



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Topología tres puertos para cosecha y
almacenamiento de
energía basado en un convertidor Cuk

Presentada por
Ing. Ivan Adair Prado Jiménez

Como requisito para la obtención del grado
de

**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis
Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel

Codirector de tesis
Dr. Carlos Aguilar Castillo

Cuernavaca, Morelos, México. Mayo de 2020.

Dedicada a mis padres

Por sus enseñanzas y apoyo incondicional

en cada uno de mis proyectos

Agradecimientos

A Dios por guiarme siempre en mi camino, iluminarme en los momentos difíciles y acompañarme en cada una de las etapas de mi vida.

A mis padres por siempre confiar en mí, darme aliento en los momentos difíciles y corregirme en mis errores. Gracias por enseñarme a apreciar los pequeños detalles de la vida que le dan un gran significado.

A mis directores el Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel y Dr. Carlos Aguilar Castillo por su paciencia y confianza al desarrollar esta tesis, así como por sus consejos y asesorías durante toda mi estancia en CENIDET.

Al personal de TecNM/CENIDET por todo el apoyo otorgado en cada uno de los trámites realizados durante el periodo de maestría

A mis compañeros Jorge, Joan, Adolfo, Paty, Alan y Jair por hacer que las risas nunca faltaran y acompañarme durante esta etapa.

Al TecNM/CENIDET por darme la oportunidad de cursar mis estudios de maestría y por facilitar el uso de sus instalaciones.

A CONACYT por otorgarme una beca y darme la oportunidad para llevar a cabo mi maestría y permitirme superarme profesionalmente.

Resumen

En el presente trabajo de tesis se plantea una novedosa topología multipuerto basada en un convertidor Cuk bidireccional no aislado que permite la integración entre un panel o arreglo fotovoltaico, batería y un bus de CD de un sistema de cosecha y almacenamiento de energía. Debido a la incertidumbre que representa la disponibilidad del recurso solar, ha proliferado la incorporación de baterías para el almacenamiento de energía, lo cual le proporciona al usuario y a la red misma una mayor resiliencia frente a condiciones de falla, bajo este marco de investigación surge un proyecto conjunto entre la Universidad de Texas A&M y TecNM/CENIDET que permite abordar esta temática y principalmente el reto de interconectar el sistema de energía fotovoltaica, el de almacenamiento y el bus de CD.

El interés principal al desarrollar esta tesis fue establecer las condiciones adecuadas para la extracción de potencia del panel fotovoltaico y la extracción o inyección de potencia de la batería por medio de corrientes no pulsantes, lo que permite un cuidado en la integridad de dichos componentes durante su operación.

Diseñando y construyendo un prototipo a una potencia escalada de 200 W, se logró validar la operación de diferentes modos de funcionamiento además lograr el comportamiento en corriente deseado para los diferentes puertos, logrando un nivel de eficiencia aceptable en la conversión de energía, esto permite mostrar como viable el uso de esta topología frente a otras opciones tradicionales como podría ser la integración de varios convertidores para cumplir la misma función.

Abstract

In this thesis, a novel multiport topology is proposed based on a non-isolated bi-directional Cuk converter that allows the integration between a photovoltaic panel or array, battery and a DC bus of an energy harvesting and storage system.

Due to the uncertainty that represents the availability of the solar resource, the incorporation of batteries for energy storage has proliferated, which provides the user and the network itself a greater resilience to failure conditions, under this research framework arises a joint project between Texas A&M University and CENIDET that allows to address this issue and mainly the challenge of interconnecting the photovoltaic energy system, storage and DC bus.

The main interest in developing this thesis was to establish the appropriate conditions for the extraction of power from the photovoltaic panel and the extraction or injection of power from the battery by means of non-pulsating currents, which allows for care in the integrity of these components during operation.

By designing and building a prototype with a scaled power of 200 W, it was possible to validate the operation of different modes of operation and also achieve the desired current behavior for the different ports, achieving an acceptable level of efficiency in energy conversion. This allows to show how viable the use of this topology is compared to other traditional options such as the integration of several converters to perform the same function.

Contenido

1	Introducción	2
1.1	Objetivo general	8
1.2	Objetivos específicos	8
1.3	Alcance	8
1.4	Revisión del estado del arte	9
1.4.1	Convertidores Multipuerto	9
1.4.2	Características de los convertidores multipuerto	9
1.4.3	Clasificación de convertidores multipuerto	9
1.4.4	Aplicaciones de los convertidores multipuerto	10
1.4.5	Topologías multipuerto aisladas	10
1.4.6	Topologías multipuerto no aisladas	12
1.4.7	Conclusiones del estado del arte	13
2	Derivación y análisis de la topología propuesta	15
2.1	Derivación de una topología de tres puertos a partir del convertidor Cuk	15
2.2	Análisis de los modos de operación	17
2.2.1	Modo 1 (SFV-Batería): Análisis en modo Cuk	17
2.2.2	Modo 2 (SFV-Bus de CD): Análisis en modo Boost	23
2.2.3	Modo 3 (Batería-Bus de CD): Análisis en modo Boost	27
2.2.4	Modo 4 (Bus de CD-Batería): Análisis en modo Buck	31
3	Diseño y construcción del prototipo	35
3.1	Diseño del prototipo del convertidor de tres puertos	35
3.2	Diseño del modo 1: SFV-Batería (Topología Cuk)	35
3.3	Diseño del convertidor en modo SFV-Bus de CD (Topología Boost)	38
3.4	Diseño del convertidor en modo Batería-Bus de CD (Topología Boost)	39
3.5	Diseño del convertidor en modo Bus de CD-Batería (Topología Buck)	41
3.6	Selección de componentes pasivos y activos del convertidor	42
3.7	Observaciones generales para los interruptores de reconfiguración	45
4	Pruebas y resultados experimentales	47
4.1	Modo 1 (SFV-Batería)	47
4.2	Modo 2 (SFV-Bus de CD)	47
4.3	Modo 3 (Batería-Bus de CD)	48
4.4	Modo 4 (Bus de CD-batería)	49
4.5	Eficiencia de los modos de operación	50

4.6	Discusión de resultados	50
5	Conclusiones	52
5.1	Trabajos futuros	53
6	Referencias	54
7	Anexo A: Topologías multipuerto aisladas y semi-aisladas	58
8	Anexo B: Topologías multipuerto no aisladas.....	61
9	Anexo C: Simulación en lazo abierto de los cuatro modos de operación	64
10	Anexo D: Diseño de circuito impreso del convertidor multipuerto	66
10.1	Etapa de potencia	66
10.2	Etapa de acondicionamiento de señal	67

Listado de figuras

Figura 1.	Esquema de generación centralizado (izquierda). Esquema de generación distribuida (derecha).	2
Figura 2.	Esquema de un sistema fotovoltaico interconectado a red.	3
Figura 3.	Esquema de un sistema fotovoltaico aislado.....	3
Figura 4.	Topología completa del módulo PINE en [6].	4
Figura 5.	Vista por capas de la estructura interna de una celda fotovoltaica.....	4
Figura 8.	Necesidades base del convertidor de interfaz.	7
Figura 9.	Estructura general de un convertidor multipuerto.	9
Figura 10.	Clasificación de convertidores multipuerto.	10
Figura 11.	Convertidor Cuk como cargador de batería por medio de panel solar.	15
Figura 12.	Seccionamiento y plegado del convertidor Cuk bidireccional.	15
Figura 13	Reacomodo del capacitor de transferencia e integración del bus de CD.	16
Figura 14.	Topología de tres puertos con interruptores de reconfiguración.....	16
Figura 15.	Intervalo DTs del modo 1.	17
Figura 16.	Intervalo (1-D)Ts del modo 1.	17
Figura 17.	Formas de onda del modo 1: SFV-Batería (Topología Cuk).....	18
Figura 19.	Intervalo DTs del modo 2 (SFV-Bus de CD).	23
Figura 20.	Intervalo 1-DTs del modo 2 (SFV-Bus de CD).	23
Figura 21.	Formas de onda del modo 2: SFV-Bus de CD (Topología Boost).	24

Figura 19. Intervalo DT del modo 3 (Batería-Bus de CD).....	27
Figura 20. Intervalo $(1-D)T$ del modo 3 (Batería-Bus de CD).....	27
Figura 24. Formas de onda del modo 3: Batería-Bus de CD (topología Boost).....	28
Figura 25. Intervalo de tiempo DT s del modo 4 (Bus de CD-Batería).	31
Figura 26. Intervalo de tiempo $(1-D)T$ del modo 4 (Bus de CD-Batería).	31
Figura 27. Formas de onda del modo 4: Bus de CD-Batería (topología Buck).....	32
Figura 28. Formas de onda básicas del modo 1: a) Corriente de entrada (puerto de panel); b) Corriente en inductor L1; c) Corriente en inductor L2; d) Corriente de salida (puerto de batería).	47
Figura 29. Formas de onda básicas del modo 2: a) señal PWM en MOSFET Q1; b) corriente de entrada (puerto de panel); c) corriente en inductor L1; d) corriente de salida (puerto de batería).	48
Figura 30. Formas de onda básicas del modo 3: a) señal PWM en MOSFET Q2; b) Corriente de entrada (puerto de batería); c) Corriente en inductor L2; d) Corriente de salida (puerto de bus).....	48
Figura 31. Formas de onda básicas del modo 4: a) señal PWM en MOSFET Q1; b) Corriente de entrada (puerto de bus); c) Corriente en inductor L2; d) Corriente de salida (puerto batería).	49
Figura 32 Topología propuesta en [6].....	58
Figura 33 Topología propuesta en [8].....	58
Figura 34 Topología propuesta en [13].....	58
Figura 35 Topología propuesta en [14].....	58
Figura 36 Topología propuesta en [15].....	58
Figura 37 Topología propuesta en [16].....	58
Figura 38 Topología propuesta en [17].....	59
Figura 39 Topología propuesta en [18].....	59
Figura 40 Topología propuesta en [19].....	59
Figura 41 Topología propuesta en [20].....	59
Figura 42 Topología propuesta en [21].....	59
Figura 43 Topología propuesta en [22].....	59
Figura 44 Topología propuesta en [23].....	60
Figura 45 Topología propuesta en [24].....	60

Figura 46 Topología propuesta en [25].....	60
Figura 47 Topología propuesta en [26].....	61
Figura 48 Topología propuesta en [27].....	61
Figura 49 Topología propuesta en [28].....	61
Figura 50 Topología propuesta en [29].....	61
Figura 51 Topología propuesta en [30].....	61
Figura 52 Topología propuesta en [31].....	61
Figura 53 Topología propuesta en [32].....	62
Figura 54 Topología propuesta en [33].....	62
Figura 55 Topología propuesta en [34].....	62
Figura 56 Topología propuesta en [35].....	62
Figura 57 Topología propuesta en [36].....	62
Figura 58 Topología propuesta en [37].....	62
Figura 59 Topología propuesta en [38].....	63
Figura 60 Topología propuesta en [39].....	63
Figura 61 Topología propuesta en [40].....	63
Figura 62 Topología propuesta en [41].....	63
Figura 63. a) Corriente de entrada (puerto de SFV), b) Voltaje de salida (puerto de batería), c) Corriente de salida (puerto de batería).....	64
Figura 64. a) Corriente de entrada (puerto de SFV), b) Voltaje de salida (puerto de bus CD), c) Corriente de salida (Puerto de bus CD).....	64
Figura 65. a) Corriente de entrada (puerto de batería), b) Voltaje de salida (puerto de bus CD), c) Corriente de salida (puerto de bus CD).....	65
Figura 66. a) Corriente de entrada (puerto de bus CD), b) Voltaje de salida (puerto de batería), c) Corriente de salida (puerto de batería).....	65
Figura 67. Esquema de la etapa de potencia del convertidor.....	66
Figura 68. Esquema del módulo impulsor para MOSFET.	66
Figura 69 Configuración del sensor de voltaje ACPL-C87.....	67
Figura 70. Configuración del sensor de corriente.	67
Figura 71. PCB del convertidor multipuerto.	68
Figura 72 Prototipo ensamblado del convertidor multipuerto.....	68

Listado de tablas

Tabla 1. Estado de interruptores de reconfiguración y topología de modo de operación	16
Tabla 2. Parámetros generales de diseño del convertidor.....	35
Tabla 3. Parámetros de diseño del modo 1 (SFV-batería)	35
Tabla 4. Parámetros de diseño para el filtro de entrada del panel fotovoltaico	36
Tabla 5. Parámetros de diseño del modo 2 (SFV-bus de CD).....	38
Tabla 6. Parámetros de diseño del modo 3 (Batería-Bus de CD).....	39
Tabla 7. Parámetros de diseño del modo 4 (Bus de CD-batería).....	41
Tabla 8. Comparación de los componentes pasivos para cada modo de operación	42
Tabla 9. Valores mínimos de componentes pasivos para el convertidor multipuerto	43
Tabla 10. Valores mínimos en corriente y voltaje para los dispositivos de conmutación.....	43
Tabla 11. Valores máximos de corriente y voltaje para el convertidor multipuerto	44
Tabla 12. Valores de componentes pasivos seleccionados	44
Tabla 13. Valores de componentes activos seleccionados	44

Listado de gráficas

Gráfica 1. Voltaje y corriente en batería por método de carga por corriente constante en [7].	5
Gráfica 2. Corriente y voltaje en batería por método de carga por voltaje constante en [7]. .	6
Gráfica 3. Zonas de operación de un panel fotovoltaico.....	21
Gráfica 4. Eficiencia general de cada modo de operación.....	50

Acrónimos

MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido semiconductor (en inglés Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)
SFV	Sistema fotovoltaico

MPPT	Seguidor de punto de máxima potencia (en inglés Maximum Power Point Tracker)
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor converter
CD	Corriente directa
CA	Corriente alterna
CD/CD	Conversión de corriente directa a corriente directa
CA/CD	Conversión de corriente alterna a corriente directa
ZVS	Conmutación a voltaje cero (Zero Voltage Switching)
DISO	Acrónimo para referirse a un convertidor con Doble entrada-única salida (en inglés Dual Input-Single Output)
SISO	Acrónimo para referirse a un convertidor con Única entrada-única salida (en inglés Single Input-Single Output)
MVDC	Corriente directa de media tensión (en inglés Medium Voltage Direct Current)

Simbología

<i>L1</i>	Inductor en la sección de panel fotovoltaico
<i>L2</i>	Inductor en la sección de batería
<i>C1</i>	Capacitor de entrada paralelo al panel fotovoltaico
<i>C2</i>	Capacitor paralelo al bus de CD, usado como capacitor de transferencia para el modo 1 (SFV-Batería), como capacitor de salida para los modos 2 (SFV-Bus de CD) y 3 (Batería-Bus de CD) y como capacitor de entrada para el modo 4 (Bus de CD-Batería).
<i>C3</i>	Capacitor paralelo a la batería, usado como capacitor de entrada durante el modo 3 (Batería-Bus de CD) y de salida durante el modo 4 (Bus de CD-Batería)
<i>Q1</i>	MOSFET utilizado durante los modos 1 (SFV-Batería), modo 2 (SFV-Bus de CD) y modo 4 (Bus de CD-Batería)
<i>Q2</i>	MOSFET utilizado durante el modo 3 (Batería-Bus de CD)
<i>D1</i>	Diodo utilizado durante la conmutación del modo 3 (Batería-Bus de CD)

$D2$	Diodo utilizado durante las conmutaciones de los modos 1 (SFV-Batería), Modo 2 (SFV-Bus de CD) y modo 4 (Bus de CD-Batería)
$S1$	Interruptor de reconfiguración en serie con el inductor L1, se cierra para los modos de operación que involucran el panel fotovoltaico
$S2$	Interruptor de reconfiguración en serie con el inductor L2, se cierra para los modos de operación que involucran la batería
$S3$	Interruptor de reconfiguración que se cierra para los modos de operación que involucran el bus de CD
Δi_{L1}	Parámetro de diseño para el rizo de corriente en el inductor L1
Δi_{L2}	Parámetro de diseño para el rizo de corriente en el inductor L2
ΔV_{C2}	Parámetro de diseño para el rizo de voltaje en el capacitor C2
ΔV_{C3}	Parámetro de diseño para el rizo de voltaje en el capacitor C3
I_{in}	Corriente de entrada del convertidor
I_o	Corriente de salida del convertidor
$IL1max$	Corriente máxima que pasa a través del inductor L1
$IL1min$	Corriente mínima que pasa a través del inductor L1
$IL2max$	Corriente máxima que pasa a través del inductor L2
$IL2min$	Corriente mínima que pasa a través del inductor L2
V_{bat}	Voltaje en batería
V_{pv}	Voltaje en panel fotovoltaico
V_{bus}	Voltaje en el bus de CD
ΔV_{pv}	Rizo de tensión en el panel fotovoltaico
V_{mpp}	Voltaje de máxima potencia del panel fotovoltaico
I_{mpp}	Corriente de máxima potencia del panel fotovoltaico
I_{sc}	Corriente de cortocircuito del panel fotovoltaico
f_{sw}	Frecuencia de conmutación
T_s	Periodo de una señal (en este caso cuadrada para las conmutaciones en los modos de operación)

D	Tiempo de encendido durante un periodo, también llamado ciclo de trabajo cuyo valor depende del modo de operación
$1-D$	Tiempo de apagado durante un periodo
I_Q	Corriente promedio del MOSFET
I_D	Corriente promedio del diodo
I_{pk}	Corriente pico
V_{DS}	Voltaje drenaje-fuente del MOSFET
V_{KA}	Voltaje catodo-anodo del diodo

A decorative vertical bar in a dark blue color runs along the left edge of the page. In the lower-left quadrant, several thin, dark blue lines curve upwards and to the right, creating an abstract, organic shape. The background is split into a white left half and a light blue right half.

Capítulo 1

Introducción

1 Introducción

Actualmente, uno de los problemas de mayor impacto para nuestra sociedad es el calentamiento global debido a los desastres naturales que este provoca, ya que se vuelven cada vez más frecuentes y de mayor magnitud. Esto genera nuevos retos para la sociedad, debido que la actividad humana es una de las principales causas que contribuye al problema.

El sector energético es uno de los que más retos enfrenta tanto para migrar hacia fuentes renovables (para disminuir su impacto en la generación de CO_2) como para adaptar la red a las nuevas problemáticas que se presentan, ya que durante los desastres naturales, las redes eléctricas sufren daños que en muchas ocasiones son costosos y difíciles de reparar [1]. Esto derivado del esquema de red actual, el cual contempla la generación y distribución de la energía de forma centralizada, es decir la energía se produce desde una central generadora y es distribuida por medio de varias etapas de transformación hasta finalmente llegar al usuario final. Este esquema no solo es vulnerable (debido que si una de las etapas falla, subsecuentemente las demás etapas lo harán) sino que también presenta serios retos en la regulación de voltaje, frecuencia y calidad de la energía proporcionada al usuario.

Por ello la propuesta a futuro es transitar hacia esquemas de red distribuidos (ver Figura 1), los cuales permitan aumentar la resiliencia ante condiciones de falla, mejorar la calidad de la energía, mantener una frecuencia más estable y permitir una recuperación más rápida frente a casos de desastre.

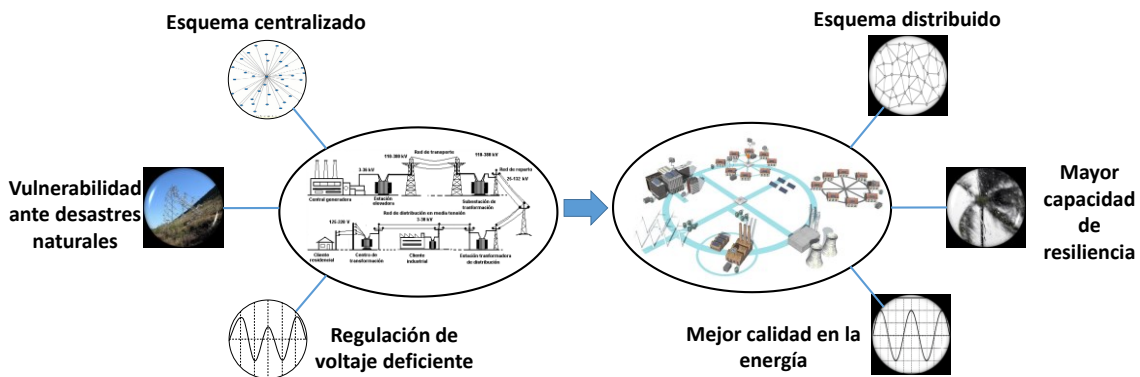


Figura 1. Esquema de generación centralizado (izquierda). Esquema de generación distribuida (derecha).

Las redes distribuidas contemplan la masificación de fuentes renovables de energía, donde el usuario tendría un papel más activo dentro de la red (operando como productor o consumidor dependiendo del caso y sus capacidades instaladas). Este escenario se vuelve cada vez más factible debido a la reducción de costos en la fabricación, instalación y mantenimiento de diversos tipos de fuentes renovables de energía, en especial la energía fotovoltaica la cual presenta mayor crecimiento y

masificación actualmente, debido a las posibilidades energéticas que presenta el aprovechamiento del recurso solar por su abundancia y potencia.

Para su aprovechamiento existen dos vertientes en sistemas fotovoltaicos los cuales son los sistemas interconectados a red (Figura 2) y los sistemas autónomos (Figura 3). En el caso de los sistemas interconectados, los paneles fotovoltaicos interactúan con la red por medio de un inversor(es) donde la energía generada puede ser aprovechada por el usuario o inyectada directamente a la red.

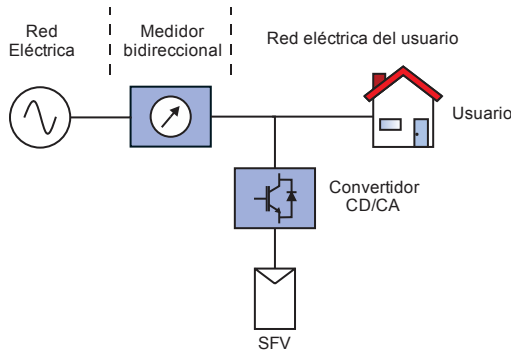


Figura 2. Esquema de un sistema fotovoltaico interconectado a red.

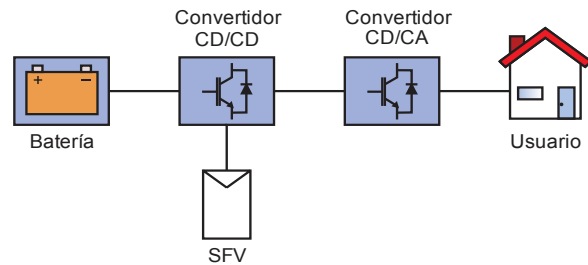


Figura 3. Esquema de un sistema fotovoltaico aislado.

Sin embargo una integración desmedida de sistemas interconectados trae consigo problemas de alta penetración debido que los paneles fotovoltaicos generan energía de forma intermitente (por nula generación en la noche, por sombreado o suciedad) por lo que estos inconvenientes se han vuelto un impedimento para su uso extendido [2-5]. Por ello los esquemas de generación fotovoltaica se están enfocando en la integración de sistemas de almacenamiento que permitan mitigar sus efectos en la red. Las propuestas más populares para sistemas de almacenamiento son baterías y ultracapacitores, ya que los primeros permiten un uso continuo (en especial las nuevas tecnologías de ciclo profundo que permiten ciclos de carga y descarga más largos) mientras que los segundos son útiles en picos transitorios de demanda como puede ser el encendido de motores eléctricos.

Otra alternativa para enfrentar el problema de intermitencia es la integración de fuentes de energía que no dependan de los mismos factores para su generación, como la energía eólica (dependiente del viento), la energía mareomotriz (dependiente de las mareas) o la energía geotérmica (dependiente del calor terrestre) creando redes de generación híbridas.

Pese a que es muy difícil que se agrupen condiciones adversas para cada tipo de fuente, lo recomendable será siempre disponer de un sistema de almacenamiento. Una propuesta que permite una mayor resiliencia para el usuario y a su vez integra fuentes renovables y almacenamiento se aborda en [6] usando un enfoque de solución cercano al usuario, por medio de un módulo de electrónica de potencia que mejore las condiciones de operación del usuario (ver Figura 4) proporcionando un voltaje de mejor calidad y una frecuencia más estable. En este esquema, el usuario podría funcionar ante distintos escenarios como son su aislamiento de la red (en caso de falla) y autoconsumo por medio de paneles fotovoltaicos o baterías, la inyección de potencia a la red por medio de paneles, o

carga de batería por medio del bus de CD (en caso que el recurso solar sea escaso).

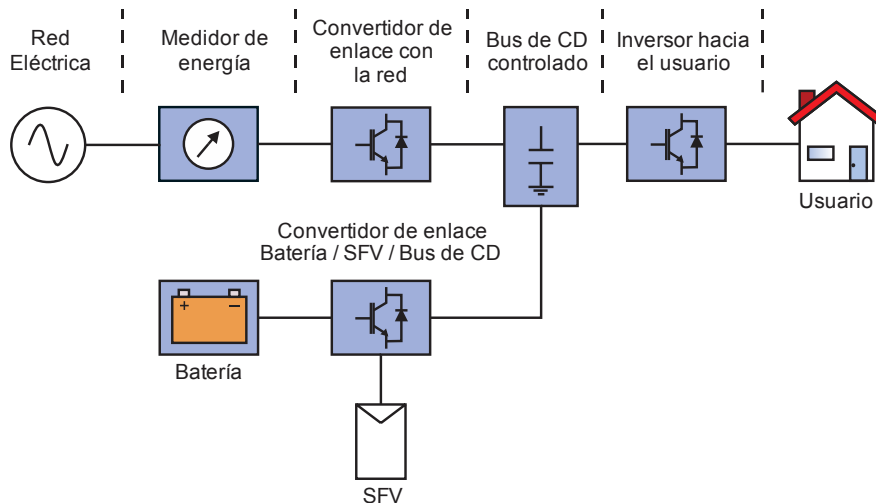


Figura 4. Topología completa del módulo PINE en [6].

Es justamente en una topología de este tipo donde se hace evidente el uso de un convertidor de interfaz capaz de conectar paneles, batería y un bus de CD, permitiendo la interacción entre dichos componentes.

Sin embargo, el uso de paneles o sistemas fotovoltaicos (SFV) y baterías trae consigo diversas consideraciones a tomar en cuenta, ya que dichos componentes pueden verse afectados si no se les opera de manera óptima.

Condiciones de operación para paneles fotovoltaicos

Un panel fotovoltaico es un arreglo de celdas fotovoltaicas, las cuales están hechas de materiales semiconductores como el silicio, que es el más utilizado. Poseen dos rejillas de contacto las cuales permiten el flujo de corriente eléctrica, una capa antirreflexiva que permite el paso de la mayor cantidad de luz posible, dos capas de semiconductores (tipo N y tipo P) y una región de juntura N-P (Figura 5).

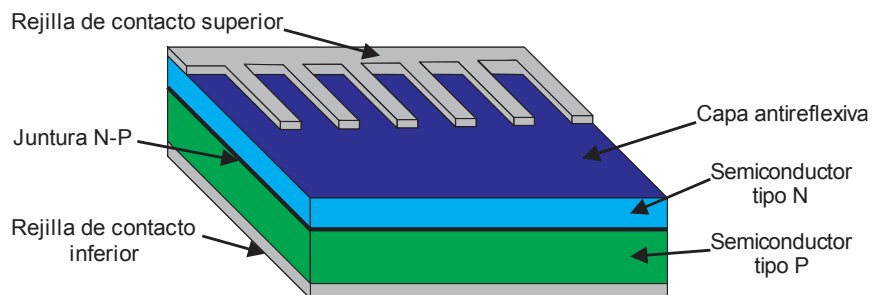


Figura 5. Vista por capas de la estructura interna de una celda fotovoltaica.

Por medio del efecto fotoeléctrico, cuando la luz incide en su superficie los fotones excitan los electrones del semiconductor tipo N aportando la energía necesaria para que varios de ellos que se encuentran en la capa de valencia se desplacen hacia el semiconductor tipo P generando una corriente eléctrica en el proceso. La unión de los semiconductores tipo N y P forman básicamente un diodo

parásito, el cual al igual que un diodo común puede sufrir de calentamiento si se le demanda una corriente pulsante, por ello cuando se usa como fuente de entrada para un convertidor CD/CD se debe tener cuidado que topológicamente no se le demande corriente pulsante, por lo que topologías típicas como buck, buck-boost o zeta no son recomendables para usar paneles fotovoltaicos como fuentes de entrada.

Otro detalle importante es que si se demanda corriente pulsante a un panel fotovoltaico, no es posible implementar una técnica de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés), ya que al descender el voltaje la corriente se dispara o viceversa, por lo que nunca se alcanza el punto óptimo de potencia del panel fotovoltaico.

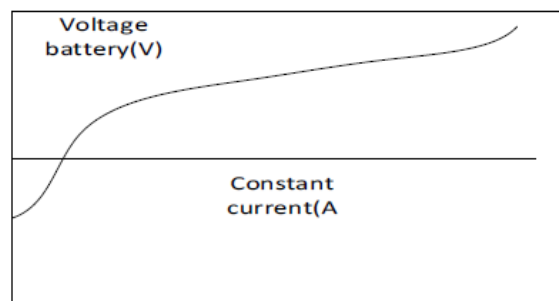
Condiciones de operación para baterías

Las baterías son componentes que permiten almacenar o entregar energía eléctrica por medio de procesos químicos, actualmente existen diversas tecnologías que poseen una gran capacidad de almacenamiento, en especial las tecnologías basadas en litio. Para el sector fotovoltaico existen las llamadas baterías solares, que permiten ciclos de carga y descarga más profundos lo que extiende el rango de autonomía para el usuario.

Internamente una batería se constituye de varias celdas electroquímicas que constan básicamente de dos electrodos de distintos materiales inmersos en un electrolito, los cuales interactúan por medio de un proceso químico reversible de óxido-reducción (conocido como redox) en el que uno de los electrodos pierde electrones (oxidación) mientras otro los gana (reducción).

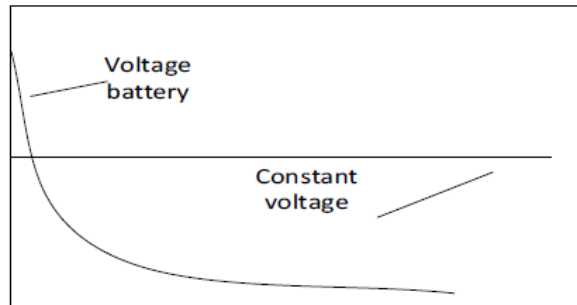
Existen diversas técnicas de carga y descarga para baterías, las más utilizadas principalmente son por corriente o voltaje constante o una combinación de ambas. En [7] se detallan sus características y su impacto en las baterías (específicamente en las de ácido-plomo):

- Carga por corriente constante: Es un método simple donde la corriente de carga se realiza a un valor menor de la corriente nominal que puede entregar la batería y posteriormente pasar a una corriente de flotación para mantener la carga. La principal desventaja de este método es el sobrecalentamiento que puede llegar a generar en la batería, lo que disminuye su tiempo de vida útil. Por ello debe de contarse con un buen sistema de detección de carga plena de batería para no tener este problema.



Gráfica 1. Voltaje y corriente en batería por método de carga por corriente constante en [7].

- Carga por voltaje constante: Al igual que el anterior es un método simple, donde la carga se realiza por medio de un voltaje levemente superior al voltaje nominal para posteriormente pasar a un voltaje de flotación. La principal desventaja de este método es las altas corrientes que puede alcanzar la batería cuando se parte de una situación de descarga plena, lo que puede llegar a dañar los electrodos.



Gráfica 2. Corriente y voltaje en batería por método de carga por voltaje constante en [7].

- Carga por dos etapas: Este método es una hibridación de los dos anteriores, funcionando por dos etapas, en la primera etapa se realiza una carga rápida de la batería por medio de una corriente constante, una vez se alcanza la carga deseada, se pasa a un voltaje de flotación para mantener la batería cargada.

De los métodos mencionados anteriormente, el más recomendado es el método de dos etapas, ya que es el menos agresivo para las baterías, afectando en menor medida su vida útil y permitiendo una carga más controlada.

Estos métodos deben operar bajo un régimen de corriente no pulsante ya que la demanda o inyección de pulsos de corriente a la batería degrada los electrodos debido a los esfuerzos a los que se ven sometidos por lo que se genera un aumento en la temperatura, lo que degrada su química interna reduciendo su ciclo de vida y capacidad de almacenamiento.

Condiciones de operación del Bus de CD

Pese a que el bus de CD se considera regulado de forma externa es importante conocer sus requerimientos, con el fin de no desestabilizar su funcionamiento. Generalmente, un bus de CD se genera desde un convertidor (ya sea CD/CD o CA/CD) donde principalmente se requiere el mantener una tensión nominal común para dicho bus. Sin embargo un bus de CD opera dentro de un rango de tensión, es decir que lo más importante al generar un bus de CD es mantener una tensión promedio en el valor deseado.

Cuando se integra de forma externa otro convertidor al bus de CD, principalmente se requiere mantener una tensión lo más cercana a la tensión promedio del bus y en caso de inyectar potencia al bus de CD, se haga por medio de corriente no pulsante, para que visto desde el otro convertidor (que genera el bus de CD) se observe un voltaje y corriente lo más estable posible. En caso contrario

(cuando se requiere extraer potencia del bus) la condición de corriente no pulsante no es tan crítica ya que visto desde el convertidor externo al bus, se sigue teniendo una fuente de voltaje constante.

Condiciones básicas de operación para el convertidor de interfaz

Analizadas previamente las condiciones necesarias para operar tanto panel, batería y bus de CD, se vuelve pertinente abordar las condiciones básicas de operación que requiere un convertidor de interfaz para estos componentes.

Como prioridad, se encontraría el disponer de forma continua del total de energía en la batería, por lo que el convertidor de interfaz debe lograr cargarla por cualquier medio, ya sea por paneles fotovoltaicos o el bus de CD. Esto añade dos condiciones de funcionamiento necesarios para el convertidor de interfaz que es la carga de la batería por paneles (SFV-batería) y su carga por medio del bus (bus de CD-batería).

En caso que la batería se encuentre cargada, la energía proporcionada por el panel fotovoltaico no debe desperdiciarse, por lo que la potencia que genere debe poder pasar al bus de CD, ya sea para alimentar al usuario o inyectar potencia a la red eléctrica, por lo que una tercer condición debe ser añadida como requisito para el convertidor (SFV-bus de CD).

Si las condiciones de la red no son las adecuadas, es decir, se encuentra con variaciones considerables de voltaje y frecuencia, o incluso en falla total, el almacenamiento en baterías puede proveer la energía necesaria para el consumo del usuario, esto añade una cuarta condición de funcionamiento para el convertidor de interfaz (batería-bus de CD). Bajo estas necesidades (Figura 6) se plantean los siguientes objetivos para la propuesta de solución.

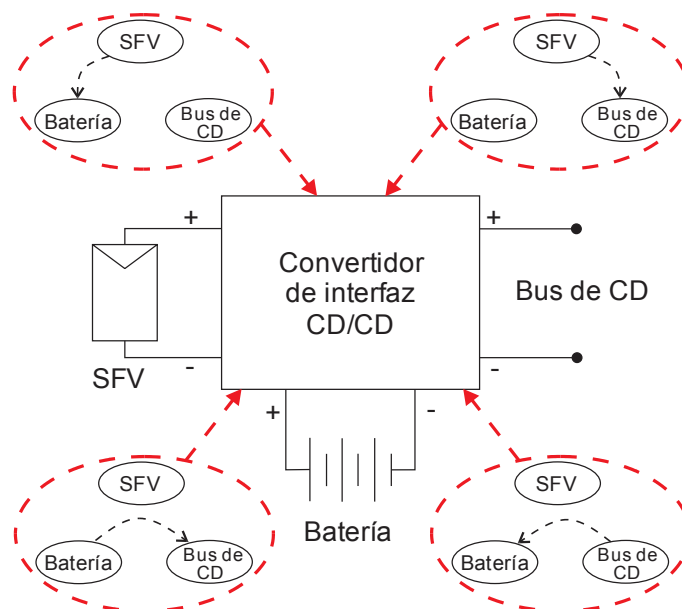


Figura 6. Necesidades base del convertidor de interfaz.

1.1 Objetivo general

Diseñar y construir una topología de convertidor capaz de interconectar un arreglo de paneles, una batería y un bus de CD que forme parte de un sistema de cosecha de energía en una estructura multipuerto que permita ofrecer mayor simplicidad que soluciones tradicionales. Se propone evaluar el desempeño a una potencia escalada de 200 W.

1.2 Objetivos específicos

- Validar una nueva topología de convertidor multipuerto que integre los cuatro modos de funcionamiento básicos que requiere la aplicación:
 - SFV-Batería: Carga de batería por medio de panel fotovoltaico
 - SFV-Bus de CD: Transferencia de potencia desde el panel hacia el bus de CD.
 - Batería-Bus de CD: Transferencia de potencia desde la batería hacia el bus de CD.
 - Bus de CD-Batería: Carga de batería por medio de bus de CD
- Ofrecer una adecuada condición de carga y descarga de la batería y cosecha de energía del panel manejando una corriente no pulsante en cada modo de operación.
- Buscar la mayor flexibilidad entre modos de operación que permita la transferencia de potencia entre fuentes de manera eficaz.

1.3 Alcance

Dado el reto que presenta desarrollar una topología que cumpla con los requisitos mencionados anteriormente se establecieron una serie de alcances para el desarrollo del tema de tesis:

- Los componentes de panel fotovoltaico y batería se consideran fuentes ideales para el análisis de la topología.
- No se implementa un método de MPPT, sin embargo se tiene en consideración al momento de desarrollar el convertidor de tres puertos, de tal forma que topológicamente no exista un impedimento para su implementación.
- Dado el tiempo y complejidad requerido para implementar un lazo de control para una topología multipuerto, este no es considerado.
- Puesto que el convertidor de tres puertos no será un elemento aislado sino que se considera integrado dentro de un sistema más amplio, el control supervisorio de dicho sistema no es contemplado en esta tesis.
- Dado que el propósito principal de esta tesis es el diseñar y construir una topología multipuerto que cumpla con los requisitos planteados, se pretende una implementación a una potencia escalada de 200 W.

1.4 Revisión del estado del arte

1.4.1 Convertidores Multipuerto

Para lograr la integración de múltiples fuentes de energía se han propuesto diversas soluciones en la literatura. Las soluciones clásicas consideran la implementación de varias etapas de potencia (una por cada fuente de alimentación o almacenamiento) sin embargo esto conlleva un aumento en el número de componentes y el volumen del sistema. Otro tipo de solución que está tomando gran relevancia consiste en la implementación de topologías multipuerto (ver Figura 7). Esta clase de convertidores son considerados estructuras de potencia que permite la integración de diversas fuentes y/o cargas, procesando la energía entre puertos de manera simultánea o independiente, reduciendo el número de componentes y el volumen mientras se aumenta la densidad de potencia y eficiencia general [8-10].

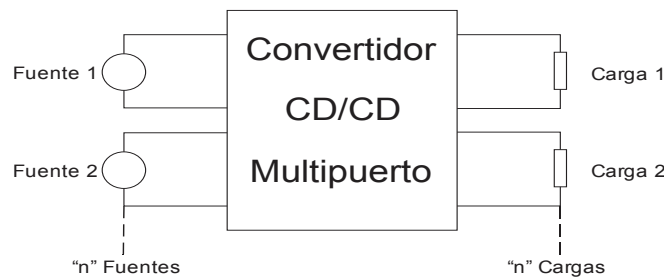


Figura 7. Estructura general de un convertidor multipuerto.

1.4.2 Características de los convertidores multipuerto

En [9] y [10] se mencionan algunas características de los convertidores multipuerto, las cuales los han vuelto muy utilizados y populares en diversas aplicaciones.

- Dimensiones compactas
- Incremento en la eficiencia
- Costo reducido frente a otras soluciones
- Mayor confiabilidad
- Flexibilidad en su operación
- Mejor manejo del flujo de energía
- Flujo de potencia unidireccional o bidireccional

1.4.3 Clasificación de convertidores multipuerto

Este tipo de topologías comúnmente se clasifican de diversas formas, la más completa acerca de esta clase de convertidores es mencionada en [11], donde se catalogan por el número de entradas/salidas, el tipo de topología y tipo de conversión (ver Figura 8). Esta clasificación permite una búsqueda selectiva basada en las características requeridas ya sea por el número de fuentes que se desean integrar, sus características en corriente y el tipo de aplicación (si requiere aislamiento o no).

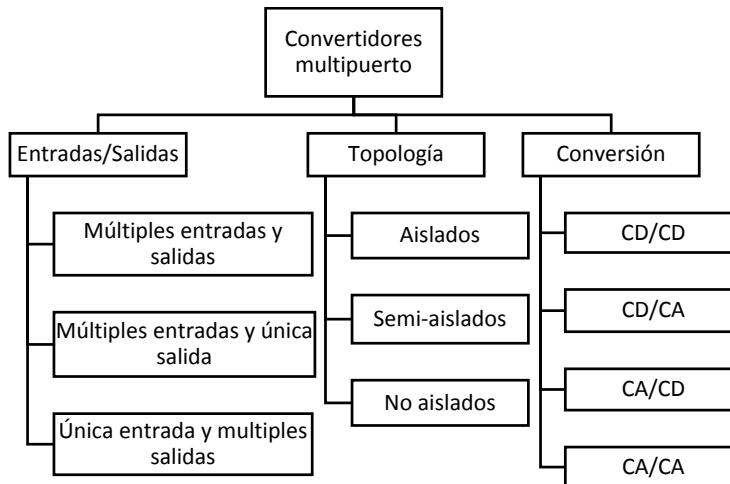


Figura 8. Clasificación de convertidores multipuerto.

La búsqueda se enfocó en topologías de múltiples entradas/salidas ya que la transferencia de energía entre puertos depende del modo de operación, actuando unidireccional o bidireccionalmente. Los tipos de topologías fueron analizados por igual tanto aislados, semi-aislados o no aislados, ya que esto permite una comparación más objetiva en cuanto a ventajas y desventajas de cada una. Por último, el enfoque por conversión fue hacia el tipo CD/CD, ya que las fuentes que interactúan en el convertidor de interfaz son de dicho tipo. Se encontró además que el parámetro de búsqueda más extenso fue por el tipo de topología, lo que requirió un mayor análisis de cada una de estas. A continuación se detallan las características principales de la clasificación de topologías.

1.4.4 Aplicaciones de los convertidores multipuerto

Debido a la cantidad de características ventajosas que presentan este tipo de convertidores, las aplicaciones para las cuales son utilizados actualmente abarcan un amplio espectro. Una de las más destacadas es hacia vehículos eléctricos donde se busca incrementar la cantidad de fuentes de energía dentro de un vehículo con el fin de incrementar su autonomía en conducción. Un ejemplo es la integración de stacks de celdas de combustible, baterías y ultra-capacitores para recuperar la energía que se disipa en el frenado.

Otro tipo de aplicaciones mencionadas en la literatura son en sistemas UPS (extendiendo la autonomía del usuario en caso de falla) y sistemas de almacenamiento híbrido (permitiendo operar con más métodos de almacenamiento) [9, 10, 12].

1.4.5 Topologías multipuerto aisladas

Estas topologías se caracterizan por el uso de un transformador de alta frecuencia que garantiza el aislamiento eléctrico entre las fuentes y/o cargas. Para lograr un eficiente manejo en el intercambio de potencia entre puertos se implementan métodos de cambio del ángulo de fase en el transformador. En [9, 13-

15] dichos métodos permiten determinar qué puertos interactuarán y si lo harán de manera simultánea o independiente.

En [6] se propone una topología simple para lograr la conexión de las distintas fuentes haciendo uso de solamente dos interruptores e integrando aislamiento galvánico. El problema de esta topología radica en la superposición de modos de funcionamiento, por ejemplo, si se cierra Q1 se podría ver como la primera etapa del modo de funcionamiento PV-Bus (Boost) o como la primera etapa del modo Bus/batería (Buck). Esta superposición impide un control adecuado de los modos de funcionamiento.

En [8] y [16, 17] se utiliza una topología semi-aislada basada en puente completo. Consiste en dos puertos unidireccionales (panel y carga) y un puerto bidireccional (batería). La dinámica de funcionamiento entre panel y batería está dada por un convertidor buck-boost del lado primario del transformador. Sin embargo la desventaja de usar un convertidor buck-boost entre panel y batería es la corriente pulsante vista por el panel.

En [15, 17-20] se utilizan topologías basadas en puente completo y se utiliza un método de desacoplamiento por medio del desplazamiento de fase. En [15] ofrece el mismo esquema planteado por el convertidor de interfaz panel/batería/bus de CD por medio de tres puentes completos activos. En [20] se utiliza un medio puente activo en el puerto de carga, además de utilizar en los otros dos puertos baterías y supercapacitores como fuentes de entrada. En [18] y [19] se utiliza una rama serie-resonante en cada puerto, a fin de ser una opción para altas frecuencias de conmutación para aplicaciones de media y alta tensión.

En [21] se utilizan dos convertidores tres puertos basados en un medio puente modificado para un control democrático de distribución de corriente. Esta topología puede lograr conmutación a voltaje cero (ZVS, por sus siglas en inglés) en sus tres interruptores principales y adopta rectificación síncrona para el lado secundario del transformador para minimizar pérdidas por conducción.

En [22] proponen una topología semi-aislada, ya que la batería y el panel se encuentran en el lado primario del transformador. Para esta topología los autores no implementan ningún tipo de método de desacoplamiento, ya que son los interruptores S1 y S3 los que se utilizan para habilitar o deshabilitar los modos de funcionamiento.

En [13] y [14] se implementan topologías semi-aisladas. Panel y batería están conectadas por medio de un convertidor buck-boost intercalado no aislado. En [13] el puerto de salida puede conectarse a una carga o a una red CD de mediano voltaje (MVDC, por sus siglas en inglés). En [14] la estructura se basa en un convertidor bidireccional intercalado (en el primario del transformador) y un rectificador boost sin puente (en el puerto de carga).

En [23] se utiliza una topología semi-aislada puente completo para aplicaciones trifásicas. En el lado primario del transformador se conectan panel y batería, mientras que en el lado secundario se agrega una segunda etapa de conversión CD/CA para la interacción directa con la red pública.

En [24] se aborda un esquema de red completo donde se integra una topología puente completo, teniendo en uno de los puertos un enlace a la red eléctrica, el segundo hacia una batería y el tercero al usuario final.

En [25] se propone una topología aislada que considera un bus de CD del lado secundario del transformador, lo que la vuelve una de las pocas opciones encontradas en la literatura que lo integran.

1.4.6 Topologías multipuerto no aisladas

Las topologías no aisladas se basan en topologías básicas, siendo las más comunes las de tipo buck, boost, y buck-boost [26]. Se les conoce por presentar mayores ventajas respecto a sus contrapartes aisladas, como menor volumen, mayor densidad de potencia y mejor eficiencia, debido a un número reducido de interruptores. Sin embargo, su mayor desventaja en sí es su falta de aislamiento.

En [11] se propone el uso de una topología en donde se integra un puente completo (usando los interruptores S1 a S4) en uno de los puertos para implementar conversión CD/CA o CA/CD, mientras que los tres interruptores restantes son para operar como convertidor CD/CD buck-boost.

En [27] se utiliza un convertidor tres puertos de un solo interruptor. Este convertidor opera como un boost y buck integrados, ya que mientras el interruptor esta encendido se carga el inductor de entrada (1era etapa de boost) y la batería inyecta corriente hacia el inductor de salida (1era etapa de buck), cuando se abre el interruptor el inductor de entrada alimenta la batería (2da etapa de boost), mientras que el diodo de salida se cierra y el inductor de salida continua alimentando a la carga (2da etapa buck). Sin embargo el uso de un solo interruptor limita el control sobre los modos de funcionamiento, por lo que el sistema es inflexible en ese sentido.

En [28] se utiliza una topología tres puertos que combina un convertidor boost de doble entrada- única salida (DISO, por sus siglas en inglés) y un buck de única entrada-única salida (SISO, por sus siglas en inglés). Sin embargo, la corriente que observa la batería tanto en el modo de carga como en descarga es pulsante, lo que produce daños internos dentro de las celdas de la batería y afecta su tiempo de vida.

En [29] la topología propuesta intercala modos de funcionamiento dependiendo del interruptor activo. Opera con cuatro modos de funcionamiento los cuales son panel/carga, batería/carga, panel/batería & carga, panel & batería/carga.

En [26] se propone una topología con integración magnética. Para eliminar rizados de corriente en los tres puertos y lograr una mayor densidad de potencia. Realiza además pruebas en prototipo de hasta 1.2 kW.

En [30] se utiliza una topología tres puertos con inductores acoplados. El interruptor S1 se utiliza para controlar el flujo de potencia desde el puerto 1, mientras que S2 y S3 son usados para controlar el flujo de potencia desde y hacia el puerto 2.

En [31] se propone una topología tres puertos basada en una topología integrada Cuk-boost. Esta topología propone tres modos de funcionamiento, panel/batería & carga, panel & batería/carga, batería/carga.

En [32] proponen una topología tres puertos con seis modos de funcionamiento. Panel/ batería (funcionando como buck), panel/carga (funcionando como boost), panel & batería/carga, panel/batería & carga, batería/carga, carga/batería (en caso de una carga regenerativa)

En [33] proponen una topología tres puertos con el propósito de integrar una carga regenerativa ya sea un bus CD o un motor con frenado regenerativo. Asegura el uso de seis modos de funcionamiento al igual que en [32] con la diferencia que el modo panel/batería se comporta como boost.

En [34] se presenta una topología con un puerto unidireccional (panel fotovoltaico), un puerto bidireccional (batería) y un puerto de salida (carga), teniendo seis modos de operación y probando un prototipo a 60 W.

En [35] se propone una topología no aislada que integra un convertidor buck-boost bidireccional intercalado y un rectificador puente completo semi-activo, que permiten la integración de tres puertos, por medio de un diseño compacto y de alta eficiencia.

En [36] se muestra una topología basada en celdas de conmutación buck/boost. Su principal ventaja mencionan los autores es su estructura modular lo que en un principio supone un control más simple.

En [37] se muestra una topología que combina dos partes, la primera es derivada de la combinación de dos convertidores SEPIC llamada por los autores como un convertidor multiplicador SEPIC, mientras que la segunda es un convertidor buck-boost. El convertidor propuesto permite una alta ganancia en voltaje con un bajo ciclo de trabajo, lo que reduce las pérdidas por conducción.

En [38] se presenta una topología no aislada de tres puertos, basada en inductores acoplados, esta técnica permite reducir el volumen, aumentar la densidad de potencia y una mayor ganancia en voltaje.

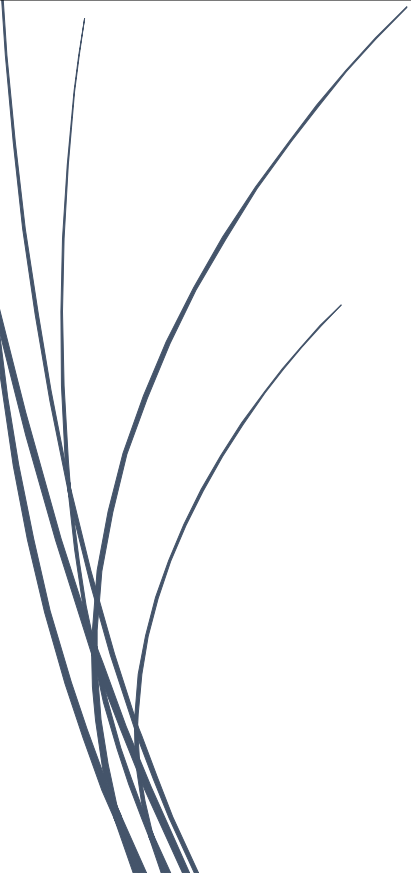


En [39] proponen una topología basada en un convertidor buck-boost muy similar a la propuesta en [6] sin embargo aquí se integra un snubber activo empleado para lograr la conmutación suave en los interruptores principales.

En [40] se presenta un convertidor buck-boost que integra un medio puente doble para lograr una relación de conversión de voltaje alta. Considerando en sus puertos un bus de CD de baja tensión, otro de alta tensión y una batería.

En [41] se aborda un convertidor que opera con seis modos de operación, sin embargo la topología no logra condiciones de operación óptimas para la batería, ya que se presentan corrientes pulsantes en varios modos de operación.

1.4.7 Conclusiones del estado del arte

- Las topologías multipuerto aisladas y semi-aisladas representan la solución más utilizada para aplicaciones de alta potencia donde el aislamiento es un requisito obligatorio.
- La mayoría de las topologías consideran la carga de batería únicamente por medios renovables, lo que restringe su carga a la disponibilidad del recurso solar.
- De forma general existe una concordancia sobre las ventajas de las topologías no aisladas en cuanto a eficiencia, volumen y densidad de potencia respecto a sus contrapartes aisladas.
- De las topologías no aisladas encontradas en la literatura, ninguna presenta las características deseadas en corriente no pulsante para la carga o descarga de la batería o extracción de potencia del panel fotovoltaico por lo que buscando cumplir con estas condiciones se espera realizar una aportación original.



Capítulo 2

Derivación y análisis de la topología propuesta

2 Derivación y análisis de la topología propuesta

2.1 Derivación de una topología de tres puertos a partir del convertidor Cuk

Tomando en cuenta los requisitos mencionados para operar de forma adecuada panel, batería y bus de CD se propone la derivación de una novedosa topología de tres puertos a partir de un convertidor Cuk bidireccional.

Las principales ventajas de una topología Cuk bidireccional es que permite comandar ambos interruptores, proporciona corriente no pulsante a la entrada y salida (gracias al par de inductores) y ofrece cierta protección al poder aislar la entrada de la salida por medio del capacitor de transferencia [42]. Partiendo de este punto, se considera la conexión del panel fotovoltaico en el puerto de entrada y la batería en el puerto de salida, de tal forma que se podría ver como un cargador de batería por medio de panel fotovoltaico (Figura 9).

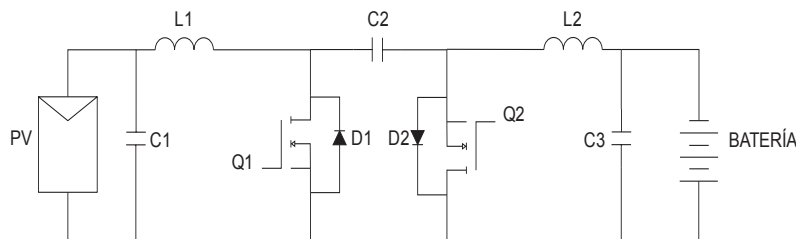


Figura 9. Convertidor Cuk como cargador de batería por medio de panel solar.

Una vez conectados panel y batería, la interrogante se vuelve sobre cómo integrar un tercer puerto que permita conectar el bus de CD. Para ello, la propuesta consiste en usar el capacitor de transferencia para este propósito, seccionando el convertidor por la parte central de dicho componente para posteriormente realizar un plegado del circuito (Figura 10).

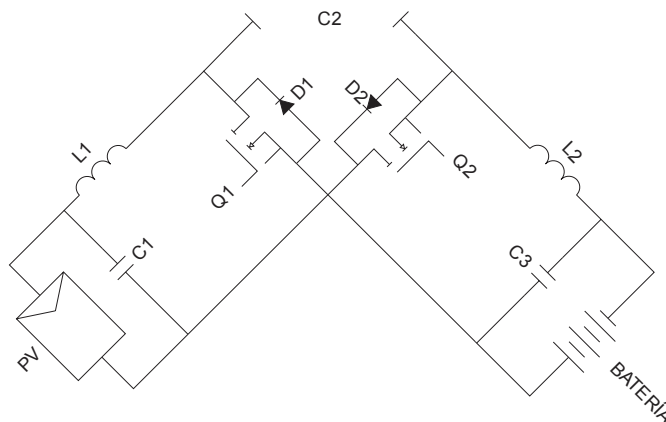


Figura 10. Seccionamiento y plegado del convertidor Cuk bidireccional.

Reacomodando el capacitor de transferencia se obtiene una redibujo del circuito donde es más fácil observar que es posible la conexión de una tercera fuente en paralelo con el capacitor de transferencia. Es justamente en este punto donde se integra el bus de CD (Figura 11).

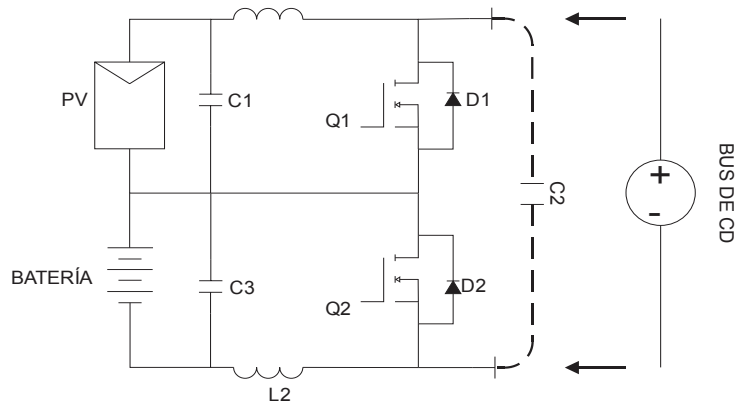


Figura 11 Reacomodo del capacitor de transferencia e integración del bus de CD.

Sin embargo, no es posible establecer un funcionamiento definido para cada modo de operación ya que se utilizan los mismos interruptores. Para cambiar esto, se integran tres interruptores (S1, S2 y S3) para un manejo apropiado de la topología, cuya función principal es la reconfiguración del circuito de potencia (Figura 12).

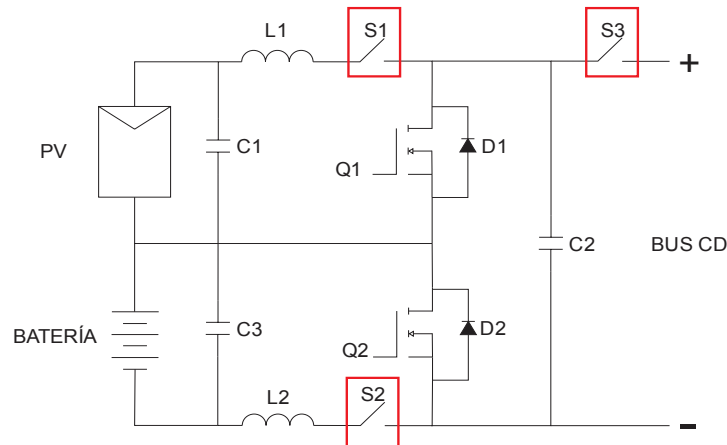


Figura 12. Topología de tres puertos con interruptores de reconfiguración.

Con base en esta estructura, se logra la implementación de cuatro modos de operación que dependen del estado de los interruptores S1, S2 y S3 (Tabla 1). El modo 1 implementa la carga de batería por medio del panel fotovoltaico mediante una topología Cuk, el modo 2 transfiere potencia desde el panel hacia el bus de CD por medio de una topología Boost, el modo 3 transfiere potencia desde la batería al bus de CD mediante otra topología Boost y finalmente el modo 4 carga la batería por medio del bus de CD mediante una topología Buck.

Tabla 1. Estado de interruptores de reconfiguración y topología de modo de operación.

Modo de operación	Interruptores de reconfiguración			Topología
	S1	S2	S3	
Modo 1: Panel-batería	1	1	0	Cuk
Modo 2: Panel-bus de CD	1	0	1	Boost
Modo 3: Batería-bus de CD	0	1	1	
Modo 4: Bus de CD-batería	0	1	1	Buck

2.2 Análisis de los modos de operación

2.2.1 Modo 1 (SFV-Batería): Análisis en modo Cuk

El modo 1 funciona como una topología Cuk (los circuitos equivalentes se muestran en la Figura 13 y Figura 14) que permite elevar o reducir voltaje. Esto es de gran utilidad ya que la energía generada por el panel fotovoltaico depende enteramente de las condiciones ambientales, por lo que resulta importante tener un convertidor con capacidad de elevación y reducción de voltaje.

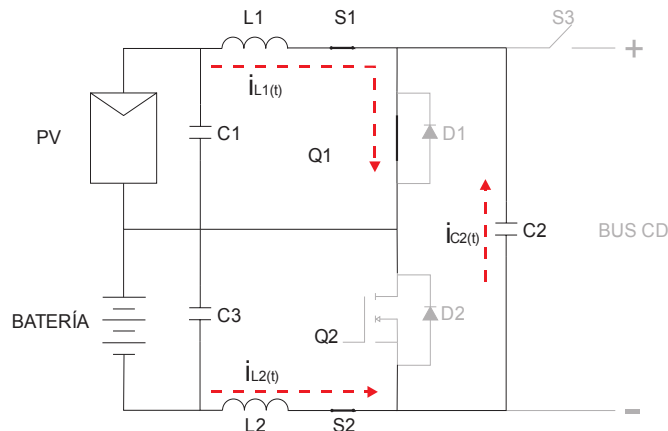


Figura 13. Intervalo DT_s del modo 1.

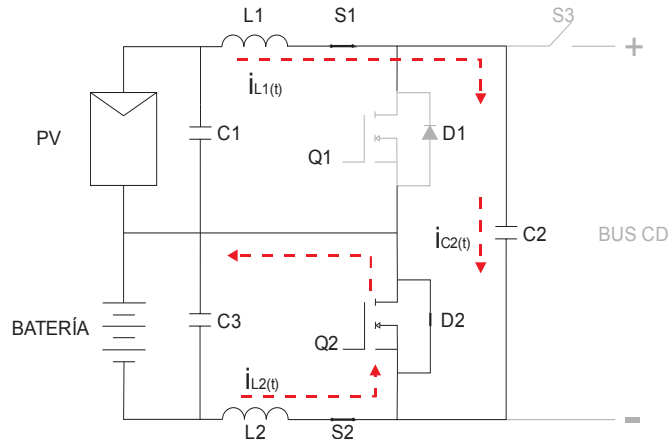


Figura 14. Intervalo $(1 - D)T_s$ del modo 1.

Este modo de funcionamiento opera con todos los elementos pasivos presentes en el circuito. Como interruptor comandado se encuentra el MOSFET Q1 y como diodo de conmutación libre se encuentra el diodo D2.

Otra ventaja del uso de esta topología es que permite obtener condiciones de corriente adecuadas para la operación del panel fotovoltaico y la batería, ya que topológicamente se cuenta con inductores a la entrada y salida, que permiten la extracción o inyección de corriente no pulsante.

Por medio de los circuitos equivalentes mostrados anteriormente es posible analizar de forma gráfica el comportamiento en voltaje y corriente de cada uno de los elementos de la topología (Figura 15), de las cuales se obtienen las ecuaciones necesarias para un posterior diseño.

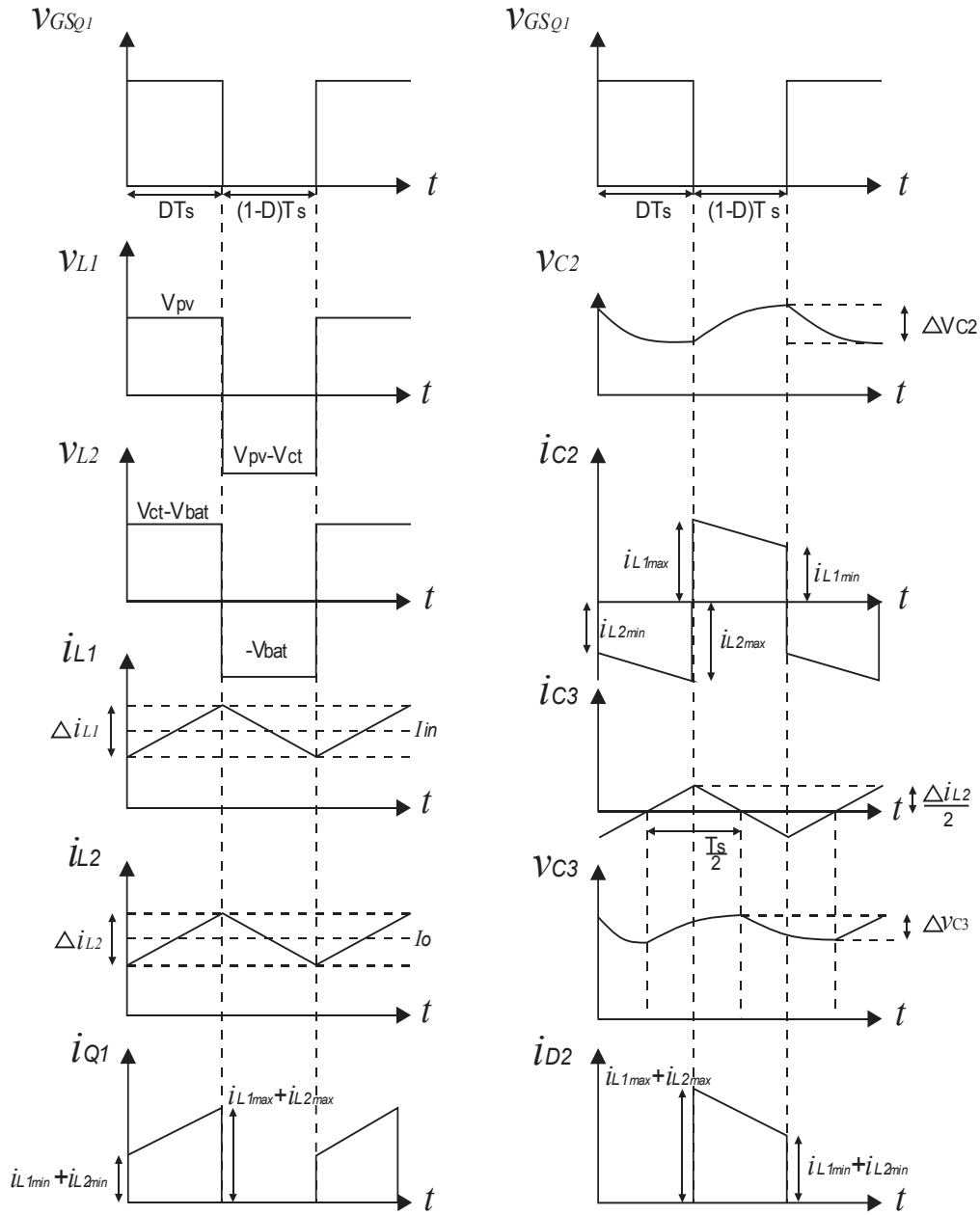


Figura 15. Formas de onda del modo 1: SFV-Batería (Topología Cuk).

Usando la forma de onda de voltaje del inductor L1 y aplicando la condición de balance volt-segundo en el inductor, se está en la posibilidad de obtener la ecuación de ganancia de voltaje en función del ciclo de trabajo. En este caso la ganancia tiene signo negativo debido a que la salida del convertidor Cuk es inversa respecto a su entrada.

$$\begin{aligned}
V_{pv}DT_s &= (V_{pv} - V_{C2})(1-D)T_s \\
V_{pv}D &= (V_{pv} - V_{pv} - V_{bat})(1-D) \\
V_{pv}D &= -V_{bat}(1-D) \\
-V_{bat} &= V_{pv} \frac{D}{1-D} \\
\frac{V_{bat}}{V_{pv}} &= -\frac{D}{1-D}
\end{aligned} \tag{1}$$

Usando la ecuación (1) es posible derivar una ecuación para el cálculo de un ciclo de trabajo dados unos parámetros de voltaje en panel (V_{pv}) y voltaje en batería (V_{bat}).

$$\begin{aligned}
\frac{V_{bat}}{V_{pv}} &= M = \frac{D}{1-D} \\
\frac{1}{M} &= \frac{1-D}{D} \therefore \frac{1}{M} = \frac{1}{D} - 1 \\
\frac{1}{M} + 1 &= \frac{1}{D} \\
D &= \frac{1}{1 + \frac{1}{M}}
\end{aligned} \tag{2}$$

Para el cálculo de los inductores y capacitores se utilizan las ecuaciones 3 y 4 de voltaje-corriente para dichos componentes:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \tag{3} \qquad i_c = C \frac{dV}{dt} \tag{4}$$

Con base en esto, se obtiene la ecuación (5) para el inductor L1 tomando las relaciones existentes durante el tiempo de encendido, mientras que para el inductor L2 se toman las relaciones existentes durante el tiempo de apagado en (6).

$$\begin{aligned}
V_{pv} &= L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{DT_s} \therefore V_{pv} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{D} f_{sw} & (5) \quad V_{bat} &= L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T_s} \therefore V_{bat} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)} f_{sw} & (6) \\
L_1 &= \frac{V_{pv}D}{\Delta i_{L1} f_{sw}} & L_2 &= \frac{V_{bat}(1-D)}{\Delta i_{L2} f_{sw}}
\end{aligned}$$

Para la obtención de la ecuación que permite calcular el valor del capacitor de transferencia (C2) se toma en cuenta que la corriente del capacitor de transferencia es la misma que la del inductor L2 durante el tiempo de encendido, por lo tanto usando la ecuación (4) se realizan las sustituciones correspondientes, para finalmente obtener la ecuación (7). Para el cálculo del capacitor de salida C3 se toma en cuenta la forma de onda i_{C3} , obteniendo la ecuación (8).

$$\begin{aligned}
I_{bat} &= C_2 \frac{\Delta V_{C2}}{DT_s} = \frac{C_2 \Delta V_{C2} f_{sw}}{D} & i_c &= C_3 \frac{dv}{dt} \therefore dv = \frac{1}{C_3} i_c dt \\
C_2 &= \frac{I_o D}{\Delta V_{C2} f_{sw}} = \frac{P_o D}{V_o \Delta V_{C2} f_{sw}} & \int dv &= \frac{1}{C_3} \int_0^{T/2} i_c dt \therefore \Delta v_{e3} = \frac{1}{C_3} \left[\frac{T_s}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{2} \cdot \frac{1}{2} \right] \\
C_2 &= \frac{P_{bat} D}{V_{bat} \Delta V_{C2} f_{sw}} & C_3 &= \frac{\Delta i_{L2}}{8 \Delta v_{e3} f_{sw}}
\end{aligned} \tag{7}$$

Es importante realizar el análisis para obtener las ecuaciones que permitan el cálculo de las corrientes promedio y pico en los interruptores, ya que esto es un dato importante para seleccionar los componentes. En el caso de la corriente promedio para el MOSFET Q1 se considera que en promedio su corriente promedio es la corriente de entrada ($I_Q = I_{pv}$), para obtenerla en función del ciclo de trabajo se hace uso de la condición $P_i = P_o$ por medio del desarrollo mostrado en (9).

$$\begin{aligned}
I_{Q1} &= I_{pv} \\
P_i &= P_o \therefore V_{pv} I_{pv} = V_{bat} I_{bat} \therefore \frac{V_{bat}}{V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{I_{bat}} \\
I_{pv} &= \frac{D}{1-D} I_{bat} \therefore I_{Q1} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} \frac{D}{1-D}
\end{aligned} \tag{9}$$

En el caso del diodo la corriente promedio es igual a la corriente de salida $I_D = I_{bat}$, por lo tanto aplicando la condición $P_i = P_o$ se obtiene la ecuación (10) en función del ciclo de trabajo.

$$\begin{aligned}
I_D &= I_{bat} \\
P_i &= P_o \therefore \frac{V_{bat}}{V_{pv}} = \frac{I_i}{I_o} \therefore I_{bat} = \frac{1-D}{D} I_i \\
I_{bat} &= \left(\frac{1}{D} - 1 \right) \left(\frac{P_{pv}}{V_{pv}} \right) = I_D
\end{aligned} \tag{10}$$

Para derivar una ecuación para la corriente pico en los interruptores se observa sus formas de onda, donde se observa que el pico de corriente es la suma de $I_{L1max} + I_{L2max}$ por lo que la obtención de esta se desarrolla en (11) y (12).

$$\begin{aligned}
\frac{i_{L1min} + i_{L1max}}{2} &= I_{pv} \therefore I_{pv} = I_{bat} \frac{D}{1-D} \therefore \frac{i_{L1min} + i_{L1max}}{2} = I_{bat} \frac{D}{1-D} \\
i_{L1min} + i_{L1max} &= 2I_{bat} \frac{D}{1-D} \therefore i_{L1min} = 2I_{bat} \frac{D}{1-D} - i_{L1max} \\
\Delta i_{L1} &= i_{L1max} - i_{L1min} \therefore i_{L1min} = i_{L1max} - \Delta i_{L1} \\
2I_{bat} \frac{D}{1-D} - i_{L1max} &= i_{L1max} - \Delta i_{L1} \\
i_{L1max} &= I_{bat} \frac{D}{1-D} - \frac{\Delta i_L}{2}
\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
\frac{i_{L2_{\min}} + i_{L2_{\max}}}{2} &= I_{bat} \therefore i_{L2_{\min}} = 2I_{bat} - i_{L2_{\max}} \\
\Delta i_{L2} &= i_{L2_{\max}} - i_{L2_{\min}} \therefore i_{L2_{\min}} = i_{L2_{\max}} - \Delta i_{L2} \\
2I_{bat} - i_{L2_{\max}} &= i_{L2_{\max}} - \Delta i_{L2} \\
i_{L2_{\max}} &= I_{bat} + \frac{\Delta i_{L2}}{2}
\end{aligned}
\tag{12}$$

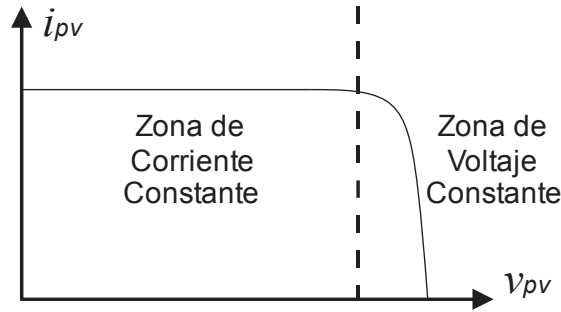
Una vez encontradas estas expresiones se realiza una suma de los términos, y por medio de varias simplificaciones, se obtiene la ecuación (13) para la corriente pico en los interruptores.

$$i_{pk} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}(1-D)} + \frac{V_{bat}(1-D)}{2f_{sw}} \left(\frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_1} \right)
\tag{13}$$

Los voltajes máximos que soportarán el MOSFET y diodo se pueden deducir a partir de sus circuitos equivalente durante el encendido y apagado, siendo para ambos casos igual al voltaje en el capacitor de transferencia C2.

$$V_{KA} = V_{DS} = V_{C2}
\tag{14}$$

Para la obtención del capacitor paralelo al panel fotovoltaico se recurrió al método descrito en [43]. Considerando que un panel fotovoltaico posee dos zonas de operación (de corriente y voltaje constante) como se observa en la Gráfica 3.



Gráfica 3. Zonas de operación de un panel fotovoltaico.

Dado que el análisis se realiza con el supuesto que el panel se comporta como una fuente de voltaje constante, por lo que se desea evitar su funcionamiento en su zona de corriente, para ello, el capacitor en paralelo debe filtrar la componente de alta frecuencia del rizo de corriente del panel para mantener relativamente fijos sus valores de tensión y corriente.

Para ello se linealiza la zona de corriente del panel como se muestra en (15) por medio de dos puntos conocidos, el de máxima potencia y la corriente en corto circuito del panel fotovoltaico.

$$\begin{aligned}
I_p &= \frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}} V_p + I_{SC} \\
I_p &= I_{DC} + i_{p(t)} \\
V_p &= V_{DC} + v_{p(t)} \\
I_{DC} + i_{p(t)} &= \frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}} (V_{DC} + v_{p(t)}) + I_{SC}
\end{aligned} \tag{15}$$

Posteriormente se usan solamente los términos en CA y se aplica transformada de Laplace como se muestran en (16).

$$\begin{aligned}
i_{p(t)} &= \frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}} v_{p(t)} \therefore i_{carga(t)} = \frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}} v_{p(t)} - C \frac{dv_{p(t)}}{dt} \\
\frac{I_{carga(s)}}{V_{p(s)}} &= \frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}} - sC \\
sC &= \frac{\frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}} V_{p(s)} - I_{carga(s)}}{V_{p(s)}} \therefore C = \frac{\frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}} - \frac{I_{carga(s)}}{V_{p(s)}}}{s}
\end{aligned} \tag{16}$$

Asumiendo que el rizo de corriente solo presenta la fundamental (17) es posible realizar la aproximación $s = j\omega$ y obtener un valor absoluto para el capacitor de entrada, por medio de la ecuación (18).

$$\begin{aligned}
i_{carga(t)} &= A \text{sen}(\omega t) \\
v_{p(t)} &= B \text{sen}(\omega t + \phi)
\end{aligned} \tag{17}$$

$$C1 = \frac{\sqrt{(A/B)^2 - m^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{(\Delta I_i / \Delta V_{panel})^2 - \left(\frac{I_{MPP} - I_{SC}}{V_{MPP}}\right)^2}}{2\pi f} \tag{18}$$

En el caso de los interruptores de reconfiguración, los interruptores activos son S1 y S2, mientras que S3 se encuentra inactivo, por lo que este último presentara un cierto voltaje en sus terminales. Por medio del circuito equivalente y aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff es posible encontrar la ecuación que describe el voltaje en dicho interruptor.

$$\begin{aligned}
-V_{C2} - V_{S3} + V_{BUS} &= 0 \\
V_{S3} &= V_{BUS} - V_{C2}
\end{aligned} \tag{19}$$

En los interruptores S1 y S2, es importante conocer la corriente promedio que pasa a través de ellos. En S1 debido que se encuentra en serie con el inductor de entrada, la corriente promedio que conducirá será la corriente de entrada, mientras que en S2, al estar en serie con el inductor de salida, será la corriente de salida.

2.2.2 Modo 2 (SFV-Bus de CD): Análisis en modo Boost

Este modo de operación permite solamente la elevación de voltaje, ya que se considera que el bus de CD mantendrá siempre un rango de voltaje mayor que el que pueda proporcionar el panel o arreglo fotovoltaico. Los circuitos equivalentes del modo 2 se muestran en la Figura 16 (intervalo en tiempo de encendido) y Figura 17 (intervalo en tiempo de apagado).

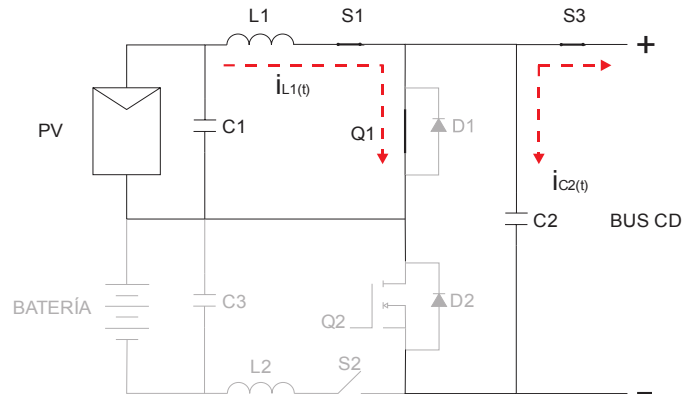


Figura 16. Intervalo DT_s del modo 2 (SFV-Bus de CD).

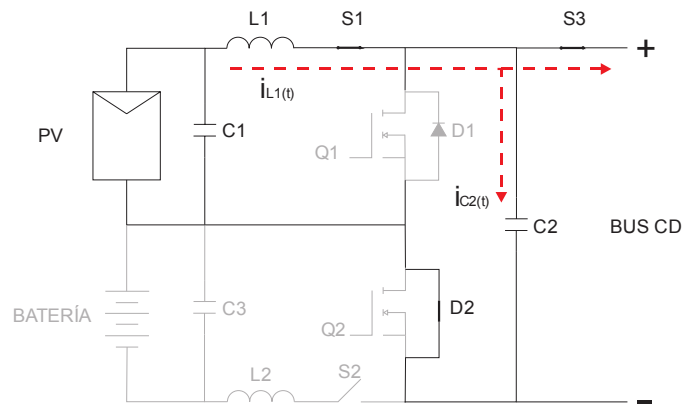


Figura 17. Intervalo $(1 - D)T_s$ del modo 2 (SFV-Bus de CD).

La ventaja de implementar esta topología para este modo de operación radica en que gracias al inductor a la entrada, topológicamente se extrae corriente no pulsante del panel fotovoltaico, por lo que se obtiene una apta condición para la extracción de potencia.

Usando los circuitos equivalentes se obtienen las formas de onda de cada uno de los componentes. Para este caso solamente se opera con el inductor $L1$ y el capacitor $C2$, dado que el segmento de la batería se encuentra inhabilitado por el interruptor $S2$. El interruptor comandado para este modo es el MOSFET $Q1$ y $D2$ como diodo de conmutación libre.

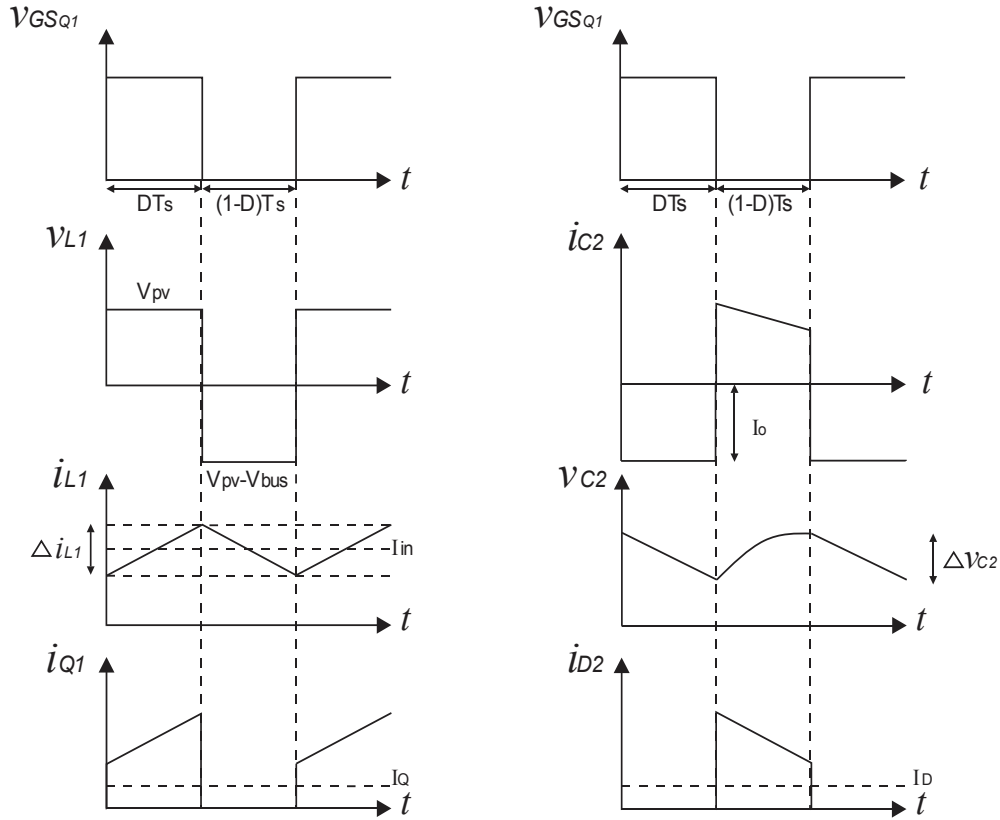


Figura 18. Formas de onda del modo 2: SFV-Bus de CD (Topología Boost).

Al igual que en el modo anterior, observando la gráfica de voltaje del inductor, es posible obtener la ecuación de ganancia en CD por medio de la condición de balance volt-segundo presente en dicho elemento.

$$\begin{aligned}
 V_{pv}DT_s &= (V_{bus} - V_{pv})(1-D)T_s \\
 V_{pv}D &= V_{bus}(1-D) - V_{pv}(1-D) \\
 V_{pv}D + V_{pv}(1-D) &= V_{bus}(1-D) \\
 V_{pv} &= V_{bus}(1-D) \\
 \frac{V_{bus}}{V_{pv}} &= \frac{1}{1-D}
 \end{aligned} \tag{20}$$

Usando la ecuación obtenida en (19) se despeja el ciclo de trabajo de tal forma que quede en relación con la ganancia.

$$\begin{aligned}
 M &= \frac{1}{1-D} \therefore \frac{1}{M} = 1-D \\
 -\frac{1}{M} &= D-1 \\
 D &= 1 - \frac{1}{M}
 \end{aligned} \tag{21}$$

Para determinar la ecuación del inductor L1 se parte de la relación voltaje-corriente de dicho elemento. Considerando que durante el tiempo de encendido el voltaje del inductor es igual al voltaje en panel se obtiene la ecuación (22)

$$V_L = L_1 \frac{di}{dt} \therefore V_{pv} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{DT_s} \quad (22)$$

$$L_1 = \frac{V_{pv} DT_s}{\Delta i_{L1}} = \frac{V_{pv} D}{\Delta i_{L1} f_{sw}}$$

Para obtener la ecuación para el capacitor C2 se parte de su relación voltaje-corriente y considerando que durante el tiempo de encendido su corriente es igual a la corriente de salida se deriva la ecuación (23).

$$i_c = C_2 \frac{dv}{dt} \therefore I_o = C_2 \frac{\Delta V_{c2}}{DT_s} \quad (23)$$

$$C = \frac{I_{bus} DT_s}{\Delta V_{c2}} = \frac{P_{bus} D}{V_{bus} \Delta V_c f_{sw}}$$

Para la corriente promedio de Q1 se parte de la integración de la forma de onda del inductor durante el tiempo de encendido, obteniendo finalmente la ecuación (24).

$$I_{Q1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L1} dt \therefore I_{Q1} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (DT_s) (i_{L1_{max}} + i_{L1_{min}}) \right]$$

$$I_{Q1} = \frac{1}{T_s} [I_{pv} DT_s] = I_{pv} D = \left(\frac{I_{bus}}{1-D} \right) D \quad (24)$$

$$I_{Q1} = \frac{P_{bus} D}{V_{bus} (1-D)}$$

El procedimiento para encontrar la expresión para la corriente promedio en el diodo D2 es muy similar al caso del MOSFET Q1, sin embargo se toma en cuenta el tiempo de apagado para este componente, derivando en la ecuación (25).

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L1} dt \therefore I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (1-D) T_s (i_{L1_{max}} + i_{L1_{min}}) \right]$$

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} [I_{pv} (1-D) T_s] \therefore \frac{1}{T_s} \left[\frac{I_{bus}}{1-D} (1-D) T_s \right] \quad (25)$$

$$I_{D2} = I_{bus} = \frac{P_{bus}}{V_{bus}}$$

Dado que los esfuerzos de corriente pico tanto del MOSFET como del diodo son iguales es posible encontrar una sola ecuación que permite describir a ambos. Las corrientes picos de ambos interruptores se obtienen por medio del procedimiento desarrollado en (26).

$$\begin{aligned}
i_{L1_{\min}} + i_{L1_{\max}} &= \frac{2I_{bus}}{1-D} \therefore i_{L1_{\min}} = \frac{2I_{bus}}{1-D} - i_{L1_{\max}} \\
\Delta i_{L1} &= i_{L1_{\max}} - i_{L1_{\min}} \therefore i_{L1_{\min}} = i_{L1_{\max}} - \Delta i_{L1} \\
\frac{2I_{bus}}{1-D} - i_{L1_{\max}} &= i_{L1_{\max}} - \Delta i_{L1} \therefore i_{L1_{\max}} = i_{pk} = \frac{I_{bus}}{1-D} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \therefore i_{pk} = \frac{P_{bus}}{V_{bus}(1-D)} + \frac{V_{pv}D}{2L_1f_{sw}}
\end{aligned} \tag{26}$$

Los voltajes máximos en los interruptores se pueden deducir a través de los circuitos equivalentes. Durante el tiempo de encendido el voltaje en el diodo es equivalente al voltaje de salida y durante el tiempo de apagado el voltaje del MOSFET lo es también.

$$V_{KA} = V_{DS} = V_{C2} \tag{27}$$

Para los interruptores de reconfiguración es importante conocer la corriente y voltaje que deben soportar, en este caso los interruptores S1 y S3 se encuentran cerrados mientras que S2 está abierto.

Durante el tiempo de encendido, se crea una malla entre la batería y el bus de CD la cual se encuentra abierta por el interruptor S2. Aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff podemos encontrar el voltaje para este interruptor en 27.

$$\begin{aligned}
-V_{bateria} + V_{bus} - V_{S2} &= 0 \\
V_{S2} &= V_{bus} - V_{bateria}
\end{aligned} \tag{28}$$

En el caso del interruptor S1 la corriente que pasa a través de él, es igual a la corriente del inductor, es decir que la corriente promedio será igual a la corriente de entrada.

$$I_{S1} = I_{in} = \frac{I_o}{1-D} \tag{29}$$

En el caso del interruptor S3 la corriente promedio que pasa a través de él es igual a la corriente de salida, ya que se encuentra en serie con el bus de CD.

$$I_{S3} = I_o = \frac{V_o}{R} \tag{30}$$

2.2.3 Modo 3 (Batería-Bus de CD): Análisis en modo Boost

Al igual que el modo anterior, la topología en que se configura el circuito es elevadora, ya que se considera que el voltaje en batería no superará el rango de voltaje del bus de CD. Los circuitos equivalentes son mostrados en la Figura 19 (circuito en tiempo de encendido) y Figura 20 (circuito en tiempo de apagado) respectivamente.

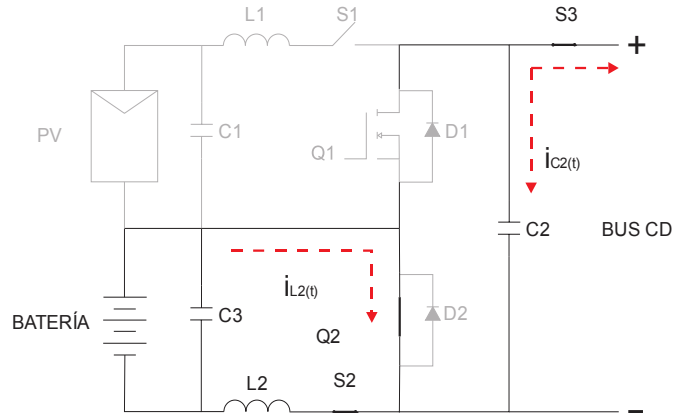


Figura 19. Intervalo DT_s del modo 3 (Batería-Bus de CD).

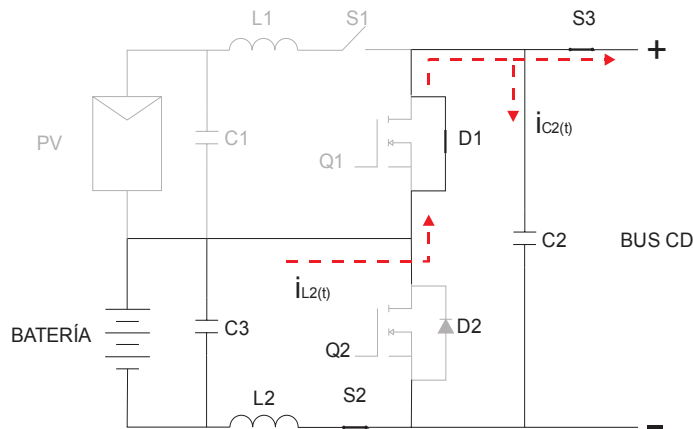


Figura 20. Intervalo $(1 - D)T_s$ del modo 3 (Batería-Bus de CD).

La ventaja en la implementación de esta topología para este caso es que a la entrada se tienen condiciones adecuadas para la extracción de corriente no pulsante de la batería.

Debido a que topológicamente se trata del mismo circuito que el caso anterior, las formas de onda obtenidas son similares, sin embargo hay cambios en los componentes asociados.

En este caso la fuente de entrada es la batería, por lo que la ganancia y ciclo de trabajo dependerán de su valor, el inductor asociado es L_2 y el interruptor comandado es el MOSFET Q_2 y el diodo de conmutación libre es D_1 .

Los interruptores de reconfiguración para este modo también cambian y es por medio de la activación de S_2 y el apagado de S_1 , manteniendo activo el interruptor S_3 .

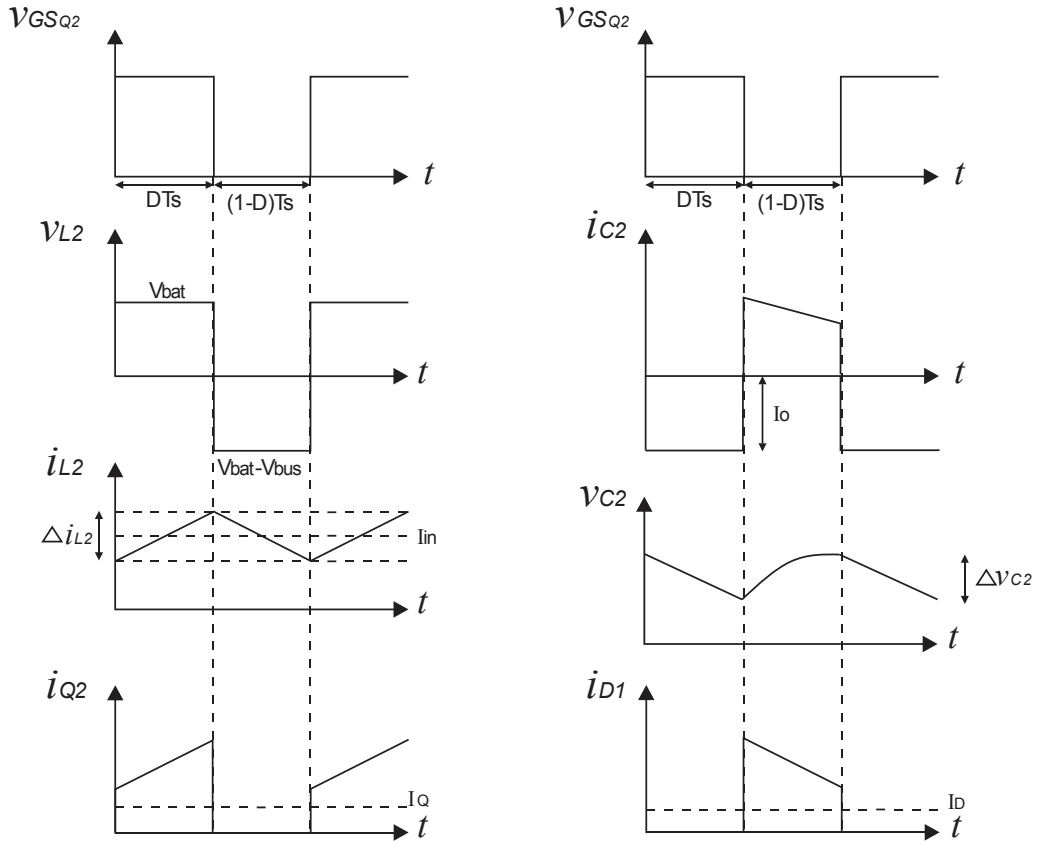


Figura 21. Formas de onda del modo 3: Batería-Bus de CD (topología Boost).

Considerando como fuente de entrada la batería, las ecuaciones de ganancia y ciclo de trabajo cambian al tener dicho término.

$$\begin{aligned}
 V_{bat}DT_s &= (V_{bus} - V_{bat})(1-D)T_s \\
 V_{bat}D + V_{bat}(1-D) &= V_{bus}(1-D) \\
 V_{bat} &= V_{bus}(1-D) \\
 \frac{V_{bus}}{V_{bat}} &= \frac{1}{1-D}
 \end{aligned}
 \quad (31)$$

$$\begin{aligned}
 M &= \frac{1}{1-D} \therefore \frac{1}{M} = 1-D \\
 -\frac{1}{M} &= D-1 \\
 D &= 1 - \frac{1}{M}
 \end{aligned}
 \quad (32)$$

Para obtener la ecuación del inductor L2, igualmente se parte desde la relación voltaje-corriente de este componente y los términos existentes durante el tiempo de encendido.

$$\begin{aligned}
 V_{L2} &= L_2 \frac{di}{dt} \\
 V_{bat} &= L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{DT_s} \\
 L_2 &= \frac{V_{bat}DT_s}{\Delta i_{L2}} = \frac{V_{bat}D}{\Delta i_{L2}f_{sw}}
 \end{aligned}
 \quad (33)$$

Para el capacitor de salida (C2) se toma en cuenta el tiempo de encendido y que durante dicho instante la corriente del capacitor es la corriente de salida, por lo que la ecuación para dicho componente queda descrita de la siguiente forma en (34).

$$\begin{aligned}
 i_c &= C_2 \frac{dv}{dt} \\
 I_o &= C_2 \frac{\Delta V_{c2}}{DT_s} \\
 C &= \frac{I_{bus} DT_s}{\Delta V_{c2}} = \frac{P_{bus} D}{V_{bus} \Delta V_c f_{sw}}
 \end{aligned} \tag{34}$$

En este modo de operación los interruptores asociados son el MOSFET Q2 y el diodo D1 por lo que se buscan las ecuaciones de corriente promedio y pico. Para la corriente promedio de Q1 se integra la forma de onda de la corriente obteniendo finalmente la siguiente ecuación.

$$\begin{aligned}
 I_{Q1} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L1} dt \therefore I_{Q1} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (DT_s) (i_{L1_{max}} + i_{L1_{min}}) \right] \\
 I_{Q1} &= \frac{1}{T_s} [I_{pv} DT_s] = I_{pv} D = \left(\frac{I_{bus}}{1-D} \right) D \\
 I_{Q1} &= \frac{P_{bus} D}{V_{bus} (1-D)}
 \end{aligned} \tag{35}$$

Para la corriente promedio del diodo D1 se considera el tiempo de apagado dado que durante ese instante dicho interruptor entra en conducción.

$$\begin{aligned}
 I_{D2} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L1} dt \therefore I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (1-D) T_s (i_{L1_{max}} + i_{L1_{min}}) \right] \\
 I_{D2} &= \frac{1}{T_s} [I_{pv} (1-D) T_s] \therefore \frac{1}{T_s} \left[\frac{I_{bus}}{1-D} (1-D) T_s \right] \\
 I_{D2} &= I_{bus} = \frac{P_{bus}}{V_{bus}}
 \end{aligned} \tag{36}$$

El esfuerzo de corriente pico para el MOSFET y el diodo son iguales, por lo que se obtiene una sola ecuación que describe a ambos componentes.

$$\begin{aligned}
 i_{L1_{min}} + i_{L1_{max}} &= \frac{2I_{bus}}{1-D} \therefore i_{L1_{min}} = \frac{2I_{bus}}{1-D} - i_{L1_{max}} \\
 \Delta i_{L1} &= i_{L1_{max}} - i_{L1_{min}} \therefore i_{L1_{min}} = i_{L1_{max}} - \Delta i_{L1} \\
 \frac{2I_{bus}}{1-D} - i_{L1_{max}} &= i_{L1_{max}} - \Delta i_{L1} \\
 i_{L1_{max}} &= i_{pk} = \frac{I_{bus}}{1-D} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \\
 i_{pk} &= \frac{P_{bus}}{V_{bus} (1-D)} + \frac{V_{pv} D}{2L_1 f_{sw}}
 \end{aligned} \tag{37}$$

Los voltajes máximos en los interruptores se pueden deducir a través de los circuitos equivalentes. Durante el tiempo de encendido el voltaje en el diodo es equivalente al voltaje de salida y durante el tiempo de apagado el voltaje del MOSFET lo es también.

$$V_{KA} = V_{DS} = V_{C2} = V_{BUS} \quad (38)$$

En el caso de los interruptores de reconfiguración, se tienen activos los interruptores S2 y S3 mientras que S1 está desactivado. Durante el tiempo de encendido, el voltaje que debe soportar el interruptor S1 se expresa por medio de la siguiente relación, y dado que se considera que el voltaje del panel fotovoltaico es menor que el voltaje del bus, el voltaje presente en el interruptor es inverso al sentido considerado.

$$\begin{aligned} -V_{pv} + V_{bus} + V_{S1} &= 0 \\ V_{S1} &= V_{pv} - V_{bus} \end{aligned} \quad (39)$$

Durante el tiempo de apagado, el voltaje presente en S1 es igual al voltaje del panel fotovoltaico. Dado que se considera que el voltaje del bus de CD

En el caso del interruptor S2 la corriente que pasa a través de él, es igual a la corriente de entrada, por lo que expresada en términos del ciclo de trabajo queda de la siguiente forma.

$$I_{S1} = I_{in} = \frac{I_o}{1-D} \quad (40)$$

Para el interruptor S3, al igual que en el modo anterior la corriente promedio que conduce es igual a la corriente de salida, por lo que se puede expresar en términos del voltaje de salida y la carga del bus.

$$I_{S3} = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (41)$$

2.2.4 Modo 4 (Bus de CD-Batería): Análisis en modo Buck

El modo bus de CD-batería configura el circuito como una topología tipo buck dado que se considera que el voltaje en el bus siempre será superior al de la batería (los circuitos equivalente se muestran en la Figura 22 (tiempo de encendido) y Figura 23 (tiempo de apagado)).

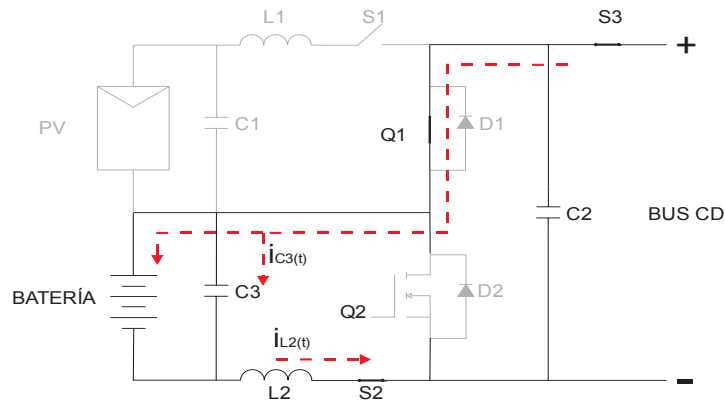


Figura 22. Intervalo de tiempo DT_s del modo 4 (Bus de CD-Batería).

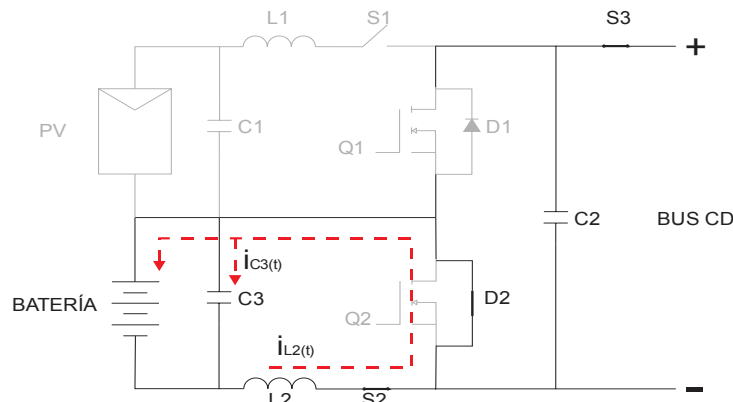


Figura 23. Intervalo de tiempo $(1 - D)T_s$ del modo 4 (Bus de CD-Batería).

La principal ventaja de esta topología para este modo de operación es que dado que se tiene un inductor a la salida, la corriente que se inyecta a la batería es no pulsante, por lo que se tienen las condiciones adecuadas para su carga.

Los componentes pasivos asociados a este modo de operación son el inductor L2 y el capacitor de salida C3, mientras que el interruptor comandado sería el MOSFET Q2 y el diodo de conmutación libre D1.

Por medio de los circuitos equivalentes, se obtienen las formas de onda de cada uno de los componentes asociados a este modo de operación, de tal forma que sea posible obtener las ecuaciones necesarias de cada uno.

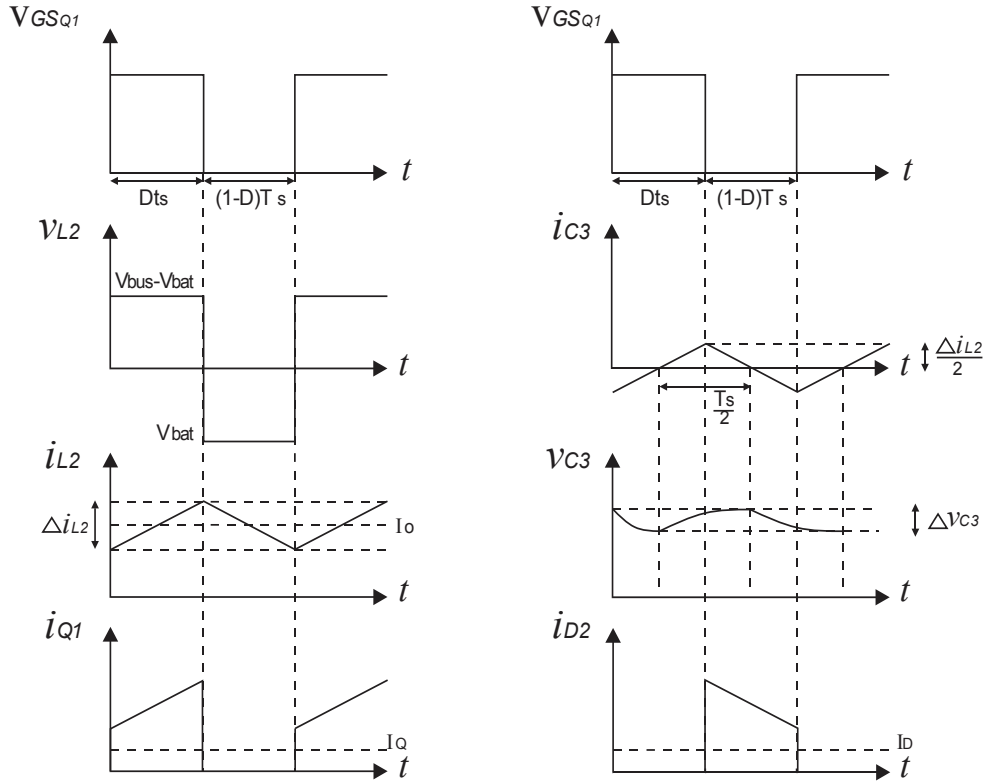


Figura 24. Formas de onda del modo 4: Bus de CD-Batería (topología Buck).

Al igual que en los modos anteriores, la ganancia puede derivarse por medio del balance volts-segundo del inductor observando la gráfica de voltaje en el inductor y dado que es una topología Buck clásica el ciclo de trabajo es igual a la ganancia.

$$(V_{bus} - V_{bat})DT_s = V_{bat}(1-D)T_s \therefore V_{bus}D = (1-D)V_{bat} + V_{bat}D \quad (42)$$

$$V_{bus}D = V_{bat} \therefore \frac{V_{bat}}{V_{bus}} = D$$

Observando las gráficas de corriente del inductor se obtiene su ecuación correspondiente usando el tiempo de apagado.

$$V_{L2} = L_2 \frac{di}{dt} \therefore V_{bat} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T_s} \quad (43)$$

$$L_2 = \frac{V_{bat}(1-D)}{\Delta i_{L2} f_{sw}}$$

Para obtener la ecuación correspondiente al capacitor de salida C3 se integra la corriente del capacitor durante el tiempo de carga.

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \therefore dv = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (44)$$

$$\Delta V_{C3} = \frac{1}{C_3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{T_s}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_{L2}}{2} \right) \right] \therefore C_3 = \frac{\Delta i_{L2}}{8 \Delta V_{C3} f_{sw}}$$

La corriente promedio en el MOSFET Q1 es igual a la corriente de entrada por lo que expresándola en términos del ciclo de trabajo, se obtiene la ecuación (45)

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= P_o \therefore V_{in} I_{in} = V_o I_o \\
 I_{in} &= \frac{V_o}{V_{in}} I_o \\
 I_{prom} &= I_o D
 \end{aligned} \tag{45}$$

La corriente promedio en el diodo D2 también queda en función de la corriente de salida, con la excepción de considerar el tiempo de apagado, derivando en la ecuación (46)

$$\begin{aligned}
 I_D &= \frac{1}{T_s} \left[\left(\frac{i_{min} + i_{max}}{2} \right) (1-D) T_s \right] \\
 I_D &= I_o (1-D)
 \end{aligned} \tag{46}$$

La corriente pico de ambos dispositivos es la misma, por lo que se deriva una sola ecuación que permite describir a ambos componentes. Considerando que la corriente máxima es la misma que el pico de corriente del inductor, se desarrollan las expresiones necesarias en (47).

$$\begin{aligned}
 \frac{i_{min} + i_{max}}{2} &= I_o \therefore i_{min} = 2I_o - i_{max} \\
 i_{max} - i_{min} &= \Delta i_L \therefore i_{min} = i_{max} - \Delta i_L \\
 2I_o - i_{max} &= i_{max} - \Delta i_L \\
 i_{max} &= \frac{2I_o + \Delta i_L}{2} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2}
 \end{aligned} \tag{47}$$

Despejando Δi_L a partir de la ecuación del inductor, se obtiene finalmente la ecuación (48) que describe la corriente pico en los interruptores de conmutación.

$$i_{max} = I_o + \frac{V_{bat} (1-D)}{2Lf_s} \tag{48}$$

Al igual que el caso anterior, el interruptor de reconfiguración S1 se mantiene inactivo, mientras que S2 y S3 permanecen activos y en conducción. En este caso el voltaje presente en S1 depende del valor del voltaje en batería y bus de CD.

$$\begin{aligned}
 -V_{bat} + V_{bus} + V_{S1} &= 0 \\
 V_{S1} &= V_{bat} - V_{bus}
 \end{aligned} \tag{49}$$



Capítulo 3

Diseño y construcción del prototipo



3 Diseño y construcción del prototipo

3.1 Diseño del prototipo del convertidor de tres puertos

Para la validación de la topología en cada uno de sus modos de operación se propuso el diseño a una potencia escalada de 200 W. Dicha potencia permite validar la topología como una solución original en la implementación del convertidor de interfaz requerido. Se proponen además otra serie de consideraciones generales, como son la frecuencia de operación y los voltajes considerados para cada uno de los puertos, dichos valores son mostrados en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros generales de diseño del convertidor.

Parámetros	Potencia	Frecuencia	Voltaje en bus CD	Voltaje en batería	Voltaje en panel
Valores	200 W	100kHz	180 V	48 V	38 V

3.2 Diseño del modo 1: SFV-Batería (Topología Cuk)

Los parámetros generales de diseño se consideran como condiciones fundamentales para todos los modos de operación, sin embargo se proponen parámetros específicos en cada modo de operación como son los rizados de corriente y voltaje deseados (Tabla 3). Dado que la batería funciona como carga en este modo, se desea un rizo de voltaje a la salida, lo más estable posible, por lo que se considera un rizo de voltaje pequeño.

Tabla 3. Parámetros de diseño del modo 1 (SFV-batería).

Parámetros	$V_{in} = V_{pv}$	$V_{out} = V_{bat}$	Δi_L	ΔV_{Ct}	ΔV_{C3}
Valor	38 V	48 V	10%	6%	1%

Primeramente se realiza el cálculo de la ganancia y el ciclo de trabajo por medio de las ecuaciones (1) y (2) dados los valores de voltaje en panel y batería. Obteniendo una ganancia de 1.26 entre panel y batería en (50) y un ciclo de trabajo del 55.8% en (51).

$$\frac{V_{bat}}{V_{pv}} = \frac{48}{38} = 1.2631 \quad (50) \quad D = \frac{1}{1 + \frac{1}{M}} = \frac{1}{1 + \frac{19}{24}} = 0.5581 \quad (51)$$

Considerando las ecuaciones obtenidas en el capítulo anterior, se realiza el cálculo del inductor de entrada L1 y el inductor de salida L2, considerando además la corriente pico en ellos y así tener un valor de referencia para la selección del inductor basado en que corriente que deben soportar sin saturarse.

$$L_1 = \frac{V_{pv} D}{\Delta i_{L1} f_s} = \frac{(38)(0.5581)}{(0.5263)(100 \times 10^3)} = 402.96 \mu H \quad (52)$$

$$I_{pk_{L1}} = \frac{P_i}{V_i} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{200}{38} + \frac{0.5263}{2} = 5.526 A$$

$$L_2 = \frac{V_{bat} (1-D)}{\Delta i_{L2} f_s} = \frac{(48)(1-0.5581)}{(0.4166)(100 \times 10^3)} = 509.15 \mu H \quad (53)$$

$$I_{pk_{L2}} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{200}{48} + \frac{0.4166}{2} = 4.374 A$$

Posteriormente se realiza el cálculo del capacitor de transferencia y el capacitor de salida. El valor para el capacitor de transferencia obtenido se muestra en (54) y el del capacitor de salida en (55).

$$C_2 = \frac{P_{bat} D}{V_{bat} \Delta V_{C_i} f_s} = \frac{(200)(0.5581)}{(48)(5.16)(100 \times 10^3)} = 4.50 \mu F \quad (54)$$

$$V_{max} = V_{pv} + V_{bat} = 38 + 48 = 86 V$$

$$C_3 = \frac{\Delta i_{L2}}{8 \Delta V_{C_o} f_s} = \frac{0.4166}{8(0.48)(100 \times 10^3)} = 1.08 \mu F \quad (55)$$

Para el capacitor de transferencia se considera que el voltaje máximo que debe soportar es igual la suma de los voltajes de panel y batería, mientras que para el capacitor de salida será igual al voltaje de la batería

$$V_{C2_{max}} = V_{PV} + V_{BAT} = 38V + 48V = 86V \quad (56)$$

$$V_{C3_{max}} = V_{bat} = 48V \quad (57)$$

Para el caso del capacitor de entrada en paralelo al panel fotovoltaico, es necesario conocer las especificaciones de corriente y voltaje a máxima potencia, así como la corriente en cortocircuito del panel fotovoltaico, por lo que a continuación se describen los parámetros considerados para el diseño.

Tabla 4. Parámetros de diseño para el filtro de entrada del panel fotovoltaico.

Datos de diseño	Valores
V_{mpp}	38 V
I_{mpp}	5.27 A
I_{sc}	5.85 A
f_s	100 kHz
ΔI_i	10%
ΔV_{pv}	1%

Sustituyendo los valores dados en la ecuación (18) del capítulo de diseño se encuentra que dados los datos considerados, el valor del capacitor en paralelo al panel es de 8.37 μF , mostrado en (58)

$$C1 = \frac{\sqrt{\left(\frac{\Delta I_i}{\Delta V_{panel}}\right)^2 - \left(\frac{I_{MPP} - I_{sc}}{V_{MPP}}\right)^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{(0.526/0.1)^2 - \left(\frac{5.27-5.85}{38}\right)^2}}{2\pi(100 \times 10^3)} = 8.37 \mu F \quad (58)$$

Usando la ecuación (9) del capítulo anterior, se calcula que la corriente promedio que pasa a través del MOSFET Q1 es de 5.26 A en (59).

$$I_Q = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} \left(\frac{D}{1-D} \right) = \frac{200}{48} (1.2629) = 5.26 A \quad (59)$$

La corriente promedio del diodo de conmutación libre D2 calculada en (60) obtiene un valor de 4.16 A para el componente.

$$I_D = I_{bat} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} = \frac{200}{48} = 4.16 A \quad (60)$$

El cálculo de la corriente pico calculado en (61) indica un valor de 9.9 A para ambos componentes, siendo uno de los picos más altos de toda la topología.

$$I_{pk} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}(1-D)} + \frac{V_{bat}(1-D)}{2f_s} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (61)$$

$$I_{pk} = 9.4289 + (106.056 \times 10^{-6}) (4.4456 \times 10^{-3}) = 9.90 A$$

En el caso del voltaje máximo cabe recordar que en ambos dispositivos este es igual al voltaje presente en el capacitor de transferencia.

$$V_{DS} = V_{KA} = V_{C_2} = 86V \quad (62)$$

Dado que en el interruptor S3 se desarrolla un voltaje entre sus terminales, se realiza el cálculo por medio de la ecuación (19).

$$V_{S3} = V_{BUS} - V_{C_2} = 180V - 86V = 94V \quad (63)$$

3.3 Diseño del convertidor en modo SFV-Bus de CD (Topología Boost)

Considerando que durante este modo de operación el bus de CD se consideraría como la carga del circuito, se puede ampliar un poco más el rizo de voltaje a la salida, ya que como se mencionó, normalmente el bus de CD es más apto para variaciones de voltaje dado que opera con un rango de voltaje más amplio. Los demás parámetros se muestran en la Tabla 5.

Tabla 5. Parámetros de diseño del modo 2 (SFV-bus de CD).

Dato de diseño	Voltaje de entrada V_{pv}	Voltaje de salida V_{bus}	Rizo de corriente Δi_{L1}	Rizo de voltaje ΔV_{C2}
Valor	38 V	180 V	10%	2%

Para este modo de operación la ganancia es más alta debido a la mayor diferencia de voltaje entre panel y bus de CD, dicho valor se muestra en (64). Para el ciclo de trabajo se calcula un valor del 78.8% por medio de la ecuación (65).

$$\frac{V_{bus}}{V_{pv}} = \frac{180}{38} = 4.736 \quad (64)$$

$$D = 1 - \frac{1}{M} = 1 - \frac{1}{4.736} = 0.7888 \quad (65)$$

El inductor asociado a este modo de operación es L1, por lo que se calcula un valor de 569.53 μF y una corriente pico de 5.52 A en (66).

$$L_1 = \frac{V_{pv} D}{\Delta i_{L1} f_s} = \frac{(38)(0.7888)}{(0.5263)(100 \times 10^3)} = 569.53 \mu\text{H} \quad (66)$$

$$I_{pk_{L1}} = \frac{P_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{200}{38} + \frac{0.5263}{2} = 5.526 \text{ A}$$

El capacitor de salida calculado para este modo tiene un valor de 2.43 μF y un voltaje máximo igual al del bus de CD, dicho cálculo se muestra en (67).

$$C_2 = \frac{P_{bus} D}{V_{bus} \Delta V_{C2} f_s} = \frac{(200)(0.7888)}{(180)(3.6)(100 \times 10^3)} = 2.43 \mu\text{F} \quad (67)$$

$$V_{max} = V_{bus} = 180 \text{ V}$$

La corriente promedio del MOSFET Q1 se calcula en (68), una vez se sustituyen las variables por los datos de diseño, se observa que la corriente promedio es de 4.14 A.

$$I_Q = \frac{P_{bus} D}{V_{bus} (1-D)} = \frac{(200)(0.7888)}{(180)(1-0.7888)} = 4.14 \text{ A} \quad (68)$$

En el caso del diodo de conmutación libre D2 la corriente promedio está ligada con la corriente de salida. Una vez se calcula su valor en (69) se encuentra que dicha corriente es de 1.11 A.

$$I_D = I_{bus} = \frac{P_{bus}}{V_{bus}} = \frac{200}{180} = 1.11 A \quad (69)$$

La corriente pico en el MOSFET Q1 calculada en (70) es la misma que en el diodo D2, por lo que el valor de 5.52 A es válido en ambos casos.

$$I_{pk} = \frac{P_{bus}}{V_{bus}(1-D)} + \frac{V_{pv}D}{2L_1f_s} \quad (70)$$

$$I_{pk} = \frac{3125}{594} + 0.2631 = 5.52 A$$

El voltaje máximo tanto en el diodo como en el MOSFET está en función del bus de CD, por lo que para este caso, dicho valor sería de 180 V.

$$V_{KA} = V_{bus} = 180V \quad (71)$$

3.4 Diseño del convertidor en modo Batería-Bus de CD (Topología Boost)

Para este modo de operación se mantienen los parámetros de voltaje en el bus de CD y rizo de voltaje y corriente. El voltaje en batería es considerado a 48 V, ya que es común para aplicaciones fotovoltaicas (Tabla 6).

Tabla 6. Parámetros de diseño del modo 3 (Batería-Bus de CD).

Dato de diseño	Voltaje de entrada V_{pv}	Voltaje de salida V_{bus}	Rizo de corriente Δi_{L1}	Rizo de voltaje ΔV_{C2}
Valor	48 V	180 V	10%	2%

La relación de ganancia obtenida en (72) para este modo de operación es de un valor de 3.75 siendo un poco menor que en el modo anterior.

$$\frac{V_{bus}}{V_{bat}} = \frac{180}{48} = 3.75 \quad (72)$$

Una vez obtenida la ganancia, se calcula un ciclo de trabajo con un valor de 73.33% para este modo de operación.

$$D = 1 - \frac{1}{M} = 1 - \frac{1}{3.75} = 0.7333 \quad (73)$$

Para este modo de operación, se utiliza el inductor L2, por lo que se calcula un valor de 846.11 μH en (74) y una corriente pico de 4.37 A en (74).

$$L_2 = \frac{V_{bat} D}{\Delta i_{L2} f_s} = \frac{35.1984}{41600} = 846.11 \mu\text{H} \quad (74)$$

$$I_{pk_{L2}} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{26}{6} + \frac{26}{125} = 4.37 \text{ A}$$

El capacitor de salida continúa siendo C2, por lo que su voltaje máximo sigue en función del voltaje en el bus de CD. El valor calculado se muestra en (75)

$$C_2 = \frac{P_{bus} D}{V_{bus} \Delta V_{c2} f_{sw}} = \frac{146.66}{64.8 \times 10^6} = 2.26 \mu\text{F} \quad (75)$$

$$V_{C_2 \max} = V_o = 180\text{V}$$

La corriente promedio en el MOSFET Q2 está relacionada con la corriente de entrada, obteniendo una corriente de 3.05 A en (76).

$$I_Q = \frac{P_{bus} D}{V_{bus} (1-D)} = \frac{146.66}{48.006} = 3.05 \text{ A} \quad (76)$$

La corriente promedio en el diodo D1 se calcula en (77), obteniendo un valor de 1.11 A, siendo un esfuerzo de corriente promedio menor que el de Q2.

$$I_D = I_{bus} = \frac{P_{bus}}{V_{bus}} = \frac{200}{180} = 1.11 \text{ A} \quad (77)$$

La corriente pico en los dispositivos de conmutación cuantificada en (78) es de 4.37 A, siendo un esfuerzo pico considerable más no el más alto de los modos de operación.

$$I_{pk} = \frac{P_{bus}}{V_{bus} (1-D)} + \frac{V_{bat} D}{2L_2 f_s} \quad (78)$$

$$I_{pk} = 4.1661 + 0.2080 = 4.37 \text{ A}$$

El voltaje máximo que deben soportar los dispositivos de conmutación es igual al voltaje presente en el bus de CD.

$$V_{DS} = V_{bus} = 180\text{V} \quad (79)$$

$$V_{KA} = V_{bus} = 180\text{V}$$

3.5 Diseño del convertidor en modo Bus de CD-Batería (Topología Buck)

En este modo de operación se intercambian la entrada y salida, ya que se espera cargar la batería por medio del bus de CD, por ello también se considera un rizo de corriente más pequeño dado que al igual que el primer modo se desea un voltaje lo más estable hacia la batería. Los parámetros son mostrados en la Tabla 7.

Tabla 7. Parámetros de diseño del modo 4 (Bus de CD-batería).

Dato de diseño	Voltaje de entrada V_{pv}	Voltaje de salida V_{bus}	Rizo de corriente Δi_{L1}	Rizo de voltaje ΔV_{C2}
Valor	180 V	48 V	10%	1%

Realizando el cálculo de la ganancia y ciclo de trabajo en (80) se obtiene un valor del 26.66%.

$$\frac{V_{bat}}{V_{bus}} = \frac{48}{180} = 0.2666 = D \quad (80)$$

En este caso se sigue utilizando el inductor L2, realizando su cálculo en (81) se obtiene un valor de 846.23 μ H y una corriente pico de 4.37 A.

$$L_2 = \frac{V_{bat}(1-D)}{\Delta i_{L2} f_s} = \frac{35.2032}{41600} = 846.23 \mu H \quad (81)$$

$$I_{pk_{L2}} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{25}{6} + \frac{26}{125} = 4.37 A$$

El capacitor calculado en (82) corresponde a C3, es decir el que se encuentra en paralelo a la batería, por lo que el voltaje máximo que debe soportar es igual al del valor de la batería.

$$C_3 = \frac{\Delta i_{L2}}{8 \Delta V_{C3} f_s} = \frac{0.416}{384000} = 1.08 \mu F \quad (82)$$

$$V_{max} = V_o = 48V$$

La corriente promedio del MOSFET Q1 se encuentra en función de la corriente de salida y el tiempo de encendido, por lo que para este caso el valor calculado en (83) es de 1.11 A.

$$I_Q = I_{bat} D = \frac{P_{bat} D}{V_{bat}} = \frac{53.32}{48} = 1.11 A \quad (83)$$

La corriente promedio del diodo D2 se calcula en (84), esta también depende de la corriente de salida, pero en este caso durante el tiempo de apagado.

$$I_D = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} (1-D) = \frac{200}{48} (0.266) = 3.05 A \quad (84)$$

La corriente pico en los dispositivos de conmutación se calcula en (85) teniendo un valor de 4.37 A para ambos componentes.

$$I_{pk} = \frac{P_{bat}}{V_{bat}} + \frac{V_{bat}(1-D)}{2L_2 f_{sw}} = \frac{26}{6} + \frac{35.2032}{169.246} = 4.37 A \quad (85)$$

El voltaje máximo que deben soportar los dispositivos de conmutación para este modo es igual al voltaje del bus de CD, es decir 180 V.

$$\begin{aligned} V_{DS} &= V_{bus} = 180V \\ V_{KA} &= V_{bus} = 180V \end{aligned} \quad (86)$$

3.6 Selección de componentes pasivos y activos del convertidor

Componentes pasivos

Una vez se tienen los valores calculados de cada modo de manera independiente, se realiza una comparación (ver Tabla 8) con el fin de observar cuales son los valores críticos y en que modos de operación se presentan.

Tabla 8. Comparación de los componentes pasivos para cada modo de operación.

Modo	L1	L2	C1	C2	C3
SFV-Batería	$L = 402.96 \mu H$ $I_{pk} = 5.52 A$	$L = 509.15 \mu H$ $I_{pk} = 4.37 A$	$C = 8.37 \mu F$ $V_{max} = 38V$	$C = 4.50 \mu F$ $V_{max} = 86V$	$C = 1.08 \mu F$ $V_{max} = 48V$
SFV-Bus de CD	$L = 569.53 \mu H$ $I_{pk} = 5.52 A$			$C = 2.43 \mu F$ $V_{max} = 180V$	
Batería-Bus de CD		$L = 846.11 \mu H$ $I_{pk} = 4.37 A$		$C = 2.26 \mu F$ $V_{max} = 180V$	
Bus de CD-Batería		$L = 846.23 \mu H$ $I_{pk} = 4.37 A$			$C = 1.08 \mu F$ $V_{max} = 48V$

Como se puede observar el valor requerido para el inductor L1 se presenta en el modo 2 (SFV-Bus de CD), por lo que este será el valor crítico considerado, teniendo en cuenta además el valor de corriente pico para evitar saturar el componente.

Para el inductor L2, se obtienen tres valores posibles dado que es el inductor que más veces opera en la topología. El valor considerado se presenta durante el modo 4 (Bus de CD-Batería) siendo este el caso crítico, además al igual que con L1 se debe considerar la corriente pico para evitar saturarlo.

En el caso del capacitor C1, se considera el mismo valor para los dos modos de operación donde funciona el panel fotovoltaico, ya que el valor de este componente se calcula con base en las características del dispositivo y no por los requisitos topológicos del circuito.

Para el capacitor C2 también se calcularon tres posibles valores, sin embargo el valor crítico aparece durante el modo 1 (SFV-Batería), sin embargo el voltaje máximo considerado pertenece a los modos 2 y 3.

Para el capacitor C3 aparecen dos valores calculados iguales, por lo que se considera cualquiera de ellos, el mismo caso aplica para el voltaje máximo a soportar.

Una vez analizada la información se obtienen los valores críticos necesarios para cada uno de los elementos pasivos de la topología del convertidor multipuerto (ver Tabla 9).

Tabla 9. Valores mínimos de componentes pasivos para el convertidor multipuerto.

L1	L2	C1	C2	C3
569.53 μH / 5.52 A	846.23 μH / 4.37 A	8.37 μF / 38 V	4.50 μF / 180 V	1.08 μF / 48 V

Componentes activos

Para los elementos activos se compara el voltaje máximo y la corriente promedio y pico que debe soportar cada uno de los dispositivos. Dicha comparación se muestra en la Tabla 10.

Tabla 10. Valores mínimos en corriente y voltaje para los dispositivos de conmutación.

Parámetros	Q1	Q2	D1	D2	S1	S2	S3
SFV-Batería	$I_{prom} = 5.26 A$ $I_{pico} = 9.9 A$ $V_{pico} = 86 V$			$I_{prom} = 4.16 A$ $I_{pico} = 9.9 A$ $V_{pico} = 86 V$	$I_{pico} = 5.3 A$ $V_{pico} = 0 V$	$I_{pico} = 4.2 A$ $V_{pico} = 0 V$	$I_{pico} = 0 A$ $V_{pico} = 94 V$
SFV-Bus de CD	$I_{prom} = 4.14 A$ $I_{pico} = 5.52 A$ $V_{pico} = 180 V$			$I_{prom} = 1.11 A$ $I_{pico} = 5.52 A$ $V_{pico} = 180 V$	$I_{pico} = 5.3 A$ $V_{pico} = 0 V$	$I_{pico} = 0 A$ $V_{pico} = 132 V$	$I_{pico} = 1.1 A$ $V_{pico} = 0 V$
Batería-Bus de CD		$I_{Q2_{prom}} = 3.05 A$ $I_{D1_{prom}} = 1.11 A$ $I_{pico} = 4.37 A$ $V_{pico} = 180 V$			$I_{pico} = 0 A$ $V_{pico} = 142 V$	$I_{pico} = 4.2 A$ $V_{pico} = 0 V$	$I_{pico} = 1.1 A$ $V_{pico} = 0 V$
Bus de CD-Batería	$I_{prom} = 1.11 A$ $I_{pico} = 4.37 A$ $V_{pico} = 180 V$			$I_{prom} = 3.05 A$ $I_{pico} = 4.37 A$ $V_{pico} = 180 V$	$I_{pico} = 0 A$ $V_{pico} = 142 V$	$I_{pico} = 4.2 A$ $V_{pico} = 0 V$	$I_{pico} = 1.1 A$ $V_{pico} = 0 V$

En el caso del MOSFET Q1 que opera durante tres modos de funcionamiento, la corriente promedio y pico críticas aparecen durante el modo 1 (SFV-Batería) mientras que el voltaje máximo a soportar aparece durante los modos 2 y 4.

En el caso del MOSFET Q2 y el diodo D1 que operan solamente durante el modo 3 (Batería-Bus de CD) se consideran como valores críticos los calculados en ese modo.

El diodo D2 opera durante tres modos de operación, pero al igual que el MOSFET Q1 los valores de corriente promedio y pico críticos aparece durante el modo 1, sin embargo el voltaje máximo considerado es de los modos 2 y 4.

Con base en lo analizado anteriormente, se determinan los valores máximos tanto en voltaje como en corriente para cada elemento activo del convertidor multipuerto (ver Tabla 11).

Tabla 11. Valores máximos de corriente y voltaje para el convertidor multipuerto.

Parámetro	Interruptores						
	Q1	Q2	D1	D2	S1	S2	S3
V_{max}	180 V				142 V	132 V	94 V
I_{prom}	5.26 A	3.05 A	1.11 A	4.16 A			
I_{max}	9.9 A	4.37 A		9.9 A	5.3 A	4.2 A	1.11 A

Finalmente una vez se conocen los valores críticos para cada componente, se seleccionan los valores comerciales disponibles más cercanos. Para los componentes pasivos los valores seleccionados se muestran en la Tabla 12 y para los componentes activos se muestra en la Tabla 13.

Tabla 12. Valores de componentes pasivos seleccionados.

Parte	L1	L2	C1	C2	C3
Valor calculado	569.53 μH 5.52 A	846.23 μH 4.37 A	8.37 μF 38 V	4.50 μF 180 V	1.08 μF 180 V
Valor propuesto	820 μH 10%	1 mH 10%	8.5 μF 10%	4.7 μF 10%	1.8 μF 5%

Tabla 13. Valores de componentes activos seleccionados.

Parte	Q1	Q2	D1	D2
Valor calculado	180V / 9.9A	180V / 4.37A	180V / 4.37A	180V / 9.9A
Valor propuesto	1200 V/ 36 A	1200 V/ 36 A	1200 V/ 16 A	1200 V/ 16 A

Para finalizar, en el anexo A se realizan simulaciones en lazo abierto de cada uno de los modos de operación, mostrando en todos los casos corrientes no pulsantes para los puertos de panel y batería.

3.7 Observaciones generales para los interruptores de reconfiguración

Los interruptores de reconfiguración permiten realizar cambios entre los diferentes modos de operación, cambiando el circuito entre las diferentes topologías que integra. Estos interruptores se consideran de baja conmutación, dado que los cambios entre modos de operación se darían en periodos de tiempo prolongados, debido que se lo que se desea es maximizar la energía que se pueda obtener o transferir en cada uno.

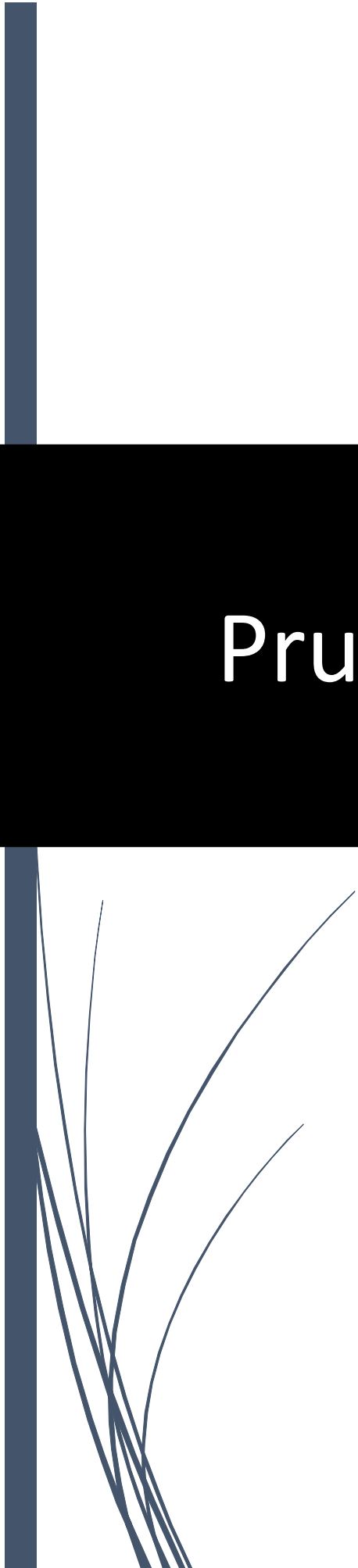
Por esta razón, una de las formas más prácticas de implementarlos es por medio de relevadores mecánicos, dado que estos tienen la ventaja de soportar altas corrientes y tener una baja resistencia serie (del orden de $m\Omega$) ya que internamente consisten en una pequeña lámina metálica la cual se abre o cierra por medio de un campo magnético, siendo básicamente un conductor al momento de activarse.

Por estas razones, la disipación de potencia en estos dispositivos sería muy baja, siendo relativamente las más importantes las pérdidas por conducción y básicamente despreciables las pérdidas por conmutación.

A forma de ejemplo, si se considera el modo de operación 1 (SFV-Batería) donde se realiza la carga de la batería por medio del sistema fotovoltaico se puede observar que la activación de este modo depende principalmente del estado de carga de la batería y el tiempo de permanencia en este modo de su capacidad nominal.

Comúnmente no se espera que la batería se lleve hasta una descarga profunda, ya que esto puede originar daños en su estructura interna disminuyendo su capacidad de almacenamiento. Es por ello que un proceso de carga común dura varias horas, por lo que los interruptores de reconfiguración para este modo de operación (S1 y S2) solamente se activan una sola vez durante ese tiempo. Posteriormente una vez se encuentra cargada la batería y exista la disponibilidad del recurso solar, se puede conmutar hacia el modo de operación 2 (SFV-Bus de CD) desactivando S1 y activando S3.

Esto significa que en al menos un periodo de 12 horas de disponibilidad solar el convertidor puede conmutar entre estos dos modos de operación. El interruptor S1 al encontrarse ligado a estos dos modos de operación conmutaría bajo condiciones ideales solamente dos veces durante ese periodo (para activar el modo 1 y para conmutar al modo 2), en el caso del interruptor S2, este solamente conmutaría una sola vez (para la activación del modo 1) y por último el interruptor S3 se activaría una sola vez para habilitar el modo 2.

A decorative vertical bar in a dark blue color runs along the left edge of the page. From the bottom of this bar, several thin, dark blue lines curve upwards and outwards, resembling stylized grass or reeds. The background is split into a white left half and a light blue right half.

Capítulo 4

Pruebas y resultados experimentales

4 Pruebas y resultados experimentales

Para comprobar el funcionamiento de la topología se muestran evidencias del adecuado funcionamiento de cada modo de operación y finalmente una gráfica general de la eficiencia ante diferentes niveles de carga. El diseño del circuito impreso, así como el prototipo del convertidor multipuerto para la interfaz entre panel, batería y bus de CD se muestra en el Anexo A.

4.1 Modo 1 (SFV-Batería)

Para la verificación de este modo de operación se muestran en la Figura 25 la corriente de entrada (puerto de panel), las corrientes en los inductores (propios de la topología Cuk) y la corriente de salida (puerto de batería). Como se observa ambas corrientes tanto de entrada y salida son no pulsantes para estos puertos, lo que valida las condiciones óptimas de cosecha de energía del panel fotovoltaico y la carga de baterías.

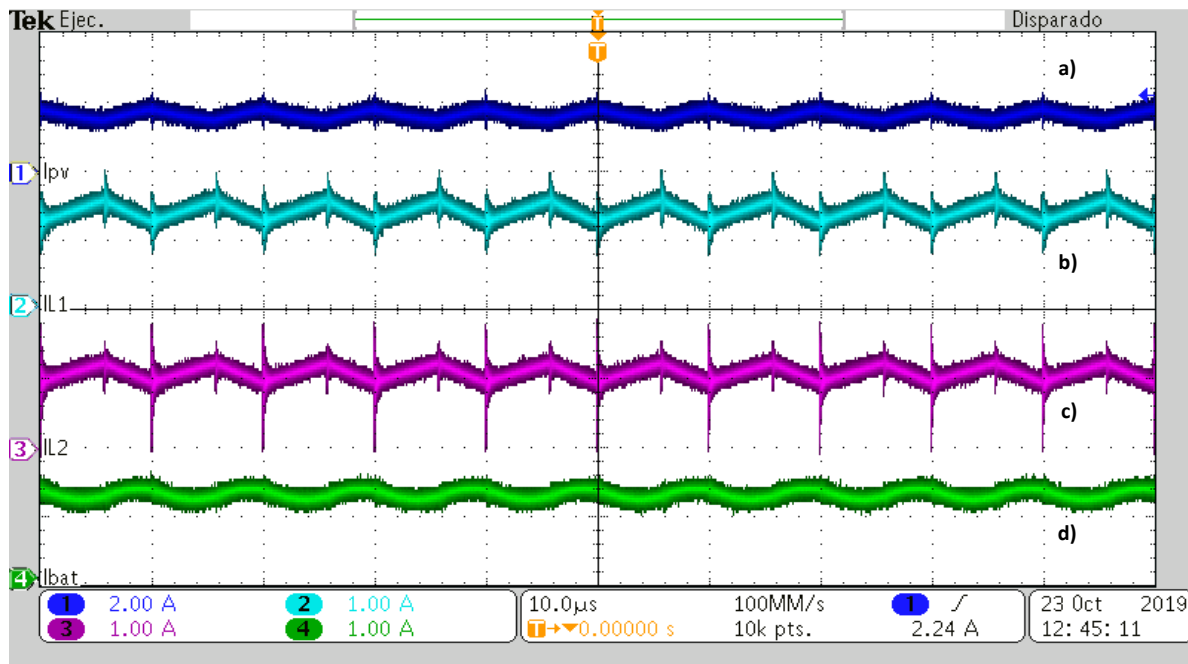


Figura 25. Formas de onda básicas del modo 1: a) Corriente de entrada (puerto de panel); b) Corriente en inductor L1; c) Corriente en inductor L2; d) Corriente de salida (puerto de batería).

4.2 Modo 2 (SFV-Bus de CD)

En la Figura 26 se muestra el pulso de activación al MOSFET Q1 con el ciclo de trabajo calculado, además se observa la corriente de entrada (puerto de panel), la corriente en el inductor L1 y por último la corriente de salida (puerto de bus CD), validando igualmente la cosecha de energía del panel fotovoltaico por medio de corriente no pulsante.

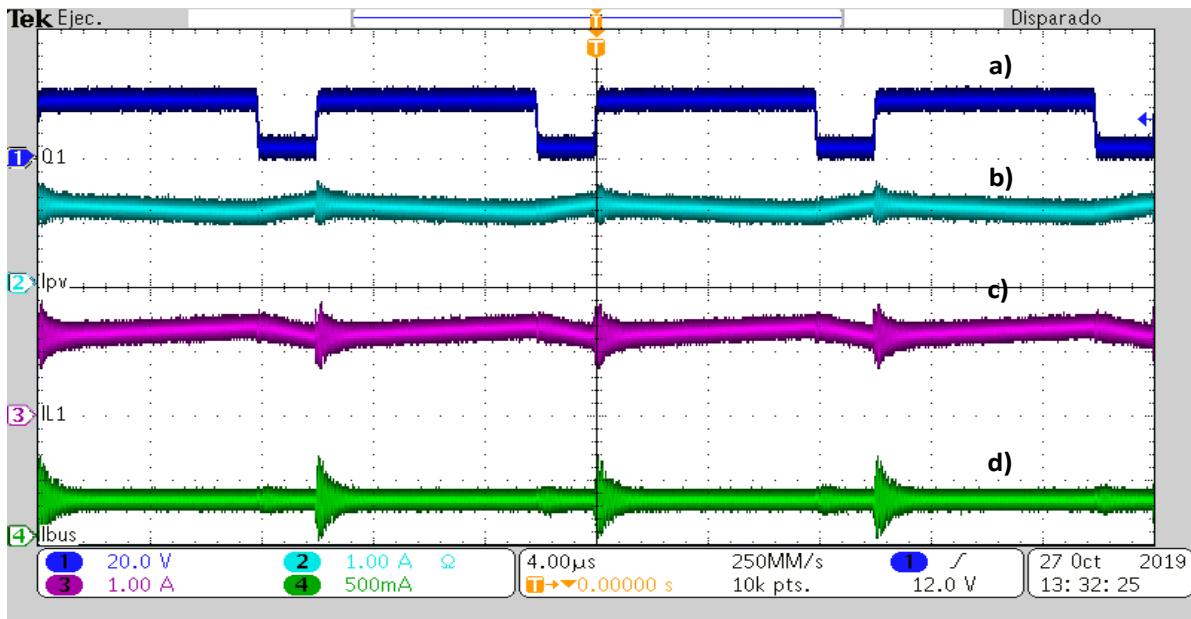


Figura 26. Formas de onda básicas del modo 2: a) señal PWM en MOSFET Q1; b) corriente de entrada (puerto de panel); c) corriente en inductor L1; d) corriente de salida (puerto de batería).

4.3 Modo 3 (Batería-Bus de CD)

La Figura 27 muestra el pulso modulado enviado al MOSFET activo de este modo (Q2), la corriente a la entrada (puerto de batería), la corriente en el inductor L2 y la corriente de salida (puerto del bus CD), validando la extracción de corriente no pulsante en la descarga de la batería.

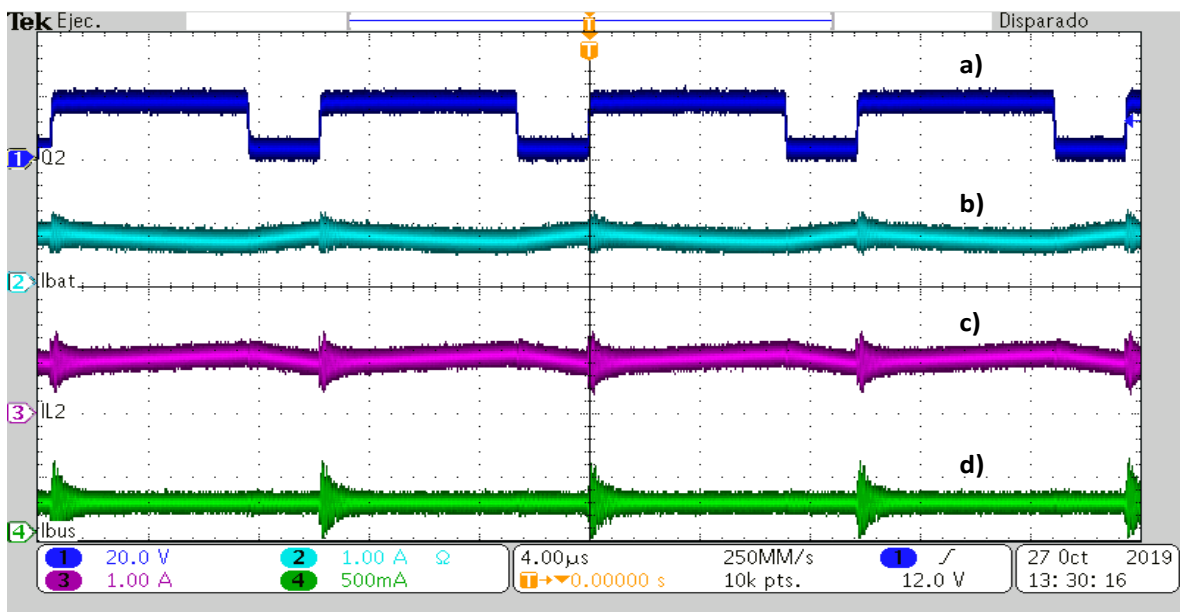


Figura 27. Formas de onda básicas del modo 3: a) señal PWM en MOSFET Q2; b) Corriente de entrada (puerto de batería); c) Corriente en inductor L2; d) Corriente de salida (puerto de bus).

4.4 Modo 4 (Bus de CD-batería)

En la Figura 28 se observa la corriente de entrada pulsante (puerto del bus CD), mientras que tanto en el inductor L2 y el puerto de batería se observa no pulsante, validando una óptima condición para la carga de la batería por medio del bus CD.

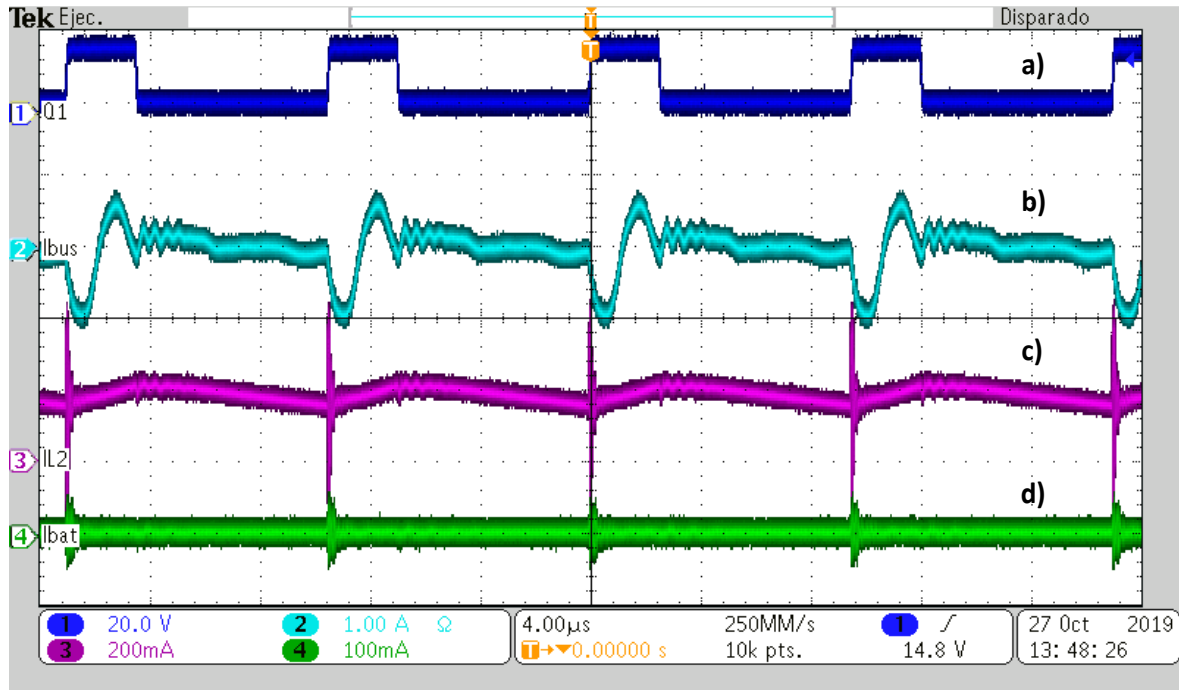
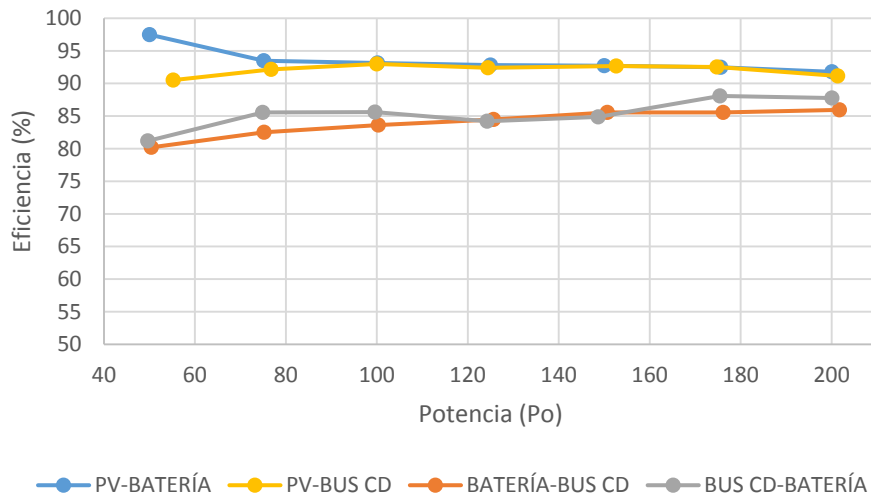


Figura 28. Formas de onda básicas del modo 4: a) señal PWM en MOSFET Q1; b) Corriente de entrada (puerto de bus); c) Corriente en inductor L2; d) Corriente de salida (puerto batería).

4.5 Eficiencia de los modos de operación

Para caracterizar la eficiencia de los modos de operación se tomaron datos a diferentes niveles de potencia comenzando desde 50W con incrementos de 25W hasta llegar a la potencia máxima considerada para el prototipo. Se encontró que los modos de operación 1 y 2 presentaron mejores eficiencias (por encima del 90%) respecto a los modos 3 y 4 (por encima del 85%). Esto significa que el modo 3 (batería-bus de CD) que funciona como una topología elevadora presenta la eficiencia más baja de los cuatro modos de operación, mientras que el modo 1 (SFV-Batería) que opera como una topología Cuk presenta la mejor de forma global.




Gráfica 4. Eficiencia general de cada modo de operación.

4.6 Discusión de resultados

La implementación de una topología multipuerto propuesta para la interconexión entre un panel o arreglo fotovoltaico, batería y un bus de CD mostró ser factible como una solución original al problema planteado, mostrando características útiles como son corriente no pulsante para los puertos de panel y batería y flexibilidad de operación debido a su configuración modular.

Se observó que debido al diseño compartido entre topologías, existe una diferencia en la eficiencia en los modos de operación, sin embargo gracias a nuevas técnicas de manufactura y desarrollo de materiales como el carburo de silicio (SiC) tanto para MOSFET como para diodos esta eficiencia podría aumentar gracias a resistencias de encendido cada vez más pequeñas y a tiempo de recuperación inversa casi nulo.

Se observa además que el uso de interruptores para la reconfiguración del circuito de potencia es una opción que permite definir perfectamente el cada uno de los modos de operación, logrando además un funcionamiento bidireccional de batería a bus de CD, lo que permite no solo depender de fuentes renovables para su carga sino aprovechar a la propia red eléctrica como fuente de recarga de la batería en condiciones de no generación por fuentes renovables. Esta topología integra un número aceptable de componentes tanto pasivos como activos lo que la vuelve competitiva frente a demás topologías multipuerto no aisladas.

A decorative vertical bar in a dark blue color runs along the left edge of the page. In the lower-left quadrant, there are several thin, dark blue lines that curve upwards and to the right, resembling stylized grass or reeds. The background is split into a white left half and a light blue right half.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajos futuros

5 Conclusiones

Cabe recordar que la principal motivación de este trabajo fue el desarrollo de una topología que permita la integración tanto de panel, batería y bus de CD y que lograra condiciones óptimas de operación para la extracción de potencia del panel así como la carga y descarga de la batería. Por lo tanto los esfuerzos se vieron enfocados a la búsqueda de topologías que permitieran esta integración multipuerto, sin embargo se encontró durante la revisión del estado del arte que la gran mayoría de topologías de tres puertos no permiten las condiciones adecuadas para la operación de estos componentes, por lo que se estuvo en posibilidad de realizar una contribución original en este aspecto.

Con base en lo anterior se establecieron una serie de objetivos que permitieron lograr de forma exitosa los retos planteados. Como objetivo general se planteó el diseño y construcción de la topología en una estructura multipuerto evaluando su desempeño a una potencia escalada de 200 W, ya que por ser una topología novedosa lo primero que se quiere es verificar su validez y operación por lo que se prueba a una potencia baja. Como objetivos específicos se habló de la validación del convertidor en al menos cuatro modos de operación, ya que anteriormente se tienen motivos para asegurar que estos son la cantidad mínima de funcionalidades que se deben lograr topológicamente para un convertidor de este tipo, considerando además las condiciones adecuadas de corriente no pulsante para los modos de operación que involucren tanto el panel fotovoltaico y la batería. Además se deseaba lograr la un buen manejo y flexibilidad en la transferencia de potencia entre las distintas fuentes por medio de una estructura reconfigurable.

Tras un largo análisis de los objetivos planteados se encontró que la topología Cuk inicialmente cumplía con el criterio de corriente no pulsante tanto a la entrada como a la salida, sin embargo para la integración de un tercer puerto fue necesario redibujar el circuito, logrando adaptar el bus de CD al capacitor de transferencia. Finalmente de acuerdo a los resultados obtenidos al probar el prototipo, se puede afirmar que los objetivos planteados se cumplieron satisfactoriamente, ya que se logró implementar una novedosa topología derivada de un convertidor Cuk que permite cumplir con las condiciones adecuadas para la integración de un panel o arreglo fotovoltaico, batería y un bus de CD usando una estructura multipuerto reconfigurable por medio de interruptores, lo que agrega cierto grado de originalidad al trabajo de tesis ya que esta topología no se encuentra actualmente en la literatura.

Abordando los objetivos específicos se validó que la topología presentada logra la integración de los cuatro modos de operación propuestos, lo que permite la interacción de las tres fuentes de energía mencionadas en este trabajo. Además, se lograron las condiciones de inyección y demanda de energía por medio de corriente no pulsante para los puertos de panel y batería en todos los modos de operación, por lo que se infiere que dichos puertos son aptos para la integración de los componentes reales y permitirán un manejo adecuado del SFV y batería de almacenamiento desde el punto de vista topológico del convertidor.

5.1 Trabajos futuros

Recordando que el enfoque principal del trabajo realizado es la topología de tres puertos para la integración del panel fotovoltaico, batería y bus de CD, se establecieron una serie de consideraciones que permitieron definir el alcance que se pretende lograr. Por ello, sería interesante realizar aportes futuros a este tema desde la perspectiva del alcance propuesto.

La primera consideración que se puede tomar en cuenta como un trabajo futuro es la integración de los componentes reales al convertidor, es decir probar con un panel fotovoltaico, una batería y una fuente que sirva como bus de CD la cual en dado momento puede inyectar o recibir potencia.

La segunda consideración se basa en la implementación de un método de control que coordine los cuatro modos de operación de la topología, dicho control debería ser manejado a la vez por un control supervisorio el cual propiamente dicho se considera de forma externa al convertidor porque deberá coordinar otros convertidores de la topología PINE.

La tercera consideración sería la implementación de una técnica de seguimiento de punto de máxima potencia en los modos que integran el panel fotovoltaico ya que topológicamente no existe ningún impedimento para su integración.

Otra consideración interesante sería el buscar la integración de aislamiento galvánico a la topología dado que existen aplicaciones donde es un requisito obligatorio (principalmente cuando se quiere operar a altas potencias) además que ofrece una protección extra a los componentes del convertidor.

Finalmente se considera como un punto importante a futuro la integración del convertidor dentro de la topología PINE, esto obviamente cuando se dispongan de las demás etapas de conversión y sistema de control supervisorio.

6 Referencias

- [1] C. Abbey *et al.*, "Powering through the storm: Microgrids operation for more efficient disaster recovery," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 12, no. 3, pp. 67-76, 2014.
- [2] S. RajaMohamed, P. A. Jeyanthi, and D. Devaraj, "Investigation on the impact of high-penetration of PV generation on transient stability," in *2017 IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS)*, 2017, pp. 1-6: IEEE.
- [3] H. Sadiq, S. A. H. Raza, U. Hameed, A. K. Janjua, and K. Imran, "Impact Analysis of PV Penetration on Radial Distribution Feeder of National University of Science and Technology (NUST)," in *2018 International Conference on Power Generation Systems and Renewable Energy Technologies (PGSRET)*, 2018, pp. 1-5: IEEE.
- [4] H. Setiadi, A. U. Krismanto, and N. Mithulanathan, "Influence of BES system on local and inter-area oscillation of power system with high penetration of PV plants," in *2017 International Conference on Applied System Innovation (ICASI)*, 2017, pp. 1-4: IEEE.
- [5] Y. Tang, R. Burgos, C. Li, and D. Boroyevich, "Impact of PV inverter penetration on voltage profile and power loss in medium voltage distribution systems," in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2016, pp. 1-8: IEEE.
- [6] H.-M. Chou, L. Xie, P. Enjeti, and P. Kumar, "Power electronics intelligence at the network edge (PINE)," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017 IEEE*, 2017, pp. 5214-5221: IEEE.
- [7] H. A. Serhan and E. M. Ahmed, "Effect of the different charging techniques on battery life-time," in *Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE), 2018 International Conference on*, 2018, pp. 421-426: IEEE.
- [8] R. Parthiban and K. Rajambal, "Performance investigation of three-port converter for hybrid energy systems," in *Electrical Energy Systems (ICEES), 2014 IEEE 2nd International Conference on*, 2014, pp. 261-266: IEEE.
- [9] S. J. Al-Chlaihawi, "Comparative study of the multiport converter used in renewable energy systems," in *Applied and Theoretical Electricity (ICATE), 2016 International Conference on*, 2016, pp. 1-6: IEEE.
- [10] M. Mihai, "Multiport converters-a brief review," in *Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), 2015 7th International Conference on*, 2015, pp. P-27-P-30: IEEE.
- [11] P. M. Kishore and R. Bhimasingu, "A non-isolated single stage three-port converter for hybrid microgrid applications," in *Sustainable Green Buildings and Communities (SGBC), International Conference on*, 2016, pp. 1-6: IEEE.
- [12] Y.-C. Liu and Y.-M. Chen, "A systematic approach to synthesizing multi-input DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 116-127, 2009.
- [13] M. A. Moqaddam and M. Hamzeh, "PWM plus secondary-side phase-shift controlled full-bridge three-port bidirectional converter for application in MVDC distribution networks," in *Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2017 8th*, 2017, pp. 178-183: IEEE.

- [14] H. Wu, J. Zhang, X. Qin, T. Mu, and Y. Xing, "Secondary-side-regulated soft-switching full-bridge three-port converter based on bridgeless boost rectifier and bidirectional converter for multiple energy interface," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4847-4860, 2016.
- [15] W. Wang, P. Wang, T. Ma, H. Liu, and H. Wu, "A simple decoupling control method for isolated three-port bidirectional converter in low-voltage DC microgrids," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, 2015, pp. 3192-3196: IEEE.
- [16] R. Sankar and N. K. Kala, "Implementation of full-bridge three-port converters with wide input voltage range for renewable energy systems," in *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, 2017, pp. 3675-3680: IEEE.
- [17] S. J. AL-Chlahawi, A. Craciunescu, and A. G. Al-Gizi, "Power flow management in three port converter using PV panel with maximum power point tracker," in *2017 10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, 2017, pp. 585-590: IEEE.
- [18] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 10, pp. 2289-2297, 2009.
- [19] M. Joly, R. Ramaprabha, and B. Mathur, "Three-port bidirectional converter with PWM for renewable energy sources," in *Smart Structures and Systems (ICSSS), 2013 IEEE International Conference on*, 2013, pp. 28-32: IEEE.
- [20] X. Jun, Z. Xing, Z. Chong-wei, and L. Sheng-yong, "A novel three-port bi-directional dc-dc converter," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 717-720: IEEE.
- [21] Z. Qian, O. Abdel-Rahman, M. Pepper, and I. Batarseh, "Analysis and design for paralleled three-port DC/DC converters with democratic current sharing control," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 1375-1382: IEEE.
- [22] J. Zeng, W. Qiao, and L. Qu, "Modeling and control of a three-port DC-DC converter for PV-battery systems," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*, 2015, pp. 1768-1773: IEEE.
- [23] Z. Wang and H. Li, "Integrated MPPT and bidirectional battery charger for PV application using one multiphase interleaved three-port dc-dc converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, pp. 295-300: IEEE.
- [24] A. H. A. Adam, S. Hou, and J. Chen, "Analysis, Design, and Performance of Isolated Three-Port UPS Converter for High-Power Applications," in *2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, 2019, pp. 1-7: IEEE.
- [25] P. Wang, X. Zhang, S. Ding, W. Wang, and D. Xu, "An Isolated Three-Port DC-DC Converter with Low-Voltage DC Bus for DC Microgrids," in *2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2018, pp. 1-6: IEEE.

- [26] H. Zhu, D. Zhang, Q. Liu, and Z. Zhou, "Three-port DC/DC converter with all ports current ripple cancellation using integrated magnetic technique," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 2174-2186, 2016.
- [27] J. Zhao, H. H. lu, T. Fernando, L. An, and D. D.-C. Lu, "Design of a non-isolated single-switch three-port DC-DC converter for standalone PV-battery power system," in *Circuits and Systems (ISCAS), 2015 IEEE International Symposium on*, 2015, pp. 2493-2496: IEEE.
- [28] T. Cheng, D. D. C. Lu, A. Gong, and D. Verstraete, "Analysis of a Three-Port DC-DC Converter for PV- Battery System Using DISO Boost and SISO Buck Converters," presented at the Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), Wollongong, NSW, Australia 27-30 Sept. 2015 2015.
- [29] B. Zhang, P. Wang, T. Bei, X. Li, Y. Che, and G. Wang, "Novel Topology and Control of a Non-isolated Three Port DC-DC Converter for PV-Battery Power System," presented at the 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, NSW, Australia 11-14 Aug. 2017, 2017.
- [30] V. R. Teja, S. Srinivas, and M. K. Mishra, "A three port high gain non-isolated DC-DC converter for photovoltaic applications," in *Industrial Technology (ICIT), 2016 IEEE International Conference on*, 2016, pp. 251-256: IEEE.
- [31] M. Kumar, Y. N. Babu, D. Pullaguram, and S. Mishra, "A high voltage gain non-isolated modified three-port DC/DC converter based on integrated Boost-Cuk topology," in *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2017 IEEE PES*, 2017, pp. 1-6: IEEE.
- [32] K. Tomas-Manez, A. Anthon, Z. Zhang, Z. Ouyang, and T. Franke, "High efficiency non-isolated three port DC-DC converter for PV-battery systems," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International*, 2016, pp. 1806-1812: IEEE.
- [33] 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 Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 3, pp. 351-355, 2018.
- [34] M. Al-Soeidat, H. Khawaldeh, H. Aljarajreh, and D. Lu, "A Compact Three-Port DC-DC Converter for Integrated PV-Battery System," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, pp. 1-6: IEEE.
- [35] S. Gao, J. Shi, X. Dong, Y. Jia, H. Wu, and H. Hu, "Performance Evaluation of A Non-Isolated Three-Port Converter for PV-Battery Hybrid Energy System," in *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp. 1394-1399: IEEE.
- [36] S. Jibhkate, I. Biswas, D. Kastha, and P. Bajpai, "Three port DC-DC converter for storage integration in microgrid," in *2016 National Power Systems Conference (NPSC)*, 2016, pp. 1-6: IEEE.
- [37] H. Khoramikia, M. Heydari, and S. M. Dehghan, "A New Three-Port Non-Isolated DC-DC Converter for Renewable Energy Sources Application," in *Electrical Engineering (ICEE), Iranian Conference on*, 2018, pp. 1101-1106: IEEE.

- [38] X. Qi, D. Zhang, X. Pan, and M. Fang, "A Coupled Inductors Based High Gain Non-Isolated Three-Port DC-DC Converter," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, pp. 1-6: IEEE.
- [39] N. Zahedi, S. Salehi, and S. H. Hosseini, "Non-Isolated Three Port DC-DC Converter with Soft Switching Technique," in *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2019, pp. 401-406: IEEE.
- [40] M. Zhang, Y. Xing, H. Wu, Y. Lu, and K. Sun, "Performance evaluation of a non-isolated bidirectional three-port power converter for energy storage applications," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 2703-2708: IEEE.
- [41] P. Zhang, Y. Chen, Z. Lu, and Y. Kang, "The cost-efficient, common-ground, non-isolated three-port converter deduced from the single-inductor dual-output (SIDO) topology," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 2020-2025: IEEE.
- [42] S. Cuk and R. D. Middlebrook, "A new optimum topology switching dc-to-dc converter," in *1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1977, pp. 160-179: IEEE.
- [43] J. L. Silva. Perales, "Cargador de baterías a partir de celdas solares basado en el convertidor Cuk," Maestría en ciencias en ingeniería electrónica, Departamento de ingeniería electrónica, Centro de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2015.

7 Anexo A: Topologías multipuerto aisladas y semi-aisladas

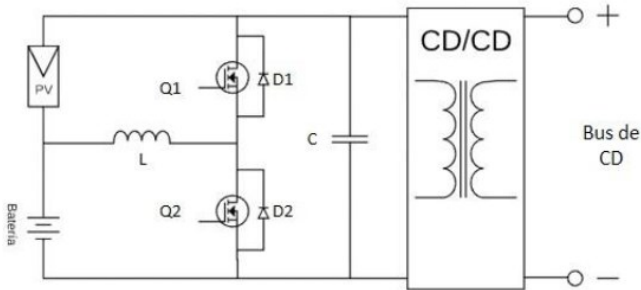


Figura 29 Topología propuesta en [6].

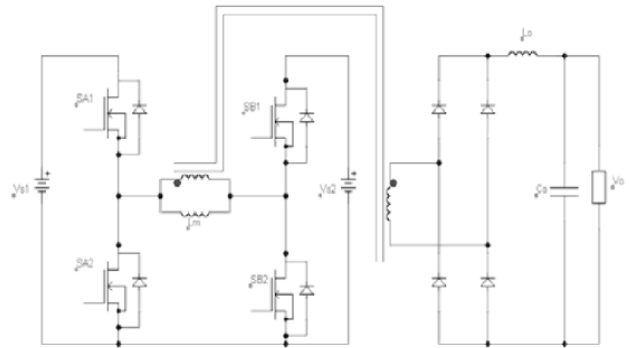


Figura 30 Topología propuesta en [8].

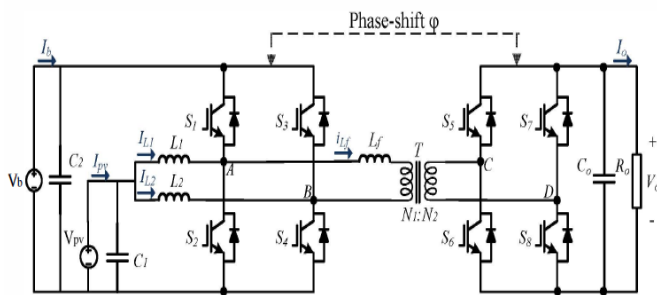


Figura 31 Topología propuesta en [13].

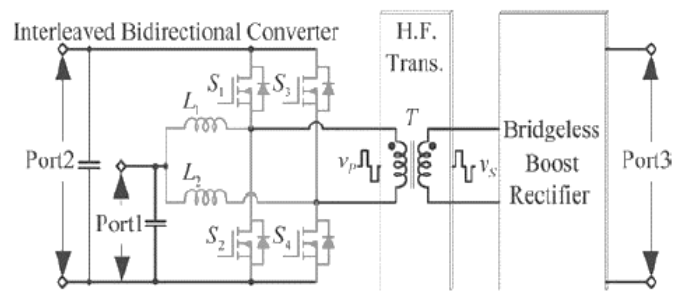


Figura 32 Topología propuesta en [14].

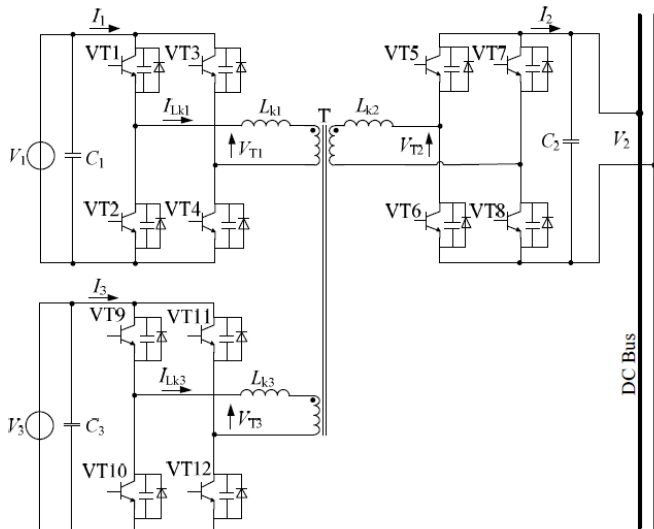


Figura 33 Topología propuesta en [15].

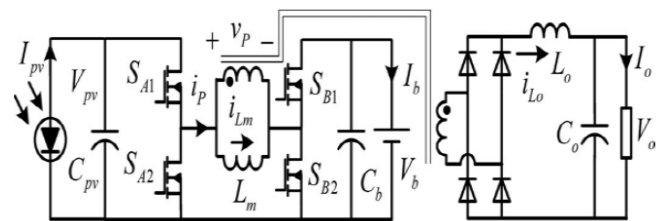


Figura 34 Topología propuesta en [16].

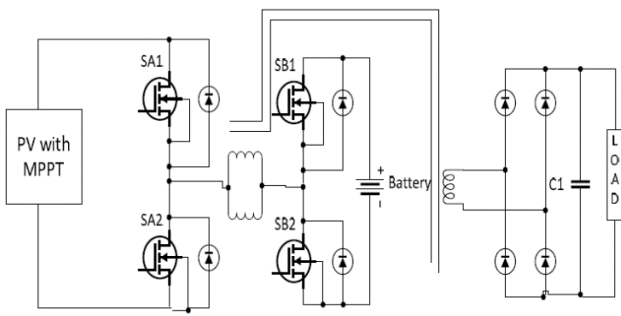


Figura 35 Topología propuesta en [17].

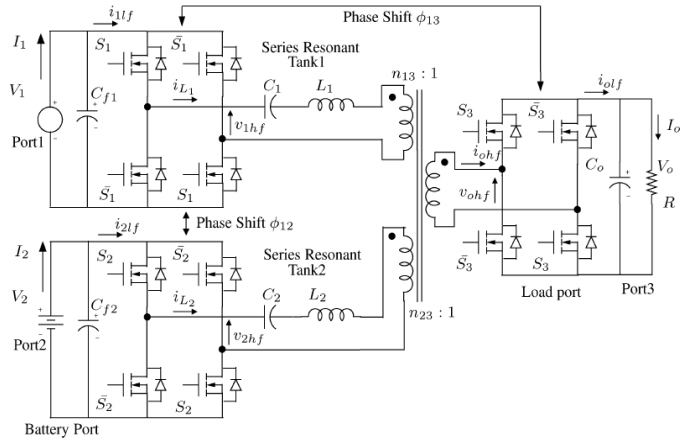


Figura 36 Topología propuesta en [18].

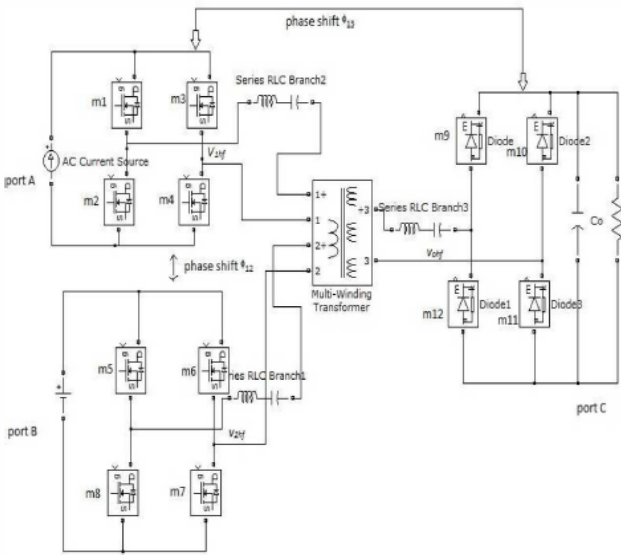


Figura 37 Topología propuesta en [19].

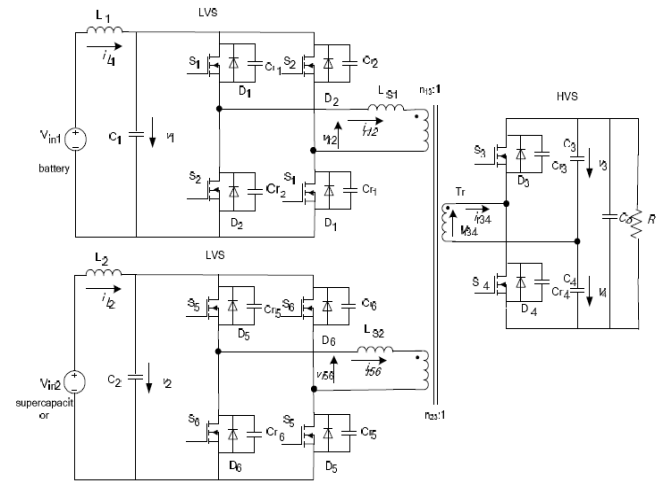


Figura 38 Topología propuesta en [20].

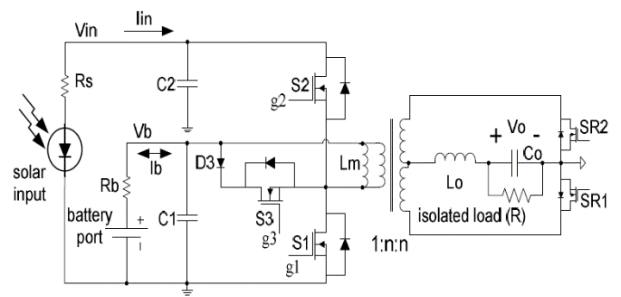


Figura 39 Topología propuesta en [21].

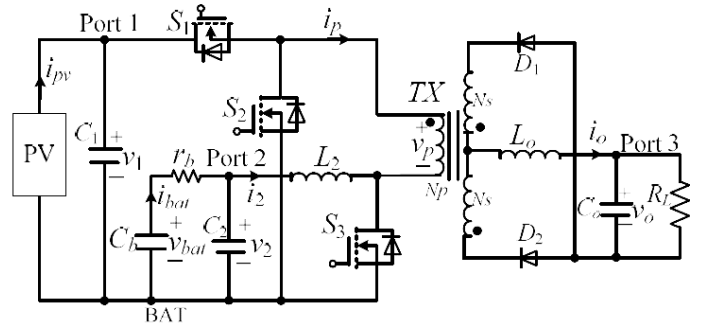


Figura 40 Topología propuesta en [22].

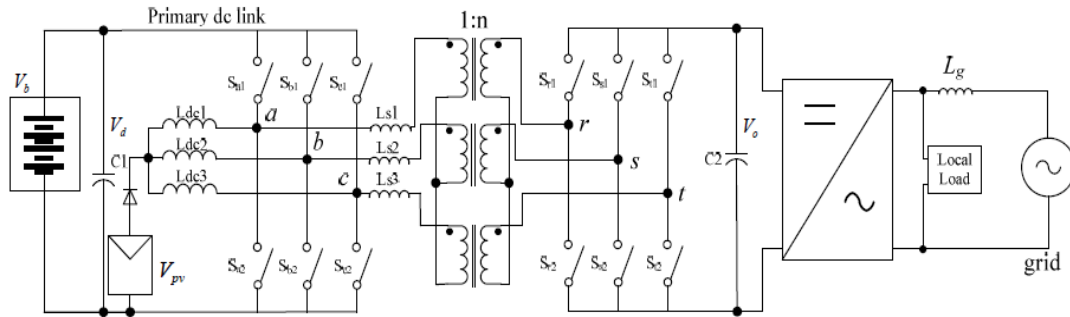


Figura 41 Topología propuesta en [23].

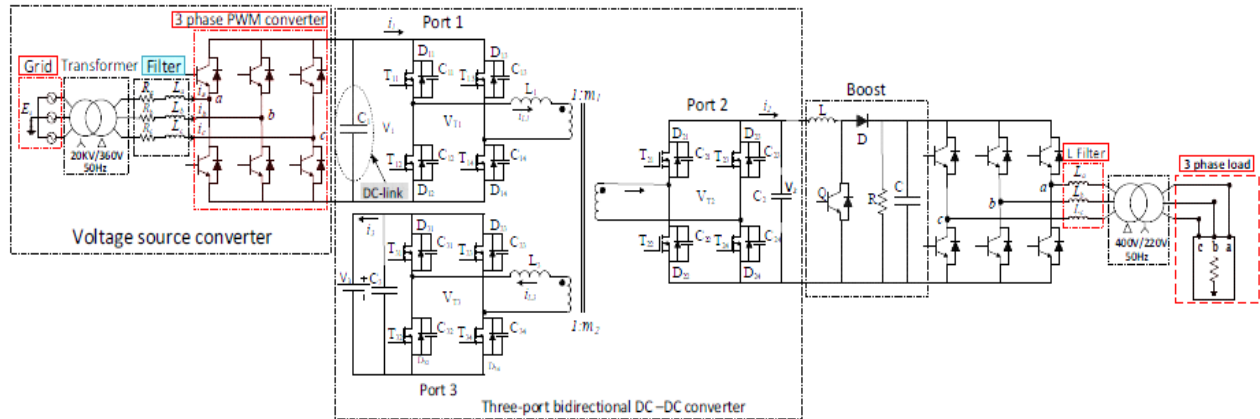


Figura 42 Topología propuesta en [24].

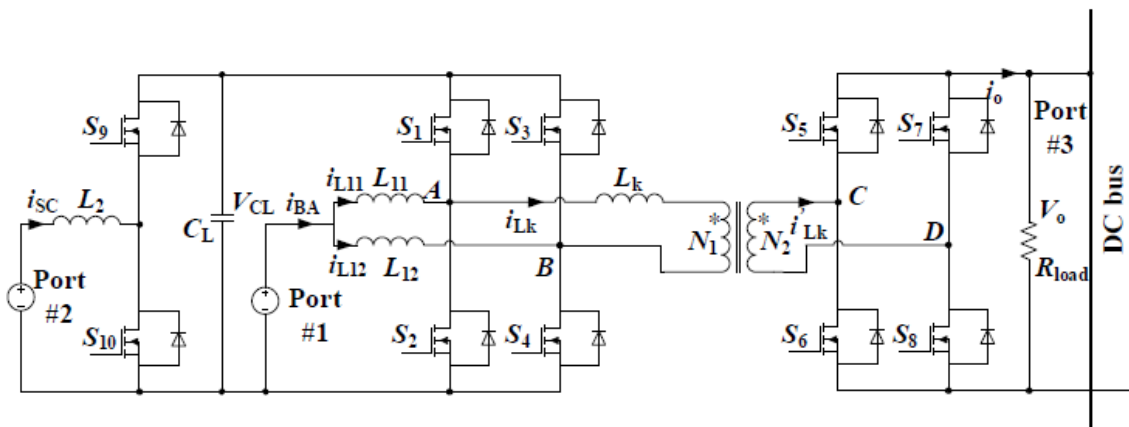


Figura 43 Topología propuesta en [25].

8 Anexo B: Topologías multipuerto no aisladas

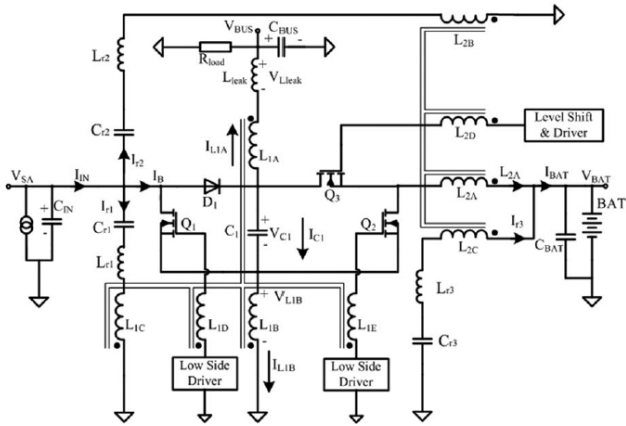


Figura 44 Topología propuesta en [26].

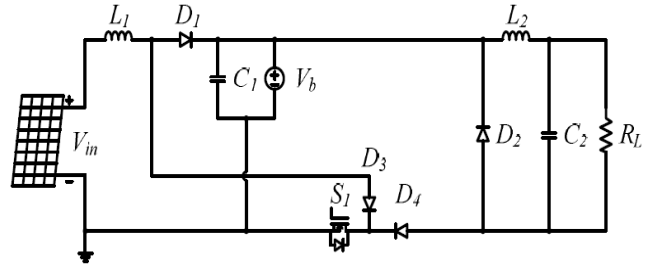


Figura 45 Topología propuesta en [27].

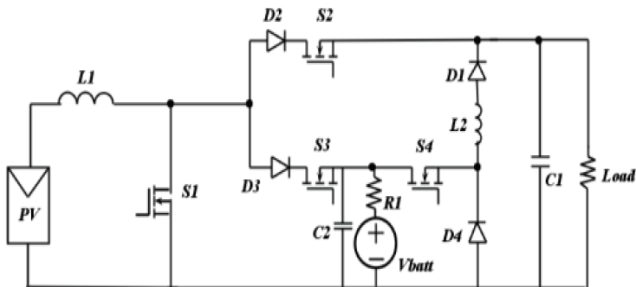


Figura 46 Topología propuesta en [28].

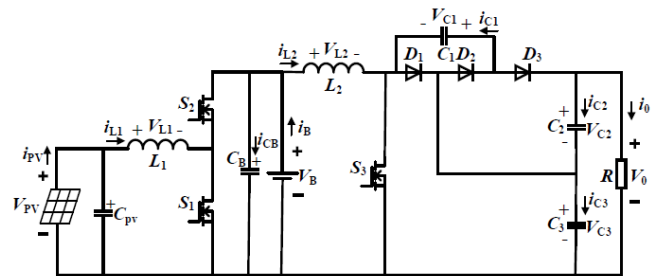


Figura 47 Topología propuesta en [29].

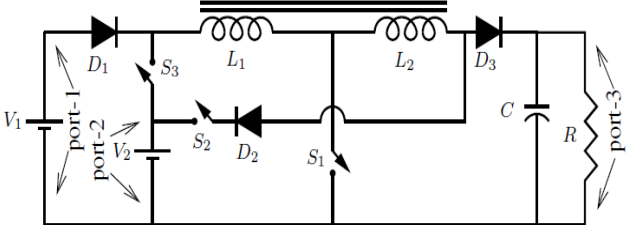


Figura 48 Topología propuesta en [30].

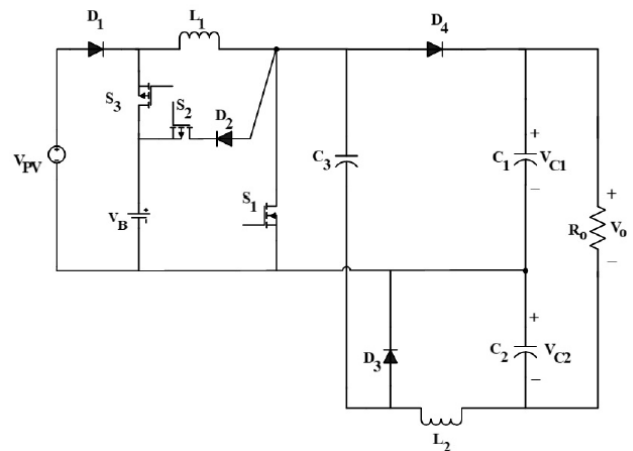


Figura 49 Topología propuesta en [31].

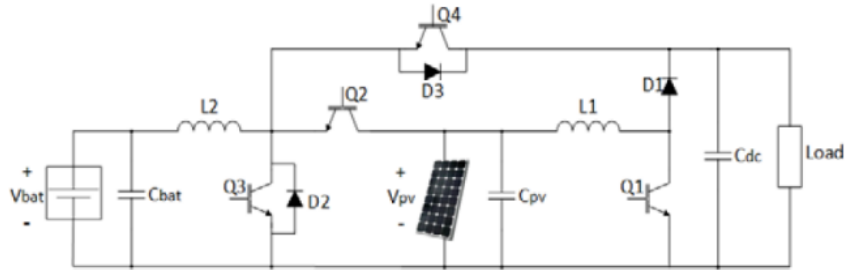


Figura 50 Topología propuesta en [32].

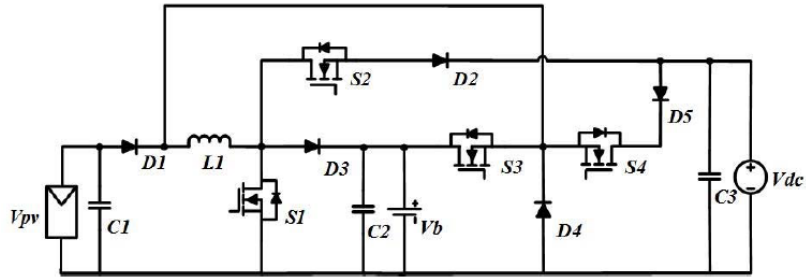


Figura 51 Topología propuesta en [33].

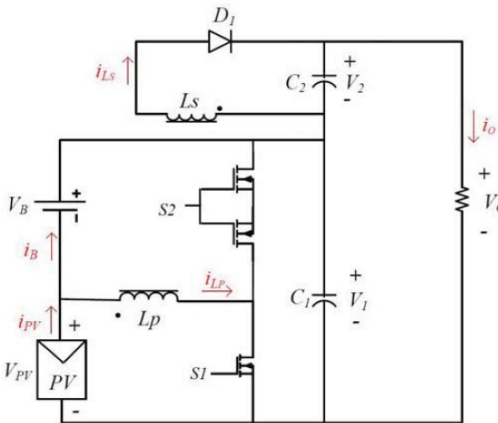


Figura 52 Topología propuesta en [34].

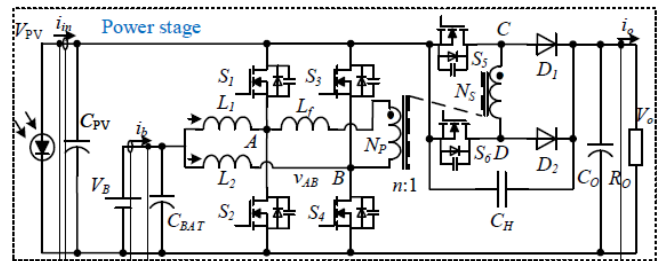


Figura 53 Topología propuesta en [35].

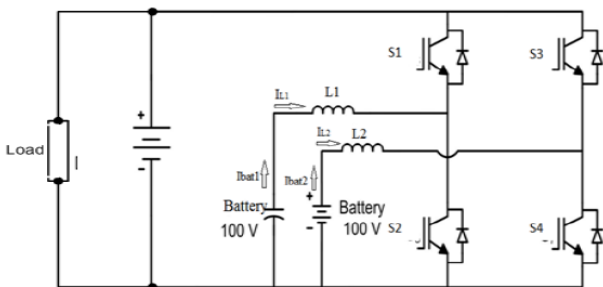


Figura 54 Topología propuesta en [36].

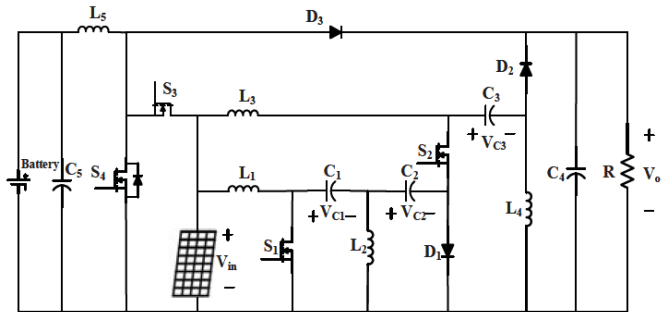


Figura 55 Topología propuesta en [37].

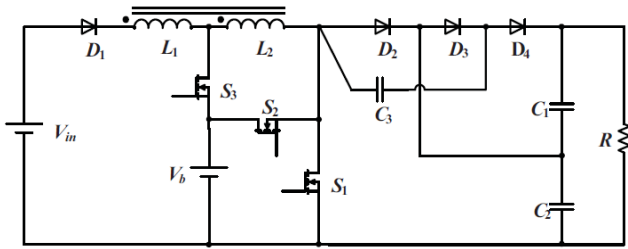


Figura 56 Topología propuesta en [38].

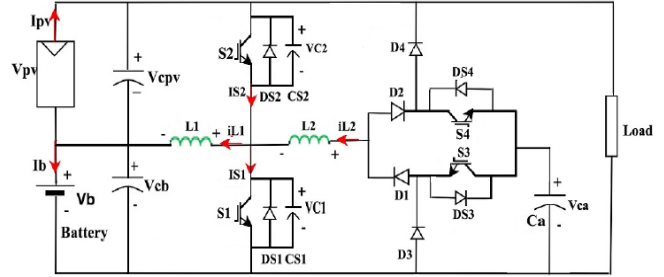


Figura 57 Topología propuesta en [39].

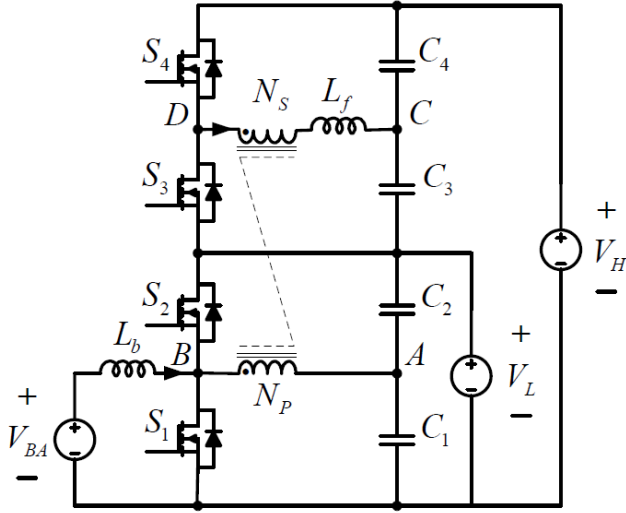


Figura 58 Topología propuesta en [40].

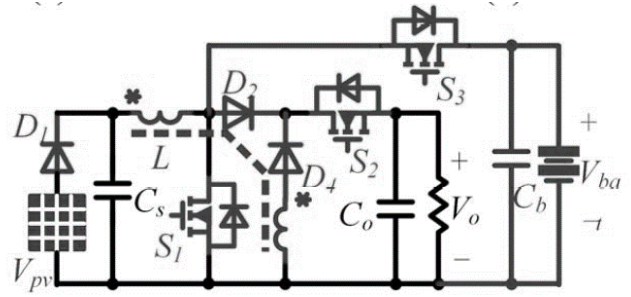


Figura 59 Topología propuesta en [41].

9 Anexo C: Simulación en lazo abierto de los cuatro modos de operación

Modo 1 (SFV-Batería)

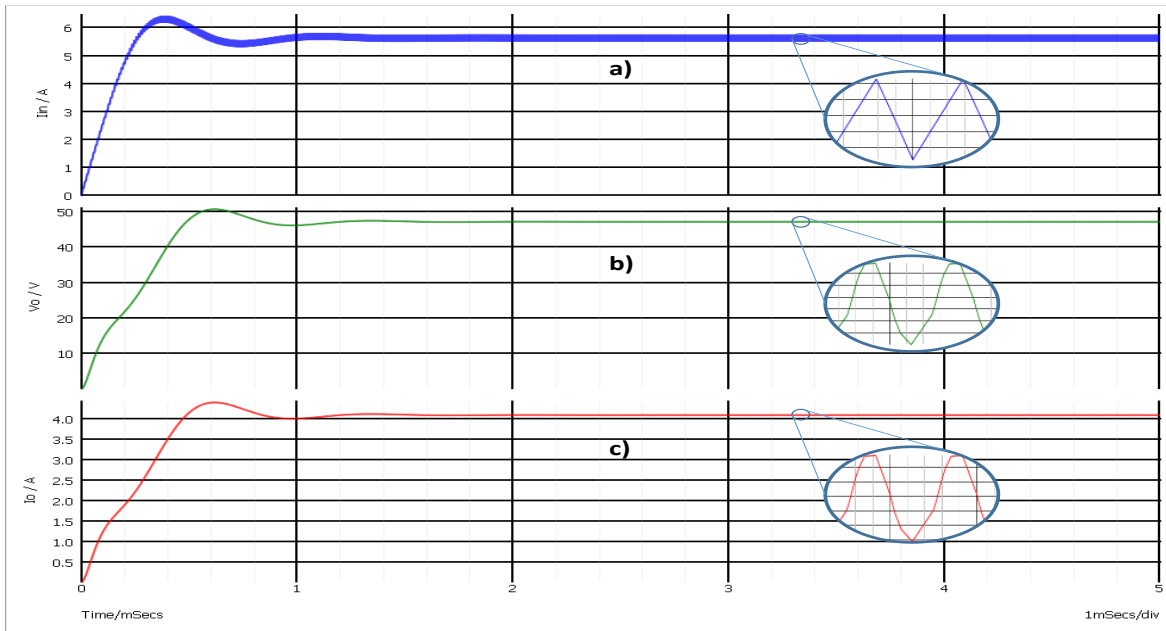


Figura 60. a) Corriente de entrada (puerto de SFV), b) Voltaje de salida (puerto de batería), c) Corriente de salida (puerto de batería).

Modo 2 (SFV-Bus de CD)

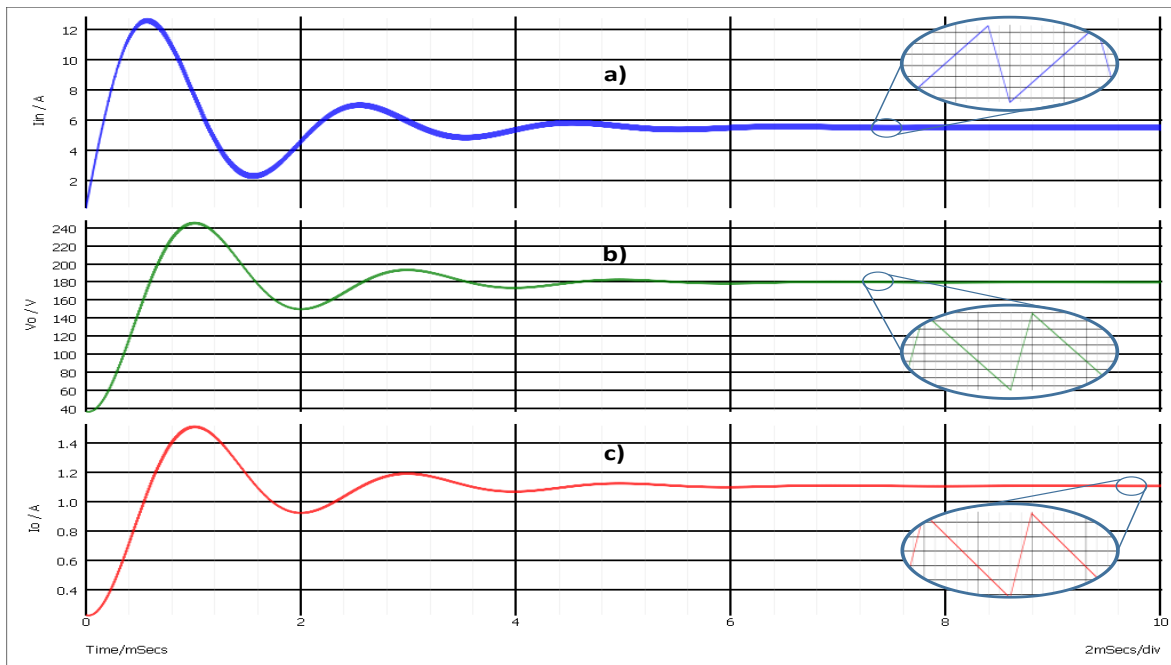


Figura 61. a) Corriente de entrada (puerto de SFV), b) Voltaje de salida (puerto de bus CD), c) Corriente de salida (Puerto de bus CD).

Modo 3 (Batería-Bus de CD)

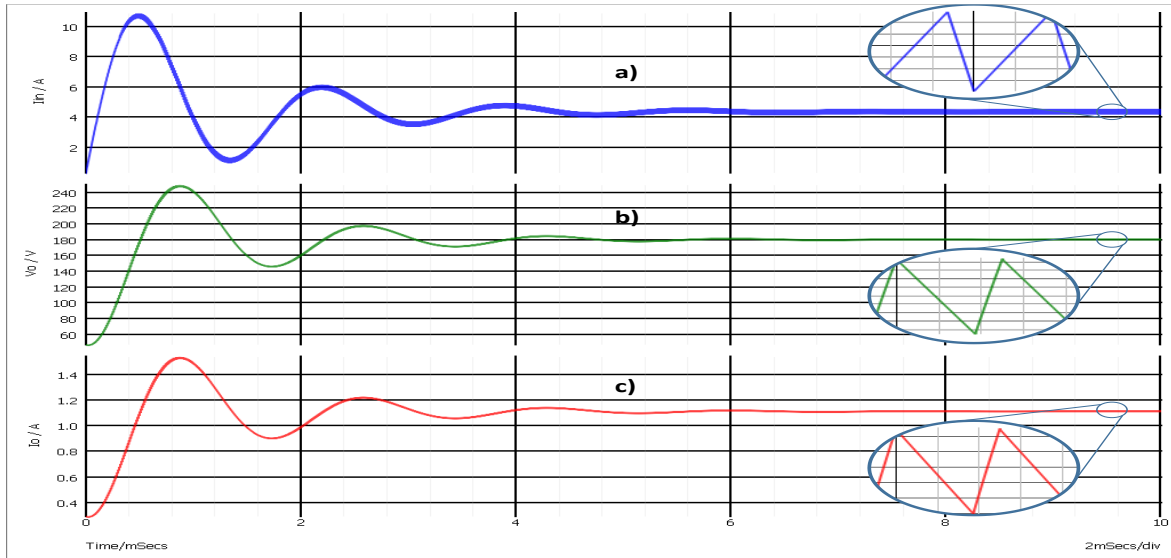


Figura 62. a) Corriente de entrada (puerto de batería), b) Voltaje de salida (puerto de bus CD), c) Corriente de salida (puerto de bus CD).

Modo 4 (Bus de CD-Batería)

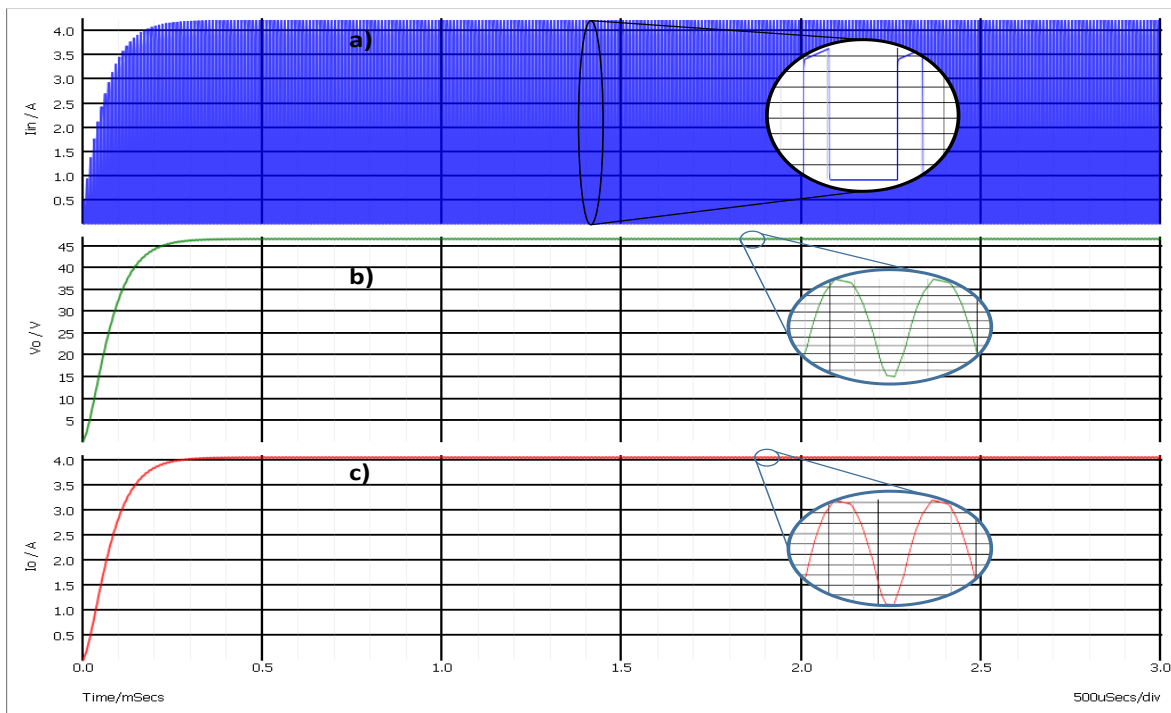


Figura 63. a) Corriente de entrada (puerto de bus CD), b) Voltaje de salida (puerto de batería), c) Corriente de salida (puerto de batería).

10 Anexo D: Diseño de circuito impreso del convertidor multipuerto

10.1 Etapa de potencia

La etapa de potencia (Figura 64) agrega dos sensores de corriente LTS 25-NP además de los puertos para cada una de las fuentes (SFV, batería y bus de CD). Además se agregan diodos de bloqueo para cada MOSFET con el fin de bloquear su diodo parásito, el cual posee características deficientes.

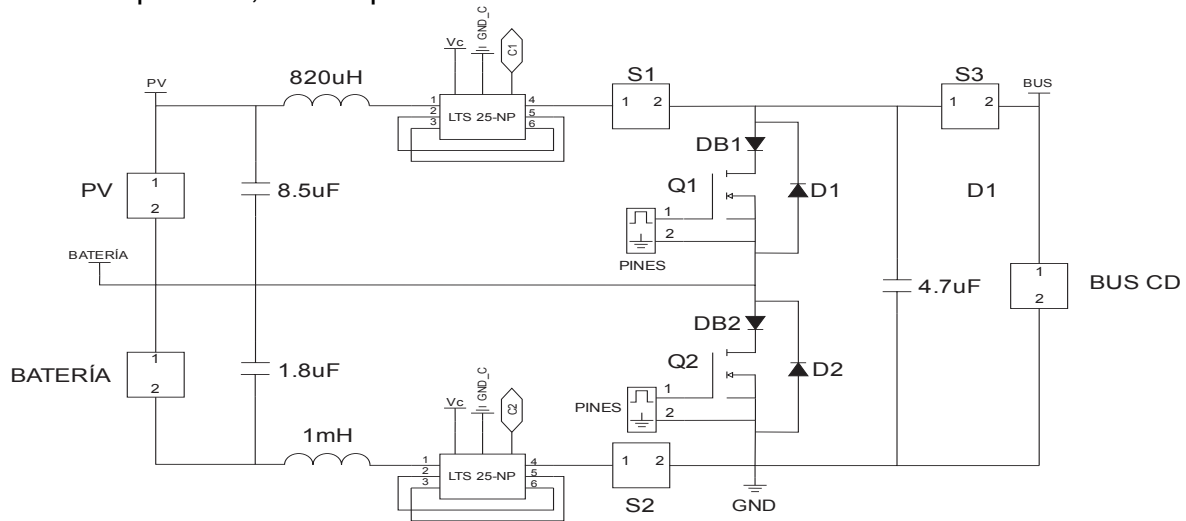


Figura 64. Esquema de la etapa de potencia del convertidor.

Para activar los MOSFET se prefirió dejar pines de conexión en vez de agregar ahí mismo el impulsor. El diseño de los impulsores (ver Figura 65) se hizo como un módulo individual. Esto es una ventaja práctica que permite poder mover el módulo del impulsor al MOSFET que se desea activar.

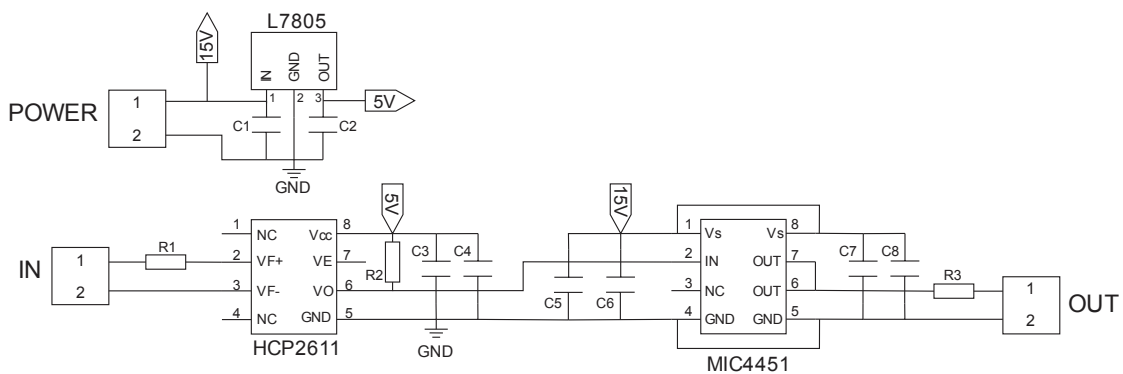


Figura 65. Esquema del módulo impulsor para MOSFET.

10.2 Etapa de acondicionamiento de señal

Esta etapa está diseñada para medir el voltaje de panel, batería y bus de CD, además de la corriente en los inductores L1 y L2. Los sensores de voltaje y corriente se alimentan por un voltaje ajeno a la etapa de potencia, al que se llama voltaje de control. Para sensar voltaje se utiliza la configuración recomendada en la hoja de datos del sensor de voltaje ópticamente aislado de precisión ACPL-C87 (Figura 66).

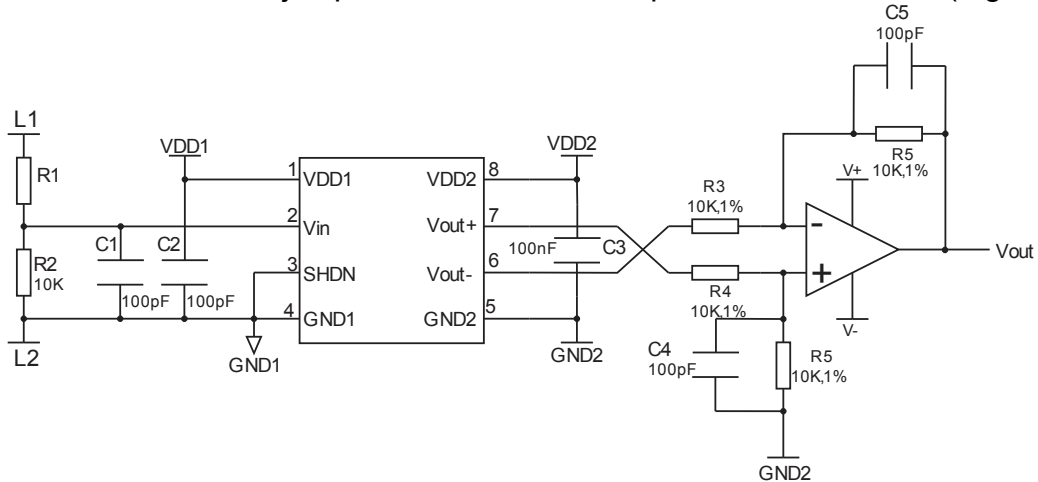


Figura 66 Configuración del sensor de voltaje ACPL-C87.

Para sensar la corriente se utiliza igualmente una configuración diferencial (ver Figura 67), en donde uno de los voltajes de entrada se toma de un divisor de voltaje cuya fuente es el voltaje de control y por medio de un trimmer pueda variarse el voltaje de referencia.

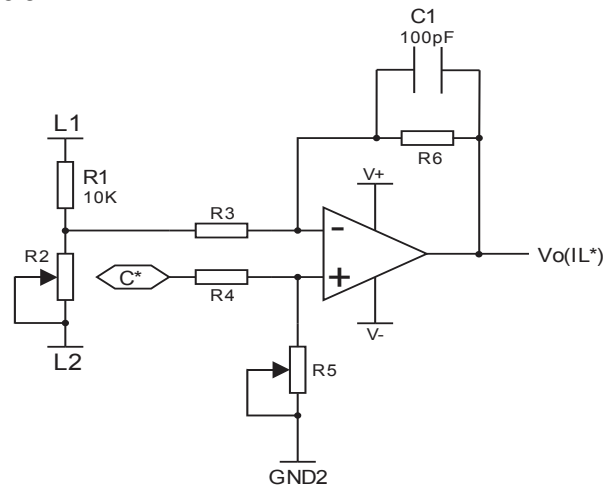


Figura 67. Configuración del sensor de corriente.

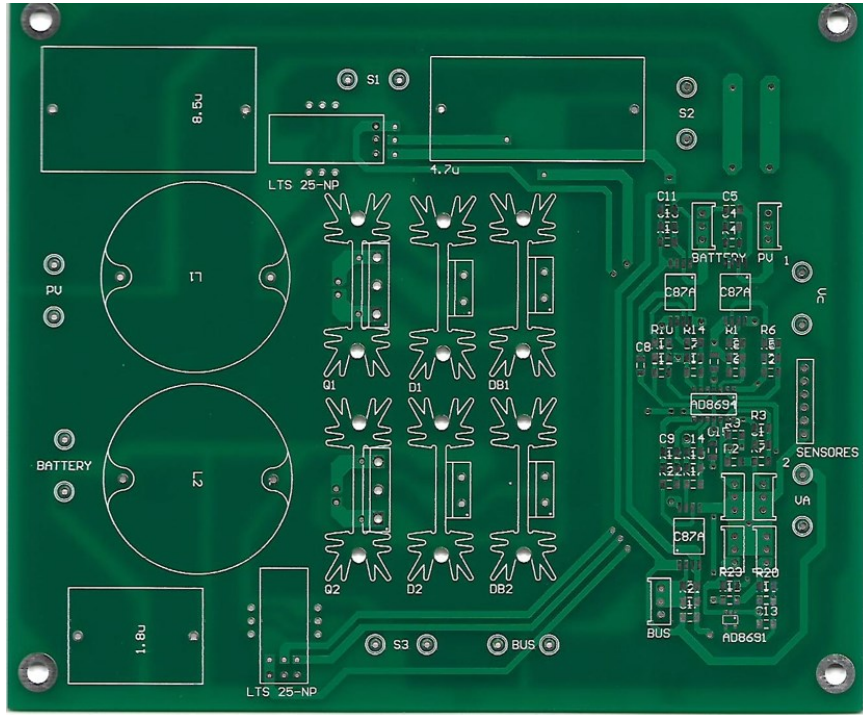


Figura 68. PCB del convertidor multipuerto.

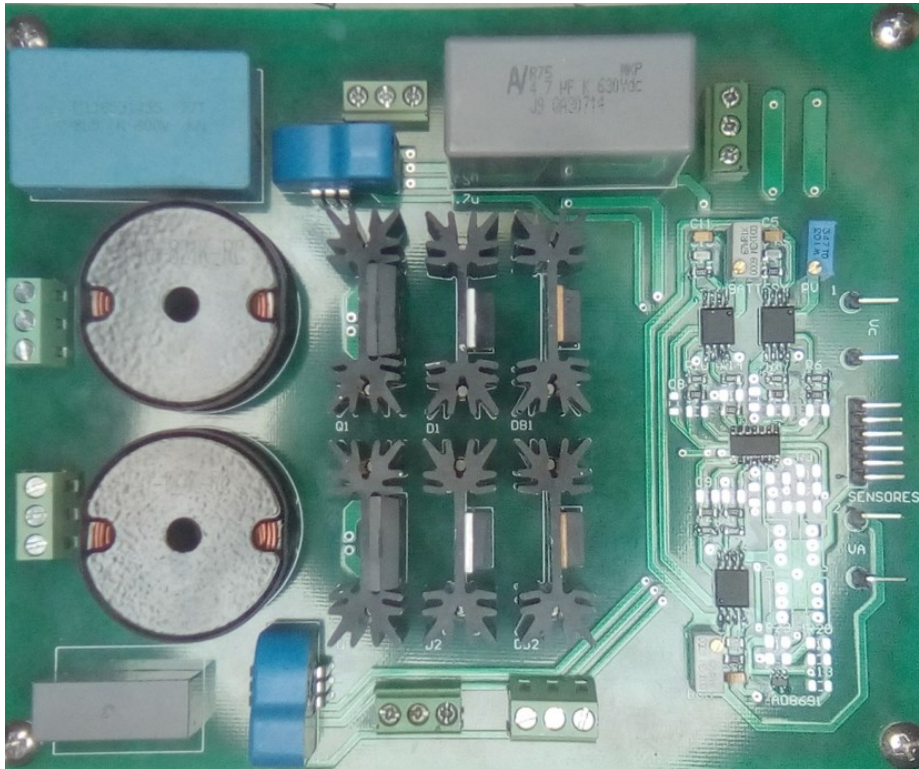


Figura 69 Prototipo ensamblado del convertidor multipuerto.