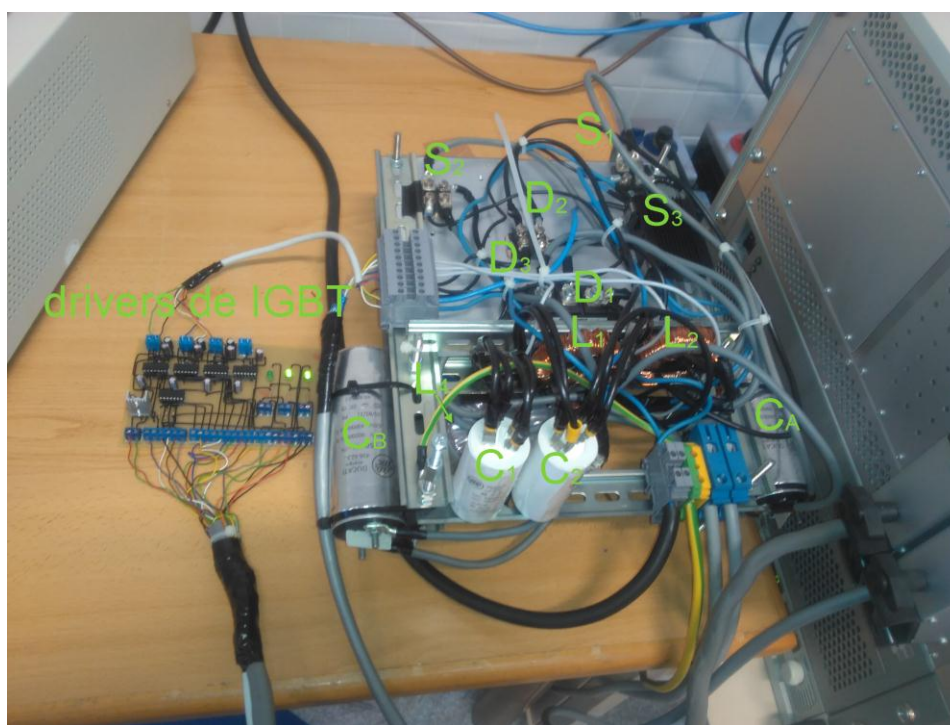


Figura 48. Prototipo de laboratorio del convertidor propuesto.

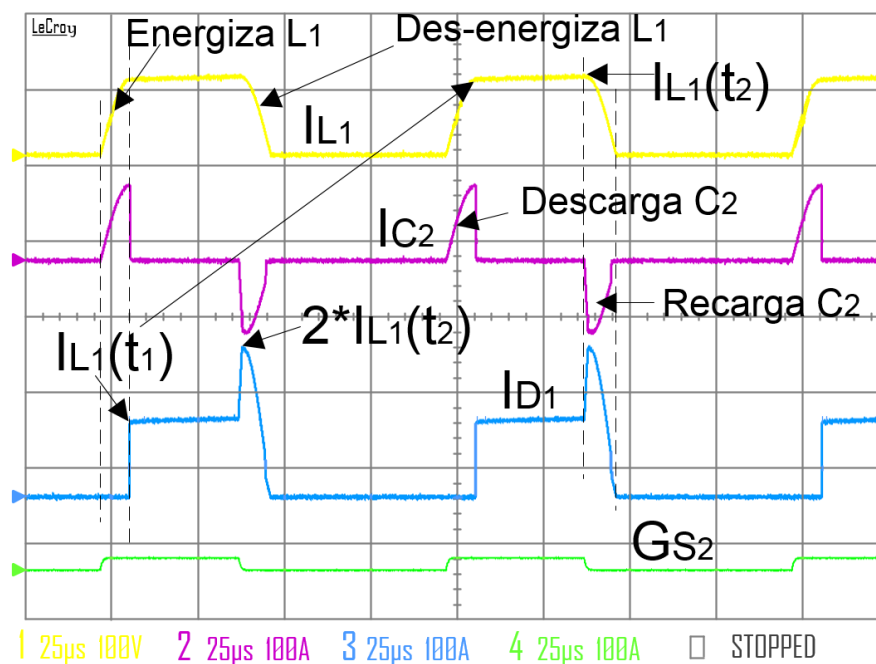


Figura 49. Resultados experimentales en modo elevador. Muestra I_{L1} , I_{C2} , I_{D1} y señal de puerta de S2 con $D=0,4$.

En la Figura 50, se muestra la gráfica de la corriente en el diodo D_2 que es la que hace la transferencia de energía entre la ZR y el condensador C_A . Esta transferencia de energía se hace en cada ciclo cuando la tensión de V_{out} llega a superar ligeramente el valor de V_H , es de muy corta duración y su tiempo depende de la energía que tenga que convertir en cada ciclo. El valor de V_H se conserva aproximadamente a 500 V, en el detalle se puede ver que tiene un rizado muy pequeño, menor de un voltio. El valor de V_{out} está continuamente oscilando en función de la etapa en que se encuentre el proceso de conmutación. También se puede observar que los condensadores están sufriendo una variación continua de tensión debido al proceso continuo de intercambio de energía que hacen con las bobinas, que es el que permite la transmisión de energía entre los dos niveles de tensión.

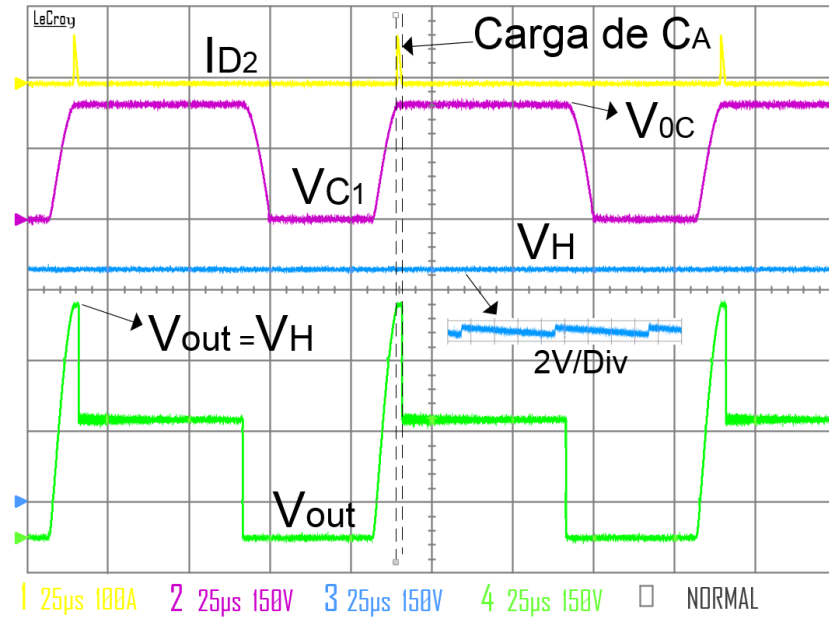


Figura 50. Resultados experimentales modo elevador. Muestra I_{D2} , V_{C1} , V_H y V_{out} obtenidos con $D=0,4$.

En la Figura 49 y en la Figura 50 se muestran los resultados trabajando en una situación extrema; o sea, de gran ganancia y en modo elevador. Alimentado el convertidor con $V_{Lo}=12V$ con $D=0,4$ se obtiene un valor de $V_H=501V$, con una resistencia de carga $R_{Load}=520\Omega$, obteniendo un valor de $I_{Load}=0,96A$, si la tensión de alimentación se eleva de 12 a 24V y se conserva el valor de R_{Load} , se puede conseguir el mismo valor de I_{Load} pero con $D=0,1$ aproximadamente. Esto supone que las pérdidas se dividan, aproximadamente, entre cuatro. En la Tabla 11 se muestran los valores de pico de V_{out} en modo elevador, que son un poco mayores que V_H . Se puede observar que a medida que se eleva el ciclo elevador se va obteniendo un valor mayor de V_{out} , o lo que es lo mismo, un valor mayor de V_H . Si se eleva la tensión de la fuente de 12 a 24 V se puede observar cómo, con ciclos de trabajo menores, se consiguen tensiones mayores y también potencia convertidas mayores.

Modo elevador										
$R_{\text{carga}}=520\Omega$ $V_{\text{in}}=12\text{V}$										
D_e	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
V_{out}	40	51,5	112	370	436	501	518	529	538	544
$R_{\text{carga}}=75\Omega$ $V_{\text{in}}=24\text{V}$										
D_e	0,001	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,25	0,3	
V_{out}	27	32,5	39	62	140	319	460	512	557	

Tabla 11. Tensiones obtenidas V_{out} , en función de V_{in} y R_{load} en modo elevador.

En la Tabla 11 se muestran resultados del convertidor trabajando en modo reductor, de manera que V_{out} es el valor obtenido a la salida del convertidor en este modo y se verifica que $V_{\text{out}}=V_{\text{Lo}}$. Se puede ver la comparación con valores de tensión $V_{\text{H}}=V_{\text{in}}=501\text{V}$ y con dos resistencia de carga colocadas en el lugar de V_{Lo} , una de 5Ω y otra de 30Ω . Por ejemplo, si el convertidor trabaja con un ciclo reductor D_r de 0.3 y con la resistencia de carga de 5Ω , se obtiene un valor de $V_{\text{out}}=V_{\text{Lo}}=169\text{V}$ y si lo hace con la resistencia de carga de 30Ω , se obtiene un valor de $V_{\text{out}}=V_{\text{Lo}}=312\text{V}$. Por tanto, la ganancia reductora del convertidor es función del ciclo y de la carga conectada en cada momento, luego, cuando se exige una tensión sensiblemente constante y se producen variaciones en la carga es necesario ajustar continuamente el ciclo de trabajo.

Modo reductor										
$R_{\text{carga}}=5\Omega$						$V_{\text{in}}=501\text{V}$				
D	0,01	0,015	0,02	0,05	0,1	0,3	0,4	0,45		
V_{out}	7,7	10,1	15,4	31,2	66	169	208	226		
$R_{\text{carga}}=30\Omega$						$V_{\text{in}}=501\text{V}_{\text{DC}}$				
D	0,01	0,015	0,02	0,05	0,1	0,3	0,4	0,5	0,6	0,8
V_{out}	12,6	25,5	38,5	74	146,5	312	356	392	417,5	444

Tabla 12. Tensiones obtenidas V_{out} , en función de V_{in} y R_{load} modo reductor.

En modo elevador, la potencia transmitida para un mismo valor del ciclo de trabajo aumenta a medida que la tensión de entrada se hace mayor y la eficiencia mejora, ya que se convierte más potencia con prácticamente las mismas pérdidas. Por ejemplo: con $D=0.25$, una resistencia de carga $R_{\text{carga}}=100\Omega$ si $V_{\text{in}}=12\text{V}$ se obtiene la tensión de salida $V_{\text{out}}=253\text{V}$ y la potencia de salida $P_{\text{out}}=662\text{W}$. Si se conserva la misma resistencia de carga y aumenta la tensión de entrada a $V_{\text{in}}=24\text{V}$ se obtiene tensión de salida $V_{\text{out}}=516\text{V}$ y una $P_{\text{out}}=2.662\text{W}$. En caso de duplicar la tensión, la potencia convertida por el convertidor se multiplica por 4.

El sistema de disparo de los transistores del convertidor se ha dotado de protección, limitando las intensidades en los dispositivos para no poner en peligro sus componentes. La potencia convertida en el prototipo la limitan el valor de la ganancia de tensión (M), V_{out} e I_{D1} ; en modo elevador con una tensión de entrada $V_{\text{in}}=24\text{V}$ se consigue una tensión de salida $V_{\text{out}}=500\text{V}$. Se pueden lograr convertir unas potencias de 3.300W aproximadamente en modo elevador y 5.000W en modo reductor. Actuando sobre la ZR se pueden mejorar la capacidad de

transmisión de potencia sacrificando ganancia. También puede trabajar con valores de $V_{L0} < 12$, y obtener un valor de $V_H = 500V$, pero esto nos obliga empeorar la eficiencia y la capacidad de transmisión de potencia.

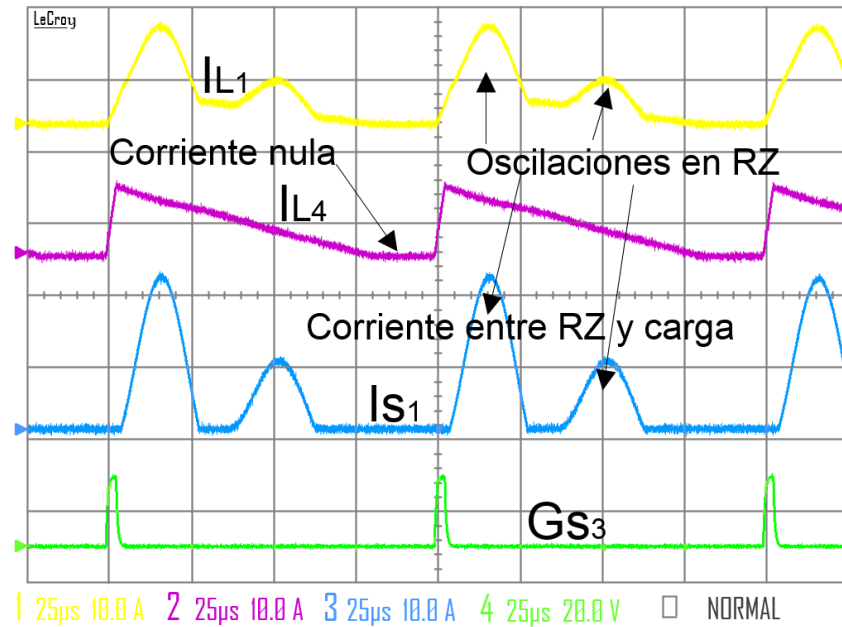


Figura 51. Resultados experimentales modo reductor. Representa I_{L1} , I_{L4} , I_{S1} y señal de puerta S_3 con $D=0,03$.

La Figura 51 muestra los valores de corriente más significativos del convertidor trabajando en el modo reductor, con un valor de ciclo reductor $D_r=0,03$ (que actúa sobre la puesta de S_3) se consigue reducir desde un valor de tensión $V_H=500V$ hasta $V_{L0}=12,5 V$ con una corriente de carga $I_{L0}=4,7 A$. En la Figura 52 se muestran las oscilaciones que se producen de V_{in} y V_{out} alrededor de V_{L0} , estas oscilaciones están relacionadas con la corriente I_{S1} , aunque S_1 está activo en todo el proceso reductor, solo conduce cuando $V_{in} > V_{L0}$, produciéndose la transmisión de energía entre ZR y la carga. También en esta figura se muestra los detalles del rizado de V_{L0} y de I_{L0} .

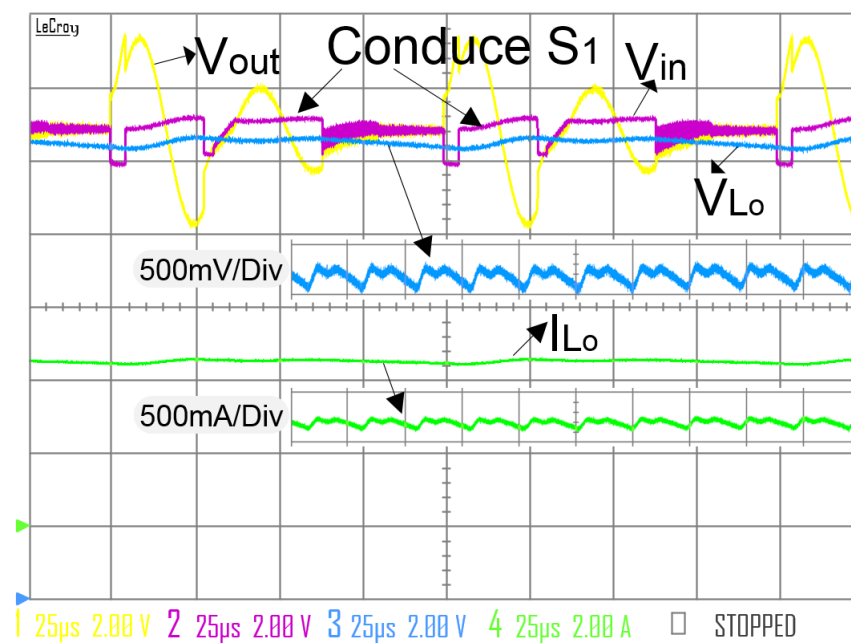


Figura 52. Resultados experimentales modo reductor. Representa V_{out} , V_{in} , V_{Lo} e I_{Lo} con $D=0,03$.

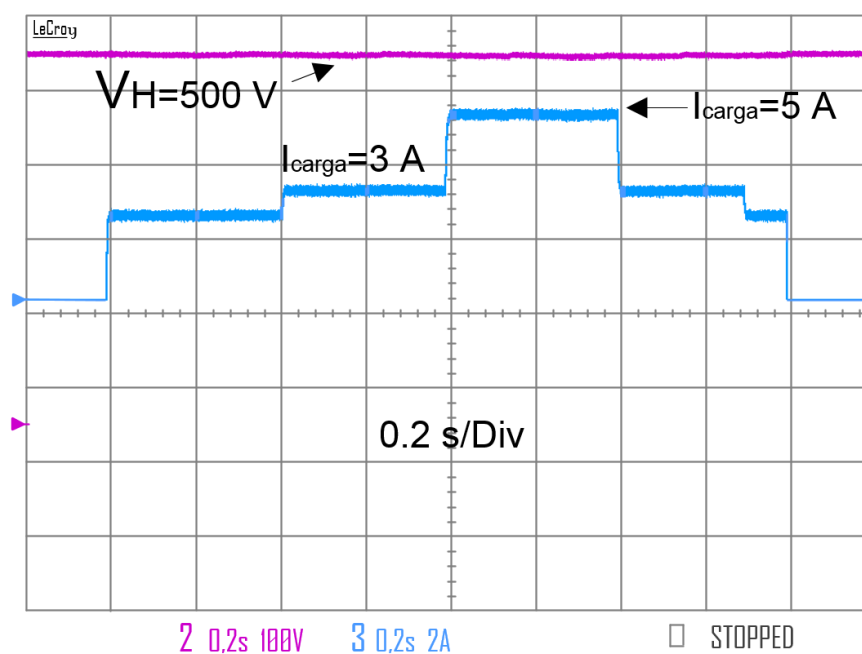


Figura 53. Cambios de la corriente de carga en modo elevador y tensión de carga.

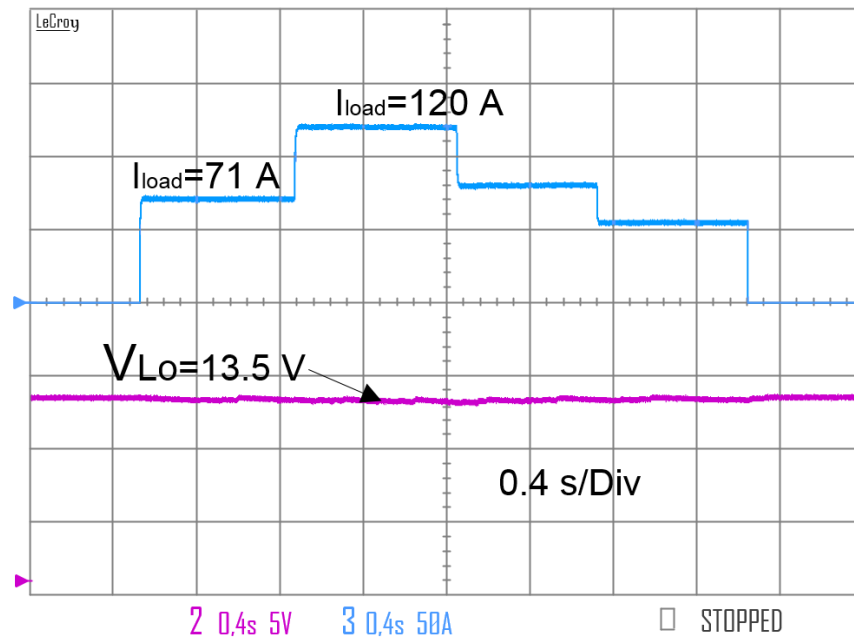


Figura 54. Cambios en la corriente de carga en modo reductor y tensión de carga.

En la Figura 53 se presentan dos gráficas del convertidor trabajando en modo elevador. El convertidor trabaja conservando la tensión V_H lo más estable posible, mientras la corriente de carga I_{carga} es sometida a incrementos y disminuciones bruscas. Las variaciones en la carga se producen en intervalos de tiempo muy cortos. Se puede observar que el comportamiento de la tensión V_H frente a las variaciones en la carga no sufre oscilaciones considerables cuando hay aumentos o bajadas de carga bruscas. También se puede apreciar que la respuesta del convertidor es muy rápida y el comportamiento muy estable, siendo la potencia máxima convertida de 2500W. En la Figura 54 se muestran las gráficas del convertidor trabajando en modo reductor, también las variaciones de carga se han producido conservando estable la tensión de salida del convertidor (en este modo V_{Lo}) frente a variaciones bruscas en la carga siendo la carga máxima convertida de 1620W.

En la Figura 55 se muestran varias curvas de eficiencia del convertidor. Las curvas han sido obtenidas mediante pruebas discretas que han sido representadas con puntos. En el modo elevador la tensión de salida siempre ha sido de 500 V y se han usado dos tensiones de entrada 12 y 24 V. Se puede

observar que en modo elevador la eficiencia mejora cuando la tensión de entrada es mayor y el máximo de eficiencia se obtienen en los entornos de los 1.000 W.

En el modo reductor, la tensión de salida se ha conservado próxima a los 40 V, la eficiencia máxima también se ha obtenido en el entorno de los 1000 W, aunque el convertidor tiene una buena eficiencia en los dos modos y en todo el rango. Para las pruebas se han usado como cargas resistencias fijas acompañadas de variables para obtener las cargas adecuadas en cada punto.

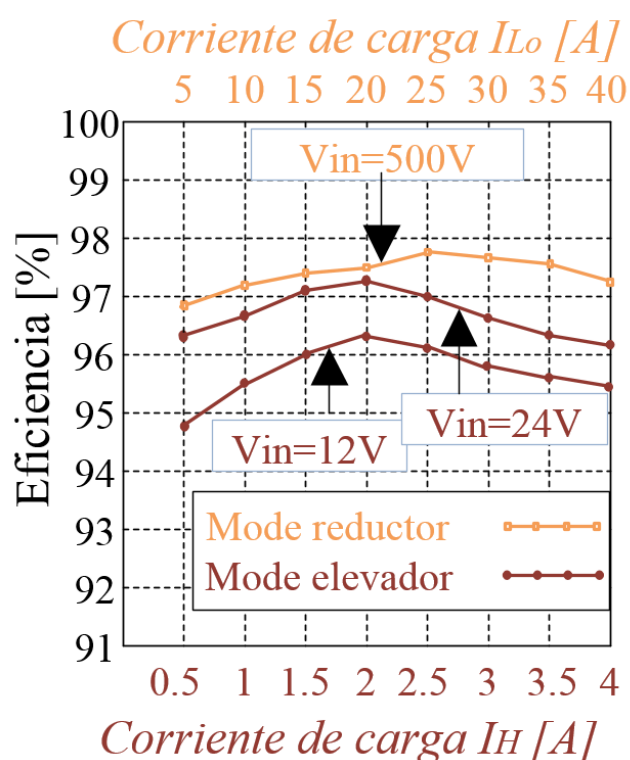


Figura 55. Eficiencia del convertidor propuesto.

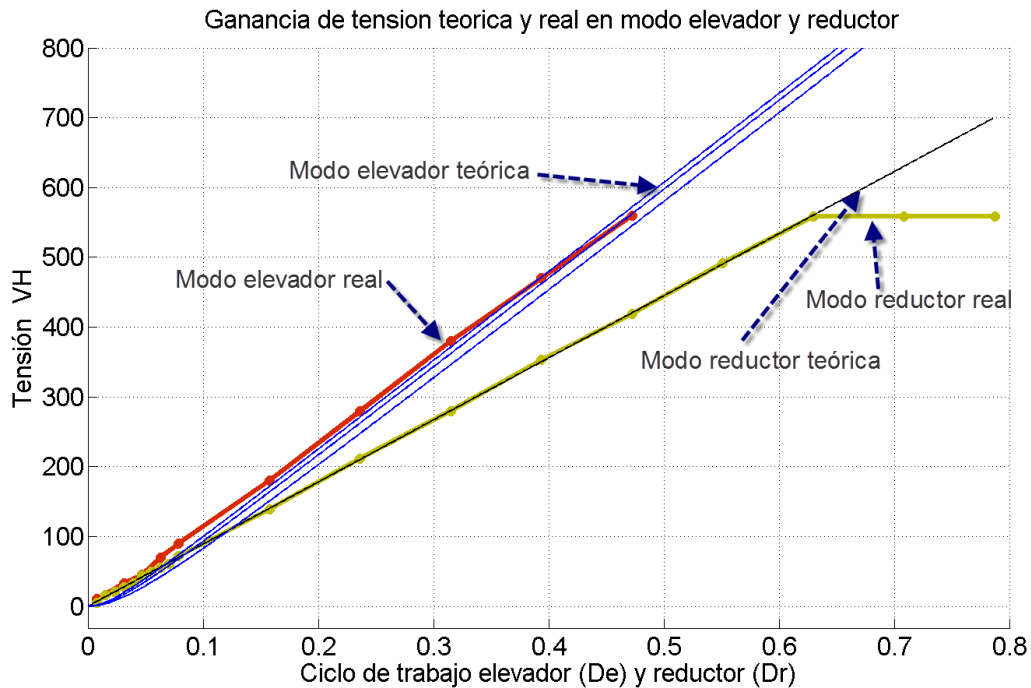


Figura 56. Comparación de las ganancias real y teórica en los modos elevador y reductor del prototipo de laboratorio.

En la Figura 56 se muestra la comparativa entre la ganancia teórica y real de las gráficas de ganancia de tensión en modo elevador y en modo reductor, el modo elevador se ha obtenido con una tensión en la fuente de $V_{Lo}=14$ V.

Para la representación teórica se han usado los valores de construcción del convertidor, C_1 y C_2 con $20 \mu\text{F}$, L_1 y L_2 con $1,5\mu\text{H}$, L_3 con $0,2 \mu\text{H}$ y L_4 con $130 \mu\text{H}$. La gráfica real elevadora se ha obtenido usando una resistencia de carga de 75Ω , las gráficas teóricas del modo elevador han sido obtenidas con las corrientes de carga de 3.85 A, 6 A y 10 A. La gráfica real se aproxima mucho a las teóricas pero esta se va curvando, ya que a medida que aumenta el ciclo aumenta la caída de tensión dentro del convertidor y esto no ha sido contemplado en las curvas teóricas.

8. Integration of the converter into a DC microgrid for energy management.

As mentioned at the beginning of this thesis, renewable energy sources are being increasingly used and extended throughout the world, especially there is a great boom in micro-grids. With this in mind, there are renewable sources such as FC [124], [125] and solar photovoltaic systems [126], [127] that produce energy in DC form, which allow supplying loads that also work in DC without the need

to convert to AC current. As it is usually necessary to maintain voltage levels as constant as possible, the use of DC/DC converters is necessary.

If you want to generate the power in DC, as is the case with many renewable sources, and also manage it in DC correctly, you will need to use converters. In the case where the generated energy is consumed by the load, only a unidirectional DC/DC converter is necessary[128], however, if the surplus energy is to be stored in accumulators such as batteries, the use of bidirectional DC/DC converters will be required [129], [130].

This section will present the coupling of three different renewable sources and two batteries. The sources are a fuel cell (FC), several photovoltaic solar panels (PV) and a wind turbine AG, which produces alternating current, but can be easily rectified to DC.

To achieve this, the bidirectional converter already proposed and studied in this thesis will be used, which will be integrated with other converters of the same type to form a generating branch. The proposed bidirectional converter will be used with the batteries, configuring what will be called the storage sub-branch. However, for generating sources where the only purpose is to extract the generated energy, modifications will have to be made in the configuration of this converter, eliminating the elements that are not necessary in the step-up mode, leaving the converter as unidirectional and only with the step-up mode. The proposed unidirectional converter can be seen in Figure 57, where the circuit structure is shown when it is connected and converting power from the source to the branch, or when it is disconnected, but we do not go into the details of the switching because this has already been studied in the step-up mode of the converter proposed in this thesis.

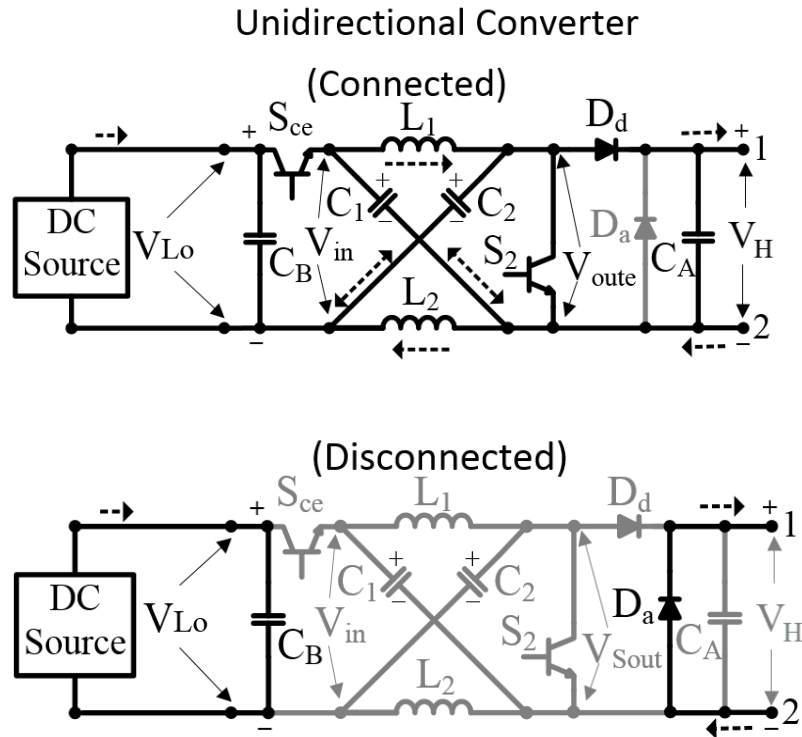


Figure 57. Proposed unidirectional converter. It can be seen in the upper image the active elements while the converter conducts.

The components design of these converters is made according to the characteristics of the source to be coupled to the system and the number of sources to be involved in each branch, taking into account the design equations presented in sections 4, 5 and 6 of this document. The sources configuration and of the energy storage systems can be done in many ways, which makes it a very versatile system. In this section of the document, to show the technique, the application of the converter is presented with a concrete example with three sources and two storage batteries, although the management system allows each branch to be configured differently, in fact, it could be composed only of sources, only of storage batteries or a combination of both. Also the number of components of each branch can be freely chosen (from one component to several), since it is a modular system.

However, each converter must be designed taking into account the type of element to be integrated in the branch (source or accumulator) and the number of

elements already existing in the branch. So that all the energy generated by all the sources can be extracted and a stable and high quality supply of the load can be achieved at all times.

8.1. COMPARISON BETWEEN TOPOLOGIES

If the studied converter is compared with the classical topologies, voltage source and current source, the proposed topology presents a real voltage gain much higher than that achieved with the voltage source and almost double that achieved with the current source; the efficiency is better than those obtained with voltage source and current source. If the voltage source and current source are mixed in the same converter, using high frequency transformer with galvanic isolation [63], an improvement in voltage gain and efficiency is achieved, which exceed those of both voltage source and current source converter but also increases the complexity of the converter. With the mixing of voltage and current source, voltage gains and efficiencies similar to those obtained in the presented converter are also obtained, but this is achieved using more components and a much more complicated switching technique.

Step-up converters with ZS and qZ-source converters have been widely considered in different applications, but bidirectional DC/DC converters with ZS and qZ-source, similar to the proposed one, have been very little studied. A comparison is made between the proposed converter, a qZ-source bidirectional converter from [35] and a new Z-source converter from [131]. Figure 58 shows the representation of the gain curves of the step-up mode and Figure 59 shows the gain curves of the step-down mode. Both comparisons are of the proposed converter with respect to other converters as a function of duty cycle variation.

Comparing the proposed converter with the converter of [35] and [131], the efficiencies are similar. The most significant characteristics of the proposed converter compared to the compared ones, are that the proposed converter presents almost linear gains, step-up and step-down throughout the duty cycle, this does

not happen in [131] where the gain is almost linear up to a cycle value of $0.4 D_e$, for cycle values higher than $0.4 D_e$ the gain undergoes a large increase that is very difficult to control.

It also has a higher duty cycle utilization range than [35] and [131]. The most significant disadvantage of the proposed converter is the voltage stress of the switching devices which is V_H , which does not occur in [35], where the lower voltage stress.

If the proposed converter is compared with resonant converters [27], [132], they have higher power density but their control is much more complicated.

Therefore, the comparison of the proposed converter with the qZ source bidirectional converter [64] and [35], shows that the efficiencies are similar but the proposed one can achieve higher voltage gain, both step-up and step-down, by using two inductors plus L_3 and L_4 . The most significant difference of the proposed converter is the linearity of the step-up and step-down gains (shown in Figure 58 and Figure 59), which facilitates their control. Also, the proposed converter supports the series connection of its outputs through an easy coupling, which is what leads us to the decision to choose this converter for the coupling of sources.

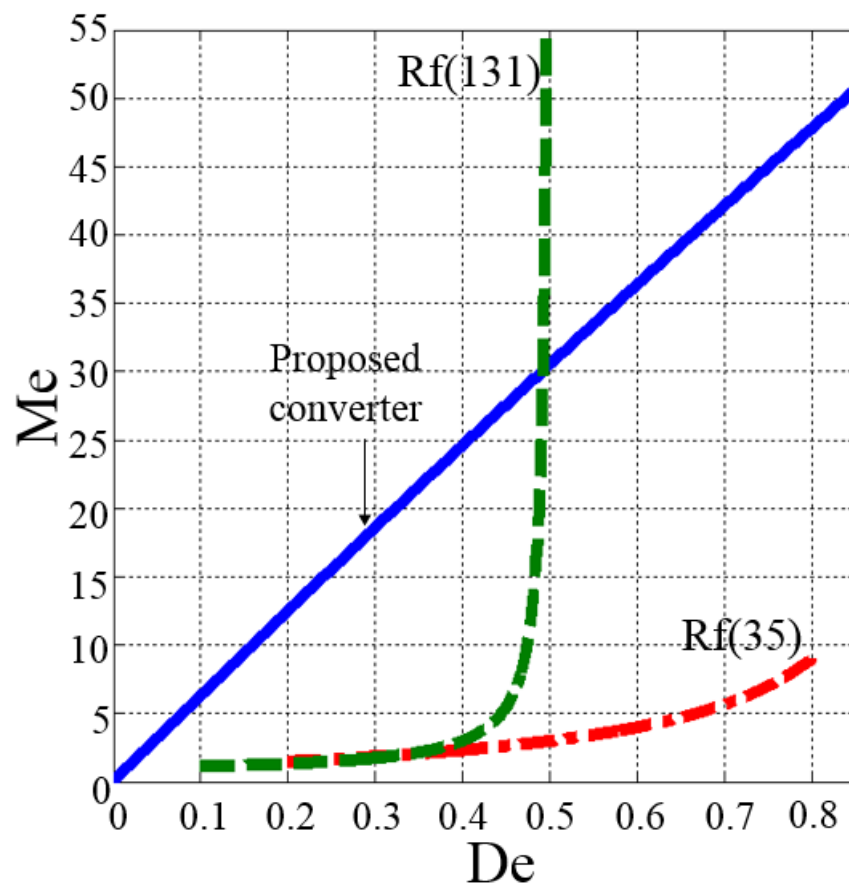


Figure 58. Comparison of the gain of the step-up mode of the proposed converter versus the same gain of other converters.

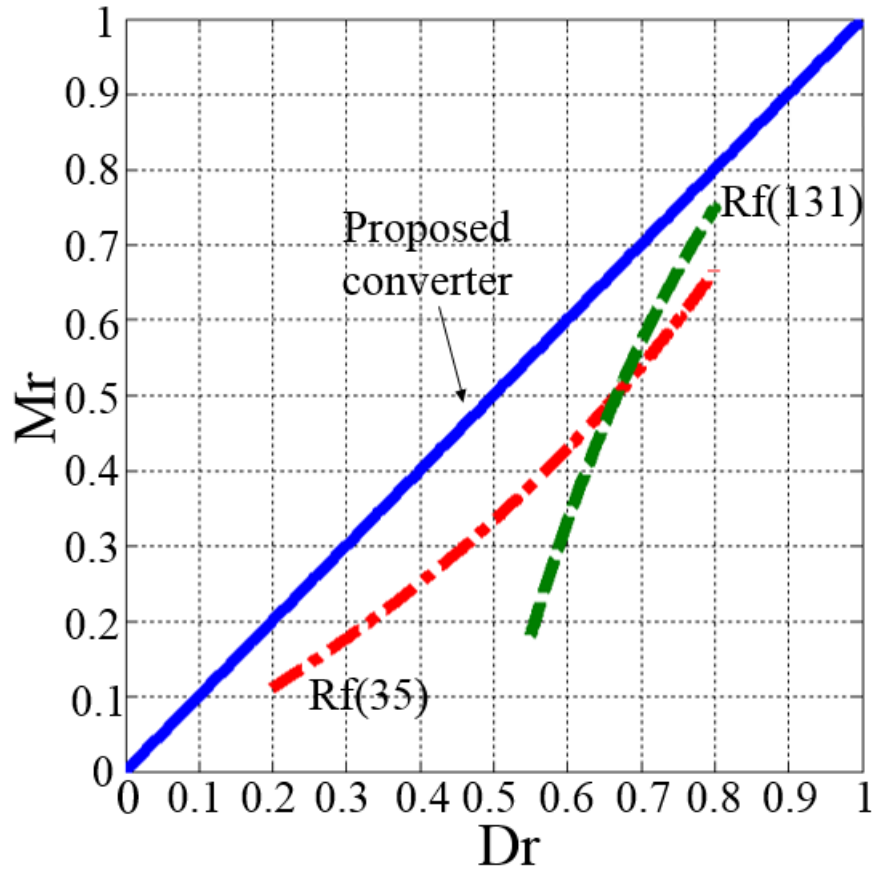


Figure 59. Comparison of the gain of the step-down mode of the proposed converter versus the same gain of other converters.

8.2. DESING CONSIDERATIONS

The design of the ZR is key to obtain the desired results. If a large voltage gain in the step-up mode is sought, high values of $I_L(t_1)$ obtained with (26) and of $I_L(t_2)$ obtained with (35) are required for D_{emax} . This can be achieved with small values of L_1 and L_2 and high values of C_1 and C_2 . In addition, a small S_{1U} stage duration time and a high V_{0C} value are also required, which forces to limit the capacitance of C_1 and C_2 by searching in the ZR for compromise values between inductance and capacitance, using (83).

For the step-up mode, the currents flowing inside the ZR are very high, increasing with gain. The inductors L_1 , L_2 and transistor S_2 must be designed to

withstand $I_L(t_2)$ for D_{emax} and D_1 must withstand twice this current. If the target gain is very high, two diodes can be connected in parallel in the place of D_1 .

The switching losses are very low, so the most significant losses are due to the Joule effect in the coils, conductors and capacitors; therefore, the L_1 and L_2 coils should have a large cross section and the conductor should be as short as possible. They can be designed using (74). The ZR capacitors must have a very low internal resistance and withstand large currents.

All switching devices and diodes should be designed for V_H voltage, capacitors and coils for $V_H/2$ voltage, using the maximum value of D_e expected. The inductance L_3 should have very small values, it could even be eliminated.

8.3. CONTROL OF THE COUPLING CONVERTERS

The branch has three renewable energy sources and two batteries for storing surplus energy. The system has been designed in such a way that, in case of need, the battery converters alone could maintain the supply of the load. In case there is generated power, the load is supplied by the sources with the help of the batteries if necessary. Then the system needs to obtain a suitable controller that can control all the converters working in boost mode so that the sum of the output voltages can always keep the V_{cc} voltage constant. For this purpose it has to be taken into account that continuous conduction within the ZR must be avoided. Being T the switching period, if $D > 0.85T$, then the converter can work in continuous conduction, circulating very high currents through the ZR without ever extinguishing (the ZR can be destroyed). For safety reasons, the maximum duty cycle is limited to $D_{\text{emax}} < 0.8T$.

The step-down mode does not intervene in the coupling and the converter works inversely to the step-up mode, it only affects the battery converters when they have to store surplus energy from the sources. Therefore, it is not discussed in this document.

The circuits of the five stages that occur sequentially in the switching process of the converter operation in step-up mode are shown from Figura 28 to Figura 31, each of them is identified with a variable that represents the duration of the stage with respect to the total period T , all variables depend on the duty cycle D_e and the switching period T_e . Between these stages there are several relationships that have been taken from experimental tests and are shown as a function of the parameters α , β , γ , δ y λ that indicate the time of each of the stages.

$$\text{Stage } S_{1U}, [t_0-t_1] \rightarrow \alpha = 0.13D_e * T_e \quad \text{Stage } S_{2U}, [t_1-t_2] \rightarrow \beta = 0.86D_e * T_e$$

$$\text{Stage } S_{3U}, [t_2-t'_2] \rightarrow \gamma = 0.11D_e * T_e \quad \text{Stage } S_{4U}, [t'_2-t_3] \rightarrow \delta = 0.05D_e * T_e$$

$$\text{Stage } S_{5U}, [t_3-t_0] \rightarrow \lambda = (1-1.16D_e) * T_e = (1- (1+\gamma +\delta) D_e) T_e \quad (100)$$

Considering the differential equations of the three zones of the circuit occurring at each stage of the whole switching process. Since the switching frequency is 10 kHz or higher, it can be made $T=dt$. Furthermore, using the following switching function, it is verified that ($S_w D_e = D_e$ if $S_w=1$) and ($(1-S_w) D_e = D_e$ if $S_w=0$). This switching function manages to activate each stage when appropriate and the value of the state variables can be averaged over a switching period dt .

Averaging over the whole period dt , introducing the switching function S_w in the system equations of all stages and clearing the derivatives, the following equations are obtained:

$$\begin{aligned} \frac{dI_L}{dt} = & \frac{RI_L}{L} (S_w(-\alpha - \beta + \gamma + \delta) + (-\gamma - \delta)) + \frac{V_C}{L} (S_w(\alpha + \gamma) - \gamma) + \frac{V_H}{2L} \delta (S_w - 1) + \\ & \frac{V_{Lo}}{L} \left(S_w \left(\frac{\beta}{2} - \gamma - \frac{\delta}{2} \right) + \left(\frac{\delta}{2} + \gamma \right) \right) \end{aligned} \quad (101)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{I_L}{C} (1 - S_w) \gamma + \frac{V_H * S_w}{4D} \gamma \quad (102)$$

$$\frac{dV_H}{dt} = \frac{2I_L}{C_A} \delta (1 - S_w) + \frac{V_H}{R_{load} C_A} (S_w(-\alpha - \beta + \gamma + \delta + \lambda) - (\gamma + \delta + \lambda)) \quad (103)$$

Considering that $(\alpha + \beta + \gamma + \delta + \lambda)D = T$, eliminating the switching function S_w and reducing, we obtain the expressions:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{RI_L}{L}(-\alpha - \beta - \gamma - \delta)D_e + \frac{V_C}{L}(\alpha - \gamma)D_e - \frac{V_H}{2L}\delta D_e + \frac{V_{Lo}}{L}\left(\left(\frac{\beta}{2} + \gamma + \frac{\delta}{2}\right)\right)D_e \quad (104)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = -\frac{V_H}{2\alpha} - \frac{I_L \gamma D_e}{C} \quad (105)$$

$$\frac{dV_H}{dt} = \frac{2I_L}{C_A}\delta D_e - \frac{V_H}{R_{load}C_A} \quad (106)$$

When the derivatives become zero is when the steady state is obtained. On the other hand, as in the S_{1U} stage, V_c varies from $(V_H + V_{Lo})/2$ at t_0 to $V_{Lo}/2$ at t_1 and in the stage S_{3U} , V_c varies from $V_{Lo}/2$ at t_2 to $(V_H + V_{Lo})/2$ at t_3 .

Starting from the expressions (104) and (106), the dynamic model of the system is obtained. This allows the development of a controller for the converter, for which the following state variables are defined:

$$X_1 = I_L \quad X_2 = V_C \quad X_3 = V_H \quad \dot{X}_1 = \frac{dI_L}{dt} \quad \dot{X}_2 = \frac{dV_C}{dt} \quad \dot{X}_3 = \frac{dV_H}{dt} \quad u(t) = D \quad (107)$$

Taking into account the expressions (104), (105), (106) and (107), the dynamic model matrices are obtained:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L}(\alpha + \beta + \gamma + \delta)\bar{D} & \frac{1}{L}(\alpha - \gamma)\bar{D} & -\frac{1}{2L}\delta\bar{D} \\ -\frac{\gamma\bar{D}}{C} & 0 & -\frac{1}{4} \\ \frac{2}{C_A}\delta\bar{D} & 0 & -\frac{1}{R_{load}C_A} \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L}\left(\left(\frac{\beta}{2} + \gamma + \frac{\delta}{2}\right)V_{Lo}\right) \\ -\frac{I_L \gamma}{C} \\ \frac{2I_L}{C_A}\delta \end{pmatrix}$$

$$Y = (0 \ 0 \ 1) * \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} \quad (108)$$

The transfer function of the controller can be obtained from the dynamic model. The objective is to control five converters presenting the model shown in

expression (108). The converters are connected in series and each converter couples a different source. Therefore, the converters retain the same structure and the same operating process but have different parameters from each other. Therefore, to design the controller, we have worked with an average transfer function. To obtain the transfer function, the parameters of the five converters have been taken into account, obtaining an average value or close to the average, with which the controller will be obtained. The average values of the parameters of the converters are: $V_{Lo} = 22 \text{ V}$, $C = 3 \text{ } \mu\text{F}$, $L = 18 \text{ } \mu\text{H}$, $C_A = 250 \text{ } \mu\text{F}$, $R = 0.002 \text{ } \Omega$, $R_{Load} = 75 \text{ } \Omega$, also the switching parameters are $\alpha = 0.13$, $\beta = 0.86$, $\gamma = 0.11$, $\delta = 0.05$, which are similar in the four converters. On the other hand, the most unfavorable duty point is set at $D=0.8$, and the current in the inductors of $I_L = 95 \text{ A}$, substituting the values given in (108) we obtain the average converter plant transfer function.

$$G(s) = \frac{38 \cdot 10^3 s^2 + 2.249 \cdot 10^8 s - 2508 \cdot 10^{-4}}{s^3 + 142.2 s^2 + 2.643 \cdot 10^7 s + 1.043 \cdot 10^9} \quad (109)$$

Figure 60 shows the root locus for open-loop of the function (109), it can be seen that all poles and zeros are in the left half-plane. It also presents an infinite gain margin and a phase margin of 87.5° , so the system is stable. Using Matlab, a PID controller has been designed, which is shown in the expression (110). This controller acts in the step-up mode of the five converters by varying its duty cycle and it is composed of a pole at -70 , two zeros; one at -40 and other at -20 and an integrator. Figure 60 shows the system response in open loop and in closed loop with the controller (110). Observing the step response, it can be seen that with the proposed controller the plant has been controlled.

$$C(s) = \frac{175(s+20s)(1+0.40s)}{s(1+70s)} \quad (110)$$

If the classical PID structure is compared with that of (110), then the constants are obtained with the values $K_p = 121.4$, $T_i = 0.06$ and $T_d = 0.0063$.

As the response of the controller is very fast and there is enough margin, the value of T_d can be neglected, turning the controller into a PI, delaying its response a little but keeping enough speed. It is also possible to reduce the value

of K_p at the cost of increasing the settling time, without significantly modifying the response.

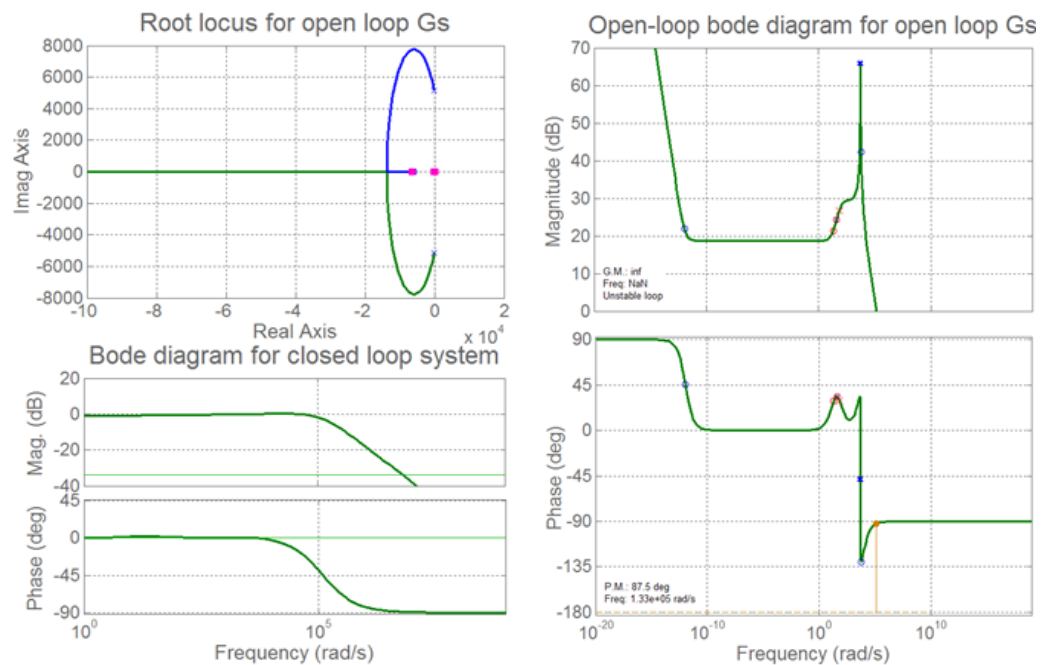


Figure 60. Root locus for open-loop and Bode diagrams.

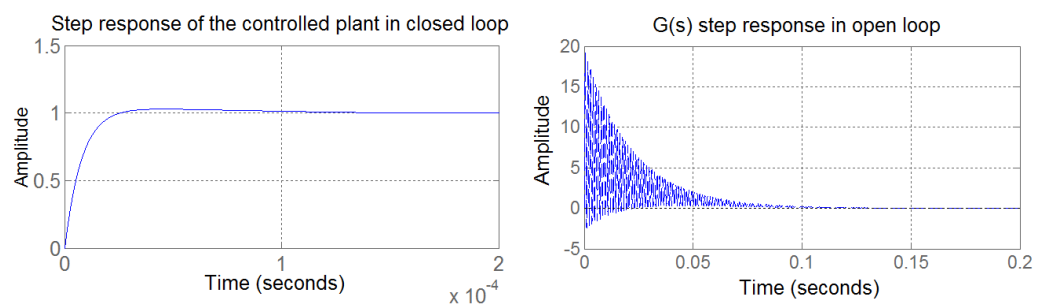


Figure 61. Plant responses.

8.4. EXPERIMENTAL RESULTS OF THE BRANCH.

8.4.1. Coupling of Sources

As an application of the bidirectional converter proposed in this thesis and its modification as a unidirectional converter, both have been integrated in an experimental generator branch, shown in Figure 62, composed of the following sources:

- A Nexa®1200 FC, which has a nominal power of 1,200W at 25° and whose output voltage moves in the range of 26-30V in DC.
- A three-phase wind turbine of 600 W without regulator, Bornay brand, with full bridge rectifier, filter at the output, with a voltage ranging from 5 to 26V, and whose rated power is obtained at 11m/s, with automatic braking occurring at 13m/s.
- Eight solar panels whose nominal unit power is 415W, knowing that if the irradiance is 800W/m² it provides 308W and a voltage at maximum power conditions of 35.9V.
- Two groups of 600Ah and 12V batteries.

For these sources and batteries, the branch that achieves the coupling of the sources to manage their energy has been implemented. The converters for the integration of the sources and batteries in the branch have been designed using the study presented in this thesis. This coupling system can also be applied for higher powers and voltages, taking the precaution of adapting the converters and their semiconductors to the current and voltage stress, according to the generation powers and the voltage of the sources. Trying to avoid the design of converters with high current stress.

The DC bus voltage of the generator branch is $V_{cc} = 500V$, this is a value that conditions the design of the converters for its coupling. Since there are two batteries, it is foreseen that both can support the system in case of need, thus contemplating the assumption that the rest of the sources cannot contribute

anything, and a design value in the step-up mode is assigned to each battery converter of $V_H=270V$, the switching frequency to be used is 10 kHz.

The data for the design of the converters are shown in

Table 13, where the power of the source for which the converter is going to be designed can be observed, the source voltage V_s refers to the nominal output voltage of the source, which corresponds to the variable V_{Lo} of the converter study. The design power is the power that we really want to convert with the converter, it has to be estimated always higher than that of the source but not much higher, so as not to put the source in danger. Finally the duty cycle (which can be limited, with a maximum value of 0.8), in this case a value of 0.8 has been chosen, which is the maximum allowed limit.

Sources	Nominal power of the source	Design tension (V_s)	Design power	D_{max}
FC	1.200W	28V	1.600W	0,8
PV	2,434W	35,9V	2.600W	0,8
AG	600W	16V	800W	0,8
Battery	600Ah	12V	1.100W	0,8

Table 13. Design data for converters.

Table 14 shows the parameters calculated by applying the study presented in this thesis. The design of the ZR is key to obtain the converted power, that is obtained with (62), (64) y (82); for this, it is necessary to find the capacitor and coil pair that can convert the desired power. After obtaining the capacitors and coils of the ZR, the real converted power is calculated, which will be slightly higher than the power generated by the corresponding source.

In this work, the maximum converted power along with the values of the inductances and capacitances of the ZR for each converter are shown in Table 14,

which as can be seen is somewhat higher than the design power. The I_{L1} and I_{L2} values are the ones that help us to choose the semiconductors for each converter.

Sources	L_1, L_2 μH	C_1, C_2 μF	Intensidad máx. de I_{L1}, I_{L2}	P_{max} convertida
FC	18	2	46A, 108A	1.729W
PV	18	3	57,8A, 137A	2.808W
AG	10	0,7	35A, 99A	859W
Battery	9	5	97A, 150A	1.192W

Table 14. Parameters obtained for the design of the unidirectional and bidirectional converter in step-up mode.

Table 15 shows the design parameters for the step-down mode of the bidirectional converters of the batteries, as the batteries are the same, their converters have the same parameters. In this application the step-down mode only has the bidirectional converters of the batteries, so it is necessary to calculate L_4 to limit the converted power in this mode and to have a D_r range that allows an easy voltage control in step-down mode. The mission of L_3 is to increase the discharge time of inductors L_1 , L_2 and L_4 , which is useful, especially when we want to obtain large step-down and step-up gains, where normally the values of L_1 and L_2 are small. In the case of the coupling we are dealing with, it could have been eliminated, but it has been given a small value to help in the discharge of the inductors and improve the quality of the V_{Lo} voltage, which is the battery charging voltage. The maximum reducing cycle in this mode is 0.1T so the working range is (0 - 0.1T).

$L_4 \text{ } \mu H$	$L_3 \text{ } \mu H$	Peak current of I_{L4}	D_{rmax}	P_{max} converted
50	2	89A	0,1T	2.238W

Table 15. Design parameters obtained for the bidirectional converter in step-down mode.

For the choice of diodes and transistors used in the converters, the values of critical currents and converted powers shown in Table 14 and Table 15 are used.

The configuration of the branch is shown in Figure 62, as already mentioned, is composed of three sources that make up the generator sub-branch and two batteries that make up the storage sub-branch. The converters of each sub-branch are connected with their outputs in series so that each of them adds its output voltage with the rest of the converters. The converters of the generating sub-branch only have step-up mode and those of the storage sub-branch can work in step-up or step-down mode. In turn, both sub-branches are connected in series with each other, so that each of the five converters that make up the branch, adapt the energy from a renewable source or a storage system, to achieve the integration of the whole (sources and storage systems) under the branch, allowing the energy to be used without the randomness of each of the sources can reach the load, obtaining a stable value of the V_{cc} voltage on the DC bus. So that at all times the V_{cc} voltage at the DC bus is the sum of the output voltages of all the converters that are contributing power to the branch, as indicated in (111). The branch allows that if any source does not produce energy for any reason (lack of energy resource, air or sun), the rest of the sources or batteries continue supplying the load. The generator branch ensures that the V_{cc} voltage remains sensibly constant close to 500 V.

In order to analyze the operation of the branch, a series of tests have been forced to demonstrate and allow the analysis of the robustness of the system against load variations or generation disturbances.

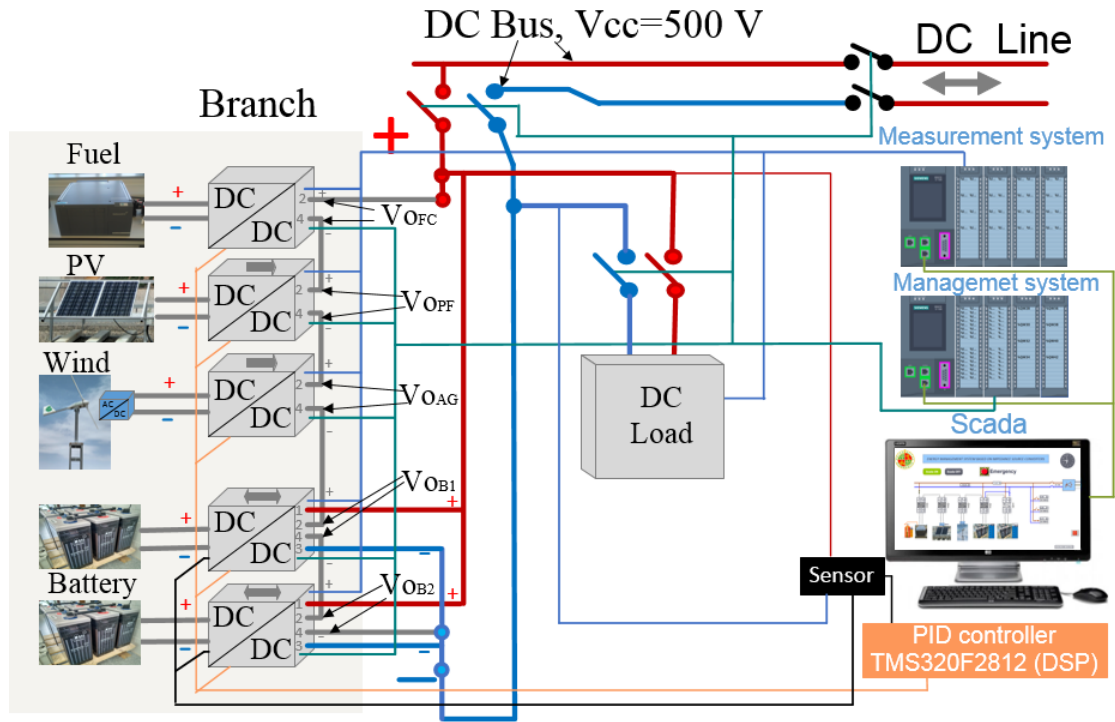


Figure 62. Coupling of sources and batteries through impedance source converters, measurement and control.

For the implementation of the system, in addition to the converters that integrate each source (generator or battery) in the branch, two S7-1500 controllers, CPU 1516F-3 PN/DP, have also been used. One of them with four analog modules AI 8xU/I/RTD/TC ST, which is used only for signal acquisition and monitoring of the entire system; the other controller is intended for system management (not studied in this thesis) with a module DI 32x24VDC HF another DQ 32x24VDC/0.5A ST and two analog output modules AQ 4xU/I ST. With this management system all monitored signals can be tracked. Samples are being taken with a duty cycle ranging from 10ms to 1ms. The complete system is shown in Figure 62. In the bidirectional converters of the batteries, when the power goes from the battery to the load, the converters work in step-up mode, if the power goes from the V_{cc} bus to the battery, the converter works in step-down mode. The step-up mode of all converters is controlled by a single PID that sends the duty cycle signal to all converters. In step-down mode, the power goes from the sources to the batteries, there is a PID controller for each bidirectional converter, which is

integrated in the same DSP that switches the converter. From Figure 63 to Figure 66, the results of a mixed operation (natural and forced) can be observed, where some changes have been forced to see the behavior of the converters that integrate the branch in extreme situations.

8.4.2. Experimental results from the branch

This section presents the results of the tests to which the branch and its components (sources, batteries and load) have been subjected, showing the behavior of the branch, and how it prevents disturbances due to source randomness from reaching the load. For this, the results have been plotted and this allows to analyze the behavior of the system, the graphs will represent voltage and current values obtained from the experimental tests. These graphs are those between Figure 63 and Figure 66, both included.

To make it easier to understand, coordinates have been drawn on the graphs that allow us to delimit the stages of the whole process and help with the explanation.

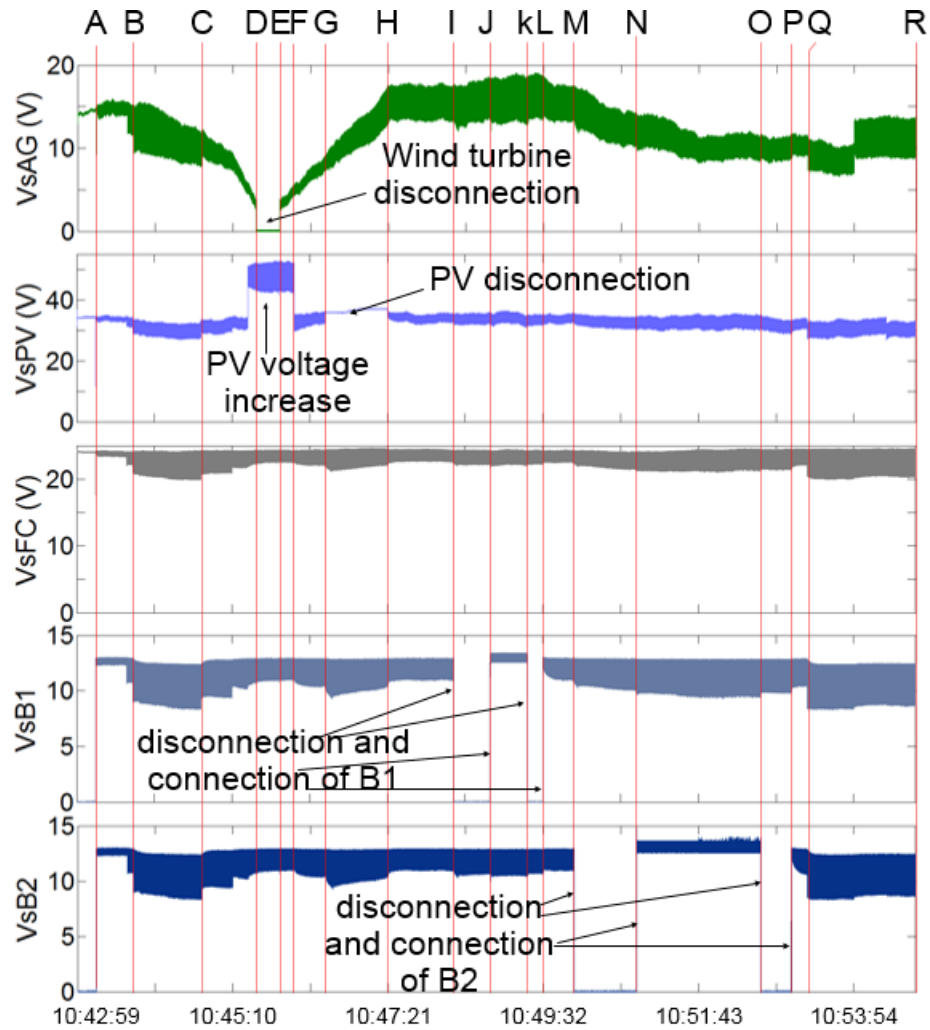


Figure 63. Voltages on the C_B capacitors at the input of each converter of source and battery.

Stage (AB), in A the connection of the converters to the sources is made, this is done without load. At the beginning there is a current rise that can be seen in the figures, it is due to the energization of the converters coils and capacitors. Then a load of $700\ \Omega$ is connected and in B another one of $150\ \Omega$ in parallel with the previous one, these connections produce two current steps, one is before the B coordinate and the other just in that coordinate. It can be observed in Figure 64 that in this stage all the sources are connected and that the two batteries are contributing as two more sources. In addition, each of the sources supplies a share of power, they all respond at the same time against the increase in demand when the $150\ \Omega$ load is connected, but each one does it according to its generated power.

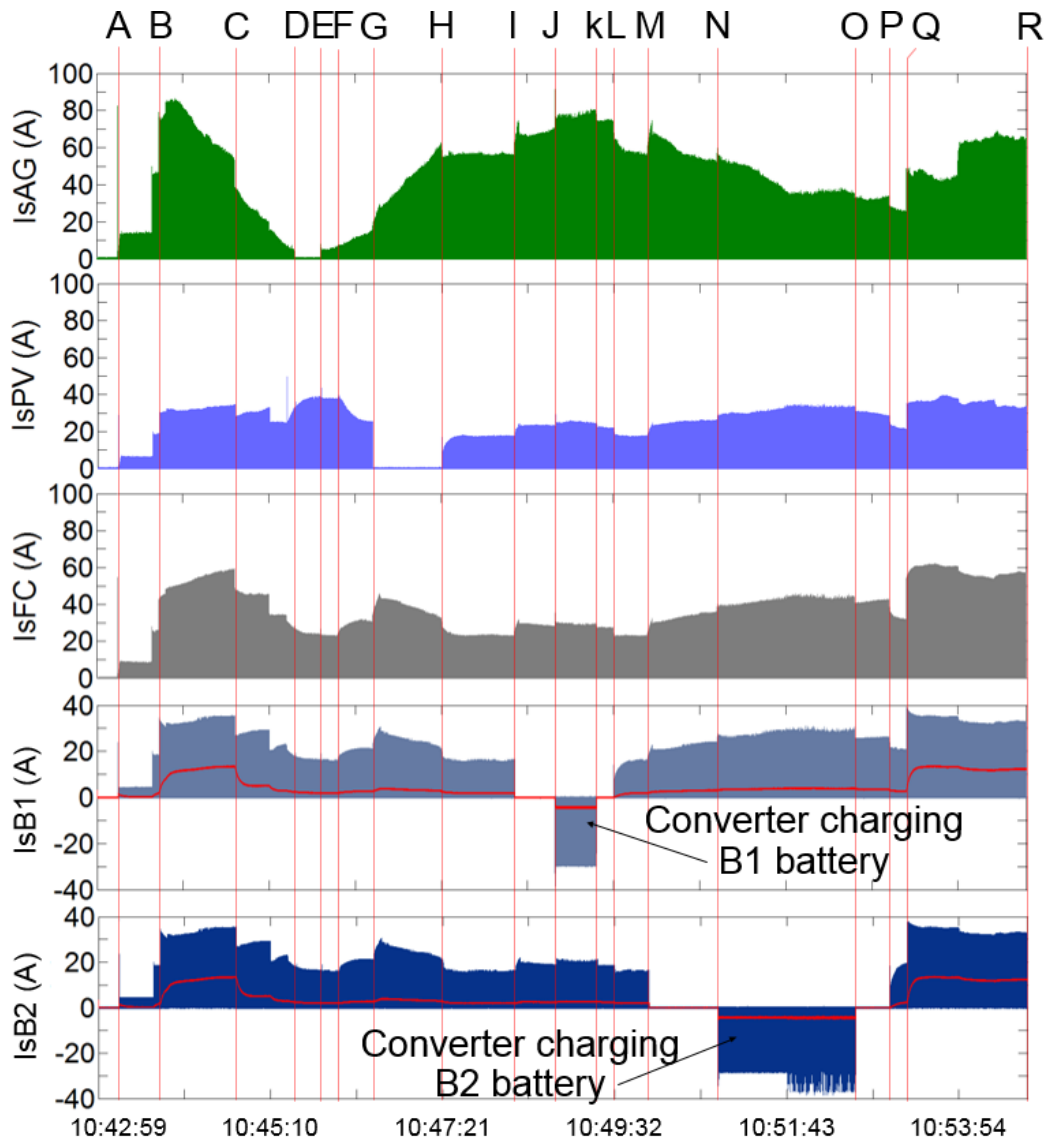


Figure 64. Currents at the input of the converters.

The stage (BC) lasts from the connection to the disconnection of the 150 Ω load resistor, in it there are two abrupt variations of the load, one rise and one fall of the load current, due to the connection and disconnection of the load, also inside the stage there is a decrease in the wind speed, therefore the voltage and power produced by the wind turbine V_{sAG} are decreasing. If Figure 64 is observed, the current peaks I_{sAG} in this stage decrease from 83 A to 55 A, this is due to the

decrease of power generated by AG, but this decrease is compensated by the currents I_{sFC} , I_{sB1} and I_{sB2} , which can be observed that all contribute to compensate the decrease of power occurred in the AG. The photovoltaic solar panels are at the limit of power supplied and their rise is negligible, on the other hand the I_{sFC} current increases from 48 A to 59 A and the rest is compensated by the two batteries. If Figure 65 is observed, it can be seen that the DC bus voltage V_{cc} remains close to 500 V with a disturbance of less than 1.5 V, which is equivalent to an oscillation of less than 0.3%. Figure 66, of this stage shows that the load current I_{dc} presents abrupt changes due to increases and decreases of the load. If you look at this figure, all the currents at the output of the converters are the same, actually the outputs of the converters are in series and therefore the current in the branch (formed by the output of the converters) is the same. If we look again at Figure 65 where the output voltages of the converters are shown, we can appreciate the drop of V_{oAG} , which indicates the drop of power generated in the AG, but the rest of the voltages V_{oFC} , V_{oB1} and V_{oB2} present a rise, which indicates that they are compensating the power lost by the wind turbine. Photovoltaic panels are the least compensating source, whose V_{oPV} voltage remains almost constant, this is because this source is working at maximum power and cannot generate more power. So that at all times (111) is fulfilled, being the voltage at the DC bus the sum of the output voltages of all active converters.

$$V_{cc} = V_{oAG} + V_{oFC} + V_{oPV} + V_{oB1} + V_{oB2} = 500V \pm 1\% \quad (111)$$

In stage (CD), the wind contribution continues to decrease until the system disconnects the wind turbine at D. Before time D, there is a sudden forced increase in the voltage on the solar panels, V_{sPV} , which remains during stage (DF). This is accompanied by an increase in the current on the panels (see I_{sPV} in Figure 64), which means an increase in the power supplied by this source. Due to this increase in power and as the load is kept constant, the rest of the connected sources decrease the power supplied, with the decrease of the currents I_{sFC} , I_{sB1} and I_{sB2} , as can be seen in Figure 64. This decrease of currents causes a decrease in V_{oFC} , V_{oB1} and V_{oB2} voltages at the output of their converters, as can be seen in Figure 65. It can also be seen in this same figure the increase of V_{oPV} , which occurs at the

output of the PV converter, due to the voltage increase at the input of its converter and therefore the generated power increase in this source. At the same time, at this stage, the total disconnection of the AG has occurred, due to the decrease in speed.

But these random variations that occur in the sources do not affect the supply, this can be seen in Figure 65, that the V_{cc} voltage remains very stable in this stage despite the disturbances in the sources. And also, in Figure 66 where it can be seen a current I_{cc} without disturbances and the rest of the currents that retain the same values in the stage, except the current I_{oAG} that between coordinates D and F, takes zero value and does not contribute power to the load. The reason is that the AG voltage has dropped a lot and the converter has stopped contributing power to the branch, but the branch continues to operate without any problem with the rest of the converters and sources. Therefore, if a source stops supplying power to the branch, the branch continues to operate with the power from the other sources and the load is not affected at any time by this disturbance.

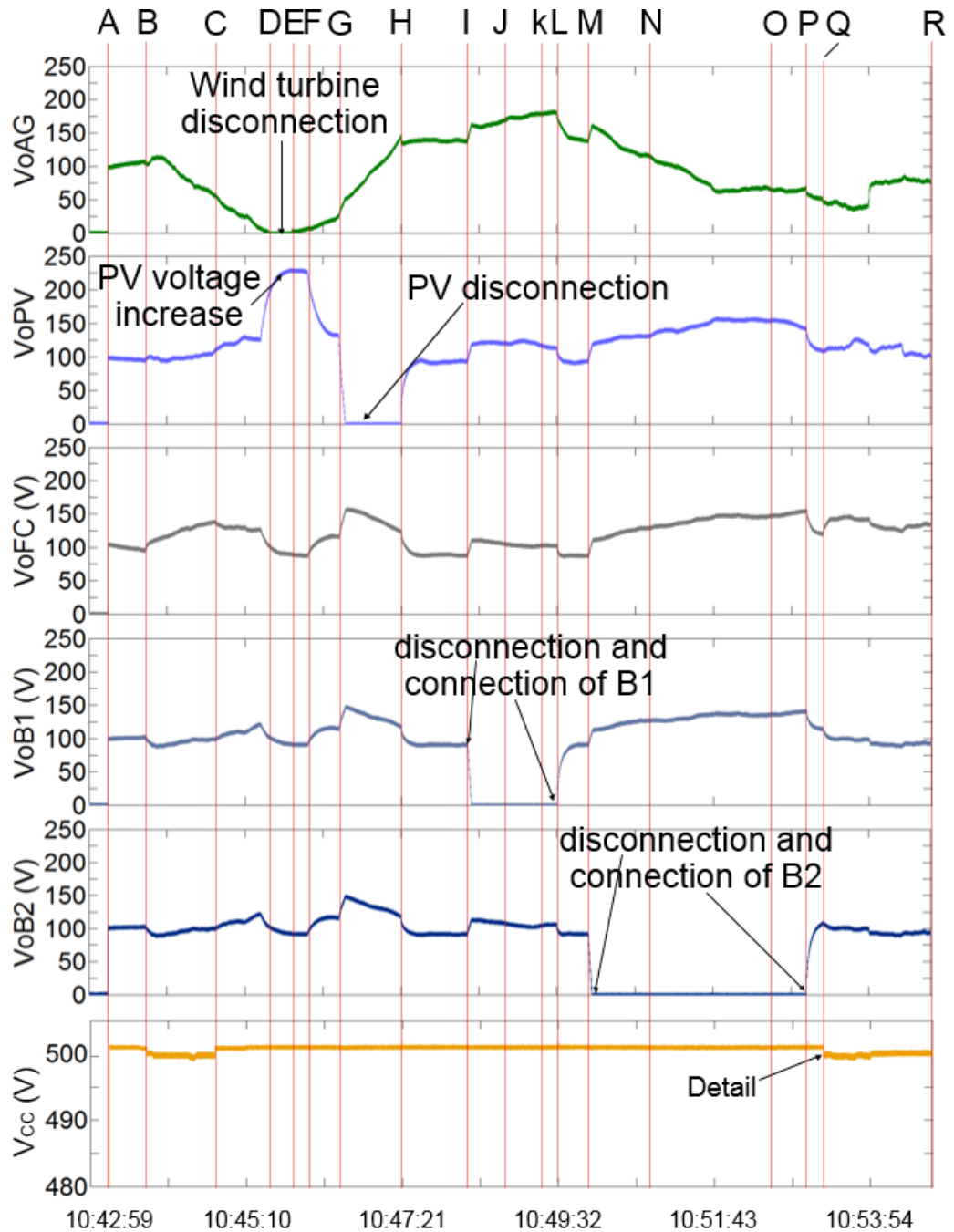


Figure 65. Voltages at the output of the converters.

Also in stage (GH) there is an abrupt disconnection of the PV source, which is proportionally compensated by the rest of the sources, preserving the stability of voltage V_{cc} and current in the load I_{cc} , in Figure 65 you can see the sudden drop in V_{oPV} voltage and Figure 66 shows that at this stage the value of

I_{OPV} is zero. Then the PVs do not contribute current to the branch and the load is supplied by the rest of sources.

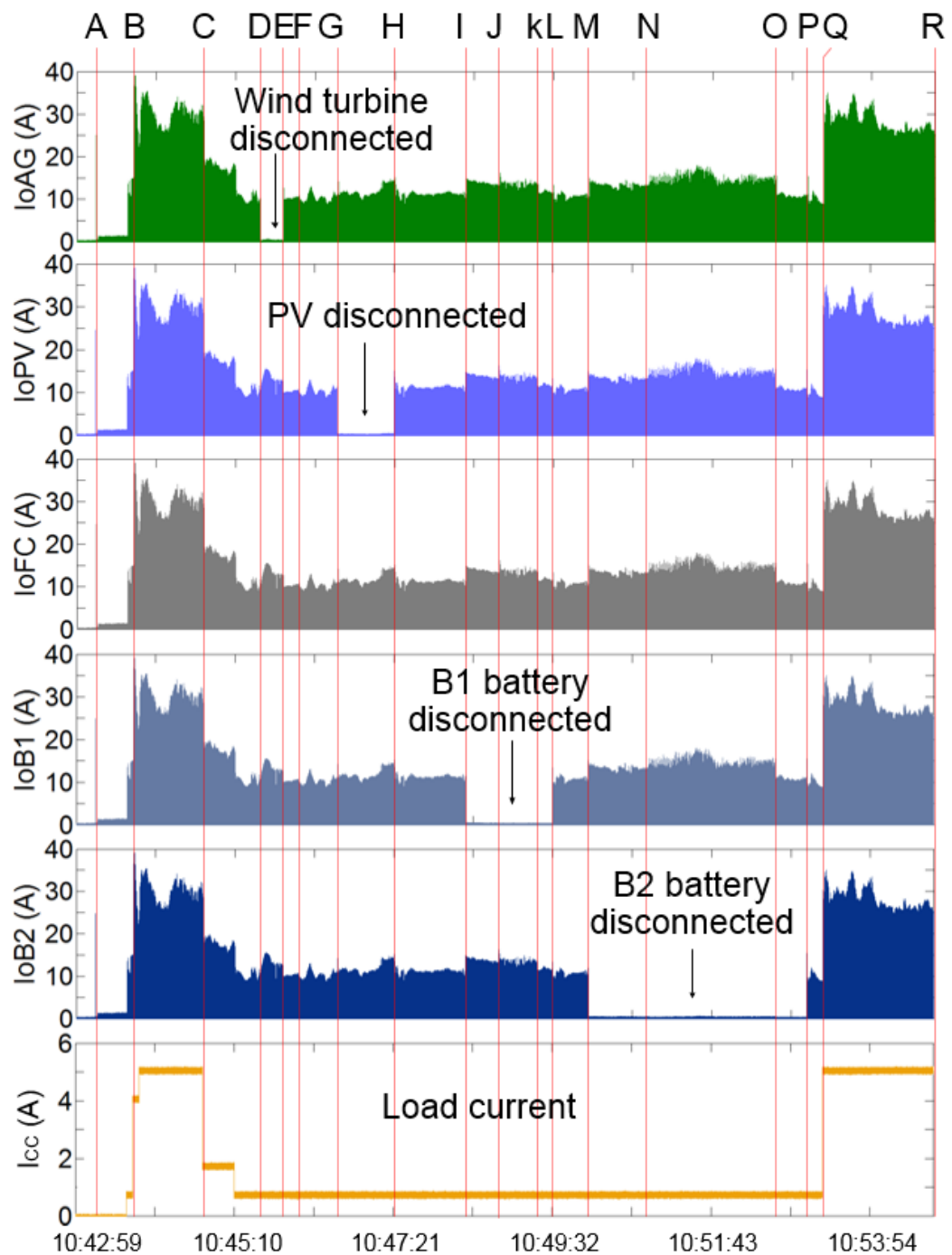


Figure 66. Output currents of the converters.

In the stages presented up to this point, all the converters of the sources and batteries were working in step-up mode, they were converting energy from the source to the load. But in stage (IL) battery B1 has been disconnected from the branch, this can be checked in Figure 66 where the current value I_{oB1} has been cancelled. Also at this stage, between the coordinates (JK) battery B1 has been put on load so that it receives power from the rest of the generating sources that are active at that time in the branch. In addition, the branch is able to maintain the energy input at the load without alterations. In Figure 64, it can be seen how the I_{sB1} current at the converter input of B1 battery has changed its direction, this means that the current now goes in the opposite direction, from branch to battery. Then the batteries can be charged from the branch with the surplus of the sources, without interrupting the supply to the load. The same operation of disconnection and battery charging has been performed on battery B2 in stages (MP) and (NO), checking that the supply remains stable without disturbances. Finally, battery B2 has been reconnected at P coordinate and the 150Ω resistor at the Q coordinate. Where it can be verified that the load increase is distributed among all the sources and batteries that are active at that moment.

To determine the power contributed by each source at each moment, if looking at the last stage (QR), as the value of the output currents of all converters is the same, this means that all converters are active and contributing. For example, at the R coordinate the voltage values are: $V_{oAG}=78$, $V_{oPV}=101$, $V_{oFC}=138$, $V_{oB1}=91$ and $V_{oB2}=93$, the power consumed by the load is $P_{Load}=2500$ W, in this concrete situation the power contributed by the wind turbine is obtained with (112), which is 309 W. If any of the sources were not contributing it would have to be eliminated from the denominator of the expression, in the numerator must always be the output voltage of the converter on which we want to calculate the power contributed to the branch.

$$P_{AG} = \frac{V_{oAG}}{V_{oAG} + V_{oPV} + V_{oFC} + V_{oB1} + V_{oB2}} P_{load} \quad (112)$$

If any of the batteries is storing energy, this stored power must be added to the P_{load} , since it is also part of the power generated by the sources.

In summary, in the graphs presented, at the input of the converters there have been abrupt variations, due to the forced disconnection of converters and also natural variations, such as the voltage variation of the wind turbine, caused by changes in wind speed. In spite of this, these disturbances are compensated by the series coupling of the outputs of the converters working under a common controller, obtaining a stable supply with an almost constant voltage value V_{cc} , as can be seen in Figure 65, where in spite of load changes or sources disturbances, V_{cc} remains almost constant.

When any source changes its supplied power, it stops supplying or its converter is forced to disconnect. Then the converters of the remaining active sources adapt to the new situation by adjusting their output voltage and power supplied.

If the power generated from one source increases, the rest of the active sources decrease the power supplied to the load.

If the power generated by a source decreases or is disconnected from the branch, to compensate for the lack of power from the source that has suffered the disturbance, the other active sources increase the output voltage of their converters according to their power supplied to the branch, compensating for the lost power from the disturbed source.

In this way, the voltage of the DC bar V_{cc} that has been assigned is always preserved, by means of the reference of the controller that manages the duty cycle of the converters, in this case $V_{cc}= 500V$.

At the converters output, current peaks are sent each cycle from the ZR of each converter to its C_A capacitor, these peaks charge the output C_A capacitor of each converter. These current peaks are those shown in Figure 66, which are the same for all converters, and are responsible for maintaining the voltage of the C_A capacitors in values that are permanently oscillating (filtering any disturbance that

may occur in the generation or changes in the load), always keeping the value of V_{cc} stable and close to 500 V. Since the V_{cc} value is composed of the sum of the voltages of all the active C_A capacitors in the branch. Therefore, the branch manages to integrate all the sources with the load in a single unit, using a single controller that works looking for balance at all times, eliminating any disturbance that may occur. When there is a disconnection of any source or it is temporarily not producing power for any reason, the branch is not affected. So, the current from the disconnected source does not pass through the ZR of its converter as can be seen in Figure 66, the parts of the graphs where there is no current is because that converter is not feeding the branch. But the branch does not interrupt its service to the load at any time, it continues to be supplied. The output voltages of the converters are directly proportional to the power supplied by each source.

The battery converters have bidirectional capability and have the capacity to store energy in either battery without interrupting branch service, so that if there is a surplus of energy in the sources it can be stored in either battery.

The branch also has the ability to supply the load from its batteries because its converters have been designed to do so, such that if the primary energy resource (air and sun) is depleted, the energy stored in the batteries covers the demand. Even when temporary PV shading occurs, the branch acts by drawing power from the batteries until the shading disappears. So the disturbance does not reach the supply, and the same happens when there is a decrease in wind speed.

In case of surplus power peaks in the generation (even if they are of short duration), they can be stored in the batteries. In this document it is not intended to talk about the operation of the branch, only about its possibilities. In normal operating situation the branch works with a battery in surveillance, ready to support the sources and another one prepared to store the surplus of generated energy, this is the reason of using two batteries.

In this thesis we are presenting only the possibilities of the branch (but not its operation and optimization) to obtain high efficiency in energy use.

9. Conclusions, original contributions of the thesis and future lines of research.

9.1. CONCLUSIONS AND ORIGINAL CONTRIBUTIONS.

If we focus on primary renewable energies, sun and wind, it should be taken into account that these energy resources are not controllable by humans and

have a high degree of randomness. PVs generate direct current, AGs generate energy in the form of alternating current but this can be rectified in a very simple way using rectifiers, electrical energy in the form of DC can be stored in storage systems such as batteries or supercapacitors. Also, with direct current and by means of electrolyzers, fuel can be produced in the form of green hydrogen, which can be transported and stored for later use as an energy source through the use of FC. To achieve this energy utilization from primary energy sources, suitable DC/DC converters are necessary as fundamental elements to make all these processes possible. These converters are key and necessary to be able to manage all the energy coming from this type of sources as well as from the storage systems.

In view of the scenario outlined above, it follows that one of the actions to be taken is the development of DC/DC converters that have the capacity to undertake the tasks proposed and that can convert higher and higher power levels.

Based on the described concept, a new bidirectional DC/DC converter based on ZS has been presented in this thesis. This converter can be of great interest, since in renewable energy microgrids there are different DC voltage levels and also the need to convert power between these levels and in both directions. By using a converter such as the one presented in this work, energy can be exchanged between two different voltage levels, achieving an improvement in energy management in DC systems. To carry out the implementation of the converter, a detailed study of the entire switching process has been made and expressions have been reached that relate all the parameters and variables involved in the converter. The mathematical analysis of the converter has allowed us to obtain results that help us to better understand the behavior of the converter and allow us to design the converter to achieve pre-set objectives, reaching the conclusion that the proper design of the ZR is key. One of the objectives has been to achieve step-up and step-down gains adequate to the design needs sought for the converters. In addition, obtain a duty cycle large enough for the converters to be easily controlled.

Also to achieve good control, the dynamic behavior of the converter has been studied, which has allowed the development of suitable controllers.

The mathematical analysis has allowed to simulate a model of the converter with the appropriate parameters and subsequently a laboratory prototype has been built which, being fed with a voltage of $V_{Lo}=12V$, this has been increased up to $V_H=500V$.

This example has been carried out to justify the step-up and step-down capacity of the converter proposed in this thesis, but it can work with higher V_{Lo} values. In case of working with $V_{Lo}=24V$ the losses are reduced and the same power can be transmitted, even the power transmission capacity can be increased.

To see this statement more clearly concrete data is presented: with a voltage of $V_{Lo}=12V$ the maximum output power $P_{out(max.)}\approx 1600W$ and with a voltage $V_{Lo}=24V$ the maximum converted power is about $P_{out(max.)}\approx 3300W$.

Regarding the step-down mode of this bidirectional converter, it does the step-down conversion in reverse direction to the step-up conversion, from 500V to 24V it can convert about 4,500W, even higher voltage values than 24V can be used and thus increase the converted power.

Among the most significant innovations of the proposed converter is the design of the power circuit. The ability to obtain high gains in both step-up and step-down modes. Its step-up duty cycle range that can oscillate between 0T and 0.85T, this is an improvement over other classical converters, since it can take advantage of almost the entire cycle. It also has an almost linear response to cycle variations, both in step-up and step-down mode, making it an easy to control converter.

Its converted power density is better than that of other classical converters. Other positive features of the converter are: it needs very few passive and semiconductor elements for its implementation, the switching techniques in both modes are very simple, since only the switching of a single transistor is required in each mode.

The study has shown that in order to obtain high efficiency, the impedance source must be built with the smallest possible internal resistance and the inductors must have high inductance with a low number of turns, for which high quality magnetic materials such as nanocrystalline materials must be used. If higher powers need to be converted with a single converter, more than one impedance source can be coupled in parallel.

An adaptation of the studied converter to unidirectional converters to achieve the coupling of renewable sources has also been presented.

Both the bidirectional converter and its adaptation to unidirectional has allowed the coupling of different renewable sources and storage systems, through an innovative technique based on bidirectional and unidirectional DC/DC converters of impedance source that are coupled through their outputs, configuring a series branch of their ZRs, so that all converters contribute in the maintenance of the DC bus voltage, so this system becomes a modular system with great performance. With this technique, the energy management of several renewable energy sources has been achieved by using a single controller and coupling the converters with their outputs in series, so that the sum of the output voltages of all the active converters is always kept constant.

As an example, the coupling of three renewable sources (AG, PV and FC) and two batteries has been performed using three unidirectional and two bidirectional converters. With this it has been demonstrated that the system offers the possibility of coupling renewable and non-renewable DC sources, with different voltage and power levels, so that the system always takes the energy from the sources are generating, and if any of these sources does not have the capacity to provide energy at a given time, the rest covers the demand without affecting the load. The sources make use of the unidirectional converter (adaptation of the converter that is the subject of this thesis). In the case of storage systems, the bidirectional converter of this thesis is used. The system also allows the storage of surplus energy in batteries through the use of the bidirectional converter presented in this thesis, thus showing the great versatility of the work presented here.

This innovative method couples several energy sources, with different power and voltage conditions, and has the capacity to maintain a constant supply even if the sources go out of service or suffer sudden disturbances in the power generated. So the system allows the supply to the load to remain unchanged despite the random variations that occur in the renewable energy sources, thus achieving a good use of renewable energies despite their randomness.

In this application of impedance source converters exposed to DC microgrids, the main innovation is the design of the converters according to the power and voltage conditions of the sources, as well as the coupling of the sources through the impedance source converters connected with their series outputs, so that they can be integrated into a common generation branch with a single controller for all converters. This has been possible thanks to the detailed study of the bidirectional converter that has allowed us to adjust the design of the converter according to the needs required for the coupling of several converters with their series outputs. The results have been verified by building a laboratory prototype consisting of three unidirectional and two bidirectional converters, which integrating three renewable sources and two batteries, forming what has been called the generating branch. The management of the generation branch has been implemented in a PLC S7-1500, each converter has used a DSP TMS320F2812 for the implementation of its switching technique. The branch control has also been implemented on another DSP of the same type. Results have been obtained for the converters output voltages and the input currents to see the coupling behavior under sudden load variations and under variations in generation.

9.2. FUTURE LINES OF RESEARCH.

- **System management.**

The source coupling system based on impedance source converters presents many management possibilities, from classical management

where decisions are made according to logical and preset criteria, to management based on artificial intelligence where decisions are made by algorithms that need training and have learning capabilities, such as neural networks or reinforcement learning.

- **Increase in converted power.**

The converters need to increase the converted powers to be applied to higher and higher power sources. The converter can be improved in this sense, developing impedance sources that have the capacity to convert higher powers.

- **Reduction of tension stress.**

Voltage stress is one of the most limiting problems for converters, since their components withstand limited voltage levels. The proposed converter has very good performance with the only drawback of voltage stress. It could be a future line of research to obtain impedance sources with switching techniques that improve the voltage stress but without loss of linearity of the output with respect to duty cycle.

- **Improved control techniques for the coupling of several converters.**

The control techniques that can be applied to the converter are several and especially to the coupling of converters, where a classical control technique based on an average model of the converter has been applied, so it is proposed as a future line of research, the application of other techniques that can improve the coupling

PUBLICACIONES

Artículos JCR

- [1] M. V. Ortega, F. Jurado, M. Ortega, and D. Vera, “Current control in high-efficiency unidirectional converter for fuel cell,” *Int. J. Electron.*, vol. 106, no. 7, pp. 1101–1112, 2019, doi: 10.1080/00207217.2019.1582708.
- [2] M. Ortega, M. V. Ortega, F. Jurado, J. Carpio, and D. Vera, “Bidirectional DC–DC converter with high gain based on impedance source,” *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 8, pp. 2069–2078, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5385.
- [3] M. Ortega, E. Lanagrán, M. V. Ortega, and F. Jurado, “Design and integration of Z-source converters for energy management with series operation: Applied to DC microgrid,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 128, no. January, 2021, doi: 10.1016/j.ijepes.2021.106781.
- [4] E. Lanagran, M. V. Ortega, M. Ortega, J. P. Roa, and P. García-Triviño, “Improvement of the Coupling of Renewable Sources through Z-Source Converters Based on the Study of Their Dynamic Model,” *Electron.*, vol. 11, no. 13, 2022, doi: 10.3390/electronics11132074.

Patente solicitada.

Solicitud de patente N° P202031226

Título: Convertidores de corriente continua y rama generadora de corriente continua que incluye dichos convertidores

BIBLIOGRAFÍA

- [1] IRENA, *Global Energy Transformation: A Roadmap to 2050*. 2019.
- [2] C. Kost *et al.*, “Fraunhofer ISE: Levelized Cost of Electricity - Renewable Energy Technologies, March 2018,” *Fraunhofer ISE Levelized Cost Electr. - Renew. Energy Technol.*, no. March, p. 25, 2018.
- [3] E. Mengelkamp, J. Gärttner, K. Rock, S. Kessler, L. Orsini, and C. Weinhardt, “Designing microgrid energy markets: A case study: The Brooklyn Microgrid,” *Appl. Energy*, vol. 210, pp. 870–880, Jan. 2018, doi: 10.1016/J.APENERGY.2017.06.054.
- [4] W. Tushar *et al.*, “Peer-to-peer energy systems for connected communities: A review of recent advances and emerging challenges,” *Appl. Energy*, vol. 282, p. 116131, Jan. 2021, doi: 10.1016/J.APENERGY.2020.116131.
- [5] P. Ramesh, P. K. Gouda, K. Lakshmikhandan, G. Ramanathan, and C. Bharatiraja, “A three port bidirectional DC-DC converter for PV – Battery – DC microgrid application using fuzzy logic control,” *Mater. Today Proc.*, vol. 68, pp. 1898–1905, 2022, doi: 10.1016/j.matpr.2022.08.066.
- [6] H. M. El Zoghby and H. S. Ramadan, “Isolated microgrid stability reinforcement using optimally controlled STATCOM,” *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 50, no. November 2021, p. 101883, 2022, doi: 10.1016/j.seta.2021.101883.
- [7] J. Geske and R. Green, “Optimal storage investment and management under uncertainty,” in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 524–529, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512341.
- [8] M. Ortega, J. C. Lopez, and F. Jurado, “Design of DC/DC bidirectional converter based on DSP in renewable energy,” *Prz. ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 88, no. 9A, pp. 261–265, 2012.
- [9] N. Ul Hassan, Y. J. Kim, B. M. Han, and J. Y. Lee, “A hybrid DC/DC converter

- for EV OBCs using full-bridge and resonant converters with a single transformer,” *J. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 11–19, 2017, doi: 10.6113/JPE.2017.17.1.11.
- [10] M. I. Shahzad, S. Iqbal, and S. Taib, “Dual-bridge LLC-SRC with extended voltage range for deeply depleted PEV battery charging,” *Int. J. Electron.*, vol. 104, no. 11, pp. 1874–1892, 2017, doi: 10.1080/00207217.2017.1329947.
- [11] B.-R. Lin, “Soft switching resonant converter with duty-cycle control in DC micro-grid system,” *Int. J. Electron.*, vol. 105, no. 1, pp. 137–152, 2018, doi: 10.1080/00207217.2017.1355020.
- [12] J. C. Lopez, M. Ortega, and F. Jurado, “New topology for DC/DC bidirectional converter for hybrid systems in renewable energy,” *Int. J. Electron.*, vol. 102, no. 3, pp. 418–432, 2015, doi: 10.1080/00207217.2014.897380.
- [13] M. Ortega, F. Jurado, and J. Carpio, “Control of indirect matrix converter with bidirectional output stage for micro-turbine,” *IET POWER Electron.*, vol. 5, no. 6, pp. 659–668, 2012, doi: 10.1049/iet-pel.2011.0210.
- [14] R.-J. Wai and J.-J. Liaw, “High-Efficiency-Isolated Single-Input Multiple-Output Bidirectional Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 4914–4930, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2364817.
- [15] F. Z. Peng and S. Member, “Z-Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, 2003.
- [16] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, and G. E. Town, “Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 699–716, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2313746.
- [17] Q. Wu, Q. Wang, J. Xu, and L. Xiao, “Implementation of an Active-Clamped Current-Fed Push–Pull Converter Employing Parallel-Inductor to Extend ZVS Range for Fuel Cell Application,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 7919–7929, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2701785.
- [18] K. Jin, M. Yang, X. Ruan, and M. Xu, “Three-Level Bidirectional Converter for Fuel-Cell/Battery Hybrid Power System,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 1976–1986, 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2031197.

-
- [19] A. Deihimi, M. Esmaeel, and S. Mahmoodieh, "Analysis and control of battery-integrated dc/dc converters for renewable energy applications; Analysis and control of battery-integrated dc/dc converters for renewable energy applications," 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0832.
- [20] T. Cheng, D. D. C. Lu, and L. Qin, "Non-Isolated Single-Inductor DC/DC Converter with Fully Reconfigurable Structure for Renewable Energy Applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 65, no. 3, pp. 351–355, Mar. 2018, doi: 10.1109/TCSII.2017.2712286.
- [21] Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, and F. Z. Peng, "Phase-shifted pulse-width-amplitude modulation for quasi-Z-source cascade multilevel inverter based PV power system," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 94–100, doi: 10.1109/ECCE.2013.6646686.
- [22] K. H. Lee, E. Chung, Y. Han, and J. I. Ha, "A family of high-frequency single-switch DC-DC converters with low switch voltage stress based on impedance networks," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 4, pp. 2913–2924, Apr. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2580154.
- [23] M. Ortega, F. Jurado, and D. Vera, "Novel topology for DC-DC full-bridge unidirectional converter for renewable energies," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 12, no. 8, pp. 1381–1388, 2014, doi: 10.1109/TLA.2014.7014504.
- [24] G. P. Adam, I. Abdelsalam, L. Xu, J. Fletcher, G. Burt, and B. Williams, "Multi-tasking dc-dc and dc-ac converters for dc voltage tapping and power control in highly meshed multi-terminal HVDC networks," *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 15, pp. 2217–2228, 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.1035.
- [25] J. Kan, S. Xie, Y. Tang, and Y. Wu, "Voltage-Fed Dual Active Bridge Bidirectional DC/DC Converter With an Immittance Network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3582–3590, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2282306.
- [26] M. Nymand and M. A. E. Andersen, "High-Efficiency Isolated Boost DC–DC Converter for High-Power Low-Voltage Fuel-Cell Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 505–514, 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2036024.

-
- [27] Q. Wu, Q. Wang, J. Xu, H. Li, and L. Xiao, "A high-efficiency step-up current-fed push-pull quasi-resonant converter with fewer components for fuel cell application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 8, pp. 6639–6648, 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2638800.
- [28] M. Ortega, F. Jurado, and M. Valverde, "Novel topology for DC/DC unidirectional converter for fuel cell," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 3, pp. 681–691, 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0142.
- [29] T. Liang, S. Member, and J. Lee, "Novel High-Conversion-Ratio High-Efficiency Isolated Bidirectional DC – DC Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4492–4503, 2015.
- [30] B. Axelrod, Y. Beck, and Y. Berkovich, "High step-up DC-DC converter based on the switched-coupled-inductor boost converter and diode-capacitor multiplier: Steady state and dynamics," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 8, pp. 1420–1428, Aug. 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0785.
- [31] M. Wei, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Asymmetrical transformer-based embedded Z-source inverters; Asymmetrical transformer-based embedded Z-source inverters," 2012, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0460.
- [32] A. A. Abdullah, M. Meraj, M. Al-Hitmi, and A. Iqbal, "Space vector pulse width modulation control techniques for a five-phase quasi-impedance source inverter," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 12, no. 3, pp. 379–387, 2018, doi: 10.1049/iet-epa.2017.0340.
- [33] E. Babaei and E. S. Asl, "High-Voltage Gain Half-Bridge Z-Source Inverter with Low-Voltage Stress on Capacitors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 1, pp. 191–197, Jan. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2599146.
- [34] H. Liu, F. Li, and P. Wheeler, "A Family of DC-DC Converters Deduced from Impedance Source DC-DC Converters for High Step-Up Conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 11, pp. 6856–6866, Nov. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2582826.
- [35] Y. Zhang, Q. Liu, J. Li, and M. Sumner, "A Common Ground Switched-Quasi-Z - Source Bidirectional DC-DC Converter with Wide-Voltage-Gain Range for EVs

- with Hybrid Energy Sources,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 6, pp. 5188–5200, Jun. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2756603.
- [36] N. Noroozi and M. R. Zolghadri, “Three-Phase Quasi-Z-Source Inverter With Constant Common-Mode Voltage for Photovoltaic Application,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 6, pp. 4790–4798, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2774722.
- [37] A. Battiston, J.-P. Martin, E.-H. Miliani, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, “Comparison Criteria for Electric Traction System Using Z-Source/Quasi Z-Source Inverter and Conventional Architectures,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 3, pp. 467–476, 2014, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2298755.
- [38] S. V. Kulkarni and D. N. Gaonkar, “Improved droop control strategy for parallel connected power electronic converter based distributed generation sources in an Islanded Microgrid,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 201, no. February, p. 107531, 2021, doi: 10.1016/j.epsr.2021.107531.
- [39] P. Franzese, M. Ribera, A. Cervone, and D. Iannuzzi, “Optimized control strategy for single-phase multilevel cascaded converter in a distributed PV-BESS system,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 214, no. PA, p. 108818, 2023, doi: 10.1016/j.epsr.2022.108818.
- [40] K. Doshi and V. S. K. V. Harish, “Analysis of a wind-PV battery hybrid renewable energy system for a dc microgrid,” *Mater. Today Proc.*, vol. 46, pp. 5451–5457, 2020, doi: 10.1016/j.matpr.2020.09.194.
- [41] E. Konečná, S. Y. Teng, and V. Máša, “New insights into the potential of the gas microturbine in microgrids and industrial applications,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 134, no. March, 2020, doi: 10.1016/j.rser.2020.110078.
- [42] C. L. Li, C. H. Lin, and L. R. Chang-Chien, “Energy management strategy for renewable backup supply,” *2017 IEEE 2nd Int. Conf. Direct Curr. Microgrids, ICDCM 2017*, pp. 577–581, 2017, doi: 10.1109/ICDCM.2017.8001105.
- [43] M. Kajanova, P. Bracinik, and M. Roch, “Utilization of finite state machine approach for microgrid modeling,” *Electr. Eng.*, vol. 102, no. 1, pp. 53–63, 2020, doi: 10.1007/s00202-019-00873-y.

-
- [44] E. Naderi and A. Asrari, "Experimental Validation of Grid-Tied and Standalone Inverters on a Lab-scale Wind-PV Microgrid," *2021 IEEE Int. Power Renew. Energy Conf. IPRECON 2021*, 2021, doi: 10.1109/IPRECON52453.2021.9640998.
- [45] C. Rubbia, "Today the world of tomorrow—The energy challenge," *Energy Convers. Manag.*, vol. 47, no. 17, pp. 2695–2697, Oct. 2006, doi: 10.1016/J.ENCONMAN.2006.02.003.
- [46] "No Title."
- [47] O. Ozgener, "A small wind turbine system (SWTS) application and its performance analysis," *Energy Convers. Manag.*, vol. 47, no. 11–12, pp. 1326–1337, Jul. 2006, doi: 10.1016/J.ENCONMAN.2005.08.014.
- [48] P. Wang and R. Billinton, "Reliability benefit analysis of adding WTG to a distribution system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 2, pp. 134–139, 2001, doi: 10.1109/60.921464.
- [49] A. Chub, O. Husev, and D. Vinnikov, "Comparative study of rectifier topologies for quasi-Z-source derived push-pull converter," *Elektron. ir Elektrotechnika*, vol. 20, no. 6, pp. 29–34, 2014, doi: 10.5755/j01.eee.20.6.7264.
- [50] A. Andrijanovits, A. Blinov, D. Vinnikov, and J. Martins, "Magnetically Coupled Multiport Converter with Integrated Energy Storage," *Prz. ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 88, no. 7B, pp. 171–176 WE-Science Citation Index Expanded (SCI, 2012).
- [51] B. Zhao, Q. Yu, Z. Leng, and X. Chen, "Switched Z-source isolated bidirectional dc-dc converter and its phase-shifting shoot-through bivariate coordinated control strategy," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4657–4670, 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2181136.
- [52] X. Li, M. Zhu, J. Zhang, and X. Cai, "Modeling and close-loop control strategies of Switched Z-source Isolated Bidirectional DC-DC Converter," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Nov. 2014, pp. 997–1002, doi: 10.1109/PEAC.2014.7037996.
- [53] Z. Rasin, K. Ahsanullah, and M. F. Rahman, "Design and simulation of quasi-Z-

- source grid-connected PV inverter with bidirectional power flow for battery storage management,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1589–1594, 2013, doi: 10.1109/IECON.2013.6699370.
- [54] J. Wang, X. Yao, Q. Guan, and S. Yang, “A novel 12-pulse full-wave rectifier with simple circuit configuration,” *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 48, no. 10, pp. 1676–1695, 2020, doi: <https://doi.org/10.1002/cta.2837>.
- [55] B. Yodwong, D. Guilbert, M. Phattanasak, W. Kaewmanee, M. Hinaje, and G. Vitale, “AC-DC converters for electrolyzer applications: State of the art and future challenges,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 9, no. 6. MDPI AG, Jun. 01, 2020, doi: 10.3390/electronics9060912.
- [56] M. Mosa, H. Abu-Rub, J. Rodriguez, and IEEE, “High performance Predictive Control Applied to Three Phase Grid Connected Quasi-Z-Source Inverter,” *39TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON 2013)*, no. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial-Electronics-Society (IECON). Aswan Univ, Dept Power & Machine Engn, Aswan, Egypt, pp. 5812-5817 WE-Conference Proceedings Citation In, 2013.
- [57] O. Ellabban, M. Mosa, H. Abu-Rub, J. Rodriguez, and IEEE, “Model Predictive Control of a Grid Connected Quasi-Z-Source Inverter,” *2013 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY (ICIT)*, no. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Texas A&M Univ Qatar, Doha 23874, Qatar PU - IEEE PI - NEW YORK PA - 345 E 47TH ST, NEW YORK, NY 10017 USA, pp. 1591-1596 WE-Conference Proceedings Citation In, 2013.
- [58] S. Bayhan, H. Abu-Rub, and IEEE, “Model Predictive Control of Quasi-Z Source Three-Phase Four-Leg Inverter,” *IECON 2015 - 41ST ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY*, no. 41st Annual Conference of the IEEE-Industrial-Electronics-Society (IECON). Gazi Univ, Dept Elect & Automat, Ankara, Turkey, pp. 362-367 WE-Conference Proceedings Citation Inde, 2015.
- [59] S. Bayhan, M. Trabelsi, H. Abu-Rub, and IEEE, “Model Predictive Control of Z-Source Four-Leg Inverter for Standalone Photovoltaic System with Unbalanced

- Load,” *APEC 2016 31ST ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION*, no. 31st Annual IEEE Applied Power Electronics Specialists Conference and Exposition (APEC). Gazi Univ, Dept Elect & Automat, Ankara, Turkey, pp. 3663-3668 WE-Conference Proceedings Citation In, 2016.
- [60] A. Nami, J. Q. Liang, F. Dijkhuizen, and G. D. Demetriades, “Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 18–36, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2327641 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
- [61] H. Liu, K. Ma, P. C. Loh, F. Blaabjerg, and IEEE, “Lifetime Estimation of MMC for Offshore Wind Power HVDC Application,” *2014 INTERNATIONAL ELECTRONICS AND APPLICATION CONFERENCE AND EXPOSITION (PEAC)*, no. IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (IEEE PEAC. Aalborg Univ, Dept Energy Technol, Aalborg, Denmark PU - IEEE PI - NEW YORK PA - 345 E 47TH ST, NEW YORK, NY 10017 USA, pp. 35-40 WE-Conference Proceedings Citation Index, 2014.
- [62] J. Echeverria, S. Kouro, M. Perez, H. Abu-rub, and IEEE, “Multi-Modular Cascaded DC-DC Converter for HVDC Grid Connection of Large-Scale Photovoltaic Power Systems,” *39TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON 2013)*, no. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial-Electronics-Society (IECON). Univ Tecn Federico Santa Maria, Dept Elect Engn, Valparaiso, Chile, pp. 6999-7005 WE-Conference Proceedings Citation In, 2013.
- [63] Y. S. Liu, H. Abu-Rub, B. M. Ge, and IEEE, “Front-End Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converter Modules in Series for Photovoltaic High-Voltage DC Applications,” *APEC 2016 31ST ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION*, no. 31st Annual IEEE Applied Power Electronics Specialists Conference and Exposition (APEC). Texas A&M Univ Qatar, Elect & Comp Engn Program, Doha 23874, Qatar, pp. 1214-1219 WE-Conference Proceedings Citation In, 2016.

-
- [64] M. Zdanowski, D. Peftitsis, S. Piasecki, and J. Rabkowski, "On the Design Process of a 6-kVA Quasi-Z-inverter Employing SiC Power Devices," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7499–7508, Nov. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2527100.
 - [65] M. Ordonez and J. E. Quaiacoe, "Soft-Switching Techniques for Efficiency Gains in Full-Bridge Fuel Cell Power Conversion," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 482–492, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2059712.
 - [66] Q. F. Wu, Q. Wang, J. L. Xu, and Z. L. Xu, "Active-clamped ZVS current-fed push-pull isolated dc/dc converter for renewable energy conversion applications," *IET POWER Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 373–381, 2018, doi: 10.1049/iet-pel.2017.0144 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [67] H. Li, F. Z. Peng, J. Lawler, IEEE, and IEEE, "Modeling, simulation, and experimental verification of soft-switched bi-directional dc-dc converters," *APEC 2001: SIXTEENTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, VOLS 1 AND 2*, no. 16th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Univ Tennessee, ECE Dept, Oak Ridge Inst Sci & Educ, Knoxville, TN 37996 USA PU - IEEE PI - NEW YORK PA - 345 E 47TH ST, NEW YORK, NY 10017 USA, pp. 736-742 WE-Conference Proceedings Citation Inde, 2001.
 - [68] H. Li *et al.*, "A study of modeling and simulation for soft-switched bi-directional dc-dc converters," *COMPEL 2000: 7TH WORKSHOP ON COMPUTERS IN POWER ELECTRONICS, PROCEEDINGS*, no. 7th Workshop on Computer in Power Electronics (COMPEL 2000). Oak Ridge Inst Sci & Educ, Oak Ridge, TN 37831 USA PU - IEEE PI - NEW YORK PA - 345 E 47TH ST, NEW YORK, NY 10017 USA, pp. 68–73, 2000, doi: 10.1109/CIPE.2000.904694 WE - Conference Proceedings Citation Index - Science (CPCI-S).
 - [69] Z. Li, T. Wu, G. Zhang, and R. Yang, "Hybrid modulation method combining variable frequency and double phase-shift for a 10 kW LLC resonant converter," *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 13, pp. 2161–2169, 2018, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5304.
 - [70] R. Haneda and H. Akagi, "Power-Loss Characterization and Reduction of the 750-

- V 100-KW 16-KHz Dual-Active-Bridge Converter with Buck and Boost Mode,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 58, no. 1, pp. 541–553, 2022, doi: 10.1109/TIA.2021.3129728.
- [71] J. Chen, C. Liu, H. Liu, and G. Li, “Zero-Voltage Switching Full-Bridge Converter with Reduced Filter Requirement and Wide ZVS Range for Variable Output Application,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 7, pp. 6805–6816, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3102449.
- [72] I. Oukkacha, M. B. Camara, B. Dakyo, and J.-Y. Parade, “Onboard energy management for electric vehicles applications — Using fuel cell and ultracapacitors,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 5099–5104, doi: 10.1109/IECON.2017.8216881.
- [73] L. Palma and P. N. Enjeti, “A Modular Fuel Cell, Modular DC–DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1437–1443, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2012498.
- [74] U. Badstuebner, J. Biela, D. Christen, and J. W. Kolar, “Optimization of a 5-kW Telecom Phase-Shift DC–DC Converter With Magnetically Integrated Current Doubler,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4736–4745, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2103536.
- [75] I. Kanaan, H.Y.; Al-Haddad, K; Georges, S ; Mougharbel, “Design, modelling, control and simulation of a three-phase DC–DC converter for high currents applications,” *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 4, pp. 424 – 434, 2011.
- [76] R. Suryadevara and L. Parsa, “Full-Bridge ZCS-Converter-Based High-Gain Modular DC-DC Converter for PV Integration with Medium-Voltage DC Grids,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 34, no. 1, pp. 302–312, 2019, doi: 10.1109/TEC.2018.2878964.
- [77] S. S. Dobakhshari, S. H. Fathi, A. Banaieymoqadam, and J. S. Moghani, “A new current-fed high step-up quasi-resonant DC-DC converter with voltage quadrupler,” in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2016, pp. 197–202, doi: 10.1109/PEDSTC.2016.7556861.
- [78] M. Ye, P. Song, S. Li, and Y. Xiao, “Voltage-fed push-pull PWM converter

- featuring wide ZVS range and low circulating loss with simple auxiliary circuit,” *J. Power Electron.*, vol. 18, no. 4, pp. 965–974, 2018, doi: 10.6113/JPE.2018.18.4.965.
- [79] X. Zhang, F. Xiao, R. Wang, W. Kang, and B. Yang, “Modeling and Design of High-Power Enhanced Leakage-Inductance-Integrated Medium-Frequency Transformers for DAB Converters,” *Energies*, vol. 15, no. 4, Feb. 2022, doi: 10.3390/en15041361.
- [80] M. Metry, M. B. Shadmand, R. S. Balog, and H. Abu-Rub, “MPPT of Photovoltaic Systems Using Sensorless Current-Based Model Predictive Control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 2, pp. 1157–1167, 2017, doi: 10.1109/TIA.2016.2623283 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
- [81] Y. Kadri and H. H. Abdallah, “Performance evaluation of a stand-alone solar dish Stirling system for power generation suitable for off-grid rural electrification,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 129, pp. 140–156, 2016, doi: 10.1016/j.enconman.2016.10.024.
- [82] C. C. Hua, C. W. Chuang, C. W. Wu, D. J. Chuang, and IEEE, “Design and implementation of a digital high-performance photovoltaic lighting system,” *ICIEA 2007: 2ND IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS, VOLS 1-4, PROCEEDINGS*, no. 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2007). Natl Yunlin Univ Sci & Technol, Dept Elect Engn, Touliu, Yunlin, Taiwan, pp. 2583–+, 2007.
- [83] M. Ortega, F. Jurado, and J. P. Roa, “Bidirectional output stage matrix converter applied to a distributed generation system,” *Int. J. Electron.*, vol. 99, no. 8, pp. 1115–1131, 2012, doi: 10.1080/00207217.2011.653950.
- [84] M. S. Bhaskar, N. SreeramulaReddy, R. K. P. Kumar, and I. Rajesh, “A Novel High Gain DC-DC Multilevel Boost Converter Using Voltage-Lift Switched-Inductor Cell,” *2014 INTERNATIONAL CONFERENCE ON GREEN COMPUTING COMMUNICATION AND ELECTRICAL ENGINEERING (ICGCCEE)*, no. International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE). VIT Univ, Sch Elect Engn, Power Elect & Drives Dept, Vellore, Tamil Nadu, India, 2014.

-
- [85] V. G. AGELIDIS, P. D. ZIOGAS, G. JOOS, and IEEE, “AN EFFICIENT FULL BRIDGE PWM DC-DC CONVERTER TOPOLOGY USING LOSSLESS SNUBBER AND SIMPLE ACTIVE ENERGY RECOVERY NETWORK,” *APEC 91: SIXTH ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION*, no. 6TH ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONF AND EXPOSITION (APEC 91) PU-I E E E PI-NEW YORK PA-NEW YORK. pp. 146-157 WE-Conference Proceedings Citation Inde, 1991.
 - [86] D. M. Sable, F. C. Lee, and B. H. Cho, “A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite,” in *[Proceedings] APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1992, pp. 614–621, doi: 10.1109/APEC.1992.228354.
 - [87] H. Ahmadi, M. ; Mohammadi , M.R. ; Adib, E. ; Farzanehfard, “Family of non-isolated zero current transition bi-directional converters with one auxiliary switchNo Title,” *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 158 – 165, 2012.
 - [88] G. Chen, Y.-S. Lee, S. Y. R. Hui, D. Xu, and Y. Wang, “Actively clamped bidirectional flyback converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 770–779, 2000, doi: 10.1109/41.857957.
 - [89] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Y. Lee, “Design considerations and performance evaluations of synchronous rectification in flyback converters,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 538–546, 1998, doi: 10.1109/63.668117 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [90] L. Z. Zhu, K. R. Wang, F. C. Lee, and J. S. Lai, “New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 18, no. 4, pp. 946–951, 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.813758 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [91] T. Koroglu *et al.*, “Design and Implementation of Full Bridge Bidirectional Isolated DC-DC Converter for High Power Applications,” *2016 18TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'16 ECCE EUROPE)*, no. 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Cukurova Univ, Elect & Elect Engn Dept, Adana, Turkey.

-
- [92] H. Li, F. Z. Peng, J. S. Lawler, IEEE, IEEE, and IEEE, “Natural ZVS high-power bi-directional dc-dc converter with minimum number of devices,” *CONFERENCE RECORD OF THE 2001 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, VOLS 1-4*, no. 36th Annual Meeting of the Industry-Application-Society (IAS), pp. 1874-1881 WE-Conference Proceedings Citation In, 2001.
 - [93] *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2020.
 - [94] M. Jain, M. Daniele, and P. K. Jain, “A bidirectional DC-DC converter topology for low power application,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 595–606, 2000, doi: 10.1109/63.849029.
 - [95] G. Chen, Y. S. Lee, S. Y. R. Hui, D. H. Xu, and Y. S. Wang, “Actively clamped bidirectional flyback converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 770–779, 2000, doi: 10.1109/41.857957 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [96] K. VENKATESAN and IEEE, “CURRENT MODE CONTROLLED BIDIRECTIONAL FLYBACK CONVERTER,” *PESC 89 RECORD, VOLS 1 AND 2: 20TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*, no. 20TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONF (PESC 89) PU-I E E E PI-NEW YORK PA-NEW YORK, pp. 835-842 WE-Conference Proceedings Citation Inde, 1989.
 - [97] F. H. Zhang and Y. G. Yan, “Novel Forward-Flyback Hybrid Bidirectional DC-DC Converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1578–1584, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2009561 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [98] W. Li, L. Fan, Y. Zhao, X. He, D. Xu, and B. Wu, “High-Step-Up and High-Efficiency Fuel-Cell Power-Generation System With Active-Clamp Flyback-Forward Converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 599–610, 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2130499.
 - [99] C. A. Teixeira, S. Member, D. G. Holmes, S. Member, and B. P. Mcgrath, “Single-Phase Semi-Bridge Five-Level Flying-Capacitor Rectifier,” vol. 49, no. 5, pp. 2158–2166, 2013.

-
- [100] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Induction motor drive system for low power applications," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc., vol. 1, no. 1, pp. 605–612, 1997, doi: 10.1109/ias.1997.643130.*
- [101] K. Hkachi, M. Sakane, T. Matsui, A. Kojima, and M. Nakaoka, "Cost-effective practical developments of high-performance and multi-functional UPS with new system configurations and their specific control implementations," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf., vol. 1, pp. 480–485, 1995, doi: 10.1109/PESC.1995.474853.*
- [102] H. Okui, "New NPC Multi- Level Four- Quadrant DC- DC Converter Controlled by the Integrated- Voltage- Control Method.," pp. 931–936, 1997.
- [103] D. W. Spier, G. G. Oggier, and S. A. O. da Silva, "Dynamic modeling and analysis of the bidirectional DC-DC boost-buck converter for renewable energy applications," *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 34, no. November 2018, pp. 133–145, 2019, doi: 10.1016/j.seta.2019.05.002.
- [104] S. Y. Tseng and J. H. Fan, "Soft-switching full-bridge converter with multiple-input sources for DC distribution applications," *Symmetry (Basel), vol. 13, no. 5, 2021, doi: 10.3390/sym13050775.*
- [105] O. Erdinc and M. Uzunoglu, "Recent trends in PEM fuel cell-powered hybrid systems: Investigation of application areas, design architectures and energy management approaches," *Renew. Sustain. ENERGY Rev., vol. 14, no. 9, pp. 2874–2884, 2010, doi: 10.1016/j.rser.2010.07.060 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).*
- [106] M. Leso, J. Zilkova, M. Pastor, and J. Dudrik, "Fuzzy logic control of soft-switching DC-DC converter," *Elektron. ir Elektrotechnika*, vol. 22, no. 5, pp. 3–7, 2016, doi: 10.5755/j01.eie.22.5.16334.
- [107] D. W. Gao, Z. H. Jin, and Q. C. Lu, "Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus," *J. Power Sources*, vol. 185, no. 1, pp. 311–317, 2008, doi: 10.1016/j.jpowsour.2008.06.083 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).

- [108] Y. Ates, O. Erdinc, M. Uzunoglu, and B. Vural, “Energy management of an FC/UC hybrid vehicular power system using a combined neural network-wavelet transform based strategy,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 35, no. 2, pp. 774–783, 2010, doi: 10.1016/j.ijhydene.2009.11.021 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
- [109] A. M. Azmy and I. Erlich, “Online optimal management of PEM fuel cells using neural networks,” *IEEE Trans. POWER Deliv.*, vol. 20, no. 2, pp. 1051–1058, 2005, doi: 10.1109/TPWRD.2004.833893 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
- [110] U. Sharma and B. Singh, “Functional Link Neural Network for Wide Load Operation of Bidirectional Onboard Charging System of E-Rickshaw,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, vol. 58, no. 6, pp. 7668–7679, doi: 10.1109/TIA.2022.3198626.
- [111] M. Shirvani, B. Keyvani, M. Abdollahi, and A. Memaripour, “UPFC control based on new IP type controller,” *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 7, no. 5, pp. 664–671, 2012, doi: 10.5370/JEET.2012.7.5.664.
- [112] N. Genc, H. Uzmus, I. Iskender, and IEEE, “Dynamic Behavior of DC-DC Boost Converter Controlled with Cascade PI-ASC,” *2016 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS, COMPUTERS AND ARTIFICIAL INTELLIGENCE (ECAI)*, no. 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI). Yuzuncu Yil Univ, Dept Elect Elect Engn, Van, Turkey.
- [113] A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, G. Spiazzi, and L. D. Silva, “Energy management fuzzy logic supervisory for electric vehicle power supplies system,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 107–115, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.911799 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
- [114] X. Zhang, C. C. Mi, A. Masrur, and D. Daniszewski, “Wavelet-transform-based power management of hybrid vehicles with multiple on-board energy sources including fuel cell, battery and ultracapacitor,” *J. Power Sources*, vol. 185, no. 2, pp. 1533–1543, 2008, doi: 10.1016/j.jpowsour.2008.08.046.

-
- [115] S. Kelouwani, K. Adegnon, K. Agbossou, and Y. Dube, “Online System Identification and Adaptive Control for PEM Fuel Cell Maximum Efficiency Tracking,” *IEEE Trans. ENERGY Convers.*, vol. 27, no. 3, pp. 580–592, 2012, doi: 10.1109/TEC.2012.2194496 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [116] J. L. Flores, J. L. B. Avalos, and C. A. B. Espinoza, “Passivity-Based Controller and Online Algebraic Estimation of the Load Parameter of the DC-to-DC Power Converter Cuk Type,” *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 9, no. 1, pp. 784–791, 2011, doi: 10.1109/TLA.2011.5876420 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [117] J. M. Andujar, F. Segura, E. Duran, and L. A. Renteria, “Optimal interface based on power electronics in distributed generation systems for fuel cells,” *Renew. ENERGY*, vol. 36, no. 11, pp. 2759–2770, 2011, doi: 10.1016/j.renene.2011.04.005.
 - [118] S. R. Zhuo, A. Gaillard, L. C. Xu, H. Bai, D. Paire, and F. Gao, “Enhanced Robust Control of a DC-DC Converter for Fuel Cell Application Based on High-Order Extended State Observer,” *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 6, no. 1, pp. 278–287, 2020, doi: 10.1109/TTE.2020.2974582 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
 - [119] S.-R. Jang, H.-J. Ryoo, G. Goussev, and G. H. Rim, “Comparative Study of MOSFET and IGBT for High Repetitive Pulsed Power Modulators,” *IEEE Trans. PLASMA Sci.*, vol. 40, no. 10, pp. 2561–2568, 2012, doi: 10.1109/TPS.2012.2186592.
 - [120] A. Tulbure, D. Turschner, M. Abrudean, E. Ceuca, and R. Ormenisan, “Experimental Comparison of Switching with IGBT and MOSFET,” *PROCEEDINGS OF 2010 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON AUTOMATION, QUALITY AND TESTING, ROBOTICS (AQTR 2010), VOLS. 1-3*, no. IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR). 1 Decembrie 1918 Univ Alba Iulia, Bucharest, Romania.
 - [121] H. E. Tacca, “Ferrite Toroidal Inductor Design,” *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 7, no. 6, pp. 630–635, 2009, doi: 10.1109/TLA.2009.5419359 WE - Science Citation

Index Expanded (SCI-EXPANDED).

- [122] Z. P. Lu, C. T. Liu, J. R. Thompson, and W. D. Porter, “Structural amorphous steels,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 92, no. 24, 2004, doi: 10.1103/PhysRevLett.92.245503 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
- [123] Y. YOSHIKAWA, S. OGUMA, and K. YAMAUCHI, “NEW FE-BASED SOFT MAGNETIC-ALLOYS COMPOSED OF ULTRAFINE GRAIN-STRUCTURE,” *J. Appl. Phys.*, vol. 64, no. 10, pp. 6044–6046, 1988, doi: 10.1063/1.342149 WE - Science Citation Index Expanded (SCI-EXPANDED).
- [124] M. Nymand and M. A. E. Andersen, “High-Efficiency Isolated Boost DC – DC Converter for,” *Ieee Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 505–514, 2010.
- [125] L. Fryda, K. D. Panopoulos, and E. Kakaras, “Integrated CHP with autothermal biomass gasification and SOFC-MGT,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 49, no. 2, pp. 281–290, 2008, doi: 10.1016/j.enconman.2007.06.013.
- [126] M. C. Di Piazza, M. Pucci, and G. Vitale, “Intelligent power conversion system management for photovoltaic generation,” *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 2, no. 1, pp. 19–30, 2013, doi: 10.1016/j.seta.2013.02.003.
- [127] A. K. S. Parihar, V. Sethi, and R. Banerjee, “Sizing of biomass based distributed hybrid power generation systems in India,” *Renew. Energy*, vol. 134, pp. 1400–1422, 2019, doi: 10.1016/j.renene.2018.09.002.
- [128] M. K. Azeem, H. Armghan, Z. e. Huma, I. Ahmad, and M. Hassan, “Multistage adaptive nonlinear control of battery-ultracapacitor based plugin hybrid electric vehicles,” *J. Energy Storage*, vol. 32, no. May, p. 101813, 2020, doi: 10.1016/j.est.2020.101813.
- [129] R. O. Núñez, G. G. Oggier, F. Botterón, and G. O. García, “A comparative study of Three-Phase Dual Active Bridge Converters for renewable energy applications,” *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 23, pp. 1–10, 2017, doi: 10.1016/j.seta.2017.07.004.
- [130] H. Fathabadi, “Novel high-efficient large-scale stand-alone solar/wind hybrid power source equipped with battery bank used as storage device,” *J. Energy*

- Storage*, vol. 17, no. April, pp. 485–495, 2018, doi: 10.1016/j.est.2018.04.008.
- [131] X. Fang, “A novel Z-source DC-DC converter,” 2008, doi: 10.1109/ICIT.2008.4608314.
- [132] P. He and A. Khaligh, “Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC-DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems,” *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. 3, no. 1, pp. 147–156, Mar. 2017, doi: 10.1109/TTE.2016.2630927.

GLOSARIO DE SÍMBOLOS Y TÉRMINOS

AG	Aerogenerador, wind turbine
AC	Alternate current
CA / CA	Corriente alterna / Corriente Alterna
CA / CC	Corriente alterna / corriente continua
CC / CA	Corriente continua / corriente alterna, direct current / alternating current.
CC / CC	Corriente continua / corriente continua, direct current / direct current,
CC _{on}	Conducción continua, continuous driving.
CD	Conducción discontinua. Discontinuous driving.
CT	Conducción de transición, transition drive.
C ₁	Condensador C ₁ de la ZR, capacitor C ₁ of the ZR.
C ₂	Condensador C ₂ de la ZR, capacitor C ₂ of the ZR.
C _A	Condensador A, capacitor A.
C _B	Condensador B, capacitor B.
D	Ciclo de trabajo, duty cycle.
DC	Corriente continua, direct current.
D _e	Ciclo de trabajo elevador, step-up duty cycle.
D _{emax}	Ciclo de trabajo elevador máximo, maximum step-up duty cycle.

DF	Diodo rectificador, rectifier diode.
$D_{\max}$	Ciclo de trabajo máximo, maximum duty cycle.
D_r	Ciclo de trabajo reductor, step-down duty cycle.
$D_{r\max}$	Ciclo de trabajo reductor máximo, maximum step-down duty cycle.
D_1	Diodo de energización de la ZR en modo elevador, ZR energizing diode in step-up mode.
D_2	Diodo de salida en modo elevador, output diode in step-up mode.
D_3	Diodo de recirculación en modo reductor, recirculation diode in step-down mode.
ESS	Sistema de almacenamiento de energía, energy storage system.
FC	Pila de combustible, fuel cell.
H_c	Campo coercitivo, coercive field.
I_{D1}	Corriente en diodo uno, current in diode one.
I_{D2}	Corriente en diodo dos, current in diode two.
I_{D3}	Corriente en diodo tres, current in diode three.
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada, insulated gate bipolar transistor.
I_{L1}	Corrientes en inductor uno de la ZR, currents in inductor one of ZR.
I_{L2}	Corrientes en inductor dos de la ZR, currents in inductor two of ZR.
I_{SAG}	Corriente en el aerogenerador, wind turbine current.

I_{SB1}	Corriente en la salida de la batería B1, battery output current B1.
I_{SB2}	Corriente en la salida de la batería B2, battery output current B2.
I_{FC}	Intensidad en pila de combustible, fuel cell current.
I_{PV}	Intensidad de paneles solares fotovoltaicos, intensity of photovoltaic solar panels.
I_{Lt1}	Corriente a través de los inductores L_1 y L_2 en el tiempo t_1 , current through inductors L_1 and L_2 at time t_1 .
L_{disp}	Inductancia de dispersión, dispersion inductance.
L_1	Inductor L_1
L_2	Inductor L_2
M	Permeabilidad magnética, magnetic permeability.
MCC	Modo de conducción continua, continuous drive mode.
MCD	Modo de conducción discontinua, discontinuous driving mode.
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido semiconductor, metal-oxide-semiconductor field effect transistor.
M_s	Imanación de saturación, saturation magnetization.
M_e	Ganancia de tensión elevadora, step-up voltage gain.
M_r	Ganancia de tensión reductora, step-down voltage gain.
PEMFC	Pila de combustible de membrana de intercambio de protones, proton exchange membrane fuel cell.
PI	Controlador proporcional integral, proportional integral controller.

PID	Controlador proporcional integral derivativo, proportional integral derivative controller.
PV	Panel fotovoltaico, photovoltaic solar panels.
PWM	Modulación del ancho de pulso, pulse width modulation.
qZ	Fuente de cuasi impedancia, quasi-impedance source.
SOC	Estado de carga de las baterías, state of charge of batteries.
S ₁	Transistor de salida en modo reductor, output transistor in step-down mode.
S ₂	Transistor que energiza la ZR en modo elevador, transistor to energize the ZR in the step-up mode.
S ₃	Transistor que energiza L ₄ y la ZR en modo reductor, transistor to energize L ₄ and the ZR in the step-down mode.
S _{2D}	Etapa dos de la conmutación de la ZS en el modo reductor, stage two of ZS switching in step-down mode.
S _{1U}	Etapa uno de la conmutación de la ZS en el modo elevador, stage one of ZS switching in step-up mode.
S _{2U}	Etapa dos de la conmutación de la ZS en el modo elevador, stage two of ZS switching in step-up mode.
S _{3U}	Etapa tres de la conmutación de la ZS en el modo elevador, stage three of ZS switching in step-up mode.
S _{4U}	Etapa cuatro de la conmutación de la ZS en el modo elevador, stage four of ZS switching in step-up mode.
S _{5U}	Etapa cinco de la conmutación de la ZS en el modo elevador, stage five of ZS switching in step-up mode

T_e	Periodo de conmutación elevador, elevator switching period.
T_c	Temperatura de Curie, Curie temperature.
T_r	Periodo de conmutación reductor, reducing switching period.
V_{CB}	Tensión en el condensador B de el convertidor, voltage on capacitor B of the converter.
V_C	Tensión en los terminales de los condensadores C_1 y C_2 de la ZR, voltage at terminals of capacitors C_1 and C_2 of the ZR.
V_{C1}	Tensión en los terminales del condensador C_1 de la ZR, terminal voltage of ZR capacitor C_1 .
V_{C2}	Tensión en los terminales del condensador C_2 de la ZR, terminal voltage of ZR capacitor C_2
V_{D_1}	Caída de tensión del diodo D_1 , Voltage drop of diode D_1 .
V_H	Tensión en el lado de tensión elevada, o tensión de salida en modo elevador, Voltage on the high voltage side, or output voltage in booster mode.
V_{in}	Tensión en la: • Entrada de la ZR en modo elevador • Salida de la ZR en modo reductor Voltage in the: • ZR input in step-up mode. • ZR output in step-down mode.
V_{Lo}	Tensión del lado de baja tensión del convertidor, o en la entrada, voltage on the low voltage side of the converter, or at its input.

V_{out}	Tensión en la: • Salida de la ZR del convertidor en modo elevador. • Entrada de la ZR del convertidor en modo reductor. Voltage in the: • Converter ZR output in step-up mode. • Converter ZR input in step-down.
VRES	Fuentes de energía renovable aleatorias, random renewable energy sources.
$V_{R_{LC}}$	Caída de tensión en la resistencia del circuito LC de la ZR, voltage drop in the resistance of the LC circuit of ZR.
V_{SAG}	Tensión de salida del aerogenerador, wind turbine output voltage.
V_{SB1}	Tensión de salida de la batería B1, B1 Battery output voltage.
V_{SB2}	Tensión de salida de la batería B2, B2 Battery output voltage.
V_{SFC}	Tensión de salida de la pila de combustible, fuel cell output voltage.
V_{SPV}	Tensión de salida de las placas solares, Output voltage of the solar panels,
V_{0C}	Tensión en los terminales de los condensadores C_1 y C_2 de la ZR al comienzo del ciclo de conmutación. Voltage at the terminals of capacitors C_1 and C_2 of the ZR at the beginning of the switching cycle.
ZS	Fuente de impedancia, impedance source,
ZR	Red de impedancia, Impedance network.
ZCS	Conmutación a corriente cero, zero-current switching.
ZVS	Conmutación a tensión cero, zero-voltage switching.

ZVZCS	Conmutación a corriente cero y tensión cero, zero-current and zero-voltage switching.
μ_r	Permeabilidad relativa. relative permeability
λ	Magnetostricción, magnetostriction.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Convertidor propuesto integrado en un sistema híbrido.....	8
Figura 2. Curva tensión VS intensidad de una FC.....	15
Figura 3. Energía solar fotovoltaica generada en España de 2010 a 2021 en gigavatios-hora [46].	17
Figura 4. Curvas I-V y P-V de un de un módulo fotovoltaico.....	18
Figura 5. Curva de carga de una batería de ión-lítio típica.	22
Figura 6. Topología general de un convertidor de ZS.	29
Figura 7. Ejemplo de inversor en ZS trifásico.	30
Figura 8. Topologías de convertidores en fuente de tensión. (a) puente completo. (b) medio puente. (c) "push-pull".....	34
Figura 9. Topologías de los convertidores de fuente de corriente: (a) puente completo, (b) medio puente con doblador de corriente (o tipo L) y (c) "push pull".	35
Figura 10. Convertidor elevador con Inductancia pulsada.....	39
Figura 11. Convertidor de puente completo alimentado en tensión.	40
Figura 12. Convertidor de Puente Completo alimentado en corriente.	41
Figura 13. Convertidor reductor unidireccional.....	42
Figura 14. Convertidor reductor y elevador bidireccional.	43
Figura 15. Convertidor ZCS elevador/reductor bidireccional.....	43
Figura 16. Convertidor de retroceso "flyback".	44
Figura 17. Convertidor de retroceso "flyback" bidireccional.	45
Figura 18. Convertidor bidireccional de alta potencia alimentado en corriente.	46
Figura 19. Convertidor bidireccional doble puente sin bobina.	47
Figura 20. Convertidor doble medio puente bidireccional.....	49

Figura 21. Convertidor de puente completo bidireccional, con conmutaciones suaves y capacidad de arranque a tensión cero en modo elevador.	51
Figura 22. Convertidor medio puente y “push-pull” bidireccional.	53
Figura 23. Diagramas de bloques de control.	63
Figura 24. Permeabilidad e imantación de saturación de materiales magnéticos blandos.	75
Figura 25. Red de impedancia sobre la que se basa el convertidor propuesto. ...	80
Figura 26. Circuito de operación de la Etapa S_{1U}	83
Figura 27. Graficas de tensión e intensidad de los diferentes elementos en modo elevador.	84
Figura 28. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{2U}	85
Figura 29. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{3U}	87
Figura 30. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{4U}	88
Figura 31. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{5U}	89
Figura 32. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{1D}	91
Figura 33. Elementos activos del convertidor en la Etapa S_{2D}	92
Figura 34. Representación gráfica de la ecuación diferencial comparada con la aproximación de quinto orden.	99
Figura 35. Representación gráfica de la ecuación diferencial de tensión para el periodo S_{1U} comparada con la aproximación de tercer orden.	100
Figura 36. Representación gráfica de la función de la evolución de la corriente en las bobinas de los inductores L_1 y L_2 entre t_0 - t_1 , comparada con sus aproximaciones de tercer (b), cuarto orden (a).	104
Figura 37. Representación gráfica de la tensión de los condensadores C_1 y C_2 mostrada en (45), y de sus aproximaciones de Taylor de segundo y tercer orden en la etapa S_{3U}	111
Figura 38. Representación de las corrientes I_{L4} , I_{L1} , I_{S1} y las tensiones V_{out} , V_{CB} , V_{in} , en el tipo de CD, con un ciclo de trabajo reductor de $Dr=0,06$	120

Figura 39. Representación de las corrientes I_{L4} , I_{L1} , I_{S1} y las tensiones V_{out} , V_{CB} , V_{in} , en el tipo de CT, con un ciclo de trabajo reductor de $D_r=0,2$.	120
Figura 40. Representación de las corrientes I_{L4} , I_{L1} , I_{S1} y las tensiones V_{out} , V_{CB} , V_{in} , en el tipo de CC, con un ciclo de trabajo reductor de $D_r=0,5$.	121
Figura 41. Representación de la intensidad en modo reductor para la etapa S_{1D} .	126
Figura 42. Aportación energética en el modo reductor.	129
Figura 43. Ganancia de tensión.	134
Figura 44. Estrés de tensión de los dispositivos en el modo elevador.	140
Figura 45. Estrés de tensión de los dispositivos en el modo reductor.	141
Figura 46. Estrés de corriente de los dispositivos en el modo elevador.	143
Figura 47. Estrés de corriente de los dispositivos en el modo reductor.	144
Figura 48. Prototipo de laboratorio del convertidor propuesto.	147
Figura 49. Resultados experimentales en modo elevador. Muestra I_{L1} , I_{C2} , I_{D1} y señal de puerta de S_2 con $D=0,4$.	148
Figura 50. Resultados experimentales modo elevador. Muestra I_{D2} , V_{C1} , V_H y V_{out} obtenidos con $D=0,4$.	149
Figura 51. Resultados experimentales modo reductor. Representa I_{L1} , I_{L4} , I_{S1} y señal de puerta S_3 con $D=0,03$.	152
Figura 52. Resultados experimentales modo reductor. Representa V_{out} , V_{in} , V_{Lo} e I_{Lo} con $D=0,03$.	153
Figura 53. Cambios de la corriente de carga en modo elevador y tensión de carga.	153
Figura 54. Cambios en la corriente de carga en modo reductor y tensión de carga.	154
Figura 55. Eficiencia del convertidor propuesto.	155
Figura 56. Comparación de las ganancias real y teórica en los modos elevador y reductor del prototipo de laboratorio.	156

Figure 57. Proposed unidirectional converter. It can be seen in the upper image the active elements while the converter conducts.	159
Figure 58. Comparison of the gain of the step-up mode of the proposed converter versus the same gain of other converters.	162
Figure 59. Comparison of the gain of the step-down mode of the proposed converter versus the same gain of other converters.	163
Figure 60. Root locus for open-loop and Bode diagrams.	168
Figure 61. Plant responses.	168
Figure 62. Coupling of sources and batteries through impedance source converters, measurement and control.	173
Figure 63. Voltages on the C_B capacitors at the input of each converter of source and battery.	175
Figure 64. Currents at the input of the converters.	176
Figure 65. Voltages at the output of the converters.	179
Figure 66. Output currents of the converters.	180

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Comparativa entre los convertidores unidireccionales del estado de la técnica, B-Bueno, R-Regular, M-Malo.....	59
Tabla 2. Resumen de aspectos físicos de las topologías en el estado de la técnica, vb-variable, VB-tensión de salida, VC-tensión entrada.	60
Tabla 3. Valoración cualitativa de las topologías bidireccionales. B-Bueno, R-Regular, M-Malo.....	61
Tabla 4. Comparación entre métodos de control aplicados a convertidores.	68
Tabla 5. Imantación de saturación, Ms, Campo coercitivo, Hc, Temperatura de Curie, Tc, Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de ferritas de Mn-Zn y Ni-Zn de alta permeabilidad.	73
Tabla 6. Imantación de saturación, Ms, Campo coercitivo, Hc, Temperatura de Curie, Tc, Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de vidrios metálicos.	73
Tabla 7. Pérdidas en núcleos de Fe-Si y de vidrios metálicos de los primeros prototipos de transformadores de 10, 15 y 25kVA.	74
Tabla 8. Tiempo de activación de los dispositivos en el proceso de conmutación.	82
Tabla 9. Valores umbrales en el modo de conducción discontinua y continua.	123
Tabla 10. Componentes del convertidor.....	146
Tabla 11. Tensiones obtenidas V_{out} , en función de V_{in} y R_{load} en modo elevador.	150
Tabla 12. Tensiones obtenidas V_{out} , en función de V_{in} y R_{load} modo reductor.	151
Table 13. Design data for converters.	170
Table 14. Parameters obtained for the design of the unidirectional and bidirectional converter in step-up mode.	171

Table 15. Design parameters obtained for the bidirectional converter in step-down mode.....	172
---	-----