

Análisis y simulación de convertidores para microrredes eléctricas DC domiciliarias

Análisis y simulación de convertidores para microrredes eléctricas DC domiciliarias

César Leonardo Trujillo Rodríguez, Rafael Antonio Peña Suesca



Resumen

En el presente libro se aborda una metodología de diseño de los convertidores electrónicos que hacen parte de una microrred DC domiciliaria y se valida su funcionamiento a través de la operación de cada uno de ellos en la microrred a través de simulación. En la primera parte, se identifican las topologías convertidoras más comunes que pueden hacer parte de una microrred DC domiciliaria, teniendo en cuenta la fuente de generación o almacenamiento y la carga a alimentar. Posteriormente, se diseñan los convertidores que mejor se ajustan a los requerimientos de una microrred prototipo y se establecen los objetivos de control en función de la operación de los convertidores en la microrred. Finalmente, se valida su diseño y operación mediante la inserción de estos convertidores en la microrred, validando así, la metodología de diseño planteada.

Palabras clave: convertidores electrónicos, microrred DC domiciliaria.

Abstract

This book addresses a design methodology for the electronic converters that are part of a residential DC microgrid and validates their performance by operating each of them in the microgrid using simulation. The first part of the book identifies the most common converter topologies that can be part of a residential DC microgrid, considering the generation or storage source and the load to be served. Next, the converters that best meet the requirements of a prototype microgrid are designed, and the control objectives are defined based on the operation of the converters in the microgrid. Finally, their design and operation are validated by inserting these converters into the microgrid, thus validating the proposed design methodology.

Keywords: electronic converters, residential DC microgrid.



© Universidad Distrital Francisco José de Caldas
© Oficina de Investigaciones
© César Leonardo Trujillo Rodríguez y Rafael Antonio Peña Suesca
(autores)

ISBN: 978-958-787-663-5
ISBN digital: 978-958-787-664-2
ISBN ePub: 978-958-787-665-9

Primera edición, abril de 2024

Líder Unidad de Publicaciones
Rubén Eliécer Carvajalino C.

Gestión editorial
Ana Marcela Hernández C.

Corrección de estilo
HIPERTEXTO SAS

Diagramación
HIPERTEXTO SAS

Editorial UD

Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Carrera 24 n.º 34-37 Bogotá, D. C., Colombia
Teléfono: 6013239300 ext. 6202
Correo electrónico: publicaciones@udistrital.edu.co

Sistema de Bibliotecas de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas – Catalogación en la publicación (CEP)

Trujillo Rodríguez, César Leonardo

Análisis y simulación de convertidores para microrredes eléctricas DC domiciliarias / César Leonardo Trujillo Rodríguez, Rafael Antonio Peña Suesca. -- Primera edición. -- Bogotá: Universidad Distrital Francisco José de Caldas, 2024.

135 páginas: gráficas; 24 cm. (Espacios)

ISBN: 978-958-787-663-5 ISBN digital: 978-958-787-664-2
ISBN ePub: 978-958-787-665-9

1. Redes eléctricas 2. Distribución de energía eléctrica -- Corriente continua 3. Sistemas eléctricos -- Estudio de casos I. Peña Suesca, Rafael Antonio, autor II. Serie.

CDD 21 edición.

621.3192

Todos los derechos reservados.

Esta obra no puede ser reproducida sin el permiso previo escrito de la Unidad de Publicaciones de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Hecho en Colombia.

Contenido

Introducción	19
Capítulo 1. Microrredes DC	25
Topologías de las microrredes DC	26
Topología unipolar	26
Topología bipolar	27
Microrredes DC domiciliarias	27
Capítulo 2. Convertidores para microrredes DC domiciliarias	29
Convertidores empleados en las fuentes de generación	29
Convertidores para paneles fotovoltaicos	30
Convertidores para turbinas eólicas	32
Convertidores para sistemas de almacenamiento y convertidores de enlace DC/DC	35
Convertidores para cargas DC	37
Convertidores para cargas AC	39
a. Inversor H5	43
b. Inversor HERIC	44
c. Inversor REFU	44
Integración de convertidores en microrredes eléctricas	45
Capítulo 3. Microrred DC domiciliaria-estudio de caso	49
Dimensionamiento de la carga	51
Dimensionamiento y selección de sistemas de generación y almacenamiento	53
Selección de la topología de la microrred DC domiciliaria	60

Diseño y simulación de convertidores para la microrred DC domiciliaria	62
a. Modelado del conmutador PWM en conducción continua (MCC)	63
b. Modelado del conmutador PWM en conducción discontinua (MCD)	64
Convertidor para el sistema de generación fotovoltaico	65
Convertidor para el sistema de generación eólico	74
Convertidor para carga DC a 24 V	83
Convertidor DC/AC o inversor	90
a. Inversor en modo interconectado a red	93
b. Inversor en modo isla	101
Convertidor DC/DC de enlace	107
a. Convertidor medio puente en modo interconectado a red	108
b. Convertidor medio puente en modo isla	116
Conclusiones	123
Referencias	125
Sobre los autores	135

Índice de figuras

Figura 1.	Estructura básica de una microrred	20
Figura 2.	Microrred AC	22
Figura 3.	Microrred híbrida	23
Figura 4.	Topología de microrred unipolar	26
Figura 5.	Topología de microrred bipolar	27
Figura 6.	Etapas de un sistema de generación fotovoltaica	30
Figura 7.	Curva característica del panel fotovoltaico	31
Figura 8.	Convertidores DC/DC sin aislamiento galvánico	32
Figura 9.	Etapas de un sistema de generación eólica	33
Figura 10.	Topología de conversión para un sistema eólico con GSIP	34
Figura 11.	Sistema de generación eólico con rectificador y elevador	34
Figura 12.	Convertidores bidireccionales en una microrred DC	35
Figura 13.	Convertidor puente activo dual	36
Figura 14.	Convertidor de medio puente bidireccional	37
Figura 15.	Convertidor DC/DC para alimentar carga DC	38
Figura 16.	Clasificación de convertidores DC/DC	39
Figura 17.	Convertidores DC/AC en una microrred DC	40
Figura 18.	Clasificación de inversores para microrredes DC	41
Figura 19.	Topología de puente completo aislado por transformador	41
Figura 20.	Topología medio puente aislado por transformador	42
Figura 21.	Topología inversora H5	43
Figura 22.	Topología inversora HERIC	44
Figura 23.	Topología inversora REFU	45
Figura 24.	Diagrama de flujo de la metodología de diseño de la microrred	49
Figura 25.	Número de ciclos vs. profundidad de descarga de la batería	60

Figura 26.	Esquema de microrred DC domiciliaria propuesta	61
Figura 27.	Celda básica de conmutación	63
Figura 28.	Modelo equivalente en el punto de operación del conmutador PWM en MCC	63
Figura 29.	Circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en MCC	64
Figura 30.	Modelo equivalente en el punto de operación del conmutador PWM en MCD	64
Figura 31.	Circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en MCD	65
Figura 32.	Característica V-I	66
Figura 33.	Convertidor elevador PSIM	66
Figura 34.	Simulación PSIM. Corriente en el inductor (arriba). Tensión de entrada al convertidor (abajo)	68
Figura 35.	Modelo equivalente de gran señal del convertidor elevador	68
Figura 36.	Modelo equivalente de pequeña señal del convertidor elevador	69
Figura 37.	Diagrama de bloques control ACC para el convertidor elevador	69
Figura 38.	Diagrama de Bode de T_i para el convertidor elevador	70
Figura 39.	Diagrama de Bode de T_v para el convertidor elevador	71
Figura 40.	Diagrama de Bode de T_v para variaciones de V_i	72
Figura 41.	Algoritmo MPPT P&O	73
Figura 42.	Diagrama de simulación del convertidor elevador en PSIM	73
Figura 43.	Simulación PSIM. Cambios de radiación sobre los paneles (arriba). Tensión de entrada al convertidor elevador (centro). Potencia generada por los paneles (abajo)	74
Figura 44.	Diagrama circuital del sistema de generación eólico implementado en PSIM	75
Figura 45.	Algoritmo MPPT P&O para sistemas eólicos	78
Figura 46.	Diagrama de bloques del control de par del sistema de generación eólico	79
Figura 47.	Modelo en gran señal del convertidor reductor para el sistema eólico	79
Figura 48.	Modelo en pequeña señal del convertidor reductor para el sistema eólico	79
Figura 49.	Diagrama de Bode de T_i para el convertidor reductor	80
Figura 50.	Diagrama de Bode de T_i para variaciones de V_i	81
Figura 51.	Diagrama de simulación del convertidor reductor en PSIM	81
Figura 52.	Simulación PSIM 1. Tensión de entrada 68 V y 84 V (arriba). Corriente en el inductor (centro). Potencia inyectada al bus DC de 48 V (abajo). Variación del 100 % al 50 % de la corriente de referencia	82

Figura 53.	Simulación PSIM 2. Tensión de entrada 308 V (arriba). Corriente en el inductor (centro). Potencia inyectada al bus DC de 48 V (abajo). Variación del 100 % al 50 % de la corriente de referencia	82
Figura 54.	Convertidor reductor PSIM	84
Figura 55.	Simulación PSIM. Tensión de salida (arriba). Corriente en el inductor (abajo)	84
Figura 56.	Modelo equivalente de gran señal del convertidor reductor	85
Figura 57.	Modelo equivalente de pequeña señal del convertidor reductor	85
Figura 58.	Diagrama de bloques control ACC para el convertidor reductor	86
Figura 59.	Diagrama de Bode de T_i	87
Figura 60.	Diagrama de bode de T_v	88
Figura 61.	Diagrama de Bode de T_v para variaciones de V_i y R	89
Figura 62.	Diagrama de simulación del convertidor reductor en PSIM	89
Figura 63.	Simulación PSIM. Tensión de salida (arriba). Corriente de salida (abajo) Para variaciones de la tensión de entrada y la carga	90
Figura 64.	Inversor PSIM	91
Figura 65.	Simulación PSIM. Tensión de salida (arriba). Tensión a la salida del inversor, antes del filtro (abajo). Potencia de prueba 1,2 kW	93
Figura 66.	Modelo equivalente de gran señal del inversor en modo red	93
Figura 67.	Modelo equivalente de pequeña señal del inversor en modo red	94
Figura 68.	Diagrama de bloques control ACC para el inversor en modo red	95
Figura 69.	Diagrama de Bode de T_i para el inversor	96
Figura 70.	Diagrama de Bode de T_v para el inversor	97
Figura 71.	Diagrama de Bode de T_v para P variable	98
Figura 72.	Diagrama del SRF-PLL	99
Figura 73.	Diagrama de simulación del inversor en PSIM	99
Figura 74.	Tensión de red vs. corriente de salida del inversor	100
Figura 75.	Simulación PSIM. Principales formas de onda del inversor de inyección a red	100
Figura 76.	Modelo equivalente de gran señal del inversor en modo isla	101
Figura 77.	Modelo equivalente de pequeña señal del inversor en modo isla	102
Figura 78.	Diagrama de bloques control ACC para el inversor en modo isla	103
Figura 79.	Diagrama de Bode de T_i para el inversor en modo isla	103
Figura 80.	Diagrama de Bode de T_v para el inversor en modo isla	104

Figura 81.	Diagrama de Bode de T_v para carga variable	105
Figura 82.	Diagrama del inversor en PSIM en modo isla	106
Figura 83.	Simulación PSIM. Principales formas de onda del inversor de inyección a red	106
Figura 84.	Convertidor medio puente bidireccional	107
Figura 85.	Convertidor medio puente bidireccional en modo red	108
Figura 86.	Modelo en gran señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red	108
Figura 87.	Modelo en pequeña señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red	109
Figura 88.	Diagrama de bloques control de tensión V_{IN}	109
Figura 89.	Diagrama de Bode de T_v	110
Figura 90.	Diagrama de simulación del convertidor de medio puente bidireccional en modo red en PSIM	111
Figura 91.	Simulación PSIM. Tensión de V_{IN} (arriba). Corriente en el inductor (centro). Potencia inyectada por los generadores (abajo)	111
Figura 92.	Convertidor medio puente bidireccional en modo red carga de baterías	112
Figura 93.	Modelo en gran señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red carga de baterías	112
Figura 94.	Modelo en pequeña señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red	113
Figura 95.	Diagrama de bloques control de corriente en el inductor	113
Figura 96.	Diagrama de Bode de T_i	114
Figura 97.	Diagrama de simulación del convertidor de medio puente bidireccional en modo red carga de batería en PSIM	115
Figura 98.	Simulación PSIM. Variación de la corriente en el inductor para cambio en la referencia	115
Figura 99.	Convertidor medio puente bidireccional en modo isla	116
Figura 100.	Modelo en gran señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo isla	116
Figura 101.	Modelo en pequeña señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo isla	117
Figura 102.	Diagrama de bloques control de corriente en la tensión de la DC_LINK	117
Figura 103.	Diagrama de Bode de T_v	118
Figura 104.	Diagrama de Bode de T_v para variaciones de la carga	119
Figura 105.	Diagrama de simulación del convertidor de medio puente bidireccional en modo isla en PSIM	120
Figura 106.	Simulación PSIM. Variación de la corriente en el inductor para cambio en la referencia	120

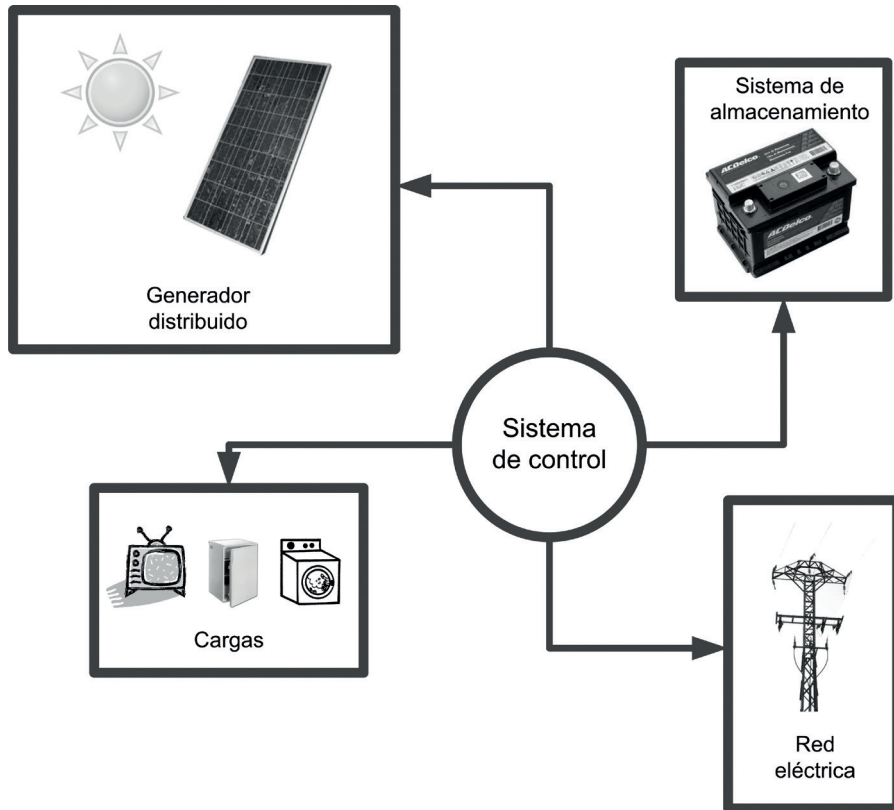
Índice de tablas

Tabla 1.	Clasificación de microrredes por capacidad	21
Tabla 2.	Estimación del consumo básico para un hogar	51
Tabla 3.	Características del panel ZXP6 60-280/P	54
Tabla 4.	Características de la microturbina Bornay 600	56
Tabla 5.	Características de la batería PowerBrick PRO+	59

Introducción

Es habitual encontrar en la literatura consultada diversas definiciones del concepto de microrred (MG por sus siglas en inglés) eléctrica; sin embargo, todas estas convergen en definirlo como un sistema capaz de suministrar energía eléctrica, operando de forma aislada o interconectada a la red, emplear diversas fuentes de energía, así como sistemas de almacenamiento, alimentar diversos tipos de carga (alterna o directa) y, ante todo, ser capaz de gestionar la energía con la que cuenta. Para reforzar este concepto, se presenta la definición dada por la Plataforma Tecnológica Europea de Redes Inteligentes [1], la cual define la microrred como un sistema que facilita la integración de generadores, sistemas de almacenamiento de energía (ESS por sus siglas en inglés) y cargas, para asegurar que la red de potencia pueda suministrar electricidad sostenible y fiable, a precios competitivos [2]. Según [3] las MG son pequeños sistemas de distribución de energía que conectan a múltiples clientes con múltiples fuentes distribuidas de generación y almacenamiento. Finalmente, en [4] y [5] se usa el concepto de microrred como un conjunto de cargas y generadores distribuidos (DG por sus siglas en inglés) que pueden operar en modo aislado o conectado a una red eléctrica o microrred y que tiene un sistema de control que permite la gestión de los diferentes bloques constitutivos de la misma (figura 1). Este concepto de microrred proporciona una solución apropiada para integrar fuentes de energía renovable (RES) a las redes de distribución existentes.

Figura 1. Estructura básica de una microrred



Fuente: elaboración propia.

En la actualidad, tanto los generadores distribuidos como los sistemas de almacenamiento permiten una alta controlabilidad y operabilidad. Esta característica hace que dichos sistemas jueguen un rol determinante en el mantenimiento de la estabilidad de las microrredes. Este rol ha sido traducido en lineamientos que facilitan la interconexión a la red eléctrica de la microrred [6].

Por otra parte, las microrredes presentan diferentes posibilidades para ser clasificadas según su aplicación, su tamaño y su disposición física, incluso a partir de los niveles de tensión en los que pueda trabajar [7]. Dos clasificaciones que llaman la atención, a la luz de la presente investigación, se basan en las características eléctricas de la misma, capacidad de potencia (tabla 1) y el tipo de corriente utilizada (AC, DC o híbrida).

Tabla 1. Clasificación de microrredes por capacidad [8]

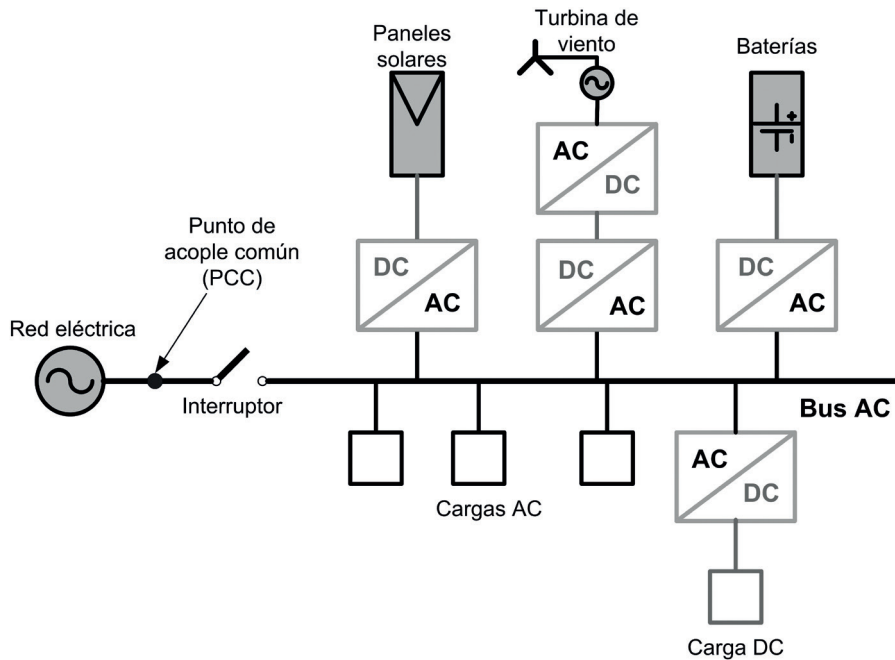
Tipo	Capacidad (MW)
Microrred simple (domiciliaria)	<2
Microrred corporativa	2-5
Microrred de alimentación	5-20
Microrred como subestación	>20

La microrred AC (figura 2) se compone de sistemas de generación y almacenamiento, así como cargas AC y DC. La microrred se conecta al bus AC por medio de convertidores electrónicos. Dichos convertidores se encargan de transformar la energía eléctrica y adaptarla a las condiciones requeridas por cada uno de los bloques funcionales, antes mencionados, que conforman la microrred [9]. El bus AC se interconecta a la red eléctrica a través de un interruptor, que dependiendo de las condiciones de gestión de la microrred puede cerrarse o abrirse, con el fin de trabajar en modo interconectado a red o aislado, respectivamente.

Las microrredes AC pueden clasificarse dependiendo de la frecuencia de la tensión en el barraje AC, microrredes que trabajan a alta frecuencia (HFAC por sus siglas en inglés) [10] y microrredes que trabajan a la frecuencia de la red eléctrica (LFAC por sus siglas en inglés), de tipo monofásicas o trifásicas, siendo este tipo de microrredes las más usadas a baja tensión [11].

Las microrredes AC también se componen de fuentes de generación DC, como los paneles fotovoltaicos, celdas de combustible, etcétera, lo que obliga a la utilización de convertidores electrónicos que transformen esta energía en AC. Esto implica, a su vez, una reducción global de la eficiencia del sistema y un incremento en los costos del mismo [12].

Figura 2. Microrred AC

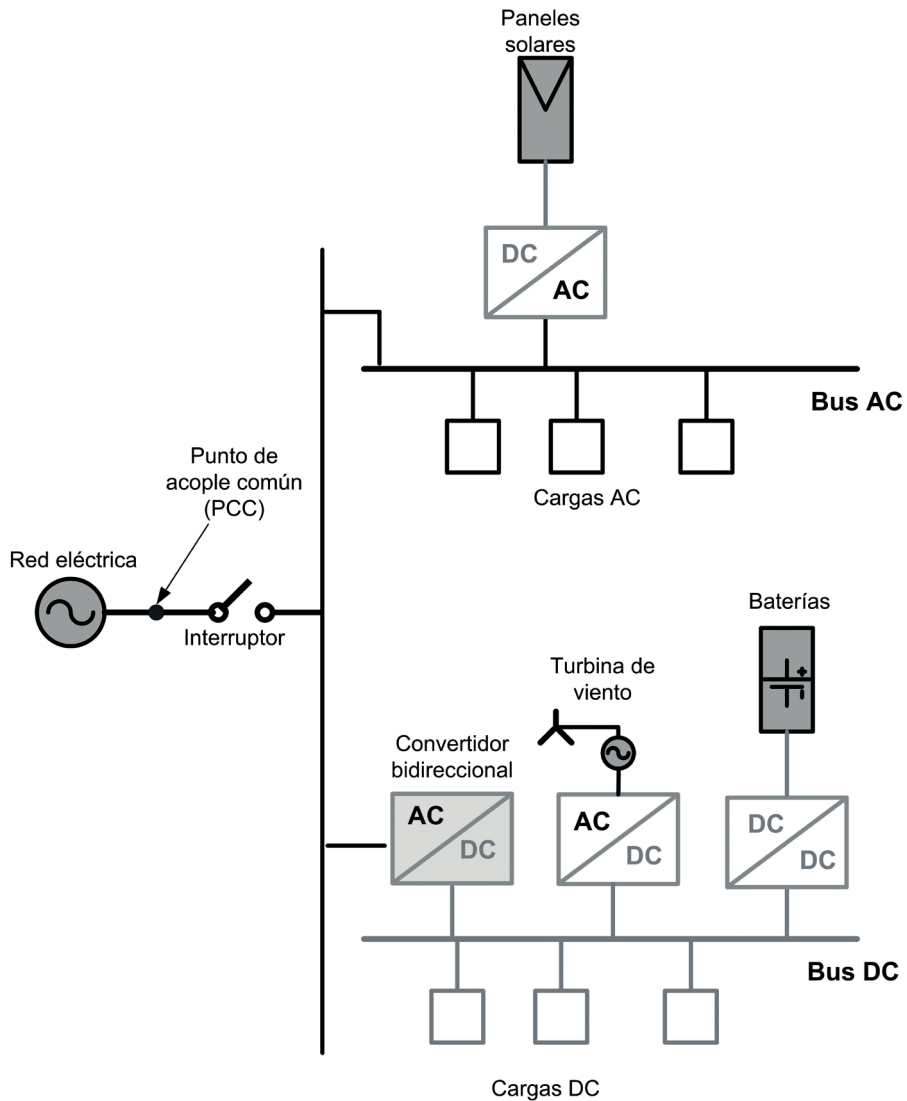


Fuente: elaboración propia.

Las microrredes híbridas (figura 3) se caracterizan por ser sistemas en los cuales se puede distinguir claramente la estructura de la microrred AC y la microrred DC, conectadas a través de un convertidor bidireccional AC/DC [13]. Por lo general, las cargas AC se conectan al bus AC, mientras que las cargas DC se conectan al bus DC, utilizando convertidores electrónicos en donde se requiera ajustar los niveles de tensión. Los generadores y los sistemas de almacenamiento se pueden conectar a los buses AC y DC, teniendo en cuenta reducir los pasos de conversión (menos uso de convertidores), lo que conlleva a la utilización de equipos existentes desde el punto de vista AC y un número reducido de convertidores del lado del bus DC. Las microrredes de tipo híbrido presentan la particularidad de heredar las propiedades y características de las microrredes DC y AC, tanto sus ventajas como sus desventajas [14].

Las microrredes DC, en razón a que son el objeto de estudio de la presente investigación, serán expuestas a mayor profundidad en el capítulo 2.

Figura 3. Microrred híbrida



Fuente: elaboración propia.

Es de resaltar que los avances en el control de las microrredes y sistemas de generación distribuida, la integración de las tecnologías de comunicación en los DG y sistemas de almacenamiento, han permitido la implementación de estructuras jerárquicas de control para la coordinación y la interacción de los diferentes elementos de la microrred (generadores, sistemas de almacenamiento, cargas, red eléctrica, entre otros).

El control jerárquico para las microrredes eléctricas se caracteriza por tener tres niveles según lo establecido en el estándar ISA-95 [15]; es decir, control primario, secundario y terciario. El control terciario se encarga de gestionar el reparto de energía a partir de los sistemas de generación y almacenamiento inmersos en la microrred, según lo establecido por el Operador del Sistema de Transmisión (TSO por sus siglas en inglés)/Operador del Sistema de Distribución (DSO por sus siglas en inglés) y se comunica con el control secundario. El control secundario establece los parámetros que se deben seguir por el control primario, con el fin de garantizar una distribución de carga adecuada entre las fuentes, según lo programado por el control terciario. También resuelve el problema de la desviación de voltaje que surge del control primario [15]. El control primario tiene como objetivo compartir la carga entre dos o más convertidores conectados en paralelo. En este nivel también se desarrollan los lazos internos de control asociados a la tensión, la corriente, los controles *droop*, así como las funciones dependientes de las fuentes de generación (técnicas de localización del punto de máxima potencia (MPPT por sus siglas en inglés) y las técnicas pasivas y activas de reparto de carga [16]-[18].

Este documento se encuentra dividido en introducción, tres capítulos y conclusiones, de la siguiente manera: en el capítulo 1 se explora el concepto de microrred DC. En el capítulo 2 se presenta una clasificación de los principales convertidores empleados en las microrredes DC domiciliarias. En el capítulo 3 se aborda un caso de estudio de una microrred DC domiciliaria y se diseñan los convertidores DC que en ella intervienen. Finalmente, las conclusiones se orientan a presentar las tendencias futuras y se dan las principales conclusiones de la presente investigación.

Capítulo 1. Microrredes DC

El auge que se ha presentado, desde hace un par de décadas, en relación con la utilización de fuentes no convencionales de energía, tales como los sistemas fotovoltaicos o las celdas de combustible, así como la proliferación de cargas electrónicas y sistemas de almacenamiento de energía, ha permitido que, de una forma altamente confiable y eficiente, se implementen los sistemas DC de extra baja tensión (ELVDC por sus siglas en inglés) y los sistemas DC baja tensión (LVDC por sus siglas en inglés) [19].

Por otra parte, es importante resaltar que casi el 30 % de la energía AC generada pasa a través de un convertidor electrónico antes de su utilización (las pérdidas en este tipo de circuitos rondan entre el 10 % y el 25 %) [20]. En consecuencia, la integración de dichas fuentes de generación, cargas electrónicas y sistemas de almacenamiento, en un solo sistema conocido como microrred DC, reduce el número de convertidores utilizados, lo que aumenta la eficiencia del sistema [21].

Las microrredes DC en comparación con las microrredes AC se caracterizan por ser estructuras más sencillas, lo que redundaría en menores costos y eficiencias más altas. Presentan, adicionalmente, requisitos de control simple, en razón a que no requieren complejos algoritmos de sincronización, manejo de armónicos y corrientes reactivas, ya que estas últimas no se presentan, lo que se refleja en una disminución de las pérdidas. Además, las microrredes DC tienen una rápida recuperación ante fallos, debido a la energía almacenada de los condensadores de DC y al control de tensión que establece el convertidor de enlace (*Interlinking Converter* (IC)) [22].

Por otro lado, las microrredes DC presentan algunos inconvenientes, los cuales se asocian a la incompatibilidad con los sistemas de energía actuales, los esquemas de protección, ya que en su mayoría todos están enfocados a sistemas

AC y, como tal, los estándares y recomendaciones sobre la materia son muy incipientes tanto así, que no existe de forma estandarizada un nivel de tensión al que deba operar la microrred DC, y por último el hecho de que el convertidor que hace la conexión con la red AC maneje todo el flujo de potencia, de forma bidireccional entre la red AC y la microrred DC, reduce la confiabilidad [23].

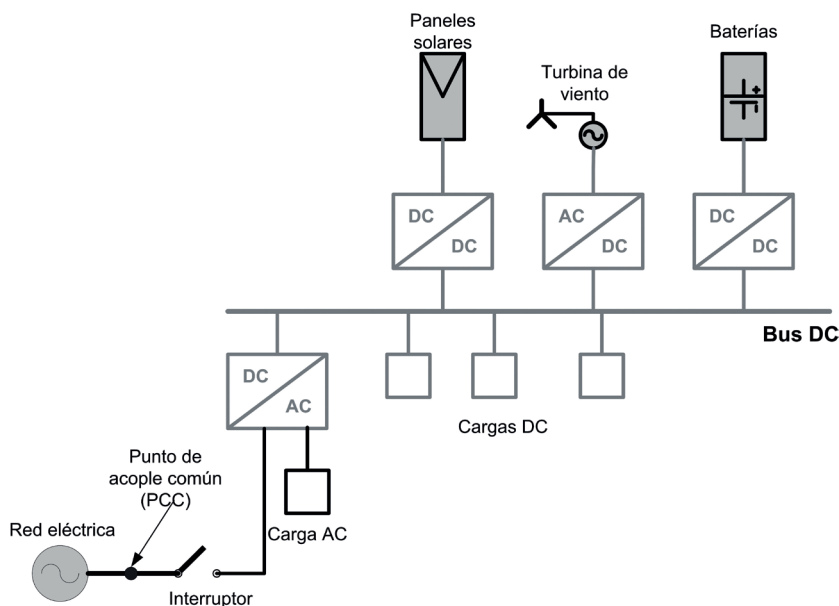
Topologías de las microrredes DC

En microrredes DC, es posible encontrar dos tipos de topologías de distribución eléctrica.

Topología unipolar

Es la topología más usada en microrredes DC por su simplicidad y bajo costo [24], [25]. Tiene la particularidad de operar a bajas tensiones (24 V a 48 V), y tener un bus al cual se conectan las fuentes de generación, las baterías y las cargas (figura 4). Adicionalmente, mediante el empleo de convertidores, se pueden manejar diferentes niveles de tensión (12 V a 380 V), dependiendo de los requerimientos de la carga. La microrred se conecta a la red eléctrica en el punto de acople común (PCC por sus siglas en inglés) a través de un interruptor bidireccional.

Figura 4. Topología de microrred unipolar

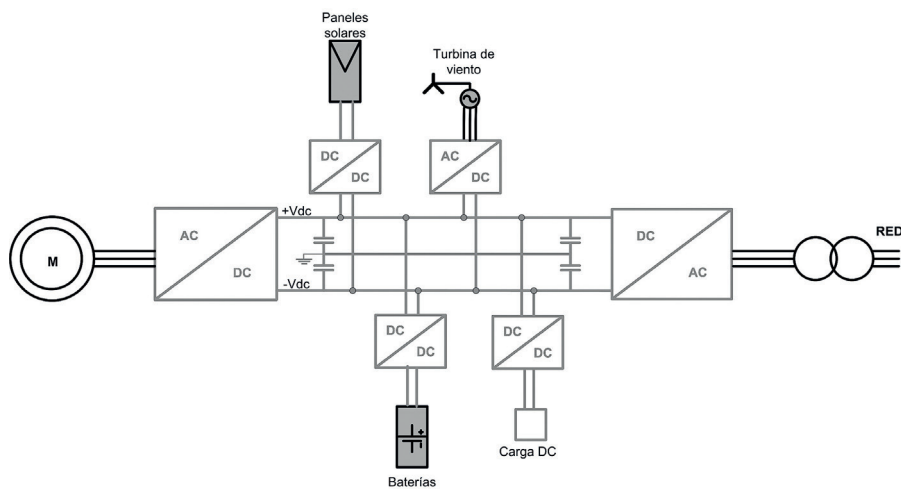


Fuente: elaboración propia.

Topología bipolar

Utilizar una topología bipolar sobre una unipolar permite reducir los niveles de tensión con respecto a tierra, lo que hace que el sistema sea más seguro. Este sistema consta de tres hilos, uno positivo, uno negativo y uno neutro en contraposición a los dos hilos que manejan los sistemas unipolares (figura 5). El hecho de que se cuente con tres niveles de tensión distintos ($+V_{dc}$, $-V_{dc}$ y $2V_{dc}$) permite que el convertidor se coloque en cualquiera de ellos, dependiendo de las condiciones de la carga. Además, el sistema es más confiable, ya que, si una de las líneas llega a fallar, las otras pueden quedar activas alimentando la carga o parte de ella [26], [27].

Figura 5. Topología de microrred bipolar



Fuente: elaboración propia.

Microrredes DC domiciliarias

Los sistemas eléctricos LVDC basados en microrredes eléctricas se han usado en múltiples aplicaciones, tales como los sistemas aeroespaciales [28], sistemas de energía vehicular y marítima [28], [29], en la industria de las telecomunicaciones [30], [31], los centros de datos [32], [33], entre las más destacadas.

Sin embargo, en los últimos años, nuevas aplicaciones se han abierto paso; entre ellas se desatacan las microrredes domiciliarias, los parques basados en

energías renovables, los sistemas de almacenamiento híbrido y las estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos [19].

Teniendo en cuenta lo anterior, a continuación se expondrá la microrred DC domiciliaria, en razón a que esta reviste interés para la presente investigación.

La microrred domiciliaria es un tipo particular de microrred, en el sentido que tiene todos los elementos de esta (sistemas de generación, sistemas de almacenamiento y cargas, así como esquemas de coordinación y gestión de la misma), pero con la característica que permite una interacción directa entre el usuario domiciliario y la microrred en cuestión [34], tanto así que los principales objetivos de control se centran en la reducción de los costos de energía y la maximización de la calidad de vida del usuario [35], [36]. Las microrredes DC domiciliarias se caracterizan por trabajar en LVDC (12 V a 380 V) [37] y manejar potencias entre los 2 kW y los 15 kW [34].

Teniendo en cuenta lo expuesto al principio de este capítulo, los sistemas DC son mucho más eficientes que los tradicionales AC, tanto así que se puede llegar a tener hasta un 15 % de ahorro de energía si se cambia la infraestructura AC por la DC [33]; por esta razón, muchos proyectos desarrollados alrededor del mundo en relación con las microrredes domiciliarias se llevan a cabo en DC [27], [38], [39].

Capítulo 2. Convertidores para microrredes DC domiciliarias

Los convertidores electrónicos de potencia empleados en las microrredes DC domiciliarias son los elementos encargados de servir como interfaz entre las fuentes de generación y los sistemas de almacenamiento con el bus DC, y el bus DC con las cargas (activas o pasivas). Para el caso domiciliario, dichos convertidores operan a baja tensión y niveles de potencia relativamente bajos.

Es común que en una microrred DC domiciliaria se cuente con múltiples fuentes de generación con características AC y DC, sistemas de almacenamiento en DC (generalmente baterías), cargas AC y DC, así como varios buses con niveles de tensión distinto. Esto ocasiona que en una microrred DC se puedan dar todos los procesos de conversión eléctrica posibles (AC/DC, DC/DC y DC/AC).

Teniendo en cuenta lo anterior, los convertidores para microrredes DC se pueden clasificar a partir de sus procesos de conversión eléctrica o de su aplicación dentro de la microrred. En el presente trabajo, los convertidores se clasifican, justamente, sobre la base de su función en la microrred, es decir, convertidores empleados para la generación, los sistemas de almacenamiento, la carga y el enlace entre buses, resaltando las topologías más empleadas para los niveles de tensión y potencia manejados a nivel domiciliario.

Convertidores empleados en las fuentes de generación

Dependiendo del tipo de fuente de generación y propiamente de su característica eléctrica (AC o DC), se hace necesaria la utilización de un convertidor en particular. A continuación, se expondrán los procesos de conversión

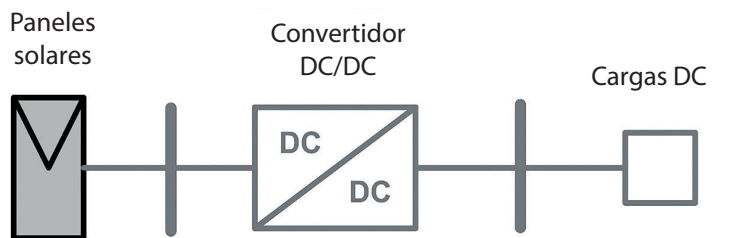
necesarios para adaptar la energía proveniente de paneles fotovoltaicos (DC) y generadores eólicos (AC), y se indicarán las topologías convertidoras más comunes en estos procesos.

Convertidores para paneles fotovoltaicos

Los sistemas de generación fotovoltaica se caracterizan por estar divididos en tres etapas (figura 6): la primera obedece al generador fotovoltaico, que es el encargado de transformar la radiación solar en energía eléctrica (corriente DC dependiente de la radiación solar y la temperatura), a través de paneles solares, los cuales son agrupaciones serie-paralelo de celdas de material semiconductor (generalmente silicio) que permiten obtener determinados niveles de potencia, tensión y corriente. En la figura 7 se presenta la curva característica V-I de un panel fotovoltaico.

La segunda etapa obedece al elemento que permite adaptar la energía eléctrica suministrada por el generador a la carga (tercera etapa del sistema de generación fotovoltaico), que para microrredes DC, se considera DC.

Figura 6. Etapas de un sistema de generación fotovoltaica



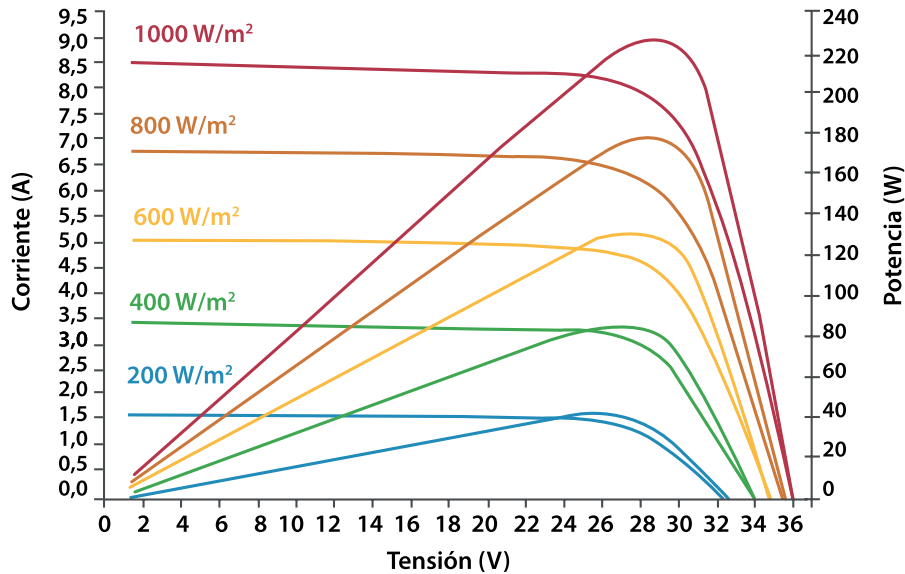
Fuente: elaboración propia.

El elemento que permite hacer la transformación DC/DC es un convertidor electrónico, el cual tiene como particularidad que, para aplicaciones fotovoltaicas, su operación depende del comportamiento de la curva V-I propia de cada panel fotovoltaico, lo que lo hace una fuente no lineal.

Según las curvas presentadas en la figura 7, existe un punto V-I para el cual se consigue la máxima potencia; en consecuencia, la función del convertidor DC/DC es modificar su impedancia de entrada, para conseguir extraer la máxima potencia que puede proveer el panel fotovoltaico. Esto se

logra ajustando el ciclo de trabajo en el convertidor, con el fin de obtener la impedancia óptima de entrada al convertidor.

Figura 7. Curva característica del panel fotovoltaico



Fuente: referencia-SLK60P6L de Siliken.

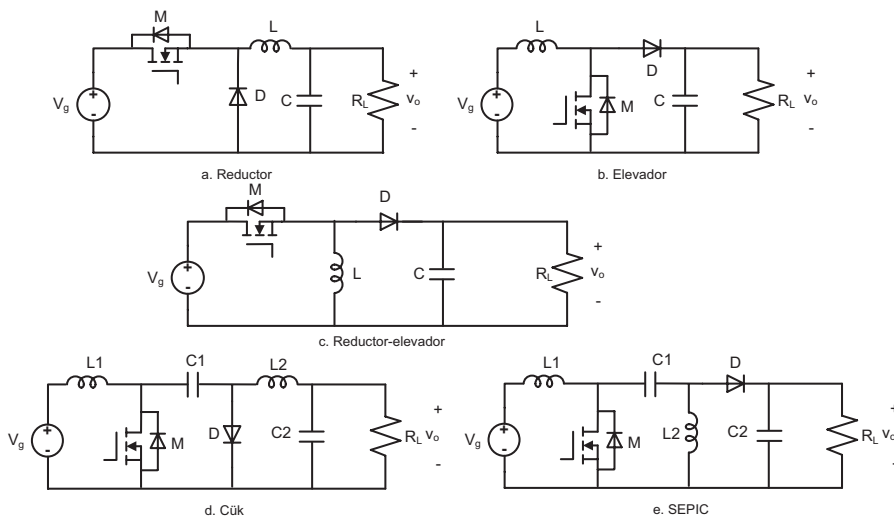
Los convertidores más empleados en sistemas fotovoltaicos son: el convertidor reductor (*Buck*), el convertidor elevador (*Boost*) y los convertidores reductores-elevadores (*Buck-boost*, *Cúk* y *SEPIC*) (figura 8), topologías que tienen la particularidad de ser no aisladas. Sin embargo, es posible encontrar otro tipo de convertidores utilizados, como variaciones de las antes mencionadas, o topologías aisladas como el *forward* y *flyback*, entre otras.

En la literatura es posible encontrar diferentes tipos de comparaciones que sirven de guía para seleccionar el convertidor que mejor se ajuste a una aplicación en particular. Comparaciones orientadas a la eficiencia de dichos convertidores en aplicaciones fotovoltaicas, en donde se demuestra que el convertidor elevador es más eficiente en comparación con topologías reductoras o reductoras-elevadoras, en razón a que una gran parte de sus pérdidas se limita a la resistencia del inductor; por otra parte, dicho convertidor presenta un flujo constante de corriente con la fuente de generación en modo de conducción continua, hecho que no sucede con el reductor, lo que se traduce en una fortaleza para el elevador [40].

En [41] se comparan los convertidores a partir de la impedancia, con el fin de orientar, según su aplicación, el rango para el cual el convertidor opera adecuadamente, extrayendo la máxima potencia posible del panel. En dicho análisis se aprecia que el reductor opera adecuadamente siempre y cuando la resistencia de carga sea mayor a la resistencia para la que se extrae la mayor cantidad de potencia; caso contrario sucede para el elevador, en el que se necesita una resistencia de carga menor. Los convertidores reductores-elevadores tienen la particularidad de operar en todo el rango de carga.

Sobre la base de las comparaciones anteriores y otras como [42], se puede inferir que el convertidor elevador es uno de los que mejor se ajusta a las aplicaciones fotovoltaicas [43], pese a la falencia que tiene al manejar cargas con resistencia menor a la que se tiene en el punto de potencia máxima y a la escasa extracción de energía para bajos niveles de radiación.

Figura 8. Convertidores DC/DC sin aislamiento galvánico



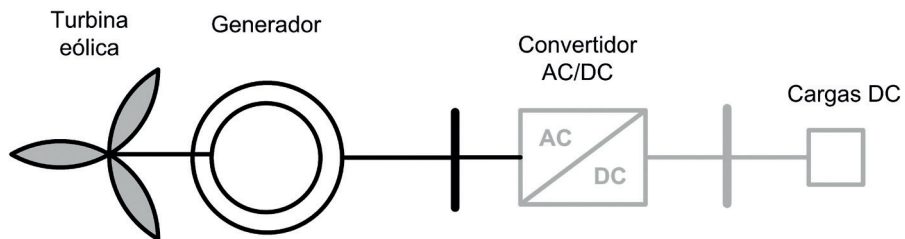
Fuente: elaboración propia.

Convertidores para turbinas eólicas

Los sistemas de generación eólica convierten la energía cinética del viento en energía eléctrica. Estos están compuestos por cuatro etapas (figura 9). La primera, obedece a la turbina eólica, que es la encargada de convertir la energía cinética del viento en energía mecánica. La segunda, consta de un

generador eólico, el cual tiene la función de transformar la energía mecánica que proviene de la turbina eólica en energía eléctrica. La tercera, está conformada por un convertidor electrónico que ajusta la energía eléctrica proveniente del generador a la cuarta etapa que es la carga, lo que se logra gracias a la acción de los convertidores electrónicos.

Figura 9. Etapas de un sistema de generación eólica



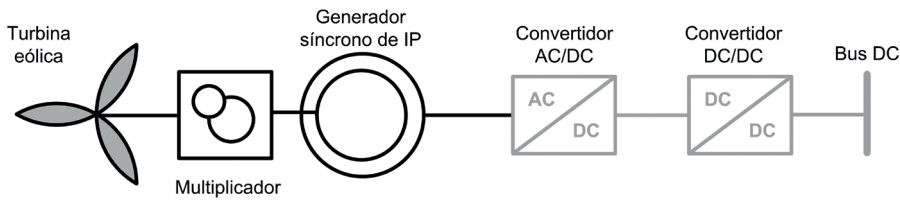
Fuente: elaboración propia.

Los sistemas de generación eólica se suelen clasificar desde diferentes enfoques. Uno de estos es de acuerdo con la velocidad de la turbina, la cual puede ser fija o variable, otro enfoque es atendiendo el tipo de generador empleado [44]-[46]. De los diferentes tipos de generadores existentes, el generador síncrono de imanes permanente es el más empleado a baja potencia (varias decenas de kW) [47] y un firme candidato a ser utilizado en microrredes DC domiciliarias.

Los generadores síncronos de imanes permanentes se caracterizan por estar conformados por un estator bobinado fijo trifásico y un rotor en donde se aloja el campo magnético, siguiendo el mismo principio de operación de los generadores síncronos convencionales. Una fuerza electromotriz (FEM) en el estator se produce cuando se hace girar el campo magnético, dicha FEM tiene la particularidad de presentar una forma de onda similar a la del campo magnético y posee una frecuencia ligada a la velocidad de giro del rotor. Una ventaja fundamental del generador síncrono de imanes permanentes, en contraposición al generador síncrono convencional, radica en que el campo magnético en el rotor se genera gracias a la acción de los imanes permanentes, con lo que se tiene un flujo constante, hecho que permite disminuir su mantenimiento, debido a que ya no se tiene que alimentar el rotor para la generación de dicho campo.

En el contexto de las microrredes DC domiciliarias, y teniendo en cuenta que el generador empleado es un síncrono de imanes permanentes (GSIP), la topología de conversión consta, generalmente, de un convertidor AC/DC y un convertidor DC/DC (figura 10).

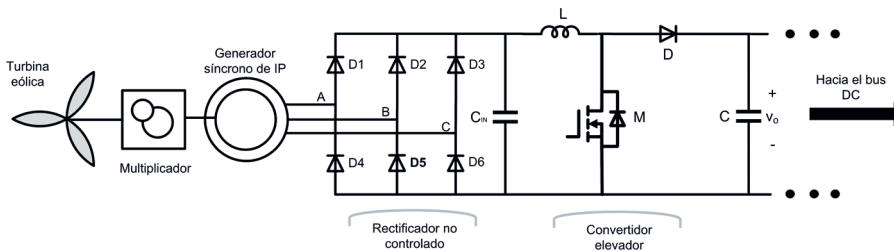
Figura 10. Topología de conversión para un sistema eólico con GSIP



Fuente: elaboración propia.

Esta topología en conjunto con una adecuada técnica de control permite controlar el par del generador, asegurar un factor de potencia adecuado y establecer una distorsión en corriente significativamente baja. El rectificador empleado es un rectificador trifásico típico a diodos, mientras que el convertidor DC/DC más empleado es el elevador (figura 11) [48], [49], el cual permite obtener tensiones de salida mayores a las tensiones de entrada, con lo que la salida del rectificador para cualquier velocidad del generador debe ser menor que la salida del convertidor elevador. Otro convertidor ampliamente empleado es el reductor-elevador, el cual permite obtener tensiones de salida superiores o inferiores que la entrada, pero con la polaridad invertida [50], [51].

Figura 11. Sistema de generación eólico con rectificador y elevador



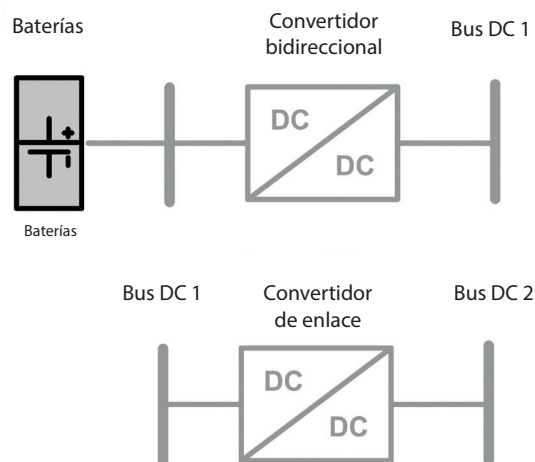
Fuente: elaboración propia.

Convertidores para sistemas de almacenamiento y convertidores de enlace DC/DC

Los sistemas de almacenamiento en las microrredes eléctricas tienen la función de garantizar estabilidad, robustez y mejorar la calidad de potencia. Habitualmente, y para aplicaciones domiciliarias, el sistema de almacenamiento que mejor se ajusta por su característica en cuanto a densidad de energía y potencia, así como a su practicidad en el manejo, son las baterías [52]. Aunque algunas microrredes, fundamentalmente DC, bajo ciertas condiciones conectan directamente el banco de baterías a uno de los buses DC, lo habitual es que exista un convertidor entre las baterías y el bus DC que regule el flujo de potencia, de manera bidireccional; es decir desde y hacia las baterías, dependiendo de las condiciones de operación de la microrred.

Por otra parte, este convertidor bidireccional que habitualmente acompaña al sistema de almacenamiento, se emplea también como interface de enlace entre dos buses DC con diferentes niveles de tensión. Su función principal es permitir el intercambio bidireccional de energía, cuando otro convertidor regula la tensión de uno de los buses o garantizar la regulación de tensión de uno de sus puertos [53]. En la figura 12 se muestra cómo los convertidores bidireccionales se encuentran ubicados al interior de las microrredes DC.

Figura 12. Convertidores bidireccionales en una microrred DC



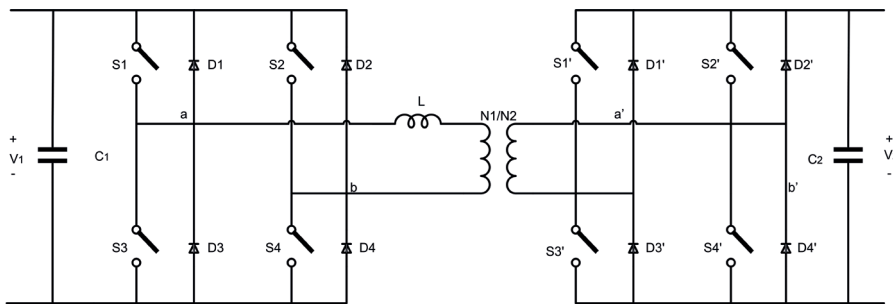
Fuente: elaboración propia.

Los convertidores bidireccionales se suelen clasificar en aislados y no aislados. Los aislados tienen la particularidad de ser más seguros que los no aislados, debido al aislamiento que los caracteriza, por otra parte, tienen elevados niveles de conversión y son altamente eficientes a costa de una mayor complejidad y costo, tanto en su implementación como en el control [54].

A continuación, se presentará la topología más relevante para convertidores bidireccionales aislados, así como los no aislados.

El puente activo dual (DAB por sus siglas en inglés) es uno de los convertidores más ampliamente utilizados, debido a su alta eficiencia. Las aplicaciones en las que se emplea son múltiples, entre las cuales se destacan: microrredes DC [55], vehículos eléctricos [56], sistemas de alimentación ininterrumpida [57] y todas aquellas aplicaciones que requieran la interconexión de 2 buses DC. El DAB, como se aprecia en la figura 13, se compone de un transformador que opera a alta frecuencia e interconecta 2 convertidores de puente completo con interruptores bidireccionales. Los interruptores se controlan a través de pulsos cuyos ciclos de trabajo son de 0,5, permitiendo la generación de ondas cuadradas de alta frecuencia sobre las terminales del transformador. La dirección del flujo de energía se controla a partir del ángulo de fase existente entre las señales cuadradas proporcionadas al transformador.

Figura 13. Convertidor puente activo dual

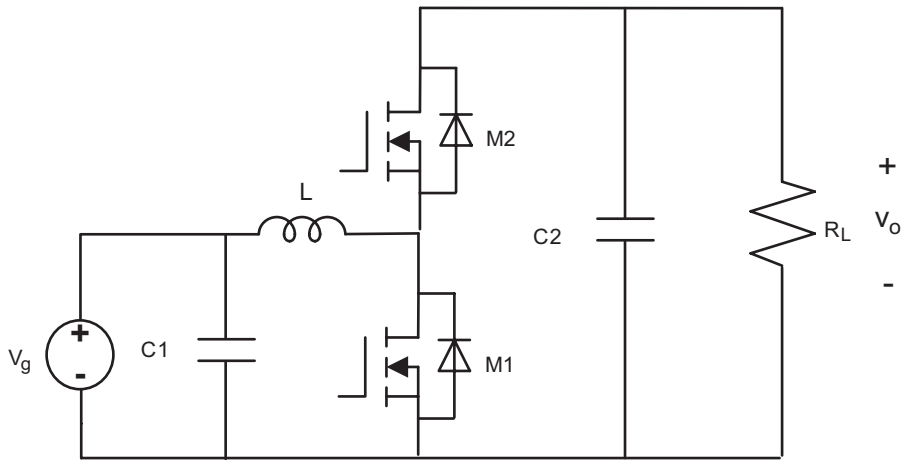


Fuente: elaboración propia.

Desde la óptica de los convertidores no aislados, el más representativo es el convertidor de medio puente bidireccional (figura 14), gracias a la

simplicidad, tanto en su construcción, como en su operación, así como a su bajo costo. Es un convertidor que se adapta cuando la relación de tensiones entre buses no es significativa, como es el caso de las microrredes DC domiciliarias.

Figura 14. Convertidor de medio puente bidireccional



Fuente: elaboración propia.

El convertidor de medio puente bidireccional tiene la particularidad, según lo presentado en la figura 14, de operar como un convertidor elevador de izquierda a derecha y como un convertidor reductor de derecha a izquierda, a través del valor de ciclo de trabajo aplicado a los interruptores [58]. Es de destacar que el convertidor conserva el mismo punto de referencia para la entrada y la salida, así como la posibilidad de escalarlo de forma modular para obtener mayores niveles de potencia [59].

Convertidores para cargas DC

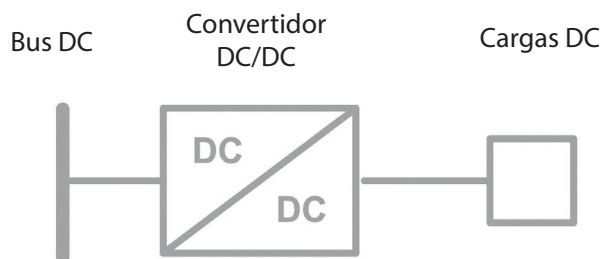
Lo natural en una microrred DC es que el tipo de cargas que se manejan, en su mayoría, sean DC. En términos generales, si se hace referencia a una microrred DC domiciliaria, se pueden encontrar, a nivel comercial, diferentes cargas que en principio se orientan para fines de campin y navegación, así como para sistemas solares en lugares remotos. Los equipos desarrollados se enfocan fundamentalmente a iluminación, entretenimiento multimedia, refrigeración y algunos electrodomésticos que funcionan a 12 V, 24 V o 48 V, y potencias que oscilan entre algunos vatios y cientos de vatios [60].

A la luz de que los buses DC pueden tener un valor en particular, el cual no abarca todas las cargas que se puedan conectar, es necesario emplear convertidores DC que ajusten su valor de tensión a lo requerido por la carga, siguiendo las características presentadas a continuación [61]:

- a. Tensión de salida regulada
- b. Alta eficiencia
- c. Bajas oscilaciones en la corriente de entrada
- d. Bajo costo
- e. Pequeño tamaño

En la figura 15 se presenta el convertidor inmerso en la microrred DC.

Figura 15. Convertidor DC/DC para alimentar carga DC

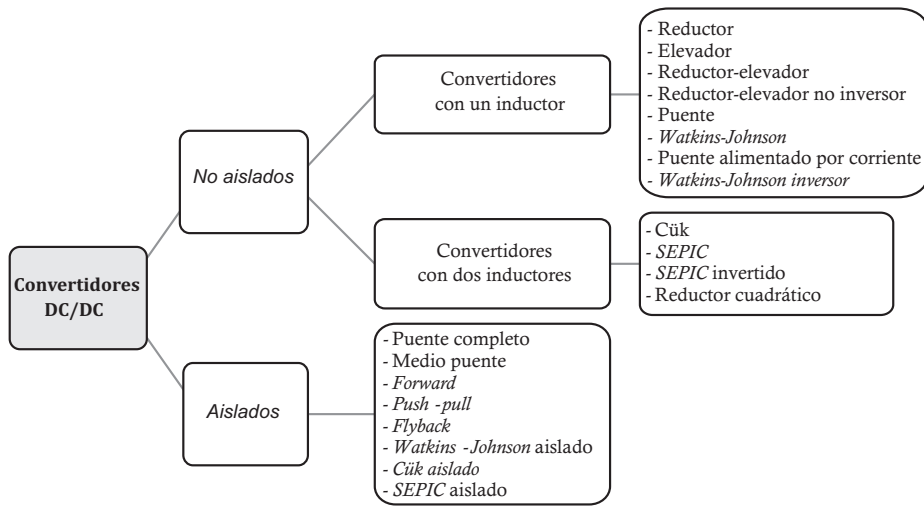


Fuente: elaboración propia.

Los convertidores DC/DC suelen ser clasificados en convertidores aislados y no aislados. Los aislados usan transformadores de alta frecuencia para aislar la entrada de la etapa de potencia del convertidor de la carga, lo que permite obtener relaciones de tensión elevadas y una mayor seguridad en su operación. Los convertidores no aislados se usan especialmente para aplicaciones de baja potencia y cuando no se requiere una relación de transformación elevada. En consecuencia, las topologías clásicas presentadas en la figura 8 son preferidas para ser implementadas en sistemas como las microrredes DC domiciliarias, debido a sus bajas pérdidas, bajo costo, tamaño reducido y a que no presenta problemas relacionados con la saturación de los núcleos

magnéticos [62]. A continuación se presenta, en la figura 16, un diagrama de los principales convertidores aislados y no aislados, que se pueden llegar a emplear en microrredes eléctricas [63].

Figura 16. Clasificación de convertidores DC/DC



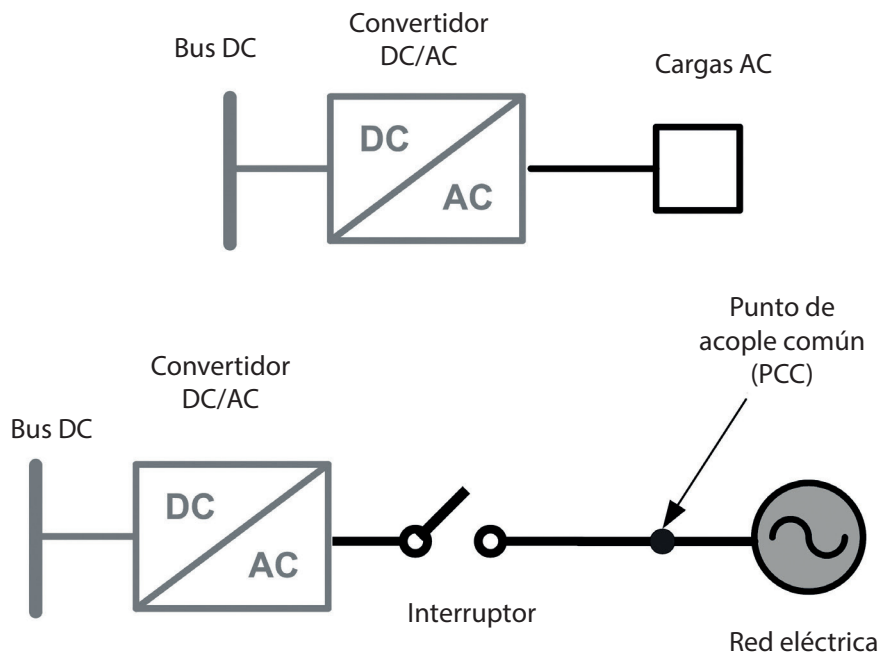
Fuente: elaboración propia.

Convertidores para cargas AC

La distribución de la energía eléctrica tradicional se hace en AC. La tarea de los inversores en una microrred es alimentar las cargas AC a partir de la tensión DC, fijada en uno de los buses o servir de interfaz para conectarse a la red eléctrica tradicional y poder intercambiar energía con la misma (figura 17). A nivel topológico, ya sea para alimentar una carga pasiva o activa (red de distribución), el convertidor DC/AC, también llamado inversor, es muy similar, lo que cambia son los objetivos de control. Para un inversor que alimenta una carga pasiva, lo que se requiere es ofrecer una tensión que se ajuste a los requerimientos de dicha carga; es decir, el valor de tensión RMS (120_{VRMS} o 230_{VRMS}), frecuencia (60 Hz o 50 Hz) y distorsión armónica en tensión reducida. Por otra parte, para un inversor de interconexión a red lo que se busca es que la corriente generada por él se sincronice con la señal de tensión de red. Esto con el fin de lograr factores de potencia cercanos a la unidad y que dependiendo de la gestión de la microrred se aproveche al máximo la

energía entregada a la red de distribución eléctrica. El controlar la corriente de salida del inversor en amplitud y fase permite no solo entregar o recibir energía desde y hacia la red, sino servir como un compensador en el punto de interconexión.

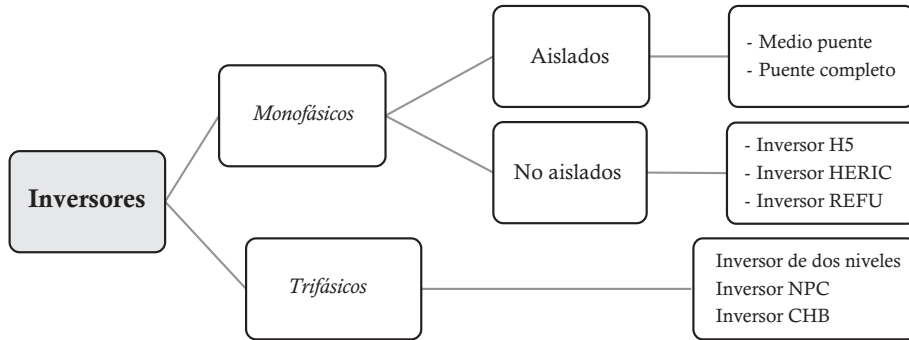
Figura 17. Convertidores DC/AC en una microrred DC



Fuente: elaboración propia.

Los inversores se pueden clasificar en monofásicos y trifásicos, dependiendo de la potencia que manejen, se acostumbra a usar inversores monofásicos para potencias inferiores a 6 kW. A partir de este nivel de potencia, por razones de eficiencia, se usan los convertidores trifásicos [64]. Otra clasificación importante, que vale la pena destacar, se basa en el aislamiento del inversor y la red eléctrica en el punto de conexión. A continuación (figura 18), se presenta una clasificación de los inversores que pueden llegar a emplearse en una microrred eléctrica DC domiciliaria y se ahondará en los inversores monofásicos, debido a las potencias que manejan.

Figura 18. Clasificación de inversores para microrredes DC

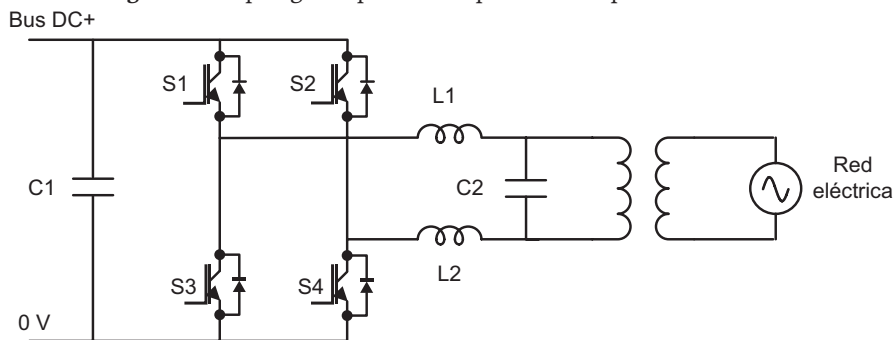


Fuente: adaptado de [64], [65].

En términos generales, los inversores de medio puente y puente completo son las topologías más extendidas en la industria. Dichas topologías, por su practicidad, hacen parte del grupo de inversores incorporados en las microrredes eléctricas.

La topología de puente completo se muestra en la figura 19. Este convertidor se caracteriza porque a partir de una entrada DC es posible conseguir una salida alterna, abriendo y cerrando los interruptores en una determinada secuencia. La tensión de salida puede variar entre el valor DC positivo del bus, DC negativo del bus y cero, dependiendo de los interruptores que se encuentren cerrados. En dicha topología se emplean por excelencia dos tipos de modulaciones con el objetivo de generar una señal sinusoidal con baja distorsión armónica. La modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés), bipolar y unipolar.

Figura 19. Topología de puente completo aislado por transformador

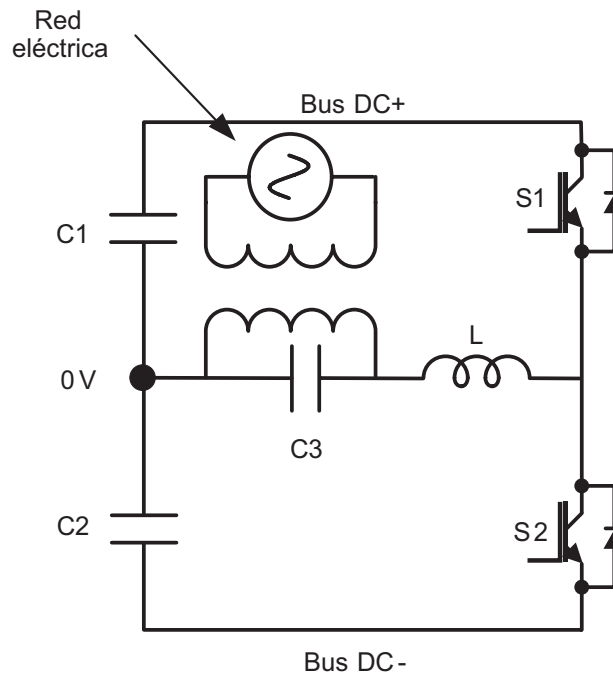


Fuente: elaboración propia.

En la mayoría de los inversores de puente completo aislados galvánicamente se utiliza la modulación PWM unipolar, esto en razón a que tiene una mayor eficiencia, un menor rizado en la corriente y, adicionalmente, el nivel de interferencia electromagnética generado en comparación con la PWM bipolar es mucho menor [66].

La topología de medio puente (figura 20) tiene como particularidad que el número de interruptores se reduce a dos, siempre y cuando se divida la tensión del bus DC a la mitad, esto se hace generalmente a través de un divisor capacitivo [67]. En consecuencia, la tensión de salida variará entre la mitad del valor DC positivo del bus y la mitad del valor DC negativo de dicho bus. Lo que implica que, para aumentar el valor de la tensión de la salida a lo obtenido por el puente completo se debe doblar la tensión de entrada DC. La modulación por excelencia que se aplica a esta topología es la modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM por sus siglas en inglés) de tipo bipolar.

Figura 20. Topología medio puente aislado por transformador



Fuente: elaboración propia.

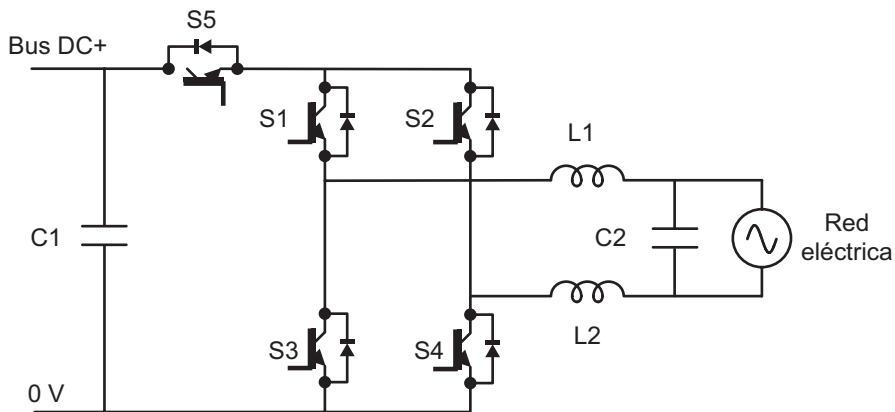
La topología de inversor de medio puente se ajusta a la de microrred DC bipolar, en razón al bus positivo, bus negativo y referencia que se impone desde su concepción, mientras que la topología de inversor de puente completo se usa en topologías de microrredes DC unipolares.

Los convertidores sin transformador son ampliamente empleados en países donde la normatividad lo permite, para aplicaciones tales como, control de carga, sistemas fotovoltaicos de inyección a red, entre otros [68]. Dichos convertidores se utilizan en razón a que presentan un menor volumen y un menor costo, manteniendo niveles de seguridad equivalentes a los inversores con transformador, como son el uso de dispositivos de protección frente a contactos indirectos y la vigilancia del aislamiento a tierra [69]. A continuación se presentan las tres topologías que más se destacan en el contexto de los inversores sin transformador.

a. Inversor H5

El inversor H5 es un desarrollo patentado por la empresa SMA desde 2005 [64], y se muestra en la figura 21. Dicho inversor está conformado por un convertidor DC/AC con un interruptor en el bus DC, el cual tiene la función de evitar el intercambio reactivo entre el inductor del filtro de salida y el condensador de entrada al convertidor DC/AC, durante el estado de cero tensión, estado en el cual se aísla de la red el bus DC, eliminando de esta forma el contenido de alta frecuencia de la tensión en modo común [70].

Figura 21. Topología inversora H5

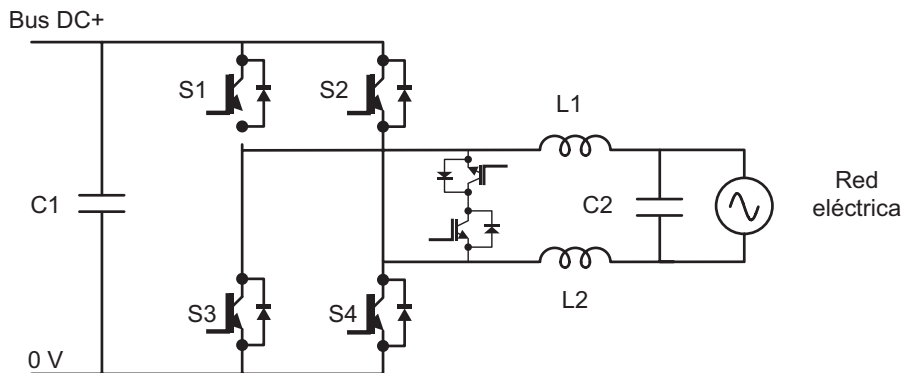


Fuente: elaboración propia.

b. Inversor HERIC

El inversor HERIC (*Highly Efficiency and Reliable Inverter Concept*) es un desarrollo patentado por la empresa Sunways desde 2006 [64] y se muestra en la figura 22. Al igual que el inversor H5, se deriva de la topología de puente completo a la cual se le ha adicionado un interruptor electrónico bidireccional en configuración *back-to-back* a la salida del puente, justo antes del filtro. El interruptor presenta las mismas funciones del inversor H5, es decir, se tiene un par de interruptores operando a frecuencias altas y uno a la frecuencia de red. La diferencia fundamental entre estas dos topologías radica en que en la H5 conmutan al mismo tiempo tres interruptores, mientras en que en la HERIC lo hacen dos [71].

Figura 22. Topología inversora HERIC



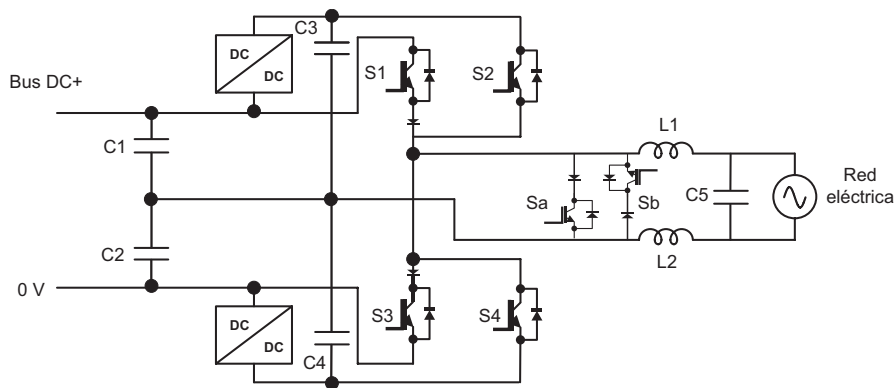
Fuente: elaboración propia.

c. Inversor REFU

El inversor REFU es un desarrollo patentado por la REFU Solar desde 2007 [64], y se muestra en la figura 23. El REFU se caracteriza por usar un inversor de medio puente dentro del interruptor del lado AC y un convertidor DC/DC opcional (tipo elevador), el cual se emplea únicamente cuando la tensión del bus DC es menor que la tensión de red. El interruptor de AC se implementa a través de un diodo en serie con un IGBT unidireccional, con el fin de eliminar la trayectoria del diodo de libre circulación y así minimizar las pérdidas. Los interruptores de una misma rama se conmutan a alta

frecuencia, mientras que los conmutadores IGBT lo hacen a frecuencia de red. Lo anterior genera que el REFU presente las mismas ventajas que el H5 y el HERIC. Sin embargo, en comparación con los otros inversores, requiere el doble de tensión DC y dos interruptores adicionales. La eficiencia de este convertidor ronda el 98 %.

Figura 23. Topología inversora REFU



Fuente: elaboración propia.

Integración de convertidores en microrredes eléctricas

En la literatura consultada es posible encontrar diversos trabajos enfocados al estudio comparativo y análisis de utilización de ciertas topologías de convertidores que pueden ser empleadas en microrredes eléctricas, tanto AC como DC. A continuación se describen los más relevantes y que presentan mayor grado de similitud con la presente investigación, la cual se enfoca en convertidores para microrredes DC domiciliarias.

En [72] se hace un análisis comparativo de un convertidor *Boost* y un convertidor *Zeta*, dentro de posibles aplicaciones en una microrred DC. Los convertidores se caracterizan por ser unidireccionales, tienen la misma carga, nunca se habla de su potencial para operar de forma bidireccional ni se asocian a una fuente de generación en particular. Hecho que lo hace quedar-se corto en comparación con lo que se plantea en la presente investigación, que es seleccionar el que más se ajusta según los objetivos de control.

En [73] se presenta un convertidor *Cük* sencillo y su variante a fuente de impedancia. Se analiza su funcionamiento de forma detallada y se calculan los elementos. Los autores plantean que dicho convertidor debe operar con un generador fotovoltaico, y concluyen que es mejor en términos de eficiencia y desempeño la variante a fuente de impedancia. Sin embargo, el estudio solo se limita a este caso.

En [74] y [75] aunque no hablan fundamentalmente de una metodología para seleccionar diversos convertidores para una microrred DC, sí proponen la utilización de una topología en particular, el *Buck-boost* bidireccional, para su utilización con las baterías como elemento de intercambio entre estas y el resto de la microrred DC.

En [76] se presenta una revisión de varios convertidores DC de baja tensión utilizados en sistemas fotovoltaicos para microrredes DC, incluyendo topologías aisladas y no aisladas, concluyendo que para estos sistemas una de las mejores alternativas es el *SEPIC* modificado. La investigación es interesante y se concentra únicamente en la comparativa topológica de los convertidores. Por otra parte, en [77] se presenta el modelado y simulación de un convertidor *Buck* que trabaja como interface del generador fotovoltaico y un convertidor bidireccional que opera con las baterías. El artículo es interesante ya que muestra su interacción cuando se presentan cambios de carga y generación. En dicho artículo no se presentan los controladores que se diseñaron para los convertidores en mención.

Finalmente, en [78] se plantea un método de control terciario para microrredes DC en donde se busca que las tensiones de salida de los convertidores que integran la microrred DC permanezcan dentro de los límites seguros para todas las condiciones de operación, pese a que el enfoque es más de operación de la microrred en conjunto, lo interesante es analizar los múltiples convertidores que se utilizan para generación, manejo de carga y sistemas de almacenamiento.

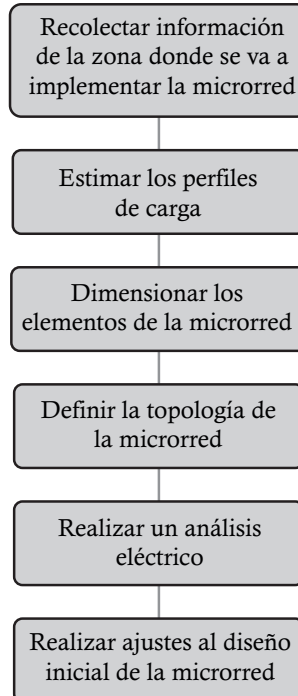
En términos generales, la mayoría de los artículos revisados se enfocan en el estudio de una o varias topologías, diseño de elementos y lazos de control utilizados, ya sea como convertidor de enlace, para operación acompañando a un sistema de generación o para manejo de una carga en particular, así

como esquemas de gestión en donde se evidencia la operación de la microrred DC. El factor diferencial del trabajo que se logra en la siguiente investigación radica en la presentación de una estructura de selección de convertidores por cada función objetivo que presenta la microrred DC y más con un enfoque domiciliario. Se evidencia en la siguiente sección el dimensionamiento de elementos, estructuras del lazo de control en función de los objetivos que se requieren por cada aplicación y las pruebas en simulación que validan su correcto funcionamiento, permitiendo que dichos pasos alcanzados sean replicables.

Capítulo 3. Microrred DC domiciliaria-estudio de caso

El adecuado diseño de una microrred, independientemente de su topología (AC, DC o híbrida) debe obedecer a una metodología. Varios autores han planteado metodologías similares de diseño, y vale la pena destacar la expuesta en [79]. En dicho trabajo, la metodología presentada consta de seis etapas, las cuales se presentan en la figura 24.

Figura 24. Diagrama de flujo de la metodología de diseño de la microrred



Fuente: adaptado de [79].

Lo primero que se debe establecer en todo diseño es la necesidad de prestar el servicio eléctrico en una zona en particular o modificar lo existente, con el fin de brindar un servicio confiable; de ser así, se debe recolectar información en términos de recursos energéticos disponibles en la zona, condiciones de la carga, aspectos económicos en términos de viabilidad para ejecutar el proyecto y capacidad de pago del servicio por parte de los usuarios y el impacto ambiental que la ejecución de este proyecto tendrá. Este análisis es posible desarrollarlo a través de diferentes paquetes informáticos especializados, tales como: iHOGA, que es un programa para la simulación y optimización de sistemas de generación de energía eléctrica inferiores a 5 MW, basados en energías renovables; HOMER, programa orientado al diseño de proyectos energéticos a partir de energías renovables y alternativas (dentro del espectro de estos proyectos se encuentran las microrredes eléctricas); RETScreen, programa de gestión de energía limpia para eficiencia energética y análisis de viabilidad de proyectos de cogeneración basados en energías renovables, entre otros.

En los diferentes programas mencionados anteriormente, se parte de la utilización de convertidores comerciales, sobre los cuales ya se encuentra establecida una topología en particular y un enfoque de control específico, sin margen a la innovación en términos de características de gestión, topología y configuración, de la topología en si, como de su integración, para este caso en microrredes DC domiciliarias. Adicionalmente, se enfocan en gran parte a los sistemas de generación distribuida.

Para el presente trabajo, cuyo objetivo es seleccionar los convertidores adecuados para operar en una microrred DC domiciliaria, se abordará el diseño de la microrred, partiendo de unos supuestos, para el dimensionamiento de la carga y el dimensionamiento y selección del sistema de generación y almacenamiento, con el fin de establecer una estructura genérica que permita evidenciar el diseño y operación de diferentes convertidores electrónicos de potencia, dependiendo de su función en la microrred.

Se partió, en primera instancia, de la existencia de una zona cualquiera en donde se encuentra disponible el recurso energético solar y eólico de forma aceptable. Existen dos razones fundamentales para seleccionar un sistema híbrido de generación, la primera se enfoca en garantizar un suministro de

energía constante en el caso en el que se esté trabajando en modo aislado; es decir, en temporada invernal las condiciones de radiación para el sistema fotovoltaico disminuyen, lo que implica que si no se dispone de otro recurso energético, el sistema de almacenamiento es más grande, contrario a lo que sucede en verano, cuando habitualmente la generación eólica disminuye, mientras la fotovoltaica aumenta. En segundo lugar, cuando se habla de equipos fotovoltaicos y eólicos de la misma potencia, se puede evidenciar que la producción de energía anual tiende a ser mayor en sistemas eólicos, pero estos tienen una mayor dificultad en su implementación. En definitiva, un sistema híbrido de energía presenta una mayor confiabilidad, en comparación con sistemas basados en una sola fuente energética, evitando así la necesidad de sobredimensionar los componentes.

Dimensionamiento de la carga

Para el dimensionamiento de la carga se parte del hecho de que dentro del ámbito de las microrredes DC domiciliarias se habla de sistemas que oscilan entre 2 kW y 15 kW [34] y que, para una vivienda, entre 50 m² y 80 m², con una distribución para 2 miembros, con conexión a gas para suplir la estufa y los calentadores, un consumo básico sería el que se presenta en la tabla 2. Se debe resaltar que se han seleccionado equipos altamente eficientes para operación en DC [60].

Tabla 2. Estimación del consumo básico para un hogar

Equipo	Cantidad	Consumo individual (W)	Consumo total (W)	Tiempo de utilización (h/día)	Consumo diario (Wh/día)
Cocina					
Refrigerador + congelador	1	40	40	8	320 ¹
Horno microondas	1	660	660	0,25	165

(continúa)

¹ La potencia nominal del equipo se tomó de [60] y el tiempo de utilización se estimó conforme a <https://www.electricaplicada.com/potencia-consumo-equipos-electricos/>

Cafetera	1	170	170	0,25	42,5
Entretenimiento					
Televisor	1	24	24	4	96
Computador	1	27	27	8	216
Radio	1	8	8	4	32
Receptor satelital	1	10	10	24	240
Cargador de celular	1	5	5	9	45
Lavandería					
Lavadora	1	70	70	0,5	35
Iluminación					
Lámparas LED	7	8	56	8	448
Total			1.324		1.639,5
Total mensual					49 185

Fuente: adaptado de [60].

El consumo diario total E_T (ecuación 1) viene dado por el valor totalizado en la tabla 2, teniendo en cuenta la eficiencia de los convertidores actuantes, $\eta_{\text{convertidor}}$.

$$E_T = \left(\frac{E_{diaria}}{\eta_{convertidor}} \right) (Wh/día) \quad (1)$$

$\eta_{convertidor}$: rendimiento del convertidor. Se considera un valor medio de 0,94 para los convertidores analizados en el mercado. Sin embargo, dependiendo del nivel de tensión y si la carga es AC, se necesitará, en el peor de los casos, de 3 convertidores, lo que desencadenaría en una eficiencia cercana al 0,83.

Para un consumo diario de 1.640 Wh/día y una eficiencia de 0,8, se produce un consumo para la vivienda de 2.050 Wh/día y de 61,5 kWh/día/mes.

Dimensionamiento y selección de sistemas de generación y almacenamiento

Teniendo en cuenta los valores calculados anteriormente, se procederá a determinar cuánto aporta cada recurso energético (eólico y solar) para la peor condición. Esta se da cuando se tiene el menor valor del promedio mensual de radiación y velocidad del viento, adquiridos sobre la base del promedio de dichas medidas mensuales tomadas a lo largo de varios años, dividido por la energía consumida.

Para el sistema de generación fotovoltaico se tomaron los datos que provee el Atlas Interactivo del IDEAM², en donde se encuentran los mapas del brillo solar colombiano y mes a mes se identifica el rango de horas de insolación, en este caso para el Valle del Guamuez en el Putumayo. En dicho mapa se tiene una radiación mínima para el mes de julio de 2,75 kWh/m²/día, con 2,5 h de brillo solar (HBS) por día. También se supone que para la microrred DC domiciliaria, el 50 % de la carga será suplida por el sistema solar. Con base en lo anterior, se tiene un cociente entre energía disponible y demanda por parte de los usuarios (1 kWh/día) de 2,75. Es de aclarar que este es el menor valor que se puede obtener para las condiciones planteadas, ya que para los otros meses se tendrán valores superiores.

La potencia pico del generador fotovoltaico, P_{GEN} , es la potencia máxima en kW que es capaz de generar el sistema fotovoltaico en condiciones

2 <https://repositoriobi.minenergia.gov.co/handle/123456789/2414>

estándar de medida (CEM). En aras de obtener dicho valor, en el mes que se va a calcular (el más desfavorable), se iguala a la energía diaria que puede aportar el campo fotovoltaico con el consumo de energía máximo en dicho mes (ecuación 2). Por cuestiones de seguridad en el abastecimiento es posible aumentar esta potencia en un 20 %; es decir, utilizar un factor de seguridad en la generación de 1,2:

$$P_{GEN} = 1,2 \frac{E_T}{HBS} \text{ (kW)} \quad (2)$$

Para un valor de E_T de 1 kWh/día y HBS de 2,5 h/día, se tiene una potencia mínima del generador fotovoltaico de 480 W.

Una vez se tiene la potencia del generador fotovoltaico se procede a determinar el número de paneles en función de la potencia pico y de la tensión de trabajo. La selección del panel fotovoltaico se basa en un estudio de relación costo-beneficio, el cual no se desarrolló en la presente investigación. Así que se tomó como referencia un panel solar Znshine Solar modelo ZXP6 60-280P³ con las características mostradas en la tabla 3.

Tabla 3. Características del panel ZXP6 60-280/P

Tipo de variable	Valor característico
Potencia nominal máx. P_m	280 W _p
Tensión de operación óptima V_{mp}	31,4 V _{DC}
Tensión a circuito abierto V_{oc}	38,89 V _{DC}
Corriente de operación óptima de los paneles I_{mp}	8,92 A

(continúa)

3 <https://www.solartex.co/tienda/producto/panel-solar-280-watts-znshine-doble-vidrio-poli/>

Corriente de corto circuito de los paneles I_{sc}	9,46 A
Peso	19,5 kg
Eficiencia	17,11 %

Fuente: elaboración propia.

El número de paneles necesarios para la microrred, como se dijo anteriormente, se determina de la tensión que se quiere lograr (paneles en serie- N_s). Para el caso de la presente microrred, se espera que el sistema fotovoltaico se conecte a un bus de 48 V, en consecuencia, con el panel seleccionado y un convertidor elevador se puede cumplir con lo cometido utilizando un único panel. Sin embargo, teniendo en cuenta la potencia, se deben colocar varios paneles en paralelo (N_p), el número de paneles se calcula a partir de la ecuación 3.

$$N_p = \frac{P_{GEN}}{P_m \cdot N_s} \quad (3)$$

Con lo que el número total de paneles colocados en paralelo es de 2.

Para el sistema de generación eólico se escogió la zona entre Barranquilla y Soledad, Atlántico, ya que, según los históricos de medida de velocidad del viento mensuales y anuales, presenta una velocidad del viento mínima de 5,33 m/s a una altura de 80 m⁴. Se pensaría que debería ser la misma zona que la seleccionada para la ubicación del sistema de generación fotovoltaico, sin embargo, no fue así, porque lo que se desea mostrar es la selección adecuada de los convertidores para sistemas que tengan condiciones adecuadas de generación, tanto eólica como solar.

En razón a que la altura de la torre que va a soportar el aerogenerador no va a ser ubicada a 80 m, se hace necesario encontrar los valores de las velocidades del viento a alturas menores.

Mediante la ley de potencial (ecuación 4) es posible escalar la velocidad del viento en función a la altura de la torre.

4 <https://globalwindatlas.info/es/area/Colombia/Atl%C3%A1ntico>

$$v(h_1) = v(h_2) \cdot \left(\frac{h_1}{h_2}\right)^\alpha \quad (4)$$

Donde:

- $v(h_1)$: velocidad a extrapolar a la altura h_1 ,
- $v(h_2)$: velocidad medida a la altura de referencia h_2 ,
- h_1 : altura a la que se quiere extrapolar la velocidad,
- h_2 : altura de referencia,
- α : constante que depende de diferentes factores climáticos, como temperatura, presión, hora del día, temporada, naturaleza del terreno, etcétera. Para el presente caso se utilizó el promedio mundial, 0,14.

En razón a que el aerogenerador se ubicará a 10 m del suelo, se tiene que la velocidad mínima a esa altura según la ecuación 4 es de 3,98 m/s.

Teniendo en cuenta que la energía diaria que se va a suplir con el aerogenerador es de 1 kWh/día, se hace necesario encontrar una microturbina que con una velocidad de 3,98 m/s pueda suplir la carga. En consecuencia, se seleccionó la turbina Bornay 600⁵, cuyas características se muestran en la tabla 4, y permite obtener la energía requerida a partir de una velocidad de 3,5 m/s, aunque esté por debajo de la potencia nominal que genera.

Tabla 4. Características de la microturbina Bornay 600

Características eléctricas	
Alternador	Trifásico de imanes permanentes
Imanes	Ferrita
Potencia nominal	600 W

5 <https://alternateenergycompany.com/pdf/bornay/Bornay-Windturbine-Brochure.pdf>

Tensión nominal	24 V
RPM	@ 1.000
Velocidad del viento	
Para arranque	3,5 m/s
Para potencia nominal	11 m/s
Para frenado automático	13 m/s
Máxima velocidad del viento	60 m/s

Fuente: elaboración propia.

El sistema de almacenamiento de energía se diseña sobre la base de los parámetros nominales de la batería y de las condiciones de funcionamiento de la microrred.

Los parámetros para tener en cuenta en la batería son los siguientes:

- Capacidad nominal (C_n):* cantidad de carga en Ah que puede proveer una batería a una carga en un número n de h determinado. Habitualmente, se toma a 20 h (C_{20}) o 100 h (C_{100}).
- Profundidad de descarga (PD):* indica en términos porcentuales el cociente entre la carga extraída y la capacidad nominal de la batería.
- Capacidad útil (C_u):* capacidad en Ah disponible o utilizable en términos de la profundidad máxima de descarga permitida ($PD_{máx}$). Viene definida por la siguiente expresión: $C_u = C_n \cdot PD_{máx}$. De tal manera que entre mayor sea la profundidad de descarga permitida, más parecida es la capacidad útil a la capacidad nominal.
- Autonomía (A):* se define como el número máximo de días consecutivos en que la microrred puede soportar la carga, utilizando únicamente el sistema de almacenamiento.

La capacidad del banco de baterías se dimensionará, para la tensión de trabajo del bus DC al cual se conectan los diferentes convertidores provenientes de los sistemas de generación, de manera que provea por lo menos dos días de autonomía al sistema. A partir de los datos anteriores es posible dimensionar el sistema de almacenamiento soportado en baterías:

Lo primero es determinar la capacidad útil (C_U) del grupo de baterías (N_b), ecuación 5. Es necesario garantizar que, para el número de días de autonomía fijado, es posible satisfacer las necesidades diarias de consumo.

$$C_U = \frac{E_T \cdot A}{N_b} (Wh) \quad (5)$$

Usualmente, la capacidad útil se expresa en Ah (ecuación 6), por lo que se debe dividir el valor calculado en la ecuación 5, por la tensión nominal de la instalación (V_n):

$$C_U = \frac{E_T \cdot A}{V_n \cdot N_b} (Ah) \quad (6)$$

A partir de la capacidad útil, se determina la capacidad nominal (C_n) del grupo de baterías en función de la profundidad de descarga máxima permitida ($PD_{m\acute{a}x}$), mediante la ecuación 7:

$$C_n = \frac{E_T \cdot A}{V_n \cdot PD_{m\acute{a}x} \cdot N_b} (Ah) \quad (7)$$

Teniendo en cuenta que E_T es de 2 kWh/día, A igual a 2, que serían los días de autonomía, V_n de 48 V, una $PD_{m\acute{a}x}$ de 75 % (seleccionada para esta aplicación) y en principio una sola batería, se tiene una capacidad nominal del banco de 111 Ah, es decir 5,34 kWh.

La batería seleccionada es una de litio ferro fosfato (LiFePO₄) y referencia PowerBrick PRO+⁶ a 48V y capacidad de 5,38 kWh. Como se aprecia, con una sola batería se cubre la capacidad del banco de baterías. Las especificaciones técnicas se presentan en la tabla 5.

6 https://www.powertechsystems.eu/wp-content/uploads/specs/PowerBrick_PRO+_48V_105Ah_Lithium-Ion_battery.pdf

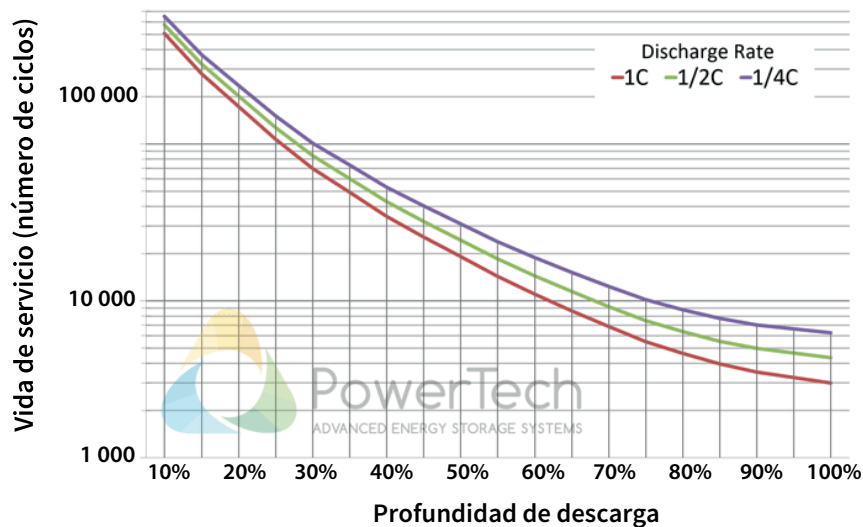
Tabla 5. Características de la batería PowerBrick PRO+

Características eléctricas	
Tensión nominal	51,2 V
Capacidad nominal	105 Ah
Energía almacenada	5,38 kWh
Resistencia interna	$\leq 50 \Omega$
Ciclos	> 3.000 ciclos
Autodescarga	< 3 % por mes
Eficiencia energética	98 %
Carga estándar	
Tensión de carga	57,6V $\pm$ 0,8
Modo de carga	Corriente constante/tensión constante
Corriente de carga continua/ Máxima corriente de carga	50 A/100 A
Descarga estándar	
Corriente pico instantánea de descarga	500 $\pm$ 50 A (máx. 280 ms)
Corriente continua de descarga	120 A (6,14 kW)
Corriente máxima de descarga (<30 s)	200 A (10,24 kW)

Fuente: batería PowerBrick PRO+.

Las baterías de LiFePO_4 se caracterizan por permitir una mayor cantidad de ciclos de carga/descarga, comparadas con baterías de plomo ácido, razón por la cual esta tecnología se emplea en sistemas estacionarios de almacenamiento de energía (autoconsumo, sistemas aislados, UPS, etcétera) y para aplicaciones que requieren una larga vida útil. La figura 25 ilustra el número estimado de ciclos promedio para baterías de LiFePO_4 , de acuerdo con la potencia de descarga y los porcentajes de descarga PD . Las condiciones de prueba se realizaron a una temperatura de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, carga y potencia de descarga constante.

Figura 25. Número de ciclos vs. profundidad de descarga de la batería



Fuente: referencia LiFePO_4 de Power Tech.

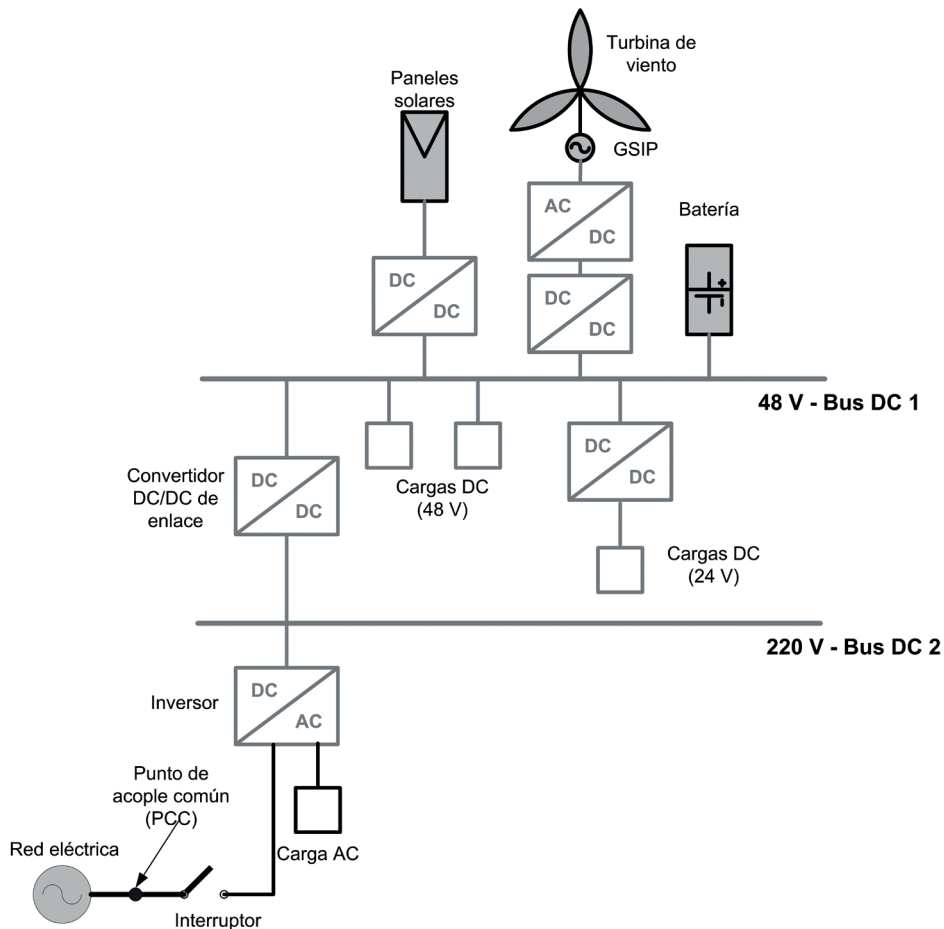
Es de resaltar en la figura 25 que para una profundidad de descarga máxima del 75 % se proyecta una vida de servicio cercana a los 6.000 ciclos.

Selección de la topología de la microrred DC domiciliaria

El siguiente paso en la metodología de diseño de la microrred es establecer la topología. Para este caso de la microrred DC domiciliaria, se ha seleccionado una topología bipolar que contempla la utilización de 2 buses DC de 48 V y 220 V [80]. El primer bus a 48 V obedece al hecho de que los diferentes

sistemas de generación, así como el sistema de almacenamiento, operan o se interconectan a este nivel; el segundo bus a 220 V obedece a que en este nivel es posible colocar un inversor de puente completo monofásico que presenta una salida aislada de $120\text{ V}_{\text{RMS}}$ a 60 Hz y que permita la interconexión con la red eléctrica. Adicionalmente, se plantea la utilización de un convertidor que parta del bus de 48 V y genere una salida regulada a 24 V, con el fin de colocar cargas que operen a dicho nivel de tensión. El esquema de la microrred DC domiciliar se presenta en la figura 26.

Figura 26. Esquema de microrred DC domiciliar propuesta



Fuente: elaboración propia.

Con la topología de la microrred DC domiciliaria seleccionada, así como los equipos de generación y las baterías, para una carga en particular, se procede a diseñar y simular la operación de los diferentes convertidores que actúan en la presente microrred.

Diseño y simulación de convertidores para la microrred DC domiciliaria

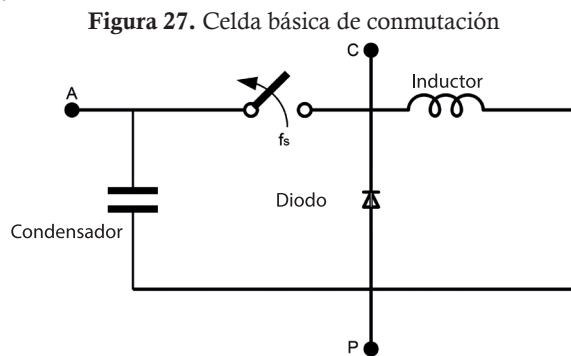
Según la topología propuesta en la figura 26, se hace necesario la utilización de cuatro convertidores DC/DC, un convertidor AC/DC y un inversor. Los convertidores DC/DC se utilizan en el sistema de generación fotovoltaico (convertidor elevador unidireccional), segunda etapa de conversión del generador eólico (convertidor elevador unidireccional), cargas DC a 24 V (convertidor reductor unidireccional) y el convertidor de enlace entre los buses DC (convertidor de medio puente bidireccional). El convertidor AC/DC se utiliza en la primera etapa de conversión del sistema eólico (rectificador no controlado) y el inversor como interfaz de conexión con la red eléctrica en el modo interconectado a red y para alimentar las cargas AC en el modo aislado.

Debido a que los convertidores son circuitos no lineales, estos deben ser linealizados con el fin de aplicar diferentes técnicas de control lineal. En la literatura existen dos técnicas lineales que se destacan para linealizar este tipo de circuitos. El promediado de estados, el cual se soporta en la representación de los estados topológicos del convertidor en el espacio de estado, el promedio en términos de la duración de cada estado y finalmente, la obtención de las funciones de transferencia [81]. Presenta el gran inconveniente de no aportar un modelo adecuado cuando se trabaja en modo de conducción discontinua y, adicionalmente, no modela ciertos fenómenos de inestabilidad en controles en modo corriente, generalmente de corriente pico. La segunda técnica se soporta en el modelo del conmutador PWM, y se orienta a la linealización de los interruptores, bajo ciertas condiciones y la incorporación de perturbaciones en pequeña señal con el fin de obtener las funciones de transferencia [82]. A continuación, se expone el modelado del conmutador PWM para modo de conducción continua y discontinua.

a. Modelado del conmutador PWM en conducción continua (MCC)

El método se soporta en el remplazo de los dispositivos no lineales (para este caso interruptores electrónicos) por un modelo lineal denominado “Modelo del Conmutador PWM”, en aras de obtener una representación lineal del circuito.

En distintos tipos de convertidores se puede visualizar la utilización de un interruptor activo, generalmente un transistor, y uno pasivo caracterizado por un diodo, que conecta un condensador con un inductor, como se aprecia en la figura 27.

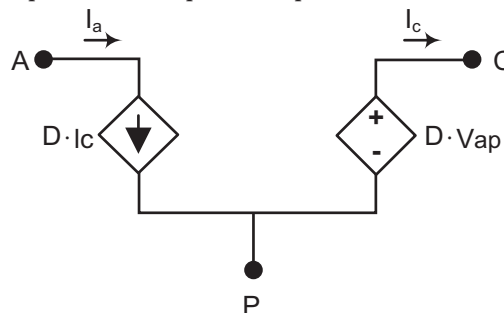


Fuente: elaboración propia.

El objetivo del método está en sustituir el conmutador PWM conectado entre las terminales A (terminal activa), P (terminal pasiva) y C (terminal común) por un circuito lineal equivalente, de manera que no queden elementos no lineales en el convertidor [83].

El circuito establecido para el punto de operación y el circuito que representa el comportamiento en pequeña señal del conmutador PWM en MCC se presenta en la figura 28 y en la figura 29, respectivamente.

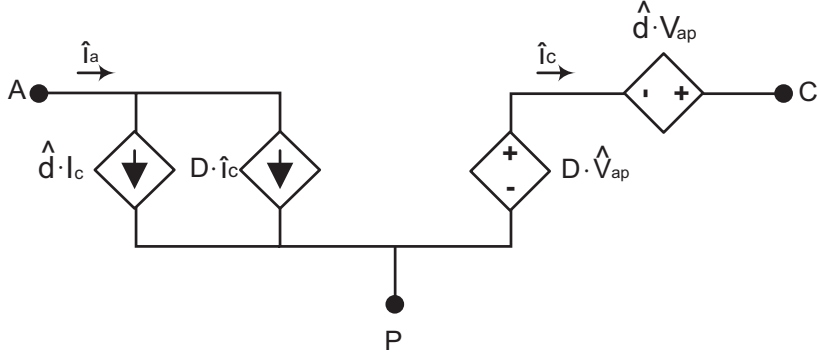
Figura 28. Modelo equivalente en el punto de operación del conmutador PWM en MCC



Fuente: elaboración propia.

Donde $V_{cp} = D \cdot V_{ap}$ e $I_a = D \cdot I_c$, siendo D el ciclo de trabajo en gran señal.

Figura 29. Circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en MCC



Fuente: elaboración propia.

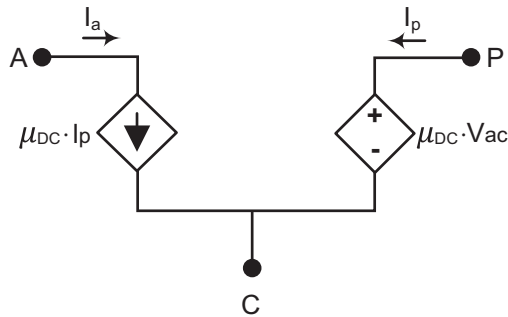
Los términos en pequeña señal se representan en minúsculas y con “^” en la parte superior.

b. Modelado del conmutador PWM en conducción discontinua (MCD)

El análisis parte del hecho de que se puede demostrar que si la corriente instantánea por la terminal C se llega a anular, las variables promediadas del conmutador PWM para el punto de operación tienen la expresión que se presenta en la ecuación 8 sobre la base del circuito equivalente que se muestra en la figura 30 [84].

$$V_{cp} = \mu_{DC} \cdot V_{ac}, V_a = \mu_{DC} \cdot I_p, \quad \mu_{DC} = \frac{D^2 \cdot V_{ac}}{2 \cdot L \cdot f_s \cdot I_p} \quad (8)$$

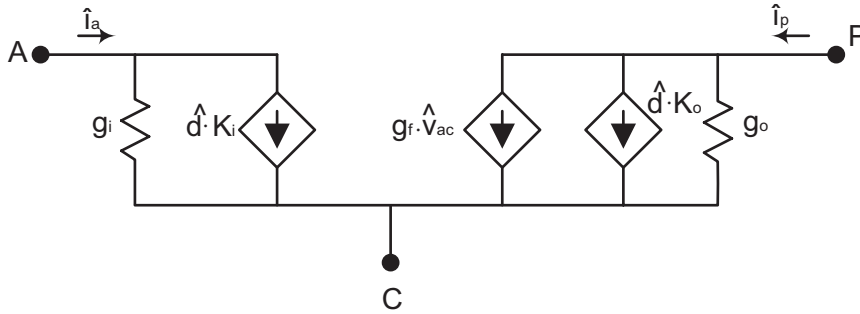
Figura 30. Modelo equivalente en el punto de operación del conmutador PWM en MCD



Fuente: elaboración propia.

El circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en MCD [85] es el presentado en la figura 31.

Figura 31. Circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en MCD



Fuente: elaboración propia.

Donde $g_i = I_a / V_{ac}$, $g_o = I_p / V_{cp}$, $g_f = 2 \cdot I_p / V_{ac}$, $K_i = 2 \cdot I_a / D$ y $K_o = 2 \cdot I_p / D$

Es de resaltar que los modelos obtenidos por esta técnica solo son válidos hasta la mitad de la frecuencia de conmutación.

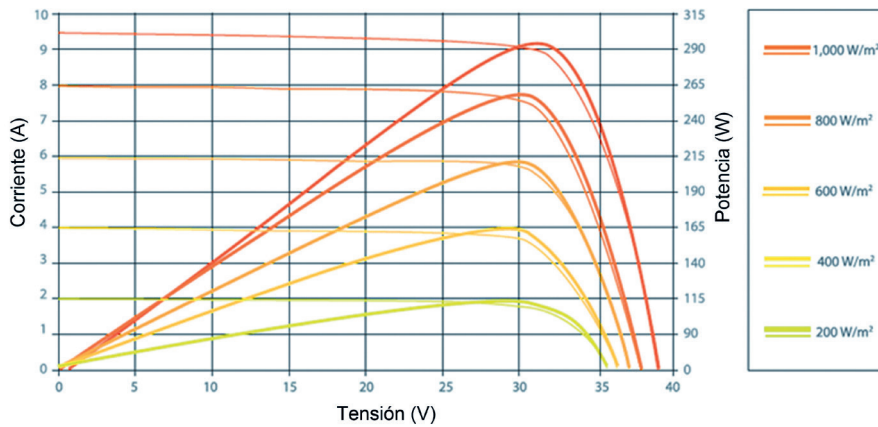
Convertidor para el sistema de generación fotovoltaico

El generador fotovoltaico está compuesto por dos paneles en paralelo que generan una potencia pico de 560 Wp y presenta las características detalladas en la tabla 3. En la microrred DC domiciliaria dicho generador debe operar en modo interconectado a red, y su objetivo es entregar toda la potencia generada por el sistema fotovoltaico, ya sea para cargar la batería y/o para inyectarla a la red. En el modo isla, de acuerdo con el sistema de gestión, se debe ajustar de forma automática la referencia de potencia entregada, en función de la carga que se está alimentado o las baterías que se deban cargar (cumplir con el balance de potencia).

La curva característica del panel que se va a trabajar se muestra en la figura 32. Para el diseño del convertidor DC/DC, se desea que este maneje una tensión de entrada variable entre 10 V y 36 V. Según lo que se puede observar en la curva V-I del panel, la tensión de salida se encuentra fija a 48 V, valor del bus DC 1. En consecuencia, el convertidor que se va a diseñar es un convertidor elevador con un algoritmo de localización del punto de máxima

potencia (MPPT) [86]. Dicho algoritmo se hace necesario para la operación en red, mientras que para la operación en isla se debe poder ajustar la referencia con el fin de salir del punto de máxima potencia, según lo establezca el sistema de gestión.

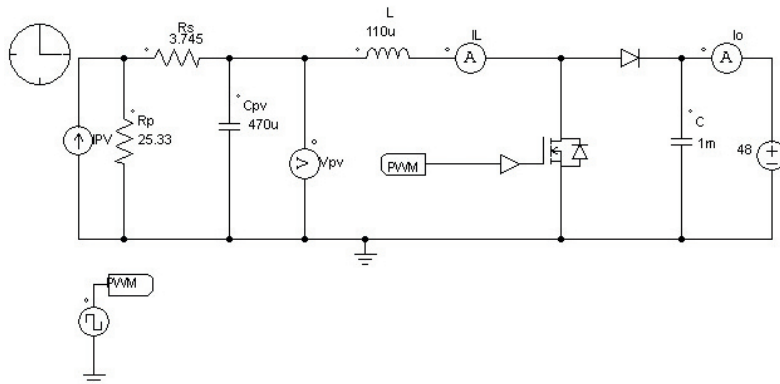
Figura 32. Característica V-I.



Fuente: panel ZXP6-LD60 de Znshine Solar.

El convertidor seleccionado para hacer la conexión de los paneles al bus DC de 48 V es un convertidor elevador (figura 33), el cual se simula en el *software* PSIM. El diseño del convertidor parte del cálculo de los elementos pasivos (condensador de entrada y salida, y bobina). Estos se calculan teniendo en cuenta una frecuencia de conmutación (f_s) en particular, para este caso 20 kHz.

Figura 33. Convertidor elevador PSIM



Fuente: elaboración propia.

Utilizando las ecuaciones de diseño, para el peor caso se tienen los valores presentados en las ecuaciones 9, 10, 11 [87].

$$L_{min} = \frac{D \cdot (1 - D)^2 \cdot R}{2 \cdot f_s} \quad (9)$$

$$C_{min} = \frac{D}{R \cdot f_s \cdot \left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)} \quad (10)$$

$$C_{pvmin} = \frac{D}{8 \cdot L \cdot f_s^2 \cdot \left(\frac{\Delta V_{pv}}{V_{pv}}\right)} \quad (11)$$

El inductor se calcula para el peor caso, es decir, cuando se tiene la tensión de entrada máxima (36 V) y la menor carga 25,6 Ω , con lo que se obtienen 90 μ H, y ajustando un 20 % más de margen; con el fin de que no se entre en modo discontinuo, el inductor seleccionado fue de 110 μ H.

Al igual que para el inductor, el condensador de entrada y salida se calculan para la peor condición. Para el condensador de entrada, la peor condición es cuando se tiene la tensión más baja (10 V) y se ajusta un rizado del 0,5 %, con lo que el valor del condensador C_{pv} es igual a 449,43 μ F y se aproxima al valor comercial siguiente de 470 μ F. En cuanto al condensador de salida, la peor condición se tiene con la máxima tensión de entrada (10 V) y la carga que más demanda potencia (4,115 Ω) para un 1 % de rizado; bajo estas características, el condensador calculado es de 961,11 μ F y se aproxima a 1 mF.

Como se aprecia en la figura 33, inicialmente se ha modelado el panel como una fuente de corriente con una resistencia en paralelo R_p y una resistencia en serie R_s , cuyos valores se pueden calcular a partir de las ecuaciones 12 y 13, teniendo en cuenta los valores de la tabla 3.

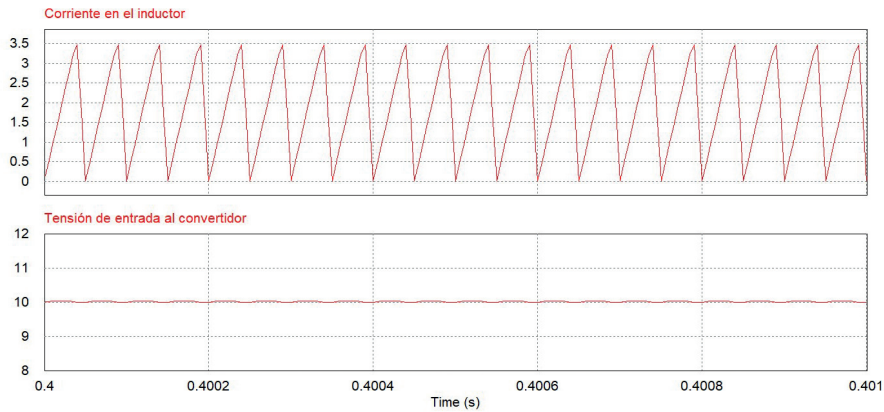
$$R_s = \frac{V_{OC} - V_{PMP}}{I_{PMP}} \quad (12)$$

$$R_S + R_P = \frac{V_{PMP}}{I_{SC} - I_{PMP}} \quad (13)$$

Los valores de R_S y R_P son $3,745 \, \Omega$ y $25,33 \, \Omega$, respectivamente.

Simulando el circuito de la figura 33 en PSIM se aprecia que el sistema opera adecuadamente. En la figura 34 se muestra que, para la potencia más baja, la corriente en el inductor no ingresa a modo de conducción discontinua y el rizado de la tensión de entrada nunca es superior a 0,5 %.

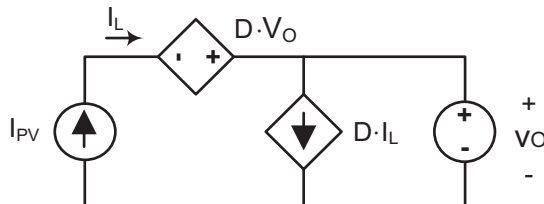
Figura 34. Simulación PSIM. Corriente en el inductor (arriba). Tensión de entrada al convertidor (abajo)



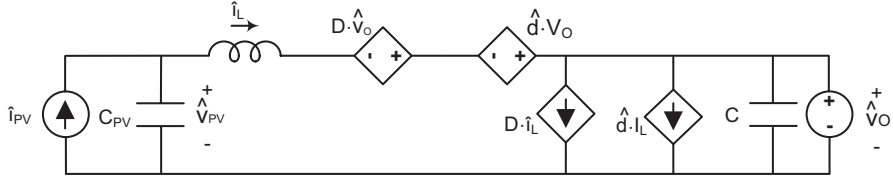
Fuente: elaboración propia.

Aplicando el modelo del conmutador PWM al convertidor elevador en MCC, se obtiene el modelo de gran señal alrededor del punto de operación que se presenta en la figura 35. El modelo para pequeña señal del convertidor reductor se presenta en la figura 36.

Figura 35. Modelo equivalente de gran señal del convertidor elevador



Fuente: elaboración propia.

Figura 36. Modelo equivalente de pequeña señal del convertidor elevador


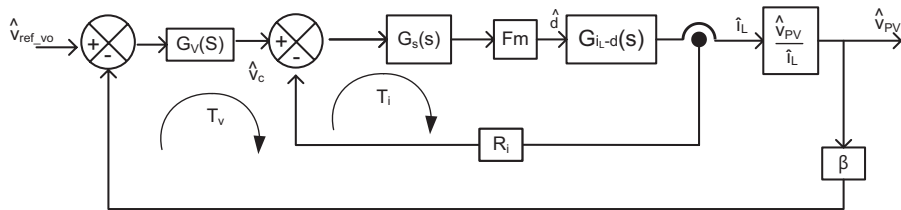
Fuente: elaboración propia.

Con el modelo en pequeña señal se obtienen las funciones de transferencia de interés; para este caso, la tensión de entrada versus el ciclo de trabajo ecuación 14 y corriente en el inductor versus ciclo de trabajo ecuación 15.

$$G_{vpv-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{PV}}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_o = \hat{i}_{pv} = 0} = \frac{-V_o}{C_{PV} \cdot s + 1} \quad (14)$$

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_o = \hat{i}_{pv} = 0} = \frac{V_o \cdot C_{PV} \cdot s}{L \cdot C_{PV} \cdot s^2 + 1} \quad (15)$$

El control que se seleccionó para esta aplicación fue un control de corriente media (ACC) [88], que se caracteriza por tener dos lazos de control, uno interno de corriente (T_i) y el otro externo de la tensión de entrada (T_v). El diagrama de bloques se muestra en la figura 37.

Figura 37. Diagrama de bloques control ACC para el convertidor elevador


Fuente: elaboración propia.

Siendo R_i la ganancia del sensor de corriente, β la ganancia del sensor de tensión y $F_m = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

En términos generales hay que implementar 2 controladores, uno en el lazo de corriente ($G_s(s)$), el cual se diseña para operar con un ancho de banda entre una quinta a una décima parte de la frecuencia de conmutación. Por otro lado está el controlador de tensión ($G_v(s)$), el cual se diseña a una quinta a décima parte del ancho de banda del lazo de corriente. Los 2 controladores se diseñan para tener un margen de fase superior a 50° [83].

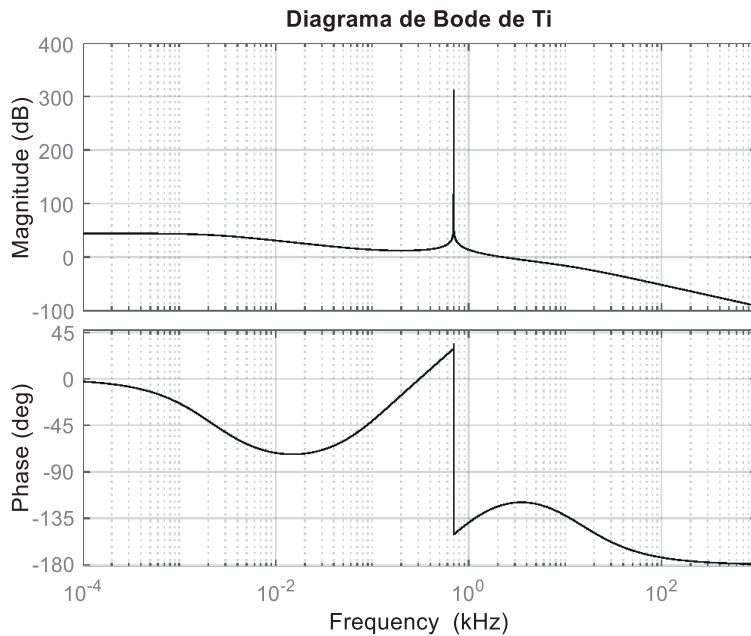
El diseño del lazo de control sigue la metodología establecida en [63] y [83], lo que genera los controladores de corriente y de tensión de las ecuaciones 16 y 17, respectivamente.

$$G_s(s) = \frac{7.205 \cdot (1 + 0,0002 \cdot s) \cdot (1 + 0,0014 \cdot s)}{s \cdot (1 + 0,071 \cdot s) \cdot (1 + 0,000012 \cdot s)} \quad (16)$$

$$G_v(s) = -1,0683 \cdot \frac{(34,69 + s)}{s} \quad (17)$$

Para el controlador de corriente se tiene que, para Ti , el ancho de banda es de 2,22 kHz, margen de fase de $57,1^\circ$ y margen de ganancia infinito. El diagrama de Bode se muestra en la figura 38.

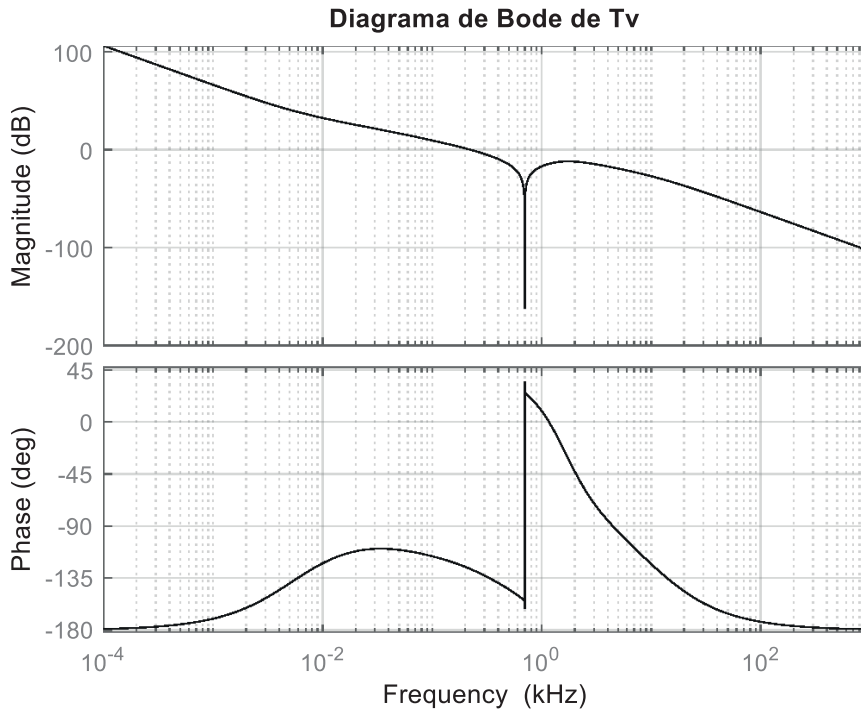
Figura 38. Diagrama de Bode de Ti para el convertidor elevador



Fuente: elaboración propia.

Para el controlador de tensión se tiene que, para T_v , el ancho de banda es de 221 Hz, margen de fase de $53,1^\circ$ y margen de ganancia 100 dB. El diagrama de Bode se muestra en la figura 39.

Figura 39. Diagrama de Bode de T_v para el convertidor elevador



Fuente: elaboración propia.

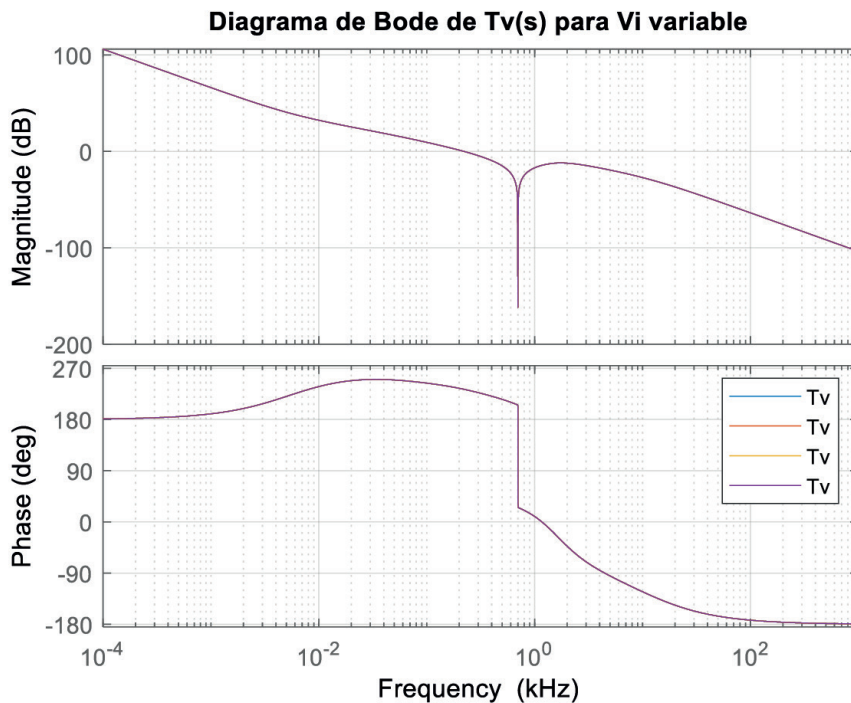
Con el objetivo de validar la estabilidad del sistema completo se hará un barrido paramétrico con respecto a variaciones de la tensión de entrada (entre 10 V y 40 V) y se grafica el Bode de T_v (figura 40).

En el Bode anterior (figura 39) se puede apreciar que el margen de fase, el margen de ganancia y el ancho de banda apenas se afectan ante las variaciones de tensión de entrada.

El siguiente paso en el diseño consiste en establecer el funcionamiento del convertidor en los dos modos de operación (red e isla). Como se dijo al principio de esta sección, el objetivo del convertidor en modo red es cargar la batería y alimentar la carga. En caso de presentarse exceso de energía,

esta se debe inyectar a la red eléctrica, por lo que es necesario implementar un algoritmo que permita extraer la máxima potencia disponible del arreglo de paneles fotovoltaicos, en la literatura es posible encontrar diversos algoritmos para dicho propósito, sin embargo, el perturbar y observar (P&O) y conductancia incremental (IC por sus siglas en inglés) son los más usados, por su simplicidad y efectividad [89].

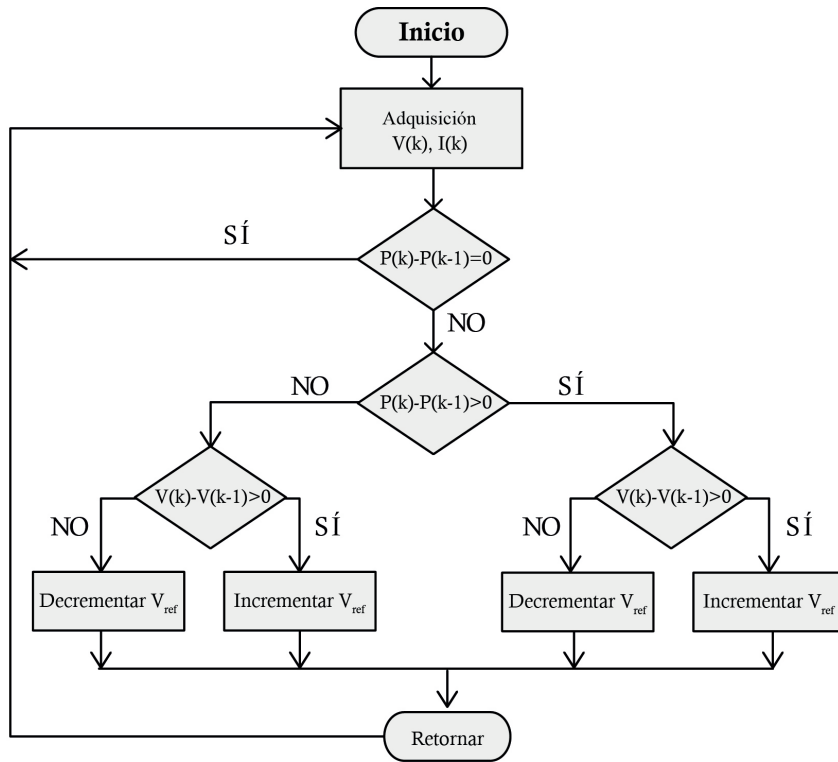
Figura 40. Diagrama de Bode de T_v para variaciones de V_i



Fuente: elaboración propia.

El algoritmo P&O se basa en la perturbación periódica de la tensión a la salida del panel y la comparación de la potencia de salida actual con la del estado anterior. La frecuencia de operación del algoritmo de localización de máxima potencia (MPPT) se fijó a 50 Hz, frecuencia que se encuentra por debajo del ancho de banda del lazo de tensión de entrada. El diagrama de flujo del algoritmo MPPT se muestra en la figura 41.

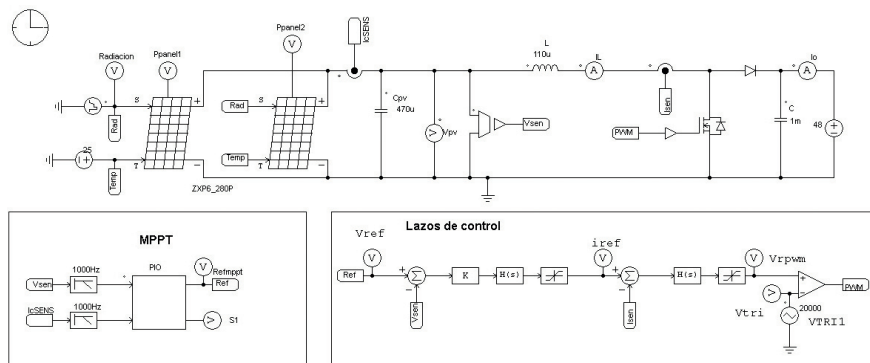
Figura 41. Algoritmo MPPT P&O



Fuente: elaboración propia.

A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 42).

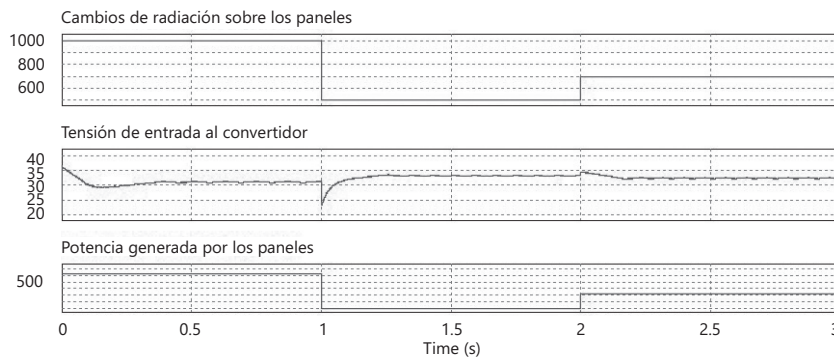
Figura 42. Diagrama de simulación del convertidor elevador en PSIM



Fuente: elaboración propia.

En la simulación se implementó el circuito convertidor elevador, junto con los lazos de control y el MPPT P&O. También se programaron los paneles seleccionados, se dispusieron 2 en paralelo y sobre ellos se realizaron variaciones de radiación (1.000 W/m^2 , 500 W/m^2 y 700 W/m^2). Las principales formas de onda del convertidor elevador se muestran en la figura 43.

Figura 43. Simulación PSIM. Cambios de radiación sobre los paneles (arriba). Tensión de entrada al convertidor elevador (centro). Potencia generada por los paneles (abajo)



Fuente: elaboración propia.

En la simulación anterior se puede apreciar que, aunque se dan cambios fuertes en los niveles de radiación, el sistema se ajusta para encontrar el punto de máxima potencia, el cual se da cercano a los 31 V, lo que permite en todo momento inyectar la máxima potencia disponible en los generadores.

Por otra parte, el convertidor elevador en el modo isla junto a sus lazos de control de corriente y tensión, no se modifican; sin embargo, el MPPT deja de operar y una referencia de potencia impuesta por el algoritmo de gestión de la microrred DC indica cuánta potencia debe suministrar el generador fotovoltaico, esto se hace modificando la referencia de tensión de entrada, la cual está ligada con la potencia entregada por el grupo de paneles. Es de resaltar que la máxima potencia disponible entregada por el generador fotovoltaico es de 560 Wp y se presenta en el punto de máxima potencia.

Convertidor para el sistema de generación eólico

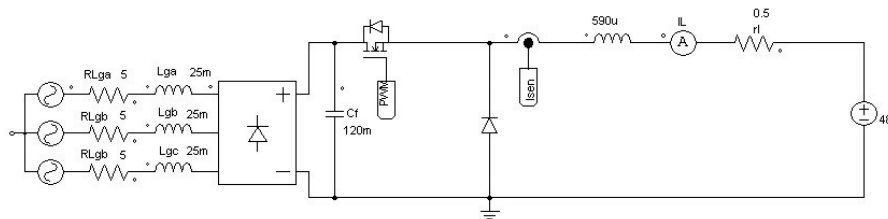
Dentro del amplio espectro de fabricantes de aerogeneradores de baja potencia (Bornay, Air-X, Whisper, entre otros) se ofrecen sistemas que tienen

incluidos reguladores con MPPT, selección externa de referencia y adicionalmente ofrecen diferentes salidas de tensión en DC (12, 24 y 48 V). Este es el caso de la referencia seleccionada Bornay 600. Este aerogenerador tiene como característica que puede ser puesto directamente en un sistema aislado o interconectado. Sin embargo, y teniendo en cuenta que el propósito del presente proyecto es desarrollar los convertidores electrónicos que operan en un sistema eólico, se partirá de asumir algunos valores con el fin de simplificar la presentación de este.

Se partirá de las características presentadas por el fabricante de la turbina, en el que para una velocidad de 4 m/s en el punto de máxima potencia se pueden extraer casi 100 W a una tensión línea-línea de $56,5 \text{ V}_{\text{RMS}}$ proveniente del generador sincrónico de imanes permanentes (GSIP) y para 12 m/s en el punto de máxima potencia se pueden extraer 600 W para una tensión de $228 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

Sobre esta base, es posible establecer la topología que se debe emplear. Para este caso, se utilizará un rectificador trifásico no controlado para rectificar la señal proveniente del GSIP, el cual se simulará por simplicidad como un generador trifásico en Y. A la salida del GSIP, se pondrá un convertidor reductor operando en MCC. La razón de poner el típico convertidor reductor es porque el sistema se conectará al bus de 48 V y no a la red eléctrica. En la figura 44 se muestra el esquema implementado en PSIM.

Figura 44. Diagrama circuital del sistema de generación eólico implementado en PSIM



Fuente: elaboración propia.

Para el cálculo del inductor y del condensador se tomará como base lo expuesto en [87]. El condensador se calcula con la ecuación 18, mientras que el inductor se calcula con la ecuación 19.

$$C_f = \frac{V_m}{6 \cdot f_{red} \cdot R_{ROC} \cdot \Delta V_{IN}} \quad (18)$$

$$L_{min} = \frac{(1 - D) \cdot R}{2 \cdot f_s} \quad (19)$$

Para el cálculo del condensador se tiene que el peor caso ocurre cuando V_m y f_{red} representan los valores menores con los que se puede operar (80 V_p y 15,06 Hz, respectivamente), R_{ROC} extrae la máxima potencia para dicho nivel de tensión (9,7 Ω) y se presenta un rizado de 0,8 V. En consecuencia, el valor del condensador es de 120 mF.

Partiendo del hecho que la tensión DC a la salida del rectificador se calcula como $1,35 \cdot V_{RMSL-L}$, se tiene que la entrada del reductor varía entre 76 V y 308 V y opera a una frecuencia de 20 kHz. La peor condición se da para el ciclo útil más bajo y la carga que demanda menos potencia, en consecuencia, se tiene una inductancia mínima de 489 μH y se selecciona una de 590 μH.

En cuanto a la estructura de control que se va a implementar, se desarrollará un control para un sistema con velocidad variable y *pitch fijo*. Desde este punto de vista hay dos opciones para abordar dicho objetivo, la primera es realizar un control de par y la segunda, un control de velocidad. El control de par se realiza de manera directa a través de un lazo de corriente en el convertidor DC, mientras que el de velocidad requiere un lazo adicional que controle la velocidad e imponga la referencia al lazo de corriente [90], [91].

En el presente trabajo se calculará el controlador del lazo de corriente de la bobina de convertidor reductor y se validará en PSIM. La referencia de dicho lazo será impuesta por un algoritmo MPPT en el caso en que el sistema se encuentre en modo red, o será impuesta por el algoritmo de gestión de la microrred DC, cuando el sistema opere en modo isla.

El algoritmo MPPT [92], [93] que impone la referencia al lazo de control, es el algoritmo perturbar y observar, conserva el mismo espíritu que el utilizado en el apartado anterior en relación con los sistemas fotovoltaicos, aunque adaptado a las variables propias de los sistemas eólicos.

Lo primero que se debe establecer es que la potencia de salida del generador viene dada por la ecuación 20.

$$P_{GEN} = T_e \cdot \omega - R_{Lga} \cdot I_g^2 \quad (20)$$

$$T_e = \frac{3 \cdot K_{fem} \cdot I_g}{\sqrt{2}} \quad (21)$$

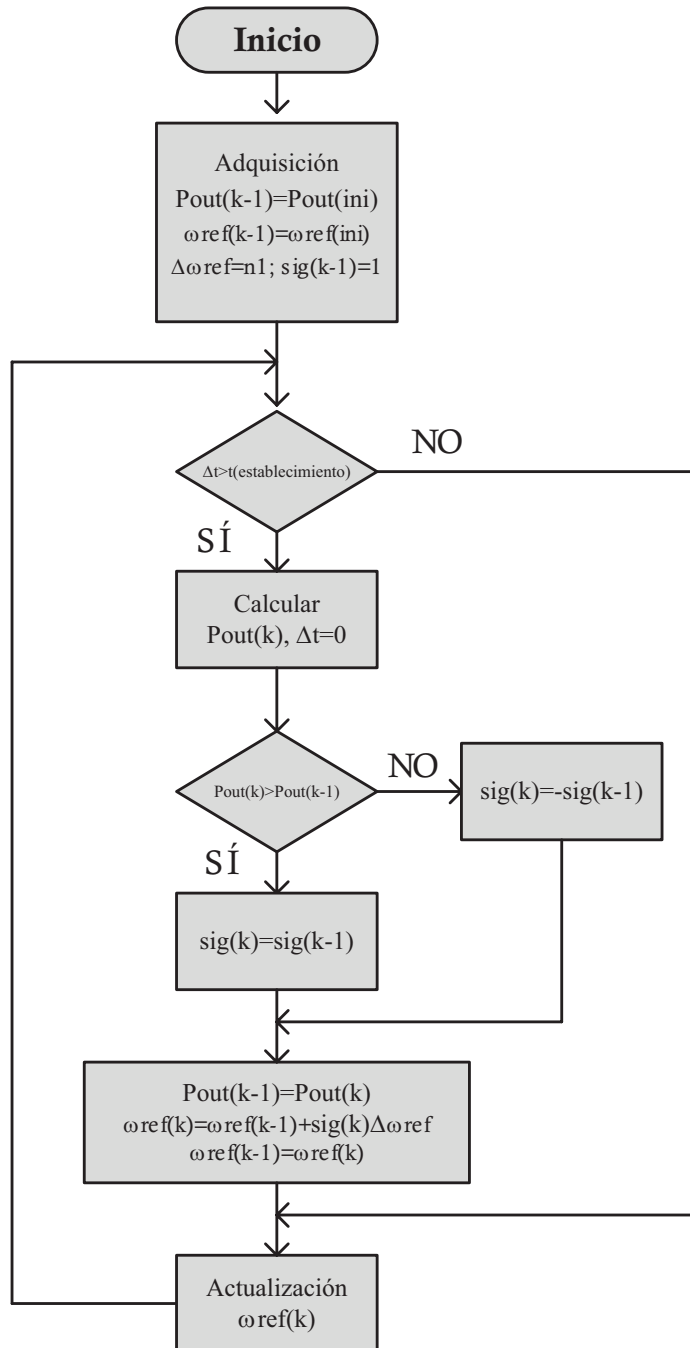
De donde R_{Lga} es la resistencia de la fase a del GSIP y K_{fem} es la constante de fuerza electromotriz. Como se puede apreciar de las ecuaciones anteriores, el par eléctrico (T_e) está relacionado de forma directa con la corriente del generador (I_g), mientras que la potencia de salida del generador (P_{GEN}) depende de su velocidad (ω) y de la corriente del generador. Sobre la base de estas relaciones, y teniendo en cuenta que las variables de entrada al MPPT son la potencia de salida del generador, la velocidad de la máquina o el par eléctrico, es posible implementar el algoritmo del punto de máxima potencia, sobre la idea de que existe un modelo dinámico que permite predecir la velocidad de rotación que hace máxima la potencia de salida. Igualmente, se hace necesario medir o estimar la velocidad de rotación. El diagrama de flujo de algoritmo MPPT P&O se muestra en la figura 45.

En el algoritmo presentado en la figura 45 se hace necesario conocer la medida de tiempo para la cual el sistema se estabiliza, con el fin de poder fijar el tiempo en el que se actualizan las variables. De igual forma se debe conocer la ganancia del sistema en lazo abierto, con el fin de cuantificar el tamaño de la perturbación que se va a realizar.

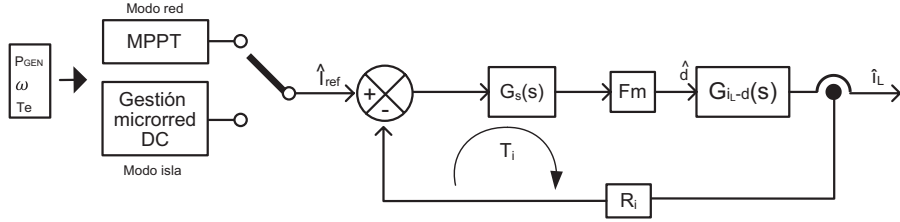
La estructura de control de par basada en la referencia impuesta por el MPPT en el modo red y por el sistema de gestión en el modo isla se muestra en el diagrama de bloques de la figura 46.

Siendo Ri la ganancia del sensor de corriente, $G_s(s)$ el controlador de corriente y $Fm = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

Figura 45. Algoritmo MPPT P&O para sistemas eólicos

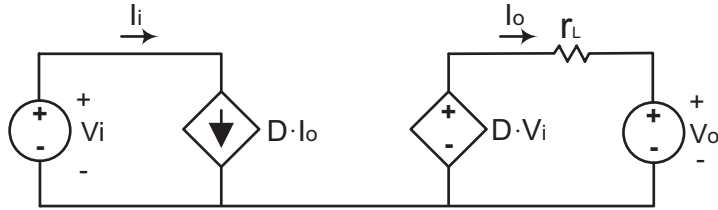


Fuente: elaboración propia.

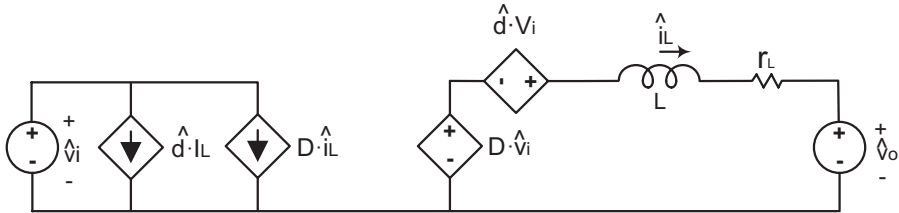
Figura 46. Diagrama de bloques del control de par del sistema de generación eólico


Fuente: elaboración propia.

La función de transferencia $G_{iL-d}(s)$ puede ser obtenida a través del modelo del conmutador aplicado al circuito reductor, con el fin de obtener el modelo en gran y pequeña señal que se muestra en la figura 47 y figura 48, respectivamente.

Figura 47. Modelo en gran señal del convertidor reductor para el sistema eólico


Fuente: elaboración propia.

Figura 48. Modelo en pequeña señal del convertidor reductor para el sistema eólico


Fuente: elaboración propia.

A continuación se presenta la función de transferencia $G_{iL-d}(s)$ en la ecuación 22.

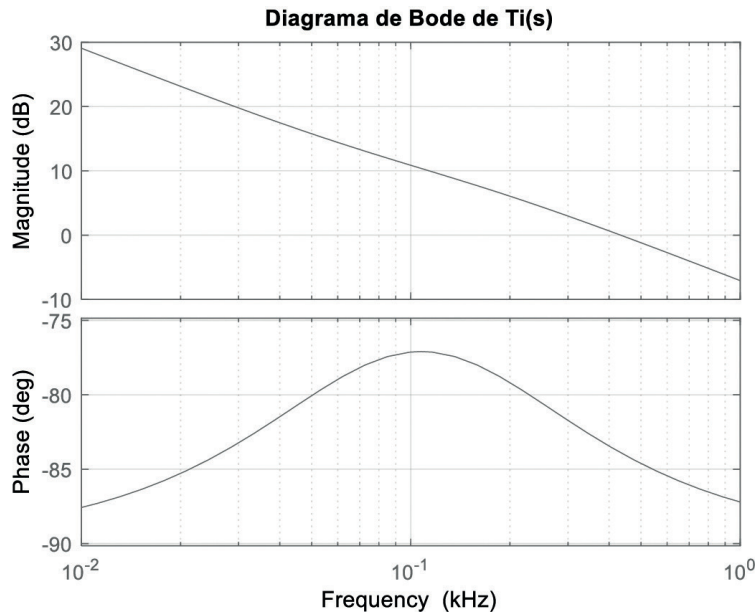
$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_o = \hat{v}_i = 0} = \frac{V_i}{r_L + s \cdot L} \quad (22)$$

El diseño del lazo de control se desarrolla en *sisotool* de Matlab, siguiendo los criterios desarrollados en los controladores precedentes en otras secciones. El controlador se presenta en la ecuación 23.

$$G_s(s) = \frac{0,0053621 \cdot (538 + s)}{s} \quad (23)$$

Para el controlador de corriente se tiene que, para T_i , el ancho de banda es de 434 Hz, margen de fase de $96,1^\circ$ y margen de ganancia infinito. El diagrama de Bode se muestra en la figura 49.

Figura 49. Diagrama de Bode de T_i para el convertidor reductor

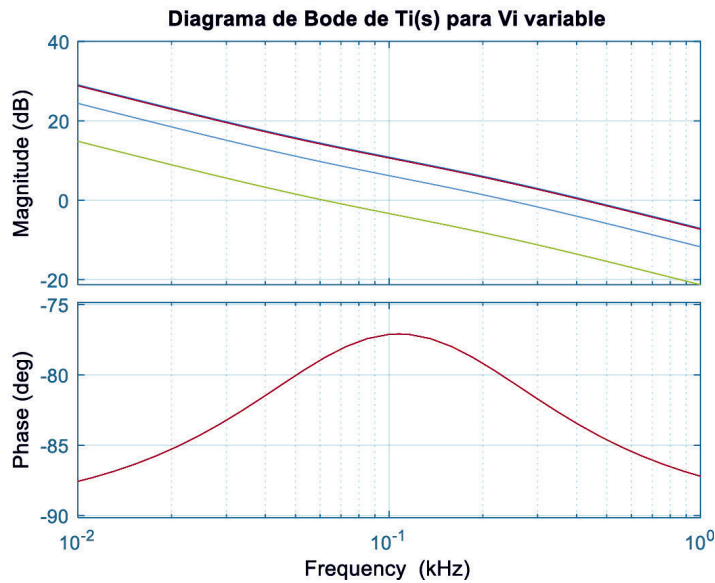


Fuente: elaboración propia.

Con el objetivo de validar la estabilidad del sistema se hará un barrido paramétrico con respecto a variaciones de la tensión de entrada (entre 60 V y 300 V) y se graficará el Bode de T_i (figura 50).

En dicho Bode se puede apreciar que para bajas tensiones el ancho de banda se encuentra cercano a los 70 Hz y a medida que la tensión de entrada aumenta, el ancho de banda también lo hace; el margen de fase también varía, pero permanece por encima de los 50° , lo que lo hace estable para todo el rango de variación de la tensión.

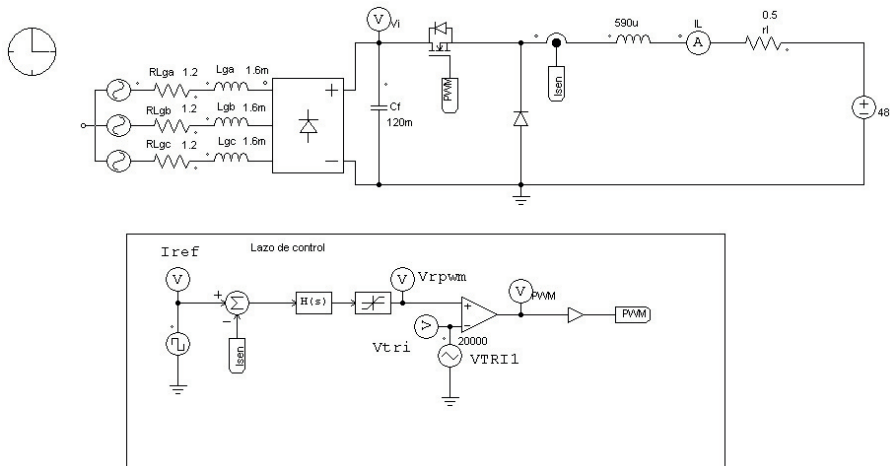
Figura 50. Diagrama de Bode de T_i para variaciones de V_i



Fuente: elaboración propia.

A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 51).

Figura 51. Diagrama de simulación del convertidor reductor en PSIM

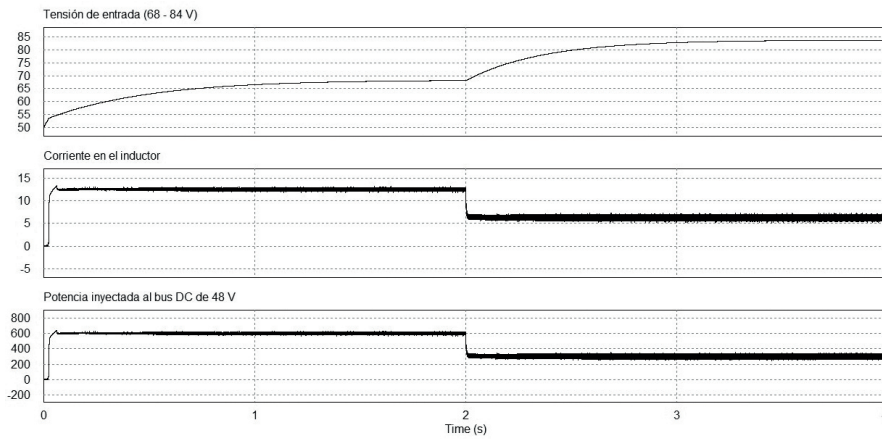


Fuente: elaboración propia.

En la simulación se implementó el circuito rectificador no controlado en cascada con el convertidor reductor y el respectivo lazo de control, el circuito de

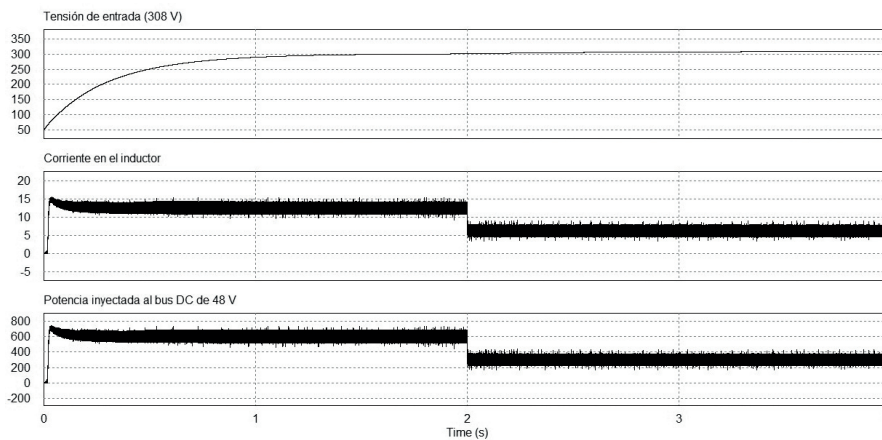
potencia se alimenta de un generador trifásico con una resistencia e inductancia en serie, que representa el GSIP. Las principales formas de onda del convertidor elevador se muestran en las figuras 52 y 53.

Figura 52. Simulación PSIM 1. Tensión de entrada 68 V y 84 V (arriba). Corriente en el inductor (centro). Potencia inyectada al bus DC de 48 V (abajo). Variación del 100 % al 50 % de la corriente de referencia



Fuente: elaboración propia.

Figura 53. Simulación PSIM 2. Tensión de entrada 308 V (arriba). Corriente en el inductor (centro). Potencia inyectada al bus DC de 48 V (abajo). Variación del 100 % al 50 % de la corriente de referencia



Fuente: elaboración propia.

En la simulación anterior se puede apreciar que para 2 tensiones de entrada diferentes dentro del rango de operación de la turbina y escalones en la referencia de corriente entre el 100 % y el 50 % (600 W y 300 W de potencia inyectada), el sistema de control inyecta sin problema la potencia impuesta.

Convertidor para carga DC a 24 V

El convertidor para la carga DC de 24 V se alimenta del bus DC de 48 V. Maneja una potencia de 349 W, teniendo en cuenta la sumatoria de cargas colocadas todas al mismo tiempo, para este nivel de tensión. Si se maneja una eficiencia del convertidor de 0,94, la potencia para la que se debe diseñar es de 375 W, aproximadamente.

El convertidor por desarrollar es un convertidor reductor. Al igual que en los anteriores, el diseño parte del cálculo de los elementos pasivos (condensador y bobina); estos se calculan teniendo en cuenta una frecuencia de conmutación (f_s) en particular, para este caso 20 kHz. Utilizando las ecuaciones de diseño, para el peor caso se tienen los valores presentados en las ecuaciones 24 y 25 [87].

$$L_{min} = \frac{(1 - D) \cdot R}{2 \cdot f_s} \quad (24)$$

$$C_{min} = \frac{(1 - D)}{8 \cdot L \cdot f_s^2 \cdot \left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)} \quad (25)$$

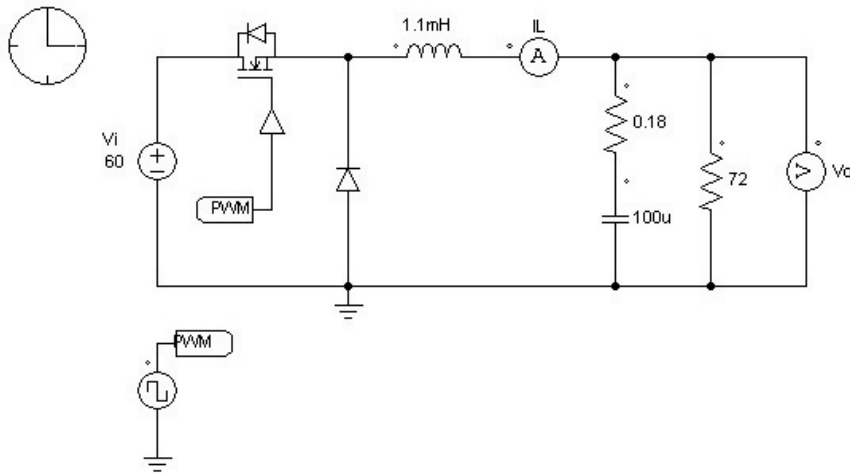
El inductor se calcula para la peor condición que es cuando se tiene una carga que demanda poca potencia (8 W) y la mayor tensión de entrada (60 V), con lo que se tiene un $D = 0,4$, y por ende una inductancia de 1,08 mH, la cual se selecciona de 1,1 mH.

Para el cálculo inicial del condensador se toma el valor de la tensión de entrada mayor (60 V), un ciclo útil de 0,4 y un rizado de 0,5 %, con lo que se obtiene un valor de 34,1 μ F y se aproxima al valor comercial superior más cercano. Se debe tener en cuenta que si la resistencia serie equivalente (ESR por sus siglas en inglés) del condensador es muy grande, el rizado aumentará y se tendrá que seleccionar un condensador de mayor capacidad, es decir,

se debe tener en cuenta la corriente RMS que lo atraviesa, con el fin de que, para el valor de ESR, la caída en tensión no sea significativa. En consecuencia, se escoge un valor de $100\ \mu\text{F}$ (ESR de $0,18\ \Omega$).

El diseño del convertidor reductor se valida en la herramienta PSIM, y el circuito implementado se muestra en la figura 54.

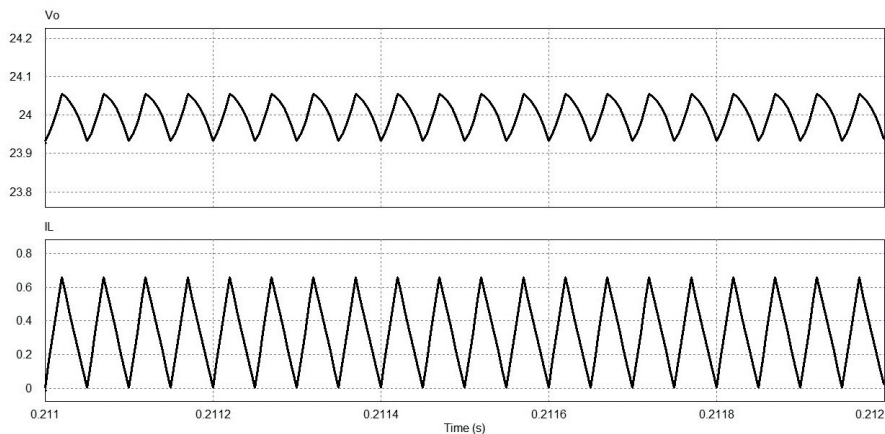
Figura 54. Convertidor reductor PSIM



Fuente: elaboración propia.

Se simula la peor condición de trabajo que es cuando la tensión de entrada es alta y la carga demandada es la menor (figura 55).

Figura 55. Simulación PSIM. Tensión de salida (arriba). Corriente en el inductor (abajo)

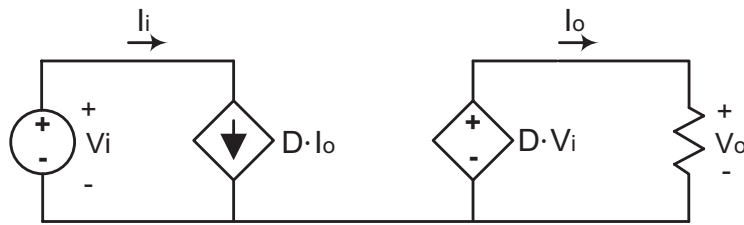


Fuente: elaboración propia.

En la figura 55 se puede observar que el valor medio de la tensión de salida (V_o) es de 24 V y presenta un rizado de 121,2 mV, que es inferior al 0,5 % establecido en el diseño. Para la carga más baja el sistema no entra en modo discontinuo como lo muestra la corriente en el inductor (I_L).

De acuerdo con lo expuesto anteriormente, en relación con el modelo del conmutador PWM, este se aplica al convertidor reductor en MCC y se obtiene el modelo de gran señal alrededor del punto de operación que se muestra en la figura 56.

Figura 56. Modelo equivalente de gran señal del convertidor reductor



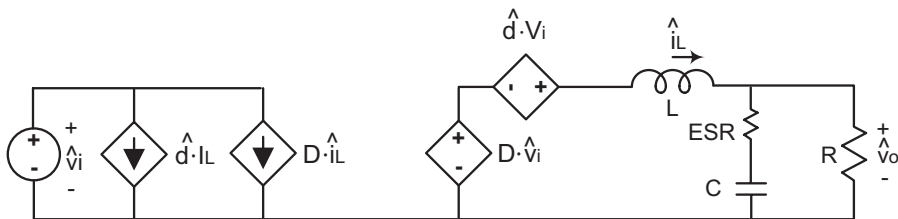
Fuente: elaboración propia.

De acuerdo con la figura anterior, es posible obtener las siguientes relaciones planteadas en la ecuación 26:

$$V_o = D \cdot V_i, \quad I_o = \frac{I_i}{D} \quad (26)$$

El modelo para pequeña señal del convertidor reductor se presenta en la figura 57.

Figura 57. Modelo equivalente de pequeña señal del convertidor reductor



Fuente: elaboración propia.

Con el modelo en pequeña señal se obtienen las funciones de transferencia de interés, para este caso tensión de salida partido ciclo de trabajo ecuación 27 y corriente en el inductor partido ciclo de trabajo ecuación 28.

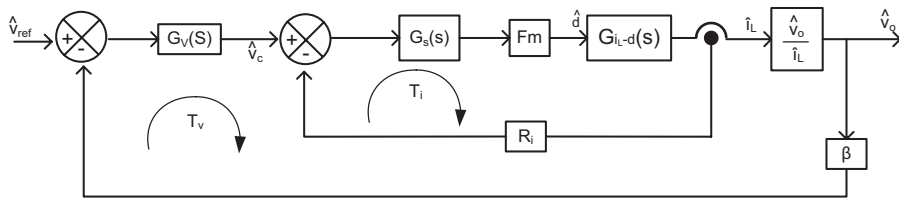
$$G_{vo-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{V_i \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (27)$$

$$\text{De donde, } \xi = \frac{1}{2 \cdot \omega_n} \cdot \left(\frac{1}{R \cdot C} + \frac{ESR}{L}\right), \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, \omega_{z1} = \frac{1}{ESR \cdot C}$$

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{V_i}{R} \cdot \frac{\omega_n^2 \cdot (1 + s \cdot R \cdot C)}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (28)$$

El control seleccionado es un control de corriente media (ACC) [88], se caracteriza por tener dos lazos de control, uno interno de corriente (T_i) y el otro externo de tensión (T_v). El diagrama de bloques se muestra en la figura 58.

Figura 58. Diagrama de bloques control ACC para el convertidor reductor



Fuente: elaboración propia.

Siendo R_i la ganancia del sensor de corriente, β la ganancia del sensor de tensión y $Fm = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

En términos generales, hay que implementar 2 controladores, uno en el lazo de corriente ($G_s(s)$), el cual se diseña para operar con un ancho de banda

entre una quinta a una décima parte de la frecuencia de conmutación. Por otro lado está el controlador de tensión ($G_v(s)$), el cual se diseña a una quinta a décima parte del ancho de banda del lazo de corriente. Los 2 controladores se diseñan para tener un margen de fase superior a 50° .

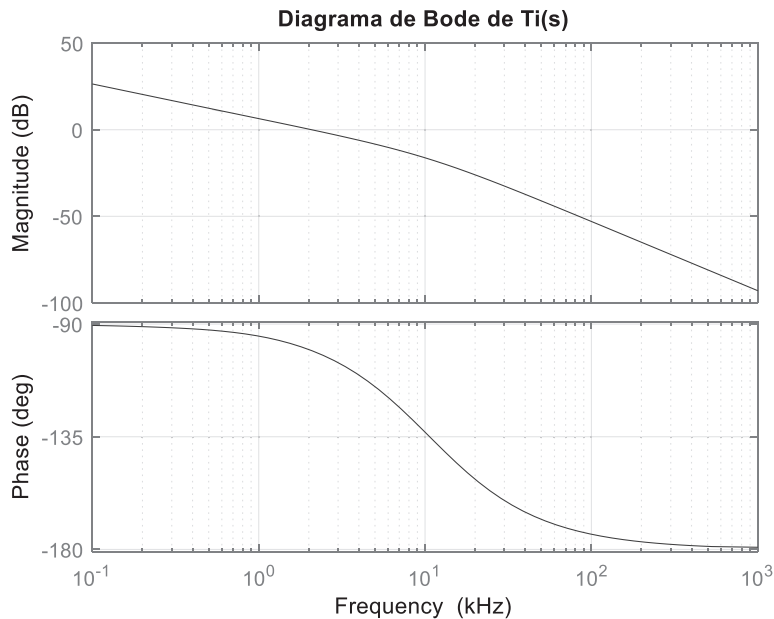
El diseño del lazo de control sigue la metodología establecida en [63], [83]. Lo que genera los controladores de corriente y de tensión de las ecuaciones 29 y 30, respectivamente.

$$G_s(s) = \frac{420,88 \cdot (1 + 0,00052 \cdot s) \cdot (1 + 0,00021 \cdot s)}{s \cdot (1 + 1,5 \cdot 10^{-5} \cdot s) \cdot (1 + 0,00015 \cdot s)} \quad (29)$$

$$G_v(s) = 1.854 \cdot \frac{(1 + 1,5 \cdot 10^{-5} \cdot s)}{s} \quad (30)$$

Para el controlador de corriente se tiene que, para T_i , el ancho de banda es de 2,07 kHz, margen de fase de $79,1^\circ$ y margen de ganancia infinito. El diagrama de Bode se muestra en la figura 59.

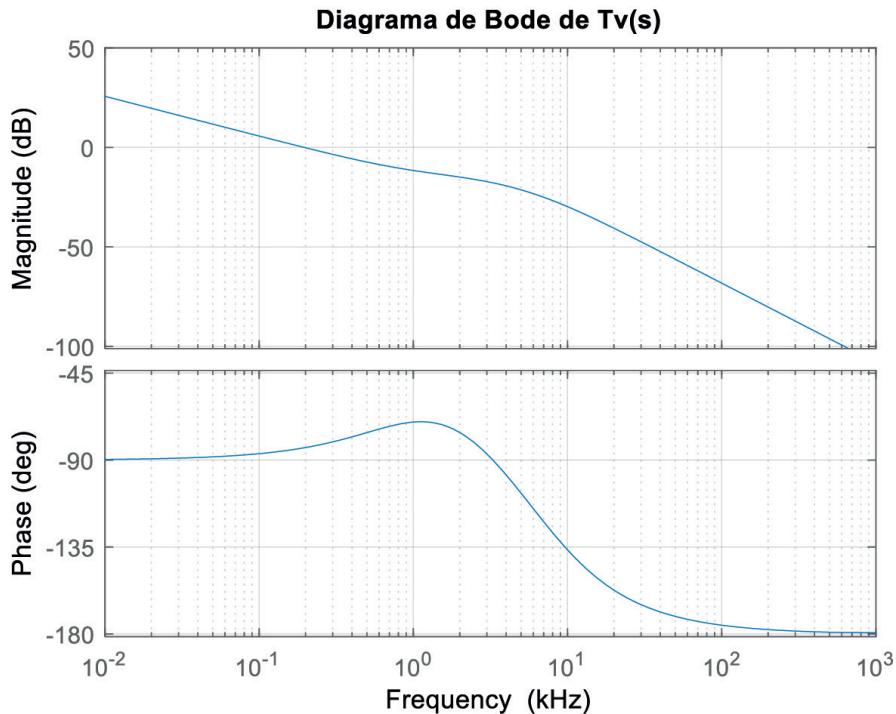
Figura 59. Diagrama de Bode de T_i



Fuente: elaboración propia.

Para el controlador de tensión se tiene que, para T_v , el ancho de banda es de 196 Hz, margen de fase de $96,3^\circ$ y margen de ganancia infinito. El diagrama de Bode se muestra en la figura 60.

Figura 60. Diagrama de bode de T_v



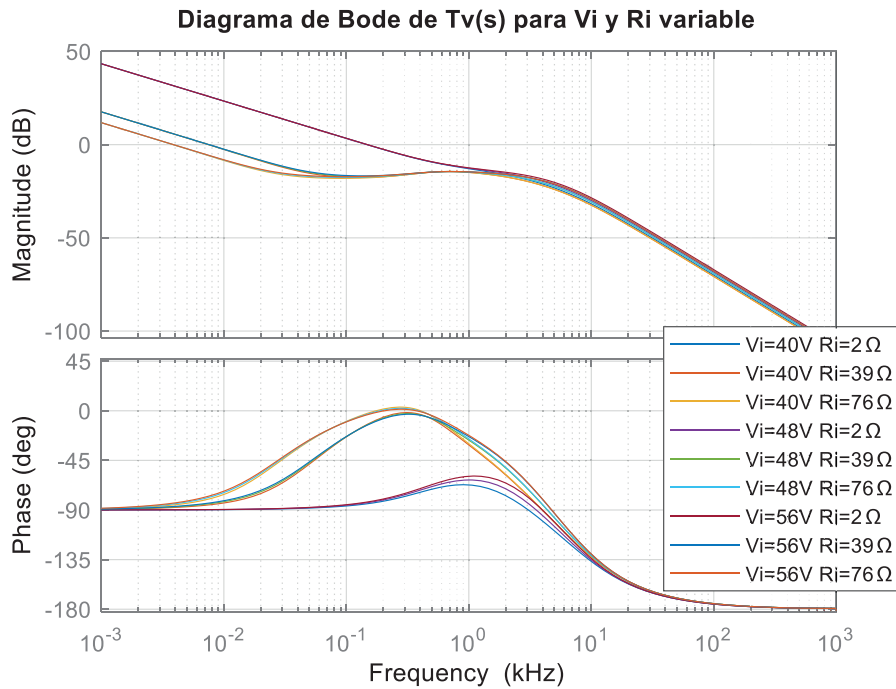
Fuente: elaboración propia.

Con el objetivo de validar la estabilidad del sistema completo se hará un barrido paramétrico con respecto a variaciones de la tensión de entrada (entre 40 V y 60 V) y la carga ($1,6 \Omega$ y 72Ω), y se graficará el Bode de T_v (figura 61).

En dicho Bode se puede apreciar que el margen de fase apenas se afecta ante las variaciones de tensión de entrada y carga; sin embargo, el ancho de banda sí se reduce cuando la resistencia de la carga aumenta, es decir, existe un menor consumo.

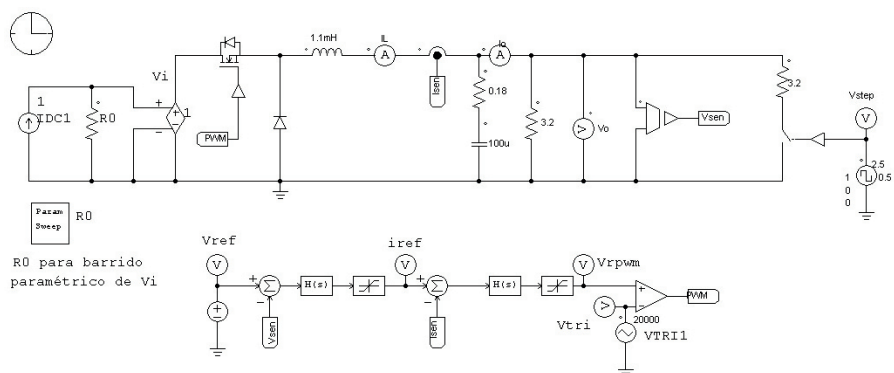
A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 62).

Figura 61. Diagrama de Bode de T_v para variaciones de V_i y R



Fuente: elaboración propia.

Figura 62. Diagrama de simulación del convertidor reductor en PSIM

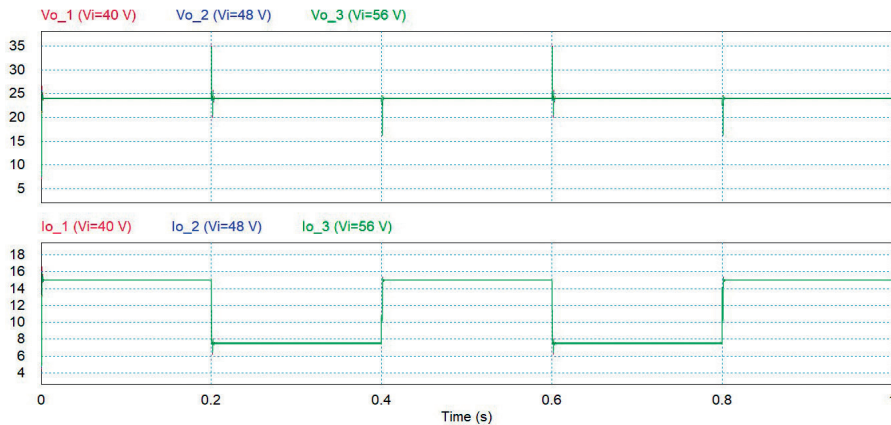


Fuente: elaboración propia.

En la simulación se implementó el circuito convertidor reductor, junto con los lazos de control. También se programaron variaciones de tensión de entre 40 V

y 56 V con un paso intermedio de 48 V, para variaciones de carga entre el 100 % y el 50 %. La tensión y corriente de salida se muestran en la figura 63.

Figura 63. Simulación PSIM. Tensión de salida (arriba). Corriente de salida (abajo). Para variaciones de la tensión de entrada y la carga



Fuente: elaboración propia.

En la figura 63 se muestra en la parte superior la tensión de salida para los diferentes valores de entrada, se aprecia que pese a dichas variaciones la tensión se mantiene en 24 V y lo único que se afecta es el pico máximo que se alcanza en el transitorio, cuando existe un cambio en la carga, el cual aumenta, cuando aumenta la tensión de entrada. En la parte inferior se aprecia la variación de la corriente entre un 100 % a un 50 % y después a un 100 %, y así sucesivamente. Desde el punto de vista del cambio de la carga, el transitorio en la corriente no es significativo gracias a la acción del lazo interno de corriente, el cual tiene un ancho de banda cercano a los 2 kHz. Para la tensión de salida, este sobrepico, producto del cambio de la carga, es significativo. En términos generales, el convertidor junto a los lazos de control responde a los criterios de diseño y es adecuado para operar en la microrred como el convertidor que maneja carga pasiva a 24 V.

Convertidor DC/AC o inversor

El convertidor DC/AC o inversor se diseña para una potencia equivalente de 1,2 kW, que sería la suma de la potencia que podría entregar el generador

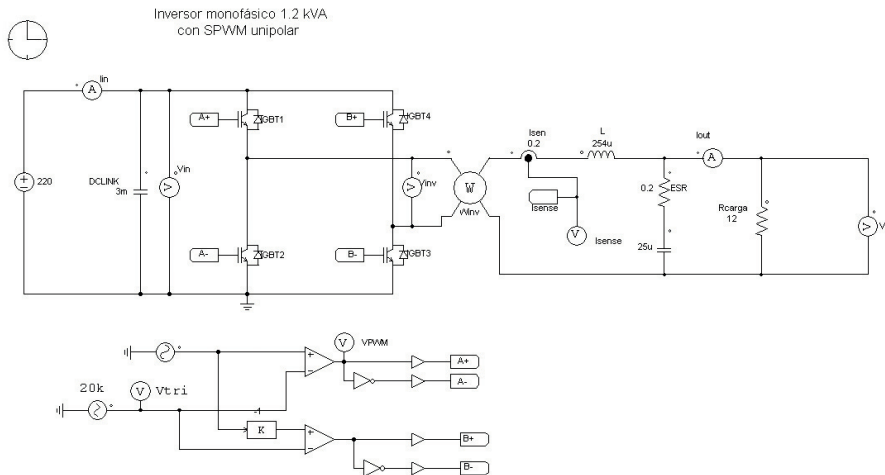
eólico y el generador fotovoltaico, si en un momento dado generaran la máxima potencia (ambos generadores) y se requiriera inyectarla toda a la red eléctrica. En modo aislado, la potencia que manejaría sería menor, ya que parte de la carga es manejada a 24 V y 48 V.

El inversor, como ya se estableció, trabajará en dos modos de funcionamiento: el modo de conexión a la red eléctrica y el modo de operación aislado o isla. El objetivo de control en modo red es controlar la corriente de salida con el fin de que esta se encuentre en fase con la tensión de red y se pueda inyectar la máxima potencia; adicionalmente, se debe regular la tensión DC de entrada al inversor. El objetivo de control en modo isla es regular la tensión de salida, teniendo en cuenta los valores de tensión y frecuencia que requiere la carga. Para este caso, 120 VRMS a una frecuencia de 60 Hz.

A continuación se presenta el diseño del inversor, el cual operará en los dos modos de trabajo.

En principio, el diseño de los elementos del inversor parte del cálculo del filtro y del condensador de entrada o DC_LINK, como se aprecia en la figura 64.

Figura 64. Inversor PSIM



Fuente: elaboración propia.

Habitualmente, el filtro de salida de este tipo de convertidores es un filtro LC [94] y en muchos casos se tiene en cuenta un valor de inductancia adicional

que obedece a la inductancia de red (L_g), la cual se toma como 10 veces menor que la inductancia del filtro propiamente dicho [95]. Es de resaltar que el inversor operará con modulación PWM unipolar a una frecuencia de conmutación de 20 kHz y una frecuencia efectiva de 40 kHz.

El valor del condensador se calcula usando como criterio de diseño que la corriente por unidad a plena carga por el condensador no debe ser mayor a 0,1. De ser este el valor, la impedancia por unidad del condensador será de 10 p.u. Con lo que de la ecuación que define la impedancia se puede despejar el valor del condensador (ecuación 31).

$$C = \frac{S_{base}}{10 \cdot \omega \cdot V_{base}^2} \quad (31)$$

De donde S_{base} es 1,2 kVA y V_{base} es 120 V_{RMS}, con lo que se tiene un valor de C de 22 104 μ F y se selecciona un condensador de 25 μ F con una ESR de 200 m Ω .

El inductor se selecciona para hacer que la atenuación a la frecuencia de conmutación sea de -40 dB; es decir, que la frecuencia para el filtro sea $f_o = 2$ kHz (ecuación 32).

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_o)^2 \cdot C} \quad (32)$$

Es decir, se tiene un valor de inductor de 254 μ H.

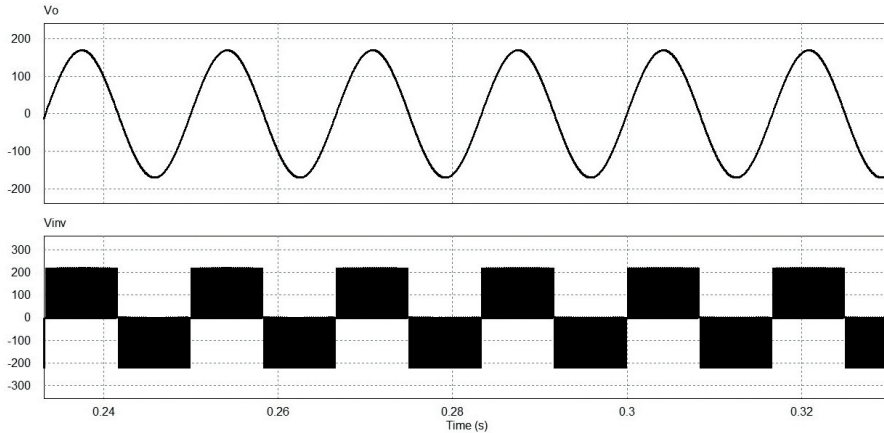
El valor del condensador de la DC_LINK se puede expresar como en [96].

$$C_{DC-LINK} = \frac{P_{nominal}}{2 \cdot \omega \cdot V_{DC-LINK} \cdot \Delta V_{DC-LINK}} \quad (33)$$

Donde $P_{nominal}$ es la potencia del inversor (1,2 kW), $V_{DC-LINK}$ es la misma tensión del bus DC 2 (220 V) y $\Delta V_{DC-LINK}$ es el rizado de tensión permitido en el condensador (1 %), por lo tanto, el condensador es de 3 mF.

El diseño del inversor se valida en la herramienta PSIM, y en la figura 65 se visualiza que cumple con los requerimientos, tensión de salida y frecuencia, así como tipo de conmutación.

Figura 65. Simulación PSIM. Tensión de salida (arriba). Tensión a la salida del inversor, antes del filtro (abajo). Potencia de prueba 1,2 kW



Fuente: elaboración propia.

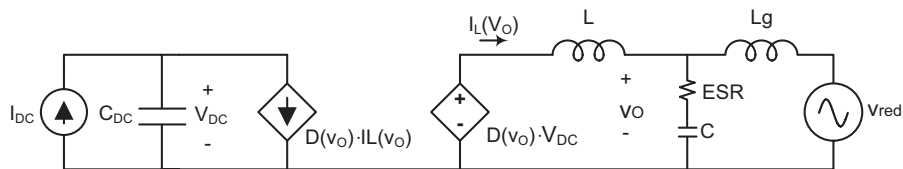
Con los valores de los elementos del inversor se procede a realizar el modelado y control para ambos modos de operación (interconectado e isla).

a. Inversor en modo interconectado a red

El inversor puede ser modelado mediante la aproximación a un convertidor reductor [81], teniendo en cuenta que las señales en el punto de operación son señales variantes en el tiempo, pero periódicas.

En consecuencia, el modelo en el punto de operación se muestra en la figura 66.

Figura 66. Modelo equivalente de gran señal del inversor en modo red



Fuente: elaboración propia.

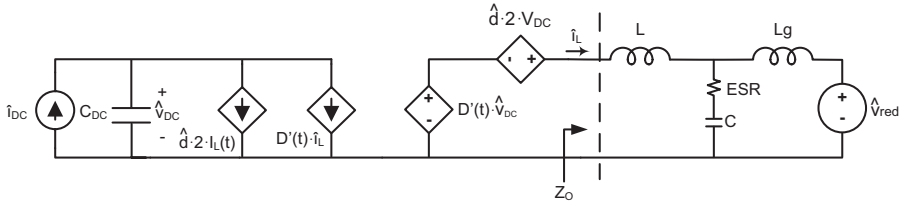
Donde $D'(t) = 2 \cdot D(t) - 1$, siendo $D(t)$ el ciclo de trabajo en el punto de operación. Las relaciones establecidas para el punto de operación se presentan en la ecuación 34.

$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{nominal}}{V_{red_RMS}} \cdot \cos(\omega t)$$

$$\text{Para } D(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{V_{red_RMS}^2 + \left(\frac{\omega \cdot L \cdot P_{nominal}}{V_{red_RMS}} \right)^2}}{\sqrt{2} V_{DC}} \right] \cdot \cos \left(\omega t + \tan^{-1} \left(\frac{\omega \cdot L \cdot P_O}{V_{red_RMS}^2} \right) \right) \quad (34)$$

El modelo en pequeña señal se presenta en la figura 67.

Figura 67. Modelo equivalente de pequeña señal del inversor en modo red



Fuente: elaboración propia.

Con el modelo en pequeña señal se obtienen las funciones de transferencia de interés, para este caso tensión de entrada (tensión en la DC_LINK) partido ciclo de trabajo ecuación 35 y corriente en el inductor partido ciclo de trabajo ecuación 36.

$$G_{VDC-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{v}_O=0} = - \frac{(Z_O \cdot 2 \cdot I_L(t) + D'(t) \cdot 2 \cdot V_{DC})}{s \cdot C_{DC} \cdot Z_O + D(t)^2} \quad (35)$$

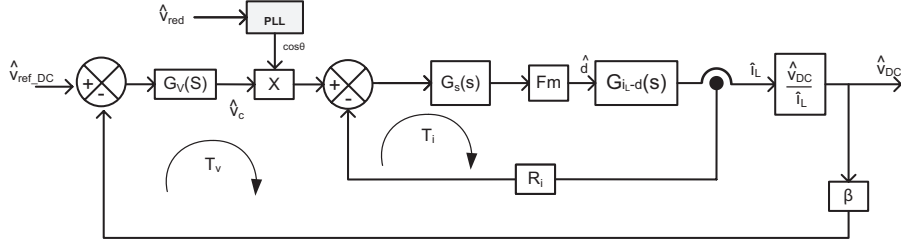
$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{v}_O=0} = \frac{s \cdot C_{DC} \cdot 2 \cdot V_{DC} - 2 \cdot I_L(t) \cdot D'(t)}{s \cdot C_{DC} \cdot Z_O + D(t)^2} \quad (36)$$

De donde,

$$Z_O = \frac{s^3 \cdot L \cdot L_g \cdot C + s^2 \cdot (L \cdot C \cdot ESR + L_g \cdot C \cdot ESR) + s \cdot (L + L_g)}{s^2 \cdot L_g \cdot C + s \cdot C \cdot ESR + 1} \quad (37)$$

El control que se implementó es de corriente media (ACC); al igual que se ha usado en convertidores anteriores, la idea es controlar la corriente que se inyecta a la red, la cual debe estar en fase con la tensión de red (a través de un *Phase-Locked Loop* (PLL)), y el control de la tensión DC de entrada. El diagrama de bloques se muestra en la figura 68.

Figura 68. Diagrama de bloques control ACC para el inversor en modo red



Fuente: elaboración propia.

Siendo R_i la ganancia del sensor de corriente, β la ganancia del sensor de tensión y $Fm = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

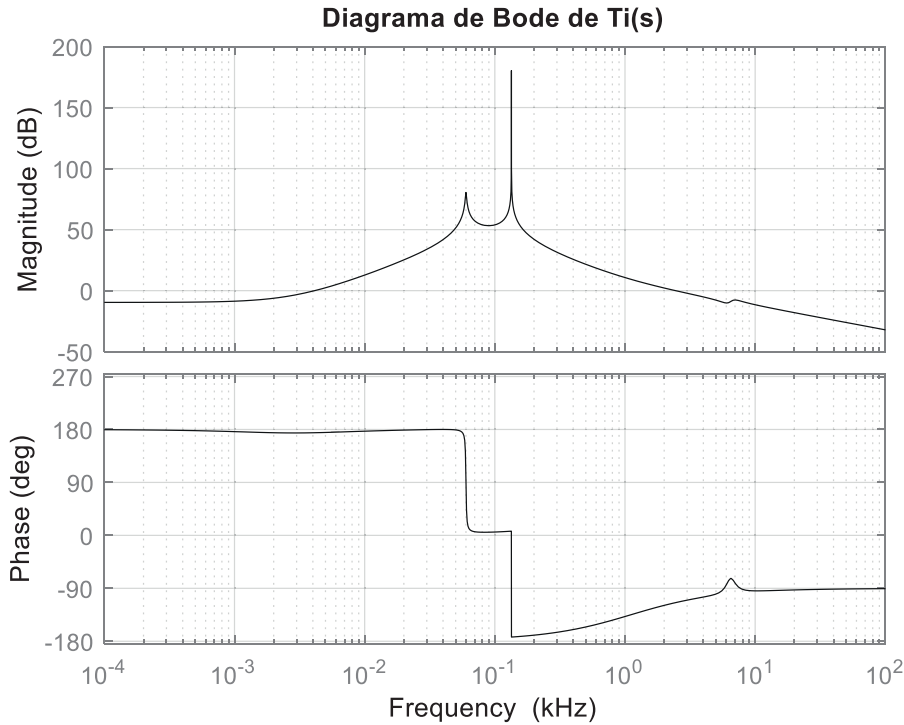
Inicialmente, por simplicidad, se hará caso omiso del PLL y se calcularán los controladores. El controlador de corriente que se implementó fue un controlador proporcional resonante [97]. Este tiene la gran ventaja de generar una alta ganancia a la frecuencia de la señal de referencia y anular el efecto de las componentes armónicas múltiplos de la señal fundamental. El controlador en mención se presenta en la ecuación 38.

$$G_S(s) = K_p + \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + \omega_h^2} \quad (38)$$

Donde $\omega_h = h \cdot \omega_0$ es el pulso resonante múltiplo de la fundamental. K_h es la ganancia del pico de resonancia a la frecuencia ω_h . B_h es el ancho de banda

en rad/s donde la resonancia tiene ganancia. Para este caso, $h = 1$, $Kh = 100$, $B_h = 2 \cdot \pi$ y $\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot 60$. El valor de K_p se ajusta dependiendo del ancho de banda que se quiera conseguir, para este caso de 2 kHz, con lo que utilizando *sisotool* de Matlab para realizar el diagrama de Bode de $T_i(s) = G_{iL-d}(s) \cdot F_M \cdot R_i \cdot G_s(s)$, se obtiene un $K_p = 0,009$, el cual finalmente, con la implementación de un controlador P + Resonante, genera un ancho de banda de 2,45 kHz y un margen de fase de $65,7^\circ$. El diagrama de Bode de $Ti(s)$ se muestra en la figura 69.

Figura 69. Diagrama de Bode de Ti para el inversor



Fuente: elaboración propia.

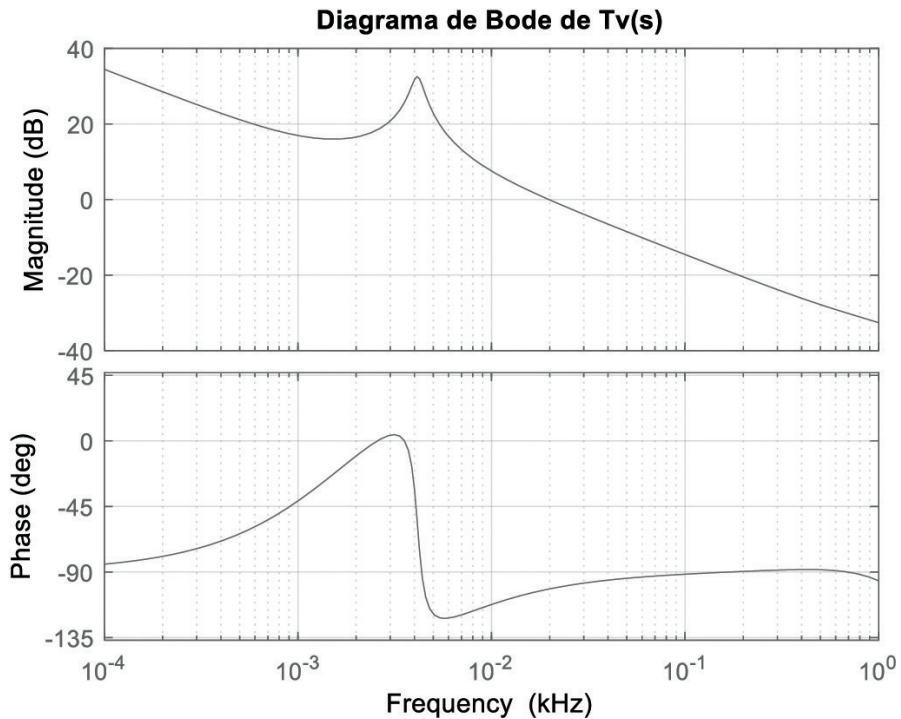
El siguiente controlador por diseñar es el de lazo de tensión que tiene como función regular la tensión en la DC_LINK; para este diseño se asume que la ganancia del sensor de tensión es unitaria, y se obtiene la función de transferencia que relaciona la tensión de la DC_LINK y la tensión que impone como referencia el controlador de tensión, $G_{VDC-Vc}(s)$. Dicha función de transferencia puede ser determinada a partir del modelo en pequeña señal del

inversor y los lazos de control. El controlador de tensión seleccionado fue un controlador PI y a través del *sisotool* de Matlab se obtuvo la ecuación 39.

$$G_v(s) = -0,45905 - \frac{4,31974}{s} \quad (39)$$

Teniendo en cuenta lo anterior, el Bode del lazo $T_v(s) = G_{VDC-Vc(s)} \cdot G_v(s) \cdot \beta$ muestra que se tiene un ancho de banda de 198 Hz, un margen de fase de $78,3^\circ$ y un margen de ganancia infinito, tal como se aprecia en la figura 70.

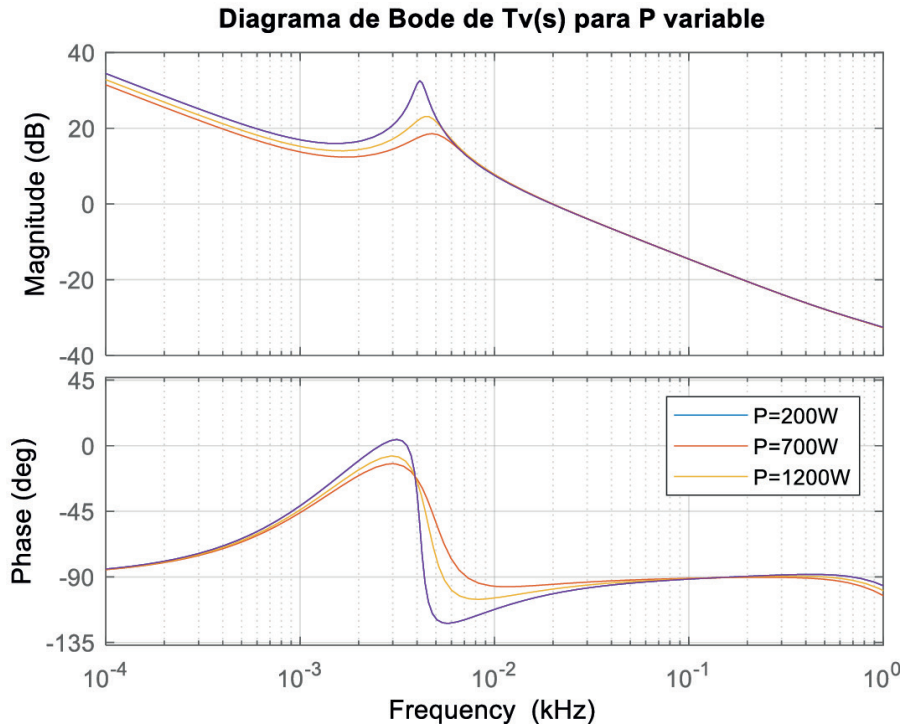
Figura 70. Diagrama de Bode de T_v para el inversor



Fuente: elaboración propia.

Con el objetivo de validar la estabilidad del sistema completo se hará un barrido paramétrico con respecto a variaciones de la potencia inyectada a la red entre 200 W y 1.200 W a pasos de 500 W y se graficará el Bode de T_v (figura 71).

Figura 71. Diagrama de Bode de T_v para P variable

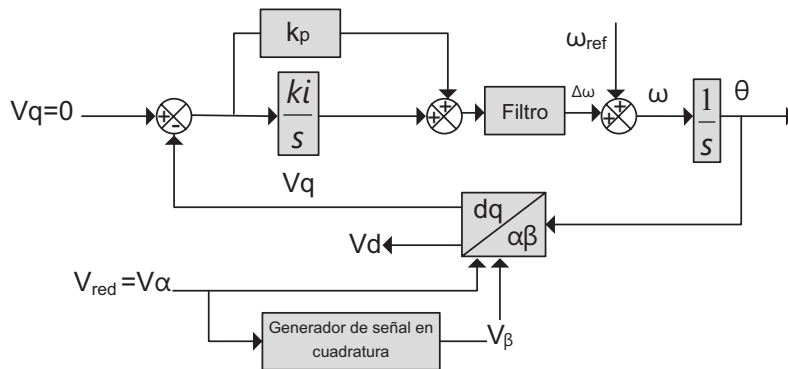


Fuente: elaboración propia.

En el diagrama de Bode anterior se puede apreciar que, entre más baja sea la carga, mayor es el margen de fase, mientras que el ancho de banda permanece constante.

Es necesario para una correcta inyección de energía por parte del convertidor a la red, que su señal de corriente esté en fase con la tensión de red, esto con el propósito de lograr factores de potencia cercanos a la unidad y poder inyectar la máxima potencia disponible. El elemento que permite dicho tipo de sincronización es el PLL y el empleado en el presente trabajo es un SRF-PLL [98]; es decir, un PLL en el marco de referencia síncrono. Este tipo de PLL se usa generalmente en sistemas trifásicos, ya que se cuenta con 3 señales desfasadas 120° que permiten ser transformadas a otros sistemas, como dq , y de esta manera operar en un marco de referencia síncrono. Por esta razón, se requiere generar una componente desfasada de 90° con respecto a la señal de red (a nivel monofásico) [99]. El esquema de SRF-PLL implementado se muestra en la figura 72.

Figura 72. Diagrama del SRF-PLL

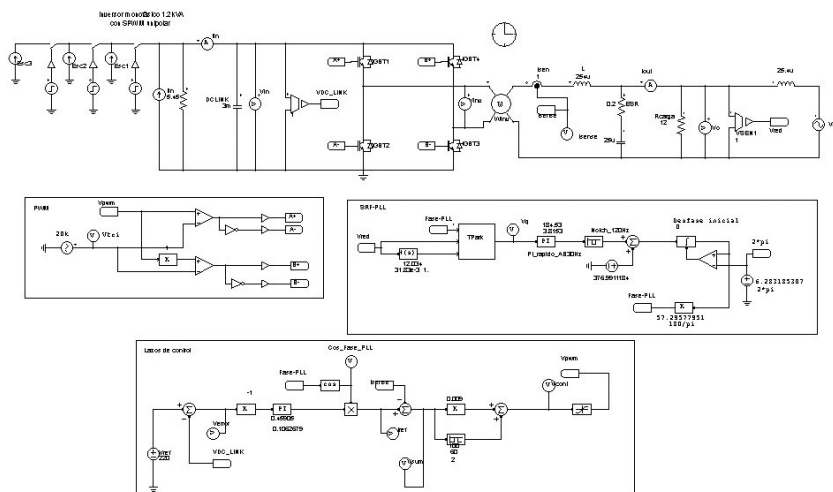


Fuente: elaboración propia.

El desfase de 90° se genera con un filtro pasa baja sintonizado a una frecuencia por debajo de la frecuencia de red (para este caso 5 Hz) y una ganancia que permita tener la misma amplitud de la señal proporcionada por la red (ganancia de 12). Los parámetros K_p y K_i se sintonizan teniendo en cuenta que el ancho de banda debe estar por debajo de 60 Hz, con el fin de no introducir perturbaciones en el lazo de corriente del inversor y tener un margen de fase superior a 50° . Los valores de K_p y K_i que permiten lograr estas condiciones son 184,53 y 48,3653, respectivamente.

A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 73).

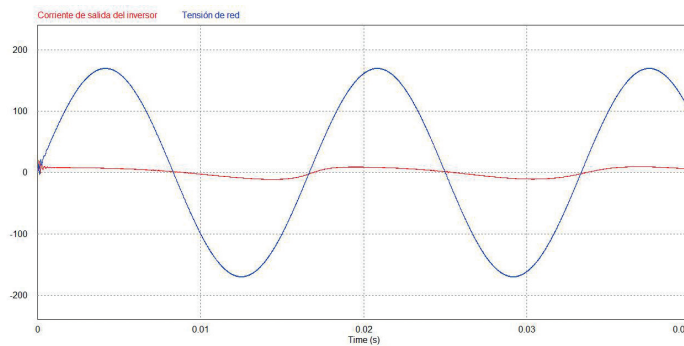
Figura 73. Diagrama de simulación del inversor en PSIM



Fuente: elaboración propia.

En la simulación se implementó un circuito inversor interconectado a red, junto con los lazos de control (lazo interno de corriente a inyectar y lazo de tensión que regula la DC_LINK), así como el SRF-PLL que permite sincronizar la corriente de salida del inversor con la tensión de red. En la figura 74 se ve cómo la corriente desfasada de la tensión 90° en menos de medio ciclo de la señal sinusoidal, se sincroniza con la tensión de red.

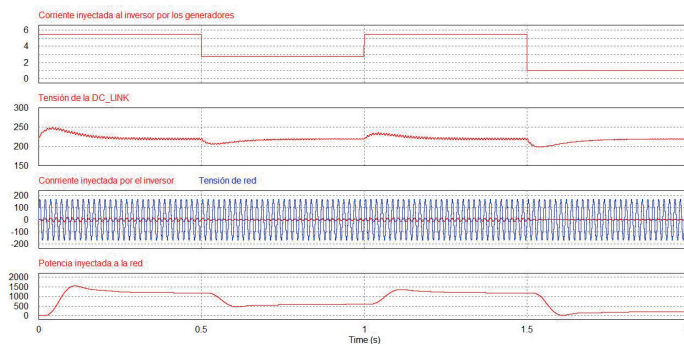
Figura 74. Tensión de red vs. corriente de salida del inversor



Fuente: elaboración propia.

También se programaron variaciones de la corriente de entrada, esto con el fin de emular la acción de los equipos de generación que inyectan corriente a la red eléctrica a través del inversor. Las variaciones de la corriente de entrada, representada en escalones, permiten que se inyecte 1.200 W, 600 W, 1.200 W y 213 W. Como se puede apreciar en la figura 75, la tensión de entrada permanece constante a 220 V cuando alcanza el estado estacionario, pese a dichas variaciones.

Figura 75. Simulación PSIM. Principales formas de onda del inversor de inyección a red

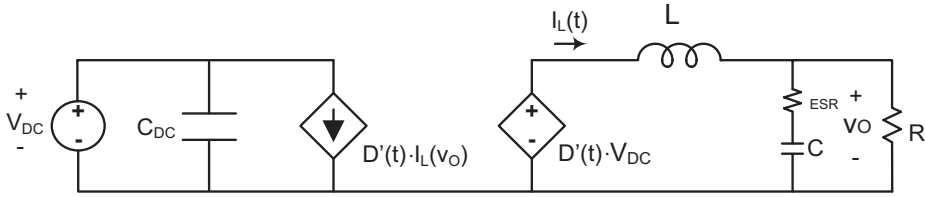


Fuente: elaboración propia.

b. Inversor en modo isla

Para obtener el modelo en el punto de operación y en pequeña señal del inversor en modo isla se sigue el mismo procedimiento realizado para modo interconectado a red, pero teniendo en cuenta que la tensión de entrada es constante y fijada por el convertidor de enlace, y la carga ya no es la red eléctrica sino una carga pasiva. Adicionalmente, el objetivo de control está en regular la tensión de salida del inversor. Teniendo en cuenta lo dicho anteriormente y empleando la misma metodología usada para hallar los modelos de convertidores previos, en la figura 76 se presenta el modelo en el punto de operación.

Figura 76. Modelo equivalente de gran señal del inversor en modo isla



Fuente: elaboración propia.

Donde $D'(t) = 2 \cdot D(t) - 1$, siendo $D(t)$ el ciclo de trabajo en el punto de operación. Las ecuaciones que se derivan para el punto de operación se presentan en las ecuaciones 40 y 34.

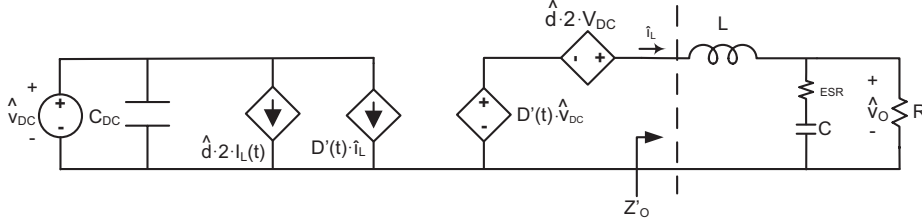
$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{O_RMS}}{R} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{O_RMS}}{|Z_C|} \cdot \cos(\omega t - \phi_C) \quad (40)$$

$$D(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{V_{O_RMS}}{\sqrt{2} V_{DC}} \cdot \left(-\frac{\omega \cdot L}{R} \cdot \sin(\omega t) - \frac{\omega \cdot L}{|Z_C|} \cdot \sin(\omega t - \phi_C) + \cos(\omega t) \right) \right]$$

Siendo $|Z_C| = \sqrt{(ESR)^2 + (1/\omega \cdot C)^2}$ y $\phi_C = \text{atan}(-1/\omega \cdot C \cdot ESR)$.

El modelo en pequeña señal se muestra en la figura 77.

Figura 77. Modelo equivalente de pequeña señal del inversor en modo isla



Fuente: elaboración propia.

Con el modelo en pequeña señal se obtienen las funciones de transferencia de interés, para este caso tensión de salida partido ciclo de trabajo (ecuación 41) y corriente en el inductor partido ciclo de trabajo (ecuación 42).

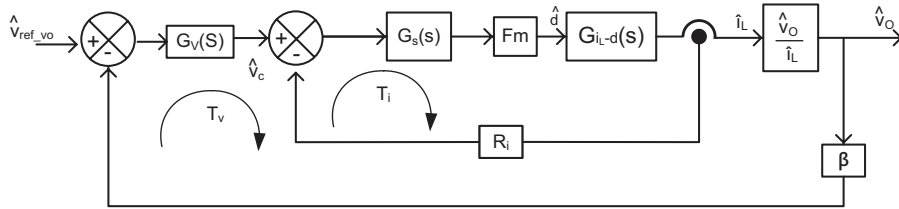
$$G_{V_o-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} = \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot (Z'_o - s \cdot L)}{Z'_o} \quad (41)$$

$$G_{i_L-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} = \frac{2 \cdot V_{DC}}{Z'_o} \quad (42)$$

De donde,

$$Z'_o = \frac{s^2 \cdot L \cdot C \cdot (R + ESR) + s \cdot (L + R \cdot C \cdot ESR) + R}{s \cdot C \cdot (R + ESR) + 1} \quad (43)$$

El control que se implementó, al igual que para el inversor en modo red, es un control de corriente media (ACC). El controlador del lazo de corriente permanece igual para los dos modos de funcionamiento, mientras que para el modo isla se debe calcular el controlador de tensión con el objetivo de regular la tensión de salida. El diagrama de bloques se muestra en la figura 78.

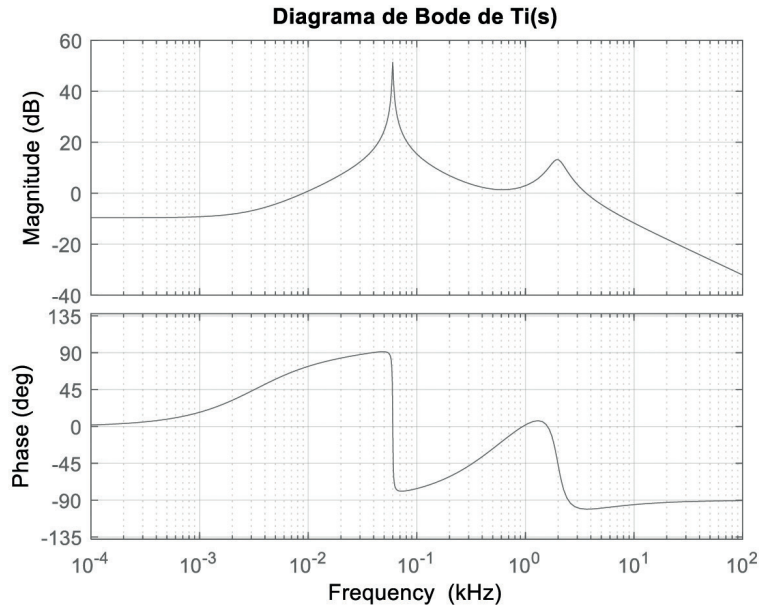
Figura 78. Diagrama de bloques control ACC para el inversor en modo isla


Fuente: elaboración propia.

Siendo R_i la ganancia del sensor de corriente, β la ganancia del sensor de tensión y $F_m = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

Con el fin de validar el correcto funcionamiento del controlador de corriente se procederá a realizar el diagrama de bode de $T_i(s) = G_{iL-d}(s) \cdot F_m \cdot R_i \cdot G_s(s)$, figura 79, con el fin de determinar si cumple con las condiciones de estabilidad requeridas.

En el Bode se puede determinar que el controlador cumple, presentando un ancho de banda de 3,62 kHz y un margen de fase de 79° .

Figura 79. Diagrama de Bode de T_i para el inversor en modo isla


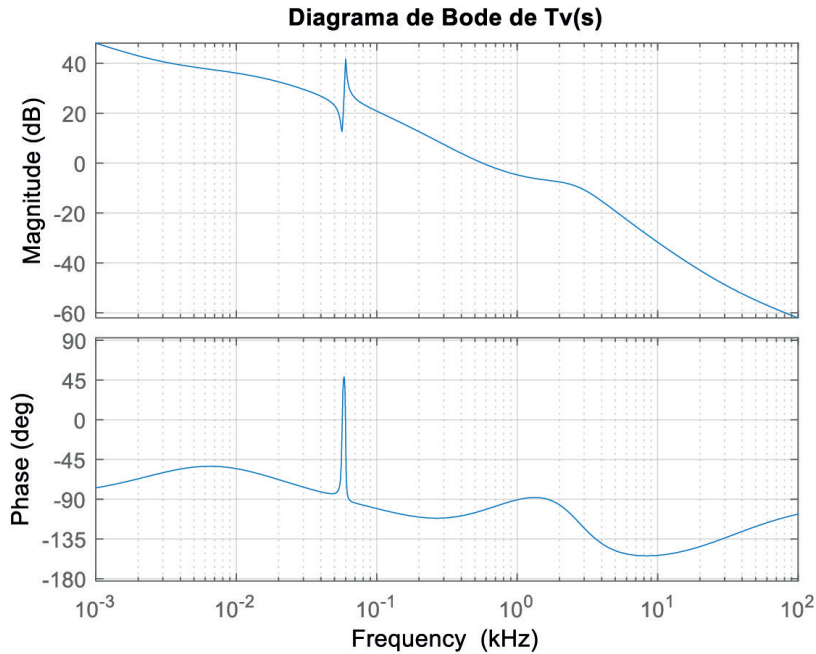
Fuente: elaboración propia.

Al igual que para el modo red, en el modo isla se debe calcular el controlador de tensión que, para este caso, obedece a la tensión de salida del inversor, al igual que para el modo anterior, el sensor de tensión tiene una ganancia. Adicionalmente, se tiene en cuenta la función de transferencia, tensión de salida sobre tensión impuesta como referencia por el controlador de tensión, $G_{v_{o-v_e}}(s)$. Dicha función de transferencia puede ser determinada a partir del modelo en pequeña señal del inversor y los lazos de control. El controlador de tensión seleccionado fue un controlador PI+Resonante y a través del *sisotool* de Matlab se obtuvo la ecuación 44.

$$G_v(s) = 0,15403 + \frac{513,45}{s} + \frac{100 \cdot 2\pi \cdot s}{s^2 + 2\pi \cdot s + 2\pi \cdot 60^2} \quad (44)$$

Teniendo en cuenta lo anterior, el Bode del lazo $T_v(s) = G_{v_{DC-V_e}}(s) \cdot G_v(s) \cdot \beta$ muestra que se tiene un ancho de banda de 566 Hz, un margen de fase de 77,3° y un margen de ganancia infinito, tal como se aprecia en la figura 80.

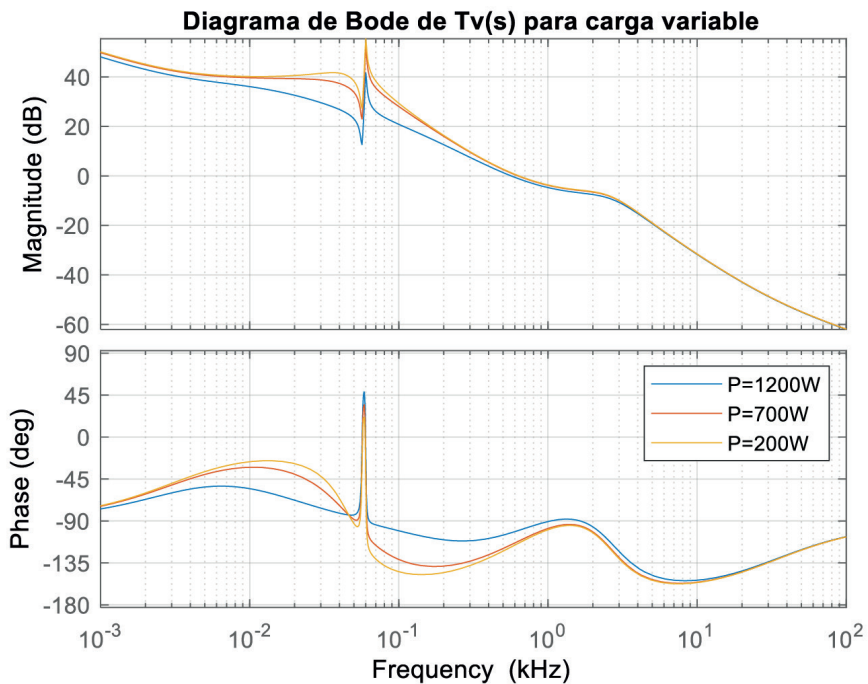
Figura 80. Diagrama de Bode de T_v para el inversor en modo isla



Fuente: elaboración propia.

Con el objetivo de validar la estabilidad del sistema completo se hará un barrido paramétrico con respecto a variaciones de la demanda de carga entre 200 W y 1.200 W a pasos de 500 W y se graficará el Bode de T_v (figura 81).

Figura 81. Diagrama de Bode de T_v para carga variable



Fuente: elaboración propia.

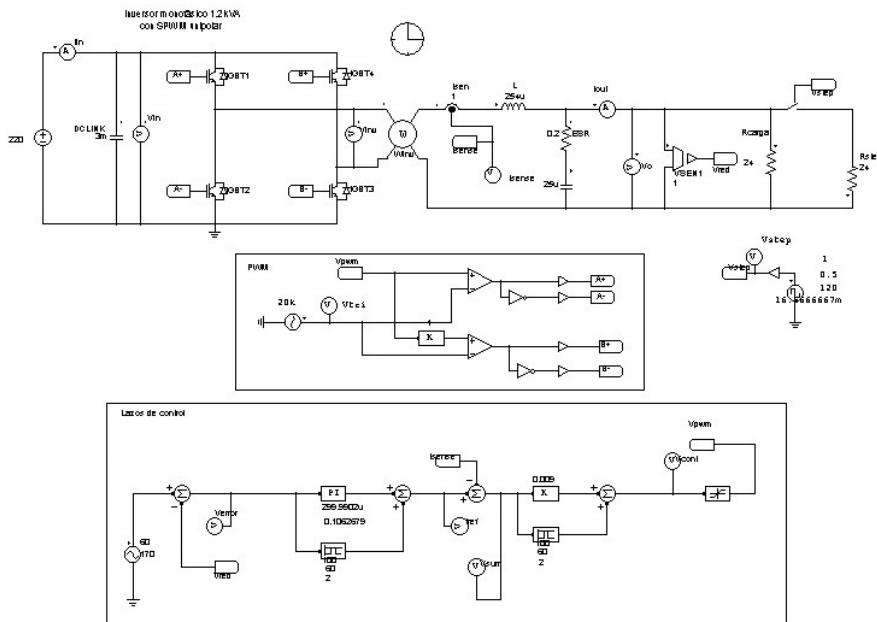
En el diagrama de Bode anterior se puede apreciar que entre más baja sea la carga, el ancho de banda aumenta ligeramente, mientras que el margen de fase disminuye, pero sin ser inferior a 50° .

A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 82).

En la simulación se implementó el circuito inversor en isla, junto con los lazos de control, lazo interno de corriente (implementado con un controlador P+Resonante) y lazo de tensión que regula la tensión de salida (implementado con controlador PI+Resonante). La carga conmuta entre el 100 % y el 50 % cada 8,33 mseg. Esto con el fin de validar la efectividad de los controladores. En la figura 83 se observa cómo, pese al cambio rápido de la

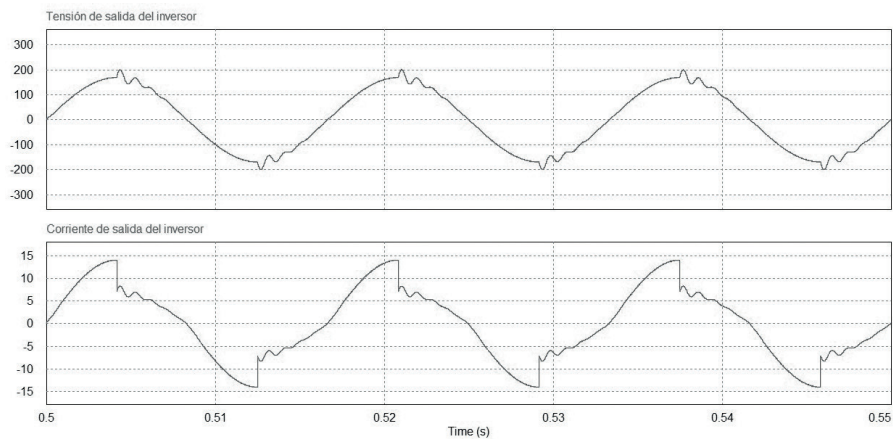
carga, la tensión de salida, así como la corriente, se ajustan rápidamente a la referencia establecida, se destaca la respuesta subamortiguada que desaparece rápidamente en el tiempo cuando se produce el cambio de la carga.

Figura 82. Diagrama del inversor en PSIM en modo isla



Fuente: elaboración propia.

Figura 83. Simulación PSIM. Principales formas de onda del inversor de inyección a red

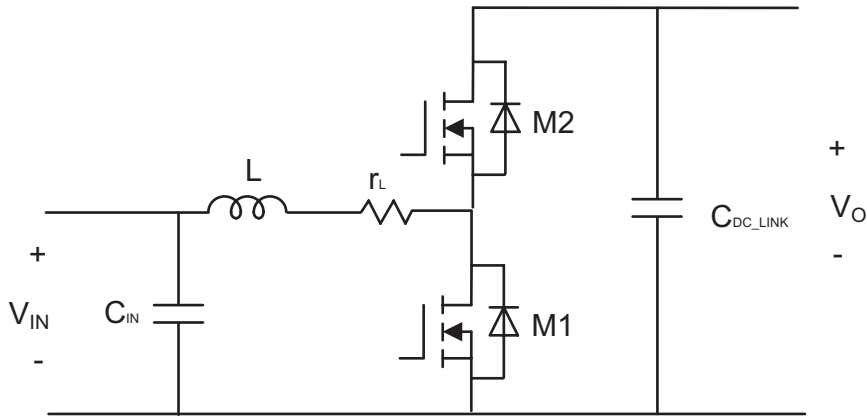


Fuente: elaboración propia.

Convertidor DC/DC de enlace

El convertidor DC/DC de enlace permite la interacción entre los 2 buses DC de la microrred (48 V y 220 V). La topología seleccionada es un medio puente bidireccional y dicho convertidor tiene como carga el inversor de inyección a red, la potencia que maneja es de 1,2 kW. El circuito se muestra en la figura 84.

Figura 84. Convertidor medio puente bidireccional



Fuente: elaboración propia.

Dicho convertidor se diseña para una frecuencia de operación de 20 kHz, el condensador del lado de la derecha hace referencia al mismo condensador de la DC_LINK, cuyo valor es de 3 mF. El inductor se calcula teniendo en cuenta las ecuaciones para el convertidor reductor o elevador trabajadas en los otros convertidores, con lo que se obtiene un valor de 270 μ H, con una resistencia de bobina de 0,5 Ω .

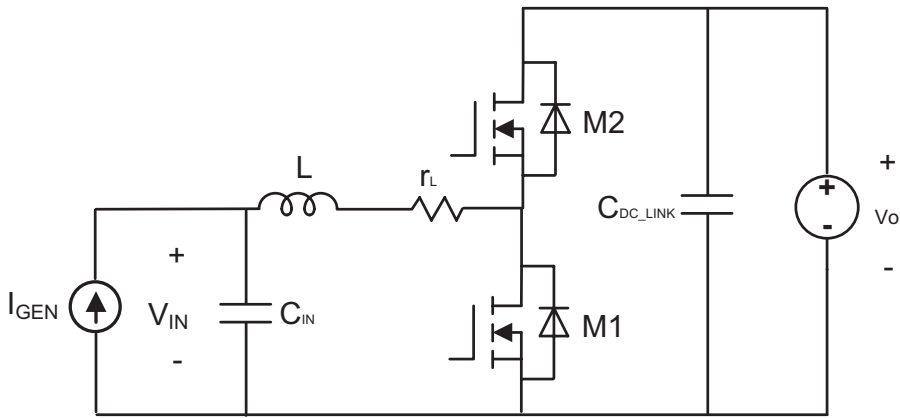
El condensador del lado de la izquierda (C_{IN}) se calcula teniendo en cuenta que la operación de derecha a izquierda tiene un comportamiento reductor, por lo tanto, el condensador seleccionado es de 220 μ F.

El convertidor medio puente se caracteriza, al igual que todos los convertidores abordados en este estudio, por trabajar en modo interconectado a red y modo isla. A continuación se describen los dos modos de funcionamiento y se presenta el diseño de los controladores para dichos modos.

a. Convertidor medio puente en modo interconectado a red

En el modo red se requiere regular la tensión de entrada al convertidor bidireccional de medio puente, es decir, el bus DC 1 a 48 V, esto en razón a que la tensión de salida (tensión en la DC_LINK igual a 220 V) es regulada por el inversor; en consecuencia, la operación del convertidor es de tipo reductora. En la figura 85 se muestra el diagrama circuital del convertidor en este modo de operación en donde I_{GEN} , representa la corriente inyectada por los generadores y la V_{DC_LINK} , la tensión DC impuesta por el inversor.

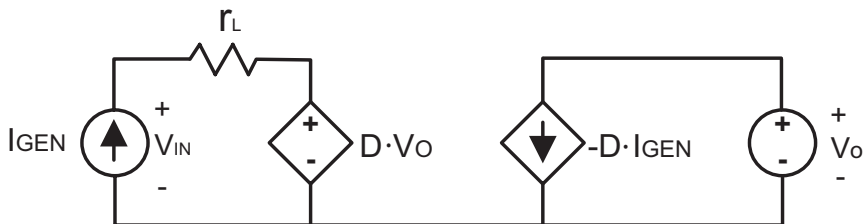
Figura 85. Convertidor medio puente bidireccional en modo red



Fuente: elaboración propia.

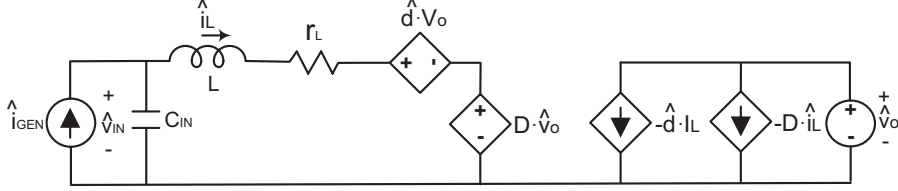
Aplicando el modelo del conmutador PWM, se obtiene el modelo en gran señal (figura 86) y el modelo en pequeña señal (figura 87).

Figura 86. Modelo en gran señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red



Fuente: elaboración propia.

Figura 87. Modelo en pequeña señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red



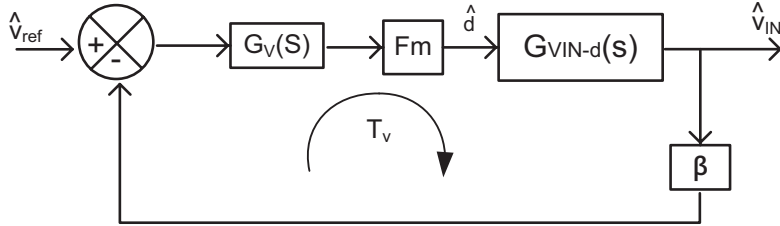
Fuente: elaboración propia.

A partir del modelo anterior se obtiene la función de transferencia de interés presentada en la ecuación 45, para este caso tensión de entrada partido ciclo de trabajo.

$$G_{VIN-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{IN}}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_O = \hat{i}_{GEN} = 0} = \frac{V_O}{1 + r_L \cdot C \cdot s + L \cdot C \cdot s^2} \quad (45)$$

El control de la tensión V_{IN} se muestra en el diagrama de bloques de la figura 88.

Figura 88. Diagrama de bloques control de tensión V_{IN}



Fuente: elaboración propia.

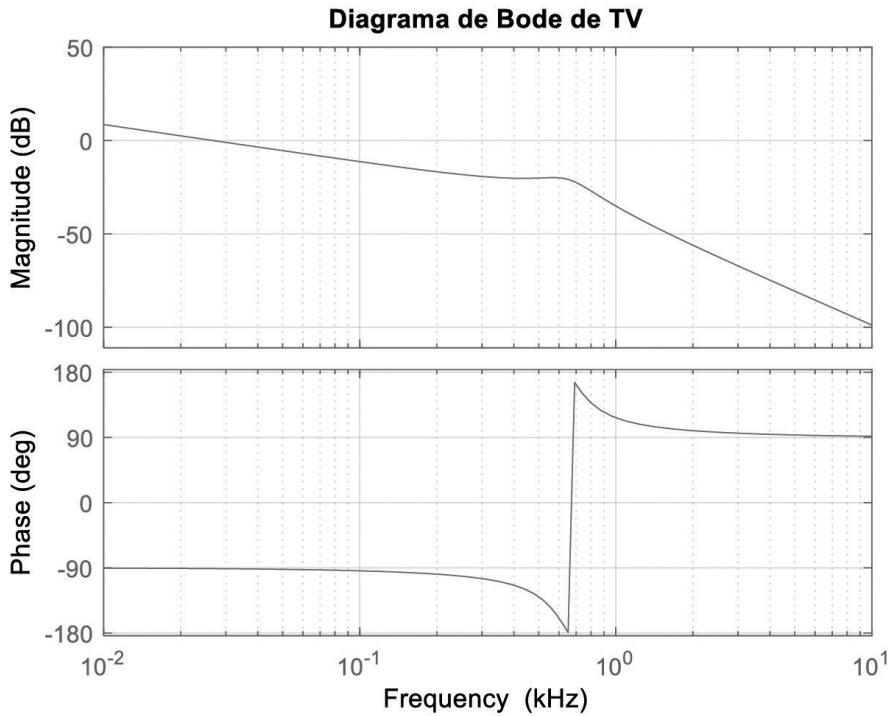
Siendo β la ganancia del sensor de tensión y $F_m = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

El controlador de tensión, $G_v(s)$, se diseña en el *sisotool* de Matlab y se muestra en la ecuación 46.

$$G_v(s) = \frac{3,5}{s} \quad (46)$$

Para el lazo de control de tensión, T_v , se tiene un ancho de banda de 26,80 Hz, un margen de fase de 88,9° y un margen de ganancia de 20,8 dB. El diagrama de Bode se presenta en la figura 89.

Figura 89. Diagrama de Bode de T_v



Fuente: elaboración propia.

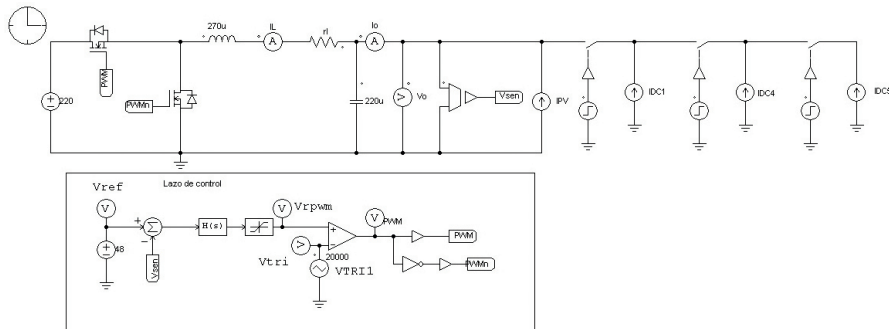
A partir de la función de transferencia que relaciona la tensión V_{IN} con respecto al ciclo de trabajo, se puede inferir que esta no depende de las variaciones de la corriente inyectada por los generadores.

A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 90).

En la simulación se implementó el circuito convertidor de medio puente bidireccional, junto con el lazo de control para la tensión V_{IN} . También

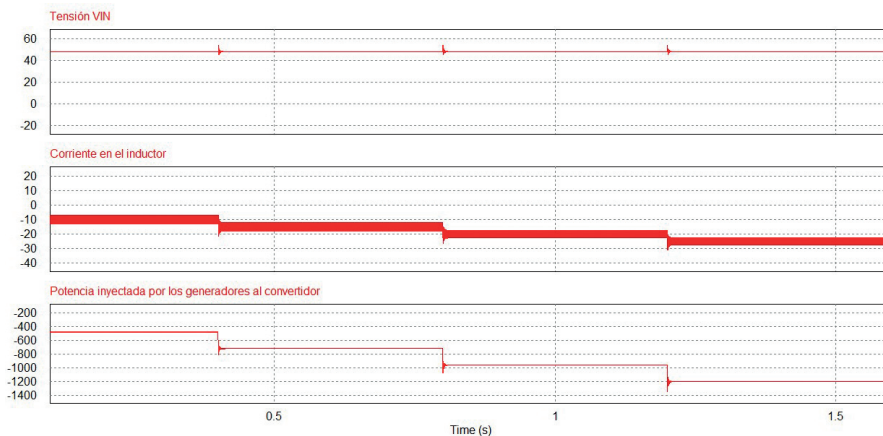
se programaron variaciones para la corriente que entregan los generadores desde 10 A hasta 25 A en pasos de 5 A. Las principales formas de onda se muestran en la figura 91.

Figura 90. Diagrama de simulación del convertidor de medio puente bidireccional en modo red en PSIM



Fuente: elaboración propia.

Figura 91. Simulación PSIM. Tensión de V_{IN} (arriba). Corriente en el inductor (centro). Potencia inyectada por los generadores (abajo)



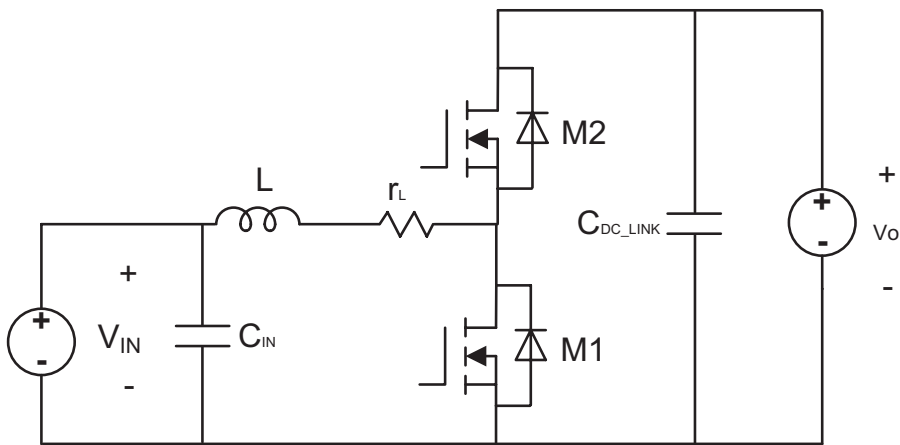
Fuente: elaboración propia.

Como se puede apreciar en la figura 91, el convertidor regula la tensión a 48 V, pese a los cambios en la corriente inyectada por los generadores al convertidor.

La anterior operación del convertidor tiene sentido cuando se inyecta energía a la red eléctrica por parte de los sistemas de generación. Sin

embargo, es posible que exista un estado de funcionamiento para el cual no hay energía disponible para inyectar y la batería se encuentre descargada; en este momento, se hace necesario cargar la batería y esa acción se hace extrayendo energía de la red eléctrica, por lo que el convertidor se considera que se encuentra entre dos fuentes de tensión y el objetivo es controlar la corriente en el inductor (figura 92).

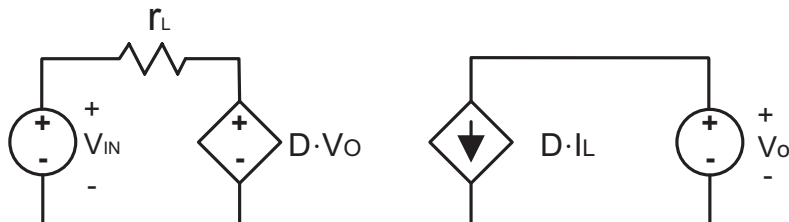
Figura 92. Convertidor medio puente bidireccional en modo red carga de baterías



Fuente: elaboración propia.

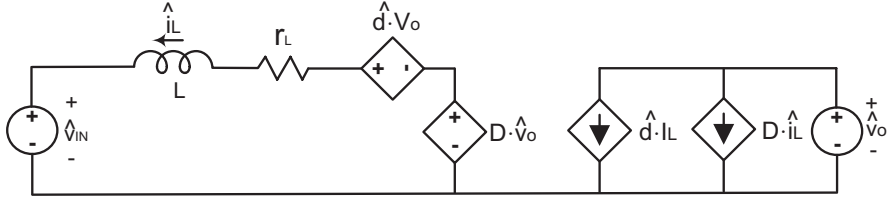
Aplicando el modelo del conmutador PWM, se obtiene el modelo en gran señal (figura 93) y el modelo en pequeña señal (figura 94).

Figura 93. Modelo en gran señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red carga de baterías



Fuente: elaboración propia.

Figura 94. Modelo en pequeña señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo red



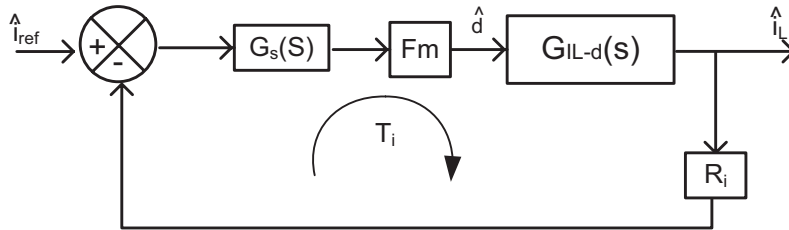
Fuente: elaboración propia.

A partir del modelo anterior se obtiene la función de transferencia de interés presentada en la ecuación 47, para este caso tensión de entrada partido ciclo de trabajo.

$$G_{IL-d}(s) = \left. \frac{\hat{I}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_O = \hat{v}_{IN} = 0} = \frac{V_O}{r_L + L \cdot s} \quad (47)$$

El diagrama de bloques que representa el control de la corriente en el inductor se muestra en la figura 95.

Figura 95. Diagrama de bloques control de corriente en el inductor



Fuente: elaboración propia.

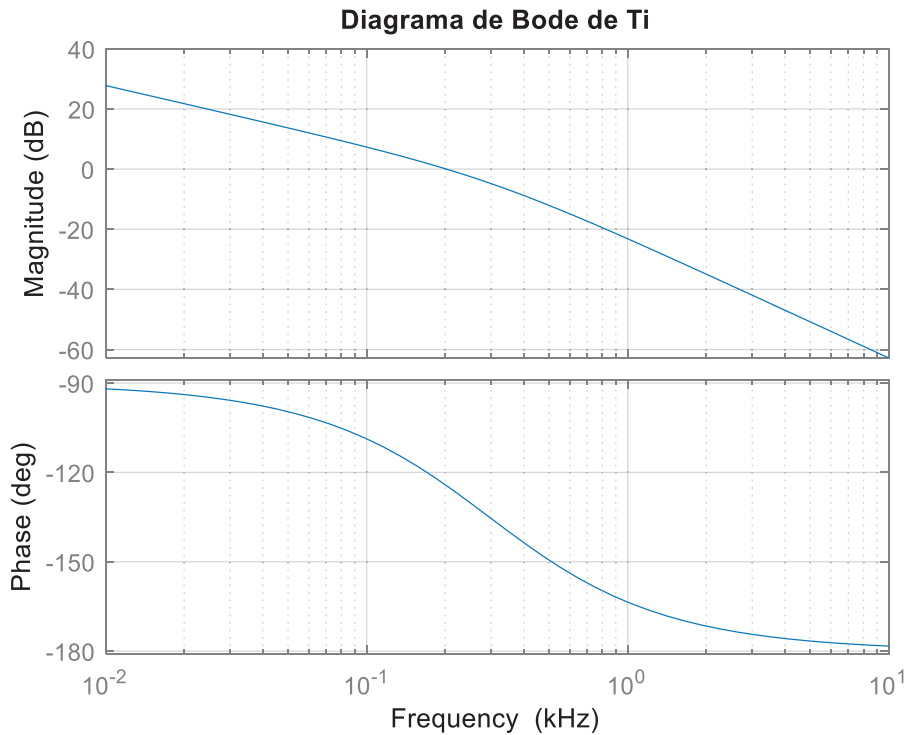
Siendo R_i la ganancia del sensor de corriente y $Fm = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

El controlador de corriente, $G_s(s)$, se diseña en el *sisotool* de Matlab y se muestra en la ecuación 48.

$$G_s(s) = \frac{3,5}{s} \quad (48)$$

Para el lazo de control de corriente, T_i , se tiene un ancho de banda de 202 Hz, un margen de fase de $55,6^\circ$ y un margen de ganancia infinita. El diagrama de Bode se muestra en la figura 96.

Figura 96. Diagrama de Bode de T_i

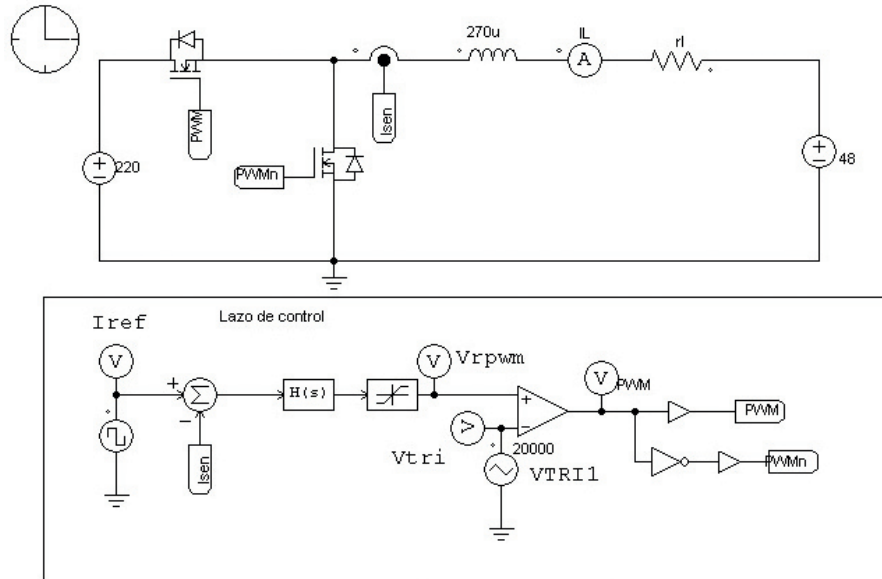


Fuente: elaboración propia.

A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 97).

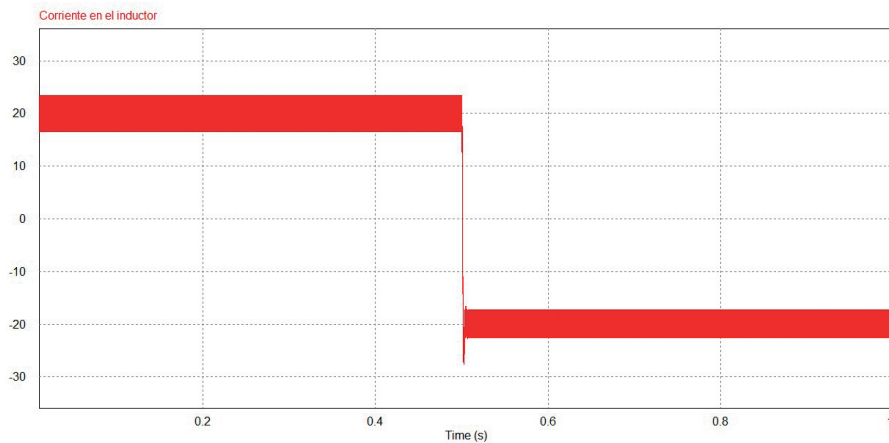
En la simulación se implementó el circuito convertidor de medio puente bidireccional, junto con el lazo de control para la corriente del inductor. También se varió la referencia de corriente del lazo de control entre 20 A y -20 A, lo que implica que para la batería se recibe y se extrae energía. Las principales formas de onda se muestran en la figura 98.

Figura 97. Diagrama de simulación del convertidor de medio puente bidireccional en modo red carga de batería en PSIM



Fuente: elaboración propia.

Figura 98. Simulación PSIM. Variación de la corriente en el inductor para cambio en la referencia



Fuente: elaboración propia.

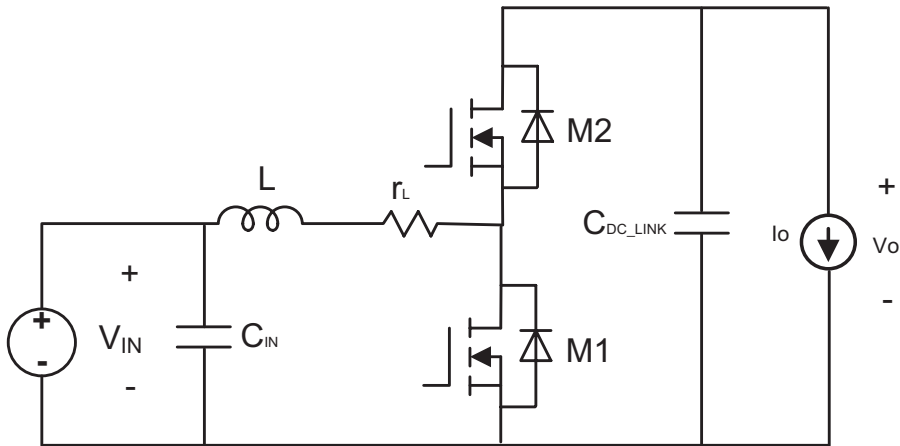
Como se puede observar en la figura 98 la corriente en el inductor sigue la referencia impuesta. Desde el punto de vista de la gestión de la microrred

DC, es dicho esquema de gestión el que determina la referencia que se debe imponer, dependiendo del algoritmo programado.

b. Convertidor medio puente en modo isla

En el modo isla, el convertidor debe regular la tensión en la DC_LINK (220 V), ya que la carga que va a manejar el inversor es una carga pasiva. La tensión en el bus DC 1 (48 V) se asume constante. El diagrama circuital del convertidor en este modo se presenta en la figura 99.

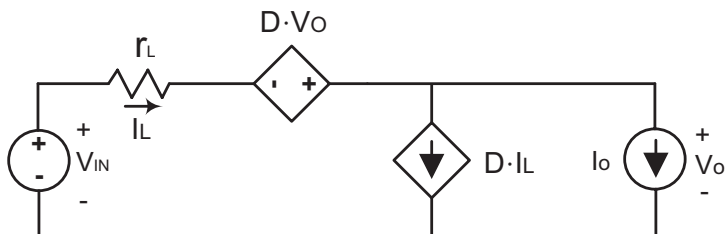
Figura 99. Convertidor medio puente bidireccional en modo isla



Fuente: elaboración propia.

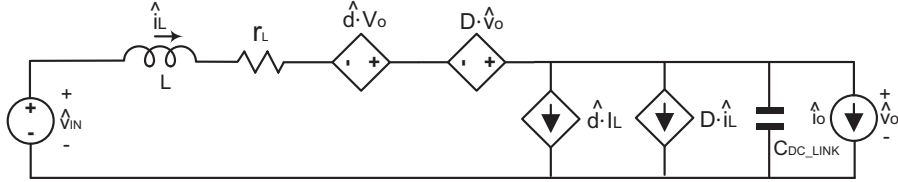
Aplicando el modelo del conmutador PWM, se obtiene el modelo en gran señal (figura 100) y el modelo en pequeña señal (figura 101).

Figura 100. Modelo en gran señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo isla



Fuente: elaboración propia.

Figura 101. Modelo en pequeña señal del convertidor de medio puente bidireccional en modo isla



Fuente: elaboración propia.

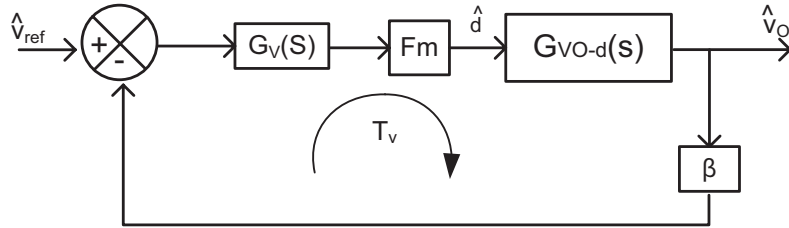
A partir de los modelos anteriores se obtiene la función de transferencia de interés presentada en la ecuación 49, así como las respectivas relaciones en el punto de operación.

$$G_{vo-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_O = \hat{v}_{IN} = 0} = \frac{-I_L \cdot L \cdot s - r_L \cdot I_L + V_O \cdot (1-D)}{(1-D)^2 + r_L \cdot C \cdot s + L \cdot C \cdot s^2} \quad (49)$$

De donde $I_L = I_O / (1-D)$ y $V_O = (V_i - I_L \cdot r_L) / (1-D)$.

El diagrama de bloques que representa el control de la tensión en la DC_LINK inductor se muestra en la figura 102.

Figura 102. Diagrama de bloques control de corriente en la tensión de la DC_LINK



Fuente: elaboración propia.

Siendo β la ganancia del sensor de tensión en la DC_LINK y $F_m = 1/V_{pp}$, definida como la ganancia del modulador PWM, de donde V_{pp} es la tensión pico a pico de la señal triangular del modulador. Los valores para estas constantes se tomaron como uno.

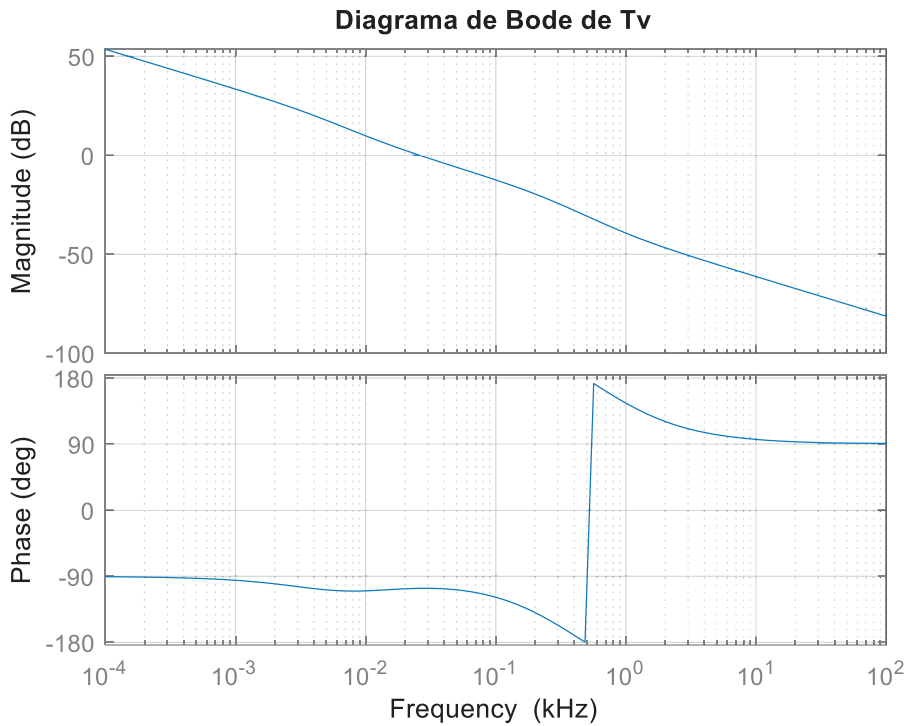
El controlador de tensión, $G_s(s)$, se diseña en el *sisotool* de Matlab, no sin antes indicar que la función presenta un cero de fase no mínima, lo que hace

necesario que se implemente un controlador PI y no un simple integrador como en los otros casos. El controlador se muestra en la ecuación 50.

$$G_s(s) = 0,0065 \cdot \frac{(s + 61,53)}{s} \quad (50)$$

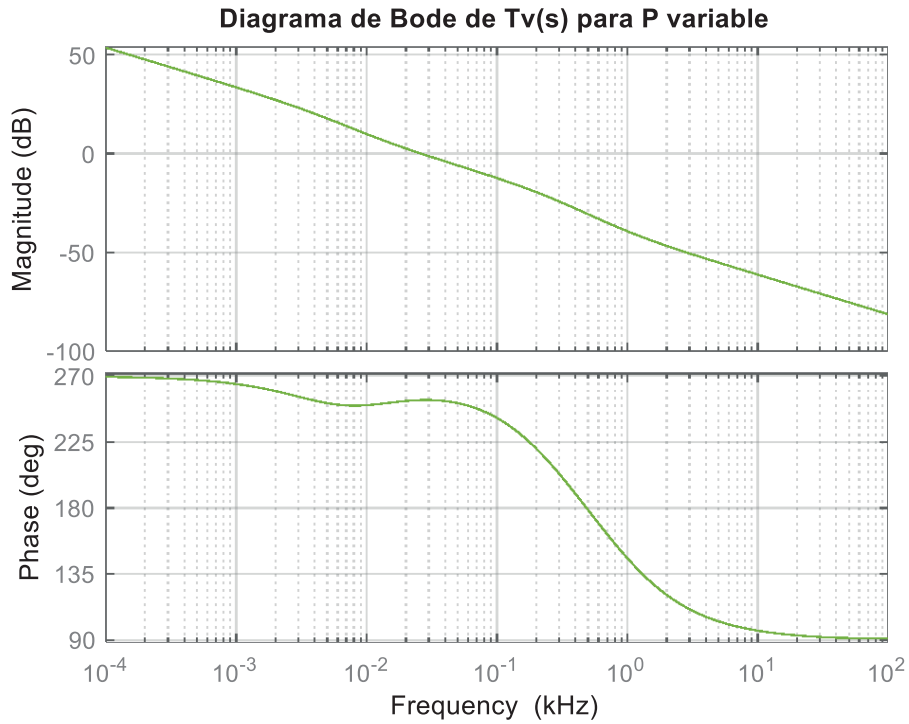
Para el lazo de control de tensión en la DC_LINK, T_v , se presenta un ancho de banda de 26 Hz, un margen de fase de $73,6^\circ$ y un margen de ganancia de 30,4 dB. El diagrama de Bode se muestra en la figura 103.

Figura 103. Diagrama de Bode de T_v



Fuente: elaboración propia.

En términos generales, los cambios de carga afectan la función de transferencia, en consecuencia, se debe analizar la estabilidad frente a este tipo de perturbaciones. En la figura 104 se muestra el Bode de la respuesta del lazo T_v ante variaciones de la carga.

Figura 104. Diagrama de Bode de T_v para variaciones de la carga

Fuente: elaboración propia.

Al variar la carga entre 200 W y 1.200 W, el ancho de banda, así como los márgenes de fase y de ganancia permanecen similares a los planteados en el diseño.

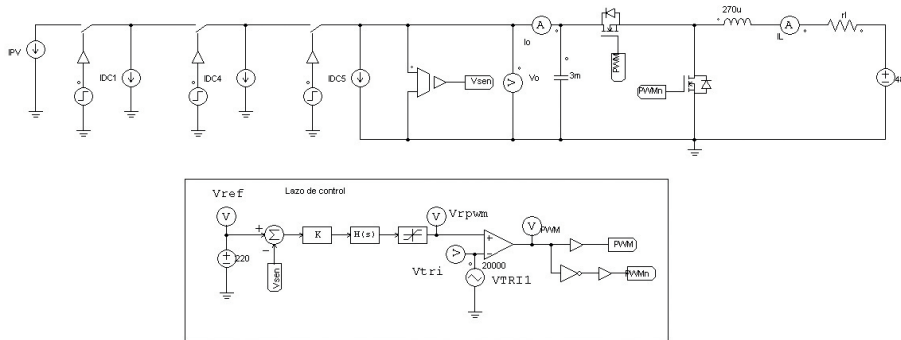
A continuación se presenta la validación del diseño a nivel de simulación en PSIM (figura 105).

En la simulación se implementó el circuito convertidor de medio puente bidireccional, junto con el lazo de control para la tensión de la DC_LINK. También se asumió la carga como una fuente de corriente constante sobre la que se aplicaron variaciones entre 2 A y 5 A, con pasos de 1 A, lo que implica que conforme pasa el tiempo se aumenta la carga del convertidor. Las principales formas de onda se presentan en la figura 106.

Como se puede evidenciar en la figura 106, al aumentar la corriente demandada por la carga, la corriente en el inductor disminuye en cada escalón según la relación propia del convertidor elevador ($I_L = I_o / (1-D)$). Para los diferentes cambios en la corriente, se presenta una respuesta transitoria

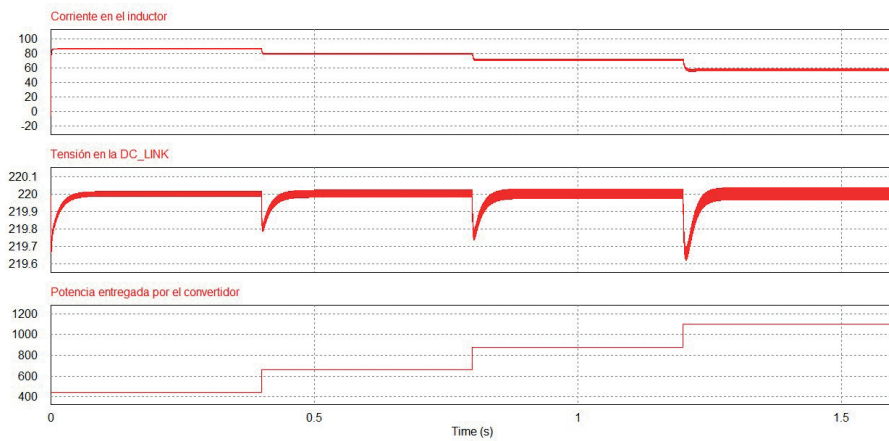
sobre la tensión que se va a regular, pero el controlador ajusta rápidamente la consigna que debe seguir, en este caso 220 V.

Figura 105. Diagrama de simulación del convertidor de medio puente bidireccional en modo isla en PSIM



Fuente: elaboración propia.

Figura 106. Simulación PSIM. Variación de la corriente en el inductor para cambio en la referencia



Fuente: elaboración propia.

Algo que se debe tener claro es que el convertidor es el mismo en todos los modos de funcionamiento, lo único que varía es el objetivo de control y el controlador que hace cumplir dicho objetivo, es por eso que se hace necesario unificar todos los controles en uno solo, tal como lo propone [54], en

dicho artículo se indica que dependiendo del modo de funcionamiento, se conmuta el control con el que se trabaja. Dicho control unificado no se trabaja en el presente documento, sin embargo, es una tarea que se debe realizar cuando se plantee el algoritmo de gestión de la microrred DC.

Conclusiones

En el presente proyecto se analizaron y simularon las topologías convertidoras que mejor se ajustaban a los requerimientos de una microrred DC domiciliaria.

Para lograr lo anterior se identificó qué es una microrred y fundamentalmente se establecieron las principales características de una microrred DC, tales como su funcionamiento (unipolar o bipolar), los diferentes niveles de tensión más representativos a los que puede llegar a operar (12 V, 24 V, 48 V, 100 V, 220 V, 400 V). También se hizo un dimensionamiento de carga típico, con el fin de establecer la energía que consumen este tipo de microrredes (2 kWh a 15 kWh). Sobre esta base de consumo se dimensionó el sistema de generación y baterías, bajo criterios de capacidad y autonomía.

Una vez se establecieron todos los componentes de la microrred DC domiciliaria, desde el punto de vista de generadores a utilizar, sistemas de almacenamiento, carga, operación en red y en isla, se hizo una revisión detallada de los convertidores más representativos para operar con sistemas solares, eólicos, baterías, alimentar cargas a distintos niveles de tensión, inversores de conexión a red y operación aislada, y convertidores de enlace. Finalmente, se utilizó como criterio de selección su simplicidad de implementación y número de elementos a usar, lo que permitió seleccionar tecnologías tradicionales como reductor, elevador, medio puente y puente completo.

De manera sistemática y siguiendo una metodología propia, se diseñó y validó en simulación cada uno de los convertidores seleccionados. El proceso metodológico se basó en identificar el convertidor más apto para cumplir un objetivo en particular (control de la tensión o la corriente de entrada o

de salida). Después se calcularon los elementos pasivos que lo conforman (inductancias y condensadores). El siguiente paso fue establecer modelos en gran y pequeña señal de cada uno de los convertidores a través del modelo del conmutador, con el propósito de establecer las funciones de transferencia de interés. Con dichas funciones en el *sisotool* de Matlab se calcularon los controladores, teniendo en cuenta 2 criterios básicos, anchos de banda mucho menores a la dinámica de los lazos de corriente o tensión y márgenes de fase superior a 50° . Sobre dichos lazos se evaluaba la estabilidad del sistema mediante barridos paramétricos sobre perturbaciones en particular. Con el controlador validado se implementaba el circuito en PSIM y se evaluaba su funcionamiento.

Lo anterior permitió evaluar e indicar que todos los convertidores estudiados son aptos para operar en la microrred DC.

A futuro, el siguiente paso en esta investigación es operar todos los convertidores inmersos en la microrred DC, con el fin de establecer la coordinación entre los mismos, así como los posibles algoritmos de gestión que se deben implementar.

Referencias

- [1] ETP SmartGrids, *Smart Grids: strategic deployment document for Europe's electricity networks of the future*, 2010.
- [2] D. W. Gao, Ed., "Foreword," en *Energy Storage for Sustainable Microgrid*, Oxford: Academic Press, 2015, pp. vii-ix.
- [3] H. Bevrani, B. Francois y T. Ise, *Microgrid Dynamics and Control*. 2017.
- [4] R. H. Lasseter, "MicroGrids," *2002 IEEE Power Eng. Soc. Winter Meet. Conf. Proc.* (Cat. No. 02CH37309), vol. 1, pp. 305-308, enero 2002, doi: 10.1109/PESW.2002.985003.
- [5] S. Hajiaghasi, A. Salemnia y M. Hamzeh, "Hybrid energy storage system for microgrids applications: A review", *Journal of Energy Storage*, vol. 21, pp. 543-570, 2019, doi: 10.1016/j.est.2018.12.017.
- [6] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg y P. Rodríguez, "Control of power converters in AC microgrids", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2199334.
- [7] C. L. Trujillo, F. Santamaría, J. Hernández, M. Jaramillo y E. E. Gaona-García, *Microrredes Eléctricas*. Universidad Distrital Francisco José de Caldas, 2015.
- [8] L. Fusheng, L. Ruisheng y Z. Fengquan, *Microgrid technology and engineering application*. 2015.
- [9] Y. Zhou y C. Ngai-Man Ho, "A review on Microgrid architectures and control methods", 2016, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512799.
- [10] A. Banerji *et al.*, "Microgrid: A review," 2013, doi: 10.1109/GHTC-SAS.2013.6629883.

- [11] Y. Lv, P. Yang, Z. Liu, Y. Chen y J. Chen, “Real-time model predictive control for the regional autonomy multi-microgrids with three-phase/single-phase architecture”, en *2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT Asia)*, mayo 2019, pp. 2693-2697, doi: 10.1109/ISGT-Asia.2019.8881566.
- [12] M. Barnes *et al.*, “Real-world MicroGrids-An overview”, 2007, doi: 10.1109/SYSOSE.2007.4304255.
- [13] I. Patrao, E. Figueres, G. Garcerá y R. González-Medina, “Microgrid architectures for low voltage distributed generation”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2014.11.054.
- [14] E. Unamuno y J. A. Barrena, “Hybrid ac/dc microgrids-Part I: Review and classification of topologies”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2015.07.194.
- [15] J. M. Guerrero, J. C. Vásquez, J. Matas, L. G. De Vicuña y M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids-A general approach toward standardization”. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 158-172, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2066534.
- [16] I. Batarseh, K. Siri y H. Lee, “Investigation of the output droop characteristics of parallel-connected DC-DC converters”, 1994, doi: 10.1109/pesc.1994.373859.
- [17] B. Subudhi y R. Pradhan, “A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems”, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, 2013, doi: 10.1109/TSTE.2012.2202294.
- [18] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña y J. Uceda, “Uninterruptible power supply systems provide protection”, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 2007, doi: 10.1109/MIE.2007.357184.
- [19] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vásquez y J. M. Guerrero, “DC Microgrids-Part II: A review of power architectures, applications, and standardization issues”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3528-3549, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2464277.
- [20] H. A. Gabbar, *Smart energy grid engineering*. 2016.
- [21] M. Ahmed, L. Meegahapola, A. Vahidnia y M. Datta, “Stability and control aspects of microgrid architectures-a comprehensive review”, *IEEE Access*. 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3014977.

- [22] H. Abdelgawad y V. K. Sood, "A comprehensive review on microgrid architectures for distributed generation", en *2019 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, oct. 2019, pp. 1-8, doi: 10.1109/EPEC47565.2019.9074800.
- [23] E. Planas, J. Andreu, J. I. Gárate, I. Martínez De Alegría y E. Ibarra, "AC and DC technology in microgrids: A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2014.11.067.
- [24] F. Zhang, C. Meng, Y. Yang, C. Sun, C. Ji, Y. Chen, W. Wei, H. Qiu y G. Yang, *Advantages and challenges of DC microgrid for commercial building: A case study from Xiamen university DC microgrid*, 2015, doi: 10.1109/ICDCM.2015.7152068.
- [25] J. Umuhoza, Y. Zhang, S. Zhao y H. A. Mantooth, *An adaptive control strategy for power balance and the intermittency mitigation in battery-PV energy system at residential DC microgrid level*, 2017, doi: 10.1109/APEC.2017.7930870.
- [26] E. Rodríguez-Díaz, M. Savaghebi, J. C. Vásquez y J. M. Guerrero, *An overview of low voltage DC distribution systems for residential applications*, 2016, doi: 10.1109/ICCE-Berlin.2015.7391268.
- [27] H. Kakigano, Y. Miura y T. Ise, "Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2077682.
- [28] A. T. Elsayed, A. A. Mohamed y O. A. Mohammed, "DC microgrids and distribution systems: An overview", *Electric Power Systems Research*. 2015, doi: 10.1016/j.epsr.2014.10.017.
- [29] A. Emadi, Y. J. Lee y K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922768.
- [30] T. M. Gruz y J. Hall, "AC, DC or hybrid power solutions for today's telecommunications facilities", *INTELEC, Int. Telecommun. Energy Conf.*, 2000, doi: 10.1109/intlec.2000.884275.
- [31] F. Bodi, *'DC-grade' reliability for UPS in telecommunications data centers*, 2007, doi: 10.1109/INTLEC.2007.4448849.
- [32] A. Pratt, P. Kumar y T. V. Aldridge, *Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency*, 2007, doi: 10.1109/INTLEC.2007.4448733.

- [33] D. J. Becker y B. J. Sonnenberg, *DC microgrids in buildings and data centers*, 2011, doi: 10.1109/INTLEC.2011.6099725.
- [34] D. Wang, X. Ma, P. Su, B. Liu, W. Du y L. Wu, *Household microgrid interaction technology based on power router*, 2019, doi: 10.1016/j.egypro.2019.01.135.
- [35] X. Chen, T. Wei y S. Hu, "Uncertainty-aware household appliance scheduling considering dynamic electricity pricing in smart home", *IEEE Trans. Smart Grid*, 2013, doi: 10.1109/TSG.2012.2226065.
- [36] P. Du y N. Lu, "Appliance commitment for household load scheduling", *IEEE Trans. Smart Grid*, 2011, doi: 10.1109/TSG.2011.2140344.
- [37] E. Rodríguez-Díaz, J. C. Vásquez y J. M. Guerrero, "Intelligent DC homes in future sustainable energy systems: When efficiency and intelligence work together", *IEEE Consumer Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1. pp. 74-80, 2016, doi:10.1109/MCE.2015.2484699
- [38] M. H. Ryu, H. S. Kim, J. H. Kim, J. W. Baek y J. H. Jung, *Test bed implementation of 380V DC distribution system using isolated bidirectional power converters*, 2013, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647085.
- [39] D. Dong, F. Luo, X. Zhang, D. Boroyevich, y P. Mattavelli, "Grid-interface bidirectional converter for residential DC distribution systems-Part 2: AC and DC interface design with passive components minimization", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2213614.
- [40] C. A. Ramos-Paja, R. Giral, E. I. Arango-Zuluaga, "Distributed maximum power point tracking in photovoltaic applications: Active bypass DC/DC converter", *Rev. Fac. Ing. Antioquia*, pp. 32-44, 2012, <https://doi.org/10.17533/udea.redin.13112>
- [41] R. F. Coelho, F. Concer y D. C. Martins, *A study of the basic DC-DC converters applied in maximum power point tracking*, 2009, doi: 10.1109/COBEP.2009.5347723.
- [42] M. A. Farahat, H. M. B. Metwally y A. Abd-Elfatah Mohamed, "Optimal choice and design of different topologies of DC-DC converter used in PV systems, at different climatic conditions in Egypt", *Renew. Energy*, 2012, doi: 10.1016/j.renene.2011.10.021.

- [43] I. Glasner y J. Appelbaum, *Advantage of boost vs. buck topology for maximum power point tracker in photovoltaic systems*, 1996, doi: 10.1109/eeis.1996.566988.
- [44] F. Blaabjerg, M. Liserre y K. Ma, *Power electronics converters for wind turbine systems*, 2012, doi: 10.1109/TIA.2011.2181290.
- [45] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*. 2005.
- [46] H. Li y Z. Chen, “Overview of different wind generator systems and their comparisons”, *IET Renew. Power Gener.*, 2008, doi: 10.1049/iet-rpg:20070044.
- [47] M. Arifujjaman, M. T. Iqbal y J. E. Quaicoe, “Energy capture by a small wind-energy conversion system”, *Appl. Energy*, 2008, doi: 10.1016/j.apenergy.2007.06.002.
- [48] K. Amei, Y. Takayasu, T. Ohji y M. Sakui, *A maximum power control of wind generator system using a permanent magnet synchronous generator and a boost chopper circuit*, 2002, doi: 10.1109/PCC.2002.998186.
- [49] S. M. Mueeen, R. Takahashi, T. Murata y J. Tamura, *Transient stability enhancement of variable speed wind turbine driven PMSG with rectifier-boost converter-inverter*, 2008, doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4799893.
- [50] T. Tafticht, K. Agbossou y A. Chériti, *DC bus control of variable speed wind turbine using a buck-boost converter*, 2006, doi: 10.1109/pes.2006.1709469.
- [51] S. M. Mueeen, R. Takahashi, T. Murata y J. Tamura, “Integration of an energy capacitor system with a variable-speed wind generator”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2009, doi: 10.1109/TEC.2009.2025323.
- [52] R. Peña, A. Santos y C. L. Trujillo, “Análisis de los sistemas de almacenamiento basados en baterías para microrredes eléctricas,” *Rev. Ing.*, vol. 3, n°. 25, pp. 1-17, 2020, doi: 10.14483/23448393.15 613.
- [53] F. Nejabatkhah y Y. W. Li, “Overview of power management strategies of hybrid AC/DC microgrid”, *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2384999.
- [54] O. López-Santos, Y. A. Aldana-Rodríguez, G. García y L. Martínez-Salamero, “A unified multimode control of a DC-DC interlinking converter integrated into a hybrid microgrid”, *Electron.*, 2019, doi: 10.3390/electronics8111314.

- [55] B. Zhao, Q. Yu y W. Sun, “Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2180928.
- [56] D. C. Erb, O. C. Onar y A. Khaligh, *Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles*, 2010, doi: 10.1109/APEC.2010.5433520.
- [57] B. L. Narasimharaju, V. V. Prahlad, U. R. Reddy, K. Vijay Babu y P. Srinivasan, *Optimized dual active bridge Bi-directional DC-DC converter for UPS application*, 2014, doi: 10.1109/PEDES.2014.7042117.
- [58] Y. Shan, J. Hu, K. W. Chan, Q. Fu y J. M. Guerrero, “Model predictive control of bidirectional DC-DC converters and AC/DC interlinking converters-a new control method for pv-wind-battery microgrids”, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, 2019, doi: 10.1109/TSTE.2018.2873390.
- [59] J. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim y W. Yu, “High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional DC-DC converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.900462.
- [60] S. Moussa, M. J. Ben Ghorbal y I. Slama-Belkhodja, *DC voltage level choice in residential remote area*, 2018, doi: 10.1109/IREC.2018.8362444.
- [61] P. Biczal, *Power electronic converters in DC microgrid*, 2007, doi: 10.1109/CPE.2007.4296505.
- [62] S. Dahale, A. Das, N. M. Pindoriya y S. Rajendran, *An overview of DC-DC converter topologies and controls in DC microgrid*, 2018, doi: 10.1109/ICPES.2017.8387329.
- [63] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2004, [Online]. Recuperado de <http://www.books24x7.com/marc.asp?bookid=16231>.
- [64] R. Teodorescu, M. Liserre y P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. 2007.
- [65] S. M. Sharkh, M. A. Abu- Sara, G. I. Orfanoudakis and B. Hussain, *Power electronic converters for microgrids*. IEEE Press, 2014.
- [66] D. M. Baker, V. G. Agelidis and C. V. Nayar, *A comparison of tri-level and bi-level current controlled grid-connected single-phase full-bridge inverters* 1997, doi: 10.1109/isie.1997.648992.
- [67] W. Li, Y. Gu, H. Luo, W. Cui, X. He y C. Xia, “Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic

- inverters for leakage current suppression”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2399278.
- [68] M. Islam, N. Afrin y S. Mekhilef, “Efficient single phase transformerless inverter for grid-tied PVG system with reactive power control”, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, 2016, doi: 10.1109/TSTE.2016.2537365.
- [69] I. Patrao, E. Figueres, F. González-Espín y G. Garcerá, “Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2011, doi: 10.1016/j.rser.2011.03.034.
- [70] X. Guo, “A novel CH5 inverter for single-phase transformerless photovoltaic system applications”, *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, 2017, doi: 10.1109/TCSII.2017.2672779.
- [71] P. S. Gotekar, S. P. Muley, D. P. Kothari y B. S. Umre, *Comparison of full bridge bipolar, H5, H6 and HERIC inverter for single phase photovoltaic systems-A review*, 2016, doi: 10.1109/INDICON.2015.7443837.
- [72] J. A. Ziani, M. J. Ben Ghorbal y S. Moussa, *Comparative study of boost and zeta converters in DC microgrid applications*, 2020, doi: 10.1109/ENERGYCon48941.2020.9236476.
- [73] C. Bali, P. Choudekar, D. Asija y R. Ruchira, *Power converters for DC microgrids modelling and simulation*, 2021, doi: 10.1109/RDCAPE52977.2021.9633383.
- [74] M. Alshareef, Z. Lin, F. Li y F. Wang, “A grid interface current control strategy for DC microgrids”, *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, 2021, doi: 10.30941/cestems.2021.00028.
- [75] N. Kim, C. Roy y B. Parkhideh, *A single-stage capacitor-bridge boost converter topology for PV-battery series integration in regulated DC microgrids*, 2021, doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487440.
- [76] B. Jyothi, P. Bhavana, B. Thirumala Rao y M. Sai Krishna Reddy, “A review on various DC-DC converters for photo voltaic based DC micro grids”, 2021, doi: 10.1109/ETI4.051663.2021.9619280.
- [77] Y. Kishor y R. N. Patel, “Solar pv fed two-stage DC/DC converter for low-voltage dc-microgrid”, 2021, doi: 10.1109/MASCON51689.2021.9563259.
- [78] S. Sharma, V. M. Iyer, S. Bhattacharya, J. Kikuchi y K. Zou, *Tertiary control method for droop controlled DC-DC converters in DC microgrids*, 2021, doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595384.

- [79] J. D. Garzón-Hidalgo y A. J. Saavedra-Montes, “Una metodología de diseño de micro redes para zonas no interconectadas de Colombia”, *TecnoLógicas*, 2017, doi: 10.22430/22565337.687.
- [80] S. Anand y B. G. Fernandes, *Optimal voltage level for DC microgrids*, 2010, doi: 10.1109/IECON.2010.5674947.
- [81] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, *Power electronics. Converters, applications and design*, Third. John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- [82] V. Vorperian, “Simplified analysis of PWM converters using model of pwm switch part I: Continuous conduction mode”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1990, doi: 10.1109/7.106127.
- [83] G. Garcerá, E. Figueres y A. Abellán, *Conversores conmutados: Circuitos de potencia y control*. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, 1998.
- [84] D. M. Sable, R. B. Ridley and B. H. Cho, “Comparison of performance of single-loop and current-injection control for PWM converters that operate in both continuous and discontinuous modes of operation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 1992, doi: 10.1109/63.124586.
- [85] V. Vorperian, “Simplified analysis of pwm converters using model of PWM switch part I: continuous conduction mode”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1990, doi: 10.1109/7.106126.
- [86] Y. Liu, M. Li, X. Ji, X. Luo, M. Wang y Y. Zhang, “A comparative study of the maximum power point tracking methods for PV systems”, *Energy Convers. Manag.*, 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2014.01.049.
- [87] D. W. Hart, *Power electronics*, The 1st Ed. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2010.
- [88] W. Tang, F. C. Lee y R. B. Ridley, “Small-signal modeling of average current-mode control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 1993, doi: 10.1109/63.223961.
- [89] T. Esumi y P. L. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2007, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.
- [90] A. Mirecki, X. Roboam y F. Richardeau, “Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2007, doi: 10.1109/TIE.2006.885456.

- [91] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá y R. Gonzalez-Medina, "Analysis of the control structure of wind energy generation systems based on a permanent magnet synchronous generator", *Appl. Energy*, 2013, doi: 10.1016/j.apenergy.2012.10.015.
- [92] E. Koutroulis y K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.870658.
- [93] Q. Wang y L. Chang, "An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.833459.
- [94] P. A. Dahono, A. Purwadi y A. Qamaruzzaman, *An LC filter design method for single-phase PWM inverters*, 1995, doi: 10.1109/peds.1995.405006.
- [95] K. H. Ahmed, S. J. Finney y B. W. Williams, *Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation*, 2007, doi: 10.1109/CPE.2007.4296511.
- [96] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen y F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853371.
- [97] D. N. Zmood y D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.810852.
- [98] V. Kaura y V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1997, doi: 10.1109/28.567077.
- [99] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana y W. C. Boaventura, *Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems*, 2004, doi: 10.1109/ias.2004.1348790.

Sobre los autores

César Leonardo Trujillo Rodríguez

Ingeniero electrónico de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. Magister en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, Colombia. PhD en Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España. Actualmente es Profesor Titular en el programa de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, donde imparte cursos de circuitos analógicos y electrónica de potencia. Sus principales intereses en investigación incluyen: modelado y control de convertidores electrónicos de potencia aplicados a generación distribuida y microrredes eléctricas.

Rafael Antonio Peña Suesca

Ingeniero Electrónico y Especialista en Ingeniería de *software* de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. Magister en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, Colombia. Actualmente es profesor titular en el programa de Ingeniería Electrónica de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, donde imparte cursos de circuitos analógicos y electrónica de potencia. Sus principales intereses en investigación incluyen: análisis y diseño de topologías de convertidores electrónicos conmutados y generación distribuida.

Este libro se
terminó de imprimir
en abril de 2024 en la
Editorial UD
Bogotá, D. C.,
Colombia