

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

ANÁLISIS DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL PARA UN CONVERTOR MULTIPUERTO DC/DC BIDIRECCIONAL DE CUATRO PUERTOS DE PUENTE COMPLETO APLICADO A LA GENERACIÓN DE ENERGÍA EN BAJA POTENCIA UTILIZANDO PANELES FOTOVOLTAICOS

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

MARIO SEBASTIÁN CAPITO RUIZ

DIRECTOR: DR.-Ing. PAUL MARCELO POZO PALMA

Quito, Junio 2022

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Mario Sebastián Capito Ruiz, bajo mi supervisión.

Dr.Ing. PAUL MARCELO POZO PALMA
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo Mario Sebastián Capito Ruiz, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.



MARIO SEBASTIÁN CAPITO RUIZ

DEDICATORIA

A quien encuentre en este trabajo útil en cualquier aspecto y cualquier alcance.

AGRADECIMIENTO

A mis padres, hermana tíos y abuelos por ser una guía e inspiración.

A mis profesores por su generosidad y su dedicación.

A mis primos, por su cariño apoyo y soporte.

A mis amigos por compartir sus vidas conmigo.

A Abigail por todo su cariño y amor.

A mis jefes y compañeros en Digitec.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VII
ABSTRACT	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 MARCO TEÓRICO.....	4
1.3.1 SISTEMAS DE CONVERSION DE ENERGÍA RENOVABLE	4
1.3.2 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTORES BIDIRECCIONALES	11
1.3.3 TOPOLOGÍAS MULTIPUERTO DC/DC BIDIRECCIONALES DE PUENTE COMPLETO APLICADAS A SISTEMAS DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA RENOVABLE.....	21
1.3.4 MÉTODOS DE CONTROL	30
2. METODOLOGÍA.....	33
2.1. ANÁLISIS DEL CONVERTOR MULTIPUERTO DC/DC BIDIRECCIONAL DE CUATRO PUERTOS BUCK/BOOST.	34
2.1.1. EL CONVERTOR MULTIPUERTO BUCK/BOOST DE CUATRO PUERTOS DE PUENTE COMPLETO.....	34
2.1.2. MODULACIÓN DEL CONVERTOR	37
2.1.3. ESTADOS DE CONMUTACIÓN.....	37
2.1.4. RELACIÓN DE CONVERSIÓN DE VOLTAJE	41
2.2. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA PARA LA APLICACIÓN PROPUESTA 48	
2.2.1. CONDICIONES INICIALES DE DISEÑO	48
2.2.2. DISTRIBUCIÓN DE LOS PUERTOS DEL SISTEMA	49
2.3. DEFINICIÓN DE LOS OBJETIVOS DEL SISTEMA DE CONTROL	50
2.3.1. SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MAXIMA POTENCIA	50

2.3.2. REGULACIÓN DE VOLTAJE Y POTENCIA EN EL PUERTO DE SALIDA.....	51
2.3.3. CARGA EFICIENTE DEL BANCO DE BATERÍAS	51
2.3.4. MODOS DE OPERACIÓN DEL SISTEMA DE ACUERDO CON LOS OBJETIVOS DE CONTROL	52
2.4. DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS DEL SISTEMA.....	54
2.4.1. DIMENSIONAMIENTO DE FUENTES DE ENERGÍA Y ELEMENTOS DE ALMACENAMIENTO	54
2.4.1.1. Dimensionamiento del banco de baterías.....	54
2.4.1.2. Dimensionamiento de los arreglos de paneles fotovoltaicos PV _{1,2} ...	58
2.4.2. CONDICIONES DE DISEÑO Y LIMITES DE OPERACIÓN	62
2.4.3. DISEÑO DEL CIRCUITO DEL CONVERTSOR.....	64
2.4.4. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL.....	67
3.1. VISIÓN GENERAL DEL FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO	85
3.1.1. MODULACIÓN	85
3.1.2. ONDAS CARÁCTERÍSTICAS	85
3.2. VERIFICACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL	92
3.2.1. RESPUESTA DEL SISTEMA ANTE VARIACIÓN DE IRRADIANCIA Y DE ESTADO DE CARGA DEL BANCO DE BATERÍAS	92
3.2.2. COMPARACIÓN DE CONTROLADORES DE VOLTAJE	106
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	108
4.1. CONCLUSIONES.....	108
4.2. RECOMENDACIONES	110
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	112
ANEXOS	119

RESUMEN

Este Proyecto Técnico presenta una estrategia de control para el conversor multipuerto de cuatro puertos de puente completo aplicado a la generación de energía en un sistema aislado de 6[kW] a 600[V] utilizando paneles fotovoltaicos. La interfaz considerada conecta dos puertos de entrada para paneles fotovoltaicos (energía solar), un puerto bidireccional para un banco de baterías y un puerto aislado de salida. Los objetivos del sistema de control son el seguimiento de punto de máxima potencia de los paneles, la regulación de voltaje en el puerto de salida y un control de carga y descarga para el banco de baterías. A diferencia de trabajos previos, para el control del sistema ante variaciones de irradiancia, carga y demanda se diseñó un control supervisorio tipo cascada trabajando en paralelo con un seguidor de máxima potencia. Para regular la potencia del puerto de salida se ha considerado un controlador por modos deslizantes. Los resultados obtenidos mediante simulación ante diferentes condiciones de operación demostraron que el control es robusto y versátil tanto ante perturbaciones como de carga, manteniendo al sistema operando dentro de los parámetros establecidos de manera constante.

PALABRAS CLAVE: Control Cascada, Control por Modos Deslizantes, Sistemas de Energía Renovable, Control de Energía, Aplicaciones Inteligentes de Potencia.

ABSTRACT

This Technical Project presents a control strategy for the four-port full-bridge multiport converter applied to power generation in a 6[kW] to 600[V] isolated system using photovoltaic panels. The interface considered connects two input ports for photovoltaic panels (solar energy), a bidirectional port for a battery bank, and an isolated output port. The objectives of the control system are maximum power point tracking of the panels, voltage regulation at the output port, and an efficient charge and discharge control for the battery bank. Unlike previous works, a cascade type supervisory control system was designed working in parallel with a maximum power point tracker. To regulate the output port power, a sliding mode controller has been considered. The results obtained by simulation under different operating conditions showed that the control is robust and versatile to both disturbances and load, keeping the system operating within the established parameters in a constant manner.

KEYWORDS: Cascade Control, Sliding Mode Control, Renewable Energy Systems, Energy Control, Smart Power Applications.

1. INTRODUCCIÓN

La energía producida por fuentes renovables tiene la característica de ser intermitente debido a las condiciones ambientales, sin embargo, reemplazar las energías fósiles por energías renovables es la mejor solución para reducir las emisiones de CO₂ y mitigar los efectos del calentamiento global [1], [2].

Para brindar un suministro de energía eléctrica de manera continua, a partir de fuentes renovables, es necesario usar un sistema de almacenamiento de energía como fuente auxiliar. Por ejemplo, baterías, que entregue energía a la carga en ausencia de la generación principal [3]. Múltiples autores [4], [5] han propuesto soluciones que involucran varias etapas de conversión DC/DC, donde se utiliza al menos un convertor independiente como interfaz entre las fuentes/baterías y la integración al bus AC. El problema de estas topologías es que involucran un alto número de elementos, incrementando el costo total del sistema y las pérdidas energéticas, disminuyendo la eficiencia total y la confiabilidad [6]. Por ello se han propuesto topologías alternativas, generando un alto interés en el área de investigación, como son los convertidores multipuerto (MPC).

Los convertidores multipuerto poseen la característica de integrar múltiples fuentes de energía y cargas de manera simultánea, además, utilizan una topología simple y compacta, con un número de elementos reducido. Esto resulta en sistemas de menor tamaño, más robustos y económicos respecto a sistemas de generación de energía basados en convertidores independientes [7].

A pesar de las ventajas mencionadas anteriormente, la característica propia de involucrar varias fuentes y cargas provoca que los convertidores multipuerto manejen complejas estructuras de control. Por ejemplo, si se considera un sistema basado en paneles fotovoltaicos, el control del convertidor se convierte en un problema multiobjetivo en el que, dependiendo de las condiciones de operación de los paneles, el estado de carga de las baterías y la demanda en el puerto de salida, pueden ser definidas múltiples condiciones de operación [8].

Dado que el diseño de sistemas de control para convertidores multipuerto no ha sido desarrollado ampliamente en la literatura especializada, este Proyecto Técnico propone el análisis, diseño y simulación del sistema de control para un convertidor multipuerto DC/DC bidireccional de cuatro puertos de puente completo considerando una aplicación de generación de energía en baja potencia utilizando paneles fotovoltaicos.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es analizar, diseñar y simular el sistema de control para un convertor multipuerto DC/DC bidireccional de cuatro puertos de puente completo, aplicado a la generación de energía utilizando paneles fotovoltaicos.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Diseñar y simular un esquema de control compuesto por un seguidor de punto de máxima potencia (MPPT) utilizando el algoritmo Perturbador y Observador (P&O) para maximizar la producción de energía solar fotovoltaica en función de la irradiancia.
- Diseñar y simular un esquema de control compuesto por un controlador cascada que permita controlar la carga y descarga del banco de baterías a condiciones de corriente y voltaje constantes.
- Diseñar y simular un esquema de control compuesto por un controlador por modos deslizantes (SMC) que permita regular el voltaje y la potencia en el puerto de salida, de manera que se pueda garantizar la estabilidad en el suministro de energía para la demanda y compararlo con un controlador tipo PID a través de índices de desempeño.
- Diseñar y simular el control supervisorio del sistema considerando diferentes escenarios de operación determinados por el estado de carga de las baterías y el nivel de irradiancia solar para una carga de consumo constante.
- Evaluar el funcionamiento del esquema de control propuesto ante diferentes escenarios de irradiancia y de estado de carga del banco de baterías mediante simulación.

1.2 ALCANCE

El alcance del proyecto involucra los siguientes ítems puntuales:

- Se realizará un estudio sobre las topologías de convertidores multipuerto que existen en la actualidad, haciendo énfasis en la familia de convertidores de cuatro puertos basados en convertidores DC/DC determinando sus ventajas en aplicaciones de generación de energía respecto a sistemas basados en convertidores conmutados de dos puertos.

- Se realizará un análisis del convertor multipuerto de cuatro puertos de puente completo, como topología derivada de la integración de un convertor aislado de puente completo y convertidores bidireccionales buck/boost estableciendo las ecuaciones que determinan las relaciones entre las variables de control y las salidas eléctricas del convertor.
- Se realizará el dimensionamiento de los paneles fotovoltaicos y el banco de baterías para una aplicación de generación de energía de 6[kW]a 600[V].
- Se realizará el diseño completo del circuito del convertor multipuerto DC/DC bidireccional de cuatro puertos de puente completo. Este Proyecto Técnico no incluye el diseño del transformador, el mismo ya estará definido y asociado con un elemento real. La aplicación considerada es un sistema aislado, el trabajo de titulación tampoco incluye la conexión a la red, este desarrollo podría tomarse en cuenta para una investigación futura.
- Se diseñará y simulará un esquema de control compuesto por un seguidor de punto de máxima potencia (MPPT) utilizando el algoritmo Perturbador & Observador (P&O) para maximizar la producción de energía solar fotovoltaica en función de la irradiancia.
- Se diseñará y simulará un esquema de control compuesto por un controlador cascada que permita controlar la carga y descarga de la batería a condiciones de corriente y voltaje constantes.
- Se diseñará y simulará un esquema de control compuesto por un controlador SMC que permita regular el voltaje y la potencia en el puerto de salida de manera que se pueda garantizar la estabilidad del suministro de energía para la demanda. Adicionalmente se realizará el diseño e implementación de un controlador tipo PID para poder comparar su funcionamiento respecto al SMC utilizando índices de desempeño.
- Se diseñará y simulará el control supervisorio del sistema considerando diferentes escenarios de operación determinados por el estado de carga de las baterías y el nivel de irradiancia solar para una carga de consumo constante.
- Se comprobará el funcionamiento del sistema de control completo diseñado utilizando MATLAB-Simulink para cada condición de operación verificando el cumplimiento de los objetivos de control y el estado de variables importantes del

sistema como lo son: la potencia generada, el nivel de irradiancia solar, el estado de carga del banco de baterías y la potencia en el puerto de salida.

- Se desarrollará una interfaz gráfica en el GUI de MATLAB que permitirá variar las condiciones de operación del sistema, modificando la irradiancia solar y el estado de carga de la batería, además de añadir perturbaciones en el puerto de salida. La interfaz permitirá observar el comportamiento de variables eléctricas importantes dentro del sistema y así evaluar el sistema de control propuesto ante variaciones de irradiancia, de demanda y de estado de carga de las baterías mediante simulación.

1.3 MARCO TEÓRICO

1.3.1 SISTEMAS DE CONVERSION DE ENERGÍA RENOVABLE

La ley de conservación de la energía establece que la energía no se crea ni se destruye, solo se transforma. Una fuente de energía es un recurso del cual se extrae energía mientras que una carga es un elemento consumidor de la misma. La conversión de energía es un proceso natural que tiene lugar en la biósfera [9],[10] , sin embargo los seres humanos han sabido diseñar diversas herramientas que posibilitan la conversión energética, estas herramientas se conocen como sistemas de conversión de energía. Cuando la fuente de energía es renovable, estamos hablando de un sistema de conversión de energía renovable.

Una fuente de energía se dice renovable cuando su capacidad es ilimitada, también se las conoce como fuentes inagotables, ya que, a pesar de su consumo no se agotarán dentro del horizonte de existencia de la humanidad . Los tipos de energías renovables se clasifican en: energía solar, energía eólica, energía hidráulica, energía geotérmica, energía mareomotriz y biomasa [11]. El beneficio principal de usar fuentes de energía renovables es que su extracción es ilimitada, además, su huella de carbono es despreciable respecto a otras fuentes de energía no renovables como lo son la quema de combustibles fósiles.

Si pensamos, por ejemplo, en el funcionamiento de una central fotovoltaica, la fuente es la energía solar que se transforma en energía eléctrica a través del efecto fotoeléctrico, esta energía eléctrica puede alimentar una carga como por ejemplo un calefactor. Otro ejemplo es un molino de viento, este transforma la energía cinética del viento (fuente) en energía mecánica que las personas utilizaban para moler grano, curtir, lavar, entre otras actividades.

Con el descubrimiento de la electricidad, la energía eléctrica se convirtió en la forma más utilizada de energía, esta es fácil de producir, fácil de transportar y fácil de transformar en otras formas de energía. Entre 1974 y 2018 la producción de energía eléctrica se incrementó de 6298 [TWH] a 26730 [TWh], un crecimiento anual promedio del 3.3% [12].

En el 2018, los combustibles fósiles contribuyeron con un 66.3% de la producción mundial de energía eléctrica. Entre 2018 y 2019 hubo una disminución en la producción de energía eléctrica desde fuentes fósiles como carbón (-14.6%) y petróleo (-5.0%) y un incremento en la generación desde fuentes solares (+12.5%) y eólicas (+16.4%) lo que muestra una tendencia de incremento en el uso de fuentes renovables [12].

1.3.1.1 Problemas asociados a la generación de energía renovable

Los actuales sistemas de conversión de energía están enfocados en generar energía eléctrica utilizando fuentes de energía renovables, sin embargo, existen problemas asociados al recurso renovable y a la conexión a una red de distribución que deben ser tomados en cuenta para poder garantizar un suministro estable de energía eléctrica.

Si consideramos la energía eólica, por ejemplo, el viento no tiene una velocidad constante, la misma depende de varios factores naturales que no están bajo control directo del ser humano [13]. De igual manera la energía solar fotovoltaica únicamente puede ser aprovechada durante las horas con luz solar y su rendimiento se ve afectado en medida por condiciones atmosféricas como la temperatura [14]. A esto se le conoce como la naturaleza difusa de la energía renovable y es la fluctuación en la cantidad de energía disponible a lo largo del tiempo. La naturaleza difusa es una característica inherente de las fuentes de energía renovables y únicamente excluye a la energía geotérmica [15]. Dado que la producción de energía eléctrica de manera estable requiere un suministro constante de energía, son necesarios elementos que puedan compensar las incertidumbres en la cantidad de energía disponible.

Para sistemas de generación de energía eléctrica conectados a una red principal de distribución (On-Grid o Grid-Tied) las fluctuaciones energéticas pueden ser cubiertas por los elementos de producción y transferencia de energía que componen la red de distribución, sin embargo, para sistemas autónomos u off-grid (desconectados de la red) son necesarios elementos de almacenamiento de energía.

Otros problemas asociados a la explotación de los recursos renovables es que están sujetos a la geografía, por ejemplo, recursos como el agua, el viento o el sol tienen potenciales de explotación en sitios específicos, por lo tanto, estos recursos deben ser

utilizados y transformados en energía eléctrica en el mismo lugar geográfico para posteriormente ser transportados a los centros de consumo [16].

En la Figura 1.1 se muestran las distribución porcentual de las fuentes utilizadas para la producción de energía eléctrica.

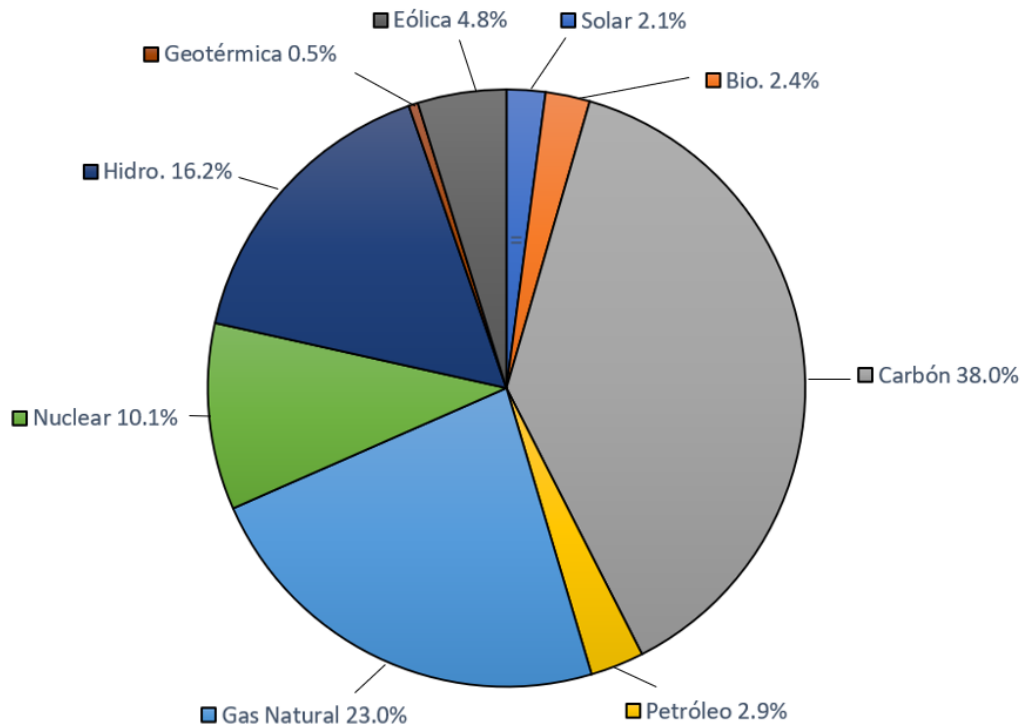


Figura 1.1. Producción de energía eléctrica por fuente, 2018 [12].

Estas son las principales razones que excluyen a la generación a partir de fuentes renovables de los grandes sistemas de generación eléctrica, sin embargo, su uso tiene beneficios potenciales que incentivan su desarrollo y aplicación, por ejemplo:

- Son inagotables a diferencia de los combustibles fósiles. Cuando se agote el petróleo y el carbono toda la infraestructura asociada a su generación y consumo quedará obsoleta, esto no sucederá con las fuentes renovables.
- Su emisión de gases de efecto invernadero directa es prácticamente nula, por lo tanto, reduce los efectos del cambio climático y ayuda a disminuir enfermedades relacionadas con la contaminación.
- Promueve el desarrollo de comunidades remotas ya que pueden beneficiarse de los recursos renovables en sistemas autónomos.
- Generación de empleos directos e indirectos.

- Reducen la incertidumbre económica característica de las fuentes de energía convencionales (gas y petróleo principalmente).

En consecuencia, las fuentes renovables tienen un gran capacidad de crecimiento, para 2050 se espera que el 77% de la generación eléctrica provenga de energías renovables como lo son la eólica y solar [17], esto en gran parte al aumento en la competitividad económica de estos sistemas dada por el desarrollo de nuevas tecnologías y por el incremento en la producción y uso de vehículos eléctricos [18].

1.3.1.2 Estructuras convencionales de múltiples convertidores

Los sistemas de generación de energía renovable que están ganando mayor popularidad son híbridos. Al integrar dos o más fuentes de energía renovable (solar, eólica, hidroeléctrica, celdas de combustible, etc.) con elementos de almacenamiento se puede garantizar un suministro estable de energía eléctrica independientemente de la naturaleza difusa del recurso renovable [19]. El desafío radica en acoplar varias fuentes y cargas en una misma interfaz de manera eficiente.

Los vehículos en los que se transporta la energía eléctrica son el voltaje y la corriente. Las fuentes y cargas eléctricas manejan características de voltaje y corriente que no siempre son coincidentes, los convertidores electrónicos de potencia, también conocidos simplemente como convertidores, permiten controlar el flujo de energía eléctrica entregando voltajes y corrientes en una forma que sea óptima para su uso [20].

En la Figura 1.2 se puede observar la estructura básica que permite transferir energía entre una fuente y una carga utilizando un convertidor estático de dos puertos. Un controlador en lazo cerrado permite asegurar características de salida deseadas a través de la acción de control.

En función de la dirección en el flujo de energía los convertidores se pueden clasificar en dos tipos:

- Convertidores unidireccionales si la energía fluye únicamente en un sentido entre sus puertos.
- Convertidores bidireccionales si la energía puede fluir en ambos sentidos entre sus puertos.

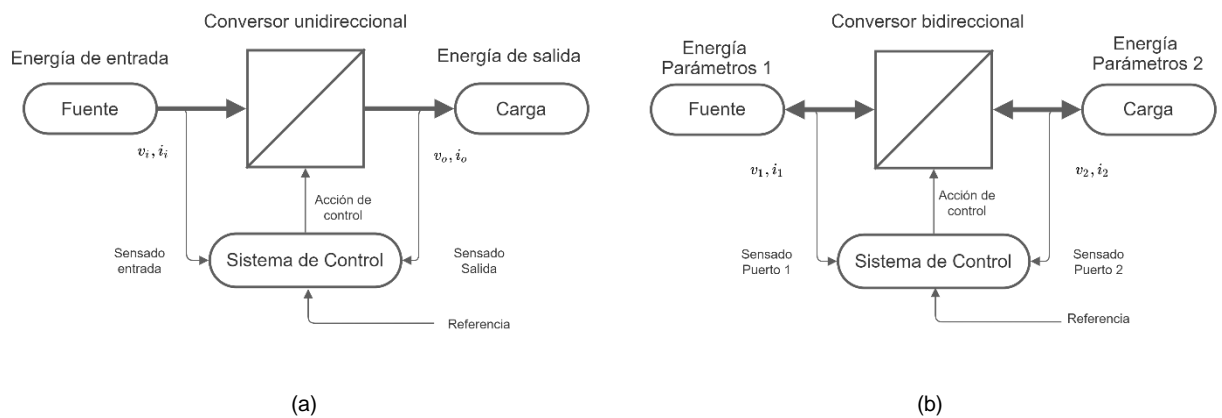


Figura 1.2. Estructura básica de un convertidor estático de energía: (a) Convertidor unidireccional. (b) Convertidor bidireccional

En función del formato de energía entre entrada y salida se pueden identificar los siguientes grupos de convertidores:

- Convertidores AC-DC o rectificadores
- Convertidores DC-DC
- Convertidores DC-AC o inversores
- Convertidores AC-AC

En la Figura 1.3 puede observarse la estructura común de un sistema de generación renovable híbrido, cuya estructura está basada en el uso de múltiples convertidores. En esta configuración es común el uso de un bus de voltaje DC al que se conectan todos los elementos del sistema y a través del cual fluye la energía entre fuentes y cargas. A este tipo de estructuras también se las conoce como convencionales por su popularidad en un amplio rango de aplicaciones [21]–[25].

Las ventajas de esta configuración son:

- Poseen una gran modularidad, es decir, pueden añadirse fácilmente nuevos puertos a través de la integración de convertidores individuales de dos puertos.
- No tienen limitación en el número de puertos disponibles.
- Tienen una facilidad de diseño ya que los convertidores de dos puertos y sus sistemas de control han sido ampliamente tratados en la literatura.

Las desventajas son:

- Para poder controlar el flujo de potencias entre puertos es necesario un controlador global, cuyo diseño puede resultar complejo.

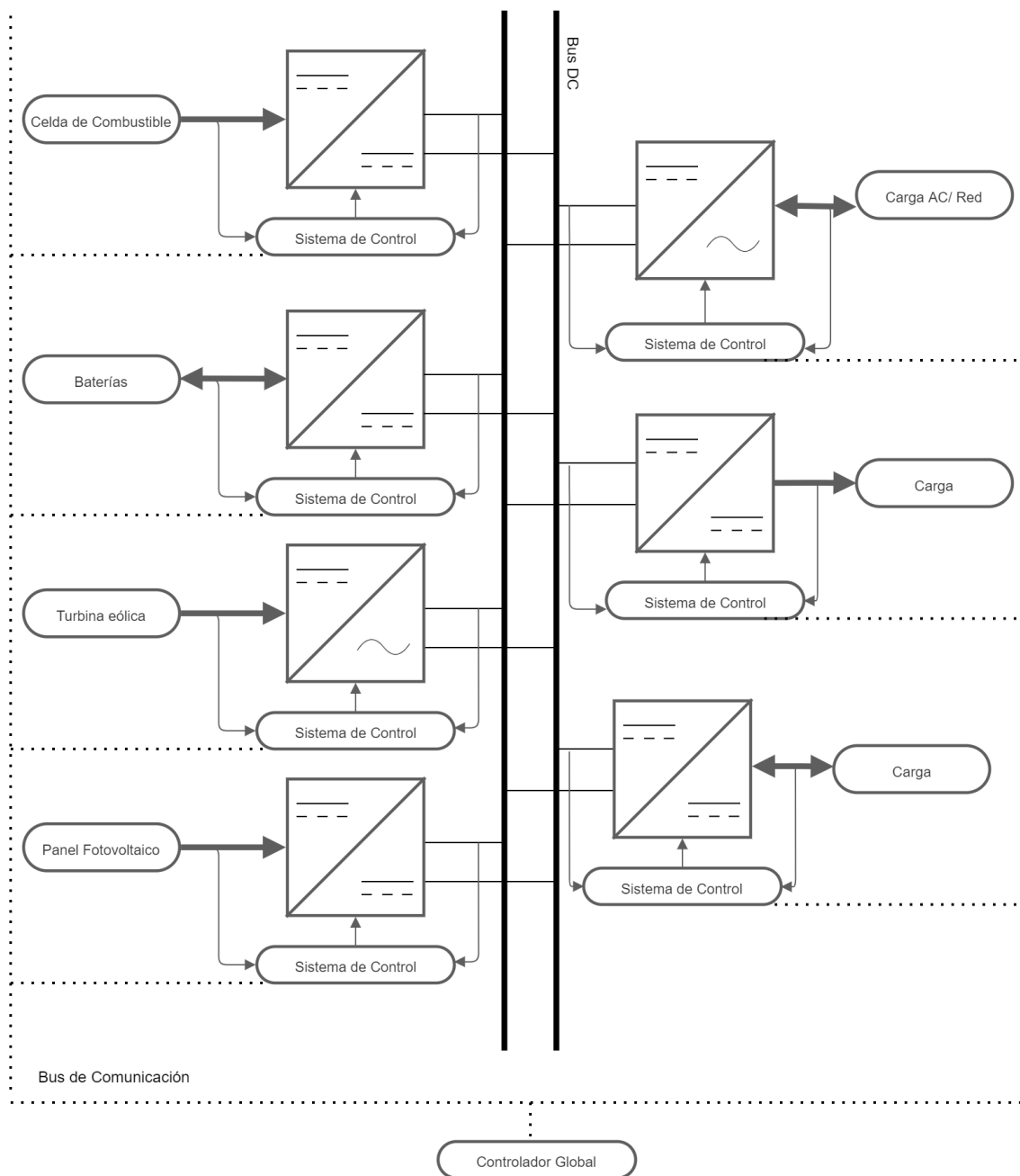


Figura 1.3. Estructura convencional basada en múltiples convertidores.

- Es necesario implementar un sistema de comunicación para poder conectar los controladores individuales y el controlador global. Pueden existir problemas asociados al sistema de comunicación como desconexiones o retardos.
- Aunque los convertidores conmutados de dos puertos sean simples y utilicen un número de elementos reducido, la estructura completa puede resultar en un sistema muy complejo, pesado y de gran tamaño.

- Tienen múltiples etapas de conversión de energía, por lo tanto, se elevan las pérdidas.

1.3.1.3 Estructuras integradas multipuerto

Las estructuras alternativas que han generado alto interés en cuanto a investigación son las basadas en convertidores multipuerto. Estos son capaces de integrar varias fuentes, elementos de almacenamiento y cargas de manera simultánea.

Los convertidores multipuerto surgen de la integración de múltiples convertidores de dos puertos en una misma estructura. Al identificar las redundancias en el procesamiento de energía de las estructuras convencionales, es posible desarrollar circuitos simples que compartan elementos para la transferencia de energía entre diferentes puertos [8] aumentando la eficiencia del sistema y desarrollando sistemas más sencillos y compactos.

En función del formato de energía entre sus puertos se pueden identificar convertidores multipuerto DC-DC y AC-DC . Los convertidores multipuerto AC-DC [26], [27] permiten integrar cargas de diferentes formatos en una misma estructura. Una desventaja apreciable es el elevado número de semiconductores que son necesarios. El alcance de este trabajo incluye únicamente las topologías DC-DC por lo que los convertidores multipuerto AC-DC no serán analizados a detalle.

En la figura 1.4 se puede observar la estructura de un sistema de generación de energía renovable híbrida basada en convertidores multipuerto DC-DC. Como se puede apreciar, el sistema resulta mucho más simple respecto al presentado en la figura 1.3.

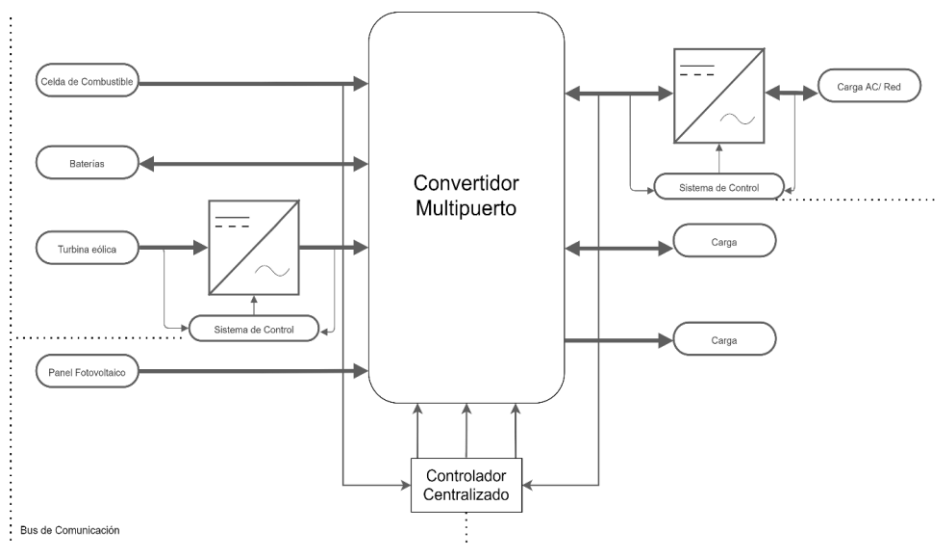


Figura 1.4. Estructura multipuerto.

Las ventajas que se pueden identificar con el uso de los convertidores multipuerto son:

- Tienen un número de elementos reducido, lo que resulta en sistemas con menor peso, bajo costo y más compactos.
- El control es centralizado. Si la aplicación únicamente considera fuentes y cargas de formato DC no son necesarios más controladores ni sistema de comunicación.
- Dado que maneja estructuras simples, es fácil de implementar.
- Existen múltiples topologías con puertos bidireccionales y unidireccionales, lo que les otorga una gran flexibilidad para todo tipo de aplicaciones.

Las desventajas que se pueden identificar son:

- Bajo grado de modularidad. Mientras las topologías multipuerto tengan un mayor grado de integración, más difícil será quitar o añadir nuevos puertos.
- El diseño del sistema de control para un convertidor multipuerto resulta complejo y no ha sido desarrollado ampliamente en la literatura.
- Si se quisiera integrar fuentes o cargas de característica AC a un sistema multipuerto DC sería necesario utilizar un convertidor AC-DC o DC-AC de dos puertos de manera obligatoria o considerar una topología multipuerto AC-DC de mayor complejidad.

Además de su uso en sistemas de generación de energía eléctrica utilizando fuentes renovables [8], [28]–[32] los convertidores multipuerto han sido considerados en aplicaciones satelitales [33], vehículos eléctricos [34], [35] y sistemas de alimentación ininterrumpida [36] y de manera general cualquier aplicación que utilice uno o más buses de voltaje.

La Tabla 1.1 presenta un cuadro comparativo que resume las ventajas y desventajas de los dos tipos de estructuras.

1.3.2 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES

En un sistema de generación de energía no es adecuado considerar únicamente fuentes de característica renovable, también es necesario utilizar elementos de almacenamiento que permitan almacenar energía y suplirla ante fluctuaciones en la generación principal. Evidentemente, el elemento de almacenamiento tiene una característica de bidireccionalidad, es decir, cuando las condiciones de operación lo requieren, se puede comportar como una fuente suministrando energía o como una carga demandando energía y almacenándola.

Tabla 1.1. Comparación entre estructuras convencionales y multipuerto.

Característica	Estructuras convencionales	Estructuras multipuerto
Número de elementos	Alto	Reducido
Necesidad de un sistema de comunicación	Siempre es necesario	No siempre
Complejidad de diseño	Baja	Alta
Complejidad de implementación	Alta	Baja
Esquema de control	Múltiples controladores + Controlador global	Controlador Centralizado
Modularidad	Alta	Baja
Tamaño y peso	Gran tamaño y peso	Menor tamaño, menor peso y más compacto

Los convertidores multipuerto tienen la capacidad de soportar flujos bidireccionales de energía en todos sus puertos se conocen como bidireccionales. Otros convertidores multipuerto que poseen puertos unidireccionales y bidireccionales se conocen como de puertos híbridos. Esta característica se debe a que están compuestos a partir de convertidores bidireccionales de dos puertos.

Los convertidores bidireccionales de dos puertos que componen los convertidores multipuerto bidireccionales y de puertos híbridos son conocidos en la literatura como celdas conmutadas bidireccionales básicas [8], [32]. Estas son formadas a partir de convertidores convencionales en los que los elementos unidireccionales como diodos han sido sustituidos por interruptores controlados que permiten la circulación de corriente en ambos sentidos. A continuación, se realizará una revisión de las topologías de convertidores bidireccionales comúnmente utilizadas como celdas conmutadas bidireccionales básicas. En la Figura 1.5 se puede observar la representación esquemática de las celdas conmutadas bidireccionales básicas que se utilizará en el desarrollo de este Proyecto Técnico.

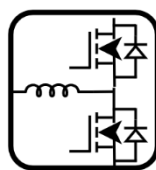


Figura 1.5. Representación de una celda conmutada bidireccional básica.

1.3.2.1 Conversores bidireccionales sin aislamiento galvánico

Los conversores sin aislamiento son aquellos que tienen sus puertos acoplados eléctricamente. Se pueden identificar fácilmente por la ausencia de un transformador, por esta razón no son aptos para altas potencias, sin embargo, en bajas potencias tienen alta eficiencia, bajo tamaño y menor costo.

Estos conversores son utilizados como celdas conmutadas bidireccionales gracias a sus estructuras simples con reducido número de elementos y a su característica en corriente de salida suave y continua [8].

1.3.2.1.1 Conversor bidireccional Buck/Boost

Resulta de un conversor Boost convencional en el que el diodo del circuito ha sido reemplazado por un interruptor controlado S_1 como se observa en la Figura 1.6.

Dependiendo de la operación de los interruptores el circuito puede operar en modo elevador o en modo reductor según:

- Elevador desde "A" hacia "B" con S_1 conmutando y con S_2 apagado.
- Reductor desde "B" hacia "A" con S_2 conmutando y con S_1 apagado.

La principal desventaja de este conversor es su limitación a un único modo de operación (elevador o reductor) al transferir energía, por lo que es apto para aplicaciones específicas por ejemplo, conexión entre paneles fotovoltaicos y baterías en un rango bajo de potencias [37].

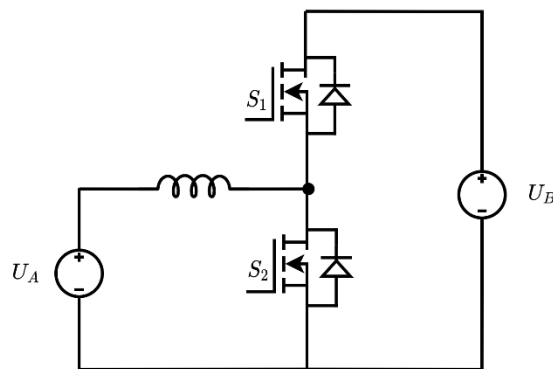


Figura 1.6. Conversor bidireccional Buck/Boost.

1.3.2.1.2 Conversor bidireccional Buck-Boost / Buck-Boost

Este convertidor es una mejora del conversor bidireccional Buck/Boost ya que puede trabajar en modo elevador y modo reductor en ambos sentidos. Esta formado a partir de

un convertor Buck-Boost unidireccional en el que el diodo ha sido sustituido por un interruptor controlado S2 como se muestra en la Figura 1.7.

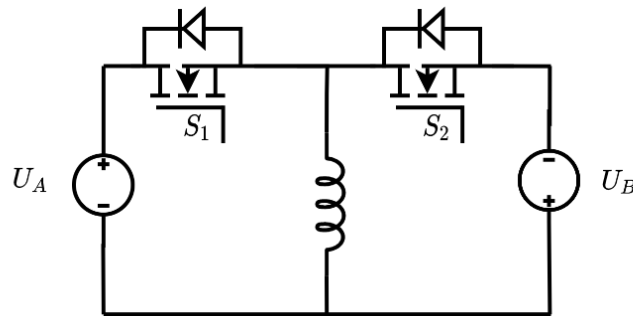


Figura 1.7. Convertor bidireccional Buck-Boost / Buck-Boost.

Dependiendo de la operación de los interruptores, el circuito puede operar en los siguientes modos:

- Elevador desde “A” hacia “B” con S1 conmutando y S2 apagado.
- Reductor desde “A” hacia “B” con S1 conmutando y S2 apagado.
- Elevador desde “B” hacia “A” con S2 conmutando y S1 apagado.
- Reductor desde “B” hacia “A” con S2 conmutando y S1 apagado.

La gran desventaja de esta topología es el rendimiento. Posee una menor eficiencia que un convertor elevador (ambos trabajando en modo elevador) o que un convertor reductor (ambos trabajando en modo reductor). Esto se debe al esfuerzo en tensión al que están sometidos los semiconductores. Se debe notar que el voltaje en ambos puertos se encuentra con polaridad invertida, lo que puede ser un problema en determinadas aplicaciones [38].

1.3.2.1.3 Convertor bidireccional Buck-Boost en cascada

Esta topología se presenta en la Figura 1.8. Al igual que el convertor bidireccional Buck-Boost/Buck-Boost puede trabajar en modo elevador y en modo reductor en ambos sentidos con la diferencia de que la polaridad del voltaje no se invierte entre sus puertos.

Al utilizar un único inductor, este tipo de convertidores manejan una mayor eficiencia y un menor tamaño respecto a topologías con varios elementos reactivos.

Se puede modificar la operación del circuito al variar la operación de los interruptores según:

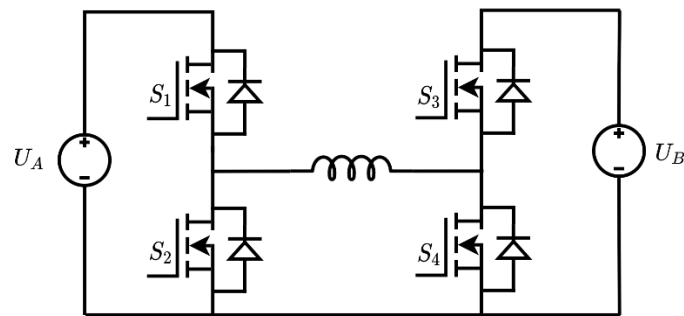


Figura 1.8. Conversor bidireccional Buck-Boost en cascada.

- Reductor de “A” a “B” con S1 conmutando y S2, S3, S4 apagados.
- Elevador de “A” a “B” con S4 conmutando, S1 encendido y S2,S3 apagados.
- Reductor de “B” a “A” con S3 conmutando y S1,S2,S4 apagados.
- Elevador de “B” a “A” con S2 conmutando, S3 encendido y S1,S4 apagados.

Por su capacidad de manejar ambos modos de operación en cualquier sentido de flujo de energía esta topología es una de las más versátiles y utilizadas. La desventaja es el elevado número de semiconductores lo que se traduce en mayores pérdidas de conmutación y en algoritmos de control más complejos. A pesar de esto, en [39] se presenta una variación del conversor bidireccional buck-boost en cascada que permite manejar una alta eficiencia y bajo rizado de corriente y voltaje utilizando un capacitor adicional.

1.3.2.1.4 Conversor bidireccional Cuk

Está formado por un conversor Cuk unidireccional en el cual el diodo del circuito ha sido reemplazado por un interruptor controlado S2 como se puede observar en la Figura 1.9. La ventaja de esta configuración es el bajo rizado de voltaje y corriente que maneja en comparación a otras topologías. Al igual que las dos topologías anteriores, este convertidor puede trabajar en ambos modos de operación (elevador y reductor) en cualquier sentido de flujo de energía:

- Elevador desde “A” hacia “B” con S1 conmutando y S2 apagado.
- Reductor desde “A” hacia “B” con S1 conmutando y S2 apagado.
- Elevador desde “B” hacia “A” con S2 conmutando y S1 apagado.
- Reductor desde “B” hacia “A” con S2 conmutando y S1 apagado.

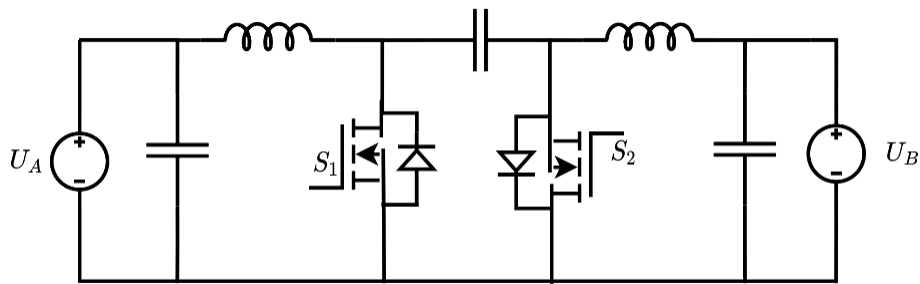


Figura 1.9. Conversor bidireccional Cuk.

La desventaja de esta topología son los elementos reactivos adicionales, utilizar dos inductores provoca que el circuito sea más grande y pesado respecto a otras topologías con un único elemento reactivo.

Por su característica de bajo rizado de corriente y voltaje esta topología es comúnmente utilizada en aplicaciones de ecualización de baterías [40] y como interfaz entre baterías y ultra capacitores [41].

1.3.2.1.5 Conversor bidireccional SEPIC/Zeta

Esta topología se puede observar en la Figura 1.10. Es una variación del conversor bidireccional Cuk/Cuk que no invierte la polaridad de la tensión entre sus puertos manteniendo las ventajas de bajo rizado de voltaje y corriente [42].

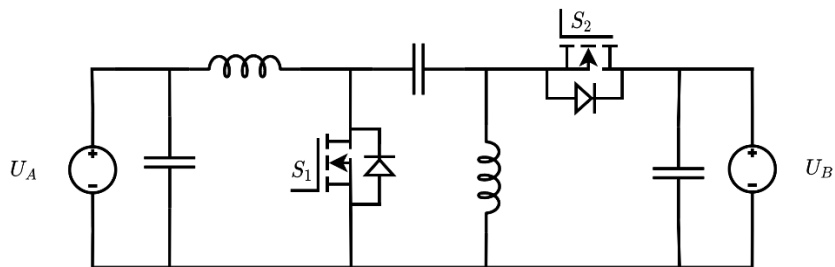


Figura 1.10. Conversor bidireccional SEPIC/Zeta.

Dependiendo de la operación de los interruptores, se pueden identificar los siguientes modos de operación:

- SEPIC desde “A” hacia “B” con S1 conmutando y S2 apagado.
- ZETA desde “A” hacia “B” con S2 conmutando y S1 apagado.

Al igual que el conversor bidireccional Cuk/Cuk comparte la desventaja asociada a un mayor número de elementos reactivos. Los inductores L1 y L2 pueden ser acoplados para reducir el rizado de voltaje y el estrés de tensión en los interruptores [38].

1.3.2.2 Conversores bidireccionales con aislamiento galvánico

Los conversores con aislamiento galvánico utilizan transformadores de alta frecuencia para aislar eléctricamente sus diferentes puertos. De esta manera se pueden acoplar en un mismo sistema fuentes y cargas que manejen varios rangos de voltaje. Una ventaja del aislamiento galvánico es que la relación de conversión de voltaje no depende únicamente del ciclo de trabajo de los interruptores ya que puede ser modificada mediante la relación de vueltas del transformador. Por esta razón esta familia de conversores también es conocida como de alta ganancia.

Por otro lado, existen aplicaciones en las que es necesario aislar eléctricamente los puertos del conversor. Por ejemplo, protocolos de seguridad establecen aislamiento eléctrico entre los puertos si se manejan niveles de tensión que son lo suficientemente altos para dañar a los humanos. Los conversores aislados también son útiles para separar tierras y circuitos sensibles al ruido de fuentes de ruido.

Dentro del estudio de conversores multipuerto las topologías de conversores con aislamiento son realmente importantes ya que, a través de la integración de conversores bidireccionales sin aislamiento con convertidores compuestos por combinaciones de puentes se puede generar un flujo bidireccional de energía separando de manera segura fuentes y cargas garantizando una alta ganancia de voltaje.

Los conversores bidireccionales con aislamiento galvánico están dirigidos a aplicaciones en altas tensiones y potencias en el orden de los kilovatios.

En [43] Rodríguez explica el principio básico de funcionamiento de estos convertidores usando el esquema que se puede observar en la Figura 1.11:

Ambos puertos del conversor se encuentran conectados con el transformador de aislamiento a través de configuraciones de interruptores controlados tipo puente (inversores) Z1, Z2. Dependiendo del sentido de flujo de la energía los puentes realizan la siguiente función:

- Desde "A" hacia "B" Z1 actúa como excitador, el interruptor controlado excita al transformador con una forma de onda determinada mientras que Z2 actúa como rectificador.
- Desde "B" hacia "A" Z2 actúa como excitador mientras que Z1 actúa como rectificador.

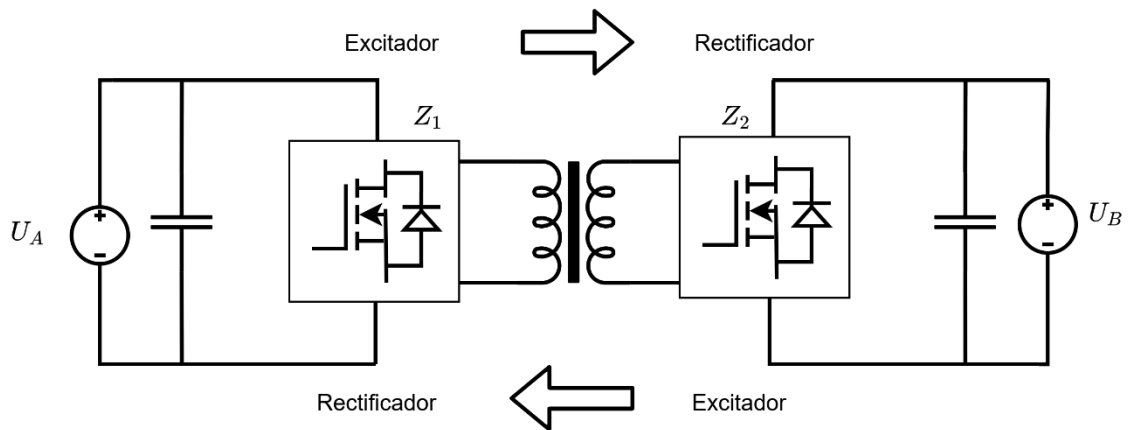


Figura 1.11. Esquema básico de los convertidores bidireccionales compuestos por combinaciones de puentes.

Z_1 y Z_2 pueden ser cualquiera de las configuraciones más comunes de inversores (figura 1.12) dependiendo de la aplicación: puente completo, puente medio y push-pull dando como resultado una gran variedad de topologías.

Se pueden combinar estas configuraciones de convertidores tipo puente con convertidores bidireccionales sin aislamiento galvánico para formar otras celdas bidireccionales conmutadas básicas aisladas como el convertidor boost de puente medio y el convertidor boost de puente completo [8]. Estas topologías se presentan en la Figura 1.13.

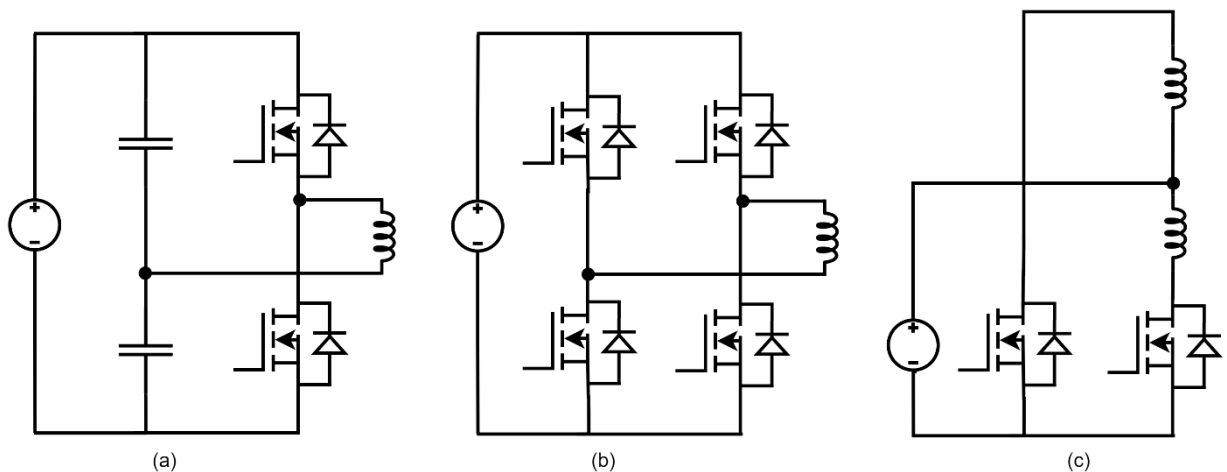


Figura 1.12. Topologías de inversores a) puente medio, b) puente completo, c) push-pull.

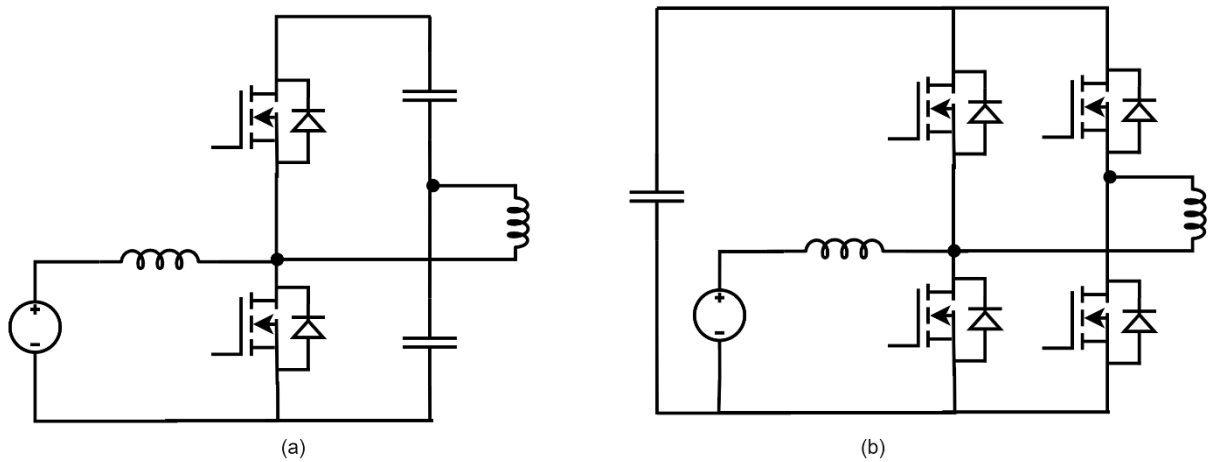


Figura 1.13. Celdas conmutadas bidireccionales básicas aisladas: a) boost de puente medio, b) boost de puente completo.

Los puentes activos duales (DAB por sus siglas en inglés) son una variación en la que ambos puentes Z1, Z2 son inversores de puente completo y operan como excitadores del transformador. El circuito básico para los puentes activos duales puede observarse en la Figura 1.14. El sistema se comporta de manera equivalente a dos fuentes de alterna excitando un transformador.

Pueden encontrarse variaciones del puente activo dual que incorporan un tanque resonante añadiendo un capacitor en serie al transformador y utilizando la inductancia de dispersión propia del transformador como el de la Figura 1.15.

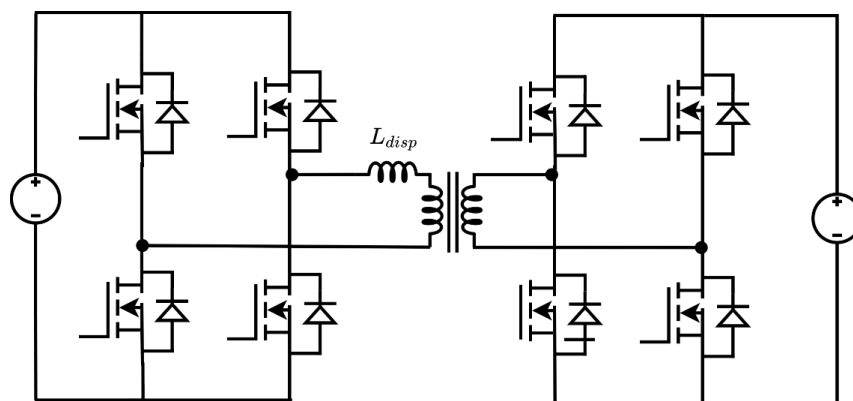


Figura 1.14. Puente activo dual.

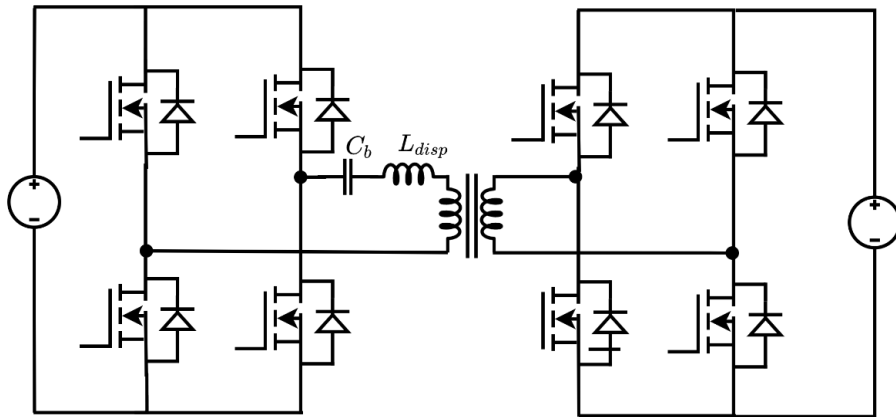


Figura 1.15. Puente activo dual con tanque resonante.

Cuando es necesario operar en aplicaciones que requieran niveles de potencia importantes (decenas de kilovatios) la mejor alternativa es utilizar puentes activos duales trifásicos [43] como el presentado en la figura 1.16.

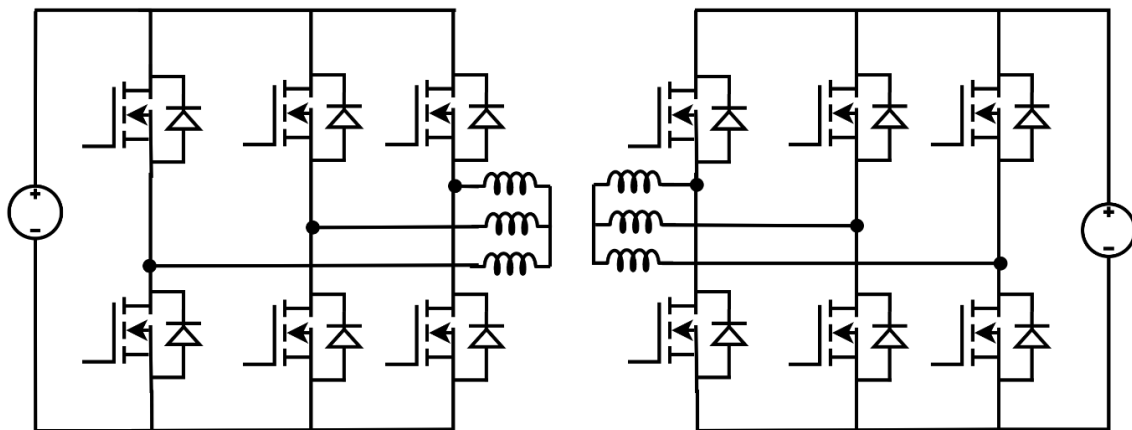


Figura 1.16. Puente activo dual trifásico.

El sentido y la magnitud en el flujo de potencia es función del desfase ϕ entre las señales generadas en cada devanado del transformador.

Las principales ventajas de las topologías de convertidores multipuerto generadas a partir de puentes duales activos es el reducido número de semiconductores que utilizan. Las ramas que componen el puente pueden ser compartidas por otras celdas conmutadas bidireccionales básicas generando nuevos puertos bidireccionales.

La versión unidireccional del puente activo dual es el convertidor aislado de puente completo. Este se obtiene al reemplazar los interruptores controlados en uno de los devanados del transformador por elementos unidireccionales como diodos formando un

rectificador tipo puente. Esta consideración es importante, dado que, comúnmente se utilizan convertidores aislados de puente completo en convertidores multipuerto para generar puertos de salida eléctricamente aislados.

El convertidor multipuerto que es objeto de estudio en esta tesis está formado a partir de un convertidor aislado de puente completo (variación del puente activo dual) y dos convertidores bidireccionales Buck/Boost, por esta razón estas topologías serán explicadas más detalladamente en el siguiente capítulo.

1.3.3 TOPOLOGÍAS MULTIPUERTO DC/DC BIDIRECCIONALES DE PUENTE COMPLETO APLICADAS A SISTEMAS DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA RENOVABLE

Como se mencionó anteriormente, las estructuras basadas en convertidores multipuerto son especialmente atractivas para aplicaciones de generación de energía renovable. Sus múltiples puertos les permiten generar sistemas híbridos que integren diferentes tipos de fuentes renovables, elementos de almacenamiento y cargas.

Las celdas conmutadas bidireccionales básicas permiten obtener una gran variedad de topologías multipuerto con diferentes características en cuanto a bidireccionalidad, aislamiento y grado de integración. Para poder introducir las topologías más utilizadas en sistemas de generación de energía renovable se deben considerar los requerimientos típicos de esta aplicación:

- Aislamiento Galvánico: Dado que son necesarios niveles elevados de voltaje y potencia.
- Flujo de energía bidireccional : Debido a la necesidad de integrar un elemento de almacenamiento de energía las topologías deben manejar al menos un puerto bidireccional.
- Alto grado de integración: El alto grado de integración les permite a los convertidores multipuerto disminuir las etapas de conversión de energía. Al tener varios elementos compartidos entre puertos el sistema es más pequeño y compacto además de manejar una mayor eficiencia.

Los métodos de acoplamiento con los que se combinan las celdas conmutadas bidireccionales básicas permiten obtener tipos de convertidores multipuerto con características específicas. Se pueden identificar tres tipos de acoplamiento:

- Acoplamiento eléctrico directo: Las celdas básicas son acopladas eléctricamente en configuraciones serie paralelo [44]–[46], con capacitores/inductores acoplados

[47], [48], o compartiendo elementos [49]. Estos convertidores multipuerto no son aptos para altas ganancias ya que la conversión de voltaje depende únicamente del ciclo de trabajo de los interruptores. La clara ventaja de este método es que las estructuras formadas son de bajo tamaño, costo y peso por la ausencia de un transformador. La desventaja es la ausencia de aislamiento entre puertos, la baja ganancia de voltaje y la incapacidad de manejar fuentes y cargas con diferencias de voltaje muy pronunciadas. En la Figura 1.17 se puede observar la representación esquemática de los convertidores multipuerto con acoplamiento eléctrico directo.

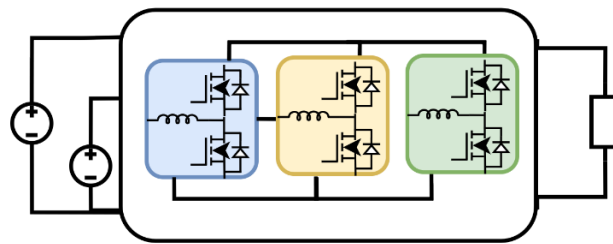


Figura 1.17. Convertidor multipuerto con acoplamiento eléctrico.

- **Acoplamiento magnético:** Las celdas básicas son acopladas magnéticamente utilizando un transformador de múltiples devanados. De este modo, todos los puertos están aislados eléctricamente y la ganancia de voltaje puede modificarse mediante la relación de vueltas del transformador. Estos sistemas permiten manejar puertos con diferencias amplias de voltaje sin ningún problema. La desventaja de este método es la necesidad de un transformador de alta frecuencia con múltiples devanados como interfaz entre las diferentes celdas. Estos elementos deben ser construidos específicamente para la aplicación y aumentan el costo y complejidad del sistema. En [50] se desarrolla un convertidor multipuerto utilizando inversores de puente medio y un transformador de tres devanados, en [51]–[53] se puede observar una topología multipuerto utilizando inversores de puente completo y en [54] se muestra una topología que combina inversores de puente medio y puente completo. En la Figura 1.18 se puede observar la representación esquemática de convertidores multipuerto con acoplamiento magnético.

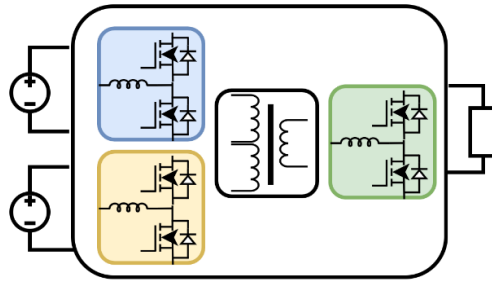


Figura 1.18. Conversor multipuerto con acoplamiento magnético.

- Acoplamiento electromagnético: Este método combina las ventajas del acoplamiento eléctrico y acoplamiento magnético. Los puertos bidireccionales del conversor se encuentran acoplados eléctricamente mientras que los puertos unidireccionales de salida se encuentran aislados. La principal característica de este acoplamiento es que no hay conexión eléctrica entre fuentes/elementos de almacenamiento y cargas. Dado que las fuentes están acopladas eléctricamente, el número de devanados del transformador que son necesarios disminuye, bajando los costos y el tamaño del sistema. La desventaja que es que los puertos bidireccionales acoplados eléctricamente no pueden manejar niveles de voltaje con rangos de diferencia considerables. Este tipo de conversores multipuerto han sido ampliamente desarrollados en la literatura [55]–[61]. En la Figura 1.19 se presenta esquemáticamente a los conversores multipuerto acoplados electromagnéticamente.

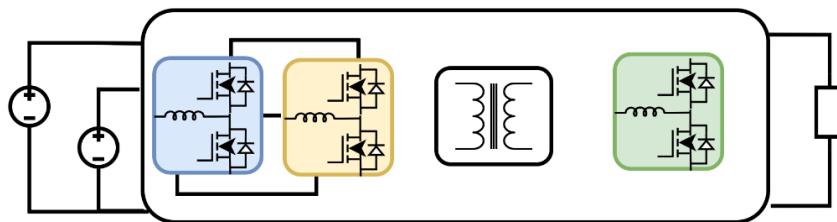


Figura 1.19. Conversor multipuerto con acoplamiento electromagnético.

De acuerdo con los requerimientos de la aplicación de generación de energía renovable se puede concluir que la necesidad de aislamiento hace menos recomendable el uso de topologías con acoplamiento eléctrico. Por otro lado, el requerimiento de una alta densidad de potencia y alta ganancia de voltaje hacen que el acoplamiento magnético y electromagnético sea la mejor opción. El acoplamiento electromagnético únicamente necesita un transformador con dos devanados otorgando el aislamiento necesario con la mayor optimización de recursos. La limitación que únicamente le permite operar con

puertos con niveles de voltajes de voltaje similares no es un problema en la generación de energía renovable híbrida ya que los niveles de voltaje de paneles solares y celdas de combustible no superan las decenas de voltios [62], [63] mientras que las características de voltaje de otras fuentes como turbinas eólicas pueden acondicionarse en la fase previa de rectificación.

En conclusión, aunque en la literatura se pueden encontrar topologías de convertidores multipuerto aplicadas a la generación de energía renovable con los tres tipos de acoplamiento, las características distintivas del acoplamiento electromagnético presentan ventajas que las vuelven las más utilizadas en este campo específico de aplicación.

La manera más común de generar topologías de convertidores multipuerto con acoplamiento electromagnético es combinar celdas conmutadas bidireccionales básicas con convertidores de puente completo. Las celdas conmutadas bidireccionales forman puertos bidireccionales acoplados eléctricamente mientras que el puerto aislado unidireccional de salida se forma a través del convertidor de puente completo.

Las topologías de convertidores multipuerto acopladas electromagnéticamente pueden clasificarse en tres grandes grupos: familias de tres, cuatro y cinco puertos.

1.3.3.1 Familias de tres puertos

Estos convertidores multipuerto surgen de integrar dos celdas conmutadas bidireccionales básicas en paralelo. Las ramas paralelas de interruptores forman un puente activo. Los puntos medios del puente son conectados al primario de un transformador de alta frecuencia mientras que el secundario forma un puerto unidireccional de salida a través de un puente de diodos. En la Figura 1.20 se observa la estructura general de esta familia.

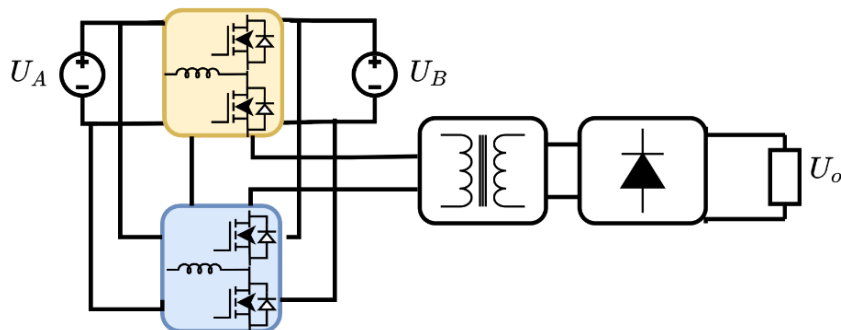


Figura 1.20. Estructura de las familias de tres puertos.

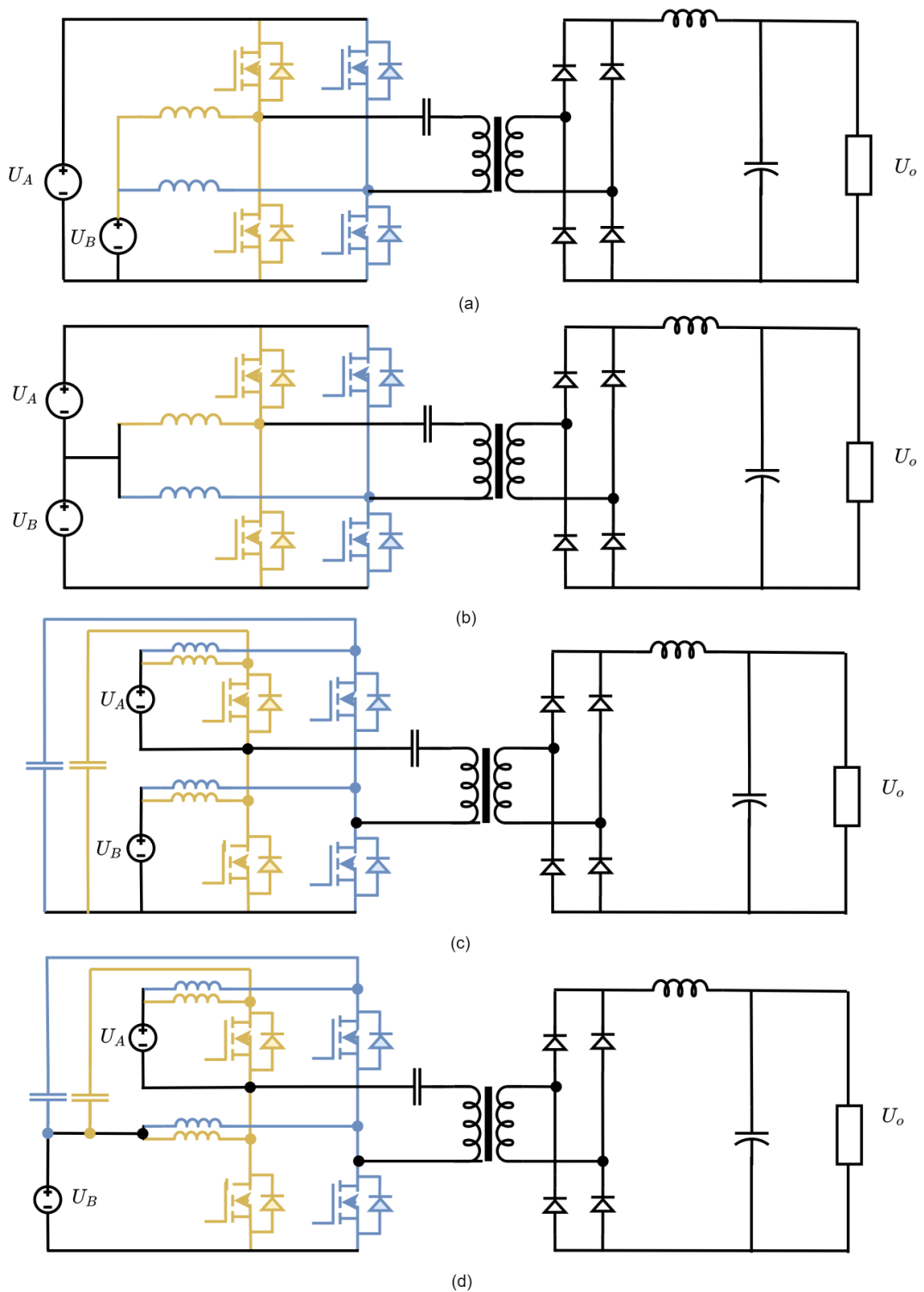


Figura 1.21. Conversores de tres puertos (a) Buck/Boost, (b) Buck-Boost/Buck-Boost, (c) Cuk/Cuk y (d) SEPIC/Zeta.

La conversión de energía entre A y B se realiza a través del convertor bidireccional, mientras que la conversión de energía entre A/B y O ocurre a través del convertor de puente completo.

Esta familia es una de las más versátiles ya que posee dos puertos bidireccionales y un puerto unidireccional de salida, pudiendo servir como interfaz entre una fuente de energía renovable, un elemento de almacenamiento como una batería o super-capacitor y una carga.

Dependiendo de las celdas conmutadas bidireccionales básicas que se utilicen se pueden formar hasta cuatro topologías de convertidores multipuerto de tres puertos. En la Figura 1.21(a) se puede observar una composición a partir del convertidor Buck/Boost bidireccional (Figura 1.5). El convertidor de la Figura 1.21(b) forma su puente activo a partir de dos convertidores bidireccionales Buck/Boost-Buck/Boost (Figura 1.6). La topología de la Figura 1.21(c) compone un puente activo a partir de dos convertidores bidireccionales Cuk-Cuk (Figura 1.8) mientras que el puente del convertidor de la Figura 1.21(d) está compuesto a partir de dos convertidores bidireccionales SEPIC/Zeta (Figura 1.9).

La desventaja de la familia de convertidores multipuerto de tres puertos respecto a familias de cuatro y cinco puertos es que no es apta para sistemas de generación renovable híbrida off-grid. Dado que un puerto necesariamente debe ser ocupado por un elemento de almacenamiento. Incluir diferentes fuentes de energía renovable utilizando esta familia de convertidores multipuerto no es posible.

1.3.3.2 Familias de cuatro puertos

Estos convertidores surgen de integrar dos celdas conmutadas bidireccionales básicas compartiendo un puerto. Los puntos medios del puente activo generado son conectados al primario de un transformador de alta frecuencia mientras que el secundario forma un puerto unidireccional de salida a través de un puente de diodos. De este modo se obtienen cuatro puertos en total. En la Figura 1.22 se observa la estructura general de esta familia.

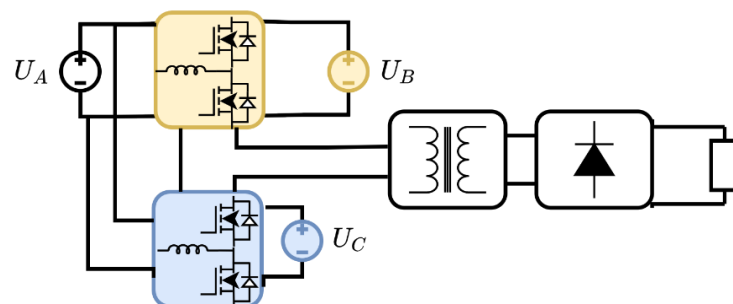


Figura 1.22. Estructura de las familias de cuatro puertos.

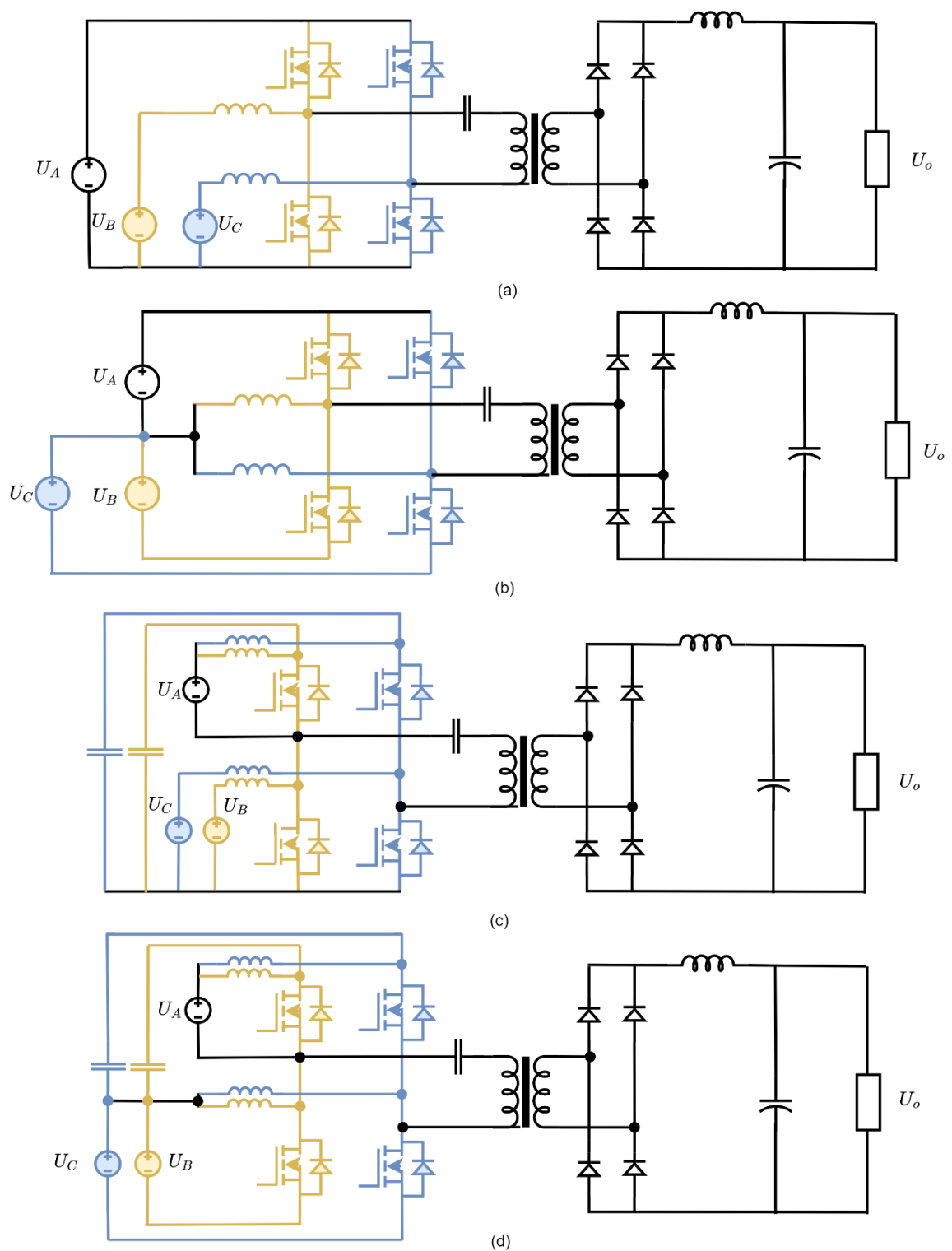


Figura 1.23 Conversores de cuatro puertos (a) Buck/Boost, (b) Buck-Boost/Buck-Boost, (c) Cuk/Cuk y (d) SEPIC/ZETA.

La conversión de energía entre A-C y A-B se realiza a través de su respectivo convertidor bidireccional. La transferencia de energía entre C-B y viceversa es de dos etapas, no hay

transferencia de energía directa entre C y B. Finalmente, la transferencia de energía entre A/B/C – O ocurre a través del convertor de puente completo.

Esta familia es ideal para generación de energía renovable híbrida off-grid. Posee tres puertos bidireccionales y un puerto unidireccional de salida por lo que puede utilizarse como interfaz entre dos fuentes de energía renovable, un elemento de almacenamiento como una batería o super-capacitor y una carga.

Utilizando las mismas celdas conmutadas bidireccionales básicas que en la familia de tres puertos se pueden obtener cuatro topologías de convertidores multipuerto de cuatro puertos como se observa en la Figura 1.23. Se puede apreciar claramente que el puerto UA es compartido entre las celdas que componen C y B.

La desventaja de la familia de convertidores multipuerto es que no existe flujo directo de energía entre C y B. En caso de que la aplicación lo requiera, la energía deberá ser intercambiada entre C/B y A para posteriormente pasar desde A hasta B/C.

1.3.3.3 Familias de cinco puertos

Estos convertidores surgen de integrar dos celdas conmutadas bidireccionales básicas compartiendo un terminal. Los puntos medios del puente activo generado son conectados al primario de un transformador de alta frecuencia mientras que el secundario forma un puerto unidireccional de salida a través de un puente de diodos. De este modo se obtienen cinco puertos en total. En la Figura 1.24 se observa la estructura general de esta familia.

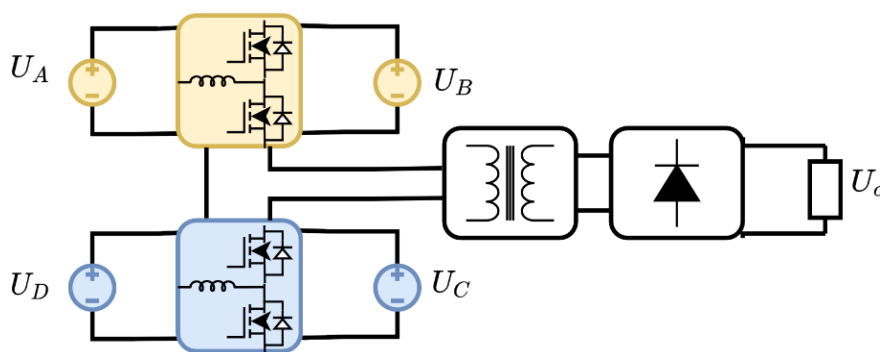


Figura 1.24. Estructura de las familias de cinco puertos

La conversión de energía entre A-B y C-D se realiza a través de su respectivo convertidor bidireccional. No existe transferencia directa de energía entre A/B-C/D dado que sus convertidores bidireccionales son independientes entre sí. Finalmente, la transferencia de energía entre A/B/C/D–O ocurre a través del convertor de puente completo.

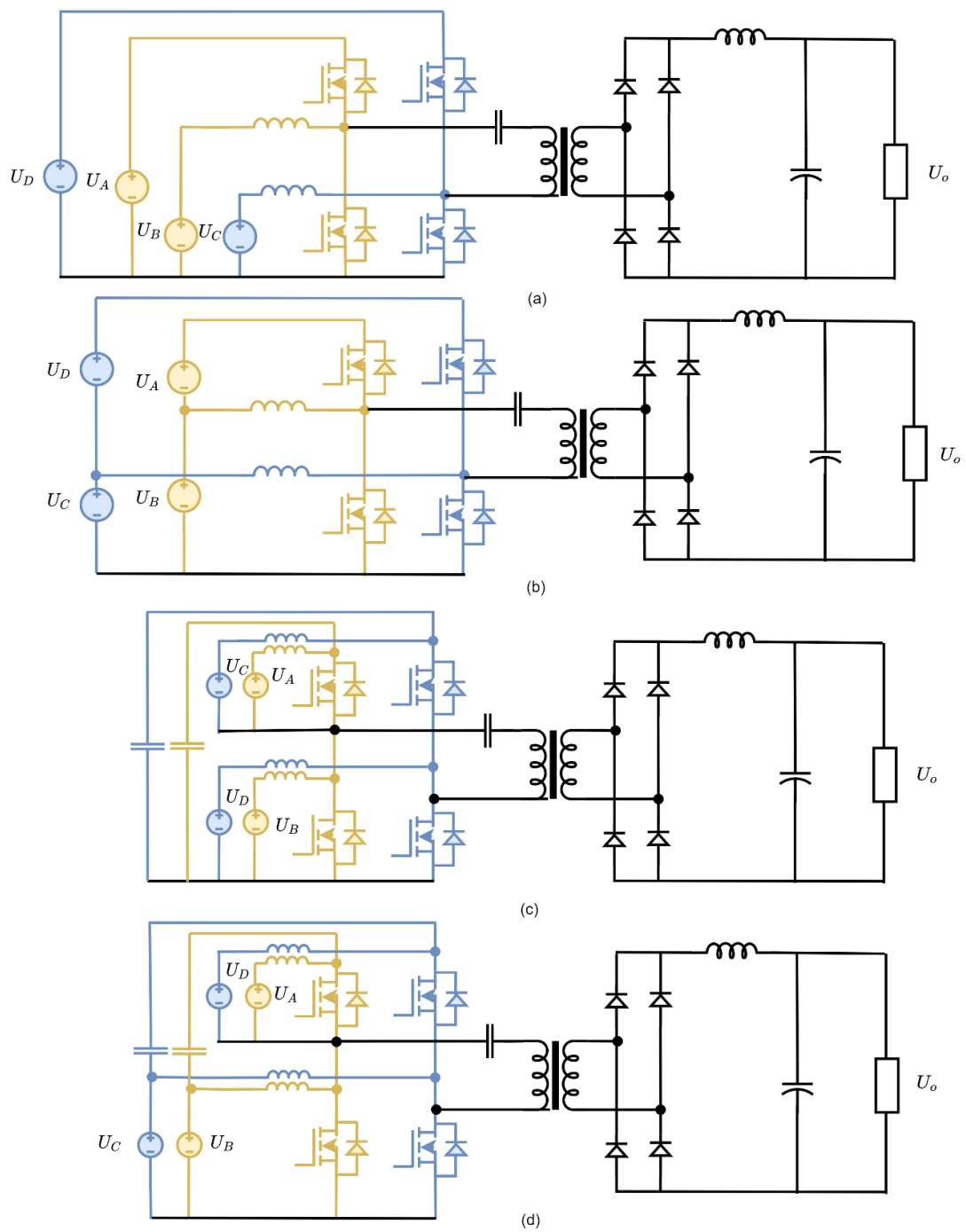


Figura 1.25. Conversores de cinco puertos (a) Buck/Boost, (b) Buck-Boost/Buck-Boost, (c) Cuk/Cuk y (d) SEPIC/ZETA.

Los conversores multipuerto de cinco puertos son considerados en aplicaciones que involucren más de dos fuentes de energía renovable o más de un tipo de elemento de almacenamiento en un mismo sistema ya que posee cuatro puertos bidireccionales y un puerto unidireccional de salida.

Utilizando las mismas celdas conmutadas bidireccionales básicas que en la familia de tres y cuatro puertos se pueden obtener cuatro topologías de convertidores multipuerto de cinco puertos como se observa en la Figura 1.25.

1.3.4 MÉTODOS DE CONTROL

El control de un sistema multipuerto tiene como objetivo regular los niveles de voltaje y corriente en los diferentes puertos de la manera más eficiente posible. El esquema de control más utilizado para este tipo de convertidores es el control en lazo cerrado simple utilizando controladores de tipo PID donde las referencias del sistema de control son dadas por un controlador supervisorio que determina el flujo de potencias como se observa en la Figura 1.26.

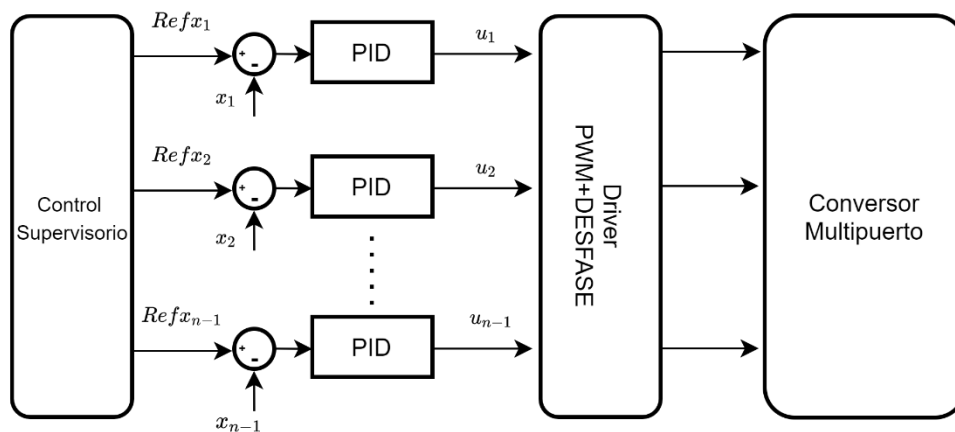


Figura 1.26. Esquema de control para convertidores multipuerto

Un sistema multipuerto con n puertos tiene $n - 1$ acciones de control independientes [33]. En las familias de convertidores con acoplamiento electromagnético las acciones de control son el ciclo de trabajo y el desfase en la operación de los semiconductores de ramas paralelas.

En este trabajo se propone un nuevo método de control de convertidores multipuerto basado en un esquema cascada y un controlador por modos deslizantes. Por esto, en esta sección se introducirán conceptos sobre esquemas de control en cascada, además de características del control PID y SMC.

1.3.4.1 Control en cascada

El control en cascada es una mejora al esquema de control en lazo de realimentación simple. Este incluye dos lazos de control anidados como se puede observar en la Figura 1.27. El controlador de lazo externo se conoce como maestro e influye sobre la variable

más rápida. El controlador del lazo interno se conoce como esclavo e influye sobre la variable más lenta. Como se puede observar el controlador maestro entrega la referencia para el controlador esclavo mientras que el lazo externo permite eliminar el efecto de perturbaciones antes de que tengan un efecto apreciable sobre la variable de salida.

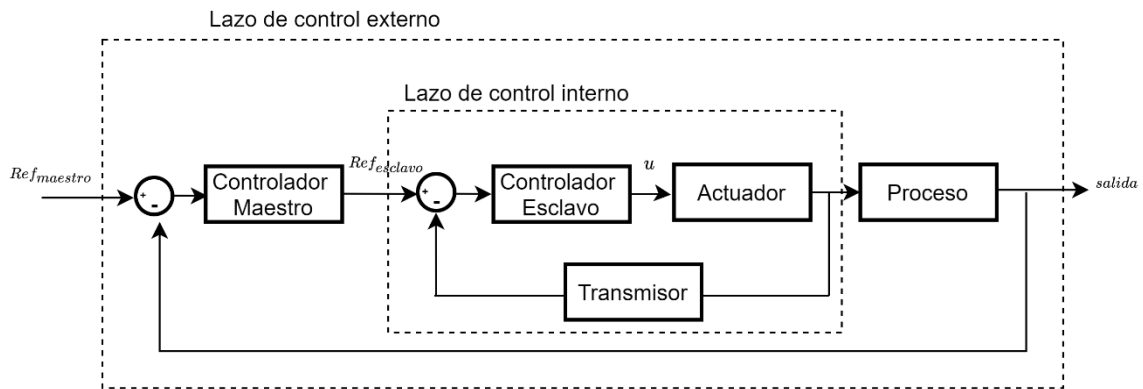


Figura 1.27. Esquema de control en cascada

El control en cascada ha sido considerado para aplicaciones de control de convertidores estáticos para mejorar su respuesta dinámica de voltaje. En [64] se diseña el sistema de control para un convertidor Boost considerando un esquema cascada con un lazo externo de control de voltaje y un lazo interno de control de corriente. Para que el voltaje de salida pueda seguir el voltaje de referencia el lazo de control maestro determina una referencia de corriente para el lazo interno obteniendo como resultado una regulación de voltaje robusta.

En [65] se considera una aplicación con un panel fotovoltaico como fuente de un convertidor Boost. Para el funcionamiento del sistema de control, un seguidor de punto de máxima potencia calcula la referencia de voltaje para el controlador externo, la salida de este controlador es una referencia de corriente que el controlador de lazo interno utiliza para calcular la acción de control requerida.

El convertidor Boost, así como otras celdas conmutadas bidireccionales básicas poseen dinámicas de voltaje que tienen un comportamiento de respuesta inversa. A través de la implementación de esquemas de control cascada, este fenómeno puede eliminarse, mejorando el desempeño dinámico de los convertidores multipuerto.

Los controladores maestro y esclavo de los lazos del esquema cascada son comúnmente controladores de tipo PID. En este trabajo, además de los controladores de tipo PID se implementará un control por modos deslizantes SMC.

1.3.4.2 Controlador PID

Este tipo de controlador trabaja en base al error entre la referencia y la variable medida. La acción de control es la suma de tres acciones distintas: acción proporcional, integral y derivativa.

- Acción proporcional: La acción de control es proporcional al error. Esta se obtiene al multiplicar el error por un valor constante. El control proporcional permite disminuir el error en estado estable y mejorar la respuesta transitoria. Esta acción por sí sola no elimina el error en estado estable.
- Acción diferencial: La acción de control es proporcional a la derivada del error. Un cambio brusco en el error producirá una acción diferencial de tipo impulso haciendo que el sistema alcance la referencia de manera rápida y brusca.
- Acción integral: La acción de control es proporcional a la integral del error. Esta acción de control permite eliminar el error en estado estable al integrar el error en el tiempo hasta que la variable medida alcance el valor de referencia.

Dependiendo de los tipos de acción que se utilicen se pueden desarrollar controladores de tipo P, PI, PD y PID. El control de tipo PI (acción proporcional más acción integral) ha demostrado su efectividad en el control de convertidores DC-DC manteniendo nulo el error en estado estable con una facilidad de implementación en sistemas microprocesados siendo esta la alternativa más utilizada en la literatura.

1.3.4.3 Controlador por modos deslizantes SMC

El control por modos deslizantes es una técnica de control no lineal inherentemente robusta. Su característica principal es que la respuesta dinámica del controlador está dada por una superficie deslizante, misma que es un parámetro de diseño. Esta superficie le otorga inmunidad a la variable controlada ante perturbaciones de proceso.

Existen tres tipos de superficies que determinan el comportamiento dinámico de la respuesta del sistema: superficie tipo PD, tipo PID y tipo ID.

- Superficie PD: La respuesta dinámica es rápida y brusca. Existe error en estado estable por la ausencia de la parte integral.
- Superficie PID: Respuesta dinámica característica de un controlador PID. Se puede identificar un tiempo de establecimiento y un sobreimpulso. No existe error en estado estable.
- Superficie tipo ID: Este tipo de superficie presenta dinámicas muy bruscas, no suele ser utilizada.

La acción de control está compuesta por dos funciones, una función continua o equivalente y una función switching o discontinua. La parte función continua del controlador actúa una vez se haya alcanzado la superficie deslizante y le permite al sistema seguir la dinámica de la superficie. La parte discontinua del controlador es la encargada de llevar a los estados del sistema hacia la superficie deslizante, su acción es transitoria.

Aunque el control por modos deslizantes ha sido ampliamente desarrollado en aplicaciones no lineales como procesos químicos y tanques de reacción, se han realizado investigaciones de aplicación de controladores por modos deslizantes aplicados al control de voltaje en convertidores DC-DC [66]–[69].

1.3.4.3 El seguidor de punto de máxima potencia

La cantidad de energía que se puede extraer de fuentes de característica renovables depende de múltiples factores. Al hablar de paneles fotovoltaicos, por ejemplo, la temperatura, la irradiación solar y las variaciones de carga determinan la máxima potencia que se puede extraer. Si consideramos turbinas eólicas la potencia generada depende de la velocidad del viento.

Los algoritmos de seguimiento de punto de máxima potencia permiten determinar los puntos de operación (voltaje y corriente) necesarios para poder obtener el máximo rendimiento de la fuente renovable de acuerdo con las condiciones externas que determinan su funcionamiento.

Para el seguimiento de punto de máxima potencia se pueden identificar métodos convencionales como: perturbador observador, conductancia incremental, voltaje de circuito abierto fraccional. Otros métodos recientemente desarrollados incluyen control difuso y algoritmos utilizando redes neurales.

2. METODOLOGÍA

El objetivo de este proyecto es el análisis, diseño y simulación del sistema de control para un convertidor multipuerto DC-DC bidireccional de cuatro puertos de puente completo aplicado a la generación de energía utilizando paneles fotovoltaicos. En este capítulo se realizará la justificación de la topología multipuerto seleccionada y el análisis y diseño tanto del circuito de potencia como del sistema de control.

Primero se justificará la selección de la familia de convertidores multipuerto con acoplamiento electromagnético, específicamente a la familia de cuatro puertos como

solución para la aplicación propuesta. A través de un repaso de las características de las diferentes topologías que componen esta familia se justificará la selección del convertidor objeto de estudio.

Posteriormente se realizará el análisis del circuito a partir de formas de onda características determinadas por la modulación del convertidor y los estados de conmutación. Se determinarán las expresiones que relacionan las variables de control con variables eléctricas y el flujo de potencias.

Una vez establecidas las relaciones que describen el funcionamiento del circuito, se analizarán los diferentes modos de operación en función de la aplicación seleccionada. Se considerarán cambios en la irradiancia, en el estado de carga de las baterías y en la demanda de energía. Una vez determinadas las necesidades de la aplicación se dimensionarán los paneles fotovoltaicos y el banco de baterías para una demanda constante de 6[kW] a 600[V] de manera que el sistema pueda trabajar en autonomía.

Finalmente se presentará el esquema de control y se desarrollará el diseño de los controladores. La simulación del sistema de potencia y de control se lo realizará utilizando MATLAB-Simulink.

2.1. ANÁLISIS DEL CONVERTOR MULTIPUERTO DC/DC BIDIRECCIONAL DE CUATRO PUERTOS BUCK/BOOST.

2.1.1. EL CONVERTOR MULTIPUERTO BUCK/BOOST DE CUATRO PUERTOS DE PUENTE COMPLETO

El convertidor multipuerto DC/DC bidireccional de cuatro puertos de puente completo a analizar pertenece a la familia de convertidores multipuerto de cuatro puertos y esta derivado de la integración de dos convertidores Buck/Boost bidireccionales con un convertidor de puente completo, por esta razón también se lo denominará convertidor Buck/Boost de cuatro puertos.

Este convertidor, pertenece a la familia de convertidores multipuerto con acoplamiento electromagnético. Mientras que los puertos de entrada se encuentran acoplados eléctricamente, el puerto de salida se encuentra acoplado magnéticamente por medio de un transformador de alta frecuencia, otorgándole al sistema la protección necesaria entrada/salida con la mayor optimización de recursos (únicamente utiliza un transformador con dos devanados).

La familia de cuatro puertos fue escogida debido a que este es el número mínimo de puertos necesario para incorporar más de una fuente de energía renovable en un sistema de generación off-grid. Los tres puertos de entrada bidireccionales permiten conectar dos fuentes de energía renovable y un elemento de almacenamiento como un banco de baterías, mientras que el puerto de salida se encuentra acoplado magnéticamente. Este esquema le da flexibilidad al sistema para trabajar en múltiples aplicaciones y condiciones de operación.

La aplicación considerada involucra dos arreglos paneles fotovoltaicos PV_1, PV_2 , un banco de baterías y un puerto de salida. Las topologías presentadas en la Figura 1.23 pueden ser utilizadas en esta aplicación, sin embargo, se ha seleccionado el convertor de cuatro puertos Buck/Boost ya que posee un número reducido de elementos reactivos (a comparación del convertor Cuk/Cuk y SEPIC/ZETA) y presenta un modo de operación elevador que permite aumentar el bajo nivel de voltaje generado por los paneles fotovoltaicos a los niveles necesarios para cargar la batería. El convertor Buck-Boost/Buck-Boost también posee un modo de operación elevador, sin embargo, el modo de operación reductor en ambos sentidos no es necesario, ya que el voltaje generado por los paneles fotovoltaicos no superará en ninguna condición el voltaje del banco de baterías.

Además de las razones expuestas previamente, las topologías elevadoras/reductoras como el convertor Buck/Boost han sido estudiados y analizados ampliamente en el transcurso de la carrera, por lo que se tiene una gran familiaridad con su funcionamiento y diseño.

En la Figura 2.1. se presenta al convertor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos. Los elementos S_1, S_2, L_1, C forman un convertor bidireccional Buck/Boost en modo elevador desde el panel PV_1 hasta el banco de baterías (color azul). Los elementos S_3, S_4, L_2, C forman un segundo convertor bidireccional Buck/Boost en modo elevador desde el panel PV_2 hasta banco de baterías (color amarillo), por esta razón, PV_1 y PV_2 pueden alimentar tanto a las baterías como a la carga. Los interruptores S_1-S_4 , los diodos D_1-D_4 , el filtro L_o, C_o y el transformador de alta frecuencia forman un convertor de puente completo entre el banco de baterías y la carga. Los puntos medios de los ramales a los que se conecta el transformador están definidos como a y b . La relación de vueltas del transformador está representada por n .

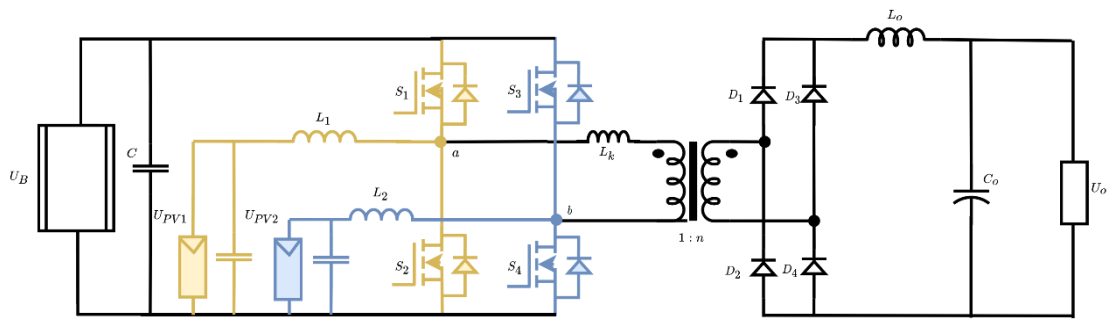


Figura 2.1. Conversor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos

2.1.1.1. Rizado de corriente sobre el banco de baterías

En el diseño de circuitos para la carga de baterías, limitar el rizado en la corriente de carga es muy importante para poder extender su vida útil y obtener un funcionamiento adecuado. Un rizado excesivo puede causar un calentamiento interno de la batería, consecuentemente, reduciendo su tiempo de funcionamiento.

Este parámetro debe ser especialmente considerado al usar topologías de convertidores que no incluyen un inductor de salida en serie con la carga, como lo es en este caso. Cuando la carga es puramente resistiva, el rizado en la corriente de salida puede ser fácilmente filtrado por el capacitor de salida C . Este funcionamiento, no es válido al trabajar con cargas como baterías ya que, el rizado de corriente va a pasar a través de la carga debido a su alta capacitancia.

Adicionalmente, uno de los objetivos del sistema de control, será la carga y descarga óptima del banco de baterías. Un rizado excesivo sobre el banco de baterías, además del sobrecalentamiento y la disminución de vida útil, va a imposibilitar un control adecuado de corriente.

En [70] se ha propuesto un método para la reducción de la corriente de salida en cargas altamente capacitivas. El método consiste en incluir un inductor entre el capacitor de salida y la carga.

Al incluir un inductor L_b en serie al banco de baterías en la topología Buck/Boost de cuatro puertos, se puede reducir el rizado en la corriente de salida de una manera sencilla, asegurando el adecuado funcionamiento, tanto del banco de baterías, como del sistema de control.

Tomando en cuenta esta consideración, en la Figura 2.2 se presenta el conversor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos considerado para este trabajo.

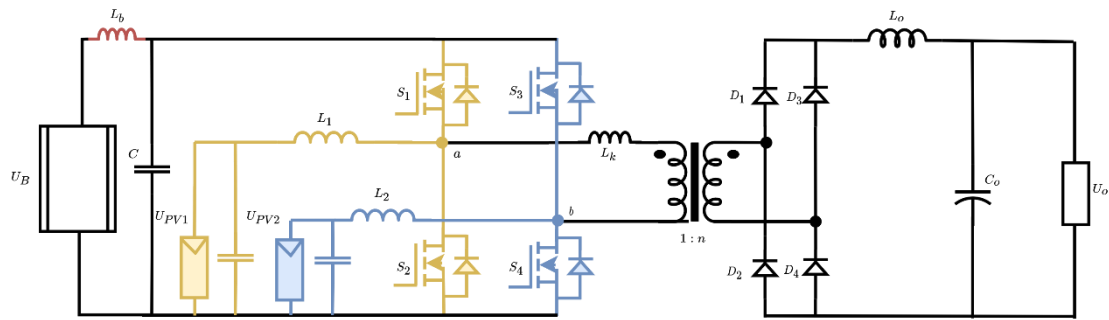


Figura 2.2. Conversor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos modificado

2.1.2. MODULACIÓN DEL CONVERTOR

La técnica de modulación para el conversor es la modulación PWM con control complementario más desfase. Esta consiste en controlar a los interruptores de una misma rama con señales de control complementadas e interruptores de ramas paralelas con señales desfasadas.

En la Figura 2.3 se puede observar la técnica de modulación del conversor. El interruptor S_2 es controlado con una señal PWM_1 de periodo constante y tiempo en alto variable (relación de trabajo) d_1 mientras que el segundo interruptor de esa misma rama S_1 es controlado con la señal complementada $\overline{PWM_1}$. De la misma manera ocurre con PWM_2 y su relación de trabajo d_2 para controlar S_4 y la señal complementada $\overline{PWM_2}$ para S_3 .

El desfase φ entre las señales PWM_1 y PWM_2 permite generar una señal de voltaje u_{ab} de tres niveles respecto a los puntos medios de cada rama. u_{rec} es el voltaje que se encuentra a la salida del puente rectificador y es función de φ . El desfase está limitado entre 0 y $d_1 \cdot T$ donde T representa el periodo de la modulación. Es evidente que si φ es igual el valor $d_1 \cdot T$ el voltaje u_{rec} es una constante de amplitud U_B siendo este su máximo valor.

2.1.3. ESTADOS DE CONMUTACIÓN

En función de la conmutación de los interruptores, en un periodo de modulación T (figura 2.3.) se pueden identificar cuatro estados de funcionamiento del conversor que se repiten de manera cíclica:

Estado A $[t_0-t_1]$: En este instante S_3 se encuentra encendido, S_1 se apaga y S_2 se activa. El circuito equivalente se puede observar en la Figura 2.4.

La corriente sobre L_1 empieza a crecer mientras que la corriente sobre L_2 continúa disminuyendo. El voltaje u_{ab} es $-U_b$ por lo que se polarizan directamente los diodos D_2 y

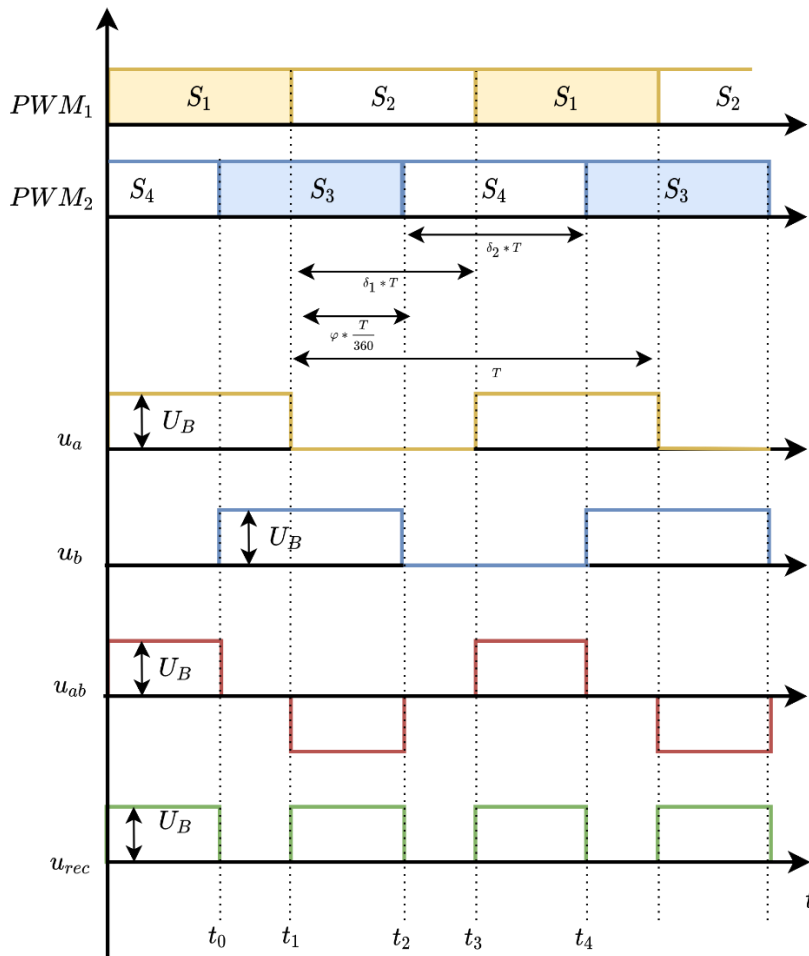


Figura 2.3. Técnica de modulación

D₃. La corriente en el primario del transformador se invierte y es igual a la corriente sobre L_o.

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del circuito en este instante son:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} U_{PV1} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_1} (U_{PV2} - U_B) \quad (2.2)$$

$$i_p = -ni_{L_o} \quad (2.3)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{1}{L_o} (U_b - U_o) \quad (2.4)$$

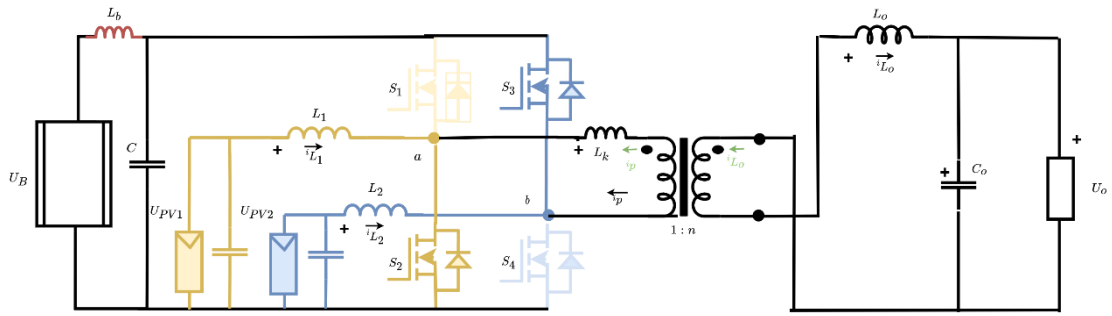


Figura 2.4. Circuito equivalente estado A

Estado B [t₁-t₂]: En este instante S₃ se apaga, S₄ se enciende y S₂ se mantiene encendido. El circuito equivalente se puede observar en la Figura 2.5.

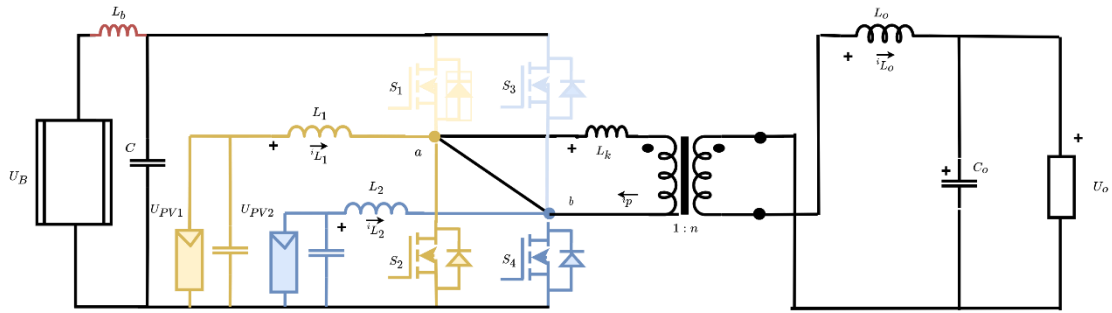


Figura 2.5. Circuito equivalente estado B

El inductor L₁ continúa cargándose mientras que el inductor L₂ comienza a cargarse. El voltaje u_{ab} es 0 por lo que los diodos D₃ y D₂ continúan conduciendo por la energía almacenada en L_o.

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del circuito en este instante son:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} U_{PV1} \quad (2.5)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} U_{PV2} \quad (2.6)$$

$$i_p = -ni_{L_o} \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{1}{L_o} - U_o \quad (2.8)$$

Estado C [t₂-t₃]: En este instante S₂ se apaga, S₁ se enciende y S₄ se mantiene encendido. El circuito equivalente se muestra en la Figura 2.6.

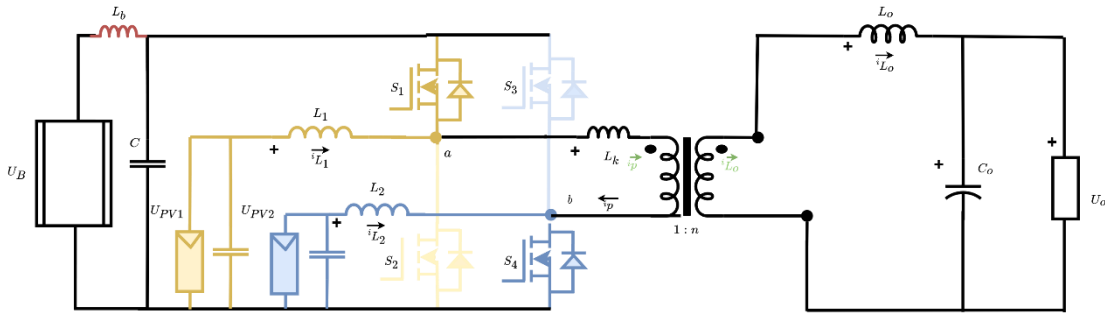


Figura 2.6. Circuito equivalente estado C

El voltaje u_{ab} es U_b por lo que la corriente sobre el primario se invierte y se polarizan directamente los diodos D₁ y D₄. La corriente sobre L₁ comienza a disminuir mientras que la corriente sobre L₂ continúa incrementándose. Las ecuaciones que describen el funcionamiento del circuito en este instante son:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}(U_{PV1} - U_B) \quad (2.9)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2}(U_{PV2}) \quad (2.10)$$

$$i_p = ni_{L_o} \quad (2.11)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{1}{L_o}(U_b - U_o) \quad (2.12)$$

Estado D [t₃-t₄]: En este instante S₄ se apaga, S₃ se enciende y S₁ permanece encendido. El circuito equivalente se presenta en la Figura 2.7.

El voltaje que cae sobre el primario del transformador es cero por lo que los diodos D₁ y D₂ se mantienen conduciendo por la energía almacenada en L_o. La corriente en el primario es igual a la corriente en el secundario. La corriente sobre el inductor L₁ continúa disminuyendo mientras que la corriente sobre L₂ comienza a disminuir.

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del circuito en este instante son:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}(U_{PV1} - U_B) \quad (2.13)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2}(U_{PV2} - U_B) \quad (2.14)$$

$$i_p = ni_{L_o} \quad (2.15)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{1}{L_o}(-U_o) \quad (2.16)$$

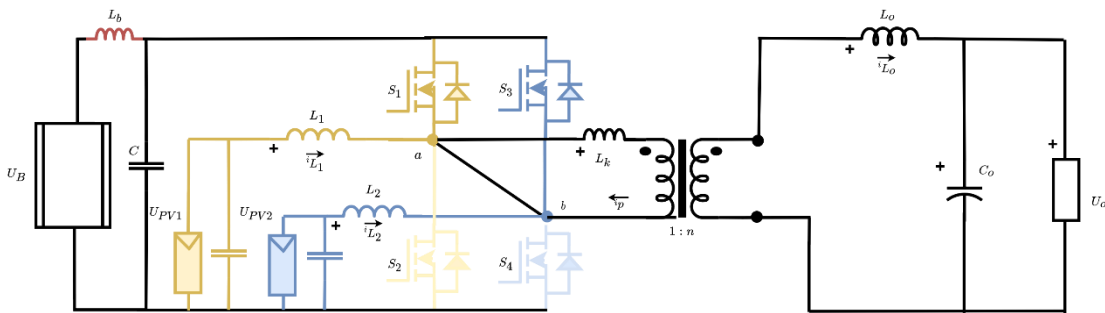


Figura 2.7. Circuito equivalente estado D

Posterior a este estado, el comportamiento del circuito vuelve a repetirse de manera cíclica. La Figura 2.8 representa las ondas características del circuito conforme al análisis realizado.

2.1.4. RELACIÓN DE CONVERSIÓN DE VOLTAJE

Las relaciones de conversión de voltaje permiten relacionar los voltajes entre los diferentes puertos del convertidor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos. Los mismos están determinados por las relaciones de trabajo de los interruptores y por el desfase entre ramas paralelas.

2.1.4.1 Relación de voltaje entre paneles fotovoltaicos y banco de baterías

Para encontrar las relaciones entre el voltaje de los paneles U_{PV1} , U_{PV2} y el voltaje del banco de baterías U_b se debe determinar la expresión de voltaje medio sobre las inductancias L_1 , L_2 sabiendo que el voltaje medio sobre una inductancia es cero.

Según el análisis realizado en la sección anterior, el voltaje sobre el inductor L_1 se puede observar en la figura 2.9. A partir de esta figura se puede plantear la siguiente expresión:

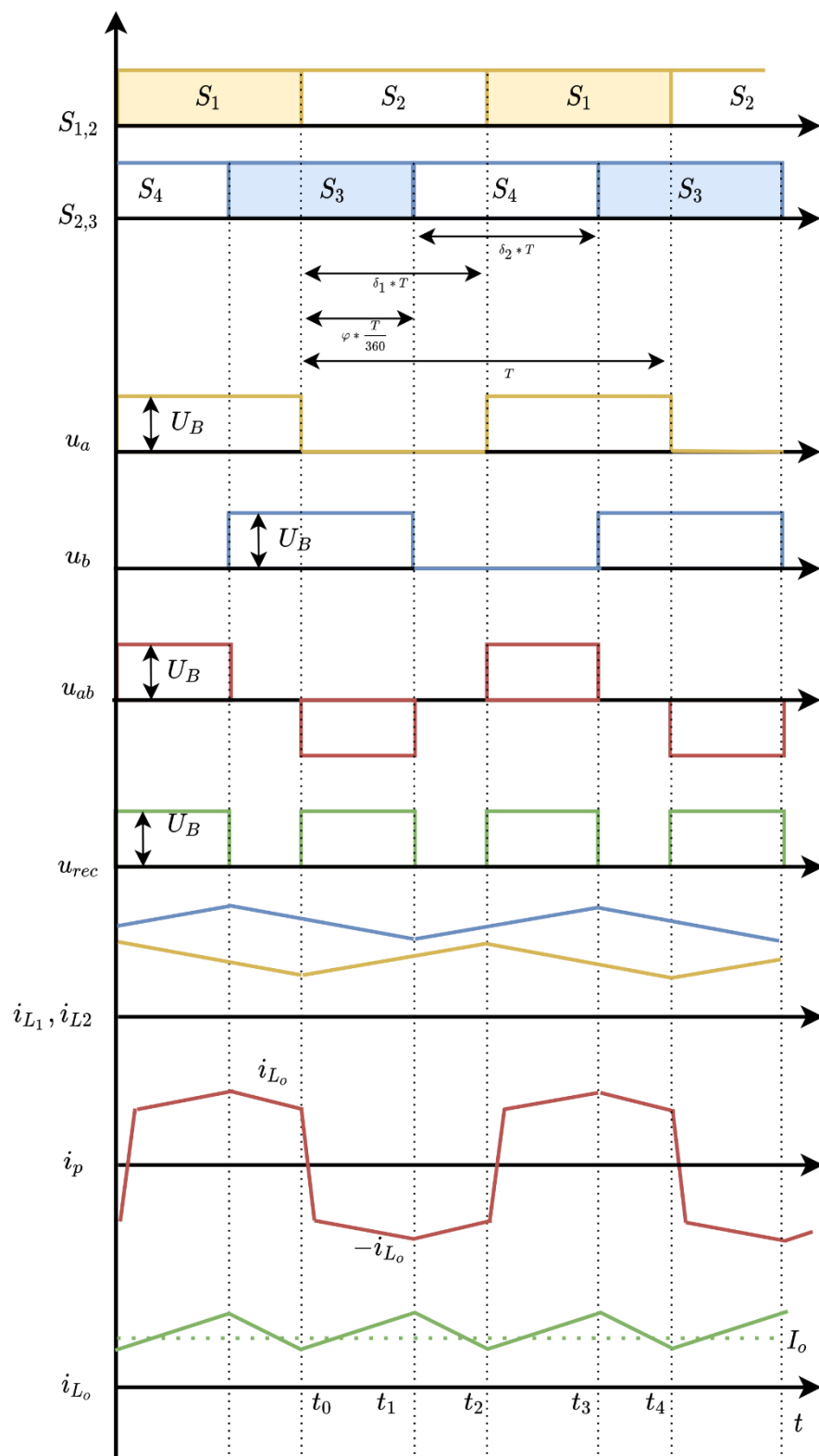


Figura 2.8. Formas de onda características del convertor Buck/Boost de cuatro puertos

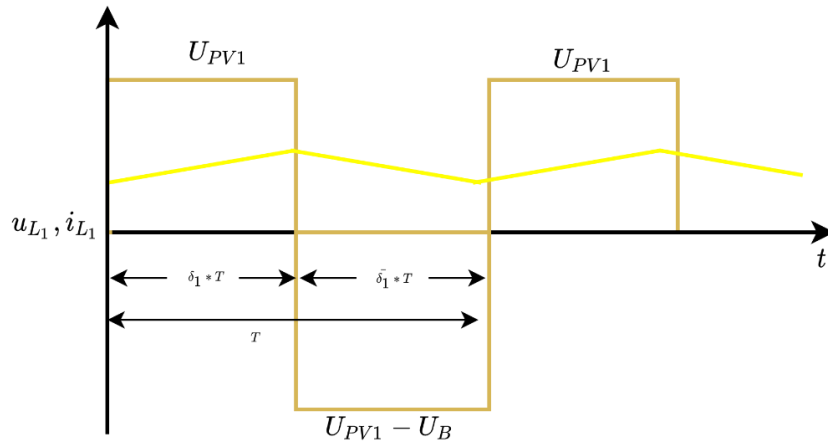


Figura 2.9 Formas de onda de voltaje y corriente sobre L_1

$$\overline{U}_{L_1} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{d_1 T} U_{PV1} dt + \int_0^{\overline{d}_1 T} U_{PV1} - U_B dt \right) \quad (2.17)$$

Realizando la integral definida se tiene:

$$\overline{U}_{L_1} = U_{PV1} d_1 + (U_{PV1} - U_B) \overline{d}_1 \quad (2.18)$$

Como sabemos, el complemento de la relación de trabajo está dado por:

$$\overline{d}_1 = 1 - d_1 \quad (2.19)$$

Reemplazando se obtiene:

$$\overline{U}_{L_1} = U_{PV1} - U_B (1 - d_1) \quad (2.20)$$

Como sabemos que el voltaje medio de un inductor es cero, podemos encontrar la expresión:

$$U_B = \frac{U_{PV1}}{(1 - d_1)} \quad (2.21)$$

Que define la relación entre U_{PV1} , U_B y d_1 .

Al realizar el mismo análisis sobre el inductor L_2 se obtiene:

$$U_B = \frac{U_{PV2}}{(1 - d_2)} \quad (2.22)$$

Se puede observar que ambas expresiones son iguales y corresponden con las de un convertidor unidireccional Boost según lo esperado ya que el convertidor bidireccional Buck/Boost trabaja en modo elevador desde U_{PV} hacia U_B .

Dado que el voltaje U_B es un valor fijo y está dado por el voltaje del banco de baterías, el efecto de variar la relación de trabajo es modificar el voltaje de operación del panel U_{PV} .

En la Figura 2.10 se muestra la curva característica de un panel fotovoltaico para una irradiancia dada. Como se puede observar, el efecto de variar la relación de trabajo es modificar el punto de operación dentro de la curva característica. El punto donde la potencia es máxima tiene asociado un voltaje de máxima potencia U_{mp} y consecuentemente una relación de trabajo de máxima potencia d_{mp} . Este es el principio de funcionamiento del seguidor de punto de máxima potencia, al variar la relación de trabajo, modifica el punto de operación del panel llevándolo hacia el punto de máxima potencia iterativamente.

Es evidente a su vez, que la relación entre la relación de trabajo d y la potencia del panel P_{PV} es no lineal, además la curva característica del panel varía en función de la irradiancia, aquí radica la importancia del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia.

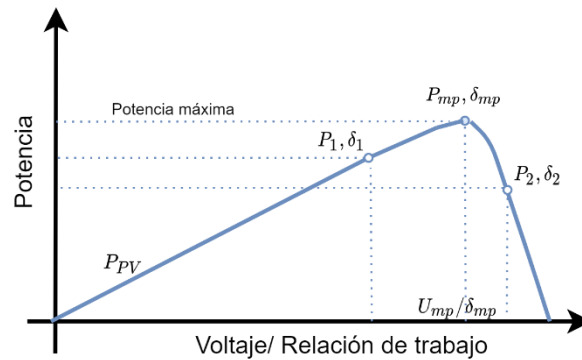


Figura 2.10. Curva característica de un panel fotovoltaico

De las Ecuaciones 2.21 y 2.22 y el análisis de la curva característica se puede concluir que la potencia de los paneles P_{PV} se puede controlar de manera independiente a través de sus respectivas relaciones de trabajo d_1, d_2 .

2.1.4.2 Voltaje del puerto de salida

Para determinar la expresión que relaciona el voltaje de salida U_o y el desfase φ se debe analizar el voltaje medio sobre la inductancia L_o sabiendo que este debe ser igual a cero.

Según el análisis realizado, la forma de onda del voltaje u_{L_o} se puede observar en la Figura 2.11.

Las caídas de voltaje adicionales causadas por los interruptores, polarización de los diodos y resistencias parasitas han sido despreciadas. Al analizar la forma de onda se puede obtener una expresión que es función únicamente de las relaciones de trabajo, el periodo de modulación y el desfase.

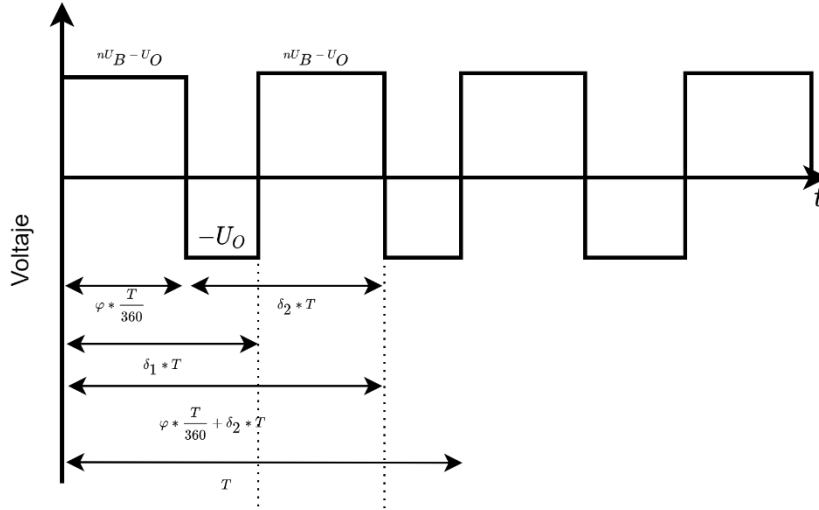


Figura 2.11. Voltaje sobre la inductancia L_o

Con base a la Figura 2.11 se puede determinar el voltaje medio en la inductancia L_o según:

$$\begin{aligned} \overline{U_{L_o}} = \frac{1}{T} & \left(\int_0^{\frac{\varphi T}{360}} (nU_B - U_o) dt + \int_{\frac{\varphi T}{360}}^{d_1 T} -U_o dt + \int_{d_1 T}^{(\frac{\varphi}{360} + d_2) T} (nU_B - U_o) dt \right. \\ & \left. + \int_{(\frac{\varphi}{360} + d_2) T}^T -U_o dt \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Desarrollando la integral y simplificando el periodo de modulación se tiene:

$$\begin{aligned} \overline{U_{L_o}} = (nU_B - U_o) \frac{\varphi}{360} + (-U_o) \left(d_1 - \frac{\varphi}{360} \right) + (nU_B - U_o) \left(\frac{\varphi}{360} + d_2 - d_1 \right) \\ + (-U_o) \left(1 - \frac{\varphi}{360} - d_2 \right) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Reduciendo la expresión:

$$\begin{aligned} \overline{U_{L_o}} = (nU_B) \left(\frac{\varphi}{360} \right) + (nU_B) \left(\frac{\varphi}{360} + \Delta d_{21} \right) \\ + (-U_o) \left(\frac{\varphi}{360} + d_1 - \frac{\varphi}{360} + \frac{\varphi}{360} + \Delta d_{21} + 1 - \frac{\varphi}{360} - d_2 \right) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Simplificando términos:

$$\overline{U_{L_o}} = nU_B \left(\frac{\varphi}{180} + \Delta d_{21} \right) + (-U_o) \quad (2.26)$$

Igualando $\overline{U_{L_o}} = 0$:

$$U_o = (nU_B) \left(\frac{\varphi}{180} + \Delta d_{21} \right) \quad (2.27)$$

De donde, para una condición de operación simétrica $d_1 = d_2$, por lo tanto:

$$U_o = (nU_B) \left(\frac{\varphi}{180} \right) \quad (2.28)$$

La Ecuación 2.28 describe claramente la relación entre el desfase y el voltaje de salida. Como se puede observar, existe una relación directa entre estas dos variables. En la Ecuación 2.27 se aprecia el efecto de la operación asimétrica de convertidores de ramas paralelas sobre el voltaje de salida.

Si consideramos una carga puramente resistiva R_L , la relación entre el desfase y la potencia de salida se vuelve más evidente:

$$P_o = \frac{1}{R_L} \left(nU_B \left(\frac{\varphi}{180} + \Delta d_{21} \right) \right)^2 \quad (2.29)$$

Se puede notar en las Ecuaciones 2.21 y 2.22 que las relaciones de trabajo d_1 y d_2 permiten el control sobre la generación de energía a través de la modificación del punto de operación de los paneles dentro de su curva característica mientras que de la Ecuación 2.29 se puede concluir el control sobre la potencia de salida mediante el desfase φ . Estas tres variables de control d_1 , d_2 y φ otorgan control completo sobre el flujo de potencias en todos los puertos del convertidor.

2.1.4.3 Limites y restricciones

Existen condiciones que deben cumplirse para poder tener un control completo sobre U_o en todo su rango $0 \leq U_o \leq nU_B$. Al analizar la Ecuación 2.27 se puede concluir que el segundo término no puede ser mayor que uno, ya que esto implicaría que el circuito está elevando el voltaje ($U_o > U_b$). Operando esta expresión se obtiene:

$$\frac{\varphi}{180} + \Delta d_{21} \leq 1 \quad (2.30)$$

Expresando la fracción de manera equivalente:

$$\frac{\varphi}{360} + \frac{\varphi}{360} \leq 1 - d_2 + d_1 \quad (2.31)$$

De donde se pueden obtener dos restricciones que relacionan las relaciones de trabajo individualmente con el desfase:

$$\frac{\varphi}{360} \leq d_1 \quad (2.32)$$

$$\frac{\varphi}{360} \leq 1 - d_2 \quad (2.33)$$

La Ecuación 2.31 establece que el desfase debe ser menor que la relación de trabajo d_1 . Variar φ desde 0 hasta $d_1 \cdot 360$ produce un aumento proporcional en el voltaje de salida U_o ya que el tiempo muerto (voltaje cero) en el voltaje u_{ab} disminuye, llegando este tiempo a cero cuando $\varphi = d_1 \cdot 360$. Una vez que se ha alcanzado este valor máximo, el efecto de

incrementar el desfase será una disminución proporcional en el voltaje de salida ya que el tiempo muerto en el voltaje u_{ab} aumenta.

En la Figura 2.12 se puede apreciar este efecto para una condición de operación simétrica. Es importante saturar la acción de control a $d_1 \cdot 360$ ya que, de otro modo, se pueden producir errores en la operación del controlador. Este comportamiento es cíclico cada $2 \cdot k \cdot d_1 \cdot 360$ para cualquier k entero positivo.

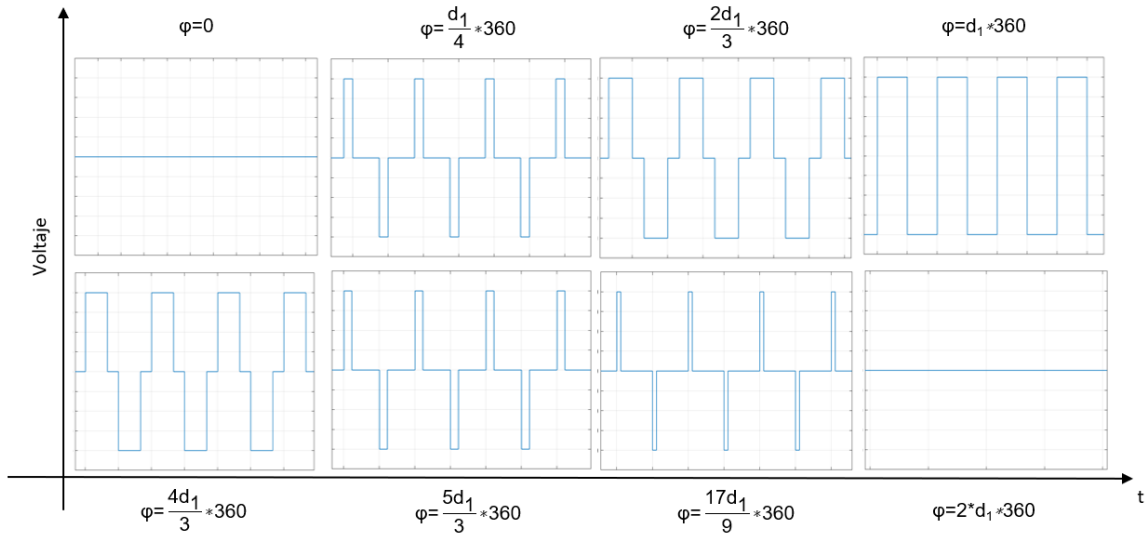


Figura 2.12. Variación de u_{ab} en función del desfase para $d_1 = d_2 = 0.5$

La Ecuación 2.42 establece un límite para el desfase en función de la relación de trabajo d_2 . Si el desfase supera el valor de la restricción, la forma de onda de u_{ab} es diferente a la presentada en la Figura 2.12, consecuentemente el análisis realizado para determinar U_o como función de φ no es válido. En la Figura 2.13 se puede observar la forma de onda de u_{ab} para un modo de operación que no satisface las condiciones establecidas.

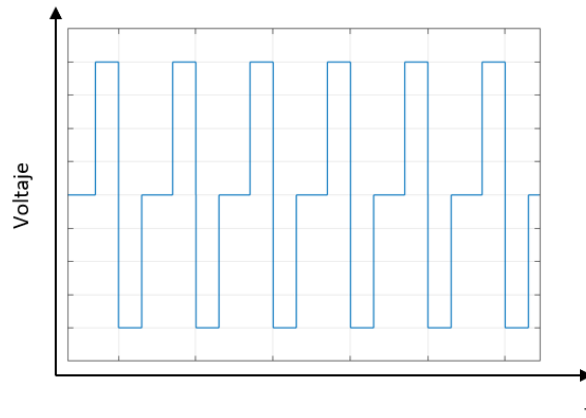


Figura 2.13. u_{ab} para un punto de operación que no cumple con los límites

Considerar ambas condiciones es importantes para diseñar el sistema del convertidor. Si se consideran dos paneles fotovoltaicos de las mismas características y se diseña el voltaje del banco de baterías U_B para que d_{mp} de ambos paneles sea alrededor de 0.5 en condiciones de operación, el rango de variación de ϕ es aproximadamente $0 \leq \phi \leq 180$. De igual manera, cuando la operación de los interruptores no sea simétrica, si d_2 es bajo, el rango de variación de ϕ es mayor.

2.2. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA PARA LA APLICACIÓN PROPUESTA

2.2.1. CONDICIONES INICIALES DE DISEÑO

Para su funcionamiento, el convertidor multipuerto Buck/Boost hace uso de un transformador de estado sólido mediante el cual forma el puente completo de salida. Este transformador permite acoplar magnéticamente los distintos puertos de entrada/bidireccionales con el puerto de salida, otorgándole protección a la carga.

En este contexto, el transformador de estado sólido es el elemento físico más importante del sistema multipuerto. A diferencia de los transformadores convencionales, estos poseen un tamaño y volumen reducido dado que el enlace galvánico trabaja a alta frecuencia.

Este tipo de transformadores no son comerciales, por lo que no existen valores de voltaje, potencia y frecuencia estándares bajo los cuales estén diseñados. Cada transformador de estado sólido está construido para una aplicación específica, consecuentemente, tienen características únicas.

De manera general, el proceso de dimensionamiento del circuito arrancarían con el dimensionamiento y simulación del transformador de estado sólido para esta aplicación, sin embargo, dado que el diseño del transformador no está contemplado dentro de este trabajo de titulación, para el desarrollo del mismo se ha considerado el transformador de estado sólido diseñado y analizado en [71]. Las características principales del mismo, que servirán como punto de partida para el diseño del sistema multipuerto se presentan en la Tabla 2.1.

En función de estas características eléctricas se definió el nivel de voltaje y potencia del puerto de salida: 6 [kW] a 600 [V]. De igual manera, la frecuencia de conmutación del sistema quedó definida por la capacidad del transformador, 50KHz. La aplicación de generación en baja potencia es de 6 [kW] a 600 [V] puede representar una estación de

Tabla 2.1. Especificaciones del transformador de alta frecuencia

Característica eléctrica	Valor
Frecuencia de conmutación [KHz]	50
Voltaje Primario/Secundario [V]	600/600
Voltaje de aislamiento [KV]	24
Potencia nominal [KW]	6

carga de vehículos eléctricos (electrolinera), una estación meteorológica remota o un sistema de generación off-grid residencial para una pequeña vivienda.

2.2.2. DISTRIBUCIÓN DE LOS PUERTOS DEL SISTEMA

El sistema multipuerto de cuatro puertos está planteado de la siguiente manera, dos puertos operarán unidireccionalmente y están reservados para las fuentes de energía del sistema. En este caso, las fuentes de energía corresponden a dos arreglos de paneles fotovoltaicos denominados PV_1 y PV_2 .

El tercer puerto opera bidireccionalmente y se encuentra destinado al elemento de almacenamiento del sistema. El mismo corresponde a un banco de baterías. Finalmente, el cuarto puerto del sistema, mismo que se encuentra acoplado magnéticamente, corresponde al puerto de salida, donde estará conectada la carga de 6 [kW] a 600 [V].

En la Figura 2.14 se presenta de manera esquemática la distribución de puertos del sistema para la aplicación considerada en este trabajo de titulación.

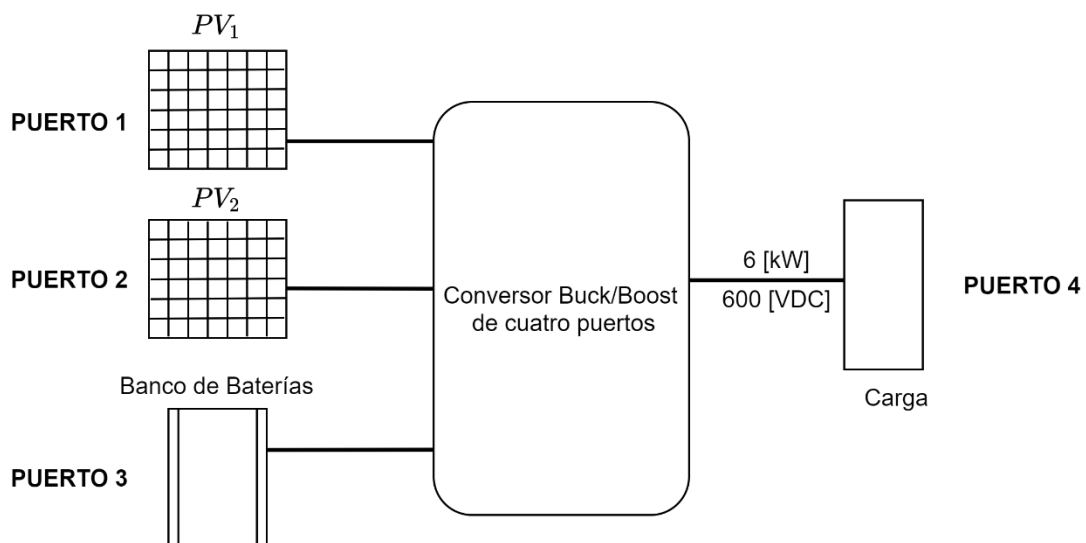


Figura 2.14. Distribución de puertos del sistema multipuerto considerado

Si consideramos la potencia generada por los paneles como P_{PV} , la potencia del banco de baterías como P_b y la potencia de salida como P_o , la Ecuación 2.34 expresa la ley de conservación de la energía en el conversor donde P_p representa las pérdidas en el sistema.

$$P_{PV1} + P_{PV2} + P_b + P_o + P_p = 0 \quad (2.34)$$

2.3. DEFINICIÓN DE LOS OBJETIVOS DEL SISTEMA DE CONTROL

Los objetivos del sistema de control a implementar son los siguientes:

- El seguimiento del punto de máxima potencia de los paneles, siempre que sea necesario.
- La regulación del voltaje de salida y potencia de salida en los valores requeridos por la carga 6[kW] y 600[V]
- Control de carga y descarga eficiente para la batería. (Técnica de carga a corriente y voltaje constantes)

2.3.1. SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MAXIMA POTENCIA

La relación que existe entre la irradiancia y la cantidad de potencia que se puede extraer de los paneles es directa, es decir, a mayor irradiancia, mayor potencia se puede generar. Cuando la irradiancia es cero, la potencia generada es cero.

De las Ecuaciones 2.21 y 2.22 podemos apreciar el efecto de variar la relación de trabajo en el sistema. Dado que el voltaje del banco de baterías U_B es fijo, variar la relación de trabajo va a modificar el voltaje generado por los paneles fotovoltaicos y consecuentemente, cambiar el punto de operación de los paneles dentro de las curvas Voltaje-Corriente y Voltaje-Potencia como se puede observar en la Figura 2.15.

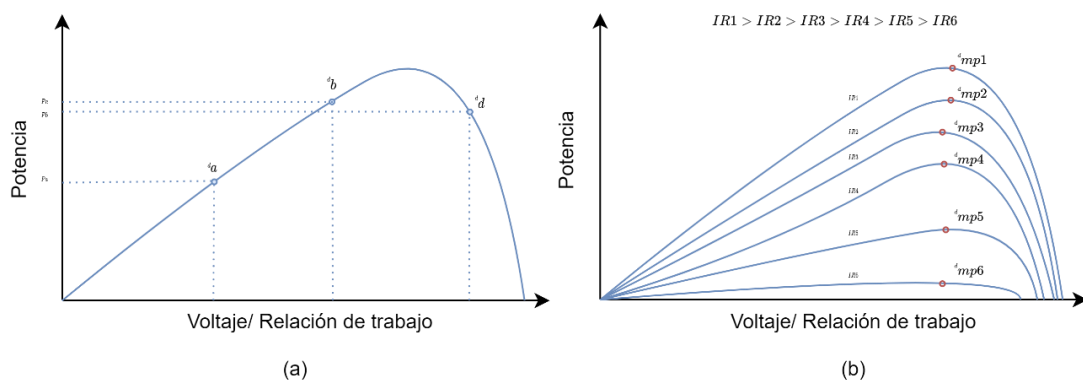


Figura 2.15. Efectos de la variación de la relación de trabajo: (a) Para una misma irradiancia. (b) Para diferentes irradiancias en el punto de máxima potencia.

El sistema de control debe garantizar la máxima eficiencia en la operación de los paneles, es decir, que se mantengan trabajando a la máxima potencia siempre que sea requerido. En el caso de que sea requerido un punto diferente al de máxima potencia en la operación de los paneles, los mismos deben ajustar su punto de operación dentro de la curva, para suplir la demanda en dichas condiciones.

2.3.2. REGULACIÓN DE VOLTAJE Y POTENCIA EN EL PUERTO DE SALIDA

El control de voltaje y potencia en el puerto de salida es el objetivo principal del sistema de control. En caso de que las perturbaciones de irradiancia y estado de carga del banco de baterías produzcan un cambio en el nivel de voltaje del puerto de salida, la carga que se encuentre conectada puede funcionar de manera incorrecta e incluso presentar daños permanentes.

La operación de los paneles fotovoltaicos, junto a el banco de baterías debe garantizar la disponibilidad de 6[kW] a 600[V] de manera continua para la carga.

2.3.3. CARGA EFICIENTE DEL BANCO DE BATERÍAS

Para poder asegurar un correcto uso del banco de baterías, e incrementar su vida útil, el mismo no debe ser sobrecargado ni descargado en exceso, es decir, una vez que su estado de carga SOC haya llegado al 100%, el banco de baterías debe mantenerse en un estado flotante (ni carga ni descarga). De manera análoga, si el estado de carga SOC del banco de baterías es muy bajo, la carga debe desconectarse en caso de que no haya otra fuente auxiliar para la alimentación.

Existen tres métodos para cargar una batería; voltaje constante CV, corriente constante CC y una combinación de ambos CC/CV.

En el método de corriente constante, la batería se carga con una corriente constante I_b^* , que corresponde al 10% de su capacidad en [Ah].

El método de voltaje constante permite que toda la corriente disponible cargue a la batería a un nivel de voltaje preestablecido U_b^* , una vez que la batería alcanza este nivel de voltaje, la corriente de carga se vuelve cero.

Una carga eficiente de la batería se logra utilizando una combinación de ambas técnicas. El método de carga a corriente constante, voltaje constante CC/CV establece cargar el banco de baterías a un valor de corriente constante inicialmente, y a medida que este se aproxime a su carga máxima, realizar la carga utilizando un valor de voltaje constante.

El funcionamiento de este método se puede observar en la Figura 2.16.

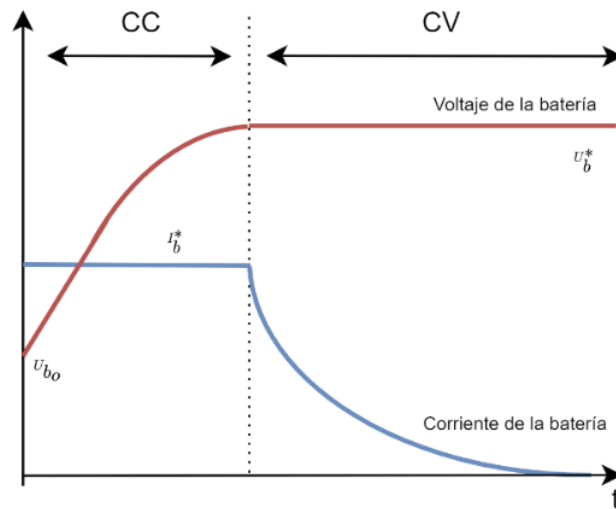


Figura 2.16. Método de carga CC/CV

2.3.4. MODOS DE OPERACIÓN DEL SISTEMA DE ACUERDO CON LOS OBJETIVOS DE CONTROL

Tomando en cuenta las consideraciones expuestas anteriormente, se pueden identificar cinco modos de operación para el sistema.

- **Modo I:** Representado en la Figura 2.17(a). Es un modo de descarga de la batería. Dado que la potencia generada por los paneles P_{PV} es menor que la potencia demandada P_o , la diferencia entre la generación y la demanda es suministrada por el banco de baterías P_b . Los paneles se encuentran trabajando en el punto de máxima potencia (d_{mp} , U_{mp}). El banco de baterías se encuentra descargándose. Este es un escenario de ausencia o niveles muy bajos de irradiancia.
- **Modo II:** Representado en la Figura 2.17(b). Es un modo de carga de la batería. Dado que la potencia generada por los paneles P_{PV} es mayor que la potencia demandada P_o , el excedente es utilizado para cargar el banco de baterías, sin embargo, este no es suficiente para alcanzar las condiciones de referencia CC/CV. Los paneles se mantienen trabajando en el punto de máxima potencia y la batería se carga a la máxima corriente disponible. Este es un escenario de niveles medios o bajos de irradiancia.

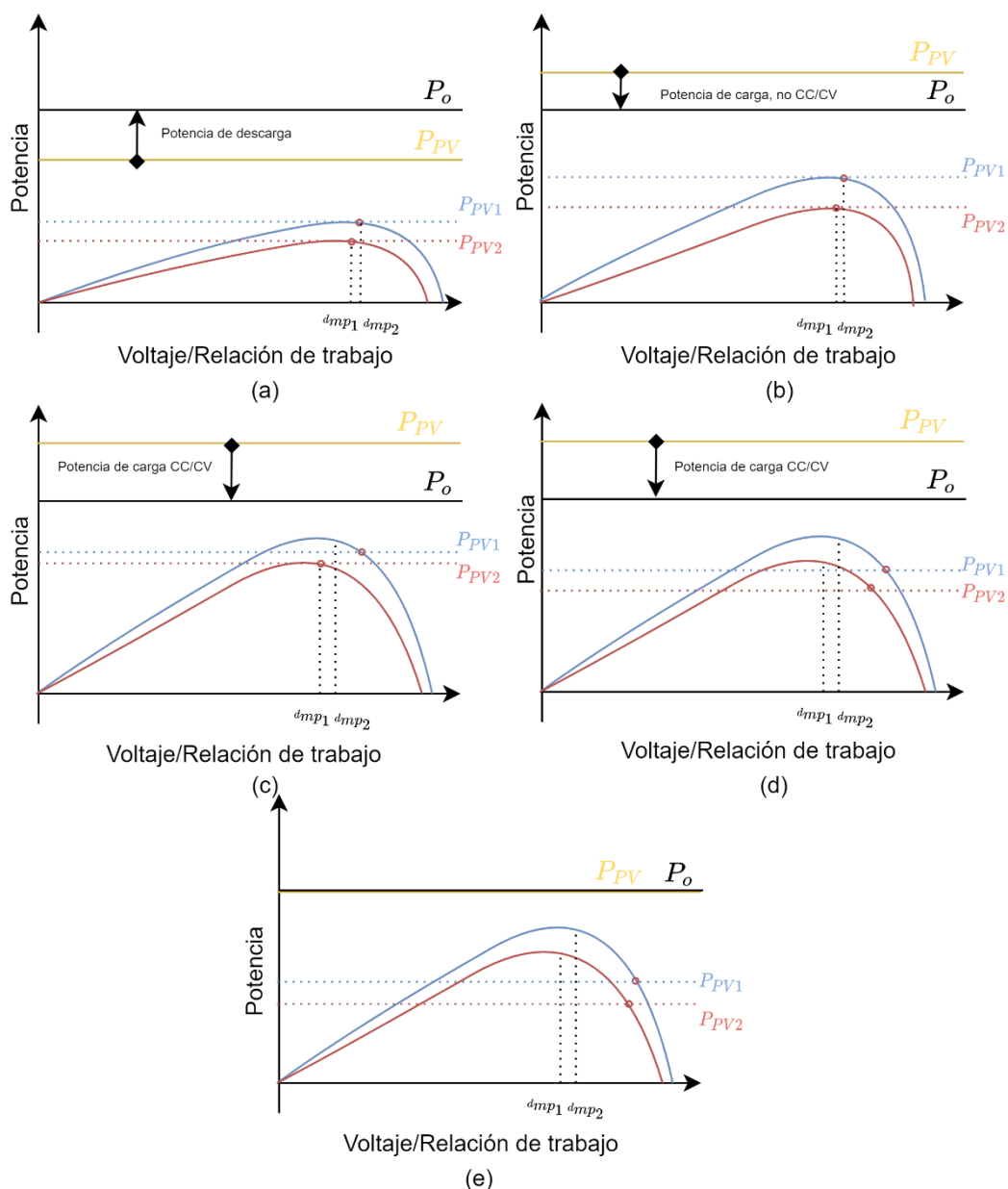


Figura 2.17. Modos de operación del sistema (a) Modo I. (b) Modo II. (c) Modo III. (d) Modo IV. (e) Modo V.

- Modo III:** Representado en la Figura 2.17(c). Es un modo de carga de la batería. Dado que la potencia generada por los paneles P_{PV} es mayor que la potencia demandada P_o , el excedente es utilizado para cargar el banco de baterías, en este escenario, la potencia es suficiente para cargar el banco de baterías a condiciones de referencia CC/CV. En este caso, uno de los paneles se mantendrá trabajando en máxima potencia y el otro ajustará su punto de operación para satisfacer la Ecuación 2.34.

- **Modo IV:** Representado en la Figura 2.17(d). Es un modo de carga de la batería. La potencia generada por los paneles P_{PV} es mayor que la demandada por la carga y la batería a condiciones de referencia CC/CV. En este caso, ninguno de los paneles trabaja en el punto de máxima potencia y su punto de operación se ajusta según la Ecuación 2.34.
- **Modo V:** Representado en la Figura 2.17(e). En este modo la batería se encuentra “desconectada”. La potencia generada por los paneles P_{PV} es mayor que la potencia demandada por la carga y la batería a condiciones de referencia CC/CV, sin embargo, la batería ya se encuentra totalmente cargada, por lo tanto, el término P_B en la Ecuación 2.34 es cero. En este caso, los paneles ajustan su punto de operación para generar únicamente la potencia demandada por la carga.

2.4. DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS DEL SISTEMA

Los niveles de potencia de los diferentes puertos se deben dimensionar de tal manera que se puedan evidenciar los diferentes modos de operación identificados dentro de la operación del circuito. Una vez definidos los niveles de voltaje y potencia de los diferentes puertos, las condiciones de estado estacionario de las acciones de control quedan definidas y permiten calcular los valores de inductancias y capacitancias para el correcto funcionamiento del circuito. Para esta sección el principal objetivo de diseño es un rizado de corriente menor al 10% y un rizado de voltaje menor al 1%.

2.4.1. DIMENSIONAMIENTO DE FUENTES DE ENERGÍA Y ELEMENTOS DE ALMACENAMIENTO

2.4.1.1. Dimensionamiento del banco de baterías

El propósito del banco de baterías es dotarle autonomía al sistema en horas con ausencia de energía solar, y actuar como un buffer de energía durante las horas del día ante variaciones de irradiancia.

En la Figura 2.18 se puede observar la operación del banco de baterías en un sistema fotovoltaico aislado, para una carga de consumo constante P_o . Como se puede observar el banco de baterías suple la diferencia entre la demanda y la generación en horas con baja irradiancia, mientras que, en horas con altos valores de irradiancia, donde la potencia fotovoltaica P_{PV} generada es mayor, el banco de baterías se encuentra en un estado de carga.

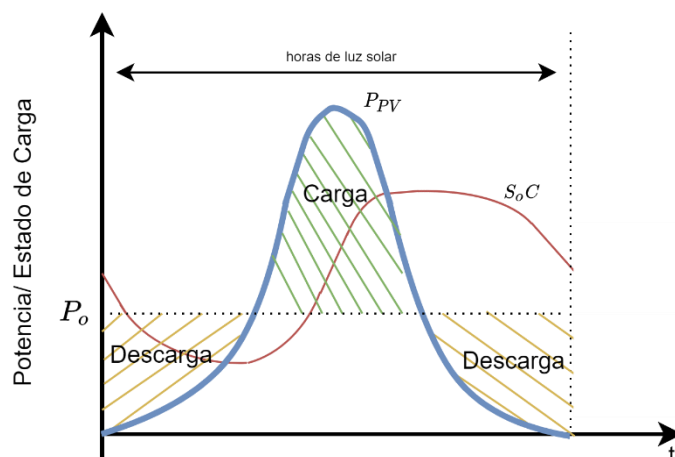


Figura 2.18. Funcionamiento del sistema a lo largo del día

Para el dimensionamiento del banco de baterías se debe partir de la información de demanda energética del sistema E_d . La misma se puede determinar utilizando la Ecuación 2.35 :

$$E_d = P_o * H_h * f_s \quad (2.35)$$

Donde P_o es la potencia que consume el sistema, H_h son las horas del día en las que se consume esta potencia y f_s es un factor de seguridad (>1) que representa las pérdidas generales del sistema (rendimiento del convertidor, del transformador y del banco de baterías). Para el caso de estudio, con una P_o de 6[kW] de consumo constante (H_h de 24[h]) y un factor de seguridad de 1.2, la demanda energética del sistema es de 172.8 [kWh].

Esta misma demanda puede ser expresada en función de amperios-hora utilizando la Ecuación 2.36:

$$E_{Ah} = \frac{E_d}{U_o} \quad (2.36)$$

Donde U_o es el nivel de voltaje del puerto de salida. La demanda expresada en amperios-hora es un parámetro muy importante, ya que las baterías son especificadas en esta unidad.

En la peor condición de operación (ausencia total de luz solar) esta demanda debe ser cubierta únicamente por el banco de baterías. Para el dimensionamiento se considerarán las baterías EVOLION de la marca SAFT. El voltaje de cada una de estas baterías es 48V y su capacidad es 74Ah (amperios-hora). Entre las ventajas de estas baterías están

el mayor tiempo de vida útil y la escasa necesidad de mantenimiento por su característica de iones de litio (“Li-ion”).

La profundidad de descarga (Depth of Discharge) de una batería DoD está definida como la capacidad máxima que puede ser descargada sin provocar daños en la misma. Por ejemplo, una batería con DoD de 80% implica que puede ser descargada hasta un máximo del 20% de su capacidad total sin provocar daños.

La batería EVOLION considerada tiene especificado su tiempo de vida útil en función del DoD:

- 80% DoD : 4300 ciclos
- 50% DoD : 8200 ciclos

En la Ecuación 2.46 se presenta la expresión que determina la capacidad que debe tener el banco de baterías en función del DoD y de la demanda energética (amperios-hora):

$$E_b = \frac{E_{Ah}}{D_oD} \quad (2.37)$$

Con un DoD del 80% la capacidad necesaria del banco de baterías 360 Ah.

Finalmente, para poder calcular el número de baterías en serie y paralelo se debe definir el nivel de voltaje del banco de baterías U_b . De la Ecuación 2.27 sabemos que el valor máximo de U_o es U_b . Mientras mayor sea U_b respecto a U_o el valor de ϕ disminuirá, incrementando el rango de variación de d_1 y d_2 . Dado que el transformador de estado sólido considerado tiene una relación de vueltas n de 1 según lo indicado en la Tabla 2.1, el voltaje U_o es únicamente función de U_b , ϕ y $d_{1,2}$. Tomando en cuenta estas consideraciones el voltaje de diseño U_b será de 700V o mayor.

El número de baterías en serie esta dado por la Ecuación 2.38:

$$\#b_s = \frac{U_b}{U_{bat}} \quad (2.38)$$

Donde U_{bat} es el voltaje nominal de cada batería que compone el banco. En este caso 48V.

El número de baterías en paralelo esta dado por la Ecuación 2.39:

$$\#b_p = \frac{E_b}{E_{bat}} \quad (2.39)$$

Donde E_{bat} es la capacidad nominal de cada batería que compone el banco. En este caso 74Ah.

De esta manera se determina que, el banco de baterías capaz de suministrar la demanda durante 24h y con un D_oD del 80% está compuesto por 17 baterías en serie y 5 ramas de baterías en paralelo. Las características principales del banco de baterías se presentan en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Características del banco de baterías dimensionado

Característica	Valor
Voltaje de estado de carga máximo [V]	826
Voltaje nominal [V]	754
Capacidad nominal [Ah]	370
Número de baterías	85

Las curvas de descarga características se presentan en la Figura 2.19.

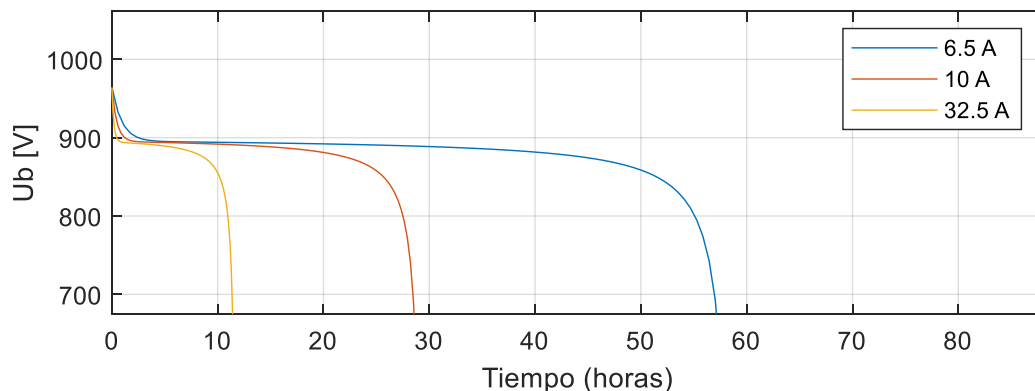


Figura 2.19. Curvas de descarga del banco de baterías

Como se puede observar, para una corriente de 10[A], el tiempo de descarga es mayor que 24[h]. Esto se debe al factor de seguridad y al D_oD considerado para el dimensionamiento del banco.

La curva que relaciona el voltaje del banco de baterías y su estado de carga es un dato muy importante ya que el estado de carga no es una variable que se mida de manera directa, por esta razón es muy importante la medición del nivel de voltaje para determinar el estado de carga con el que se relaciona.

En la Figura 2.20 se presenta la característica de voltaje en función del estado de carga para el banco de baterías diseñado.

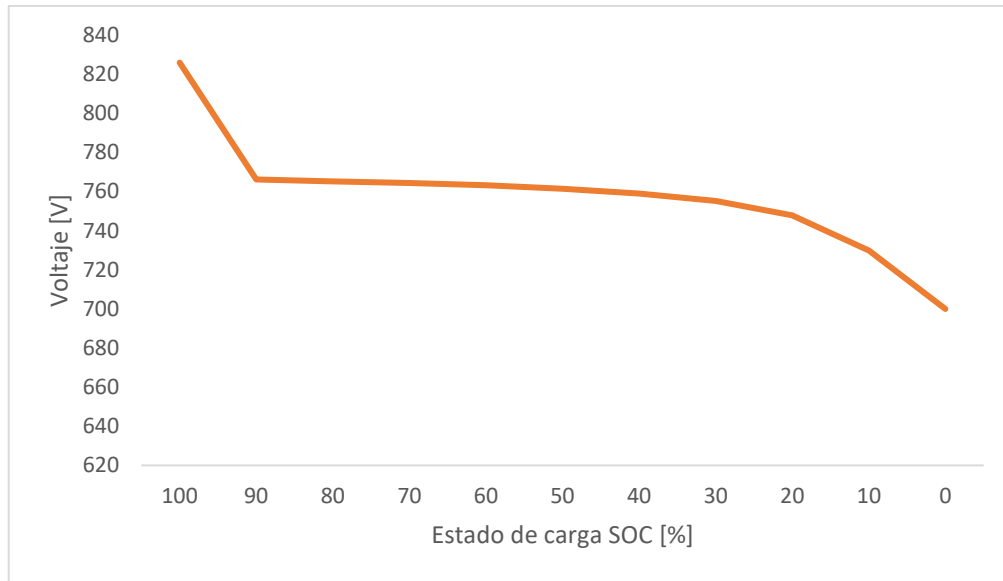


Figura 2.20. Curva característica Voltaje-Estado de carga del banco de baterías diseñado

2.4.1.2. Dimensionamiento de los arreglos de paneles fotovoltaicos PV_{1,2}

El siguiente paso es el dimensionamiento de los paneles fotovoltaicos. Para poder evidenciar todos los modos de operación expuestos en la sección anterior, y evaluar el funcionamiento del sistema de control, la energía generada por los paneles debe ser suficiente para alimentar la carga y con su excedente, cargar el banco de baterías.

El indicador generalmente utilizado para el dimensionamiento de sistemas fotovoltaicos es el número de horas solares pico HSP. La hora solar pico es una unidad de insolación solar y se define como la energía por unidad de superficie que se recibiría con una irradiancia constante de 1000[Wh/m²/día] en un lugar determinado.

Al analizar el atlas solar de Ecuador [72] se encontró que el valor más bajo de insolación global ocurre en el mes de junio, siendo en promedio 4140.13 [Wh/m²/día]. Con este dato se determinó que en la peor condición se tienen 4.140 [HSP].

Los paneles solares escogidos son los PV-MLU255HC de Mitsubishi. Las características principales de este panel se presentan en la Tabla 2.3 mientras que las curvas características Voltaje-Corriente se pueden observar en la Figura 2.21.

Para dimensionar el número de paneles fotovoltaicos se considera que el voltaje de máxima potencia U_{MP} de cada arreglo sea igual, siendo aproximadamente la mitad que el voltaje del banco de baterías U_b . Al dimensionar los arreglo PV_{1,2} para que el voltaje de máxima potencia $U_{MP1,2}$ sea aproximadamente la mitad que el voltaje del banco de baterías U_b , se asegura un valor de la relación de trabajo $d_{1,2}$ de aproximadamente 0.5. Al dimensionar ambos arreglos de paneles con el mismo voltaje nominal, se asegura que

Δd_{21} sea aproximadamente cero cuando ambos paneles se encuentren trabajando en el punto de máxima potencia. Como se analizó anteriormente, al cumplir estas condiciones, se maximiza el rango de variación del desfase ϕ .

Tabla 2.3. Características principales panel PV-MLU255HC

Característica	Valor
Potencia Pico [W]	255.216
Voltaje de circuito abierto [V]	37.8
Corriente de cortocircuito [A]	8.89
Voltaje de máxima potencia [V]	31.2
Corriente de máxima potencia [A]	8.18

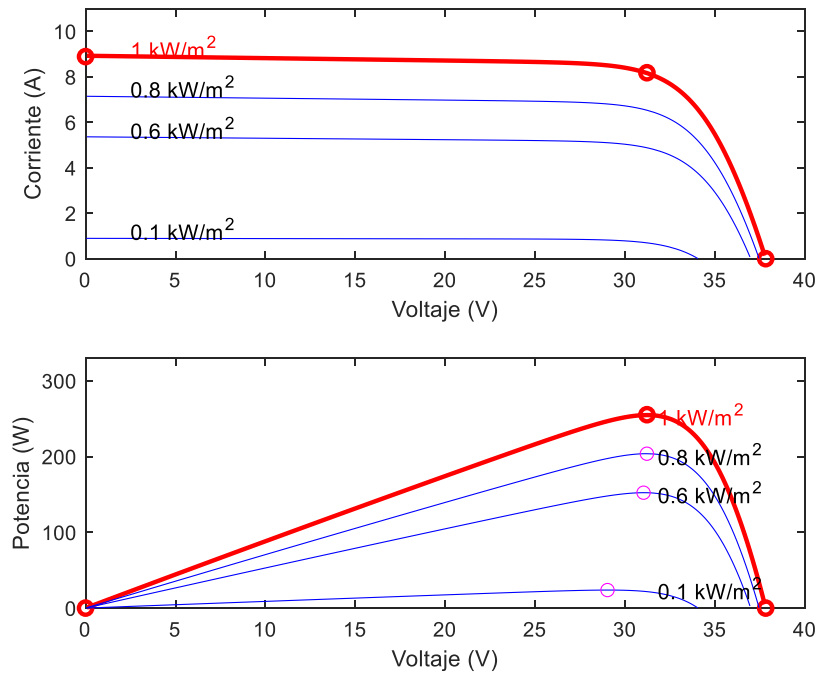


Figura 2.21. Curvas características del panel PV-MLU255HC

El número de paneles en serie de cada arreglo determina su nivel de voltaje. Según lo analizado en el párrafo anterior, el número de paneles necesario se calcula de acuerdo a la Ecuación 2.40:

$$\#PV_s = \frac{U_b}{U_{MP}} \quad (2.40)$$

Donde U_{MP} es el voltaje de máxima potencia de un panel.

El número de ramas paralelas de cada arreglo determina el valor de corriente que son capaces de suministrar. Este valor se calcula según la Ecuación 2.41:

$$\#PV_p = \frac{E_b + I_o * HSP}{I_{MP} * HSP} \quad (2.41)$$

Donde I_o es 10[A], la corriente del puerto de salida e I_{MP} es la corriente de máxima potencia del panel.

Utilizando las Ecuaciones 2.40 y 2.41, se determina que son necesarios 13 paneles en serie y 13 ramas paralelas.

2.4.1.2.1. Consideraciones para la distribución de los paneles calculados en los arreglos $PV_{1,2}$

El número de paneles calculado puede distribuirse en los dos arreglos PV_1 y PV_2 con la única restricción de mantener el número de 13 paneles en serie para asegurar la operación simétrica del sistema del sistema en el punto de máxima potencia.

Las 13 ramas paralelas podrían distribuirse sin restricción aparente entre los dos arreglos. En este trabajo de titulación, para la distribución de los paneles fotovoltaicos se va a tomar en cuenta una consideración adicional relacionada a la operación del sistema de control.

Cuando se analizaron los modos de operación en la Figura 2.17 se pueden apreciar dos modos en los cuales ninguno de los paneles se encuentra trabajando en el punto de máxima potencia. Esto podría representar un desafío adicional para el sistema de control, dado que existen múltiples puntos de operación dentro de la curva Potencia-Voltaje que satisfacen la Ecuación 2.34. En este sentido, el sistema de control debería determinar las nuevas referencias de potencia PV_1 , PV_2 , que no corresponden a los puntos de máxima potencia pero que satisfacen la Ecuación 2.34.

La solución más sencilla que se encontró para este problema, que permite obviar la definición de un criterio de regulación de potencia que añada mayor complejidad al sistema de control bajo estas condiciones de operación está relacionada a la distribución de los arreglos $PV_{1,2}$.

Si distribuimos las ramas paralelas con la condición de que la potencia generada por uno de los arreglos, bajo ninguna condición de irradiancia sea mayor que la demanda del puerto de salida (6[kW]) podemos asegurar que el mismo siempre se encontrará trabajando en el punto de máxima potencia. Si un arreglo se encuentra trabajando de

manera constante en el punto de máxima potencia, existe un único valor de potencia que satisface la Ecuación 2.34. Este valor será la referencia del segundo arreglo de paneles.

Si consideramos a PV_1 el arreglo de menor potencia y a PV_2 como el arreglo de mayor potencia con capacidad de ajustar su punto de operación se pueden establecer regiones de operación para cada uno. Este comportamiento se observa en la Figura 2.22.

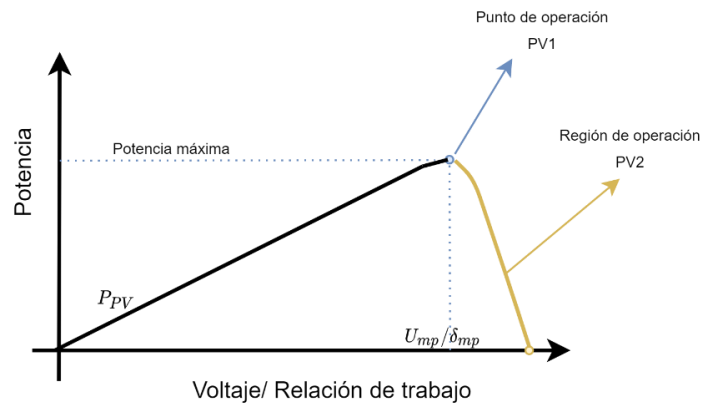


Figura 2.22. Operación de los arreglos $PV_{1,2}$

Con esta consideración adicional, y conociendo que la potencia generada por uno de los arreglos debe ser menor que la potencia del puerto de salida se consideró la siguiente distribución:

- PV_1 con 13 paneles en serie sin ramas paralelas.
- PV_2 con 13 paneles en serie y 12 ramas paralelas.

Tras el dimensionamiento del banco de baterías y los arreglos de paneles fotovoltaicos, todos los niveles de potencia y voltaje de los diferentes puertos quedan definidos. En la Figura 2.23 se presenta el sistema dimensionado.

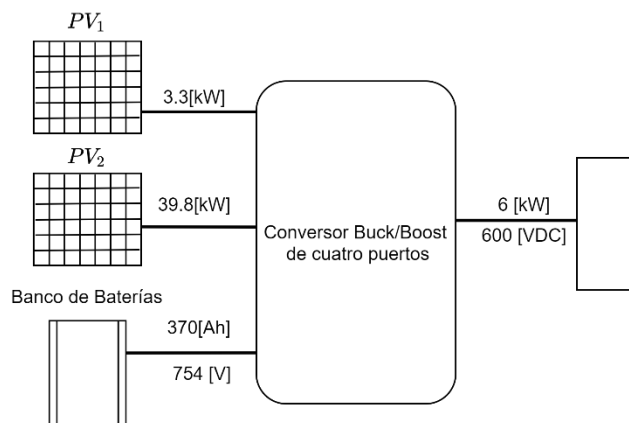


Figura 2.23. Sistema multipuerto dimensionado

2.4.2. CONDICIONES DE DISEÑO Y LIMITES DE OPERACIÓN

2.4.2.1. Irradiancia mínima

Para el diseño y posterior simulación del sistema multipuerto se ha fijado un valor máximo y mínimo de irradiancia. Al realizar las pruebas en el sistema, se variará la irradiancia desde $50[\text{W}/\text{m}^2]$ hasta $1000[\text{W}/\text{m}^2]$, siendo el primer valor, la irradiancia mínima. Para valores inferiores de irradiancia, el sistema mantendrá una condición de operación simétrica fijando las relaciones de trabajo en 0.5.

2.4.2.2. Estado de carga mínimo del banco de baterías

Es importante establecer el estado de carga mínimo del banco de baterías. Este valor es recomendado por el fabricante y establece el valor máximo al que puede descargarse una batería. Una descarga mayor a este valor puede causar daños en la composición de la batería mermando su funcionamiento y disminuyendo su vida útil. Para el dimensionamiento del banco se consideró un DoD del 80%, es decir, el valor mínimo del estado de carga será 20%. Si por condiciones externas, no es posible cargar el banco y el mismo disminuye de este valor crítico, el sistema de control deberá desconectar la carga.

2.4.2.3. Valores máximos, mínimos y de estado estacionario de las acciones de control

Antes de poder calcular el valor de los elementos del convertidor, es necesario fijar los límites de las acciones de control y los valores de estado estacionario. Estos límites están determinados por las peores condiciones de operación del sistema, mientras que los valores de estado estacionario serán los valores de operación del sistema en condiciones de operación nominales.

Para poder determinar los límites en las relaciones de trabajo se debe analizar las curvas Voltaje-Potencia de los paneles fotovoltaicos. El voltaje de los paneles en los diferentes puntos dentro de la curva está relacionado a su vez con una relación de trabajo determinada. Al utilizar el mismo tipo de panel para los dos arreglos y el mismo número de paneles en serie, las curvas tienen los mismos valores de voltaje, pero diferentes valores de corriente/potencia (dados por el número de ramas paralelas).

Al analizar las curvas características, se puede apreciar que el mínimo valor para las relaciones de trabajo corresponde con el voltaje de circuito abierto para la mayor irradiancia ($1000 [\text{W}/\text{m}^2]$) cuando el estado de carga de baterías es mínimo (20%).

Por otra parte, el valor máximo de las relaciones de trabajo está dado por el voltaje de máxima potencia para la menor irradiancia ($50 \text{ [Wb/m}^2\text{]}$) cuando el estado de carga del banco de baterías es máximo (100%).

Existe una particularidad respecto al banco de baterías PV_1 . Dado que este arreglo de no es capaz de suministrar la totalidad de la energía que necesita la carga por sí mismo, únicamente va a trabajar en el punto de máxima potencia para cualquier irradiancia. Por esta razón, el valor máximo de la relación de trabajo se mantiene para ambos arreglos de paneles, sin embargo, el valor mínimo de relación de trabajo para PV_1 no está dado por el voltaje de circuito abierto para la mayor irradiancia y estado de carga del banco de baterías mínimo, el mismo está fijado por el voltaje de máxima potencia para la máxima irradiancia ($1000 \text{ [Wb/m}^2\text{]}$) cuando el estado de carga del banco de baterías es mínimo (20%).

El valor del desfase φ es dependiente de las condiciones de irradiancia (ya que establecen el valor de $d_{1,2}$) y del estado de carga del banco de baterías. Para una condición de operación simétrica ($d_1=d_2$) el desfase es mínimo cuando el estado de carga del banco de baterías es máximo y es máximo cuando el estado de carga del banco de baterías es mínimo.

Los valores de estado estacionario están determinados por el valor de la irradiancia nominal del sistema y debe ser seleccionada tras un análisis profundo de las condiciones climáticas y ambientales. Para este caso se ha considerado la irradiancia nominal $1000 \text{ [W/m}^2\text{]}$ ya que en el diseño del sistema fotovoltaico se utilizó el criterio de las horas solares pico HSP. Este criterio no refleja el comportamiento real de la irradiancia y su variación a lo largo del día, sin embargo, es adecuado para los fines de este trabajo de titulación.

De acuerdo con lo expresado anteriormente, en la Tabla 2.4 se presentan los valores mínimos, máximos y de operación para las variables que determinan el comportamiento del sistema.

2.4.2.4. Verificación del cumplimiento de restricciones de modulación

Es necesario comprobar que el dimensionamiento realizado cumpla con las Ecuaciones 2.32 y 2.33 según lo analizado en secciones anteriores.

Evaluando estas expresiones según los datos de la Tabla 2.4 para la condición más crítica (desfase máximo) se obtiene para la Ecuación 2.32 la expresión $0.3631 \leq 0.4565$.

Tabla 2.4. Valores máximos, mínimos y de operación

Variable	Valor
Irradiancia máxima [W/m ²]	1000
Irradiancia mínima [W/m ²]	50
Irradiancia de estado estacionario [W/m ²]	1000
Estado de carga máximo [%]	100 (826[V])
Estado de carga mínimo [%]	20 (747,9[V])
Estado de carga de estado estacionario [%]	80
Relación de trabajo d ₁ , d ₂ máxima	0.5587, 0.5587
Relación de trabajo d ₁ , d ₂ mínima	0.3445, 0.4565
Relación de trabajo d ₁ , d ₂ de estado estacionario.	0.5089, 0.5089
Desfase máximo [°]	144.40
Desfase de estado estacionario [°]	141.12
Desfase mínimo [°]	130.75

De la misma manera, analizando la Ecuación 2.33 para la condición más crítica se obtiene la expresión $0.3631 \leq 0.4565$.

Como se puede observar, ambas condiciones son verdaderas, por lo tanto, el dimensionamiento realizado respeta las limitaciones establecidas en el análisis teórico del convertidor y el mismo se comportará según lo esperado en todas las condiciones de operación manteniendo la validez de las expresiones encontradas.

2.4.3. DISEÑO DEL CIRCUITO DEL CONVERTIDOR

Para el diseño, se utilizará el circuito equivalente del convertidor Buck/Boost de cuatro puertos presentado en [32]. En la Figura 2.24 se puede observar que el convertidor multipuerto analizado es equivalente a dos convertidores Buck/Boost de dos puertos y un convertidor aislado de puente completo en paralelo. Por esta razón estos circuitos serán diseñados de manera independiente. Un parámetro determinante para realizar el diseño es la frecuencia de conmutación de los interruptores, la misma está dada por la frecuencia nominal del transformador de estado sólido (50 [KHz]).

2.4.3.1. Diseño de los convertidores Buck-Boost

Los convertidores Buck-Boost son celdas conmutadas bidireccionales básicas que sirven como interfaz entre PV₁, PV₂ y el banco de baterías BB. Estas permiten que el excedente

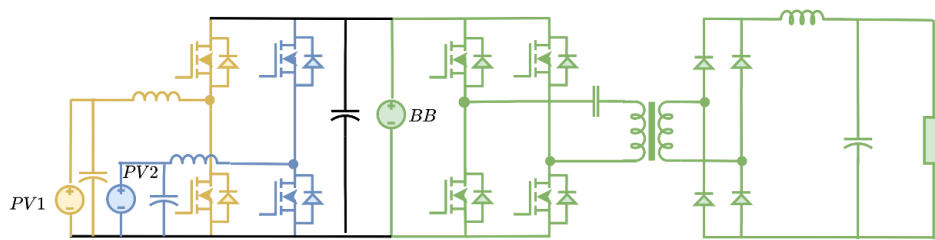


Figura 2.24. Circuito equivalente del conversor multipuerto.

de energía cargue al banco de baterías. Los parámetros de diseño para el Buck-Boost entre PV_1 y banco de baterías se presentan en la Tabla 2.5 mientras que los parámetros para el conversor entre PV_2 y el banco de baterías se presentan en la Tabla 2.6. Las ecuaciones que determinan los valores de inductancias y capacitancias en función de las condiciones de diseño son iguales para ambos casos.

Tabla 2.4. Parámetros de diseño Buck-Boost entre PV_1 y BB

Característica	Valor
Potencia del arreglo PV1 P_{PV1} [KW]	39.8
Voltaje del banco de baterías U_B [V]	754
Voltaje de máxima potencia U_{MP1} [V]	405.6
Corriente de máxima potencia I_{MP1} [A]	106.68
Frecuencia de conmutación f [kHz]	50
Rizado de corriente %	10>
Rizado de voltaje %	1>

Tabla 2.6. Parámetros de diseño Buck-Boost entre PV_2 y BB

Característica	Valor
Potencia del arreglo PV2 P_{PV2} [KW]	3.3
Voltaje del banco de baterías U_B [V]	754
Voltaje de máxima potencia U_{MP2} [V]	405.6
Corriente de máxima potencia I_{MP2} [A]	8.89
Frecuencia de conmutación f [kHz]	50
Rizado de corriente %	10>
Rizado de voltaje %	1>

La relación de trabajo d_x está dada por:

$$d_x = 1 - \frac{U_{MPx}}{U_B} \quad (2.42)$$

Con este valor se puede calcular la corriente de salida I_{ox} :

$$I_{ox} = I_{MPx} * (1 - d_x) \quad (2.43)$$

La corriente de salida determina el valor de la inductancia según:

$$L_x \geq \frac{U_B}{I_{ox} * \Delta I * f} \quad (2.44)$$

El capacitor de salida:

$$C_3 \geq \frac{d_x * I_{ox}}{f * \Delta U * U_o} \quad (2.45)$$

El capacitor de entrada:

$$C_{ix} \geq \frac{d_x}{8 * f^2 * L_x * \Delta U} \quad (2.46)$$

Finalmente se debe fijar el valor del inductor de salida L_b en serie al banco de baterías utilizado para disminuir el rizado de corriente de carga. La expresión para determinar este inductor fue desarrollada en [70]. El valor del inductor esta dado por:

$$L_b \geq \frac{1}{\Delta i_b} \left(\frac{i_b d_x (1 - d_x) T^2}{C} - \Delta U b (1 - d_x) \right) T \quad (2.47)$$

2.4.3.2. Diseño del convertor aislado de puente completo

El convertor aislado de puente completo sirve como interfaz entre los puertos del banco de baterías y de los paneles solares con el puerto de salida. El puerto de salida se encuentra aislado eléctricamente del resto de puertos. El filtro característico L-C permite obtener una salida de característica continua para la carga. El voltaje de salida puede mantenerse estable ante variaciones en la operación de los paneles, del banco de baterías y de carga, a través de la acción de control ϕ según lo desarrollado en la Ecuación 2.27.

Los parámetros de diseño para el convertor aislado de puente completo se presentan en la Tabla 2.7.

Tabla 2.7. Parámetros de diseño convertor aislado de puente completo

Característica	Valor
Voltaje del banco de baterías U_B [V]	754
Voltaje de salida U_o [V]	600
Potencia de salida P_o [KW]	6
Frecuencia de conmutación f [kHz]	50
Rizado de corriente %	10>
Rizado de voltaje %	1>
Relación de vueltas n	1:1

El valor de desfase para condiciones de operación (1000 [Wb/m²]) está dado por:

$$\left(\frac{U_o}{nU_B}\right) 180 = \varphi \quad (2.48)$$

La corriente de salida es:

$$I_o = \frac{P_o}{U_o} \quad (2.49)$$

El inductor de salida L_o se calcula según:

$$L_o \geq U_L * \frac{\varphi T}{360} * \frac{1}{I_o * \Delta I} \quad (2.50)$$

Donde U_L es:

$$U_L = nU_B - U_o \quad (2.51)$$

Finalmente, el capacitor de salida C_o esta dado por:

$$C_o \geq I_o * \Delta I * \frac{\varphi T}{360} * \frac{1}{\Delta U * U_o} \quad (2.52)$$

Con estas consideraciones, los elementos dimensionados para el circuito del convertor multipuerto se presentan en la Tabla 2.8.

El circuito con sus valores de diseño finales se puede observar en la Figura 2.25

2.4.4. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

En este trabajo de titulación se ha planteado un sistema de control compuesto en un esquema multietapa en cascada. Esta denominación hace referencia a que cada etapa diseñada está orientada al cumplimiento de un objetivo de control específico dentro del sistema multipuerto.

Tabla 2.8. Elementos dimensionados para el convertor

Elemento	Valor
L_1 [mH]	38
L_2 [mH]	4.64
L_0 [mH]	21.70
C_1 [pF]	30.80
C_2 [pF]	308
C [uF]	0.645
C_0 [uF]	6.05
L_b [mH]	20

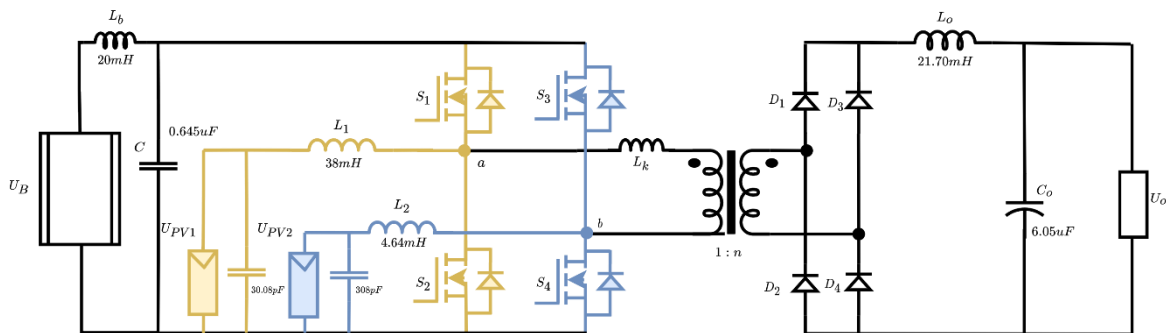


Figura 2.25. Circuito final con sus valores de diseño

Las primeras dos etapas deben garantizar una operación eficiente de los paneles fotovoltaicos para cualquier condición de irradiancia. Estos algoritmos, son denominados seguidores de punto de máxima potencia (MPPT por sus siglas en inglés) y son los encargados de mantener a los paneles fotovoltaicos en la máxima generación energética. La variable controlada por estas dos etapas es la potencia y la acción de control son las relaciones de trabajo d_{mppt1} y d_{mppt2} .

Posteriormente, estas etapas individuales deben ser complementadas por un controlador que permita manejar la carga y descarga de la batería. Cuando la demanda este cubierta por los paneles, la energía excedente debe ser utilizada para la carga del banco de baterías, caso contrario, la energía del banco de baterías debe ser destinada a suplir la demanda. Además, según se presentó en la Figura 2.17, no todos los modos de operación del circuito requieren que los paneles fotovoltaicos se encuentren generando la máxima potencia. Por esta razón se desarrolló un controlador en cascada que permita regular la carga y descarga del banco de baterías, integrándose a la primera etapa de

seguidores de punto de máxima potencia y ajustando la generación de los paneles fotovoltaicos en función del estado del banco de baterías y la demanda. Las variables reguladas por este controlador son el voltaje y la corriente del banco de baterías y la acción de control es la variación en la relación de trabajo Δd_{bc} .

La integración del seguidor de punto de máxima potencia con el controlador cascada puede denominarse el controlador “global” del sistema ya que, en su conjunto, regula el flujo de potencias entre los diferentes puertos.

Finalmente, es necesario garantizar un flujo estable de energía hacia la carga. Como se mencionó en el primer capítulo, la estabilidad hace referencia a que la carga reciba alimentación eléctrica (6[kW] a 600[V]) de manera constante, independientemente de la disponibilidad del recurso renovable (energía solar). La Ecuación 2.28 determina el voltaje del puerto de salida como función del desfase cuando la operación del convertidor es simétrica. En caso de que la operación no sea simétrica, las relaciones de trabajo d_1 y d_2 influyen en el valor del voltaje del puerto de salida. Para evitar que la variación de las relaciones de trabajo, producto de la operación del sistema de control afecte el valor del voltaje y consecuentemente la potencia que recibe la carga, es necesario incluir un controlador que permita mantener el valor de referencia a través de la regulación del desfase ϕ . Considerando la robustez ante perturbaciones, como la característica principal que debe tomarse en cuenta al regular el voltaje de salida, se ha desarrollado un controlador por modos deslizantes cuya variable de controlada es el voltaje, su acción de control es el desfase ϕ y las relaciones de trabajo d_1 y d_2 son perturbaciones en su operación. Para poder comparar su desempeño, también se ha desarrollado un controlador PI para la regulación de voltaje.

Dado que el sistema de control está compuesto por todos los elementos descritos anteriormente, el mismo ha sido denominado un esquema multietapa en cascada más un controlador por modos deslizantes.

La estrategia de control planteada se representa en diagrama de bloques en la Figura 2.26. Como se puede observar, el sistema de control está compuesto de un controlador por modos deslizantes / PI para mantener el voltaje/potencia constante a la salida y un control de carga/descarga del banco de baterías actuando de manera simultánea al seguidor de punto de máxima potencia para poder variar la región de operación del panel PV₂. El panel PV₁ fue diseñado para que siempre trabaje en el punto de máxima potencia, condición de operación que se presentó en la Figura 2.22.

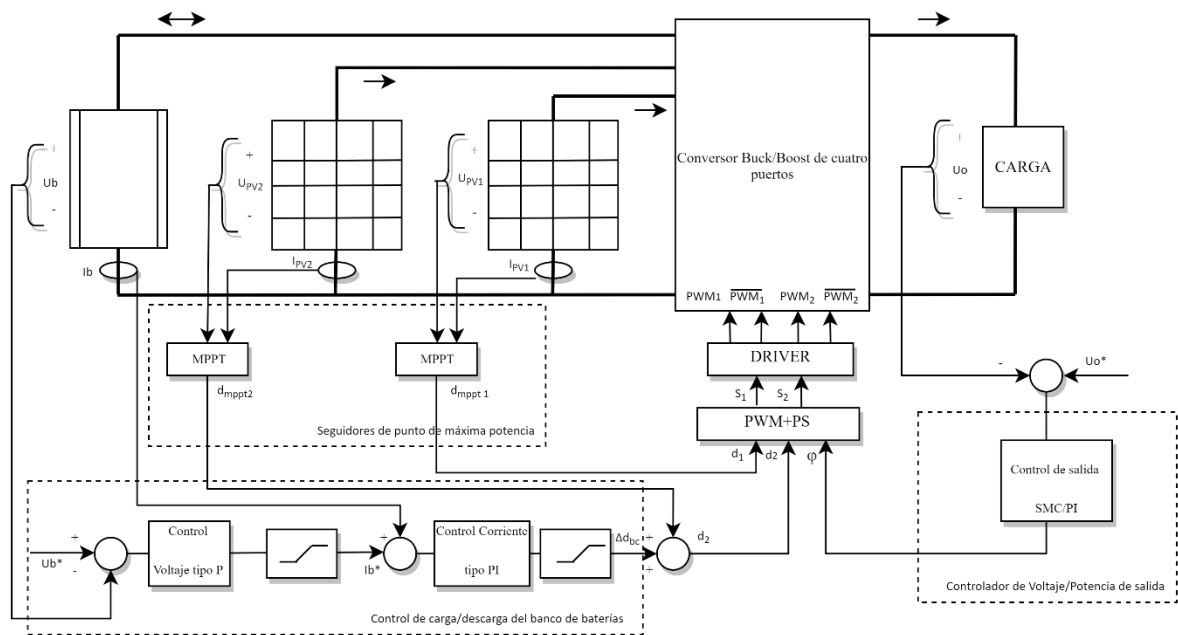


Figura 2.26. Esquema del sistema de control multietapa en cascada más controlador SMC

2.4.4.1. Diseño del seguidor de punto de máxima potencia

El algoritmo que se consideró es conocido como “Perturbador Observador” (P&O) por sus siglas en ingles. Este algoritmo utiliza una realimentación de voltaje y corriente del panel fotovoltaico para poder determinar la potencia de manera iterativa.

Para cada irradiancia, existe un valor de relación de trabajo d_{mppt} asociado al punto de máxima potencia como se presentó en la Figura 2.15 (b).

El funcionamiento del algoritmo permite llevar al panel a las condiciones de máximo voltaje y corriente (máxima potencia) para una condición determinada de irradiancia de manera iterativa a través de perturbar el sistema (variar la relación de trabajo) y observar su respuesta (incremento o decremento en la potencia generada). En la Figura 2.27 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo, la salida es la relación de trabajo de máxima potencia d_{mppt} .

En un inicio, se perturba el sistema con una variación en la relación de trabajo y se muestrea el voltaje y corriente del arreglo de paneles. Al multiplicar estas variables, se obtiene la potencia. Si la potencia posterior a la perturbación es mayor a la potencia antes de la perturbación y el voltaje posterior a la perturbación es mayor al voltaje antes de la perturbación, se disminuye la relación de trabajo, consecuentemente se incrementa el voltaje. Esto implica que el algoritmo se está acercando al punto de máxima potencia desde la izquierda de la curva Voltaje-corriente. Caso contrario, si la potencia es mayor

pero el voltaje es menor, se debe incrementar la relación de trabajo, consecuentemente reducir el voltaje. Esto implica que el algoritmo se está acercando al punto de máxima potencia desde la derecha de la curva Voltaje-corriente.

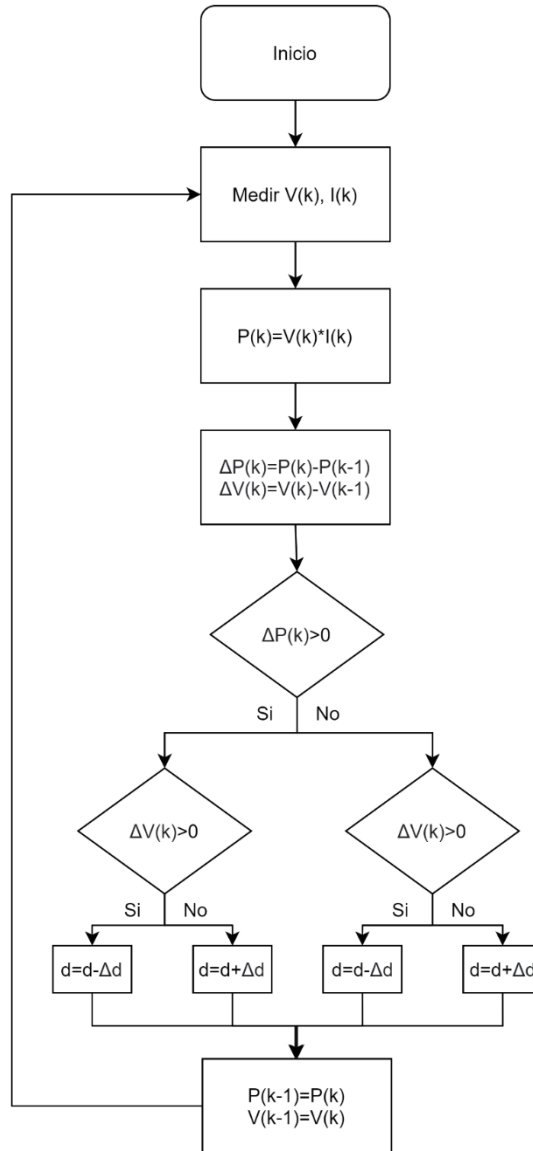


Figura 2.27. Algoritmo Perturbador Observador

Si la potencia se redujo posterior a la perturbación, implica que el algoritmo encontró el punto de máxima potencia en la iteración anterior. Consecuentemente debe regresar incrementando o decrementando la relación de trabajo / voltaje dependiendo si el punto de máxima potencia está a la derecha o izquierda respecto al punto de operación.

Existen dos parámetros importantes que deben configurarse en el algoritmo. El tiempo de muestreo $T_{s_{mppt}}$ y la tasa de variación de la relación de trabajo Δd_{mppt} .

El tiempo de muestreo de voltaje y corriente del arreglo de paneles debe ser al menos el doble de la frecuencia de modulación según el teorema de Nyquist.

La tasa de incremento/decremento de la relación de trabajo Δd_{mppt} es un factor muy importante para la operación del algoritmo. Un valor muy pequeño va a causar que el algoritmo trabaje lentamente sin embargo las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia serán minúsculas. Por otro lado, un Δd_{mppt} muy alto, hará que el sistema llegue al punto de máxima potencia rápidamente, sin embargo, oscile con una amplitud considerable alrededor del mismo, disminuyendo su eficiencia.

Para los arreglos de paneles PV_1 y PV_2 se analizaron las curvas Voltaje-Potencia y se identificaron los puntos de voltaje de máxima potencia U_{mp} . Dado que el voltaje del banco de baterías es conocido, se puede calcular el valor de la relación de trabajo de máxima potencia utilizando las Ecuaciones 2.21 y 2.22 y las curvas características de los arreglos.

En la Tabla 2.9 se presentan los valores de relación de trabajo de máxima potencia para diferentes irradiancias y un estado de carga del banco de baterías del 100[%].

Tabla 2.9. Relación de trabajo de máxima potencia para diferentes irradiancias

Irradiancia [W/m ²]	Voltaje de máxima potencia del arreglo [V]	Voltaje del banco de baterías [V]	Relación de trabajo de máxima potencia
1000	405.600	826	0,5089
975	406.239	826	0,5081
925	407.425	826	0,5067
825	404.978	826	0,5097
625	403.585	826	0,5111
225	390.981	826	0,5266

De la Tabla 2.9 se puede observar que la variación de la relación de trabajo está en el orden de las diezmilésimas, por lo que este será el valor escogido para el algoritmo. En la Tabla 2.10 se presentan los parámetros seleccionados para la operación del algoritmo.

Tabla 2.10. Parámetros de operación del algoritmo “Perturbador Observador”

T_{smppt}	Δd
100KHz	$1 \cdot 10^{-4}$

2.4.4.2. Diseño del controlador cascada de carga/descarga del banco de baterías

2.4.4.2.1. Principio de funcionamiento

El controlador cascada de esta etapa consta de un lazo externo de control de voltaje y un lazo interno de control de corriente. La referencia del controlador externo es el voltaje del banco de baterías cuando se encuentran completamente cargadas U_b^* . Este lazo consta de un control proporcional cuya acción de control es la corriente de carga de referencia del banco de baterías I_b^* . El lazo interno es un controlador tipo proporcional integral, cuya referencia es la corriente del banco de baterías I_b^* y la salida es la relación de trabajo d_{bc} (haciendo referencia a “battery controller”).

Si el voltaje medido del banco de baterías es igual al voltaje de carga completa U_b^* , la salida del lazo externo será cero, por tanto, la referencia del controlador interno será nula y la acción de control va a llevar a la corriente del banco de baterías a cero. Esto sería equivalente a “desconectar” el banco, evitando que el mismo se sobrecaliente y disminuya su vida útil.

Este controlador únicamente debe actuar si existe un excedente en la potencia generada, por lo que no debe afectar al seguidor de punto de máxima potencia en ninguna otra condición de operación. Para lograr esto, se aprovechó una característica inherente de las relaciones voltaje-corriente-potencia propias de los paneles fotovoltaicos.

Dentro de la curva voltaje-corriente de los paneles fotovoltaicos, se pueden apreciar dos regiones: la región de fuente de corriente y la región de fuente de voltaje. El punto de máxima potencia se encuentra entre ambas regiones según se observa en la Figura 2.28.

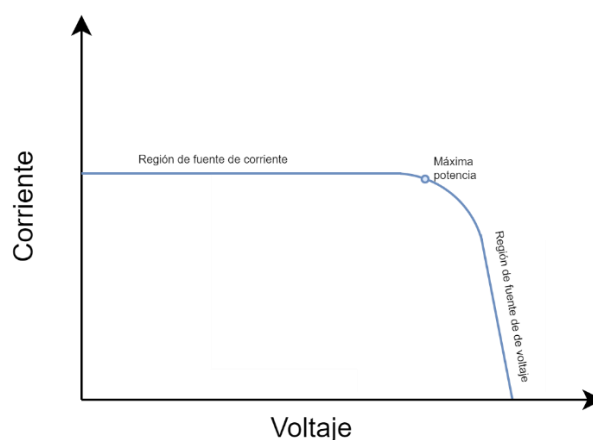


Figura 2.28. Característica Voltaje-Corriente de un panel fotovoltaico

La región de fuente de corriente se conoce de esta manera ya que permite entregar un valor casi constante de corriente para diferentes valores de voltaje. De manera análoga, la región de fuente de voltaje permite entregar un valor casi constante de voltaje para diferentes valores de corriente.

Dado que se requiere regular el punto de operación del arreglo de paneles PV₂ fuera del punto de máxima potencia, se podría utilizar tanto la región de voltaje constante como de corriente constante. Considerando que el objetivo de esta etapa del sistema de control es cargar el banco de baterías a su valor de referencia I_b^* la región en la cual nos interesa que trabaje el arreglo de paneles PV₂ es la región de voltaje constante.

Se puede concluir entonces, que la salida de este controlador d_{bc} es en realidad una variación Δd_{bc} respecto a la salida del seguidor de punto de máxima potencia d_{mppt} . La relación de trabajo que efectivamente actúa sobre los interruptores d_2 es producto de la interacción de ambas. Esto se puede representar mediante la Ecuación 2.53.

$$d_2 = d_{mppt2} \pm \Delta d_{bc} \quad (2.53)$$

Existen dos casos que pueden ocurrir en la operación de este controlador. En el primer caso, el arreglo PV₂ se encuentra en el punto de máxima potencia y la misma es suficiente para cargar el banco de baterías a sus condiciones de referencia. Como se puede observar en la Figura 2.29, Δd_{bc} será negativo y provocará que la relación de trabajo efectiva disminuya, sacando a los paneles del punto de máxima potencia y llevándolos a la condición de operación que permita cumplir la referencia de corriente I_b^* .

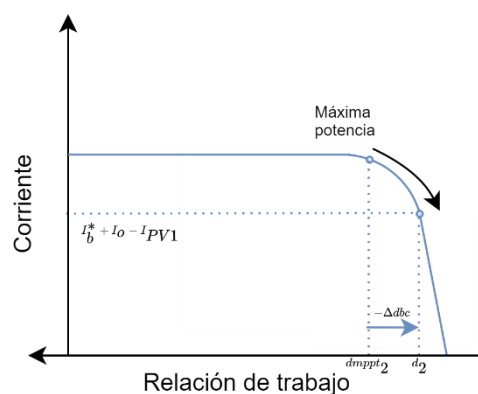


Figura 2.29. Primer caso de operación del controlador cascada

En el segundo caso, presentado en la Figura 2.30, el arreglo PV₂ se encuentra en el punto de máxima potencia, sin embargo, la potencia generada no es suficiente para cargar el banco de baterías a sus condiciones de referencia. En esta condición Δd_{bc} será

positivo e intentará incrementar el valor de la corriente generada para cumplir el requerimiento. Dado que la corriente de referencia I_b^* más la corriente de salida I_o menos la corriente generada por PV_1 (I_{PV1}) no se encuentra dentro de la curva característica del arreglo para esas condiciones de irradiancia, es imposible alcanzar este valor y la acción de control Δd_{bc} se desbordará hacia el infinito positivo. Por esta razón, cuando Δd_{bc} sea positiva, la saturación en cero provocará que la relación de trabajo efectiva sea únicamente d_{mppt} del algoritmo seguidor de punto de máxima potencia. De esta el seguimiento de punto de máxima potencia únicamente se descarta cuando sea necesario.

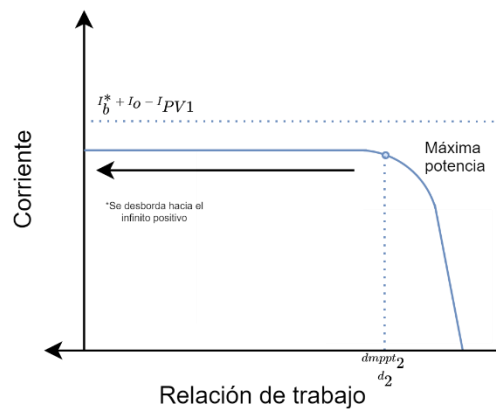


Figura 2.30. Segundo caso de operación del controlador cascada

2.4.4.2.2. Valores de referencia del controlador cascada

Las referencias para este controlador están dadas por el voltaje asociado al estado de carga del banco de baterías del 100[%] y el valor de carga a corriente constante del banco de baterías. Considerando el 10[%] de la capacidad total en amperios hora del banco los valores determinados se presentan en la Tabla 2.11.

Tabla 2.11. Referencias del controlador

Variable	Valor
I_b^* [A]	37
U_b^* [V]	827

2.4.4.2.3. Identificación de la planta y diseño del controlador de lazo interno

Para el diseño del controlador cascada, es necesario determinar la respuesta de la planta (corriente de la batería) al perturbar la entrada (relación de trabajo).

Para la identificación del modelo, se realizó el método de curva de reacción. La entrada del sistema es la relación de trabajo d_2 . La variación en la relación de trabajo produce un cambio en el punto de operación del arreglo de paneles PV_2 , variando a su vez la corriente que generan. Dado que la corriente de salida I_o y la corriente del arreglo I_{PV1} se mantiene constante, el efecto de la variación en la relación de trabajo se verá directamente sobre la corriente del banco de baterías I_b .

Al observar la curva de respuesta (Figura 2.31), se puede apreciar que tiene la característica de un sistema con respuesta inversa. Dado que una buena aproximación de una planta con respuesta inversa es una función de transferencia de primer orden con retardo, este modelo fue elegido para representar el comportamiento de la corriente del banco de baterías ante la variación de la relación de trabajo alrededor del punto de operación.

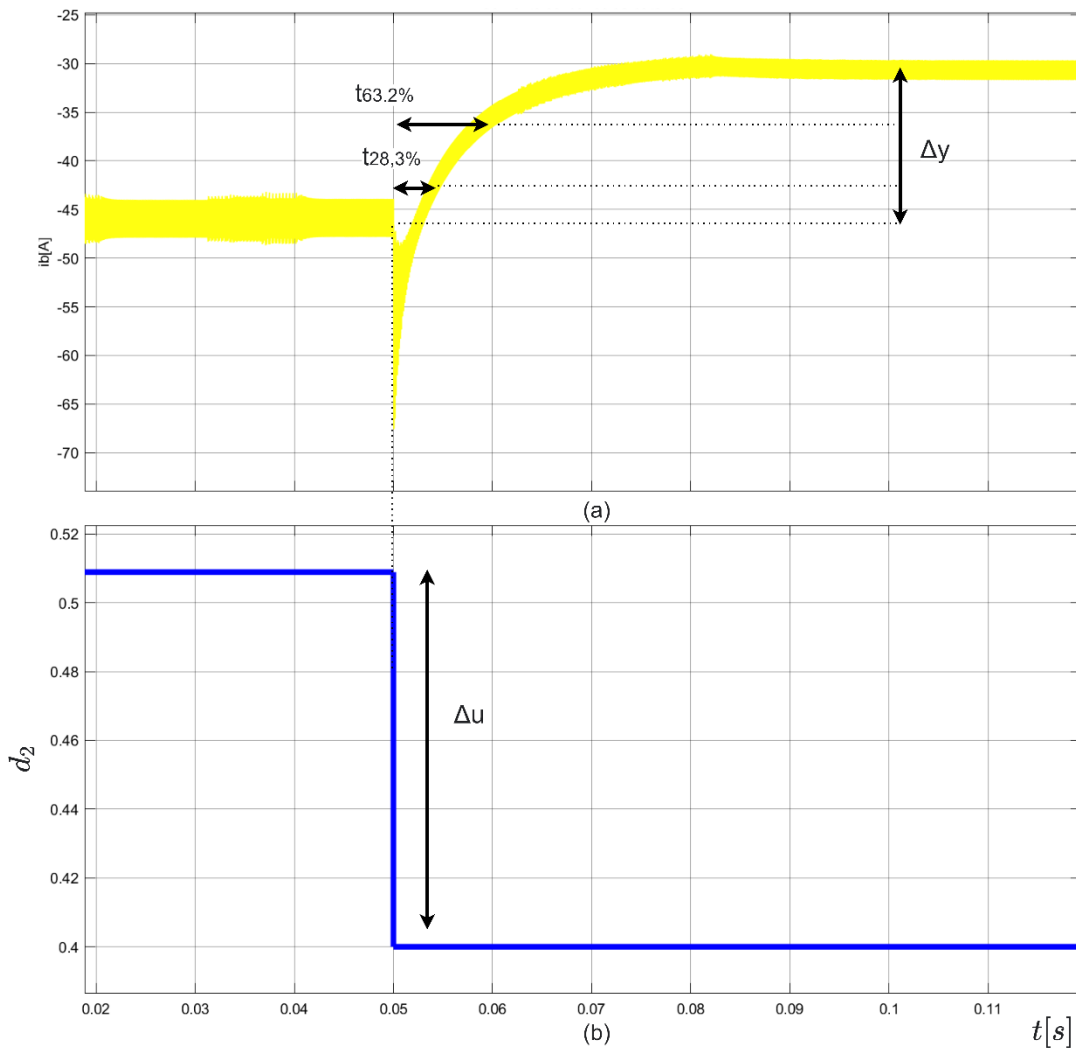


Figura 2.31. Curva de respuesta (a) Respuesta de corriente I_b . (b) Perturbación en d_2

Cabe mencionar que, aunque esta es una buena aproximación, no se toman en cuenta los valores de respuesta inversa, perdiendo información para realizar el control [74].

La forma de una función de transferencia de primer orden con retardo se presenta en la Ecuación 2.54:

$$G(s) = \frac{K}{(\tau s + 1)} e^{-t_0 s} \quad (2.54)$$

Donde K representa la ganancia del sistema, t_0 es el tiempo de retardo y τ es la constante de tiempo. Los mismos están definidos por las Ecuaciones 2.55, 2.56 y 2.57 respectivamente:

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (2.55)$$

$$\tau = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) \quad (2.56)$$

$$t_0 = t_{63.2\%} - \tau \quad (2.57)$$

Utilizando las expresiones se determinó el siguiente modelo para el sistema:

$$I_b(s) = \frac{138.65}{(0.006s + 1)} e^{-0.003s} \quad (2.58)$$

En la Figura 2.33 se puede observar la respuesta del sistema comparada con la respuesta del modelo identificado para una misma entrada. Como se puede apreciar, el modelo identificado, por su característica propia, no representa en su totalidad al sistema real. Evidentemente, la característica de respuesta inversa se pierde. No obstante, se puede apreciar que el modelo determinado es bastante cercano al sistema real en el rango completo. Por esta razón puede ser usado para sintonizar un controlador tipo PI a partir del mismo. Utilizando el método de Ziegler – Nichols a lazo abierto se puede sintonizar un controlador utilizando los parámetros característicos del modelo aproximado de primer orden más retardo. Los parámetros de ajuste K_p , τ_i están dados por las Ecuaciones 2.59 y 2.60 respectivamente.

$$K_p = \frac{0.9}{K} \left(\frac{t_0}{\tau} \right)^{-1} \quad (2.59)$$

$$\tau_i = 3.33t_0 \quad (2.60)$$

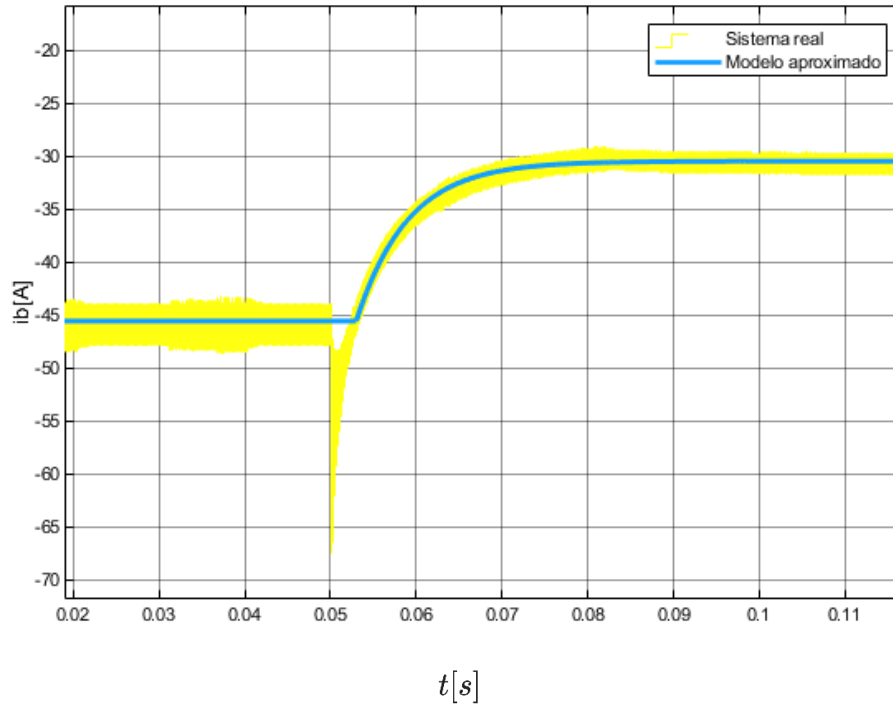


Figura 2.32. Comparación modelo real y modelo aproximado

A partir de estos valores iniciales calculados, se realizó una sintonización fina de los parámetros, estableciendo los valores presentados en la Tabla 2.12.

Tabla 2.12. Parámetros del controlador interno

$T_{s_{mppt}}$	Δd
K_p	-0,012
T_i	100

2.4.4.2.2. Diseño del controlador del lazo externo

El lazo externo es el encargado de fijar la referencia para el lazo interno de control de corriente dependiendo del estado de carga del banco de baterías. Dado que el estado de carga no es una variable que se puede medir de manera explícita, la entrada del controlador será el voltaje del banco, mismo que se puede relacionar con el estado de carga según la curva característica presentada en la Figura 2.20.

Para la operación del controlador, se definirán dos regiones de operación dentro de la curva. La región de carga a corriente constante y la región de carga a voltaje constante. En la región de corriente constante, la corriente de carga estará fija y dada por el 10% de la capacidad total del banco. En la región de carga a voltaje constante el controlador

disminuirá proporcionalmente la referencia de la corriente de carga hasta llegar a 0[A] cuando el voltaje sea 826[V], valor correspondiente a un estado de carga del 100%. Este funcionamiento se puede apreciar de manera gráfica en la Figura 2.34

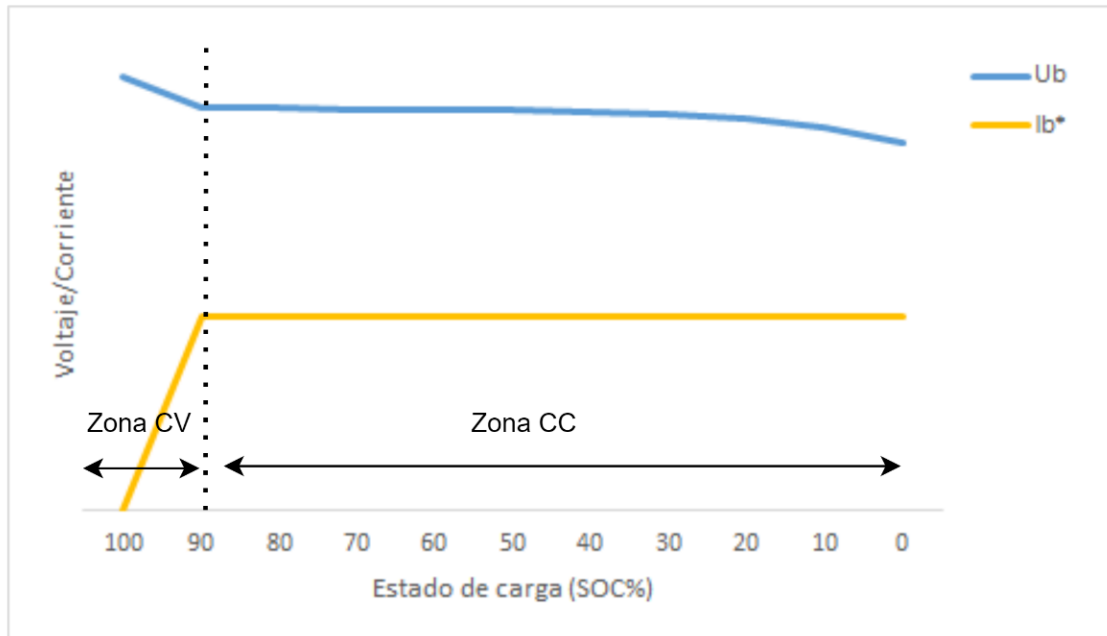


Figura 2.33. Operación del controlador de lazo externo

Dado que la salida del controlador es proporcional a la entrada, el comportamiento deseado se puede obtener fácilmente utilizando únicamente una ganancia. Como el valor máximo de corriente de carga es de 37[A], la salida del controlador debe estar saturada a este valor. En la Tabla 2.13 se presentan los parámetros determinados para este controlador.

Tabla 2.13. Parámetros del controlador externo

Variable	Valor
Kp	-0,56

2.4.4.3. Diseño del controlador de voltaje de salida

2.4.4.2.2. Principio de funcionamiento

El voltaje de salida del conversor multipuerto está dado por la Ecuación 2.27 y según lo analizado, es función tanto de la relación de trabajo como del desfase en la operación de los interruptores.

Según el esquema propuesto, el valor de las relaciones de trabajo está dado tanto por el seguidor de punto de máxima potencia como del controlador cascada. La operación independiente de estas variables producirá perturbaciones indeseadas sobre el voltaje de salida. La variable independiente que permite compensar las perturbaciones ocasionadas por la operación de los demás controladores es el desfase φ .

El controlador de voltaje actuará únicamente sobre el desfase φ , y considerará a las relaciones de trabajo d_1 y d_2 como perturbaciones. Dado que la respuesta dinámica del controlador está dada por una superficie deslizante, misma que es parámetro de diseño, el sistema mantiene robustez.

2.4.4.2.3. Identificación de la planta y diseño del controlador por modos deslizantes

La importancia de la identificación de la planta se debe a que la misma determinará la superficie deslizante usada en el controlador. Al analizar la operación del sistema podemos obtener un modelo aproximado que represente el comportamiento del conversor multipuerto de una manera simplificada.

Un circuito equivalente se presenta en la Figura 2.34. Como se puede observar, hacia los terminales del primario del transformador se tiene un voltaje cuadrado de tres niveles que varía entre U_b , 0 y $-U_b$. Este voltaje posteriormente se rectifica a través del puente de diodos y se obtiene un voltaje de 2 niveles (Varía entre U_b y 0) excitando al circuito compuesto por una inductancia, una capacitancia y la carga.

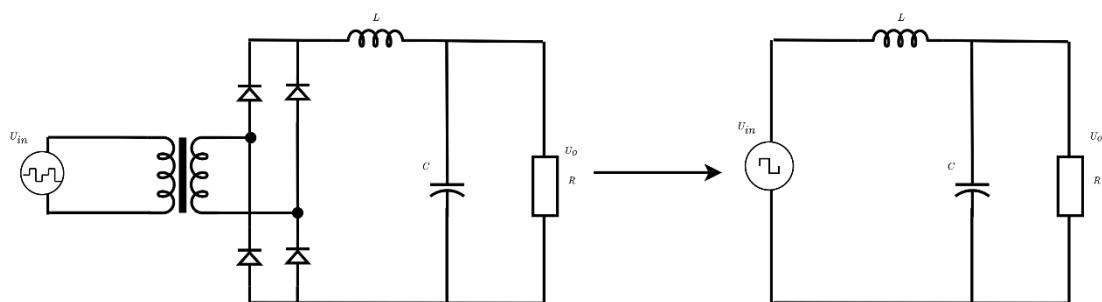


Figura 2.34. Circuito equivalente hacia el puerto de salida

Operando en el dominio de la frecuencia, se puede obtener fácilmente el modelo que representa el circuito equivalente. Considerando el voltaje de entrada como U_{in} , el capacitor como C , el inductor como L , la carga como R y el voltaje de salida como U_o , el modelo que relaciona el voltaje de entrada con el voltaje de salida está dado por la Ecuación 2.61:

$$U_o(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} U_{in}(s) \quad (2.61)$$

De donde se puede apreciar claramente que es un modelo de segundo orden.

Aunque este modelo es muy útil, nuestra variable de interés es el desfase, más no el voltaje de entrada como tal, por lo que se debe obtener la expresión que relaciona el voltaje de entrada con el desfase. Si analizamos la Figura 2.35 podemos plantear la siguiente expresión en el dominio de la frecuencia:

$$U_{in}(s) = nU_b * \left(\frac{1}{1 - e^{-Ts}} \right) * \left[\left(\int_0^{\varphi T} e^{-st} dt \right) + \left(\int_{d_1 T}^{(\varphi + d_2) T} e^{-st} dt \right) \right] \quad (2.62)$$

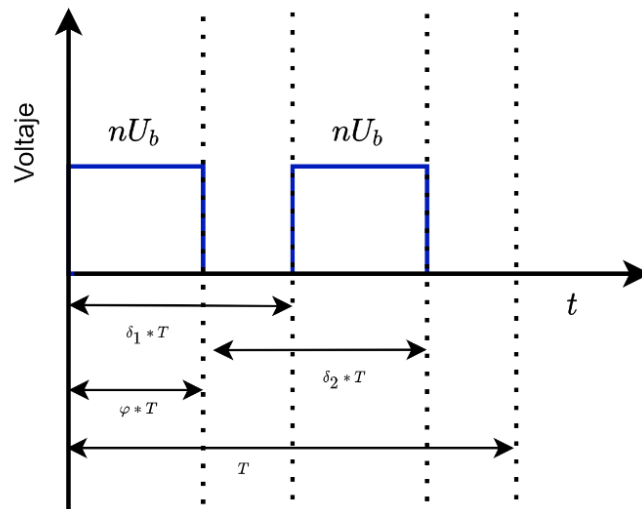


Figura 2.35. Voltaje U_{in} de entrada al transformador

Al reemplazar la Ecuación 2.62 en la Ecuación 2.61 se puede obtener la expresión completa que relaciona el voltaje de salida, el desfase y las relaciones de trabajo, sin embargo, este modelo de sistema es bastante complejo y no se ajusta a los modelos característicos a partir de los cuales se han sintonizado controladores basados en modelo.

Al observar la curva de respuesta del voltaje de salida U_o presentado en la Figura 2.36 se puede observar una respuesta característica de segundo orden. Por esta razón se utilizará un modelo aproximado a este orden, a partir del cual desarrollar el controlador por modos deslizantes.

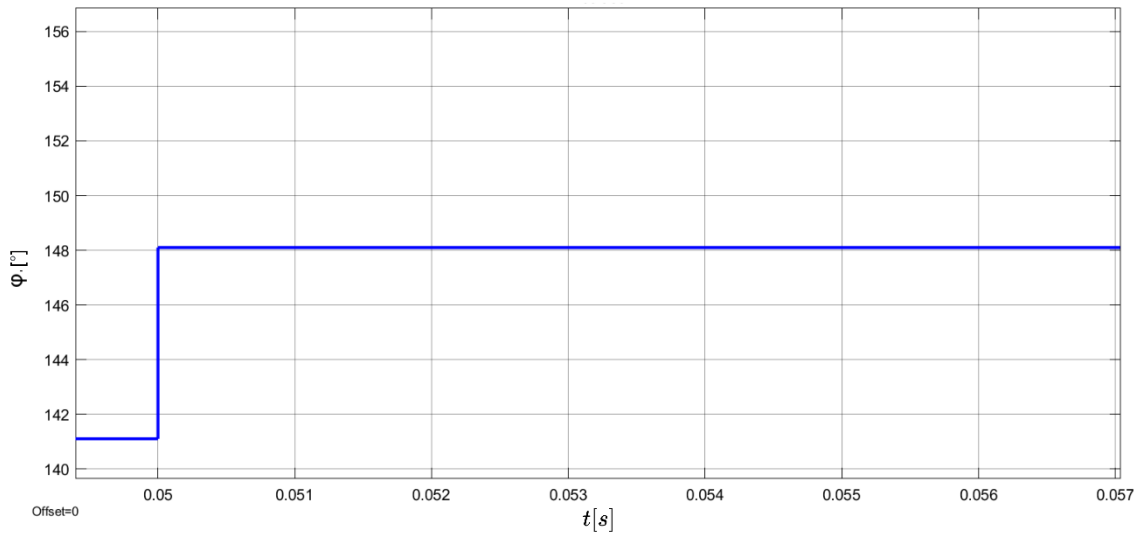
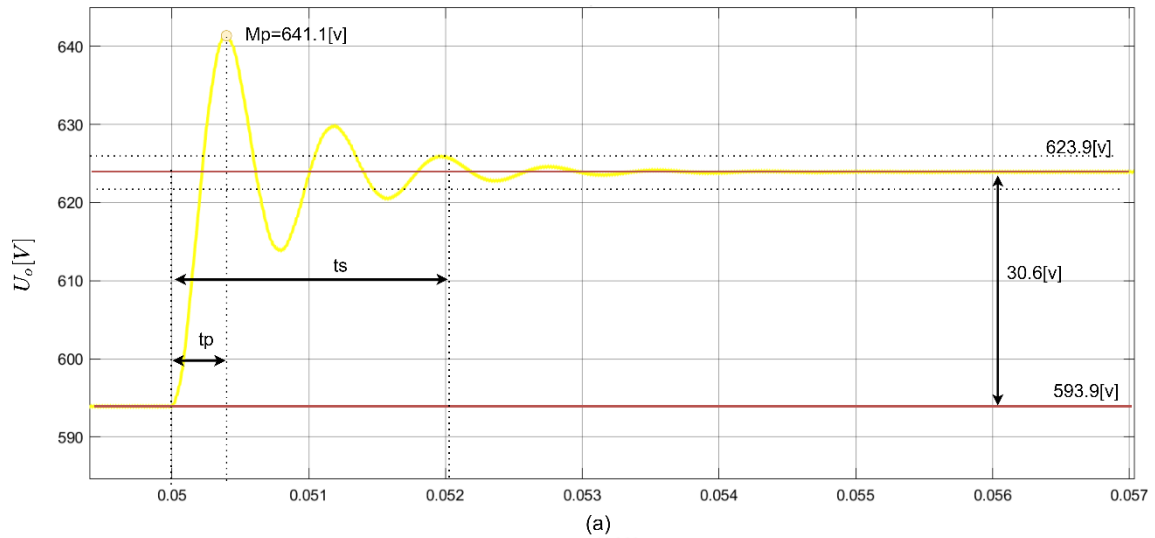


Figura 2.36. Curva de reacción (a) Respuesta voltaje de salida U_o , (b) Perturbación en ϕ

Un sistema de segundo orden tiene la forma según se presenta en la Ecuación 2.63:

$$U_o(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.63)$$

Donde K representa la ganancia, ω_n la frecuencia natural no amortiguada y ε es el coeficiente de amortiguamiento.

A partir de la Figura 2.36 se pueden obtener los parámetros característicos para determinar el modelo utilizando el tiempo de subida (t_s) y el tiempo pico (t_p).

$$Mp = e^{-\frac{\varepsilon\pi}{\sqrt{1-\varepsilon^2}}} \quad (2.64)$$

$$tp = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\varepsilon^2}} \quad (2.65)$$

Con las expresiones anteriores se determina: $\omega_n = 7905.17$ [rad/s] , $\varepsilon = 0.1892$ y $k = 4.213$. Con estos parámetros, el modelo aproximado que relaciona el voltaje de entrada con el desfase φ está dado por la Ecuación 2.66:

$$U_o(s) = \frac{2.633 * 10^8}{s^2 + 2892s + 7905.17^2} * \varphi(s) \quad (2.66)$$

En función del orden de este sistema (segundo orden) se obtiene una superficie tipo PID tal como se muestra en la Ecuación 2.67:

$$S(t) = \frac{d}{dt} e(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int e(t) dt \quad (2.67)$$

Donde $e(t)$ es el error, es decir, la diferencia entre el valor de referencia y el valor medido, en este caso, del voltaje de salida U_o . Los parámetros λ_1, λ_0 son constantes de sintonización del control. Con esta ecuación de la superficie y el modelo del sistema de la Ecuación 2.68 se puede encontrar la ecuación del controlador:

$$U(t) = U_c(t) + U_D(t) \quad (2.68)$$

Como se observa en la Ecuación 2.69, la acción de control tiene dos componentes, una denominada continua y otra dinámica no lineal. La primera se encarga de acercar rápidamente al sistema al valor deseado, mientras que la segunda se encarga de mantenerlo en dicho punto.

La acción continua del controlador está dada según:

$$U_c(t) = \frac{1}{k\omega_n^2} [(2\varepsilon\omega_n - \lambda_1)Y\dot{(t)} + \omega_n^2 Y(t) + \lambda_0 e(t) + R\ddot{(t)} + \lambda_1 R\dot{(t)}] \quad (2.69)$$

Donde $Y(t)$ y $R(t)$ son respectivamente el valor medido de salida y la referencia de entrada.

La acción dinámica del controlador está dada por la siguiente ecuación:

$$U_D(t) = \frac{K_D * S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (2.70)$$

En la Ecuación 2.70 K_D y δ son parámetros de sintonización del controlador.

En la Figura 2.37 se puede observar la respuesta del sistema comparada con la respuesta del modelo identificado para una misma entrada.

Se puede apreciar que el modelo aproximado representa adecuadamente al modelo real, por lo que puede usarse para el diseño del controlador por modos deslizantes SMC.

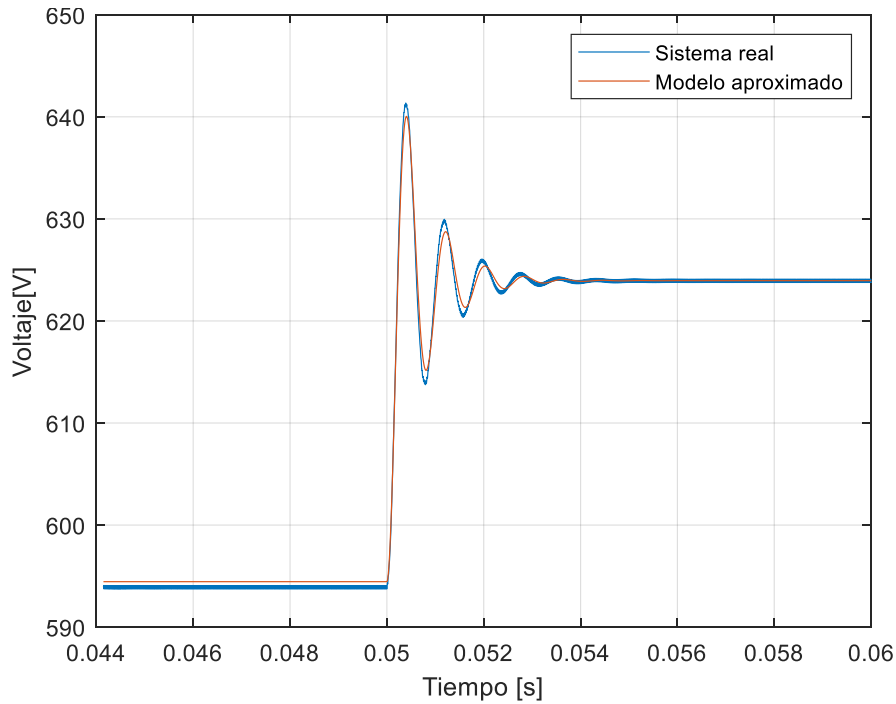


Figura 2.37. Respuesta paso del voltaje de salida U_o para el modelo real y aproximado

Uno de los objetivos de este proyecto de titulación es comparar el desempeño del controlador por modos deslizantes con un controlador simple tipo PID para poder evaluar el funcionamiento y ventajas de cada uno en la aplicación de control del convertidor multipuerto. Por este motivo se sintoniza un controlador tipo PI utilizando el modelo de la ecuación 2.64 y la herramienta de MATLAB pidTuner. El criterio de sintonización de este controlador es un sobrepico menor al 10% y un tiempo de establecimiento menor a 10ms.

Tabla 2.11. Parámetros del controlador de voltaje

Variable	Valor
K_p	0,02013
T_i	100

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

La simulación del esquema propuesto se realizó utilizando la herramienta Simulink de MATLAB. La ventaja de esta herramienta es que nos permite simular tanto la parte de potencia como de control en el mismo entorno. De igual manera incluye bloques predefinidos dentro de sus librerías que permiten simplificar la implementación tanto de convertidores, controladores y fuentes de energía como paneles fotovoltaicos.

Para verificar el funcionamiento del circuito diseñado y el esquema de control propuesto se analizarán las formas de onda características que representan el funcionamiento del circuito para una condición de operación establecida.

Posteriormente se verificará el funcionamiento del sistema de control, para esto se simulará el circuito y se perturbarán parámetros como la irradiancia y el estado de carga del banco de baterías de manera que se puedan evidenciar todos los modos de operación descritos en secciones anteriores y la correcta respuesta del sistema, manteniendo los niveles de potencia de los paneles fotovoltaicos según sea necesario y conservando el nivel de voltaje/potencia de salida.

3.1. VISIÓN GENERAL DEL FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO

3.1.1. MODULACIÓN

El funcionamiento del circuito se basa en el control complementario más desfase. Para la generación de estas señales de control se utilizan dientes de sierra de igual frecuencia y amplitud, desfasados entre sí un tiempo variable.

Estas señales se comparan respectivamente con las referencias d_1 , d_2 generando las señales para los interruptores PWM_1 , $\overline{PWM_1}$, PWM_2 , $\overline{PWM_2}$ mismas que determinan el encendido y apagado de los interruptores.

En la Figura 3.1 se puede observar el funcionamiento de la técnica de modulación implementada en Simulink. Estas cuatro señales (PWM_1 , $\overline{PWM_1}$, PWM_2 , $\overline{PWM_2}$) son conectadas directamente a los interruptores (simulados como pares IGBT + diodos ideales) que componen las ramas paralelas del circuito.

3.1.2. ONDAS CARÁCTERÍSTICAS

Para que el sistema de control funcione adecuadamente se debe verificar que el dimensionamiento de los elementos del circuito sea correcto. Las formas de onda del

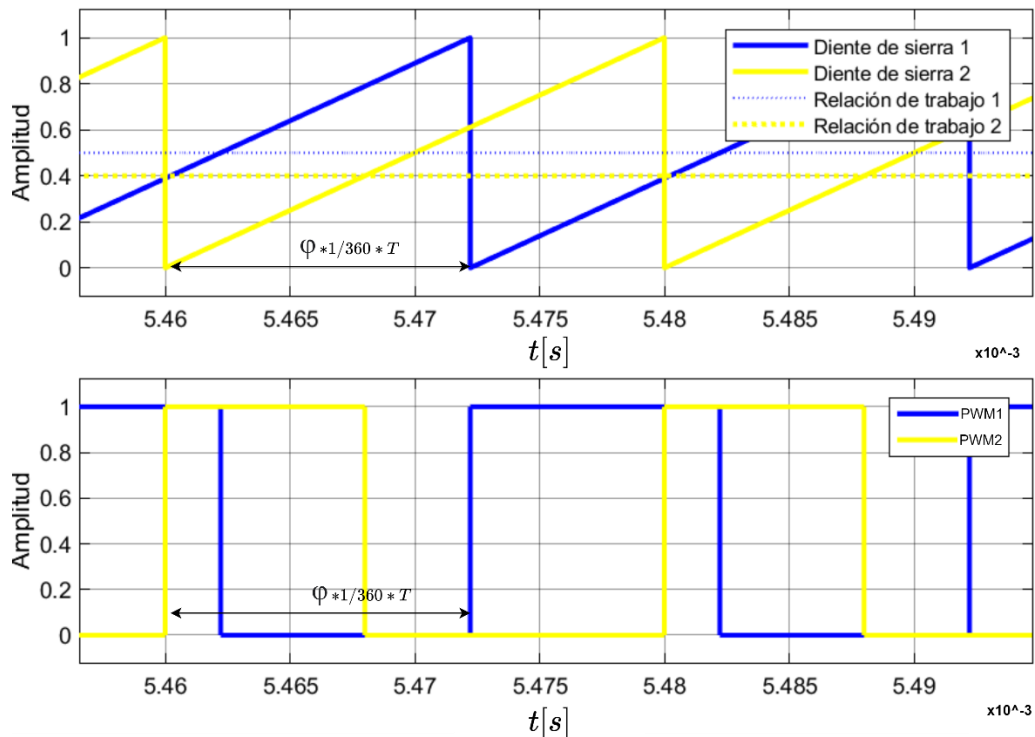


Figura 0.1. Modulación PWM con control complementario más desfase implementada

circuito se deben corresponder con el análisis teórico realizado en el capítulo anterior, manteniendo conducción continua y cumpliendo los objetivos de diseño.

Para esta sección se consideró la simulación de las condiciones de operación específicas presentadas en la Tabla 3.1. Estas fueron consideradas ya que, la menor corriente de los paneles ocurre a la menor irradiancia solar. De la teoría conocemos que existe un valor mínimo de relación de trabajo y de corriente a partir de la cual se puede asegurar una conducción continua del convertidor. Fuera de la región de conducción continua, el análisis teórico realizado no tiene validez y las ecuaciones obtenidas no representan adecuadamente su funcionamiento.

Tabla 3.1. Valores de prueba para la simulación

Variable	Valor
Irradiancia [W/m^2]	50
Estado de carga del banco de baterías [%]	80
Relación de trabajo d_1	0.5232
Relación de trabajo d_2	0.5254
Desfase ϕ [°]	141.12°

3.1.2.1. Corrientes en los inductores L_1 y L_2

En la Figura 3.2 se pueden observar las formas de onda de la corriente en los inductores L_1 y L_2 . Esta condición representa la menor corriente que pueden producir los arreglos de paneles trabajando en el punto de máxima potencia para la menor irradiancia. Como se puede observar en la figura, ambos inductores se encuentran en conducción continua con la forma de onda característica de un convertidor estático de energía en este modo de conducción. Al analizar los rizados de corriente se puede comprobar que la condición de diseño (<10% de rizado) se cumple, por lo que el circuito se encuentra operando correctamente.

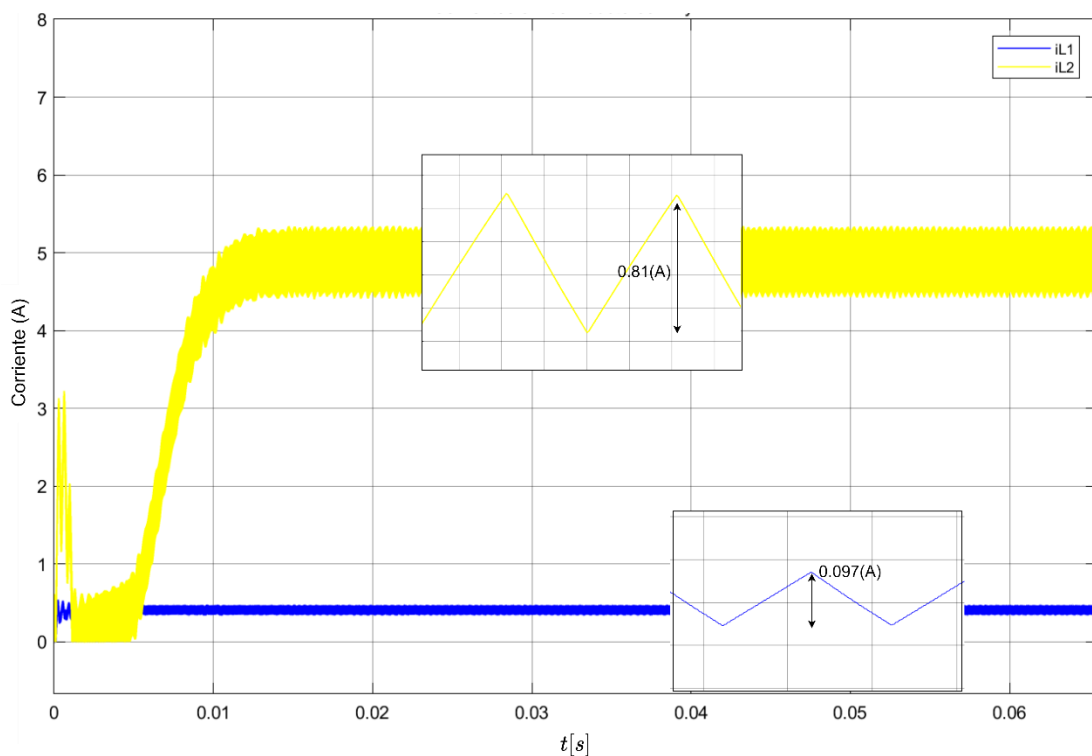


Figura 0.2. Corrientes en los inductores L_1 y L_2

3.1.2.2. Potencia en los arreglos de paneles PV_1 y PV_2

En la Figura 3.3 se pueden observar la potencia generada por los arreglos de paneles fotovoltaicos. Evidentemente, tienen la misma forma de onda que la corriente de los inductores i_{L1} y i_{L2} respectivamente. Un efecto interesante que se puede apreciar claramente en la figura es la aparición de un rizado de frecuencia diferente a la de conmutación.

La aparición de este nuevo rizado es efecto propio de la operación del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia. Dado que el algoritmo implementado

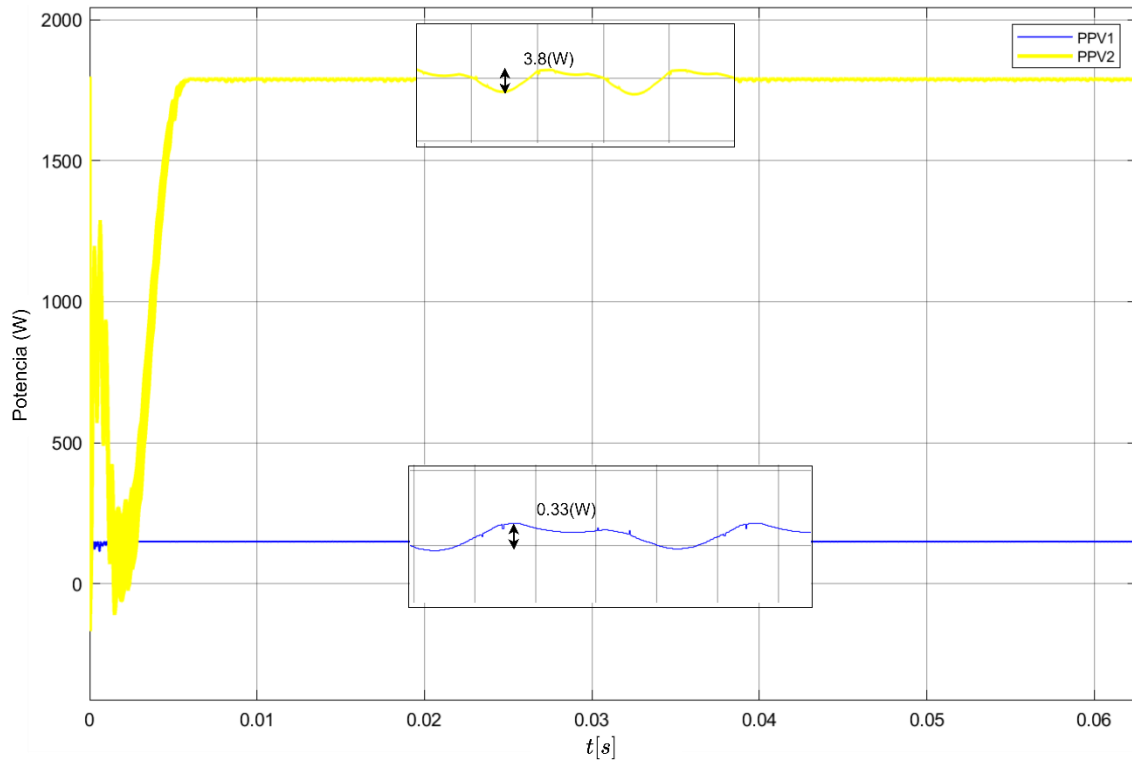


Figura 0.3. Potencia generada por los paneles fotovoltaicos PV₁ y PV₂

“Perturbador Observador” se basa en perturbar al sistema, el punto de operación de los paneles va a variar alrededor del punto de máxima potencia, más no a mantenerse fijo en el mismo. Una vez se alcance el punto de máxima potencia, el algoritmo debe continuar perturbando el sistema para, a través del incremento o decremento de la potencia medida, determinar si el punto de máxima potencia ser alcanzado incrementando el voltaje de los paneles o decrementándolo. La forma y característica de este rizado, depende de múltiples factores, entre ellos la respuesta dinámica de los paneles, la tasa de incremento/decremento en la relación de trabajo y la frecuencia de muestreo del algoritmo.

3.1.2.3. Voltaje y corriente en el banco de baterías

El voltaje y corriente en el banco de baterías son parámetros muy importantes dentro del funcionamiento del circuito. A través del voltaje en el banco de baterías se puede estimar el estado de carga del mismo. Por otro lado el sentido de la corriente del banco de baterías determina si el mismo esta entregando energía (corriente positiva) o recibiendo energía (corriente negativa).

En la Figura 3.4 se puede observar la corriente y el voltaje del banco de baterías para la condición de operación determinada. Como se puede observar, la corriente es positiva

por lo que se encuentra entregando energía. A su vez, se puede apreciar que el rizado de corriente es menor al 10[%] que fue la condición de diseño evitando desgaste y sobrecalentamiento por rizado excesivo.

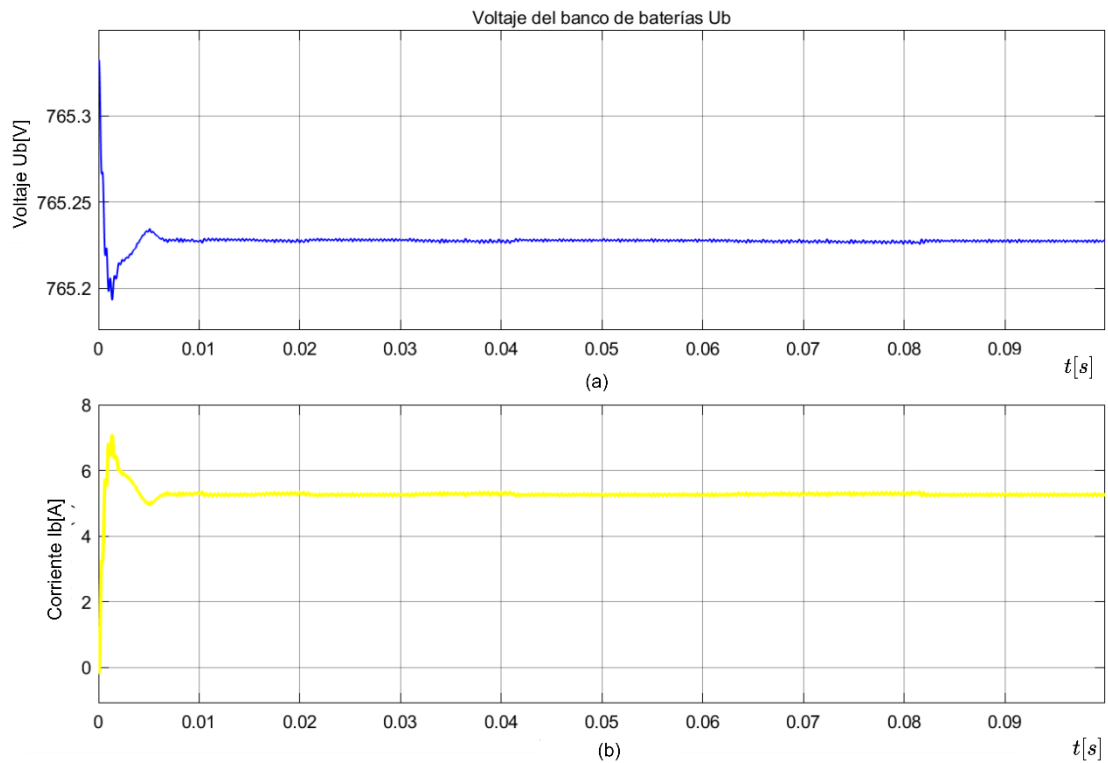


Figura 0.4. Voltaje y corriente en el banco de baterías

Dado que el tiempo de simulación es muy corto, el voltaje en el banco de baterías permanece constante y no se puede apreciar realmente que el mismo se está descargando (voltaje disminuyendo), sin embargo, si se simulara el tiempo suficiente, este voltaje empezaría a decrecer indicando una disminución en el estado de carga del banco.

Para poder simular el efecto de la carga y descarga de baterías, sin comprometer el tiempo de simulación, en la siguiente sección las variaciones en el estado de carga se realizarán mediante una variable simulada de voltaje más no la medición "real" del bloque.

3.1.2.4. Voltaje entre los puntos medios de ramas paralelas

En la Figura 3.5 se puede observar para este caso particular, como se genera el voltaje u_{ab} a través del encendido y apagado de interruptores de ramas paralelas.

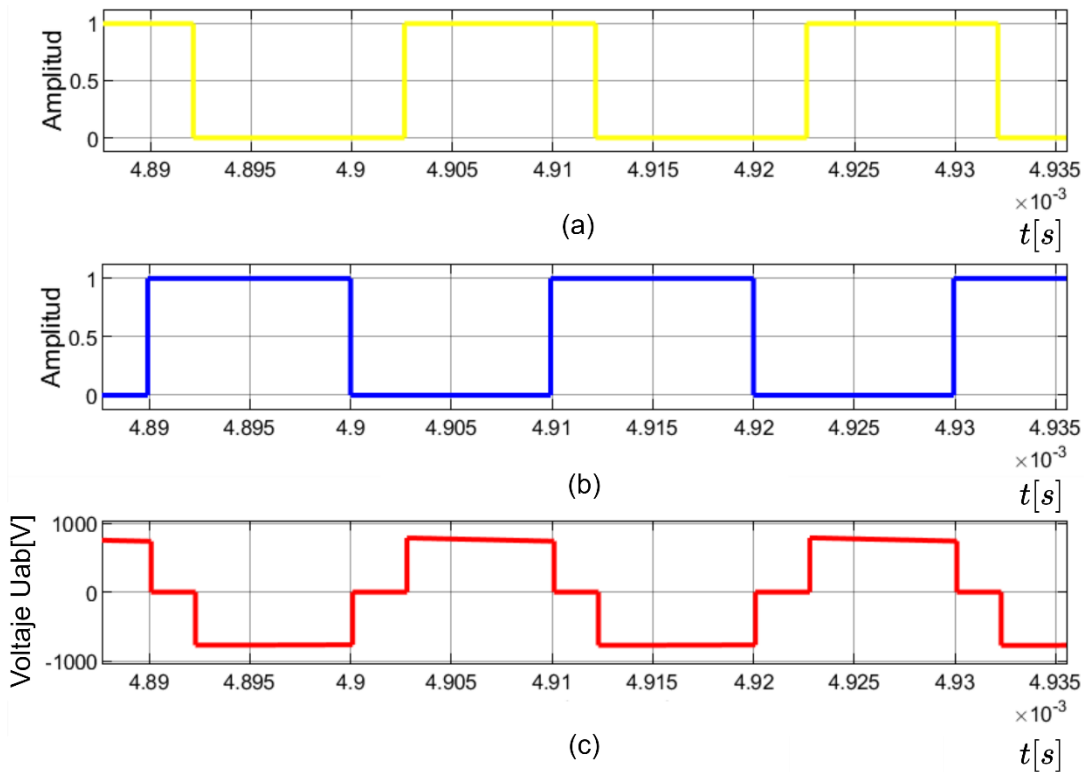


Figura 0.5. Forma de onda característica. (a) PWM₁ – S₁. (b) PWM₂ – S₂. (c) Voltaje U_{ab}

El comportamiento del circuito se corresponde con lo analizado teóricamente. Mientras S₁ este encendido y S₂ este apagado, el voltaje u_{ab} es U_b (voltaje del banco de baterías). Mientras S₂ este encendido y S₁ este apagado el voltaje el voltaje u_{ab} es -U_b. Cuando ambos interruptores están encendidos a la vez, el voltaje u_{ab} es 0. De este modo se regula el voltaje en el puerto de salida U_o.

3.1.2.5. Voltaje, corriente y potencia en el puerto de salida

El objetivo principal de cualquier sistema de conversión de energía estático es proporcionar energía (corriente y voltaje) de acuerdo con las necesidades de la carga.

En el puerto de salida del convertor es primordial asegurar una característica de corriente y voltaje suave, sin rizados ni sobrepicos excesivos ya que esto se puede traducir en daños y averías en la carga que se intenta alimentar. De igual manera se debe garantizar la disponibilidad de energía en todo momento en los niveles de voltaje establecidos, subidas o caídas de voltaje considerables pueden afectar el desempeño de la carga o incluso inutilizarla.

En la Figura 3.6 se pueden apreciar las formas de onda de voltaje y corriente para esta condición de prueba específica. Como se puede apreciar, no existen sobrepicos de gran amplitud que puedan afectar el funcionamiento de la carga. De igual manera, al realizar

un acercamiento a las formas de onda, no se aprecia rizado ni en voltaje ni en corriente por lo que podemos concluir que el dimensionamiento del filtro L-C de salida fue adecuado.

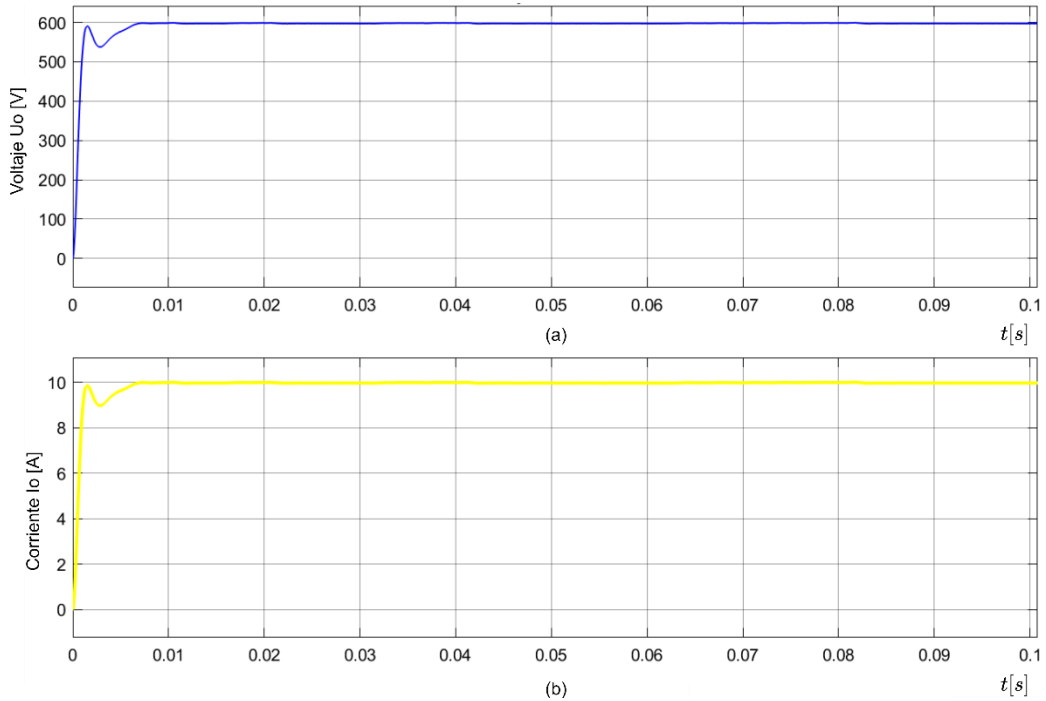


Figura 0.6. Variables eléctricas del puerto de salida (a) Voltaje U_o . (b) Corriente I_o

En la Figura 3.7 se observa la potencia en el puerto de salida.

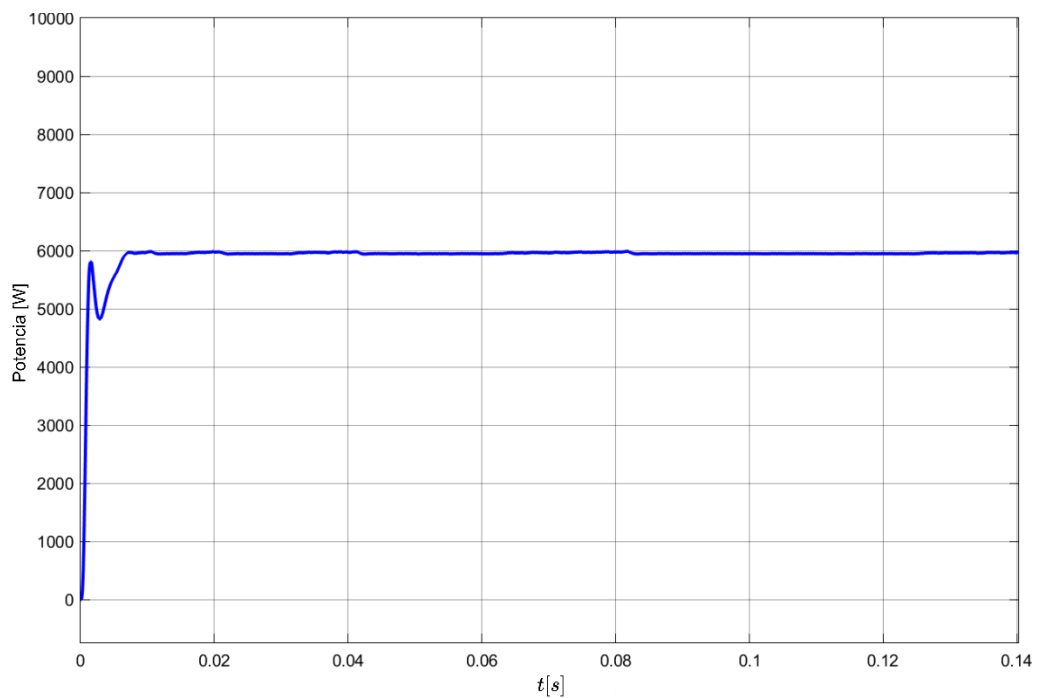


Figura 0.7. Potencia en el puerto de salida

3.2. VERIFICACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL

El sistema de control, denominado esquema multietapa en cascada más controlador por modos deslizantes tiene como objetivo mantener los niveles de referencia especificados en la Tabla 3.2 ante perturbaciones de irradiancia y de estado de carga del banco de baterías. Además, se debe asegurar la operación en el punto de máxima potencia de los paneles siempre que sea requerido. En la Tabla 3.3 se presentan los puntos de máxima potencia teóricos para PV₁ y PV₂ considerando las irradiancias que se pondrán a prueba en la simulación.

Tabla 3.2. Valores de referencia para el sistema de control

Variable	Valor
Potencia de salida P _o *[W]	6000
Voltaje de salida U _o *[V]	600
Corriente de carga de corriente constante I _b *[A]	37
Voltaje de carga completa del banco de baterías U _b *[V]	826

Tabla 3.3. Punto de máxima potencia de los arreglos PV_{1,2} para diferentes irradiancias

Irradiancia [Wb/m ²]	Punto de máxima potencia PV ₁ [W]	Punto de máxima potencia PV ₂ [W]
50	149.25	1791.02
100	309.207	3710.49
200	637.95	7655.47
500	1643.86	19726.3
1000	3317.81	39813.7

3.2.1. RESPUESTA DEL SISTEMA ANTE VARIACIÓN DE IRRADIANCIA Y DE ESTADO DE CARGA DEL BANCO DE BATERÍAS

Debido a la elevada carga de procesamiento que representa esta simulación las perturbaciones tanto en irradiancia como en estado de carga del banco de baterías serán realizadas en el lapso de 1 segundo de simulación. En la Figura 3.8 se observan las

perturbaciones y los tiempos en los que ocurren. Esta misma información es presentada en la Tabla 3.4.

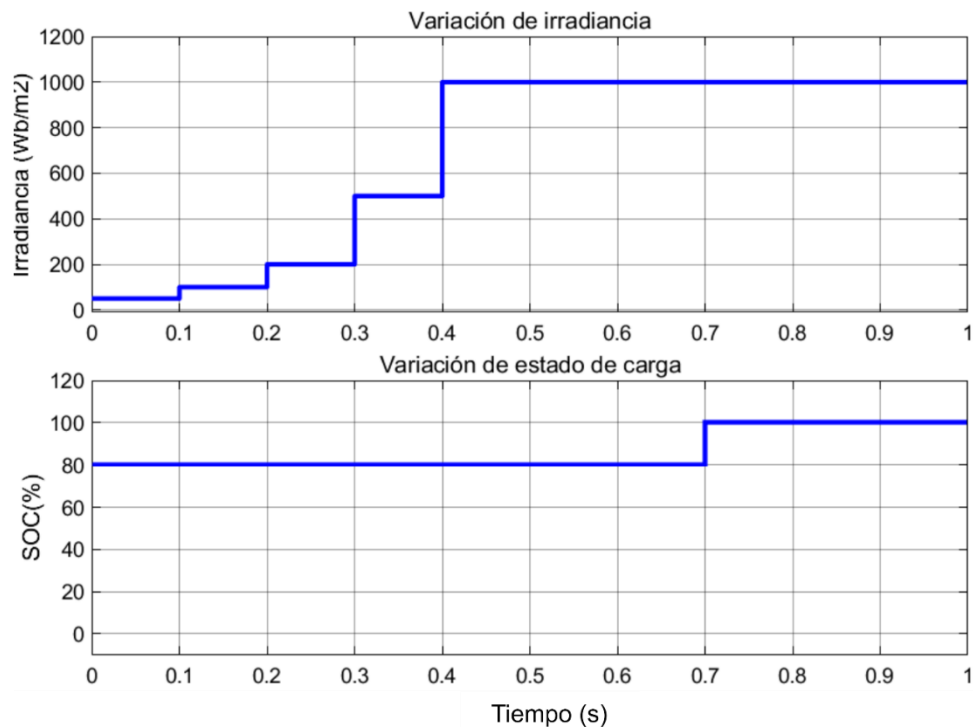


Figura 0.8. Perturbaciones en el sistema

Tabla 3.4. Detalle de perturbaciones

Variable	0.1 s	0.2 s	0.3 s	0.4 s	0.7 s
Irradiancia [Wb/m ²]	100	200	500	1000	1000
Estado de carga del banco de baterías [%]	80	80	80	80	100

Como se puede apreciar, estas perturbaciones son de característica paso. En la operación real del circuito, no van a existir este tipo de perturbaciones tan bruscas, ya que, tanto la irradiancia como el estado de carga de baterías son variables lentas cuya variación debería representarse como una rampa. Para este caso, realizar las perturbaciones con esta característica no es posible por el elevado tiempo de simulación por lo que son simuladas según lo expuesto anteriormente.

Para poder analizar el funcionamiento del circuito se presentan de manera gráfica las formas de onda del voltaje en el puerto de salida, la potencia de ambos paneles

fotovoltaicos y la corriente del banco de baterías en la Figura 3.9. Al analizar estas variables eléctricas podemos determinar si el sistema multipuerto se encuentra trabajando adecuadamente y en qué modo de operación se encuentra.

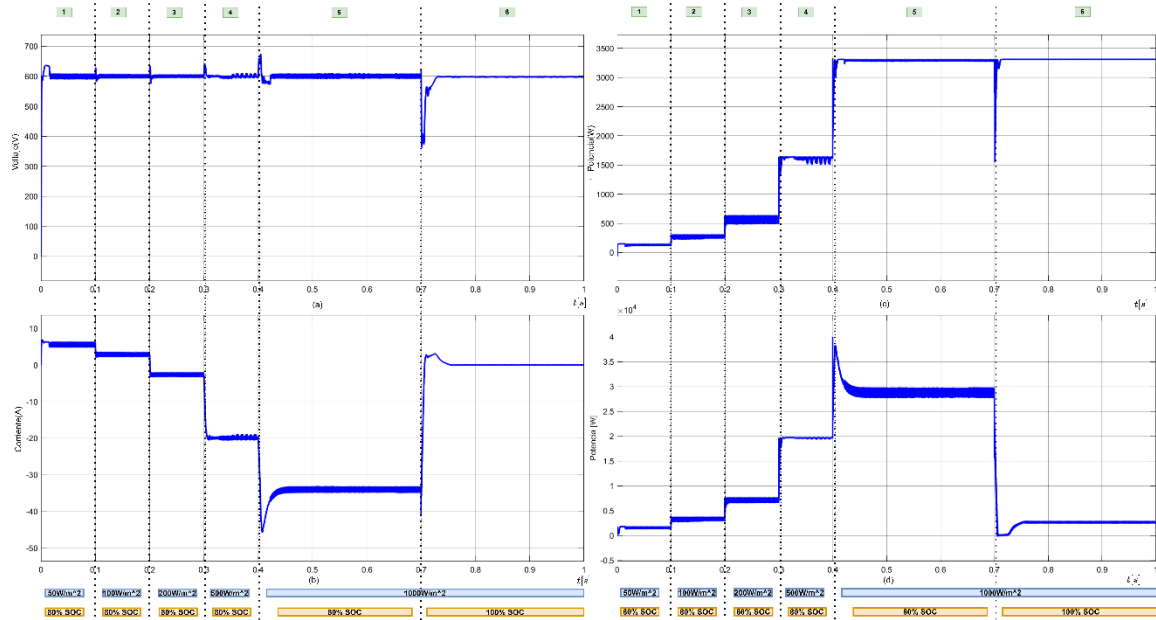


Figura 0.9. Respuesta del sistema ante las condiciones de prueba (a) Voltaje del puerto de salida U_o . (b) Corriente del banco de baterías I_b . (c) Potencia del arreglo PV_1 . (d) Potencia del arreglo PV_2

Al observar la figura podemos observar como el funcionamiento del sistema va cambiando en función de las perturbaciones. Para poder analizar detalladamente el comportamiento se han identificado 6 intervalos.

3.2.1.1. Intervalo I [0-0.1s]

En este intervalo la irradiancia mantiene un valor constante de $50 [Wb/m^2]$ mientras que el estado de carga de baterías es 80% . El resumen de resultados de simulación se presenta en la Tabla 3.5.

Los puntos de máxima para PV_1 y PV_2 tienen una variación de $0.45[W]$ y de $1.02 [W]$ respectivamente respecto a sus puntos de máxima potencia lo que indica que el algoritmo Perturbador Observador se encuentra trabajando correctamente.

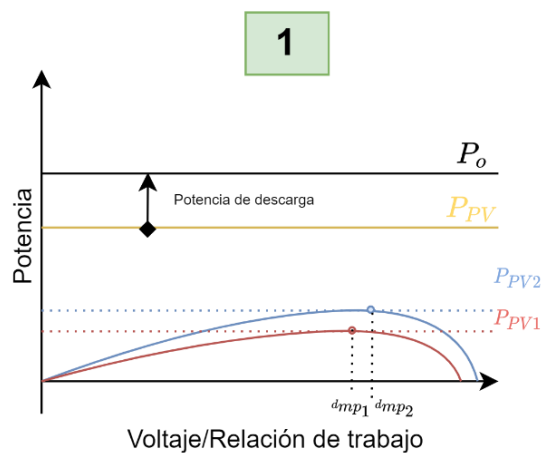
Dado que la potencia total generada por los paneles es menor que la potencia demandada por la carga, el banco de baterías se encuentra entregando energía lo que se

Tabla 3.5. Resultados de simulación Intervalo I

Variable	Valor
Potencia del arreglo de paneles P_{V1} [W]	148.8
Potencia del arreglo de paneles P_{V2} [W]	1790
Potencia de salida P_o [W]	6088.8
Voltaje de salida U_o [V]	604.56
Corriente del banco de baterías I_b [A]	5.41
Relación de trabajo d_1	MPPT
Relación de trabajo d_2	MPPT

refleja en una corriente positiva. De acuerdo con lo analizado en la sección teórica, esta operación se corresponde con el Modo I de operación.

Como se puede apreciar en la Figura 3.10, ambos paneles se encuentran en el punto de máxima potencia, la diferencia entre la potencia generada P_{PV} y la demanda P_o es la potencia de descarga del banco de baterías.



50W/m²

80% SOC

Figura 0.10. Modo de operación del intervalo I

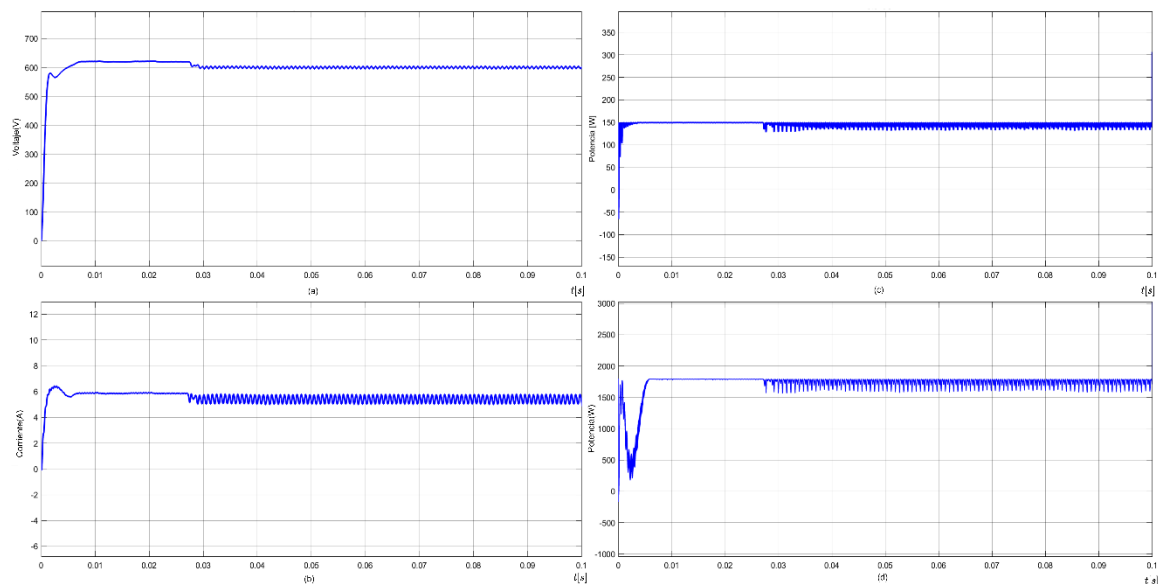


Figura 0.11. Detalle de simulación Intervalo I (a) Voltaje del puerto de salida U_o . (b) Corriente del banco de baterías I_b . (c) Potencia del arreglo PV₁. (d) Potencia del arreglo PV₂

Como se puede observar en la Figura 3.11, existe un tiempo de asentamiento a partir del cual, el sistema se encuentra operando dentro de los parámetros definidos por el sistema de control. Las potencias en los paneles fotovoltaicos y voltajes de salida se encuentran siguiendo a sus respectivas referencias. La corriente del banco de baterías no tiene una referencia determinada. Para el Modo I de operación, la corriente suministrada es la que demanda la carga y es la diferencia entre la generación fotovoltaica y la demanda en el puerto de salida.

De igual manera se puede observar la aparición del rizado efecto de la operación de las diferentes etapas que componen el sistema de control. El rizado es causado principalmente por la operación del algoritmo Perturbador Observador según lo analizado anteriormente.

3.2.1.2. Intervalo II [0.1s-0.2s]

En el instante 0.2[s] existe una perturbación en la cual la irradiancia se modifica de 50 [Wb/m²] a 100 [Wb/m²] de manera instantánea. El estado de carga de baterías se mantiene en el 80[%]. El resumen de resultados de simulación se presenta en la Tabla 3.6.

A pesar de que la irradiancia se incrementó, es evidente que sigue sin ser suficiente para abastecer la demanda de la carga, por esta razón, se mantiene el Modo I de operación (Figura 3.10).

Tabla 3.6. Resultados de simulación Intervalo II

Variable	Valor
Potencia del arreglo de paneles PV ₁ [W]	301.25
Potencia del arreglo de paneles PV ₂ [W]	3612.03
Potencia de salida P _o [W]	6072.5
Voltaje de salida U _o [V]	603.8
Corriente del banco de baterías I _b [A]	2.7
Relación de trabajo d ₁	MPPT
Relación de trabajo d ₂	MPPT

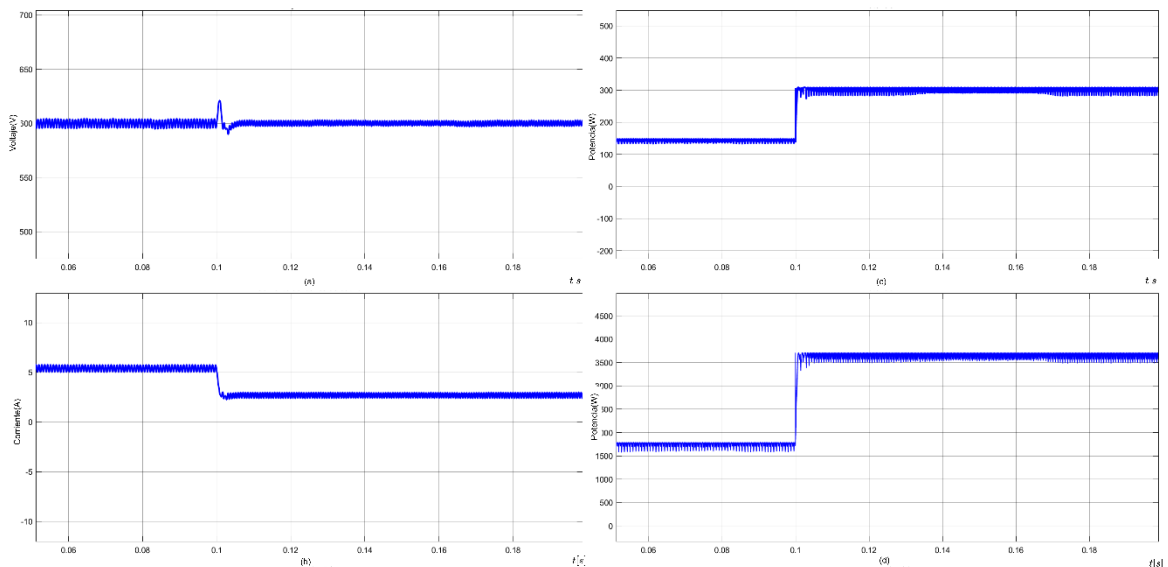


Figura 0.12. Detalle de simulación Intervalo II (a) Voltaje del puerto de salida U_o. (b) Corriente del banco de baterías I_b. (c) Potencia del arreglo PV₁. (d) Potencia del arreglo PV₂

Como se puede apreciar en la Figura 3.12 , el efecto de variar la irradiancia produce un cambio en los puntos de operación de los arreglos de paneles fotovoltaicos modificando las relaciones de trabajo d₁, d₂ ya que el algoritmo Perturbador Observador debe encontrar el nuevo punto de máxima potencia. Esta variación brusca de irradiancia produce una variación brusca en las relaciones de trabajo de los interruptores y consecuentemente, se puede apreciar una perturbación sobre el voltaje de salida. Esto es consecuente con lo analizado y establecido en la Ecuación 2.27.

Al analizar el voltaje de salida U_o se puede apreciar claramente el efecto de la perturbación en la irradiancia, sin embargo, la acción del controlador de voltaje le permite

al sistema volver a sus condiciones de operación normales y mantener el nivel de voltaje establecido sin problema.

Al observar la corriente del banco de baterías se puede apreciar una disminución en la magnitud de esta. Esto es concordante con el incremento de la irradiancia. A mayor irradiancia mayor es la potencia que pueden suministrar los paneles fotovoltaicos y la potencia de descarga que tiene que manejar el banco de baterías disminuye.

3.2.1.3. Intervalo III [0.2s-0.3s]

En el instante 0.2[s] existe una perturbación en la cual la irradiancia se modifica de 100 [Wb/m²] a 200 [Wb/m²] de manera instantánea. El estado de carga de baterías se mantiene en el 80[%]. El resumen de resultados de simulación se presenta en la Tabla 3.7.

Tabla 3.7. Resultados de simulación Intervalo III

Variable	Valor
Potencia del arreglo de paneles PV ₁ [W]	625.7
Potencia del arreglo de paneles PV ₂ [W]	7647.67
Potencia de salida P _o [W]	6055
Voltaje de salida U _o [V]	602.2
Corriente del banco de baterías I _b [A]	-3.01
Relación de trabajo d ₁	MPPT
Relación de trabajo d ₂	MPPT

En este intervalo ocurre un cambio en el modo de operación. Dado que la potencia generada por los paneles fotovoltaicos es mayor que la requerida por la carga y el banco de baterías no se encuentra completamente cargado (80[%] SOC) los paneles fotovoltaicos entregan energía tanto a la carga como a el banco de baterías. Esto se puede evidenciar claramente en el cambio de sentido de la corriente del banco de baterías indicando que está recibiendo energía. El modo de operación en este intervalo es el Modo II.

A pesar de que la potencia generada por los paneles sea mayor que la demanda, no es suficiente para cargar el banco de baterías a su referencia de carga de corriente constante I_b* (37[A]) Esta potencia de carga necesaria para cumplir la condición de carga a corriente constante se define como P_c* o potencia de carga.

En la Figura 3.13 se representa el funcionamiento del circuito en este intervalo. Ambos paneles se mantienen en el nuevo punto de máxima potencia. La diferencia entre la potencia generada P_{PV} y la demanda P_o es la potencia de carga del banco de baterías, sin embargo, es menor que P_{C^*} .

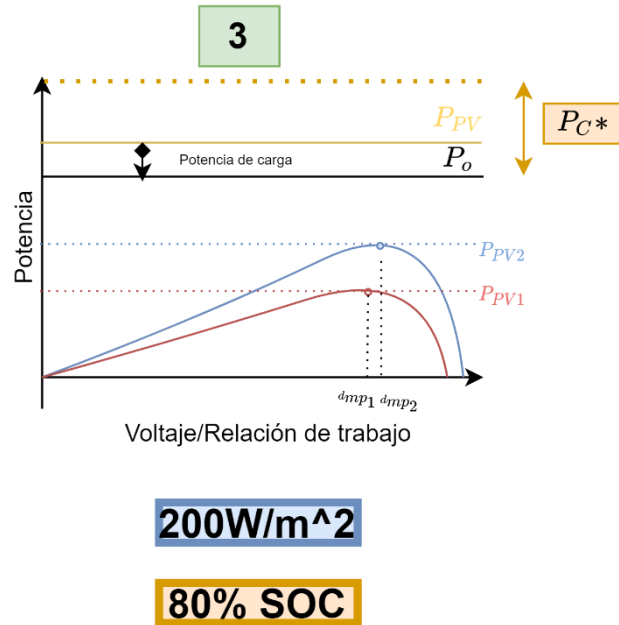


Figura 0.13. Modo de operación del Intervalo III

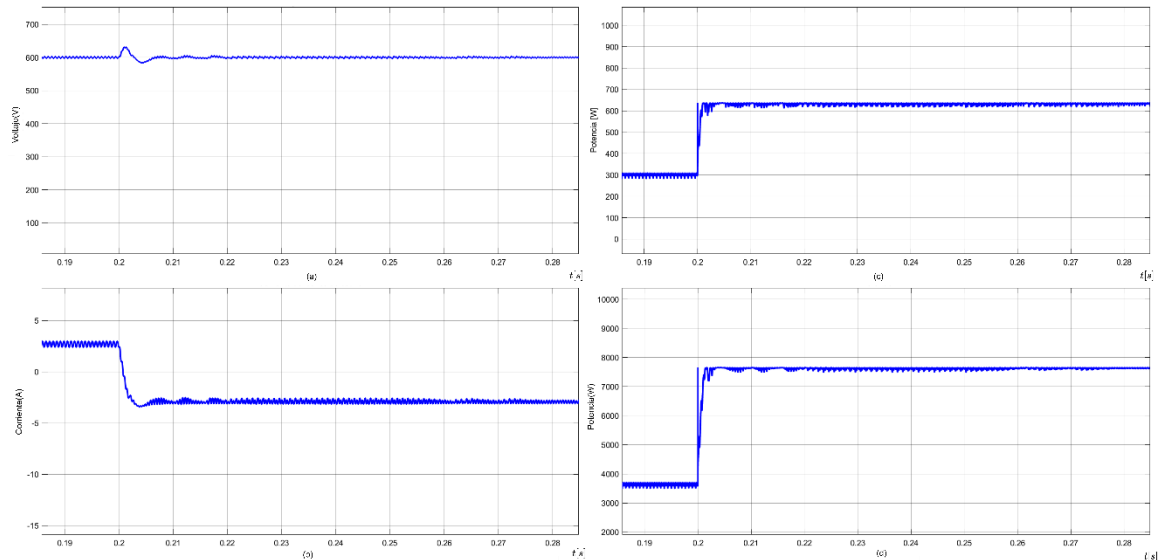


Figura 0.14. Detalle de simulación intervalo III (a) Voltaje del puerto de salida U_o . (b) Corriente del banco de baterías I_b . (c) Potencia del arreglo P_{PV1} . (d) Potencia del arreglo P_{PV2}

El detalle de simulación para este intervalo se presenta en la Figura 3.14. Nuevamente, el efecto de variar la irradiancia produce un cambio en los puntos de operación en los arreglos de paneles fotovoltaicos. Mientras mayor sea la irradiancia, los puntos de máxima potencia están más distantes entre sí dentro de las curvas Voltaje-Corriente/Potencia de los paneles fotovoltaicos. Por esta razón se puede apreciar una nueva perturbación en el voltaje de salida que es adecuadamente manejada por el controlador de voltaje.

Como se mencionó anteriormente, la corriente en el banco de baterías invirtió su sentido pasando de ser positiva a negativa. Esto indica que el banco se está cargando. De igual forma la potencia generada P_{V_1} y P_{V_2} se modifica, teniendo un incremento en su valor.

3.2.1.4. Intervalo IV [0.3s-0.4s]

En el instante 0.3[s] existe una perturbación en la cual la irradiancia se modifica de 200 [Wb/m²] a 500 [Wb/m²] de manera instantánea. El estado de carga de baterías se mantiene en el 80[%]. El resumen de resultados de simulación se presenta en la Tabla 3.8.

Tabla 3.8. Resultados de simulación Intervalo IV

Variable	Valor
Potencia del arreglo de paneles P_{V_1} [W]	1623.22
Potencia del arreglo de paneles P_{V_2} [W]	19665.01
Potencia de salida P_o [W]	6024.2
Voltaje de salida U_o [V]	603.5
Corriente del banco de baterías I_b [A]	-20.03
Relación de trabajo d_1	MPPT
Relación de trabajo d_2	MPPT

Como en el intervalo anterior, el incremento en la irradiancia incidente sobre los paneles fotovoltaicos produce un incremento en la potencia generada P_{PV} , sin embargo, no es suficiente para cargar el banco de baterías a su referencia de corriente constante. El sistema se mantiene en el Modo II de operación y su funcionamiento sigue siendo representado por la Figura 3.13.

El detalle de simulación para este intervalo se presenta en la Figura 3.15. Según lo esperado, el efecto de la variación brusca de irradiancia tiene su efecto sobre el voltaje de salida U_o , como se puede observar el controlador de voltaje mantiene al sistema

dentro de los parámetros de diseño. La potencia generada por los paneles P_{PV1} y P_{PV2} se incrementa hasta el nuevo punto de máxima potencia por operación del algoritmo Perturbador Observador. Por otro lado, la corriente del banco de baterías incrementa su magnitud y se mantiene con sentido negativo, indicando un aumento en la potencia de carga.

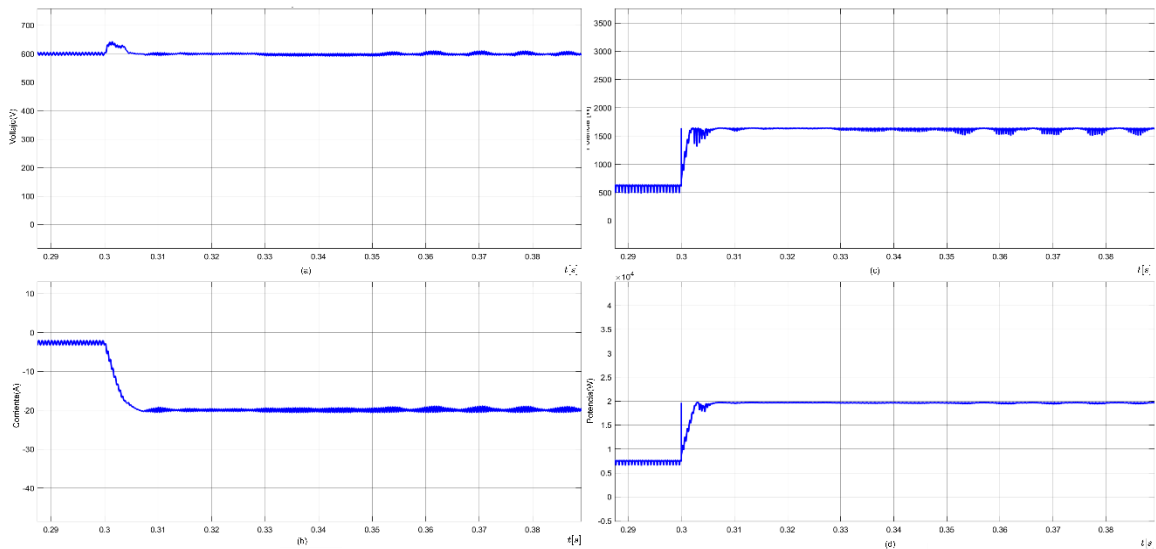


Figura 0.15. Detalle de simulación Intervalo IV (a) Voltaje del puerto de salida U_o . (b) Corriente del banco de baterías I_b . (c) Potencia del arreglo PV₁. (d) Potencia del arreglo PV₂

3.2.1.5. Intervalo V [0.4s-0.5s]

En el instante 0.4[s] existe una perturbación en la cual la irradiancia se modifica de 500 [Wb/m²] a 1000 [Wb/m²] (máxima irradiancia) de manera instantánea. El estado de carga de baterías se mantiene en el 80[%]. El resumen de resultados de simulación se presenta en la tabla 3.9.

Tabla 3.9. Resultados de simulación Intervalo V

Variable	Valor
Potencia del arreglo de paneles PV ₁ [W]	3310.21
Potencia del arreglo de paneles PV ₂ [W]	2785.52
Potencia de salida P _o [W]	6025.43
Voltaje de salida U _o [V]	602.3
Corriente del banco de baterías I _b [A]	-37.01
Relación de trabajo d ₁	MPPT
Relación de trabajo d ₂	NO MPPT

En este intervalo existe un cambio en el Modo de operación. Dado que la irradiancia incidente sobre los paneles es máxima, de igual manera lo es la potencia generada P_{PV} . Los paneles fotovoltaicos en el punto de máxima potencia son capaces de suministrar la totalidad de la demanda y cargar el banco de baterías a un valor mayor que sus condiciones establecidas ($I_b^* 37[A]$).

Este funcionamiento concuerda con el Modo III de operación del análisis teórico y se representa en la Figura 3.16. Como se puede observar, PV_1 se mantiene operando en el punto de máxima potencia, mientras que PV_2 ajusta su punto de operación para poder suministrar la potencia de carga P_C^* necesaria para cargar el banco de baterías a sus condiciones establecidas ($I_b^* 37[A]$).

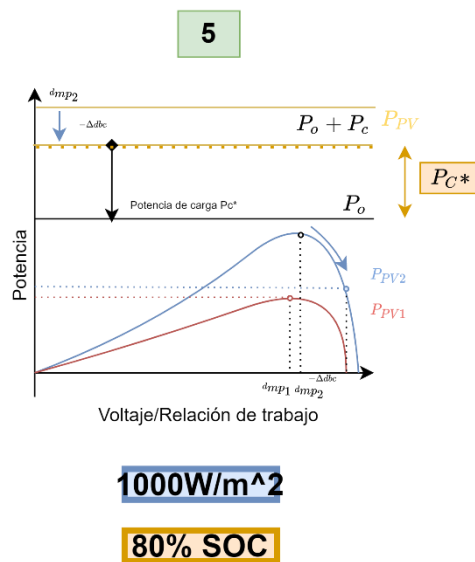


Figura 0.16. Modo de operación del intervalo V

El detalle de simulación para este intervalo se presenta en la Figura 3.17. Se puede observar que, al ser la perturbación de irradiancia de mayor amplitud, la perturbación sobre el voltaje de salida es más brusca. Se puede concluir que la magnitud de las perturbaciones sobre el voltaje de salida tiene una relación directa con la magnitud de variación de irradiancia a la que está sometido el sistema. Nuevamente, el controlador de voltaje mantiene al sistema trabajando dentro de los parámetros establecidos.

La potencia generada P_{PV1} aumenta según lo esperado. PV_1 se mantiene trabajando en el nuevo punto de máxima potencia mientras que PV_2 sale del punto de máxima potencia y ajusta su potencia generada P_{PV} debido a la acción del controlador de carga/descarga del banco de baterías para mantener la referencia I_b^* .

El cambio en el modo de operación se puede observar claramente en la corriente del banco de baterías. Posterior al cambio brusco de irradiancia, la corriente tiende a incrementar su valor, consecuente con el aumento de potencia fotovoltaica generada P_{PV} . Por acción del controlador, la corriente se establece en el valor de referencia de 37[A] cumpliendo el objetivo de diseño.

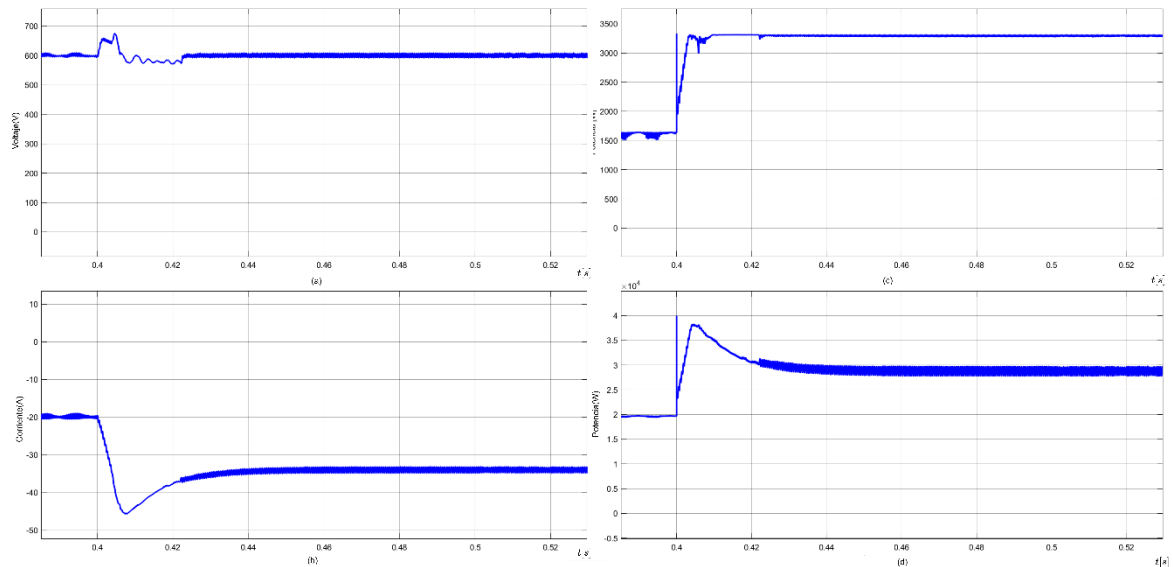


Figura 0.17. Detalle de simulación Intervalo V (a) Voltaje del puerto de salida U_o . (b) Corriente del banco de baterías I_b . (c) Potencia del arreglo PV_1 . (d) Potencia del arreglo PV_2

3.2.1.6. Intervalo VI [0.5s-1s]

En el instante 0.7[s] existe una perturbación en el estado de carga de las baterías. Este cambio brusco implicaría que repentinamente el banco de baterías pasa de estar cargado del 80[%] al 100[%]. Aunque no es una condición real, nos permite evaluar el funcionamiento del sistema de control ya que, una vez el banco de baterías está totalmente cargado, la potencia fotovoltaica generada P_{PV} únicamente debe ser igual 6[kW] que requiere la carga. La irradiancia se mantiene en el valor máximo de 1000[W/m²].

El resumen de resultados de simulación se presenta en la Tabla 3.10. En esta sección se puede evidenciar una variación del Modo V de operación del análisis teórico. Aunque la potencia fotovoltaica generada P_{PV} es suficiente para suministrar la demanda y cargar el banco de baterías, dado que el estado de carga del banco de baterías es 100%, mantener una corriente de carga diferente de 0 resulta perjudicial para la vida útil del elemento. Por esta razón, el arreglo de paneles de menor potencia PV_1 se

Tabla 3.10. Resultados de simulación Intervalo VI

Variable	Valor
Potencia del arreglo de paneles PV ₁ [W]	3310.42
Potencia del arreglo de paneles PV ₂ [W]	2767.21
Potencia de salida P _o [W]	6077.64
Voltaje de salida U _o [V]	602.20
Corriente del banco de baterías I _b [A]	-0.25
Relación de trabajo d ₁	MPPT
Relación de trabajo d ₂	NO MPPT

mantiene en el punto de máxima potencia y la totalidad de su generación es destinada para cubrir la demanda de la carga. Por otro PV₂ ajusta su punto de operación gracias a la acción del controlador de carga/descarga del banco de baterías para suministrar únicamente la diferencia entre la generación de PV₁ y la demanda P_o. Este funcionamiento se presenta de manera gráfica en la Figura 3.18.

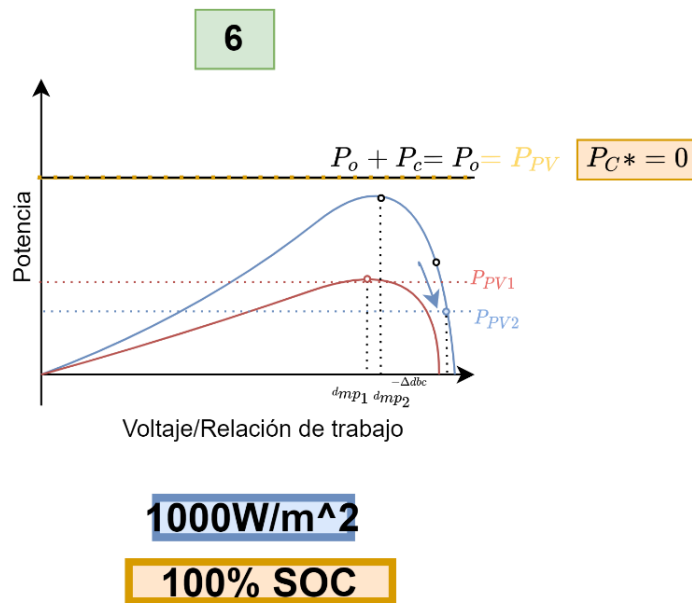


Figura 0.18. Modo de operación del intervalo VI

En esta sección, la potencia de carga es 0, la potencia de salida es igual a la suma de las potencias P_{PV1} , P_{PV2} , es decir, la totalidad de la generación fotovoltaica P_{PV} .

El detalle de simulación para este intervalo se presenta en la Figura 3.19. Se puede apreciar claramente como la amplitud de la corriente i_b disminuye hasta asentarse en 0 A. Esto indica que el banco de baterías está virtualmente desconectado.

Al analizar la potencia de los paneles se puede observar que la potencia P_{PV1} es la misma que en la sección anterior. Esto es consecuente con el funcionamiento establecido, el arreglo de paneles P_{PV1} se mantiene trabajando en el punto de máxima potencia, dado que no hubo cambios en la irradiancia, el punto de máxima potencia es el mismo. Por otro lado, el arreglo PV_2 vuelve a modificar su punto de operación fijando su generación P_{PV2} en la diferencia entre P_{PV1} y P_o .

Al modificarse el estado de carga del banco de baterías, su voltaje asociado U_b también se modifica según lo presentado en la figura 2.35. Esto produce una perturbación en las relaciones de trabajo provocando a su vez una perturbación en el voltaje de salida según se puede apreciar en la figura. El controlador de voltaje mantiene al sistema dentro de los parámetros establecidos.

Un efecto importante que se puede observar en la figura 3.18 es la disminución del rizado por efecto de la operación de los controladores. El rizado disminuye notablemente en todas las variables del sistema. Como se analizó anteriormente uno de los grandes responsables del rizado en el sistema es el algoritmo seguidor de punto de máxima potencia.

A medida que se incrementa la irradiancia solar, se incrementa el valor de corriente y voltaje de los paneles fotovoltaicos. Esto produce de manera inevitable un incremento en el rizado de potencia y una caída en el desempeño del algoritmo Perturbador y Observador, consecuentemente, del resto de controladores.

Al ser el arreglo de paneles PV_2 el más grande en cuanto a generación de potencia por una gran diferencia, el efecto de modificar su punto de operación disminuyendo la potencia generada es minimizar el rizado de voltaje/corriente consecuentemente de potencia generada. Esto mejora notablemente el desempeño del algoritmo seguidor de punto de máxima potencia, minimizando una de las mayores fuentes de rizado por acción del sistema de control.

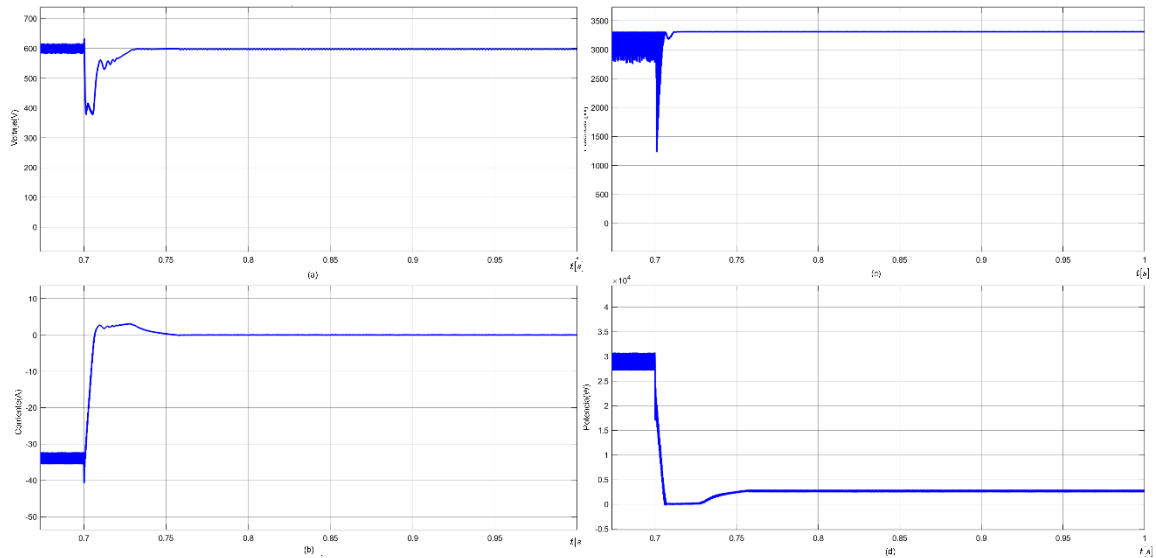


Figura 0.19. Detalle de simulación del intervalo VI (a) Voltaje del puerto de salida U_o . (b) Corriente del banco de baterías I_b . (c) Potencia del arreglo PV₁. (d) Potencia del arreglo PV₂

3.2.2. COMPARACIÓN DE CONTROLADORES DE VOLTAJE

Para poder comparar el desempeño del controlador de voltaje por modos deslizantes, se diseñó un controlador tipo PI. Ambos controladores se simularon de acuerdo con las perturbaciones expuestas en la Tabla 3.4. En la Figura 3.20 se presenta la respuesta del sistema ante las condiciones de prueba utilizando el controlador de voltaje tipo PI.

Como se puede observar, el controlador de voltaje tipo PI logra mantener al sistema dentro de los parámetros de operación. La modificación en el tipo de controlador de voltaje no modifica únicamente la forma de onda del voltaje de salida, como se puede observar, tanto las formas de onda de potencia fotovoltaica generada P_{PV} como corriente del banco de baterías i_b se ven modificadas. Esto se debe a que, al ser un sistema con múltiples variables de control, la influencia de la operación de un controlador se ve reflejada en todas las ondas características del circuito.

Al analizar la onda de voltaje de salida, se puede observar que la magnitud de las perturbaciones es mayor con el controlador de voltaje tipo PI que con el controlador por modos deslizantes. Por otra parte, el sistema es más rápido con el controlador tipo PI que con el controlador por modos deslizantes. Para este caso, la variable llega a su referencia en menor tiempo.

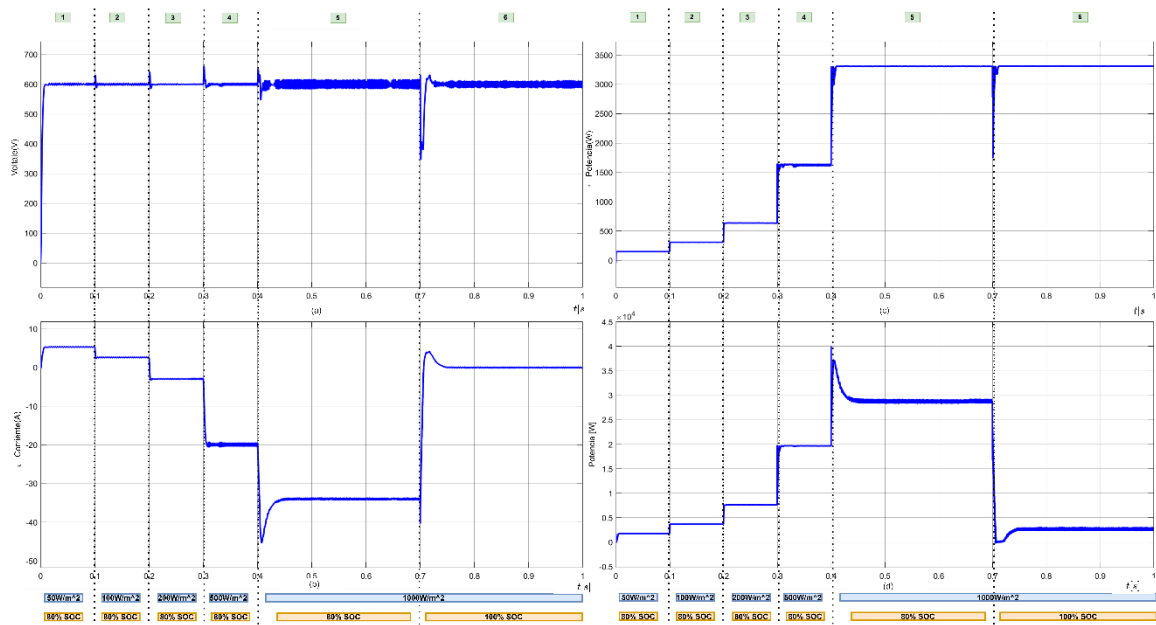


Figura 0.20 Respuesta del sistema ante condiciones de prueba (Controlador de voltaje PI) (a) Voltaje del puerto de salida U_o . (b) Corriente del banco de baterías I_b . (c) Potencia del arreglo PV₁. (d) Potencia del arreglo PV₂

Dado que no se pueden apreciar mayores diferencias al analizar las formas de onda de la respuesta del sistema con ambos tipos de controladores, se utilizaron dos criterios de desempeño para poder evaluar el funcionamiento de ambos controladores. Los criterios utilizados y los valores para ambos controladores se presentan en la Tabla 3.11.

Tabla 3.10. Comparación en el desempeño de los controladores de voltaje

Criterio de desempeño	Controlador por modos deslizantes	Controlador PID tipo PI
ISE	519.20	891.1
IAE	7.24	9.1

El ISE es el criterio de la integral del error al cuadrado. Mientras menor sea este índice, se considera un mejor desempeño del controlador. El IAE es el criterio de la integral del error absoluto. Mientras menor sea este índice, se considera un mejor desempeño del controlador.

Como se puede observar en la Tabla 3.11. el controlador por modos deslizantes tiene menores índices que el controlador tipo PI. Esto concuerda con la característica principal

del controlador por modos deslizantes, su robustez ante perturbaciones. La justificación de la elección del controlador por modos deslizantes se debe a que, por efecto de la operación de las demás etapas del sistema de control, las relaciones de trabajo actúan como perturbaciones sobre el voltaje de salida por lo que este tipo de control no lineal es superior al control tipo PID para esta aplicación.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

- Se logró diseñar analizar y simular el sistema de control para el convertor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos de puente completo aplicado a la generación de energía utilizando paneles fotovoltaicos. A través del análisis de la modulación del circuito se lograron obtener las formas de onda características que determinan su funcionamiento y posteriormente las ecuaciones que determinan el flujo de potencias y el valor de voltaje en el puerto de salida. De esta manera se pudieron identificar las variables de control del sistema con las que posteriormente se propuso y se diseñó el sistema de control.
- Se logró el diseño de los controladores de las diferentes etapas que componen el sistema de control. La metodología utilizada para el diseño fue la sintonización inicial por modelo y posteriormente un ajuste fino por simulación. Los modelos necesarios fueron obtenidos con el método de curva de reacción y posteriormente validados mediante simulación.
- Se logró identificar el modelo que relaciona la variación en las relaciones de trabajo y la corriente del banco de baterías de característica de respuesta inversa y se logró aproximar y validar el sistema a un modelo de primer orden con retardo para la sintonización del controlador.
- Se logró identificar el modelo que relaciona el desfase con el voltaje del puerto de salida y se aproximó a un modelo de segundo orden con el que se pudo realizar el diseño del controlador por modos deslizantes.
- Se pudo comprobar que, a pesar de ser un sistema multivariable, el convertor multipuerto puede ser analizado de manera independiente como dos convertidores Buck/Boost en paralelo y un convertor de puente completo modulado por desfase por dos razones principales. En primer lugar, el acoplamiento magnético permite aislar eléctricamente el puerto de salida de manera que el desfase entre la operación de ramas paralelas del convertor controla exclusivamente el flujo de potencia hacia

el puerto de salida y no tiene injerencia sobre la operación de los convertidores Buck/Boost. La segunda razón que permite realizar esta consideración es que, a través de un análisis detallado de las condiciones de operación del convertidor se pueden delimitar regiones de operación en las cuales el sistema trabaje adecuadamente independientemente de las perturbaciones que la interacción entre las acciones de control de diferentes puertos pueda causar.

- Se logró verificar el correcto funcionamiento del esquema de control propuesto sometiendo al sistema a variaciones de irradiancia y de estado de carga del banco de baterías. El sistema fue expuesto a perturbaciones bruscas de tipo paso tanto de irradiancia como de estado de carga del banco de baterías. Dado que el sistema respondió adecuadamente ante estas perturbaciones, que no representan el comportamiento de estas variables en la realidad (variables lentas) se pudo concluir que ante perturbaciones suaves tipo rampa, el sistema va a mantener e incluso mejorar su desempeño.
- Se logró verificar el cumplimiento de los objetivos de control para cada una de las condiciones de evaluación. Se logró evaluar el comportamiento del sistema para los modos de operación analizados en la sección teórica, eliminando el Modo IV de operación debido al dimensionamiento del arreglo de paneles PV₁. Al dimensionar la potencia máxima generada P_{PV1} para que sea menor que la demanda P_o se logró eliminar el Modo IV de operación y simplificar el esquema de control.
- Se logró identificar y diferenciar dos tipos de rizado en las formas de onda dentro de la operación del sistema. El rizado producto de la modulación, coincidente con la frecuencia de conmutación de los interruptores y el rizado producto de la operación de las diferentes etapas de control dentro del sistema. Se concluyó que el algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia Perturbador y Observador junto con la operación de los paneles fotovoltaicos es la principal fuente de rizado del sistema. Dado que el algoritmo es un seguidor de punto de máxima potencia, mas no un controlador, la operación propia del algoritmo implica perturbar permanentemente el sistema para mantener el punto de operación alrededor del punto de máxima potencia.
- Se logró evidenciar como el rizado en las variables eléctricas realimentadas al sistema de control afectan directamente a su desempeño. Se pudo comprobar que, a mayor irradiancia incidente sobre los paneles fotovoltaicos, mayor es la amplitud de voltaje/corriente que generan, consecuentemente mayor es el rizado de estas

variables. Este efecto se ve acentuado al verificar las formas de onda de la potencia fotovoltaica P_{PV} disminuyendo el desempeño del seguidor de punto de máxima potencia y consecuentemente, del sistema de control en conjunto.

- Se verificó la importancia en la robustez en el controlador de voltaje del puerto de salida. Dado que los valores de las relaciones de trabajo d_1, d_2 junto con el desfase φ determinan el valor del voltaje de salida y las relaciones de trabajo operan de manera independiente, para mantener el valor del voltaje de salida constante en la referencia, el controlador debe compensar las variaciones en las relaciones de trabajo producidas por el algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia y por el controlador de carga/descarga del banco de baterías.
- Se logró comprobar la importancia de los convertidores estáticos de energía en la generación de energía renovable. Dado que estas fuentes de energía son intermitentes por naturaleza, el uso de convertidores que permitan gestionar el almacenamiento y entrega de energía es fundamental. El convertidor multipuerto analizado, ofrece alternativas a topologías de múltiples convertidores independientes con la clara ventaja de un menor número de semiconductores y elementos, volviéndolos sistemas más pequeños, compactos y baratos.
- Este trabajo de titulación presentó una estrategia de control para el convertidor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos. El sistema fue evaluado mediante simulación y demostró ser efectivo en maximizar la potencia de generación (MPPT), balancear la potencia entre diferentes puertos (controlador de carga/descarga) y mantener la estabilidad en el puerto de salida (controlador de voltaje).

4.2. RECOMENDACIONES

- El alcance de este trabajo fue teórico y simulado. Se utilizó la herramienta Simulink de MATLAB para verificar el funcionamiento tanto del circuito de potencia como del sistema de control propuesto. Para trabajos futuros se sugiere la implementación del convertidor multipuerto Buck/Boost de cuatro puertos en un módulo experimental para poder verificar el funcionamiento de esta y otras estrategias de control.
- Dentro del esquema de control propuesto, se utilizaron seguidores de punto de máxima potencia, controladores tipo PID y controladores por modos deslizantes. El sistema multipuerto, esta compuesto por elementos de característica no lineal, como lo son los paneles fotovoltaicos y las baterías. Para trabajos futuros se sugiere utilizar el esquema multietapa cascada propuesto reemplazando los controladores

de tipo PID por controladores no lineales para evaluar y comparar resultados. De igual manera se sugiere reemplazar el algoritmo seguidor de punto de máxima potencia Perturbador Observador por otro algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia.

- Se sugiere continuar con el estudio tanto teórico como práctico de los convertidores multipuerto. Esto debido a que la información que existe respecto a estos convertidores es puntual y no es tan actual. Además del módulo experimental, se sugiere realizar una investigación del estado del arte de los convertidores multipuerto para poder organizar la información existente respecto a este tema y sentar una base para futuros trabajos y desarrollos de investigación en convertidores multipuerto.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Lund, "Renewable energy strategies for sustainable development," *Energy*, 2007, doi: 10.1016/j.energy.2006.10.017.
- [2] X. Lyu and A. Shi, "Research on the renewable energy industry financing efficiency assessment and mode selection," *Sustain.*, 2018, doi: 10.3390/su10010222.
- [3] A. Tani, M. B. Camara, and B. Dakyo, "Energy management in the decentralized generation systems based on renewable energy—Ultracapacitors and battery to compensate the wind/load power fluctuations," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, pp. 1817–1827, 2014.
- [4] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC--DC converter concepts," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, 2013.
- [5] W. Li, X. Lv, Y. Deng, J. Liu, and X. He, "A review of non-isolated high step-up DC/DC converters in renewable energy applications," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 364–369.
- [6] S. J. Al-Chlahawi and A. G. Al-Gizi, "A survey of multiport converters used in renewable energy," 2016, doi: 10.1109/ISFEE.2016.7803185.
- [7] Z. Rehman, I. Al-Bahadly, and S. Mukhopadhyay, "Multiinput DC-DC converters in renewable energy applications - An overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2014.08.033.
- [8] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Multiport converters for hybrid power sources," 2008, doi: 10.1109/PESC.2008.4592483.
- [9] L. F. Dávila, "Desarrollo del concepto de energía a partir del análisis del flujo de la energía en la biósfera.," 2011.
- [10] J. R. M. Trudy Mckee, *Bioquímica (las bases moleculares de la vida)*. 2013.
- [11] N. K. M. A. Alrikabi, "Renewable Energy Types," *J. Clean Energy Technol.*, 2014, doi: 10.7763/jocet.2014.v2.92.
- [12] International Energy Agency (IEA), "Electricity Information: Overview (2020 Edition)," *Data & Publications. Statistics report*. 2020.

- [13] J. Ruiz, "Estimación de la velocidad del viento a diferentes alturas usando el modelo WRF - IDEAM," *Ideam*, 2012.
- [14] J. J. Wysocki and P. Rappaport, "Effect of Temperature on Photovoltaic Solar Energy Conversion," in *Renewable Energy*, 2020.
- [15] M. Badii, A. Guillen, and O. Lugo Serrato, "Historia y Uso de Energías Renovables History and Use of Renewable Energies," *Int. J. Good Conscienc.*, 2015.
- [16] H. García, A. Corredor, L. Calderón, and M. Gómez, "Análisis costo beneficio de energías renovables no convencionales en Colombia," p. 79, 2013.
- [17] S. Nyquist, "Energy 2050: Insights from the ground up," *Sustain. Resour. Product.*, 2016.
- [18] Hannah E. Murdock Duncan Gibb Thomas André, *Renewables 2019 Global Status Report*. 2019.
- [19] C. Ginn, "Energy pick n' mix: are hybrid systems the next big thing?," *Www.Csiro.Au*, 2016.
- [20] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics*. McGraw-Hill, 1995.
- [21] S. Negi and L. Mathew, "Hybrid Renewable Energy System: A Review," *Int. J. Electron. Electr. Eng.*, 2014.
- [22] V. Karthikeyan, S. Rajasekar, V. Das, P. Karuppanan, and A. K. Singh, "Grid-connected and off-grid solar photovoltaic system," *Green Energy Technol.*, 2017, doi: 10.1007/978-3-319-50197-0_5.
- [23] S. Kélouwani, K. Agbossou, and R. Chahine, "Model for energy conversion in renewable energy system with hydrogen storage," *J. Power Sources*, 2005, doi: 10.1016/j.jpowsour.2004.08.019.
- [24] E. Kabalci, "Design and analysis of a hybrid renewable energy plant with solar and wind power," *Energy Convers. Manag.*, 2013, doi: 10.1016/j.enconman.2012.08.027.
- [25] "DESIGN OF SOLAR PV-WIND HYBRID POWER GENERATION SYSTEM," *Int. J. Recent Trends Eng. Res.*, 2017, doi: 10.23883/ijrter.2017.3457.cyure.
- [26] F. Jauch and J. Biela, "An innovative bidirectional isolated multi-port converter with multi-phase AC ports and DC ports," 2013, doi: 10.1109/EPE.2013.6634754.

- [27] M. Amirabadi, H. A. Toliyat, and W. C. Alexander, "A multiport ac link pv inverter with reduced size and weight for stand-alone application," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2262093.
- [28] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Multi-input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems," 2005, doi: 10.1109/IAS.2005.1518725.
- [29] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Triple-half-bridge bidirectional converter controlled by phase shift and PWM," 2006, doi: 10.1109/apec.2006.1620700.
- [30] H. Al-Atrash, J. Reese, and I. Batarseh, "Tri-modal half-bridge converter for three-port interface," 2007, doi: 10.1109/PESC.2007.4342255.
- [31] A. K. Bhattacharjee, N. Kutkut, and I. Batarseh, "Review of Multiport Converters for Solar and Energy Storage Integration," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2830788.
- [32] H. Wu, P. Xu, H. Hu, Z. Zhou, and Y. Xing, "Multiport converters based on integration of full-bridge and bidirectional DC-DC topologies for renewable generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2254096.
- [33] Z. Qian, O. Abdel-Rahman, H. Al-Atrash, and I. Batarseh, "Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2033926.
- [34] L. Solero, A. Lidozzi, and J. A. Pomilio, "Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.854020.
- [35] M. Marchesoni and C. Vacca, "New dc-dc converter for energy storage system interfacing in fuel cell hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.886650.
- [36] A. Nasiri, N. Nie, S. B. Bekiarov, and A. Emadi, "An on-line UPS system with power factor correction and electric isolation using BIFRED converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.911199.
- [37] V. V. and V. S. R. R., "Microcontroller based bidirectional buck–boost converter for photo-voltaic power plant," *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, 2018, doi:

10.1016/j.jesit.2017.04.002.

- [38] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov, "A review of non-isolated bidirectional DC-DC converters for energy storage systems," 2016, doi: 10.1109/YSF.2016.7753752.
- [39] H. S. Lee and J. J. Yun, "High-Efficiency Bidirectional Buck-Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a Smart Grid," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2860059.
- [40] Y. S. Lee and M. W. Cheng, "Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.855673.
- [41] E. Adib and H. Farzanehfard, "Soft switching bidirectional DC-DC converter for ultracapacitor-batteries interface," *Energy Convers. Manag.*, 2009, doi: 10.1016/j.enconman.2009.07.001.
- [42] D. Ravi, B. M. Reddy, S. L. Shimi, and P. Samuel, "Bidirectional dc to dc converters: An overview of various topologies, switching schemes and control techniques," *Int. J. Eng. Technol.*, 2018, doi: 10.14419/ijet.v7i4.5.20107.
- [43] A. Rodríguez, "Análisis de arquitecturas multipuerto para alimentación de sistemas electrónicos con múltiples flujos de energía.," 2013.
- [44] Y. Sato, H. Nagata, and M. Uno, "Non-isolated multi-port converter integrating PWM and phase-shift converters," 2017, doi: 10.1109/TENCON.2017.8228021.
- [45] M. Y. A. Khan, L. Saeed, J. Saleem, M. Arif, and A. Majid, "A high gain multi-port bidirectional non-isolated DC-DC converter for renewable integration," 2018, doi: 10.1109/ICOMET.2018.8346438.
- [46] H. Wu, Y. Xing, Y. Xia, and K. Sun, "A family of non-isolated three-port converters for stand-alone renewable power system," 2011, doi: 10.1109/IECON.2011.6119337.
- [47] E. Babaei, Z. Saadatizadeh, and P. Chavoshpour Heris, "A new topology for nonisolated multiport zero voltage switching dc-dc converter," *Int. J. Circuit Theory Appl.*, 2018, doi: 10.1002/cta.2451.
- [48] K. P. Savitha and P. Kanakasabapathy, "Multi-port DC-DC converter for DC microgrid applications," 2016, doi: 10.1109/ICPES.2016.7584018.

- [49] T. Cheng, D. D. C. Lu, and L. Qin, "Non-Isolated Single-Inductor DC/DC Converter with Fully Reconfigurable Structure for Renewable Energy Applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, 2018, doi: 10.1109/TCSII.2017.2712286.
- [50] Y. K. Tran and D. Dujic, "A multiport isolated DC-DC converter," 2016, doi: 10.1109/APEC.2016.7467867.
- [51] B. Farhangi and H. A. Toliyat, "Modeling and Analyzing Multiport Isolation Transformer Capacitive Components for Onboard Vehicular Power Conditioners," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2386800.
- [52] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC-DC converter with wide input range," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915129.
- [53] H. Krishnaswami and N. Mohan, "Three-port series-resonant DC-DC converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2022756.
- [54] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915023.
- [55] G. R. Priya and K. V. Kumar, "A brief review on partially isolated bidirectional multiport converters for renewable energy sourced DC microgrids," *Int. J. Renew. Energy Res.*, 2020.
- [56] H. Wu, R. Chen, J. Zhang, Y. Xing, H. Hu, and H. Ge, "A family of three-port half-bridge converters for a stand-alone renewable power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2125991.
- [57] R. J. Wai, C. Y. Lin, and Y. R. Chang, "High step-up bidirectional isolated converter with two input power sources," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2018427.
- [58] H. Al-Atrash, M. Pepper, and I. Batarseh, "A zero-voltage switching three-port isolated full-bridge converter," 2006, doi: 10.1109/INTLEC.2006.251647.
- [59] H. Al-Atrash and I. Batarseh, "Boost-integrated phase-shift full-bridge converter for three-port interface," 2007, doi: 10.1109/PESC.2007.4342371.
- [60] W. Li, J. Xiao, Y. Zhao, and X. He, "PWM plus phase angle shift (PPAS) control

- scheme for combined multiport DC/DC converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2163826.
- [61] Z. Wang and H. Li, “Integrated MPPT and bidirectional battery charger for PV application using one multiphase interleaved three-port dc-dc converter,” 2011, doi: 10.1109/APEC.2011.5744611.
- [62] M. Louzazni, S. Al-Dahidi, and M. Mussetta, “Fuel cell characteristic curve approximation using the Bezier curve technique,” *Sustain.*, 2020, doi: 10.3390/su12198127.
- [63] X. H. Nguyen and M. P. Nguyen, “Mathematical modeling of photovoltaic cell/module/arrays with tags in Matlab/Simulink,” *Environ. Syst. Res.*, 2015, doi: 10.1186/s40068-015-0047-9.
- [64] Y. Wang and B. Ren, “Fault Ride-Through Enhancement for Grid-Tied PV Systems with Robust Control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2740858.
- [65] L. V. Bellinaso, M. F. Basquera, R. P. Vieira, H. A. Grundling, and L. Michels, “Cascaded MPPT control with adaptive voltage controller applied to boost converters for PV applications,” 2017, doi: 10.1109/COBEP.2017.8257319.
- [66] Z. Fu, Y. Wang, F. Tao, and P. Si, “An Adaptive Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for Bidirectional DC–DC Converter in Hybrid Energy Storage Systems,” *Can. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 43, no. 4, pp. 282–289, 2020, doi: 10.1109/CJECE.2020.2972576.
- [67] K. Keshari, S. Neeli, and K. Vijayakumar, “Design of a sliding-mode-controlled dc-dc converter for MPPT in grid-connected PV System,” 2017, doi: 10.1109/ICEICE.2017.8191880.
- [68] B. A. Martínez-Treviño, R. Jammes, A. El Aroudi, and L. Martínez-Salamero, “Sliding-mode control of a boost converter supplying a constant power load,” *IFAC-PapersOnLine*, 2017, doi: 10.1016/j.ifacol.2017.08.1055.
- [69] H. Guldemir, “Study of Sliding Mode Control of DC-DC Buck Converter,” *Energy Power Eng.*, 2011, doi: 10.4236/epe.2011.34051.
- [70] V. S. Nguyen, V. L. Tran, W. Choi, and D. W. Kim, “Analysis of the output ripple of the DC-DC boost charger for Li-ion batteries,” *J. Power Electron.*, 2014, doi: 10.6113/JPE.2014.14.1.135.

- [71] H. Tian, S. Vaisambhayana, and A. Tripathi, "Multi-objective Optimization and Modeling of High Frequency Transformers for DC-DC Stage in Solid State Transformer," 2019, doi: 10.23919/icpe2019-ecceasia42246.2019.8796853.
- [72] CONELEC, "Atlas solar del ecuador," *Conelec*, 2008.
- [73] Silicon Lightworks, "Li-ion Voltage Analysis," 2022. <https://siliconlightworks.com/li-ion-voltage>.
- [74] E. Asimbaya and H. Cabrera, "Diseño y simulación de un esquema de control dinámico en modo deslizante para sistemas con respuesta inversa.," Escuela Politécnica Nacional, 2017.

ANEXOS

ANEXO A. HMI Realizado

