

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Supervisor:
Dr. José R. Espinoza C.
Comisión:
Dr. Luis Morán
Dr. Daniel Sbarbaro
Dr. Samir Kouro

Informe de Tesis para optar al
grado de:
**Magíster en Ciencias de la
Ingeniería con mención en
Ingeniería Eléctrica**

**TOPOLOGÍAS Y ESTRATEGIAS DE CONTROL
DE CONVERTIDORES DC/DC DE POTENCIA
PARCIAL PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Universidad de Concepción
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Supervisor:
Dr. José R. Espinoza C.

TOPOLOGÍAS Y ESTRATEGIAS DE CONTROL DE CONVERTIDORES DC/DC DE POTENCIA PARCIAL PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Nicolás Weldt Pooley

Informe de Tesis
para optar al grado de:

“Magíster en Ciencias de la Ingeniería con mención en Ingeniería Eléctrica”

Marzo 2022

Resumen

La energía fotovoltaica ha experimentado un crecimiento considerable en los últimos años. Para mantener a los paneles fotovoltaicos generando su máxima potencia a lo largo de los días, se utiliza un convertidor DC/DC, el cual impone el voltaje óptimo en los paneles mientras mantiene un voltaje constante y también óptimo en el o los inversores de la planta. Sin embargo, este convertidor produce pérdidas en el sistema. Es por esto que se han propuesto distintas topologías de convertidores DC/DC, para disminuir las pérdidas y entonces mejorar la eficiencia de la planta.

Se lleva a cabo el estudio y el diseño de un sistema fotovoltaico utilizando distintas topologías de conversión DC/DC. En primera instancia, se estudia la conexión convencional de un convertidor DC/DC, de potencia completa. Luego, se estudian dos tipos de conexión de potencia parcial de los convertidores y sus topologías entrelazadas, además de los sistemas de control a implementar.

El estudio de cada topología consta de su diseño, la formulación del modelo matemático, la búsqueda de las entradas del sistema para operar en un punto particular, el análisis de las formas de onda y el análisis de pérdidas y eficiencia. Además, se presentan características de cada topología, como el porcentaje de potencia que fluye por el convertidor y su ciclo de trabajo. Luego, se presenta una comparación de las distintas corrientes y voltajes que existen en cada topología, un análisis de las pérdidas producidas en cada componente de los convertidores DC/DC y la eficiencia de la etapa de conversión DC/DC en cada topología, en función de los valores de corriente y voltaje del panel.

Se estudian los sistemas de control necesarios en este tipo de plantas fotovoltaicas, investigando la necesidad de balancear las potencias que fluyen entre los convertidores entrelazados. Se estudian dos métodos de control de balance de potencias y se realizan comparaciones entre éstos.

Como resultado, se tiene que la configuración de potencia parcial tipo I, que consiste en el uso del voltaje del panel como voltaje de entrada del convertidor, presenta mejor eficiencia que el tipo II, que consiste en el uso del voltaje del enlace DC del inversor como voltaje de entrada del convertidor. Además, la topología entrelazada con entradas en paralelo y salidas en serie (IPOS) siempre presenta peor eficiencia que un convertidor de potencia parcial (PPC) individual, sin embargo, la topología entrelazada con entradas en paralelo y salidas en paralelo (IPOP) puede ser mejor que un PPC individual, dependiendo del punto de máxima potencia del módulo fotovoltaico. Por otro lado, se encontró que sólo en la topología IPOP es relevante implementar un control de balance de potencias. Dos de estos métodos se compararon y se determinó que es óptimo el método 1 debido a su mayor simplicidad, puesto que ambos cumplen apropiadamente su objetivo.



A mi madre, Jacqueline.

Agradecimientos

A mi familia, que me ha brindado el apoyo y la motivación a lo largo de los años, para mejorar como persona y como estudiante.

A los profesores, que me han entregado los medios para aprender. Especialmente al profesor José Espinoza, cuyas enseñanzas y disposición han sido fundamentales durante los últimos años.

A mis compañeros que me han ayudado a resolver dudas y con quienes he discutido sobre las distintas asignaturas de la carrera.

Se agradece el apoyo bajo el Proyecto FONDECYT REGULAR / 1191532, al FONDAP / SERC / 15110019 y al FONDEQUIP / EQM140148.

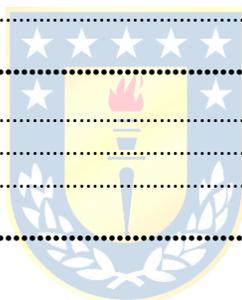
Este trabajo fue realizado en el marco del proyecto ANID / FONDAP / SERC 15110019 y ANID / FONDEQUIP / EQM140148.



Tabla de Contenidos

Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	1
1.2. TRABAJOS PREVIOS	3
1.2.1 <i>Conversión PV - AC</i>	4
1.2.2 <i>Convertidores de Potencia Parcial</i>	5
1.2.3 <i>Conversión PV - DC/DC (PPC individual) – AC</i>	6
1.2.4 <i>Conexiones DC/DC entrelazadas</i>	6
1.2.5 <i>Cálculo de Componentes y Pérdidas de Potencia</i>	8
1.2.6 <i>Sistemas de Control</i>	8
1.2.7 <i>Discusión</i>	10
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	10
1.4. OBJETIVOS.....	10
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	10
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	11
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	11
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA	11
Capítulo 2. Topologías Convencionales de Inyección de Energía Solar a la Red Eléctrica ..	13
2.1. INTRODUCCIÓN.....	13
2.2. FUNCIONAMIENTO DE LOS PANELES FOTOVOLTAICOS.....	13
2.3. CONVERSIÓN PV – AC.....	14
2.3.1 <i>Introducción</i>	14
2.3.2 <i>Modelación y Pérdidas</i>	16
2.4. CONVERSIÓN PV – DC/DC (FPC) – AC.....	20
2.4.1 <i>Introducción</i>	20
2.4.2 <i>Modelación y Pérdidas</i>	22
2.5. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	28
Capítulo 3. Estructuras DC/DC de Potencia Parcial y Entrelazadas.....	30
3.1. INTRODUCCIÓN.....	30
3.2. CONVERTIDORES DE POTENCIA PARCIAL	30
3.2.1 <i>Introducción</i>	30
3.2.2 <i>Tipos de PPC</i>	31
3.2.3 <i>Modelo promedio</i>	34
3.2.4 <i>Modelo conmutado</i>	35
3.3. CONFIGURACIONES ENTRELAZADAS	38
3.3.1 <i>Introducción</i>	38
3.3.2 <i>Sensibilidad a Resistencias en Sistemas Entrelazados</i>	40
3.3.3 <i>Eficiencia y Ripples</i>	45
3.4. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	60
Capítulo 4. Aplicaciones de Topologías DC/DC Entrelazadas en la Energía Solar.....	62
4.1. INTRODUCCIÓN.....	62
4.2. CONSIDERACIONES	62
4.3. PPC TIPO I INDIVIDUAL	66
4.3.1 <i>Punto de Operación</i>	66
4.3.2 <i>Resultados Simulación – PPC Individual</i>	67
4.4. CONFIGURACIÓN IPOS	69
4.4.1 <i>Punto de Operación</i>	69
4.4.2 <i>Resultados Simulación – Seis PPC en IPOS</i>	70
4.5. CONFIGURACIÓN IPOPOP	72

4.5.1	<i>Punto de Operación</i>	72
4.5.2	<i>Resultados Simulación – Seis PPC en IPOP</i>	74
4.6.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	76
Capítulo 5.	Comparación de Topologías de Convertidores DC/DC	77
5.1.	INTRODUCCIÓN.....	77
5.2.	COMPARACIÓN GENERAL ENTRE PPC TIPO I Y TIPO II	77
5.3.	PÉRDIDAS Y EFICIENCIA EN FUNCIÓN DEL PUNTO DE OPERACIÓN.....	79
5.4.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	86
Capítulo 6.	Sistemas de Control	87
6.1.	INTRODUCCIÓN.....	87
6.2.	CONTROL EN INVERSOR Y MPPT.....	87
6.3.	DESBALANCE DE POTENCIAS.....	89
6.4.	MÉTODOS DE BALANCE DE POTENCIAS.....	91
6.5.	RESULTADOS DE SIMULACIÓN DE BALANCE DE POTENCIAS	95
6.5.1	<i>Conexión del Balance de Potencias</i>	95
6.5.2	<i>Cambio en corriente de máxima potencia del módulo PV</i>	97
6.5.3	<i>Cambio en voltaje de máxima potencia del módulo PV</i>	98
6.5.4	<i>Perturbación en la red AC</i>	100
6.5.5	<i>Cambio en razón de vueltas de transformador</i>	101
6.5.6	<i>Desconexión de un PPC</i>	102
6.6.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	104
Capítulo 7.	Conclusiones	106
7.1.	SUMARIO	106
7.2.	CONCLUSIONES.....	107
7.3.	TRABAJO FUTURO	109
Capítulo 8.	Bibliografía	110



Lista de Tabla

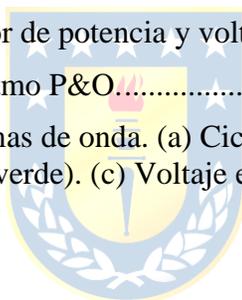
TABLA 2.1. Parámetros utilizados en análisis de sistema PV – AC.....	17
TABLA 2.2. Parámetros utilizados en análisis de sistema PV – DC/DC (FPC) – AC.....	24
TABLA 3.1. Resumen de cada tipo de configuración en modelo ideal.....	34
TABLA 3.2. Resistencias agregadas a Convertidor 1 y Convertidor 2.	41
TABLA 3.3. Parámetros de filtros de convertidor individual, para configuración FPC, PPC tipo I y PPC tipo II.....	46
TABLA 3.4. Resistencia de conmutación utilizada en cada configuración.....	48
TABLA 3.5. Resultados de pérdidas en cada componente y eficiencia.	51
TABLA 3.6. Resultados de pérdidas y ripples de voltaje obtenidos en cada configuración.	56
TABLA 5.1. Corrientes y voltajes en función de la ganancia de voltaje.....	79
TABLA 5.2. Pérdidas por componente, según topología DC/DC utilizada, con PPC tipo I.....	80
TABLA 5.3. Pérdidas por componente, según topología DC/DC utilizada, con PPC tipo II.....	80
TABLA 6.1. Costo computacional según método de Balance de Potencias, para n convertidores entrelazados.....	95



Lista de Figuras

Figura 1.1. Ejemplo de sistema fotovoltaico.....	2
Figura 1.2. Esquema de flujo de potencia	3
Figura 1.3. Tipos de conexiones entrelazadas de PPC.....	3
Figura 2.1. Efecto de la variación de radiación incidente en un panel PV.....	14
Figura 2.2. Efecto de la variación de temperatura en un panel PV.....	14
Figura 2.3. Configuraciones de inversores en sistema PV – AC.	15
Figura 2.4. Sistema PV – AC con inversor Full Bridge.....	16
Figura 2.5. Formas de onda de voltaje (azul) y corriente (verde) en la fase A de la red AC.....	20
Figura 2.6. Sistema PV – DC/DC – AC, utilizando un FPC y un inversor Full-Bridge.....	21
Figura 2.7. Convertidor DC/DC tipo Full Bridge simulado.....	22
Figura 2.8. Formas de onda en sistema PV – DC/DC (FPC) – AC.	28
Figura 3.1. Topologías de convertidor de potencia parcial.	31
Figura 3.2. Modelo promedio de convertidor DC/DC.	34
Figura 3.3. Resultados utilizando PPC tipo I, en modelo promedio ideal.	35
Figura 3.4. Resultados de simulación utilizando FPC (rojo) y PPC tipo I (azul) y tipo II (verde). ...	36
Figura 3.5. Configuración entrelazada de seis PPC tipo I en modo boost	39
Figura 3.6. Configuración entrelazada de seis PPC tipo II en modo boost.....	39
Figura 3.7. Configuración entrelazada IPOS de dos PPC tipo I, con resistencias en entrada y salida.	41
Figura 3.8. Resultados de corriente de entrada en Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul).	42
Figura 3.9. Resultados de voltaje de salida en Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul).	42
Figura 3.10. Configuración entrelazada IPOPOP de dos convertidores, con resistencias en entrada y salida de cada uno.	43
Figura 3.11. Resultados de corriente de entrada de Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul).....	44
Figura 3.12. Gráfico de corrientes de salida de Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul), utilizando.....	44
Figura 3.13. Voltaje en la carga (v_2) para cada topología.....	52
Figura 3.14. Voltaje de salida (v_{out}) para cada topología.....	53
Figura 3.15. Corriente en la salida (i_{out}), utilizando.....	54
Figura 3.16. Corriente en la entrada (i_{in}) de un convertidor DC/DC, en configuración.	55
Figura 3.17. Voltaje en la carga (v_2), en configuración.....	57
Figura 3.18. Voltaje de salida (v_{out}) de un convertidor DC/DC, en configuración:	58

Figura 3.19. Corriente en la salida (<i>i_{out}</i>) de un convertidor DC/DC, en configuración.	59
Figura 3.20. Corriente en la entrada (<i>i_{in}</i>) de un convertidor DC/DC, en configuración.	60
Figura 4.1. Sistema PV con PPC individual.....	64
Figura 4.2. Sistema PV con PPC tipo I entrelazados.	65
Figura 4.3. Sistema PV con PPC tipo II entrelazados.....	65
Figura 4.4. Formas de onda, con PPC individual tipo I (rojo) y tipo II (azul).....	68
Figura 4.5. Forma de onda, con seis PPC individual tipo I (rojo) y tipo II (azul).	71
Figura 4.6. Forma de onda, con seis PPC individual tipo I (rojo) y tipo II (azul).	76
Figura 5.1. Comparación de PPC individual, en función de la ganancia de voltaje	78
Figura 5.2. Voltajes y corrientes de PPC individual en p.u., en función de la ganancia de voltaje ...	79
Figura 5.3. Comparación PPC tipo I: eficiencia v/s voltaje en el panel v/s corriente en el panel.	83
Figura 5.4. Comparación PPC tipo II: eficiencia v/s voltaje en el panel v/s corriente en el panel. ...	84
Figura 5.5. Comparación PPC individual tipo I (rojo) y II (azul).....	84
Figura 5.6. Comparación seis PPC tipo I (amarillo) y tipo II (magenta) en conexión IPOP.	85
Figura 6.1. Diagrama de control de factor de potencia y voltaje del enlace DC del inversor.....	88
Figura 6.2. Diagrama de flujo del algoritmo P&O.....	88
Figura 6.3. Resultados de PSIM, de formas de onda. (a) Ciclo de trabajo. (b) Potencia máxima del módulo PV (azul) y potencia generada (verde). (c) Voltaje en enlace DC.....	89



Nomenclatura

Vectores

- m_{r_abc} : vector de moduladoras de fase A, fase B y fase C, respectivamente, del inversor.
 m_{r_dq} : vector de moduladoras en eje d y eje q , respectivamente, del inversor.
 i_{s_abc} : vector de corrientes de fase A, fase B y fase C, respectivamente, en la red AC.
 i_{s_dq} : vector de corrientes en eje d y eje q , respectivamente, en la red AC.

Escalares

- P_{IGBT_sw} : pérdidas de conmutación en transistor IGBT.
 P_{IGBT_cond} : pérdidas de conducción en transistor IGBT.
 C_o : capacitancia del condensador de salida de un transistor IGBT.
 f_{p_inv} : frecuencia de la señal portadora del inversor.
 V_{IGBT} : voltaje efectivo de operación del transistor.
 R_{IGBT_sw} : resistencia asociada a pérdidas de conmutación de un transistor IGBT.
 R_{IGBT_i} : suma de resistencia de conducción y resistencia de conmutación de transistor IGBT del inversor.
 $R_{IGBT_dc/dc}$: suma de resistencia de conducción y resistencia de conmutación de transistor IGBT del convertidor DC/DC.
 r_D : resistencia de conmutación de transistor IGBT.
 I_{IGBT} : corriente efectiva que fluye por un transistor IGBT.
 C_{PV} : condensador de salida del módulo fotovoltaico.
 R_{C_PV} : resistencia asociada a C_{PV} .
 f_s : frecuencia de la red AC y de moduladoras del inversor.
 L_s : inductancia de cada inductor al lado AC del inversor.
 R_s : resistencia asociada al inductor L_s .
 v_{PV} : voltaje en el módulo fotovoltaico.
 $i_{s_a}, i_{s_b}, i_{s_c}$: corriente en fase A, fase B y fase C, respectivamente, en la red AC.
 $m_{r_a}, m_{r_b}, m_{r_c}$: moduladoras en la fase A, fase B y fase C, respectivamente, del inversor.
 i_{s_d}, i_{s_q} : corriente en eje d y eje q , respectivamente, en la red AC.
 m_{r_d}, m_{r_q} : moduladoras en eje d y eje q , respectivamente, del inversor.
 V_{in} : voltaje efectivo de entrada del convertidor DC/DC.
 v_{in} : voltaje de entrada del convertidor DC/DC.
 V_{out} : voltaje efectivo de salida del convertidor DC/DC.
 v_{out} : voltaje de salida del convertidor DC/DC.
 d : ciclo de trabajo del convertidor DC/DC.
 M : magnitud de la moduladora del convertidor DC/DC.
 n_1 : número de vueltas de la bobina primaria del transformador.
 n_2 : número de vueltas de la bobina secundaria del transformador.
 $f_{p_dc/dc}$: frecuencia de la señal portadora del convertidor DC/DC.
 v_{dc/dc_prim} : voltaje perdido en el lado primario del convertidor DC/DC (transistores IGBT y bobina primaria del transformador).

v_{dc/dc_sec}	: voltaje perdido en el lado secundario del convertidor DC/DC (diodos y bobina secundaria del transformador).
$i_{L_{in}}$: corriente que fluye por el inductor de entrada del convertidor DC/DC.
$i_{L_{out}}$: corriente que fluye por el inductor de salida del convertidor DC/DC.
$v_{C_{in}}$: voltaje en el condensador de entrada del convertidor DC/DC.
$v_{C_{out}}$: voltaje en el condensador de salida del convertidor DC/DC.
P_{conv}	: potencia que fluye por un convertidor DC/DC.
P_{total}	: potencia total generada.
v_{out_FPC}	: voltaje de salida de convertidor en conexión FPC.
$v_{out_PPC_I}$: voltaje de salida de convertidor en conexión PPC tipo I.
Δv_{out}	: ripple de voltaje de salida de un convertidor.
n	: cantidad de convertidores entrelazados.
L_{in}	: inductor de entrada de un convertidor DC/DC.
$R_{L_{in}}$: resistencia asociada a L_{in} .
C_{in}	: condensador de entrada de un convertidor DC/DC.
$R_{C_{in}}$: resistencia asociada a C_{in} .
L_{out}	: inductor de salida de un convertidor DC/DC.
$R_{L_{out}}$: resistencia asociada a L_{out} .
C_{out}	: condensador de salida de un convertidor DC/DC.
$R_{C_{out}}$: resistencia asociada a C_{out} .
P_{diodo}	: pérdidas de potencia en un diodo.
P_{Lin}	: pérdidas de potencia en inductor de entrada,
P_{Cin}	: pérdidas de potencia en condensador de entrada,
P_{IGBT}	: suma de pérdidas de potencia en los seis transistores,
P_{Transf}	: pérdidas de potencia en transformador,
P_{diodos}	: pérdidas de potencia en puente de diodos,
P_{Lout}	: pérdidas de potencia en inductor de salida,
P_{Cout}	: pérdidas de potencia en condensador de salida,
η_{total}	: eficiencia total del sistema.
$\eta_{DC/DC}$: eficiencia de la fase de conversión DC/DC.
G_v	: ganancia de voltaje obtenida en la fase de conversión DC/DC.
K_I	: razón entre la potencia que procesa el PPC tipo I y la potencia total.
K_{II}	: razón entre la potencia que procesa el PPC tipo II y la potencia total.
d_I	: ciclo de trabajo de un PPC tipo I.
d_{II}	: ciclo de trabajo de un PPC tipo II.
I_f	: corriente efectiva en cada diodo.
I_{sec}	: corriente efectiva en bobina secundaria del transformador del convertidor DC/DC.
I_{prim}	: corriente efectiva en bobina primaria del transformador del convertidor DC/DC.
$I_{L_{in}}$: corriente efectiva en inductor de entrada de un convertidor DC/DC.
$P_{pérd}$: pérdidas totales de cada convertidor DC/DC.

Abreviaciones

Mayúsculas

DC	: corriente directa.
AC	: corriente alterna.
PV	: fotovoltaico(a).
MPP	: punto de máxima potencia.
MPPT	: seguimiento del punto de máxima potencia.
IPOS	: entradas en paralelo – salidas en serie.
IPOP	: entradas en paralelo – salidas en paralelo.
FPC	: convertidor de potencia completa.
PPC	: convertidor de potencia parcial.
P&O	: método de MPPT, llamado Perturbar y Observar.



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

La energía fotovoltaica es una de las energías renovables que ha tenido mayor crecimiento durante los últimos años, incrementando la capacidad instalada desde 40 GW hasta 402 GW entre 2010 y 2020 [22]. Las principales razones de este crecimiento están relacionadas con la mejora en la tecnología PV y la preocupación por el medioambiente. Mayor aún es la atracción por el uso de este tipo de energía cuando se tienen condiciones de gran radiación solar, como es por ejemplo en el norte de Chile. Las plantas fotovoltaicas han alcanzado grandes niveles de potencia instalada, teniendo el record la planta fotovoltaica Bhadla Solar Park en India, de 2245 MW_{DC} [25].

Las centrales convencionales son de una etapa, es decir, sin el uso de convertidores DC/DC, y con un inversor central, como se muestra en la Figura 1.1 (a). El problema de éstas es que no aprovechan todo el potencial de los módulos fotovoltaicos, ya que los paneles PV deben operar a un cierto voltaje, el cual depende de la temperatura del panel y de la radiación incidente, para generar la máxima potencia del panel. Debido a que este punto de operación es variable en el tiempo, se hace necesario realizar un seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) para proporcionar el voltaje óptimo a los paneles. Esto se puede solucionar mediante la utilización de un convertidor DC/DC conectado entre el módulo de paneles PV y el inversor, permitiendo que el voltaje DC del inversor sea constante, en el valor nominal del inversor, y que los paneles se mantengan generando su máxima potencia a lo largo del día.

El uso de convertidores DC/DC permite un mejor seguimiento del punto de máxima potencia y, además, puede entregar un voltaje constante al inversor, permitiendo que éste trabaje en condiciones óptimas, no obstante, las pérdidas de potencia son mayores en un sistema de dos etapas, ya que en este tipo se incluyen las pérdidas de la etapa DC/DC, que pueden incluir componentes como transistores, diodos, filtros, etc., como se muestra en la Figura 1.1 (b).

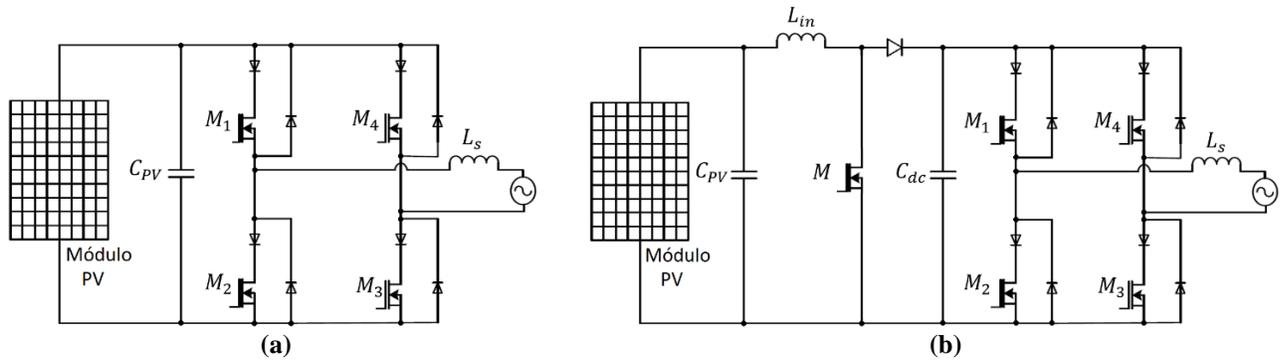


Figura 1.1. Ejemplo de sistema fotovoltaico.

(a) Sistema PV de una etapa. (b) Sistema PV de dos etapas.

Se requiere una cantidad de convertidores DC/DC tal que pueda trabajar con la misma potencia que los inversores. Para esto, la inversión en convertidores sería demasiado grande, entonces para hacer el proyecto factible se puede considerar el concepto de Convertidores de Potencia Parcial (PPC) [5], [6]. El funcionamiento de los PPC es tal que no toda la potencia necesita ser condicionada por el convertidor, como se muestra en la Figura 1.2, sino que sólo necesita controlar y ajustar la diferencia de voltaje entre los paneles PV y el enlace DC del inversor para controlar las variables del sistema. Un PPC no se relaciona con convertidores electrónicos, sino que es simplemente un convertidor de potencia en una conexión distinta. Esto es fácil de implementar con un convertidor DC/DC con aislación de alta frecuencia, para evitar un cortocircuito entre los terminales de entrada y salida. La ventaja del uso de los PPC es que sólo procesan una fracción de la potencia, lo que significa una fracción de las pérdidas, tamaño y costo.

Considerando los altos niveles de potencia que alcanzan algunas de las plantas fotovoltaicas en la actualidad, el flujo de potencia en un convertidor DC/DC puede ser demasiado alto, incluso si éste opera como PPC. Para que esto sea viable, se investiga el concepto de conexiones entrelazadas. Las conexiones entrelazadas no sólo permiten el uso de convertidores de menor potencia, sino que éstos pueden incrementar la eficiencia y reducir los *ripples* de voltaje y corriente. En la Figura 1.3, se presentan dos ejemplos de convertidores DC/DC operando como PPC, en distintas configuraciones entrelazadas. Estas conexiones podrían variar, conectando los convertidores con su entrada en el enlace DC del inversor en vez de los paneles PV.

Uno de los desafíos de la ingeniería, al utilizar topologías entrelazadas, es mantener cantidades similares de potencia fluyendo por todos los convertidores DC/DC, para lo cual se puede necesitar un sistema de control. Esto se debe a que los convertidores no pueden ser exactamente iguales entre sí,

como sucede en el caso ideal, pero se requiere que las potencias se dividan equitativamente, ya que el dimensionamiento de los componentes se debe escoger según la potencia, para evitar fallas o sobredimensionamiento; en especial, de los sistemas de disipación de calor.

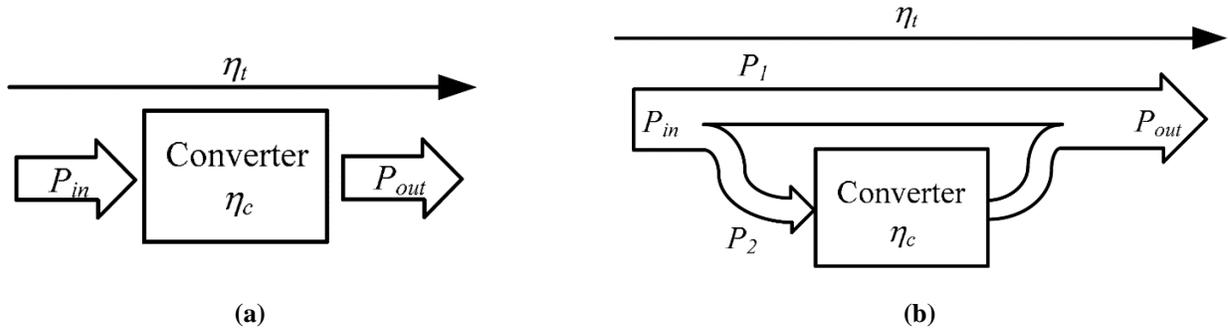


Figura 1.2. Esquema de flujo de potencia. (a) Convertidor de potencia completa. (b) Convertidor de potencia parcial.

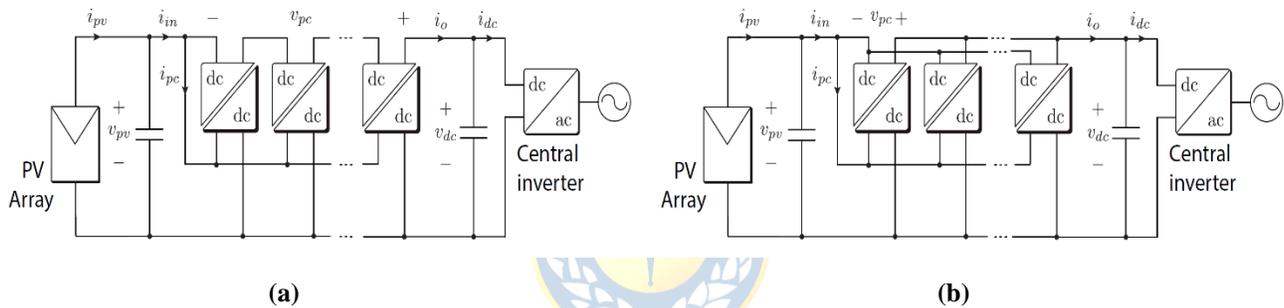


Figura 1.3. Tipos de conexiones entrelazadas de PPC.

(a) Entrada paralela y salida serie. (b) Entrada paralela y salida paralela.

1.2. Trabajos Previos

La eficiencia en la generación de energía eléctrica mediante plantas fotovoltaicas es un tema considerado como relevante en la actualidad, y ha sido estudiado fuertemente por investigadores durante los últimos años, particularmente con respecto al uso de convertidores DC/DC. Para llevar a cabo este estudio se hace necesario realizar una revisión bibliográfica del tema a tratar, para así conocer y entender el funcionamiento, las soluciones actuales y los métodos de diseño necesarios. Esto se requiere para plantear las hipótesis y proponer metodologías para lograr los objetivos propuestos.

Dentro de esta sección se presentan los artículos científicos de trabajos previos, de los cuales, eventualmente, se basa el informe actual. Para llevar a cabo un ordenamiento en el proceso de revisión,

se han dividido los trabajos previos en seis tópicos, que corresponden a los sistemas fotovoltaicos conectados a la red alterna, desde la menor hasta la mayor complejidad, luego, se estudian los métodos de cálculo de las componentes y de pérdidas de potencia a implementar en el trabajo y, por último, los métodos de control utilizados en sistemas fotovoltaicos.

1.2.1 Conversión PV - AC

♣ S.Z.Mohammad Noor, Member IEEE, A.M.Omar, N.N.Mahzan, I.R.Ibrahim, “A Review of Single-Phase Single Stage Inverter Topologies for Photovoltaic System”, IEEE 4th Control and System Graduate Research Colloquium, 2013 [1].

En este trabajo se estudia la utilización de cuatro distintas topologías de inversores en un sistema fotovoltaico de una etapa. Las topologías son: H-bridge, buck-boost, flyback tipo chopper y Z-source. Los inversores se comparan evaluando técnica de conmutación, frecuencia de conmutación, eficiencia, potencia de salida, método de MPPT, factor de potencia y THD. Además, se presentan las clasificaciones de inversor central y de configuración distribuida, que refieren a sólo un inversor para todos los submódulos PV, y un inversor para cada submódulo PV, respectivamente.

♣ H. Almasi, J. Panterlis, M. Alian and M. Alian, "Comparison Between two 10MW Solar Plant with Central and Distributed Inverters," 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2019, pp. 831-835 [2].

Este trabajo se enfoca en la comparación entre plantas fotovoltaicas de una etapa con inversor en configuración central y distribuida. Para esto, se realiza una comparación entre dos plantas fotovoltaicas de 10 MW, de la cual se concluye que presentó mejor desempeño la configuración distribuida, gracias al MPPT individual de cada submódulo fotovoltaico, lo cual es de gran utilidad en casos de sombreado parcial. Sin embargo, la configuración central presentó menores pérdidas que la distribuida.

♣ Amrithesh Kumar and Vishal Verma, “Performance Enhancement of Single Phase Grid Connected PV System under Partial Shading using Cascaded Multilevel Converter”, 1st IEEE International Conference on Power Electronics. Intelligent Control and Energy Systems [3].

En este trabajo, se realiza la comparación de un sistema PV convencional de una etapa, con un sistema PV de una etapa mediante inversores multinivel, utilizando controladores independientes entre sí para el MPPT. La comparación se realiza mediante simulaciones y resultados experimentales, específicamente comparando el desempeño del sistema PV mediante condiciones de sombreado

parcial, obteniendo mejores resultados con el sistema multinivel, debido a que se realiza MPPT para cada módulo de paneles de manera individual.

♣ T. Wu, C. Chang, L. Lin and C. Kuo, "Power Loss Comparison of Single- and Two-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 707-715, June 2011 [4].

En este trabajo se muestra una comparación entre sistemas PV de una y de dos etapas, presentando las pérdidas debido a ripples de voltaje de segunda armónica de la red AC, agregándole al sistema variaciones en la radiación incidente, variaciones en la carga, o rango de operación limitado de voltaje al utilizar MPPT. Como resultado, se obtuvo que las pérdidas en una central de una etapa son de 4.34% y en una central de dos etapas son de 4.5%.

1.2.2 Convertidores de Potencia Parcial

♣ J. Zhao, K. Yeates y Y. Han, "Analysis of high efficiency DC/DC converter processing partial input/output power," *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2013 IEEE 14th Workshop on, Salt Lake City, UT, 2013, pp. 1-8 [5].

En este trabajo se presenta un análisis de convertidores DC/DC procesando potencia parcial. Se muestran dos topologías de los PPC, que consisten en un convertidor con la entrada conectada al panel PV y, en el otro caso, la entrada se conecta en el enlace DC del inversor. Se realizan comparaciones con un convertidor de potencia completa en términos de potencia procesada, estrés de los transistores y eficiencia, verificando un mejor desempeño cuando los convertidores operan como PPC.

♣ J. Rojas, H. Renaudineau, S. Kouro and S. Rivera, "Partial power DC-DC converter for electric vehicle fast charging stations," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 5274-5279 [6].

En este trabajo se compara un convertidor de potencia completa con una topología de potencia parcial, utilizando convertidor DC/DC tipo Full Bridge. Se concluye que la topología de PPC significa ganancia en términos de volumen, peso y costo, debido a la disminución en la potencia que fluye por el convertidor DC/DC. Además, la eficiencia del FPC resulta de 95,1%, mientras que el PPC presenta una eficiencia de 98,3%.

1.2.3 Conversión PV - DC/DC (PPC individual) – AC

♣ J. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco and H. Renaudineau, "Step-Up Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage PV Systems with Interleaved Current Performance", *Energies*, Vol. 11, No. 2, Feb. 2018 [7].

En este trabajo se presenta el funcionamiento de un PPC en un sistema fotovoltaico, operando como convertidor boost. Se muestran resultados experimentales, concluyendo que aumenta la eficiencia y disminuye el ripple de corriente de entrada en un 30% con respecto a su operación como FPC. Se concluye que el desempeño del PPC es similar al de dos convertidores DC/DC flyback con conexión IPOS.

♣ J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, H. Renaudineau and T. A. Meynard, "Analysis of Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 591-603, March 2019 [8].

En este trabajo se analizan las posibles configuraciones de conexiones de los PPC, dependiendo de su aplicación y la escala del sistema fotovoltaico, comparando convertidores DC/DC Flyback y Full-Bridge. Además, se presentan tres topologías, incluyendo resultados experimentales. Se explica el uso de PPC operando en modo Buck, para casos en que el voltaje de cadenas de paneles es alto (ej. 1500 V) y debe ser reducido.

1.2.4 Conexiones DC/DC entrelazadas

♣ B. Chen, Y. Wang, Y. Tian and S. Wei, "Current Sharing/Voltage Sharing Control Strategy for Cascaded DC/DC Converter in Photovoltaic DC Collection System," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), 2018, pp. 1397-1402 [9].

En este trabajo se presentan varios convertidores DC/DC conectados entre sí en configuración IPOS, como convertidores de potencia completa, enfocándose en la búsqueda de voltajes similares en la salida de cada convertidor, lo cual es necesario para una operación estable. Para esto se propone un método de control, el cual lleva a cabo el MPPT, controlando además los voltajes de salida.

♣ M. G. Kashani, M. Mobarrez and S. Bhattacharya, "Variable interleaving technique for photovoltaic cascaded DC-DC converters," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 5612-5617 [10].

En este trabajo se propone un algoritmo de control para un sistema con convertidores DC/DC entrelazados. Cada convertidor procesa la potencia de su propio submódulo PV, para lograr un MPPT individual, con el fin de mejorar la eficiencia en caso de sombreado parcial. Los convertidores trabajan como FPC y los voltajes de salida de éstos se encuentran en serie, conectándose a un inversor central. Se conectan en serie, de tal manera de permitir el uso de componentes como transistores, diodos, inductores y capacitores de bajo voltaje. Como resultado del algoritmo implementado, se obtuvo una disminución considerable en el ripple de voltaje del enlace DC del inversor (aproximadamente del 90%).

♣ F. Flores-Bahamonde, J. Rojas, S. Kouro, A. M. Llor, C. A. Rojas and M. A. Perez, "Sub-modular Power Optimizers Based on Partial Power Converters for Utility Scale PV Plants," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019, pp. 4423-4428 [11].

En este trabajo se propone una configuración con PPC entrelazados, con cada convertidor conectado a un submódulo PV en la entrada, y su salida entre el panel asociado y el enlace DC. A diferencia de la referencia [10], en este caso los convertidores se conectan en serie. Como conclusión, se encuentra un aumento entre el 25% y el 60% de potencia generada por los paneles PV, al presentar distintos niveles de radiación entre los submódulos PV.

♣ Y. Lian, D. Holliday and S. Finney, "Modular input-parallel-output-series DC/DC converter control with fault detection and redundancy," 11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, 2015, pp. 1-8 [12].

En este trabajo se estudia la configuración IPOS, presentando un esquema de control que hace tolerable la falla en uno de los convertidores, para poder continuar operando y compartir la potencia generada entre los convertidores que se encuentren operativos. Esto se traduce en un aumento en la confiabilidad del sistema generador.

♣ S. Zhang and X. Yu, "A Unified Analytical Modeling of the Interleaved Pulse Width Modulation (PWM) DC-DC Converter and Its Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 11, pp. 5147-5158, Nov. 2013 [13].

En este trabajo se realiza un análisis de estructuras entrelazadas de convertidores DC/DC, presentando resultados de simulación y experimentales. Se mencionan ventajas de las topologías entrelazadas al compararla con un convertidor individual. Algunas de éstas son la disminución de estrés en los convertidores debido al menor flujo de corriente, provocando una mayor confiabilidad

debido a la mejor distribución térmica, y la reducción del tamaño de los filtros debido al efecto de cancelación de ripples mediante el desfase de portadoras.

1.2.5 Cálculo de Componentes y Pérdidas de Potencia

♣ S. Mondal, P. K. Gayen and K. Gupta, "Study on Impact of LC-Filter Parameters Under Variable Loading Conditions of Three-Phase Voltage Source Inverter," 2018 IEEE Electron Devices Kolkata Conference (EDKCON), 2018, pp. 132-136 [14].

En este trabajo se presenta el impacto de los parámetros utilizados en un filtro pasivo LC en una operación en particular. En el artículo se puede encontrar el método de diseño del filtro y el valor recomendado de frecuencia de corte según la frecuencia de conmutación.

♣ Marian K. Kazimierczuk, "Pulse-Width Modulated DC/DC Power Converters", 2nd ed., pp. 340-343 [15].

En este libro se pueden encontrar distintos tipos de convertidores e información relevante sobre éstos, incluyendo los cálculos de pérdidas de potencia activa en los distintos componentes de cada convertidor.

♣ A. Hasnain and N. Kondrath, "Investigation into Component Losses and Efficiency of a Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter," IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018, pp. 1273-1278 [16].

En este trabajo se investigan las pérdidas en cada transistor de un convertidor DC/DC Full Bridge bidireccional, presentando los cálculos y resultados tanto para operación *boost* como para *buck*.

1.2.6 Sistemas de Control

♣ R. Maurya, S. R. Arya and A. P. Raj, "Experimental evaluation of interleaved DC-DC converters for maximum PV power tracking," 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON), 2016, pp. 1-6 [17].

En este trabajo se mencionan varios métodos de MPPT, pero se estudian sólo los métodos Perturb and Observe (P&O) y el Incremental Conductance (IncCond), ya que se explica que éstos son los más utilizados debido a su implementación simple y de bajo costo, y a su buen desempeño. Además, se presenta el diagrama de flujo de ambos métodos de MPPT.

♣ R. Kosenko and I. Roasto, "A MPPT control method for full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converter," 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2015, pp. 1-5 [18].

En este trabajo se tiene un pequeño resumen de algunos métodos de MPPT: Incremental Conductance, Perturb and Observe, Ripple Correlation Control, Current Sweep y Fractional Short-Circuit Current Method y Fractional Open-Circuit Voltage Method. Finalmente, se escoge al método P&O debido a su simplicidad y bajo costo de implementación. Además, se presenta el diagrama del circuito de control utilizado en PSIM para el MPPT, el cual presenta un 99% de eficiencia.

♣ L. Qu, D. Zhang and B. Zhang, "Active input voltage sharing control scheme for input series output parallel DC/DC converters," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017, pp. 744-750 [19].

En este trabajo se presenta un método de control que permite mantener potencias similares fluyendo por convertidores DC/DC entrelazados en conexión Entradas Serie – Salidas Paralelo, mediante lazos de control que comparan los voltajes de entrada de cada convertidor. Su desempeño fue demostrado mediante simulación y utilizando un prototipo.

♣ B. Chen, Y. Wang, Y. Tian and S. Wei, "Current Sharing/Voltage Sharing Control Strategy for Cascaded DC/DC Converter in Photovoltaic DC Collection System," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), 2018, pp. 1397-1402 [20].

En este trabajo se presenta un método de control que permite mantener potencias similares fluyendo por convertidores DC/DC entrelazados en conexión Entradas Paralelo – Salidas Serie pese a las diferencias internas entre los convertidores. Para esto se probaron dos métodos de lazos de control: comparar sólo las corrientes de entrada y comparar tanto las corrientes de entrada como los voltajes de salida de cada convertidor. Los resultados muestran un mejor desempeño en el segundo método.

♣ W. Hu, C. Chen, S. Duan, W. Wan, L. Song and J. Zhu, "Decoupled Average Current Balancing Method for Interleaved Buck Converters with Dual Closed-Loop Control," 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020, pp. 578-583 [26].

En este artículo se presenta un nuevo método de control de potencias en convertidores de potencia completa multinivel. Este método presentó un buen desempeño en condiciones estáticas y

ante perturbaciones.

1.2.7 Discusión

La literatura muestra que el desempeño de los PPC es superior a la conexión FPC, en términos de eficiencia y niveles de ripples. Los menores niveles de ripples también son de gran relevancia, dado que así se permite la implementación de filtros de menores dimensiones y mayor confiabilidad al disminuir el estrés en los capacitores. También se encuentra que los ripples se disminuyen considerablemente al utilizar configuraciones multinivel, y la eficiencia del sistema PV aumenta, pese a que la cantidad de transistores, transformadores y filtros sea mayor.

De la revisión realizada se encuentra que no han sido abordados estudios comparativos de eficiencia y ripples utilizando distintas topologías multinivel de convertidores DC/DC. Además, no se encuentran investigaciones que consideren topologías multinivel de PPC para un mismo arreglo de paneles PV. Esto es clave para el tema a realizar en la Tesis y, por lo tanto, se considera como base para este estudio, en el cual se busca comparar topologías multinivel de convertidores DC/DC operando como PPC, con un mismo arreglo de paneles fotovoltaicos como entrada, y utilizando un inversor central.

Con respecto a los métodos de control, no han sido abordados estudios que comparen la efectividad de los métodos de igualación de potencia de convertidores entrelazados en las distintas topologías, ni han sido abordados estudios en los que éstos se utilicen en convertidores de potencia parcial.

1.3. Hipótesis de Trabajo

Una configuración entrelazada de muchos convertidores DC/DC puede permitir tanto una implementación práctica al dividir la potencia entre los convertidores, como incrementar la confiabilidad (disminución de ripples y estrés en capacitores) e incrementar la eficiencia.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Estudiar y proponer estrategias de control para topologías entrelazadas de convertidores DC/DC de potencia parcial para plantas fotovoltaicas de alta potencia, con el objetivo de determinar

la topología con la mejor eficiencia, niveles de ripples y capacidad de adaptabilidad a las condiciones de operación de la planta. Se busca comparar las topologías en condiciones dinámicas de temperatura y radiación en el módulo fotovoltaico.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Dimensionar las diferentes configuraciones PV – DC/DC – AC con uso de PPC entrelazados.
- Formular el modelo matemático de cada topología a estudiar.
- Analizar y comparar la eficiencia y forma de onda de distintas configuraciones de convertidores DC/DC de potencia parcial.
- Analizar y comparar la eficiencia y forma de onda de distintas configuraciones entrelazadas de convertidores DC/DC de potencia parcial.
- Estudiar el desempeño de los sistemas de control en las distintas configuraciones.
- Comparación de las topologías DC/DC en condiciones de operación dinámicas.

1.5. Alcances y Limitaciones

Para llevar a cabo el proyecto durante el tiempo estimado, se hace necesario limitarlo a el estudio de la eficiencia y el desempeño de sistemas fotovoltaicos en relación con los convertidores DC/DC, comparando las distintas topologías e investigando los sistemas de control necesarios, estudiando exhaustivamente sólo el control de distribución de potencia en los convertidores DC/DC entrelazados, y sin considerar aspectos económicos. Los análisis se realizan mediante modelos matemáticos y simulación, utilizando modelos confiables, aceptados en la literatura.

1.6. Temario y Metodología

El trabajo se divide en cinco capítulos de desarrollo. En los primeros cuatro capítulos se presentan ejemplos, simulaciones y/o gráficos, empezando por estructuras más básicas, las cuales son necesarias para el entendimiento del sistema y para realizar las comparaciones, y terminando por los modelos más complejos, para luego comparar y presentar la discusión y las conclusiones. El capítulo 2 presenta topologías convencionales para la inyección de la energía solar a la red eléctrica, de una etapa y de dos etapas utilizando FPC; el capítulo 3, las estructuras DC/DC de potencia parcial y entrelazadas; el capítulo 4, las aplicaciones de topologías DC/DC entrelazadas en sistemas fotovoltaicos; y el capítulo 5, la comparación de las topologías estudiadas. En los capítulos 2 al 4, se formulan los modelos matemáticos de cada topología para encontrar las entradas deseadas de los

convertidores, y luego se simulan mediante PSIM para analizar las pérdidas y formas de onda en cada componente del sistema. En el capítulo 5, se comparan las topologías mediante el uso de modelos matemáticos que simulan las pérdidas de la fase DC/DC, variando el punto de operación del módulo fotovoltaico. Por último, en el capítulo 6, se presentan los sistemas de control necesarios en el sistema eléctrico estudiado, añadiendo resultados de simulaciones y comparaciones.



Capítulo 2. Topologías Convencionales de Inyección de Energía Solar a la Red Eléctrica

2.1. Introducción

Para realizar la búsqueda de la topología más conveniente, se comienza analizando el funcionamiento de los paneles fotovoltaicos. Luego, se estudian los sistemas PV con conexión a la red AC sin etapa DC/DC, para entonces comparar con un sistema similar que utilice un convertidor DC/DC y aclarar sus diferencias y particularidades. En este capítulo se presentan las topologías PV – AC y PV – DC/DC (FPC) – AC.

2.2. Funcionamiento de los Paneles Fotovoltaicos

Los paneles fotovoltaicos tienen la capacidad de generar mayor potencia al recibir una mayor intensidad de radiación solar, pero, además de esa cualidad, también aumenta la capacidad de generación al disminuir la temperatura de los paneles. Es importante destacar que las condiciones favorables permiten generar una mayor potencia máxima, pero la potencia que realmente genera cada panel depende de su punto de operación: un panel fotovoltaico no se comporta como una fuente de voltaje ni de corriente constante, las cuales, al alimentar una carga de impedancia constante, aumentan el voltaje al aumentar la corriente o viceversa, sino que en el caso de los paneles fotovoltaicos la corriente está en función del voltaje, cuya función se trata de una función no lineal que depende además de la temperatura y la radiación incidente. Es decir, dependiendo del voltaje en el cual opera el panel, genera una corriente y, por lo tanto, una potencia determinada por la curva característica de operación de éste. La curva de operación, como ya se mencionó, depende de la temperatura y de la radiación incidente. En la Figura 2.1 y Figura 2.2 se muestran las curvas características de un panel como ejemplo, mostrando el efecto que puede provocar la variación en la radiación y en la temperatura.

Debido al comportamiento del panel y a las condiciones variables de radiación y temperatura a lo largo de cada día, se hace necesario el MPPT, el cual consiste en imponer el voltaje necesario para generar la máxima potencia posible mediante sistemas de control. En este trabajo no se considera el control del sistema, sin embargo, es necesario comprender el funcionamiento de los paneles para utilizar correctamente los convertidores y para justificar el presente estudio.

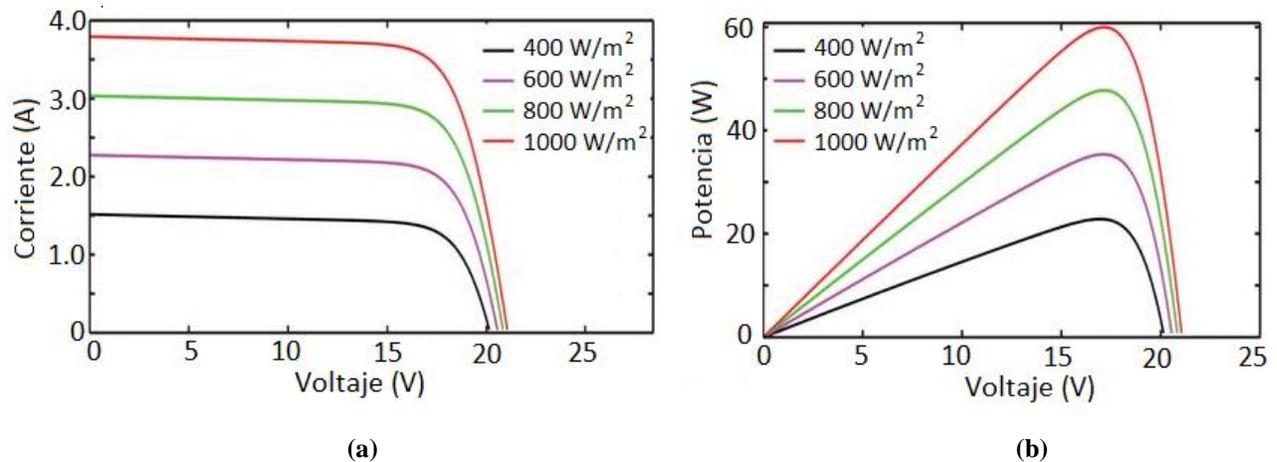


Figura 2.1. Efecto de la variación de radiación incidente en un panel PV. (a) Gráfico de corriente v/s voltaje. (b) Gráfico de potencia v/s voltaje.

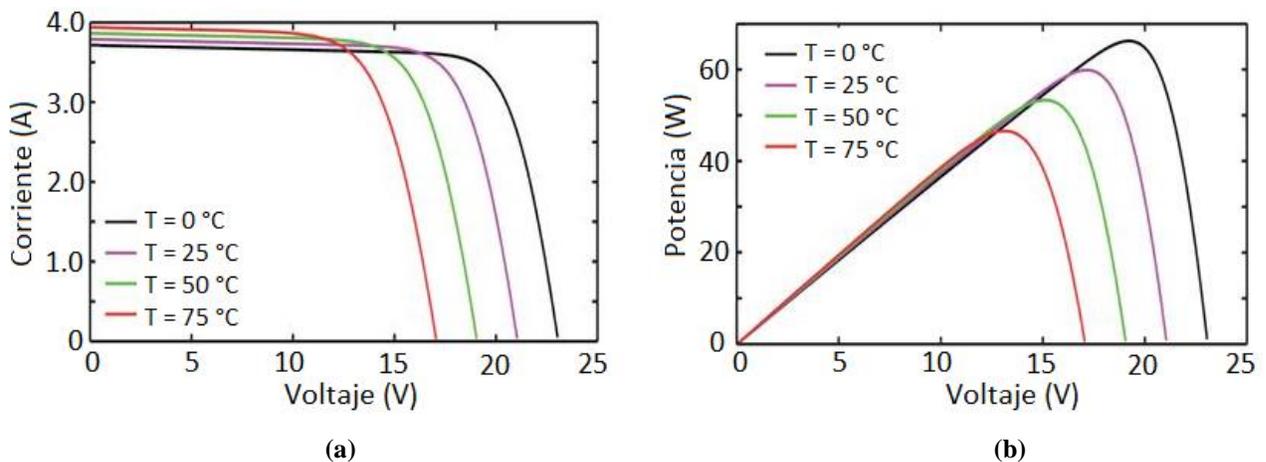


Figura 2.2. Efecto de la variación de temperatura en un panel PV. (a) Gráfico de corriente v/s voltaje. (b) Gráfico de potencia v/s voltaje.

2.3. Conversión PV – AC

2.3.1 Introducción

La conversión DC/AC se puede realizar utilizando configuración centralizada o configuración distribuida, como se representa en la Figura 2.3 (a) y (b), respectivamente. La razón de utilizar varios inversores es la posibilidad de hacer MPPT en cada submódulo de paneles de manera individual, lo cual permite mejorar la eficiencia cuando no todos los paneles presentan un mismo MPP, por ejemplo,

en condiciones de sombreado parcial. En [2] se realiza una comparación entre ambas configuraciones, presentando condiciones de sombreado parcial. En ese caso, se encuentra una mayor eficiencia en la configuración distribuida, superando a la centralizada por 1.5%, sin embargo, se concluyó que es mejor la configuración centralizada, debido al menor costo económico que conlleva su implementación y mantención.

El mayor problema de este tipo de conversión, es que suele presentar pérdidas debido al limitado rango de voltaje de operación al realizar MPPT, ya que el voltaje del enlace DC del inversor es igual al voltaje de los paneles, el cual se busca ajustar. Debido a lo último, el control del punto de operación se realiza en el inversor, de tal manera de que el voltaje del lado AC de éste se mantenga en un mismo punto de operación, pero variando el voltaje DC según la conveniencia. Se debe tener en cuenta que es necesario mantener el voltaje dentro del rango admisible por el inversor, y que la falta de convertidor boost provoca la necesidad de un voltaje mínimo en los paneles para alcanzar el voltaje de la red AC, lo cual provoca una disminución en la eficiencia y el rango de operación.

Actualmente, en muchos casos se sigue utilizando la conversión PV – AC debido a que, pese a las pérdidas debido al MPPT, tiene como ventaja el no utilizar un convertidor DC/DC elevador de tensión, el cual provoca pérdidas de potencia activa, las cuales se especifican más adelante. En la Figura 2.4 se presenta un sistema PV simulado, del tipo PV – AC, utilizando un inversor central de tipo *Full Bridge*. A lo largo del trabajo se utiliza este tipo de inversor, debido a que es la mejor opción para sistemas PV de alta potencia [1].

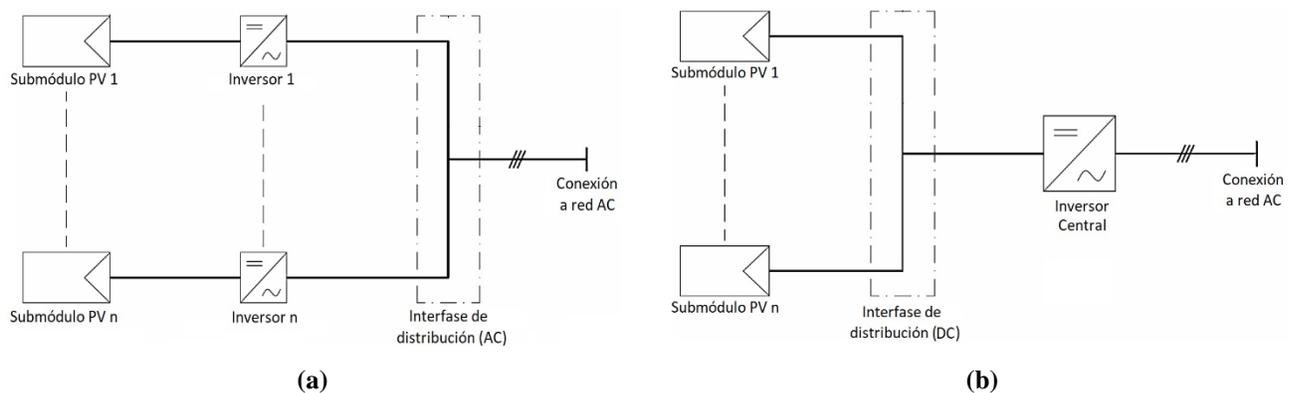


Figura 2.3. Configuraciones de inversores en sistema PV – AC. (a) Configuración centralizada. (b) Configuración distribuida.

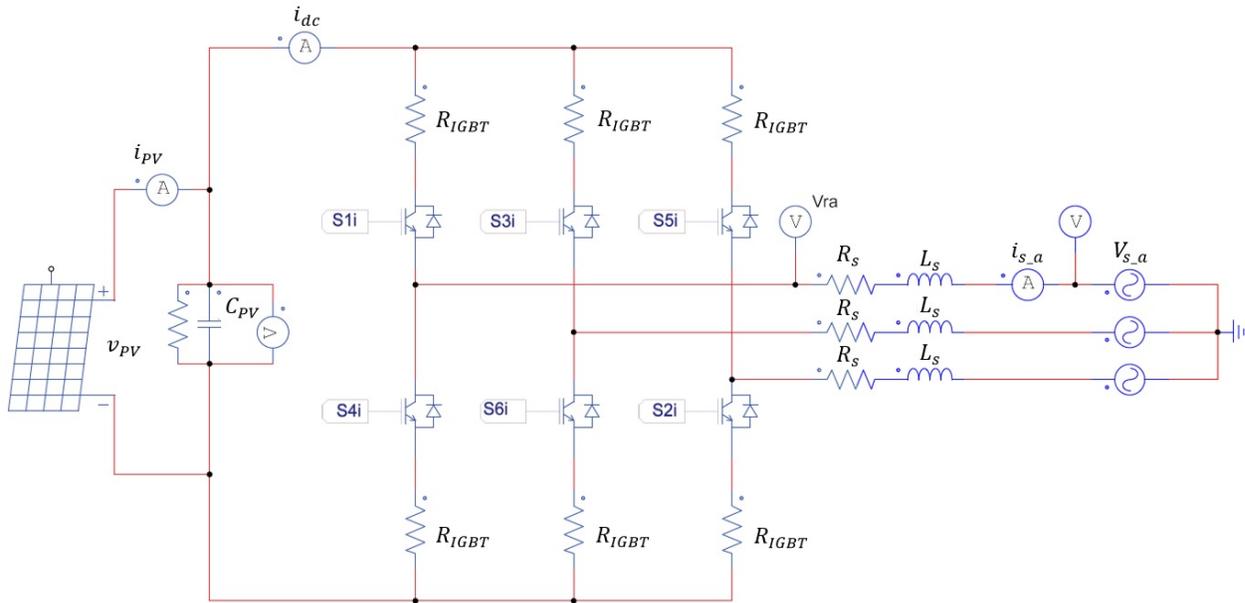


Figura 2.4. Sistema PV – AC con inverter Full Bridge.

2.3.2 Modelación y Pérdidas

A. Modulación del invector:

Para modelar el circuito de la Figura 2.4, es necesario conocer el método PWM que se dará al invector y las entradas necesarias para mantener al sistema en el punto de operación que se quiere. El método PWM escogido para el funcionamiento del invector, es la comparación entre una señal portadora triangular de alta frecuencia y tres moduladoras sinusoidales de 50 Hz desfasadas en 120° entre sí. Este método se escoge debido al espectro armónico que presenta, el cual consiste en una gran componente fundamental de 50 Hz y componentes armónicos más pequeños, cercanos a la frecuencia de la portadora y sus múltiplos. Debido a esto último, se debe encontrar una frecuencia de portadora lo suficientemente alta para alejar a los armónicos de la fundamental, de tal manera de filtrarlos más fácilmente, pero no tan alta, de manera de no provocar grandes pérdidas de conmutación. La frecuencia de ésta se escoge de 1050 Hz.

El circuito presenta tres entradas, que son cada una de las moduladoras, pero se conoce que son iguales entre sí, a excepción del desfase de 120° . Una vez dicho esto, se aclara que como entrada es suficiente conocer la amplitud y la fase de una de las moduladoras.

B. *Parámetros utilizados en la simulación:*

En la Tabla 2.1 se presentan los parámetros utilizados en la simulación del sistema PV – AC de la Figura 2.4. En éste se consideran las pérdidas, mediante una resistencia en paralelo al condensador y una resistencia en serie a cada inductor, y una resistencia R_{IGBT_i} en serie a cada transistor IGBT del inversor, para simular las pérdidas por conducción $P_{IGBT_{cond}}$ debidas a la resistencia del transistor, que tiene un valor de $0,300 \Omega$, y pérdidas por conmutación $P_{IGBT_{sw}}$ de cada transistor, que dependen de la capacitancia de salida de cada transistor, el voltaje y la frecuencia de conmutación. Las pérdidas por conmutación no se pueden calcular directamente en PSIM, por lo tanto, se utilizó una resistencia en serie al transistor, de $0,0022 \Omega$, la cual fue calculada para simular estas pérdidas. Esto es factible, pues se busca analizar la eficiencia y, como se muestra en (2.1) y (2.2), la resistencia fue calculada de tal manera de generar pérdidas similares a las provocadas por la conmutación. El error de este cálculo es mínimo, y se debe a que la corriente I_{IGBT} fue calculada sin considerar las pérdidas de conmutación, sin embargo, estas pérdidas son de sólo $0,100 \text{ W}$, lo que es menor al $0,002 \%$ de la potencia generada por el panel, por lo tanto, es viable utilizar esta resistencia en serie para el cálculo, despreciando la variación que ésta provoca sobre la corriente I_{IGBT} .

$$P_{IGBT_{sw}} = C_o f_{p_{inv}} V_{IGBT}^2 = (195 \text{ pF})(1050 \text{ Hz})(700 \text{ V})^2 = 0,100 \text{ W} \quad (2.1)$$

$$R_{IGBT_{sw}} = \frac{P_{IGBT_{sw}}}{I_{IGBT}^2} = \frac{0,100 \text{ W}}{(6,83 \text{ A})^2} = 0,0022 \Omega \quad (2.2)$$

donde,

V_{IGBT} : voltaje efectivo de operación del transistor, y

i_{IGBT} : corriente efectiva que fluye por cada transistor, calculada en PSIM.

En la tabla 2.1 se presentan los valores en por unidad (p.u.), utilizando como base el valor efectivo de voltaje entre fases y de corriente de la red AC, de $381,1 \text{ V}$ y $9,7 \text{ A}$, respectivamente, y la frecuencia de la red, de 50 Hz .

Los parámetros escogidos para los transistores son los utilizados en [15], y los valores de corriente y voltaje del módulo PV son puntos factibles escogidos de forma aleatoria para realizar un análisis general del comportamiento del sistema, y éstos también serán utilizados en las próximas topologías.

TABLA 2.1. Parámetros utilizados en análisis de sistema PV – AC.

Descripción del parámetro	Nomenclatura	Valor	Valor (p.u.)
Voltaje de MPP del módulo PV	V_{PV_max}	700,0 V	1,8
Corriente de MPP del módulo PV	I_{PV_max}	9,06 A	0,93
Condensador en la salida del módulo PV	C_{PV}	5 mF	-
Resistencia asociada a C_{PV}	R_{C_PV}	47 k Ω	1196,3
Resistencia asociada a cada transistor IGBT	R_{IGBT}	0,302 Ω	0,0077
Frecuencia de la red AC y de moduladoras del inversor	f_s	50,0 Hz	1,0
Frecuencia de la portadora del inversor	f_{p_inv}	1050,0 Hz	21,0
Reactancia de cada inductor al lado AC del inversor	$2\pi f_s L_s$	$2\pi f_s (15 \text{ mH})$	0,12
Resistencia asociada al inductor L_s	R_s	0,5 Ω	0,013
Amplitud de cada fuente de voltaje (red AC)	V_s	$220,0\sqrt{2}$ V	1,0
Condensador de salida de cada transistor	C_o	195 pF	-

C. Ecuaciones de estado y punto de operación:

Para encontrar el punto de operación en el cual se quiere trabajar, con un voltaje conocido de máxima potencia de los paneles y de la red alterna, se considera en primera instancia una ecuación diferencial para cada componente acumulador de energía. En este caso, existen tres inductores y un capacitor, pero se conoce que la corriente que fluye por los inductores debe sumar cero, por lo tanto, son linealmente dependientes entre sí, y sólo es necesario conocer dos de las corrientes. Se infiere entonces que se puede reducir el sistema a sólo 3 ecuaciones diferenciales. Al plantear las ecuaciones del circuito, en modelo promedio, se obtiene (2.3).

$$\begin{aligned}
 \frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r_abc}^T \mathbf{i}_{s_abc} - \frac{v_{PV}}{R_{C_PV}} \right) \\
 \frac{di_{s_a}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_a} + \frac{1}{2} m_{r_a} \left(v_{PV} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT} i_{s_a} \right) - R_s i_{s_a} \right) \\
 \frac{di_{s_b}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_b} + \frac{1}{2} m_{r_b} \left(v_{PV} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT} i_{s_b} \right) - R_s i_{s_b} \right) \\
 \frac{di_{s_c}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_c} + \frac{1}{2} m_{r_c} \left(v_{PV} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT} i_{s_c} \right) - R_s i_{s_c} \right)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

donde,

$i_{s_a}, i_{s_b}, i_{s_c}$: corriente en la fase A, fase B y fase C, respectivamente, en la red AC,

\mathbf{i}_{s_abc} : vector de corrientes de fase A, fase B y fase C, respectivamente, en la red AC,

$m_{r_a}, m_{r_b}, m_{r_c}$: moduladoras en la fase A, fase B y fase C, respectivamente, del inversor, y

\mathbf{m}_{r_abc} : vector de moduladoras de fase A, fase B y fase C, respectivamente, del inversor.

Se debe trabajar con valores constantes para cada variable del sistema, sin embargo, éste presenta una naturaleza oscilatoria, tanto en el lado AC del inversor como en las moduladoras. Debido a esto, no es posible encontrarlo en ejes abc y se hace necesario trabajar en ejes dq , obteniendo el sistema de ecuaciones 2.4, el cual se resuelve en el software MATHCAD para encontrar las moduladoras, y luego poder implementarlas en el software PSIM para modelar el circuito. En este caso, sí se tienen sólo tres ecuaciones diferenciales.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r,dq}^T \mathbf{i}_{s,dq} - \frac{v_{PV}}{R_{C_{PV}}} \right) \\ \frac{di_{s,d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s,d} + \frac{1}{2} m_{r,d} \left(v_{PV} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r,dq}^T \mathbf{i}_{s,dq} R_{IGBT} \right) - R_s i_{r,d} + L_s \omega i_{s,q} \right) \\ \frac{di_{s,q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s,q} + \frac{1}{2} m_{r,q} \left(v_{PV} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r,dq}^T \mathbf{i}_{s,dq} R_{IGBT} \right) - R_s i_{s,q} - L_s \omega i_{s,d} \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

donde,

- $i_{s,d}, i_{s,q}$: corriente en eje d y eje q , respectivamente, en la red AC,
- $\mathbf{i}_{s,dq}$: vector de corrientes en eje d y eje q , respectivamente, en la red AC,
- $m_{r,d}, m_{r,q}$: moduladoras en eje d y eje q , respectivamente, del inversor, y
- $\mathbf{m}_{r,dq}$: vector de moduladoras en eje d y eje q , respectivamente, del inversor.

El sistema tiene convergencia lenta y es altamente sensible a las variaciones en el ángulo de las moduladoras, por lo tanto, debido a que el sistema utilizado en este trabajo no presenta un método de control, si el punto de operación encontrado mediante el modelo matemático no es exacto, entonces se itera el ángulo para que alcance el punto de equilibrio deseado. Para evaluar la eficiencia del sistema, es necesario que éste se encuentre en estado estacionario, pues en el caso contrario, el condensador estaría inyectando o consumiendo potencia activa, lo cual puede provocar un error significativo en el análisis de los resultados.

D. Resultados:

Para la simulación en PSIM, se utilizan parámetros distintos en los paneles en comparación con las próximas configuraciones, debido a que el voltaje de operación no puede ser menor que la amplitud del voltaje entre líneas de la red AC, porque no se utiliza un convertidor boost, por lo tanto, se escoge con voltaje de máxima potencia de 700 V en el módulo PV. Los resultados muestran una potencia en los paneles de 6529 W, y en la red AC de 6301 W, lo cual significa una eficiencia de

96.5%. Los resultados no son comparables con las próximas configuraciones, debido a que fue necesario simular paneles con distintos parámetros y, además, porque la desventaja de esta configuración es el seguimiento del punto de máxima potencia, el cual no se realiza en este trabajo, ya que el propósito de éste es la comparación de configuraciones en estado estacionario. El resultado de voltaje y corriente en la red AC se encuentra en la Figura 2.5.



Figura 2.5. Formas de onda de voltaje (azul) y corriente (verde) en la fase A de la red AC.

2.4. Conversión PV – DC/DC (FPC) – AC

2.4.1 Introducción

Este tipo de conversión utiliza un convertidor DC/DC entre el módulo de paneles solares y el inversor, y por éste fluye toda la potencia generada por los paneles. El objetivo del convertidor DC/DC es realizar el MPPT, ajustando el voltaje de operación de los paneles, pero manteniendo un voltaje fijo en su salida, de tal manera que el inversor opere constantemente en su voltaje nominal. Lo anterior es llamado “desacoplamiento” entre el voltaje de los paneles y del inversor, puesto que, en este caso, el voltaje del enlace DC es independiente de los cambios que se produzcan en el voltaje de operación de los paneles. La desventaja de esta configuración son las pérdidas asociadas al convertidor DC/DC debido a la alta potencia que fluye por éste, lo cual es simulado en esta sección mediante un ejemplo, y más adelante será comparado con las siguientes configuraciones.

En la Figura 2.6 se presenta un sistema con este tipo de conversión, modelado en PSIM, utilizando un inversor Full Bridge trifásico. El convertidor DC/DC se simula como un subcircuito, el cual se muestra en la Figura 2.7.

El convertidor DC/DC utilizado en el estudio es de tipo Full Bridge, debido a que es el tipo más común para el uso en alta potencia [8]. Éste se utiliza con una razón de vueltas $n_1/n_2 = 2$ en el transformador, para poder utilizarlo como convertidor Boost capaz de duplicar el voltaje de entrada, y con frecuencia de conmutación de 10 kHz. Además, cabe destacar que se utiliza un rectificador tipo puente de diodos en el FPC, ya que éste presenta un flujo unidireccional en su utilización en sistemas fotovoltaicos. Si éste se utilizara en bancos de baterías, sería necesario que el rectificador esté compuesto por transistores para permitir la carga y descarga de las baterías (flujo bidireccional), pero no es el caso, por lo tanto, se escogen diodos para reducir las pérdidas del sistema.

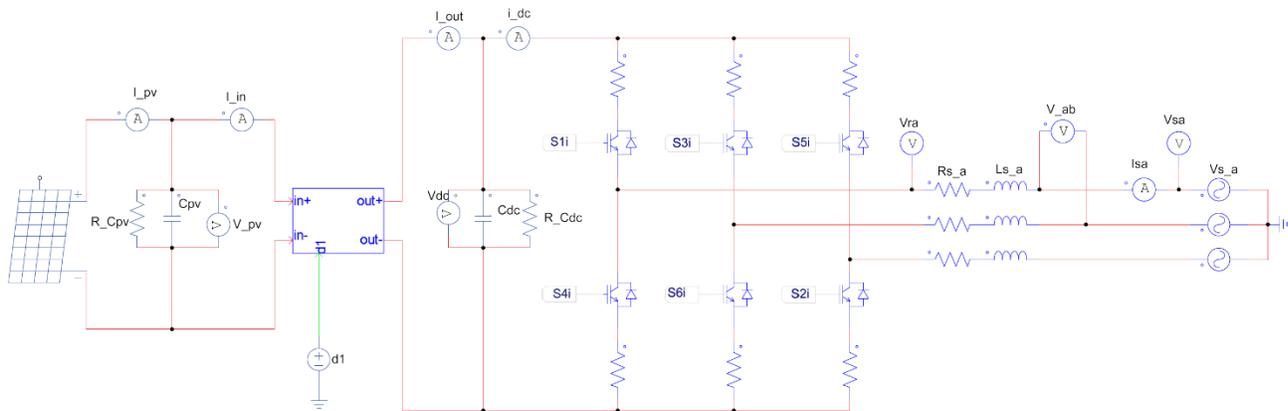


Figura 2.6. Sistema PV – DC/DC – AC, utilizando un FPC y un inversor Full-Bridge.

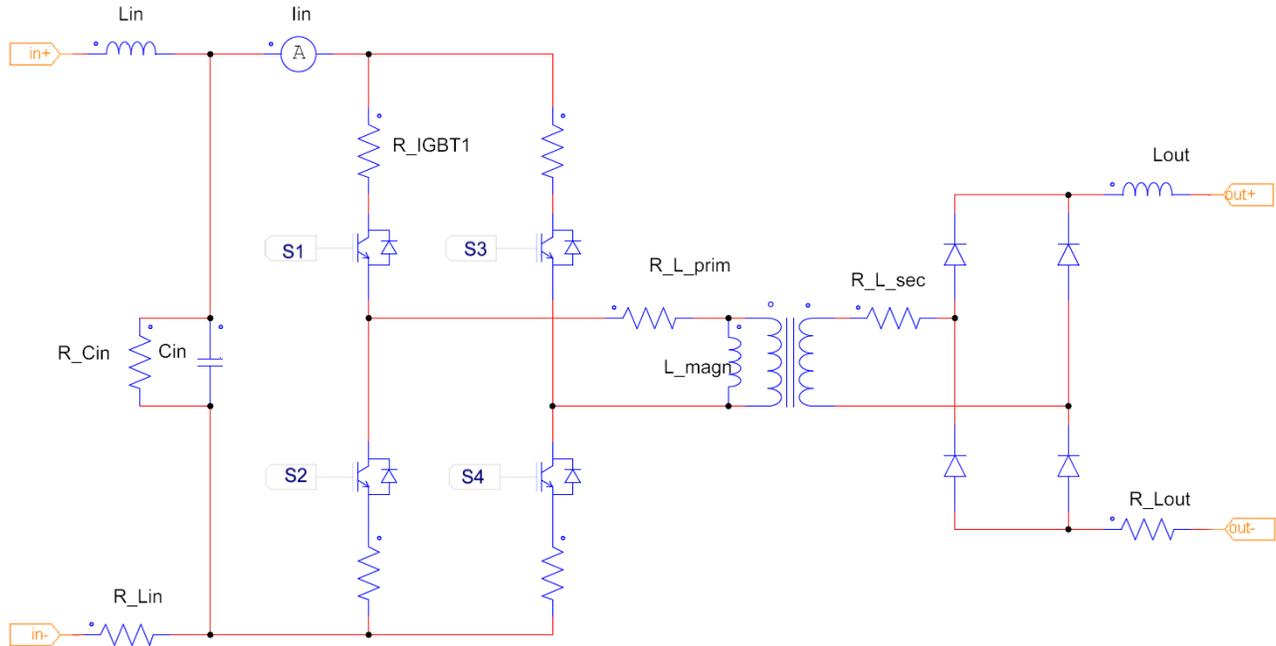


Figura 2.7. Convertidor DC/DC tipo Full Bridge simulado.

2.4.2 Modelación y Pérdidas

A. *Modulación del inversor trifásico:*

El método utilizado es igual al que se explica en la sección 2.3.2, debido a que el objetivo se mantiene.

B. *Modulación del convertidor DC/DC:*

El método de modulación utilizado en el convertidor DC/DC no es igual al del inversor, debido a que no se busca que la salida sea de 50 Hz ni sinusoidal, por lo tanto, se utiliza un método en el que las señales de conmutación son trenes de pulso de igual ancho y con alta frecuencia de conmutación, para así disminuir los ripples en la salida. Esto se realiza a partir de la comparación de una señal constante (moduladora), con dos señales triangulares de igual amplitud y frecuencia entre sí, pero desfasadas en 180° (portadoras). Una característica de este método, es que la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada del convertidor es igual a la magnitud de la moduladora multiplicado por la razón de vueltas del transformador, como se muestra en la ecuación 2.5. Lo anterior quiere decir que, cuando la razón de vueltas es 1 : 1, la magnitud de la moduladora es igual al ciclo de trabajo del convertidor.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = d = M \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (2.5)$$

donde,

- V_{in} : voltaje de entrada del convertidor DC/DC,
- V_{out} : voltaje de salida del convertidor DC/DC,
- d : ciclo de trabajo del convertidor DC/DC,
- M : magnitud de la moduladora del convertidor DC/DC,
- n_1 : número de vueltas de la bobina primaria del transformador, y
- n_2 : número de vueltas de la bobina secundaria del transformador.

C. *Parámetros utilizados en la simulación:*

Para cada convertidor DC/DC de este informe, se utiliza un filtro pasivo LC en la entrada y otro en la salida para eliminar las componentes armónicas generadas por el convertidor. Ambos filtros son calculados a partir de las ecuaciones 2.6 y 2.7, y la frecuencia de corte se escoge de un décimo de la frecuencia de la forma de onda de voltaje y corriente, como es sugerido en [14]. Cabe destacar que, para un convertidor Full Bridge, la frecuencia de voltajes y corrientes en el convertidor son del doble de la frecuencia de conmutación, por lo tanto, la frecuencia de corte es un quinto de la frecuencia de conmutación.

$$f_{corte} = \frac{f_{p_dc/dc}}{5} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.6)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.7)$$

donde,

- R : resistencia equivalente en la salida de cada filtro,
- Q : factor de calidad del filtro,
- L : inductancia del filtro LC, y
- C : capacitancia del filtro LC.

El parámetro R es calculado mediante la Ley de Ohm al utilizar los valores efectivos de corrientes y voltajes obtenidos en PSIM, y el factor de calidad se considera igual a $1/\sqrt{2}$. Utilizando

estas ecuaciones, el nivel de ripple obtenido es del orden del 1% con respecto al voltaje de salida del convertidor.

Es importante destacar que se escogió la resistencia asociada a uno de los condensadores y una de las inductancias de los filtros y, dentro de este informe, el resto de las resistencias de los filtros LC fueron calculadas considerando que la resistencia en serie asociada a cada inductor es directamente proporcional al valor de inductancia, y que la resistencia en paralelo a cada condensador es inversamente proporcional a la conductancia. Es decir, si para otro inductor la inductancia es el doble, entonces su resistencia asociada también, y si la capacitancia es el doble, su resistencia asociada es la mitad. En la tabla 2.2 se presentan los parámetros utilizados en el estudio del sistema con un FPC, excepto los parámetros relacionados al inversor y la red AC, los cuales son iguales se mantienen iguales que en el caso anterior (TABLA 2.1.).

A diferencia de la topología anterior, el valor efectivo de la corriente en la red es de 6,2 A. En esta topología, al igual que en todas las siguientes, éste es el valor a utilizar como base para el cálculo en por unidad. Además, los valores base de voltaje y frecuencia son iguales al caso anterior, y se mantienen para las siguientes topologías.

TABLA 2.2. Parámetros utilizados en análisis de sistema PV – DC/DC (FPC) – AC.

Descripción del parámetro	Nomenclatura	Valor	Valor (p.u.)
Voltaje de MPP del módulo PV	$V_{PV_{max}}$	481,80 V	1,26
Corriente de MPP del módulo PV	$I_{PV_{max}}$	9,06 A	1,46
Condensador en la salida del módulo PV	C_{PV}	2,00 mF	-
Resistencia asociada a C_{PV}	$R_{C_{PV}}$	117,5 k Ω	$1,51 \cdot 10^4$
Condensador en enlace DC del inversor	C_{dc}	50,00 mF	-
Resistencia asociada a C_{dc}	$R_{C_{dc}}$	4,70 k Ω	$0,61 \cdot 10^3$
Resistencia asociada a cada IGBT del convertidor DC/DC	$R_{IGBT_{FPC}}$	0,304 Ω	0,039
Resistencia asociada a cada IGBT del inversor	R_{IGBT_i}	0,302 Ω	0,039
Frecuencia de portadoras del convertidor DC/DC	$f_{p_{dc/dc}}$	10 kHz	200
Condensador de salida de cada transistor	C_o	195 pF	-
Inductor de entrada del FPC	L_{in}	2,79 mH	-
Resistencia asociada a L_{in}	$R_{L_{in}}$	0,104 Ω	0,013
Condensador de entrada del FPC	C_{in}	2,27 μ F	-
Resistencia asociada a C_{in}	$R_{C_{in}}$	30,65 k Ω	$3,95 \cdot 10^3$
Inductor de salida del FPC	L_{out}	5,90 mH	-
Resistencia asociada a L_{out}	$R_{L_{out}}$	0,223 Ω	0,029
Condensador de salida del FPC	C_{out}	1,07 μ F	-
Resistencia asociada a C_{out}	$R_{C_{out}}$	65,92 k Ω	$8,50 \cdot 10^3$

D. Ecuaciones de estado y punto de operación:

Para encontrar el punto de operación, se busca utilizar un modelo matemático para encontrar las entradas, tanto del convertidor DC/DC como del inversor. El punto de operación de un sistema PV varía considerablemente al cambiar levemente los valores de las entradas. Debido a esto, se consideran las pérdidas en el sistema matemático, para encontrar las entradas con el menor error posible. Para lograr esto, es necesario conocer las corrientes dentro del convertidor DC/DC para calcular las pérdidas dentro de éste. La corriente en el inductor de salida puede presentar un nivel de ripple mayor al 10%, sin embargo, éste se desprecia para tener una aproximación de las corrientes en los distintos componentes del convertidor (transistores, diodos y bobinas del transformador), la cual se muestra en el sistema de ecuaciones 2.8, que se encontró calculando el valor efectivo para cada forma de onda.

$$\begin{aligned}
 i_{diodo} &= \frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}} \\
 i_{transf_sec} &= \sqrt{M} i_{L_{out}} \\
 i_{transf_prim} &= \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}} \\
 i_{IGBT} &= \frac{n_2}{n_1} \sqrt{\frac{M}{2}} i_{L_{out}}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

donde,

$i_{L_{out}}$: corriente que fluye por el inductor de salida del convertidor DC/DC,

i_{transf_prim} : corriente que fluye por la bobina primaria del transformador,

i_{transf_sec} : corriente que fluye por la bobina secundaria del transformador, e

i_{IGBT} : corriente que fluye por cada transistor IGBT del convertidor DC/DC.

Para encontrar el punto de operación en el cual se quiere trabajar, con un voltaje conocido de máxima potencia de los paneles y de la red alterna, se considera en primera instancia una ecuación diferencial para cada componente acumulador de energía. En este caso, existen cinco inductores y tres capacitores, pero se conoce que la corriente que fluye por los inductores debe sumar cero, por lo tanto, son linealmente dependientes entre sí, y sólo es necesario conocer dos de las corrientes. Se infiere entonces que se puede reducir el sistema a sólo siete ecuaciones diferenciales. Al plantear las ecuaciones del circuito, en modelo promedio, se obtiene el sistema de ecuaciones 2.9.

$$\begin{aligned}
\frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - i_{L_{in}} - \frac{v_{PV}}{R_{C_{PV}}} \right) \\
\frac{di_{L_{in}}}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{PV} - v_{C_{in}} - R_{L_{in}} i_{L_{in}}) \\
\frac{dv_{C_{in}}}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{L_{in}} - M \frac{n_2}{n_1} i_{L_{out}} - \frac{v_{C_{in}}}{R_{C_{in}}} \right) \\
\frac{di_{L_{out}}}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{C_{in}} - R_{L_{out}} i_{L_{out}} - v_{dc} - M \frac{n_2}{n_1} v_{dc_{dc_prim}} - v_{dc_{dc_sec}} \right) \\
\frac{dv_{out}}{dt} &= \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{out} + C_{dc}} \left(i_{L_{out}} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r_abc}^T \mathbf{i}_{s_abc} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{out}}} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{dc}}} \right) \\
\frac{di_{s_a}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_a} + \frac{1}{2} m_{r_a} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_a} \right) - R_s i_{s_a} \right) \\
\frac{di_{s_b}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_b} + \frac{1}{2} m_{r_b} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_b} \right) - R_s i_{s_b} \right) \\
\frac{di_{s_c}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_c} + \frac{1}{2} m_{r_c} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_c} \right) - R_s i_{s_c} \right) \\
v_{dc_{dc_prim}} &= 2R_{IGBT_dc_{dc}} \frac{n_2}{n_1} \sqrt{\frac{M}{2}} i_{L_{out}} + R_{L_{prim}} \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}} \\
v_{dc_{dc_sec}} &= 2v_F + (2R_F) \frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}} + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{L_{out}}
\end{aligned} \tag{2.9}$$

donde,

$i_{L_{in}}$: corriente que fluye por el inductor de entrada del convertidor DC/DC,

$i_{L_{out}}$: corriente que fluye por el inductor de salida del convertidor DC/DC,

$v_{C_{in}}$: voltaje en el condensador de entrada del convertidor DC/DC,

$v_{C_{out}}$: voltaje en el condensador de salida del convertidor DC/DC,

$v_{dc_{dc_prim}}$: voltaje perdido en el lado primario del convertidor DC/DC (transistores IGBT y bobina primaria del transformador), y

$v_{dc_{dc_sec}}$: voltaje perdido en el lado secundario del convertidor DC/DC (diodos y bobina secundaria del transformador).

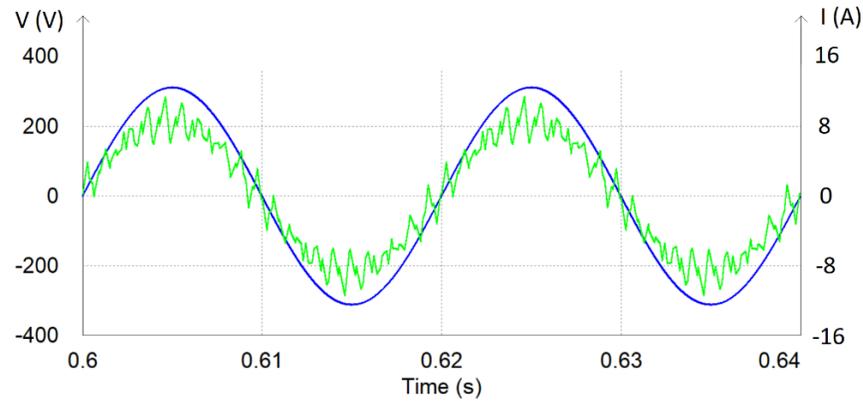
Se debe trabajar con valores constantes para cada variable del sistema, sin embargo, éste presenta una naturaleza oscilatoria, tanto en el lado AC del inversor como en las moduladoras. Debido a esto, no es posible encontrarlo en ejes abc y se hace necesario trabajar en ejes dq , obteniendo el sistema de ecuaciones 2.10, el cual se utiliza en el software MATHCAD para encontrar las moduladoras y luego poder implementarlas en el software PSIM para modelar el circuito.

$$\begin{aligned}
\frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - i_{L_{in}} - \frac{v_{PV}}{R_{C_{PV}}} \right) \\
\frac{di_{L_{in}}}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{PV} - v_{C_{in}} - R_{L_{in}} i_{L_{in}}) \\
\frac{dv_{C_{in}}}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{L_{in}} - M \frac{n_2}{n_1} i_{L_{out}} - \frac{v_{C_{in}}}{R_{C_{in}}} \right) \\
\frac{di_{L_{out}}}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{C_{in}} - R_{L_{out}} i_{L_{out}} - v_{dc} - M \frac{n_2}{n_1} v_{dcdc_{prim}} - v_{dcdc_{sec}} \right) \\
\frac{dv_{out}}{dt} &= \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{out} + C_{dc}} \left(i_{L_{out}} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r,dq}^T \mathbf{i}_{s,dq} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{out}}} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{dc}}} \right) \\
\frac{di_{s,d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s,d} + \frac{1}{2} m_{r,d} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s,d} \right) - R_s i_{s,d} + L_s \omega i_{s,q} \right) \\
\frac{di_{s,q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s,q} + \frac{1}{2} m_{r,q} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s,q} \right) - R_s i_{s,q} - L_s \omega i_{s,d} \right) \\
v_{dcdc_{prim}} &= (2R_{IGBT_{dcdc}} + R_{L_{prim}}) \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}} \\
v_{dcdc_{sec}} &= 4 \sqrt{1 - \frac{M}{2}} v_F + 4R_F \left(\frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}} \right) + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{L_{out}}
\end{aligned} \tag{2.10}$$

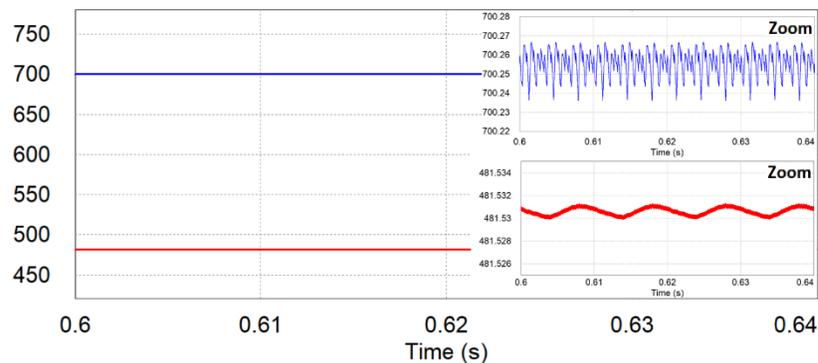
Las entradas encontradas se agregan en la simulación del circuito en PSIM, que se muestra en las figuras 2.6 y 2.7.

E. Resultados:

Para la simulación en PSIM se utiliza el mismo módulo de paneles solares que para las próximas configuraciones de sistemas fotovoltaicos. El convertidor se utiliza en modo boost, con una razón de vueltas 1:2 en el transformador, operando con ciclo de trabajo $d = 0.73$, alcanzando un voltaje de 700 (V) en su salida, la cual equivale a la entrada del inversor. Los resultados muestran una potencia en los paneles de 4369 (W) y en la red AC de 4050 (W), lo cual significa una eficiencia de 92.7%, con una eficiencia de 97.2% del convertidor DC/DC.



(a)



(b)

Figura 2.8. Formas de onda en sistema PV – DC/DC (FPC) – AC. (a) Voltaje de la red AC (azul) y corriente en el lado AC (verde), ambos en la fase A. (b) Voltaje en el lado DC del inversor (azul) y en el panel fotovoltaico (rojo).

2.5. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se han estudiado exhaustivamente los métodos convencionales de conexión de módulos fotovoltaicos a la red AC, incluyendo el comportamiento propio de los paneles, la conversión sin uso de convertidor DC/DC y la conversión mediante el uso de un convertidor DC/DC por el cual fluye toda la potencia. Además, el estudio incluye un método de diseño de los filtros necesarios para el uso de un convertidor DC/DC y los modelos matemáticos utilizados en ambos tipos de sistemas.

De los resultados, se puede observar que el uso de un convertidor DC/DC no conlleva consecuencias negativas en la forma de onda entregada a la red AC, y cumple correctamente con su objetivo. Se corrobora que el inversor es quien impone el voltaje deseado en el lado DC de este mismo, y el convertidor DC/DC puede controlar el voltaje entregado al módulo fotovoltaico, entregando la posibilidad de mantener al inversor trabajando en condiciones óptimas mientras se realiza el MPPT

en los paneles. Sin embargo, la eficiencia del FPC es de 97.2 % para el caso simulado, lo cual puede significar grandes pérdidas económicas en plantas de gran escala. Además, por el FPC fluye toda la potencia generada, lo cual se traduce en una gran inversión inicial debido a las dimensiones del convertidor y de los filtros. Cabe destacar que la eficiencia depende tanto de los voltajes como de corrientes, de entrada y salida, los cuales provocan pérdidas en los distintos componentes del convertidor. Dependiendo del ciclo de trabajo del convertidor y del punto de operación del módulo fotovoltaico, puede variar la eficiencia, pero la potencia que fluye sobre el convertidor es siempre mayor que para un PPC en iguales condiciones. Más detalles sobre las pérdidas en cada componente se encuentran en la sección 3.3.3.

Al comparar la eficiencia de un sistema PV de una etapa con uno de dos etapas, es probable que se opte por un sistema de una etapa debido a las pérdidas y los gastos asociados al convertidor DC/DC. El gran desafío de la ingeniería es mejorar la eficiencia, y es por eso que se han buscado otras maneras de conectar los convertidores DC/DC, de tal manera de mejorar los resultados. Esto se desarrolla y se estudia en los próximos capítulos.



Capítulo 3. Estructuras DC/DC de Potencia Parcial y Entrelazadas

3.1. Introducción

En la actualidad, la eficiencia en los convertidores DC/DC es un tema de gran relevancia, debido a su utilización en aplicaciones como plantas fotovoltaicas, plantas eólicas, vehículos eléctricos, aeronaves, bancos de baterías, etc. El uso de estos convertidores en la configuración convencional puede no ser justificable en algunas de sus aplicaciones, debido a los gastos que éste conlleva, que incluyen la inversión inicial, mantención y las pérdidas de potencia. Para disminuir los gastos asociados al convertidor, se ha inventado la configuración de potencia parcial PPC, la cual permite el uso de un convertidor de menores dimensiones, lo que implica menores gastos en inversión inicial, pérdidas y, además, filtros más pequeños. Otro método es el uso de varios convertidores en configuración entrelazada, para que cada convertidor presente niveles menores de corriente o voltaje, según su conexión en paralelo o en serie y, además, disminuyendo los ripples en la salida debido al desfase impuesta en la conmutación realizada por cada convertidor. En este capítulo, se presentan los distintos tipos de PPC y de configuraciones entrelazadas, mostrando sus comportamientos y resultados de simulación al tener una fuente de voltaje DC en su entrada y una carga estática en su salida.

3.2. Convertidores de Potencia Parcial

3.2.1 Introducción

Un PPC no se relaciona con convertidores electrónicos, sino que es un convertidor común conectado de tal manera que el flujo sea como se representa en la **Figura 1.2 (b)**, es decir, que sólo una parte de la potencia fluya a través de él, comportándose como una fuente de voltaje controlada en serie en el sistema. Esto resulta atractivo debido a que permite una mayor eficiencia, no necesita valores nominales tan grandes como un FPC y no provoca un gran nivel de ripples gracias a que no procesa toda la potencia. A continuación, se presentan los tipos de PPC, un modelo ideal del convertidor, y el modelo conmutado. Se entrega información con respecto a las corrientes y voltajes de entrada y salida, el ciclo de trabajo, el porcentaje de potencia que fluye por el convertidor con respecto a la potencia total, y una comparación entre los tipos de PPC y un FPC. Los ejemplos se realizan conectando el

convertidor entre una fuente de voltaje DC constante y una carga resistiva pura, como se muestra en la Figura 3.1.

3.2.2 Tipos de PPC

Se estudian dos tipos de PPC: el convertidor Tipo I, que presenta la entrada conectada a la fuente, y el convertidor Tipo II, que presenta la entrada conectada a la carga. Ambos tipos tienen la salida entre la fuente y la carga, como se presenta en la Figura 3.1 operando como convertidor elevador de voltaje (*boost*).

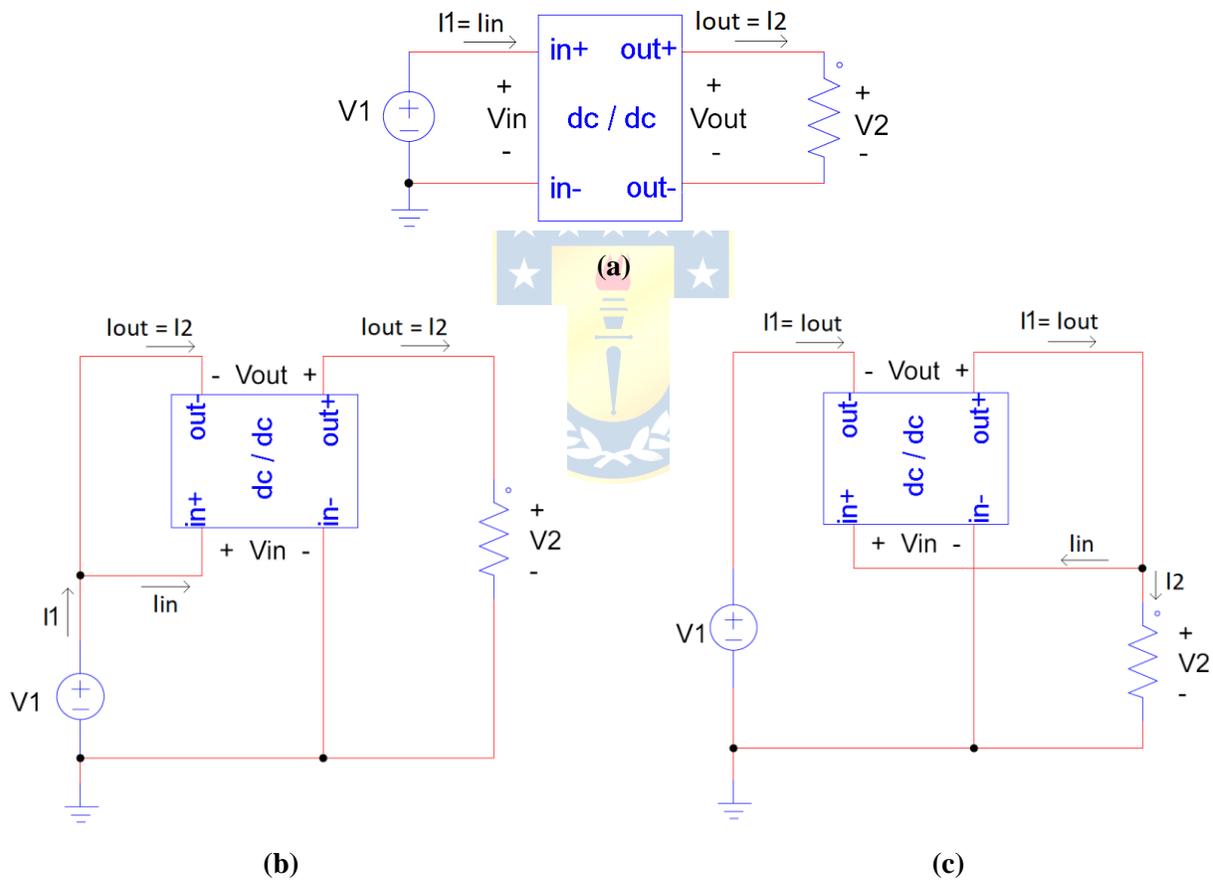


Figura 3.1. Topologías de convertidor de potencia parcial. (a) Convertidor de potencia completa. (b) PPC tipo I. (c) PPC tipo II.

A continuación, se presenta la relación entre el voltaje v_1 y el voltaje v_2 , las corrientes i_1 e i_2 , y la relación entre la potencia que fluye a través del convertidor (P_{conv}) y la potencia total generada

por la fuente de voltaje v_1 (P_{total}), en función del ciclo de trabajo del convertidor. Esto se realiza sin considerar las pérdidas (caso ideal).

A. *Convertidor de potencia parcial tipo I:*

De la Figura 3.1 (b), se puede notar que el voltaje v_2 cumple con:

$$v_2 = v_1 + v_{out} \quad (3.1)$$

Además, sea $d \in [0,1]$ el ciclo de trabajo del convertidor, entonces:

$$v_2 = v_1 + d \cdot v_{in} \quad (3.2)$$

Además, el voltaje de entrada del convertidor equivale al voltaje de la fuente, entonces la relación entre el voltaje de la carga y el voltaje de la fuente es:

$$\frac{v_2}{v_1} = 1 + d \quad (3.3)$$

Con respecto a las corrientes: del diagrama se infiere que i_{out} es la misma corriente que i_2 y, además, se conoce que la razón entre i_{in} e i_{out} es el ciclo de trabajo d . Del diagrama se observa que se cumple:

$$i_1 = i_{in} + i_{out} \quad (3.4)$$

Entonces:

$$i_1 = d \cdot i_2 + i_2 \quad (3.5)$$

Por lo tanto:

$$\frac{i_1}{i_2} = 1 + d \quad (3.6)$$

En las ecuaciones 3.3 y 3.6 se tienen las relaciones de voltajes y corrientes entre la fuente y la carga. Además, la relación entre la potencia que fluye por el convertidor y la potencia total generada por la fuente v_1 está dada por la ecuación 3.7.

$$\frac{P_{conv}}{P_{total}} = \frac{v_{in}i_{in}}{v_1i_1} = \frac{i_{in}}{i_1} = \frac{d \cdot i_{out}}{d \cdot i_{out} + i_{out}} = \frac{d}{d + 1} \quad (3.7)$$

Como conclusión, se tiene que la potencia que puede fluir por el convertidor se puede ajustar entre cero y la mitad de la potencia total, y que el convertidor es capaz de ajustar el voltaje que alimenta a la carga entre v_1 y el doble de v_1 .

B. Convertidor de potencia parcial tipo I:

En este caso, que se representa en la figura 3.2 (d), el voltaje v_2 cumple con:

$$v_2 = v_1 + v_{out} \quad (3.8)$$

Entonces:

$$v_2 = v_1 + d \cdot v_{in} \quad (3.9)$$

Además, el voltaje de entrada del convertidor equivale al voltaje de la carga, entonces la relación entre el voltaje de la carga y el voltaje de la fuente es:

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1-d} \quad (3.10)$$

Con respecto a las corrientes: del diagrama se infiere que i_{out} es la misma corriente que i_1 y, además, se conoce que la razón entre i_{in} e i_{out} es el ciclo de trabajo d . Del diagrama se observa que se cumple:

$$i_2 + i_{in} = i_{out} \quad (3.11)$$

Entonces:

$$i_2 + d \cdot i_1 = i_1 \quad (3.12)$$

Por lo tanto:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{1}{1-d} \quad (3.13)$$

En las ecuaciones 3.10 y 3.13 se tienen las relaciones de voltajes y corrientes entre la fuente y la carga. Además, la relación entre la potencia que fluye por el convertidor y la potencia total generada por la fuente está dada por la ecuación 3.14.

$$\frac{P_{conv}}{P_{total}} = \frac{v_{in} i_{in}}{v_1 i_1} = \frac{i_{in}}{i_1} = \frac{d \cdot i_{out}}{i_{out}} = d \quad (3.14)$$

Como conclusión, se tiene que la potencia que puede fluir por el convertidor se puede ajustar entre 0 y P_{total} , y que el convertidor es capaz de ajustar el voltaje que alimenta a la carga desde v_1 hasta infinito (caso ideal).

C. Resumen:

A continuación, se presenta una tabla resumen con los distintos valores de interés presentes en cada topología.

TABLA 3.1. Resumen de cada tipo de configuración en modelo ideal.

Convertidor\Variable	P_{conv}/P_{total}	v_2/v_1	i_2/i_1	v_{in}	v_{out}	i_{in}	i_{out}
FPC	1	d	$\frac{1}{d}$	v_1	v_2	i_1	i_2
PPC tipo I Boost	$\frac{d}{d+1}$	$1+d$	$\frac{1}{1+d}$	v_1	$v_2 - v_1$	$i_1 - i_2$	i_2
PPC tipo II Boost	d	$\frac{1}{1-d}$	$1-d$	v_2	$v_2 - v_1$	$i_1 - i_2$	i_1

3.2.3 Modelo promedio

Un convertidor DC/DC puede ser representado por un modelo promedio, en el cual no se utiliza conmutación de algún tipo de transistor. Esto se realiza mediante el uso de una fuente de voltaje controlada por voltaje y una fuente de corriente controlada por corriente. El subcircuito utilizado en los diagramas de la Figura 3.1, que representa al convertidor DC/DC del modelo promedio, se muestra en la Figura 3.2. La ganancia de las fuentes es de amplitud d , y corresponde al ciclo de trabajo del convertidor, para cumplir con las relaciones $v_1 = d \cdot v_2$ y con $i_2 = d \cdot i_1$.

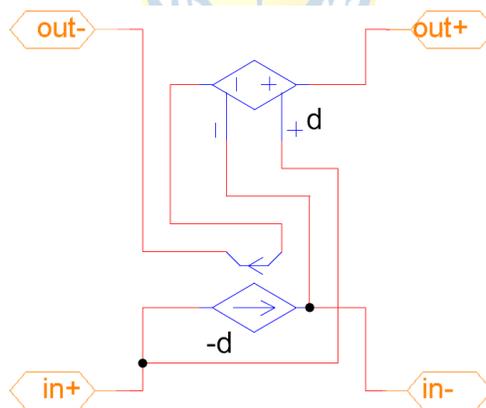


Figura 3.2. Modelo promedio de convertidor DC/DC.

A continuación, se muestran gráficos de los resultados al utilizar el PPC tipo I, con $v_1 = 480$ (V) y ciclo de trabajo $d = 0.453$, para mostrar los resultados obtenidos mediante el modelo promedio. Como resultado, se tiene que el voltaje en la salida es constante de aproximadamente 700 (V), que era lo esperado, y que los voltajes y corrientes no presentan componentes armónicas.

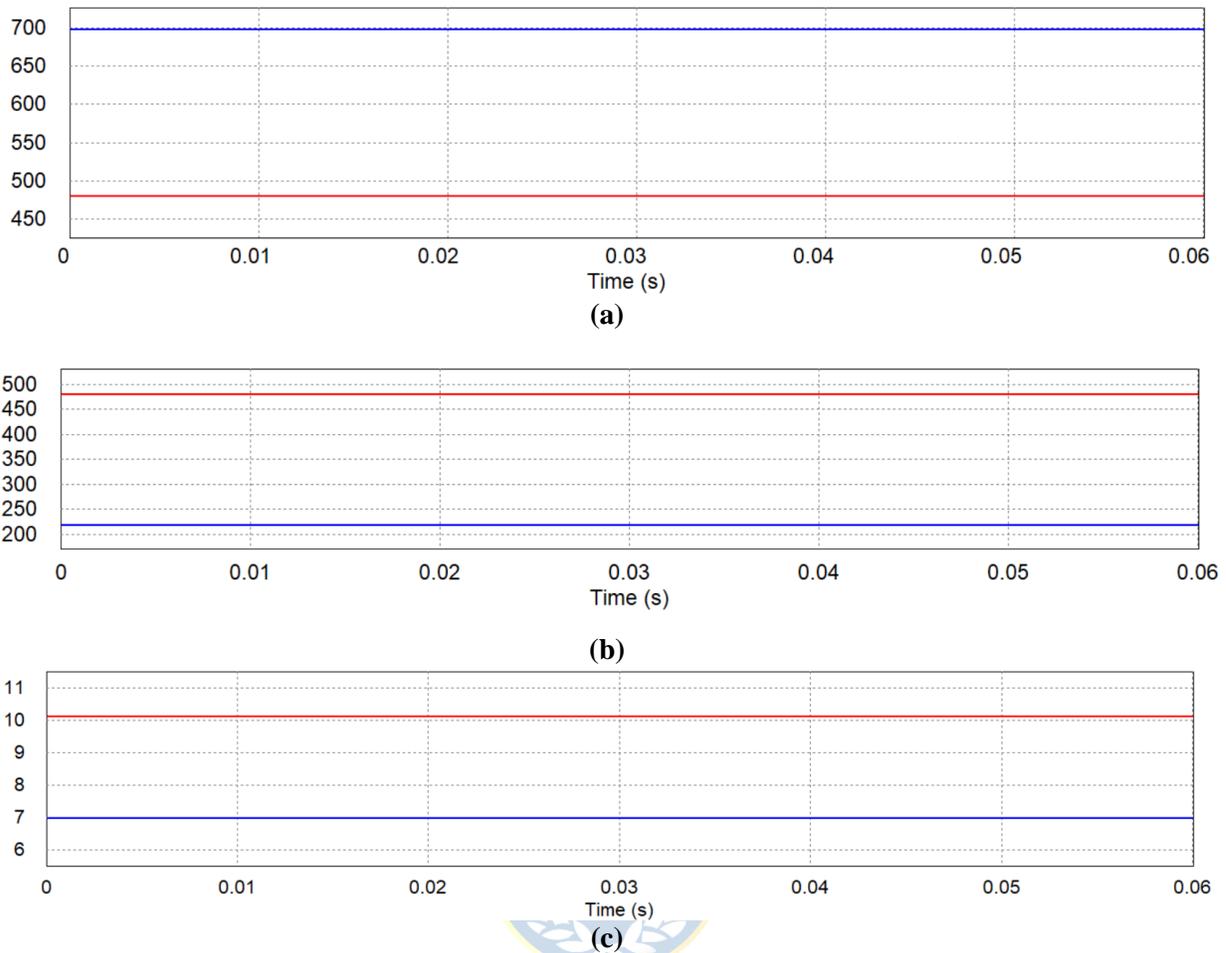


Figura 3.3. Resultados utilizando PPC tipo I, en modelo promedio ideal. (a) Voltajes v_1 (rojo) y v_2 (azul).
(b) Voltajes v_{in} (rojo) y v_{out} (azul), medidos en Volts **(c)** corrientes i_1 (rojo) e i_2 (azul), medidos en Amperes.

3.2.4 Modelo conmutado

El modelo conmutado se simula utilizando un convertidor DC/DC Full Bridge, con transistores IGBT en el inversor y diodos en la etapa de rectificación, como se muestra en la Figura 2.7. En la Figura 3.4, se muestran los resultados voltajes y corrientes en una comparación entre las configuraciones PPC boost tipo I, tipo II y la FPC. En las tres configuraciones se utilizó el mismo convertidor DC/DC y la moduladora M con amplitud 0.8, y los filtros son calculados para cada caso de manera independiente, ya que éstos dependen de los niveles de voltajes y corrientes de entrada y salida. Además, en el PPC boost tipo I se utilizó una razón de vueltas $n_{T_PPC_I}$ de 1:0,566, en el tipo II se utilizó una razón $n_{T_PPC_II}$ de 1:0,3895 y en el FPC una razón de vueltas n_{T_FPC} 1:1,816 en el transformador, de tal manera que, si no hubiera pérdidas, se alcanzaría un voltaje $v_2 = 697,3$ (V) en los tres casos, como se puede inferir de la tabla 3.1.

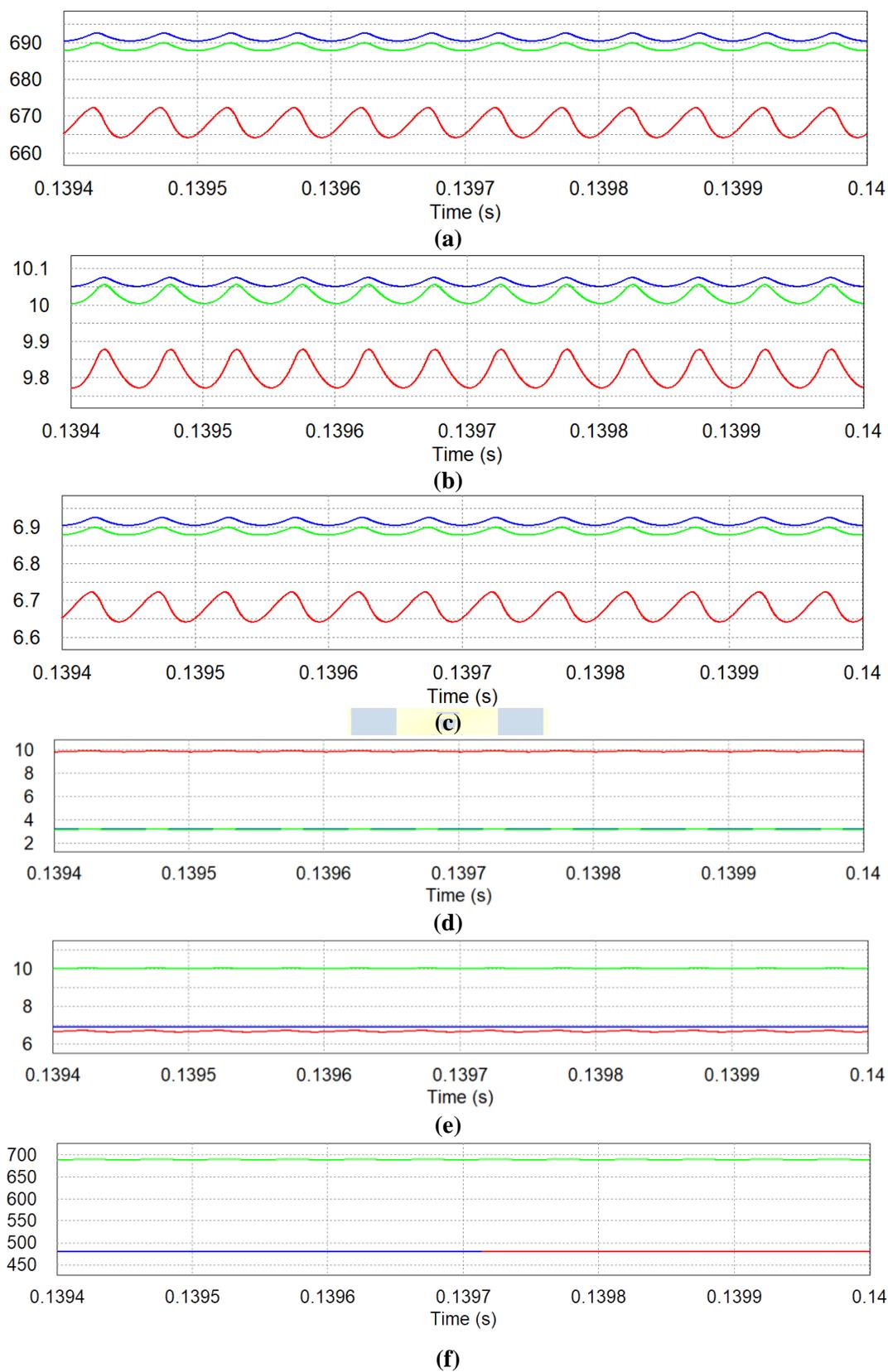


Figura 3.4. Resultados de simulación utilizando FPC (rojo) y PPC tipo I (azul) y tipo II (verde). (a) Voltaje v_2 . (b) Corriente i_1 ; (c) Corriente i_2 . (d) Corriente i_{in} ; (e) Corriente i_{out} . (f) Voltaje v_{in} .

Al comparar los resultados, se observa que es mejor en configuración PPC, tanto en niveles de ripple como en eficiencia. Los niveles de voltaje y corriente en la carga son notablemente menores en FPC, debido a las altas pérdidas producidas por el mayor flujo de potencia a través del convertidor. Esto resulta como se esperaba, pues como se muestra en la tabla 3.1, la potencia que fluye por el PPC tipo I, con respecto a un FPC, es:

$$P_{conv}/P_{total} = \frac{d}{d+1} = \frac{M \cdot n_{T_PPC_I}}{M \cdot n_{T_PPC_I} + 1} = \frac{0,8 \cdot 0,566}{1 + 0,8 \cdot 0,566} = 0,312 \quad (3.15)$$

Y la potencia que fluye por el PPC boost tipo II, con respecto a un FPC, es:

$$P_{conv}/P_{total} = d = M \cdot n_{T_PPC_II} = 0,8 \cdot 0,3895 = 0,312 \quad (3.16)$$

Por otro lado, en un FPC, como lo dice su nombre, toda la potencia fluye a través del convertidor. Como resultado, se tiene que las eficiencias de PPC boost tipo I, boost tipo II y FPC son, respectivamente, 99,1%, 98,6 % y 94,7%.

El ripple de voltaje en la salida de cada convertidor resulta de aproximadamente 1,0%, cuando el ripple de la entrada es nulo. En este análisis se tiene que v_1 es constante, por lo tanto, el FPC y el PPC boost tipo I entregan un 1,0% de ripple de v_{out} . Además, en este caso el PPC tipo II entrega un ripple 2% mayor que el ripple del tipo I, lo cual se puede considerar despreciable, sin embargo, es importante tener en cuenta que el voltaje de entrada del PPC tipo II es el voltaje en la carga, por lo tanto, la forma de onda puede ser distinta a la entregada por un FPC o un PPC tipo I. Esto se puede dar, por ejemplo, si el voltaje v_2 se encuentra alimentando a un inversor, que es el caso de los sistemas PV, como se verá más adelante.

Se puede establecer una relación entre los ripples del voltaje de salida de un FPC y un PPC tipo I, ya que ambos presentan el mismo voltaje en su entrada. Cabe destacar que el ripple es de 1,0% en la salida de los convertidores, pero los voltajes de salida del FPC y del PPC tipo I son distintos:

$$v_{out_FPC} = v_2 = (M \cdot n_{T_FPC}) \cdot v_1 = 697 \text{ (V)} \quad (3.17)$$

$$v_{out_PPC_I} = v_2 - v_1 = (M \cdot n_{T_PPC_I}) \cdot v_1 = 217 \text{ (V)} \quad (3.18)$$

Entonces, se infiere que la relación entre los ripples de un PPC tipo I y un FPC es:

$$\frac{\Delta v_{out_PPC_I}}{\Delta v_{out_FPC}} = \frac{1,0\% (M \cdot n_{T_PPC_I}) \cdot v_1}{1,0\% v_2} = \frac{d \cdot v_1}{v_2} = \frac{d}{\left(\frac{v_2}{v_1}\right)} = \frac{d}{\left(1 + \frac{v_2 - v_1}{v_1}\right)} = \frac{d}{1 + d} \quad (3.19)$$

donde,

$\Delta v_{out_PPC_I}$: ripple de voltaje de salida del PPC tipo I, y

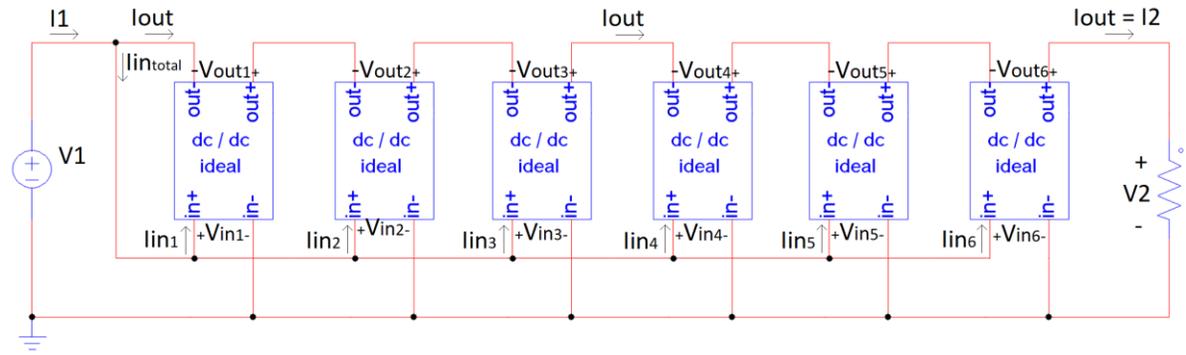
Δv_{out_FPC} : ripple de voltaje de salida del FPC.

De la ecuación 3.19, se observa que la relación entre los ripples de voltaje de salida de un PPC tipo I y un FPC es igual que la relación entre las potencias P_{PPC_I} y P_{FPC} , como se muestra en la ecuación tabla 3.1. Como conclusión se tiene que, si el PPC tipo I procesa el x% de la potencia total, el ripple de voltaje también será el x% del ripple obtenido al utilizar un FPC.

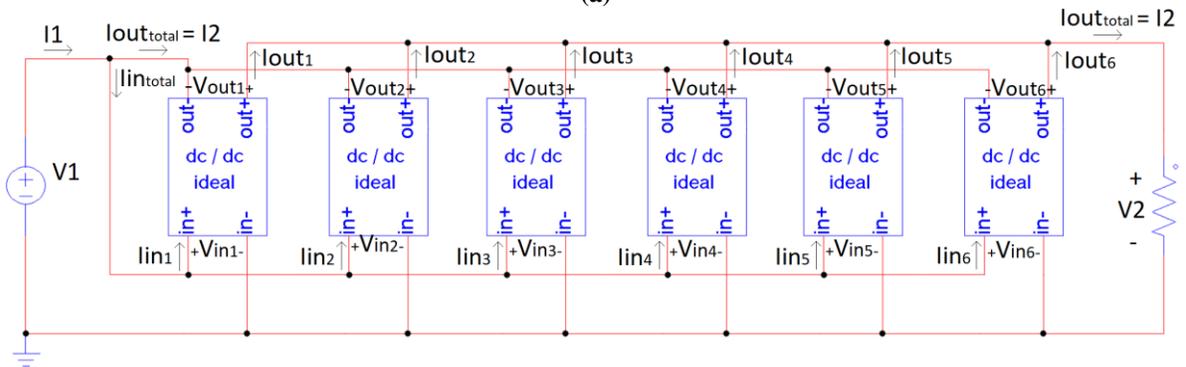
3.3. Configuraciones Entrelazadas

3.3.1 Introducción

Una posible manera de mejorar la eficiencia en sistemas que utilizan conversión DC/DC, es mediante las configuraciones entrelazadas. Esto consiste en la conexión de dos o más convertidores, conectados en serie y/o en paralelo entre sí. Como se vio en la sección 3.2, los PPC presentan mejor rendimiento que los FPC, por lo tanto, en esta sección, los convertidores DC/DC se utilizan en configuración de potencia parcial. Los convertidores se deben conectar con las entradas en paralelo o en serie entre sí, al igual que las salidas, pues de otra forma cada convertidor procesaría una potencia distinta. Además, se busca que los voltajes y corrientes de salida sean equivalentes entre cada convertidor, para poder disminuir lo más posible los ripples de corriente y voltaje mediante el desfase de las portadoras.

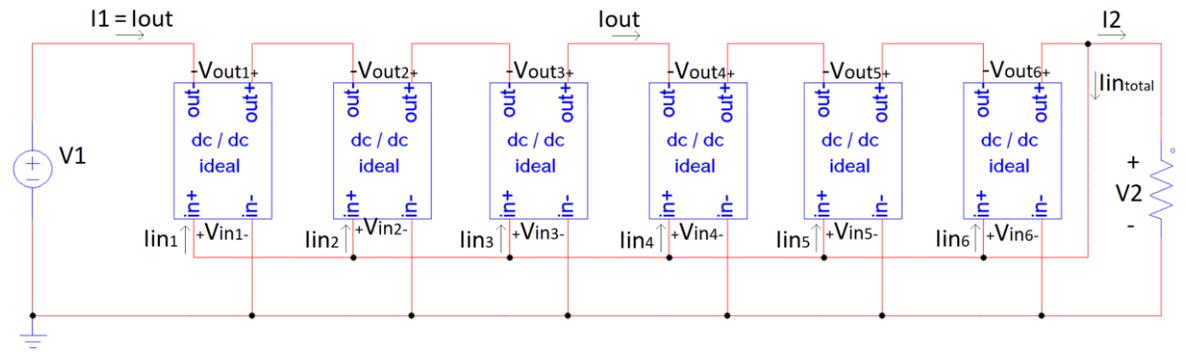


(a)

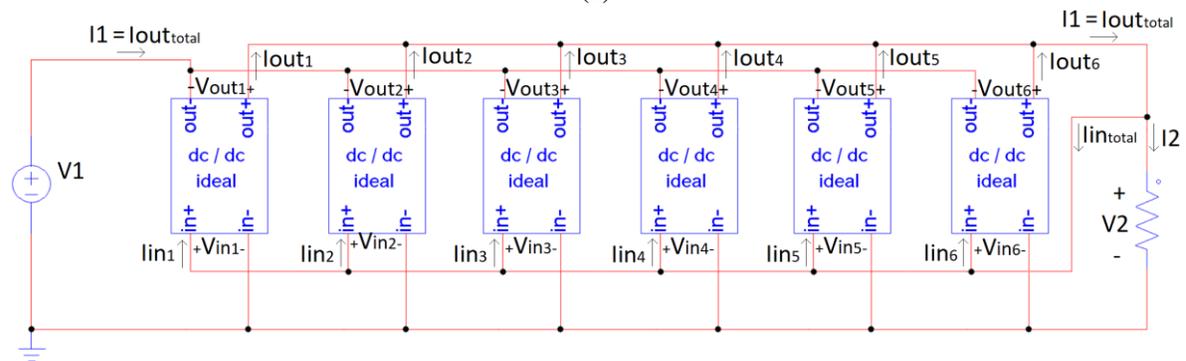


(b)

Figura 3.5. Configuración entrelazada de seis PPC tipo I en modo boost. (a) Conexión IPOS; (b) Conexión IPOP.



(a)



(b)

Figura 3.6. Configuración entrelazada de seis PPC tipo II en modo boost. (a) Conexión IPOS. (b) Conexión IPOP.

Si se conectan los n convertidores con las entradas en serie entre sí, el voltaje de la entrada disminuye n veces, y la corriente se mantiene, pero si se conectan los n convertidores con las entradas en paralelo entre sí, el voltaje de la entrada se mantiene, y la corriente disminuye n veces. Al disminuir el voltaje en la entrada, también se disminuyen las pérdidas por conmutación en los transistores y las pérdidas asociadas a la parte resistiva de los condensadores. Por otro lado, al disminuir la corriente en la entrada, también se disminuyen las pérdidas por conducción de los transistores, y las pérdidas asociadas a la parte resistiva de los inductores, por lo tanto, ambas conexiones presentan sus propias ventajas con respecto a la eficiencia del convertidor. En este trabajo, se considera que los módulos PV presentan bajos niveles de voltaje y altos niveles de corriente, por lo tanto, sólo se presentan configuraciones con las entradas en paralelo. Además, el control del punto de operación de los convertidores es más simple con conexión paralela entre las entradas.

En esta sección se estudian aspectos generales de cada tipo de configuración, mediante el uso del modelo promedio, y el impacto que pueden tener tanto en la eficiencia como en los niveles de ripple, utilizando el modelo conmutado.



3.3.2 Sensibilidad a Resistencias en Sistemas Entrelazados

Se debe tener en cuenta que, en la realidad, los convertidores no pueden ser exactamente iguales. Es decir, siempre presentarán pequeñas diferencias en sus parámetros, debido a que la homogeneidad de la fabricación de cada convertidor no puede ser perfecta. Debido a esto, se utiliza el modelo promedio (Figura 3.2) y el modelo conmutado (Figura 2.7) para calcular voltajes y corrientes al presentar distintas resistencias en cada convertidor. Para ambas configuraciones, IPOS e IPOP, se utilizan dos convertidores utilizando el modelo promedio, pero agregando una resistencia en serie en la entrada, una resistencia en serie en la salida y una resistencia en paralelo en la salida de cada convertidor. Las resistencias se pueden ver en las figuras 3.7 y 3.10, en configuración IPOS e IPOP, respectivamente. Los parámetros de cada una de éstas se encuentran en la tabla 3.2.

TABLA 3.2. Resistencias agregadas a Convertidor 1 y Convertidor 2.

	R_{in_s}	R_{out_s}	R_{out_p}
Convertidor 1	0,1 m Ω	0,1 m Ω	20 k Ω
Convertidor 2	0,2 m Ω	0,2 m Ω	10 k Ω

A. Configuración IPOS:

La configuración IPOS utilizada se muestra en la figura 3.7, y los gráficos de corriente de entrada y voltaje de salida, en las figuras 3.8 y 3.9, respectivamente. De estos gráficos, se puede notar que la diferencia entre los resultados de ambos convertidores es mínima, es decir, la sensibilidad de los convertidores a las diferencias de resistencias es muy baja, tanto así que los voltajes de salida se pueden considerar iguales, ya que la diferencia es menor al 0,1% (tanto en el modelo promedio como en el conmutado).

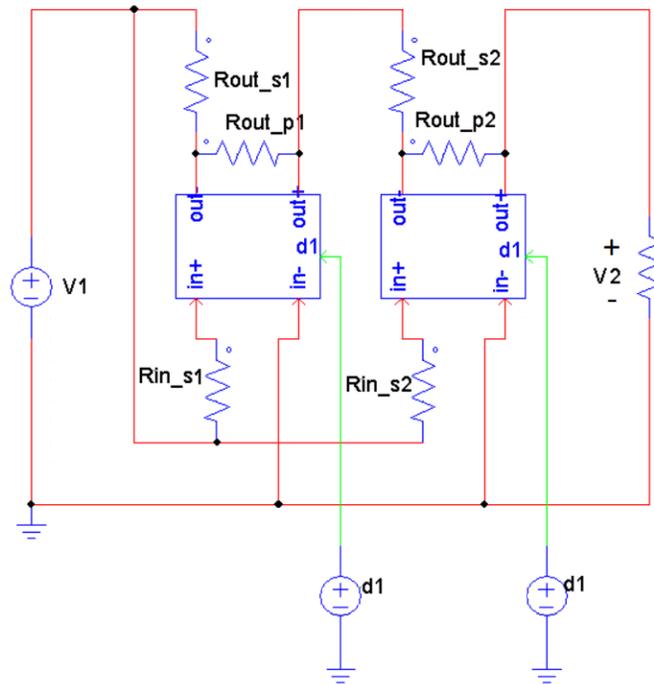
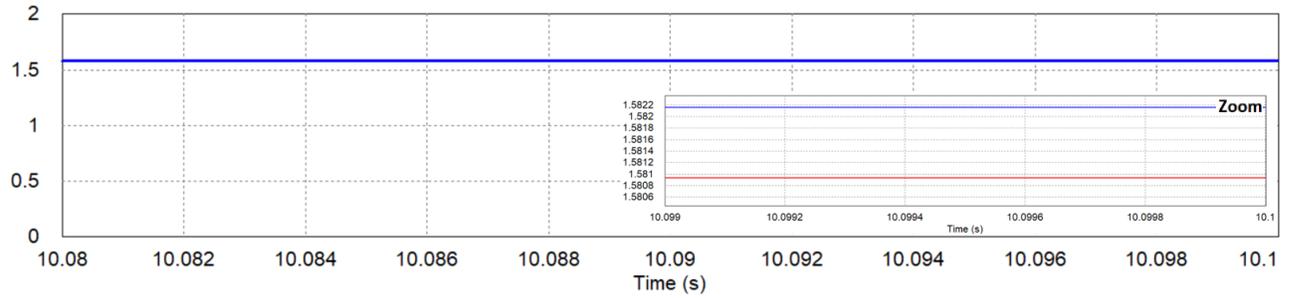
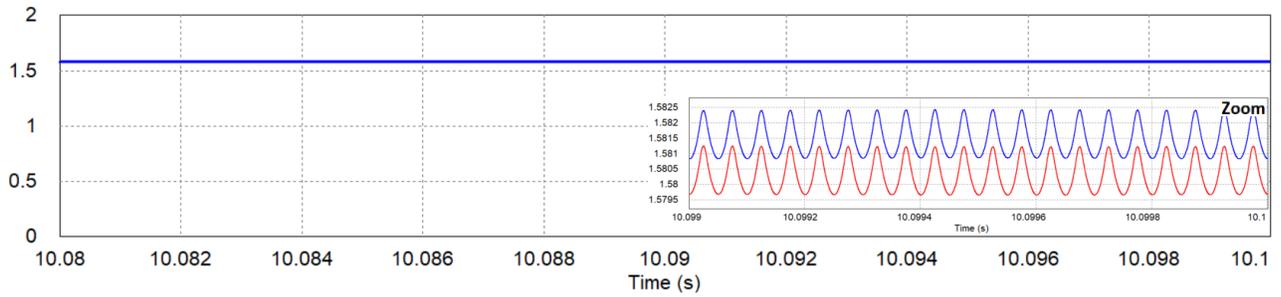


Figura 3.7. Configuración entrelazada IPOS de dos PPC tipo I, con resistencias en entrada y salida.

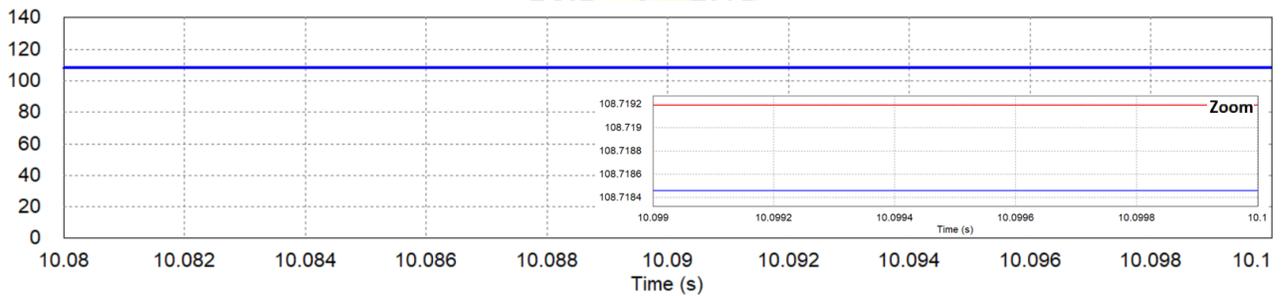


(a)

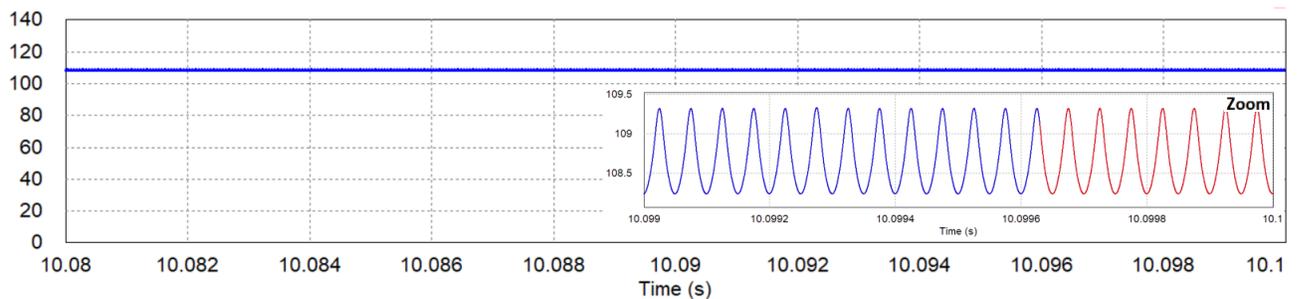


(b)

Figura 3.8. Resultados de corriente de entrada en Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul). (a) Modelo promedio. (b) Modelo conmutado.



(a)



(b)

Figura 3.9. Resultados de voltaje de salida en Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul). (a) Modelo promedio. (b) Modelo conmutado.

B. Configuración IPOP:

La configuración IPOP utilizada se muestra en la figura 3.10, y los gráficos de corriente de salida y corriente de entrada, en las figuras 3.11 y 3.12, respectivamente. De estos gráficos, se puede notar que la diferencia entre ambos convertidores es considerable, presentando casi el doble de corriente en el Convertidor 1, lo cual implica que fluye casi el doble de potencia por éste, ya que los voltajes son iguales para cada convertidor. Esto significa que la configuración IPOP presenta una gran sensibilidad, puesto que se comporta como un divisor de corriente, ya que las salidas tienen igual voltaje entre sí, al igual que las entradas.

Cabe destacar que la diferencia entre ambos convertidores es similar entre el modelo promedio y el conmutado, lo cual permite concluir que no se debe al tipo de convertidor escogido.

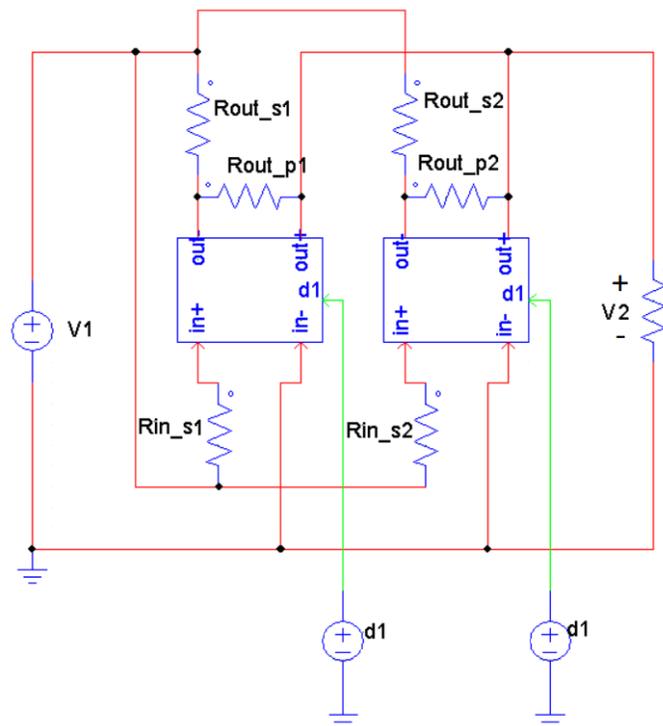
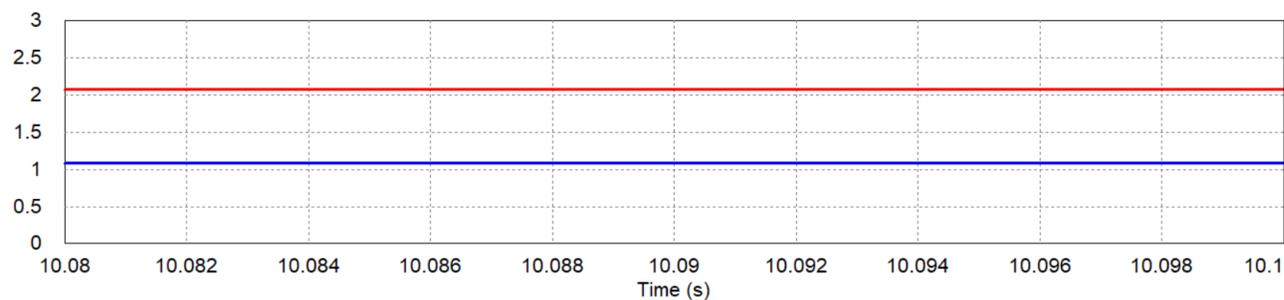
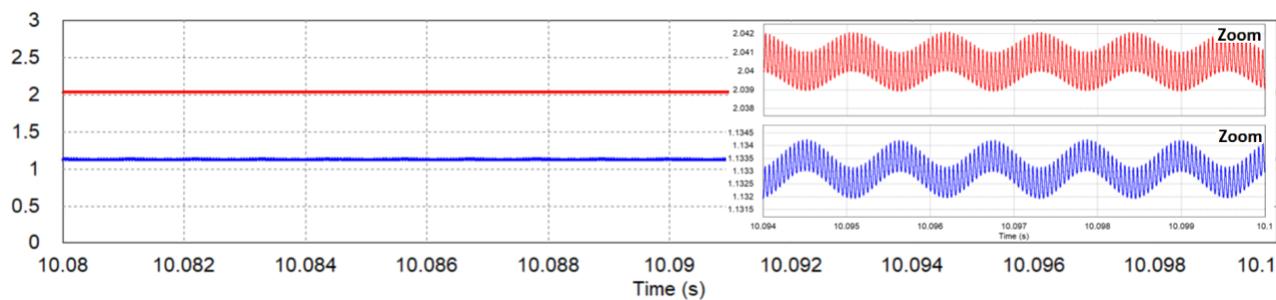


Figura 3.10. Configuración entrelazada IPOP de dos convertidores, con resistencias en entrada y salida de cada uno.

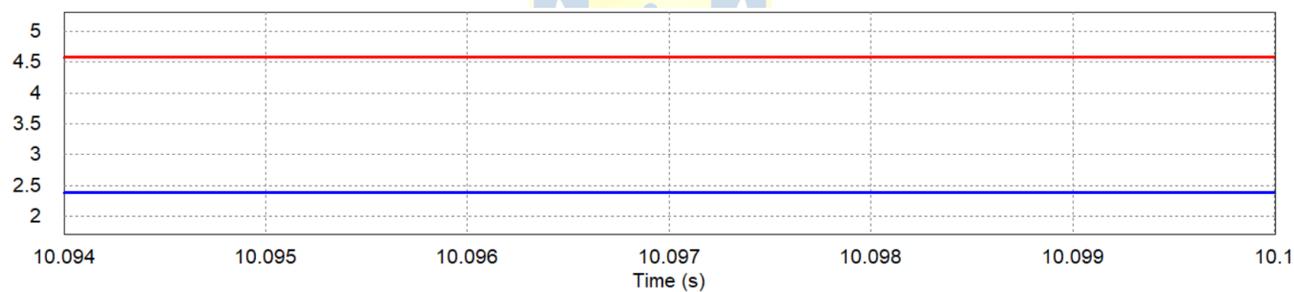


(a)

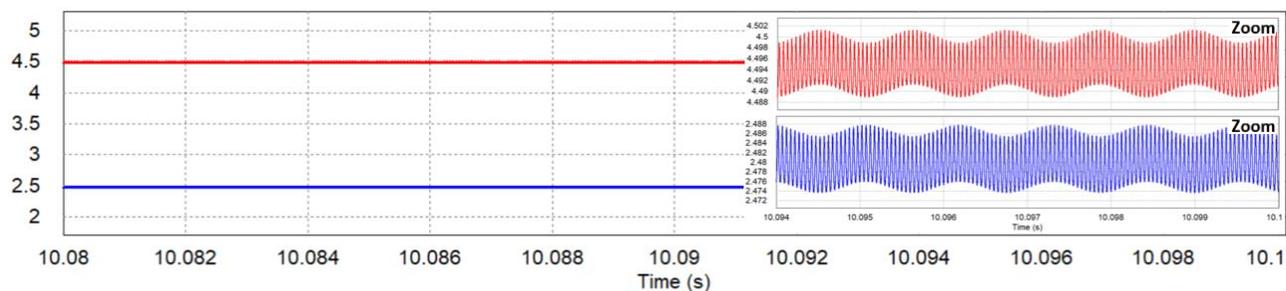


(b)

Figura 3.11. Resultados de corriente de entrada de Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul). (a) Modelo promedio. (b) Modelo conmutado.



(a)



(b)

Figura 3.12. Gráfico de corrientes de salida de Convertidor 1 (rojo) y Convertidor 2 (azul), utilizando. (a) Modelo promedio. (b) Modelo conmutado.

3.3.3 Eficiencia y Ripples

Al utilizar configuraciones entrelazadas con convertidores conmutados, es importante considerar el desfase de las portadoras como un posible método para disminuir los niveles de ripples, dimensiones de los filtros y pérdidas. Se recuerda que el ripple generado por cada convertidor se mantiene del orden del 1% del voltaje de salida, por lo tanto, al no desfasar las portadoras se obtiene un ripple en la carga igual al que se obtiene mediante un PPC individual. El desfase de las portadoras se realiza en un ángulo de $180^\circ/n$, donde n es el número de convertidores entrelazados en IPOS o en IPOP.

Al desfasar las portadoras de n convertidores, aumenta la frecuencia de voltaje y corriente en la carga. Sin embargo, en configuración IPOS no aumenta la frecuencia en los componentes de los filtros LC, y en configuración IPOP sólo aumenta la frecuencia en el condensador de salida. Debido a esto último, se tiene que en IPOP se debe reducir n veces la capacitancia del condensador de salida para mantener constante la reactancia del condensador, para así mantener la frecuencia de corte de los filtros.

Lo anterior se puede comprobar redefiniendo las ecuaciones de diseño del filtro LC, al considerar distintas frecuencias en el inductor y el condensador. De esto, se concluye que el desfase de las portadoras no sólo disminuye los niveles de ripples, sino que también permite aumentar la eficiencia del sistema al disminuir las dimensiones del condensador, en el caso IPOP. Además, la disminución del estrés en los filtros aumenta la confiabilidad de éstos.

$$\frac{f_i}{5} \cdot \frac{f_v}{5} = \frac{1}{(2\pi)^2 LC} \quad (3.20)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L \cdot f_i}{C \cdot f_v}} \quad (3.21)$$

donde,

f_i : frecuencia de la componente AC de la corriente en el inductor, y

f_v : frecuencia de la componente AC del voltaje en el condensador.

A. *Parámetros utilizados*

En la tabla 3.3, se presentan los parámetros utilizados en los filtros de cada configuración de un convertidor individual. Sin importar el tipo de PPC, los filtros en configuraciones entrelazadas se calculan con los sistemas de ecuaciones 3.22 y 3.23, que relacionan un filtro en configuración entrelazada con el filtro en configuración individual del mismo tipo de conexión (tipo I o tipo II). Se recuerda que se considera que las resistencias de los inductores son directamente proporcionales a las inductancias, y las resistencias de los condensadores son inversamente proporcionales a las capacitancias.

TABLA 3.3. Parámetros de filtros de convertidor individual, para configuración FPC, PPC tipo I y PPC tipo II.

Descripción del parámetro	Nomenclatura	Valor	Valor (p.u.)
Inductor de entrada de un FPC	L_{in_FPC}	2,79 mH	-
Resistencia asociada a L_{in_FPC}	$R_{L_{in_FPC}}$	0,10 Ω	0,013
Condensador de entrada de un FPC	C_{in_FPC}	2,27 μ F	-
Resistencia asociada a C_{in_FPC}	$R_{C_{in_FPC}}$	30,65 k Ω	$3,95 \cdot 10^3$
Inductor de salida de un FPC	L_{out_FPC}	5,90 mH	-
Resistencia asociada a L_{out_FPC}	$R_{L_{out_FPC}}$	0,22 Ω	0,028
Condensador de salida de un FPC	C_{out_FPC}	1,07 μ F	-
Resistencia asociada a C_{out_FPC}	$R_{C_{out_FPC}}$	65,92 k Ω	$8,50 \cdot 10^3$
Inductor de entrada de un PPC tipo I	$L_{in_PPC_I}$	8,78 mH	-
Resistencia asociada a $L_{in_PPC_I}$	$R_{L_{in_PPC_I}}$	0,31 Ω	0,04
Condensador de entrada de un PPC tipo I	$C_{in_PPC_I}$	0,72 μ F	-
Resistencia asociada a $C_{in_PPC_I}$	$R_{C_{in_PPC_I}}$	97,53 k Ω	$1,26 \cdot 10^4$
Inductor de salida de un PPC tipo I	$L_{out_PPC_I}$	1,80 mH	-
Resistencia asociada a $L_{out_PPC_I}$	$R_{L_{out_PPC_I}}$	0,067 Ω	$8,63 \cdot 10^{-3}$
Condensador de salida de un PPC tipo I	$C_{out_PPC_I}$	3,52 μ F	-
Resistencia asociada a $C_{out_PPC_I}$	$R_{C_{out_PPC_I}}$	20,00 k Ω	$2,58 \cdot 10^3$
Inductor de entrada de un PPC tipo II	$L_{in_PPC_II}$	13,0 mH	-
Resistencia asociada a $L_{in_PPC_II}$	$R_{L_{in_PPC_II}}$	0,49 Ω	0,063
Condensador de entrada de un PPC tipo II	$C_{in_PPC_II}$	0,50 μ F	-
Resistencia asociada a $C_{in_PPC_II}$	$R_{C_{in_PPC_II}}$	140,1 k Ω	$1,81 \cdot 10^4$
Inductor de salida de un PPC tipo II	$L_{out_PPC_II}$	1,22 mH	-
Resistencia asociada a $L_{out_PPC_II}$	$R_{L_{out_PPC_II}}$	0,05 Ω	$6,44 \cdot 10^{-3}$
Condensador de salida de un PPC tipo II	$C_{out_PPC_II}$	5,18 μ F	-
Resistencia asociada a $C_{out_PPC_II}$	$R_{C_{out_PPC_II}}$	13,6 k Ω	$1,75 \cdot 10^3$

$$\begin{aligned}
L_{in_IPOS}(n) &= n \cdot L_{in_PPC} \\
C_{in_IPOS}(n) &= \frac{C_{in_PPC}}{n} \\
L_{out_IPOS}(n) &= \frac{L_{out_PPC}}{n} \\
C_{out_IPOS}(n) &= n \cdot C_{out_PPC}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

$$\begin{aligned}
L_{in_IPOP}(n) &= n \cdot L_{in_PPC} \\
C_{in_IPOP}(n) &= \frac{C_{in_PPC}}{n} \\
L_{out_IPOP}(n) &= n \cdot L_{out_PPC} \\
C_{out_IPOP}(n) &= \frac{C_{out_PPC}}{n^2}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

B. Comparación de pérdidas IPOS e IPOP

En esta sección, se compara el desempeño de un PPC individual con el de seis convertidores en IPOS y seis en IPOP, utilizando los filtros pasivos LC calculados con las ecuaciones 3.20 y 3.21 para las nuevas configuraciones. Es importante destacar que, si no se desfazan las portadoras, la suma de las pérdidas en los filtros de n convertidores entrelazados son iguales a las pérdidas en sólo un convertidor individual con el mismo tipo de conexión (tipo I o tipo II), en el caso ideal. Es decir, la diferencia entre la eficiencia de convertidores entrelazados y un convertidor individual sólo se debería a las pérdidas en transistores, transformador y diodos. Sin embargo, al desfazar las portadoras, se disminuyen las dimensiones de los condensadores de salida, en conexión IPOP, por lo tanto, sólo esta conexión presenta menores pérdidas asociadas a los filtros. Cabe destacar que esto se mantiene tanto para PPC tipo I como para PPC tipo II.

Para convertidores de potencia parcial conectados en el mismo tipo de configuración (tipo I o tipo II), se tiene que:

- Los voltajes y las corrientes en los transistores IGBT son similares en configuración IPOS e IPOP, ya que en ambas conexiones la entrada se conecta en paralelo. Debido a esto, las pérdidas en los transistores IGBT son similares en IPOS y en IPOP, siempre que se utilice la misma cantidad de convertidores. Los IGBT presentan pérdidas de conmutación P_{IGBT_sw} , que se deben al voltaje en los terminales de los transistores, y dependen de la frecuencia de

conmutación y la capacitancia de salida C_o del transistor, y pérdidas de conducción P_{IGBT_cond} , que se deben a la resistencia interna r_{DS} del transistor. Al conectar una mayor cantidad de transistores en IPOS o IPOP, aumentan las pérdidas de conmutación, pues el voltaje es independiente de la cantidad de convertidores (ya que están en paralelo), y las pérdidas de conducción disminuyen, ya que la corriente disminuye, y las pérdidas por conducción son directamente proporcionales al cuadrado de la corriente.

$$P_{IGBT} = P_{IGBT_cond} + P_{IGBT_sw} = r_{DS}i_{IGBT}^2 + f_{p_dc}C_oV_{in}^2 \quad (3.24)$$

donde i_{IGBT} es el valor efectivo de corriente que fluye por cada transistor IGBT.

Cabe destacar que PSIM no permite agregar las pérdidas por conmutación, por lo tanto, éstas fueron simuladas como una resistencia de valor R_{IGBT_sw} , como se muestra en la tabla 3.4.

TABLA 3.4. Resistencia de conmutación utilizada en cada configuración.

		V_{in} (V)	P_{IGBT_sw} (W)	I_{IGBT} (A)	R_{IGBT_sw} (Ω)
Boost tipo I	FPC	480	0,449	10,804	0,0038
	1 PPC			2,48	0,07
	6 PPC - IPOS			0,524	1,64
	6 PPC - IPOP			0,416	2,59
Boost tipo II	1 PPC	700	0,956	2,479	0,16
	6 PPC - IPOS			0,428	5,22
	6 PPC - IPOP			0,421	5,39

- Las pérdidas en los transformadores se deben a la resistencia asociada a la bobina primaria y secundaria. Cabe destacar que si la relación de vueltas es $n_1:n_2$, entonces se consideró que el largo de las bobinas primaria – secundaria tienen igual relación, lo cual implica que las resistencias asociadas a las bobinas también tienen razón $n_1:n_2$. La corriente que fluye por la bobina primaria es similar en ambas configuraciones entrelazadas, sin embargo, por la bobina secundaria fluye una corriente n veces menor en IPOP que en IPOS. Por otro lado, el voltaje en la salida de cada convertidor en IPOS es n veces menor, por lo tanto, cambia la razón de vueltas en n , entonces la resistencia de la bobina secundaria es n veces menor en IPOS que en IPOP. Luego, las pérdidas en un transformador son:

$$P_{transf_IPOS} = R_{prim} i_{prim_IPOS}^2 + R_{sec} i_{sec_IPOS}^2 = R_{prim} \left(\frac{i_{prim}}{n} \right)^2 + \frac{n_1/n_2}{n} R_{prim} i_{sec}^2 \quad (3.25)$$

$$P_{transf_IPOP} = R_{prim} i_{prim_IPOP}^2 + R_{sec} i_{sec_IPOP}^2 = R_{prim} \left(\frac{i_{prim}}{n} \right)^2 + \frac{n_1}{n_2} R_{prim} \left(\frac{i_{sec}}{n} \right)^2 \quad (3.26)$$

donde,

i_{prim} : corriente que fluye por la bobina primaria del transformador, y

i_{sec} : corriente que fluye por la bobina secundaria del transformador.

Es decir, las pérdidas en la bobina primaria son similares en ambos casos, pero en la bobina secundaria son n veces mayores las pérdidas en configuración IPOS.

- Las pérdidas en cada diodo dependen de la corriente que fluye a través de éstos, de la resistencia de los diodos y de su caída de voltaje al conducir, que se considera de 0,7 (V). Al utilizar la configuración IPOS, la corriente que fluye por todos los puentes de diodos es independiente del número de convertidores, provocando que las pérdidas sean n veces mayor que para un convertidor individual. Por otro lado, la corriente que fluye por los diodos es n veces menor en configuración IPOP, por lo tanto, las pérdidas de conducción de los diodos es n veces menor, y las pérdidas debidas a la caída de voltaje se mantienen similares que para un convertidor individual. Las pérdidas de potencia en cada diodo se presentan en las siguientes ecuaciones, de las cuales se observa que en IPOP éstas son menores, y en IPOS son más altas que con un PPC individual.

$$P_{diodo} = v_f i_f + R_f i_f^2 \quad (3.27)$$

$$P_{diodo_IPOS}(n) = n v_f i_{f_IPOS} + n R_f i_{f_IPOS}^2 = n (v_f i_f + R_f i_f^2) \quad (3.28)$$

$$P_{diodo_IPOP}(n) = n v_f i_{f_IPOP} + n R_f i_{f_IPOP}^2 = n \left(v_f \frac{i_f}{n} + R_f \left(\frac{i_f}{n} \right)^2 \right) = v_f i_f + \frac{R_f i_f^2}{n} \quad (3.29)$$

donde:

v_f : caída de voltaje en cada diodo,

R_f : resistencia de cada diodo,

i_f, i_{f_IPOS} e i_{f_IPOP} : corrientes que fluyen por cada diodo en un PPC individual, por n PPC en conexión IPOS y por n PPC en conexión IPOP, respectivamente,

$P_{diodo}, P_{diodo_IPOS}$ y P_{diodo_IPOP} : pérdidas asociadas a cada diodo al utilizar un PPC individual, n PPC en conexión IPOS y n PPC en conexión IPOP, respectivamente.

C. Resultados PPC Tipo I

A continuación, se presentan los resultados de pérdidas, eficiencia y formas de onda, obtenidos a partir de los modelos en PSIM de los siguientes circuitos:

- Figura 3.1 (a): convertidor de potencia completa,
- Figura 3.1 (b): PPC boost tipo I individual,
- Figura 3.5 (a): seis PPC boost tipo I en configuración IPOS, y
- Figura 3.5 (b): seis PPC boost tipo I en configuración IPOP.



TABLA 3.5. Resultados de pérdidas en cada componente y eficiencia.

	1 FPC	1 PPC	6 PPC - IPOS	6 PPC - IPOP
V_2 [V]	675,13	691,74	680,70	694,71
ΔV_2 [V]	6,81	2,15	0,06	0,06
I_{in} [V]	9,85	3,14	0,52	0,53
I_{out} [V]	6,75	6,91	6,81	1,16
V_{in} [V]	480,00	480,00	480,00	480,00
V_{out} [V]	675,13	211,35	33,71	214,70
P_{Lin} [W]	10,10	3,09	$6 \cdot 0,50 = 2,98$	$6 \cdot 0,52 = 3,11$
P_{Cin} [W]	7,49	2,35	$6 \cdot 0,39 = 2,35$	$6 \cdot 0,39 = 2,35$
P_{IGBT} [W]	97,89	11,62	$6 \cdot 1,40 = 8,39$	$6 \cdot 2,10 = 12,62$
P_{Transf} [W]	18,79	3,42	$6 \cdot 0,064 = 0,38$	$6 \cdot 0,02 = 0,10$
P_{diodos} [W]	19,90	20,54	$6 \cdot 19,95 = 119,67$	$6 \cdot 1,97 = 11,83$
P_{Lout} [W]	10,22	3,22	$6 \cdot 0,52 = 3,10$	$6 \cdot 0,54 = 3,23$
P_{Cout} [W]	6,91	2,23	$6 \cdot 0,33 = 1,96$	$6 \cdot 0,06 = 0,38$
$\eta_{DC/DC}$ (%)	96,4	99,0	97,0	99,3

donde:

- ΔV_2 : ripple pico a pico del voltaje V_2 .
- P_{Lin} : pérdidas de potencia en inductor de entrada,
- P_{Cin} : pérdidas de potencia en condensador de entrada,
- P_{IGBT} : suma de pérdidas de potencia en los seis transistores,
- P_{Transf} : pérdidas de potencia en transformador,
- P_{diodos} : pérdidas de potencia en puente de diodos,
- P_{Lout} : pérdidas de potencia en inductor de salida,
- P_{Cout} : pérdidas de potencia en condensador de salida,
- $\eta_{DC/DC}$: eficiencia total de la etapa de conversión DC/DC.

De la figura 3.13 se observa que el nivel de ripple en la carga es casi imperceptible en las configuraciones entrelazadas, menor al 0,01 %. Esto se debe a el desfase de las portadoras. Además, para un PPC individual es menor el ripple que para un FPC, ya que el voltaje de salida es menor en un PPC. Además, en el caso ideal todos imponen un mismo voltaje efectivo en la carga, pero en este caso, que se consideran las pérdidas, en IPOP presenta mayor voltaje en la carga ya que su eficiencia es mayor. El ripple de voltaje en la carga tiene frecuencia seis veces mayor en configuraciones IPOS e IPOP.

De la figura 3.14, se observa que el ripple de salida de un PPC individual tiene amplitud similar a la conexión IPOS (aproximadamente 2 V), sin embargo, en la figura 3.13 se tiene que el ripple en

la carga es menor en IPOS. Esto corrobora que el desfase de portadoras en IPOS provoca esta mejora. Además, el voltaje de salida sólo presenta ripple de mayor frecuencia en IPOP, lo cual significa que se pueden disminuir las dimensiones del capacitor de salida del filtro sólo en configuración IPOP.

De las figuras 3.15 y 3.16 se observa que la corriente de entrada presenta ripple de igual frecuencia en cada caso, y la corriente de salida presenta una frecuencia seis veces mayor sólo en IPOS. Además, la amplitud del ripple de la corriente de entrada no varía considerablemente entre cada configuración con PPC, pero sí es notablemente mayor en FPC.

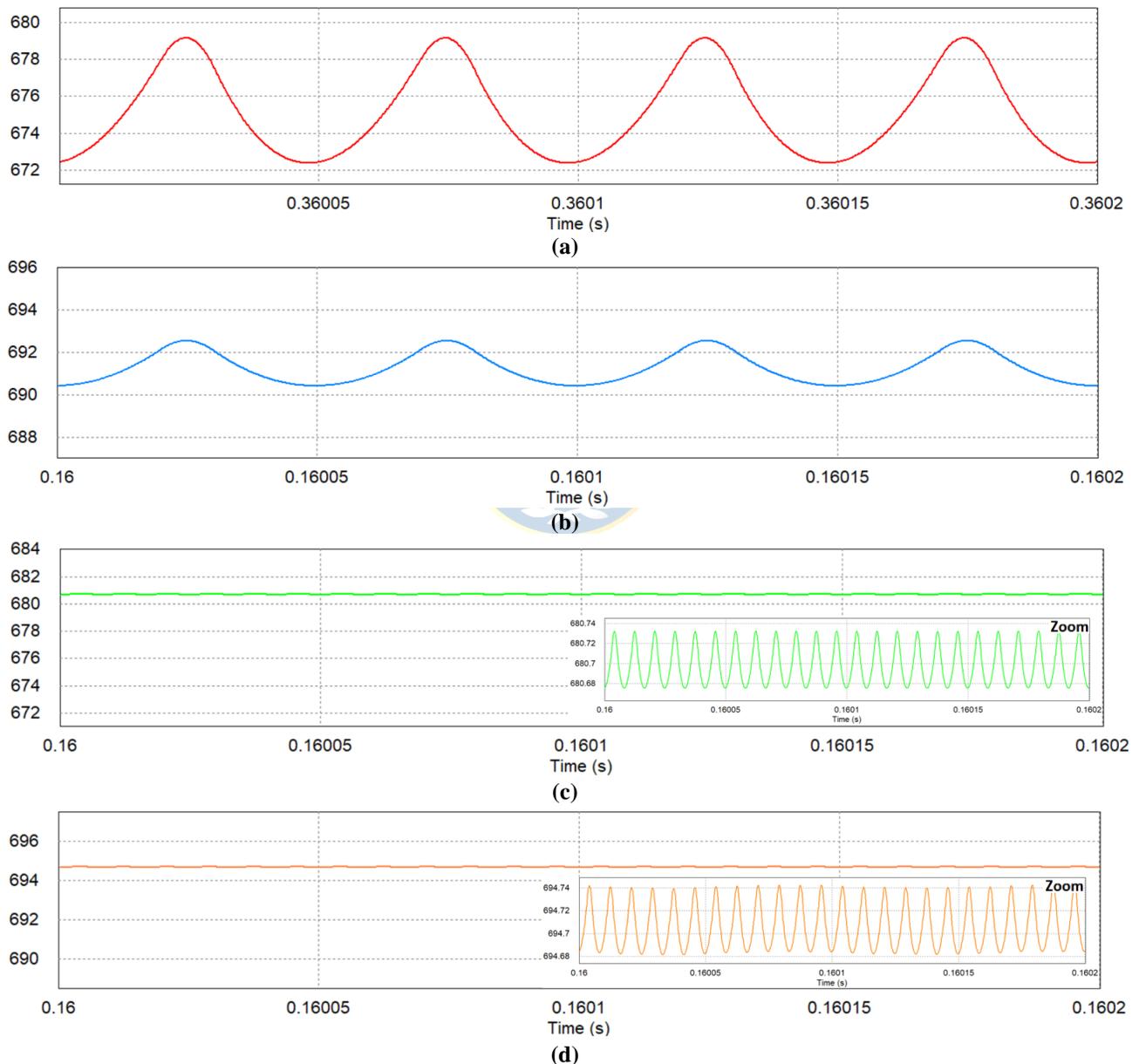


Figura 3.13. Voltaje en la carga (v_2) para cada topología. (a) FPC individual (b) PPC tipo I individual. (c) Seis PPC tipo I, conexión IPOS. (d) Seis PPC tipo I, conexión IPOP.

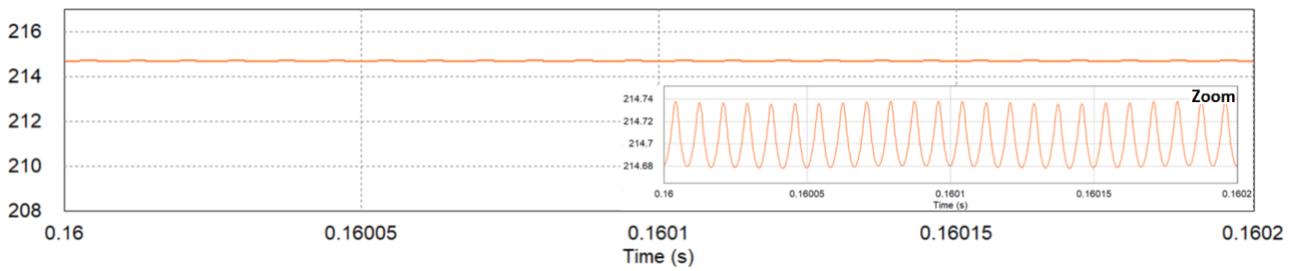
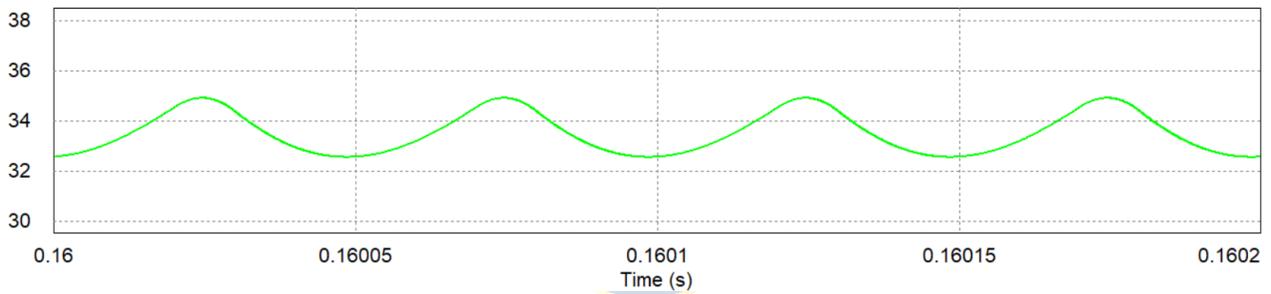
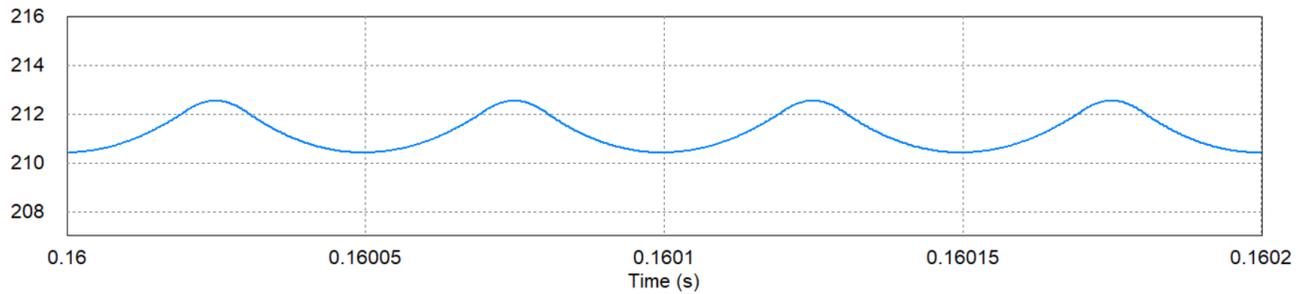
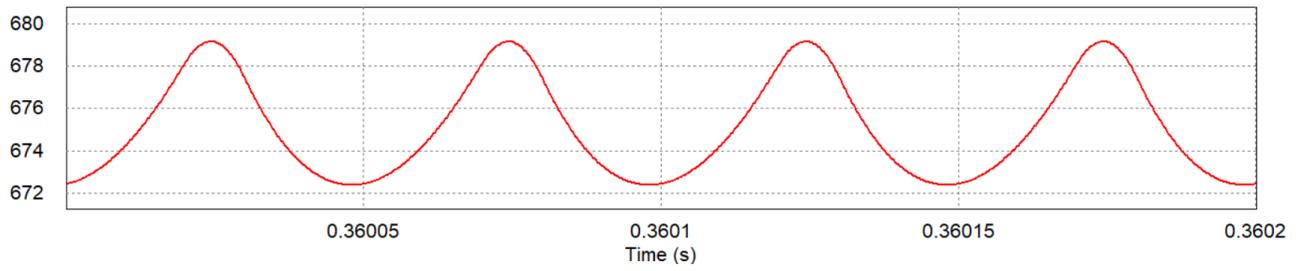


Figura 3.14. Voltaje de salida (v_{out}) para cada topología. (a) FPC individual. (b) PPC tipo I individual. (c) Seis PPC tipo I, conexión IPOS. (d) Seis PPC tipo I, conexión IPOP.

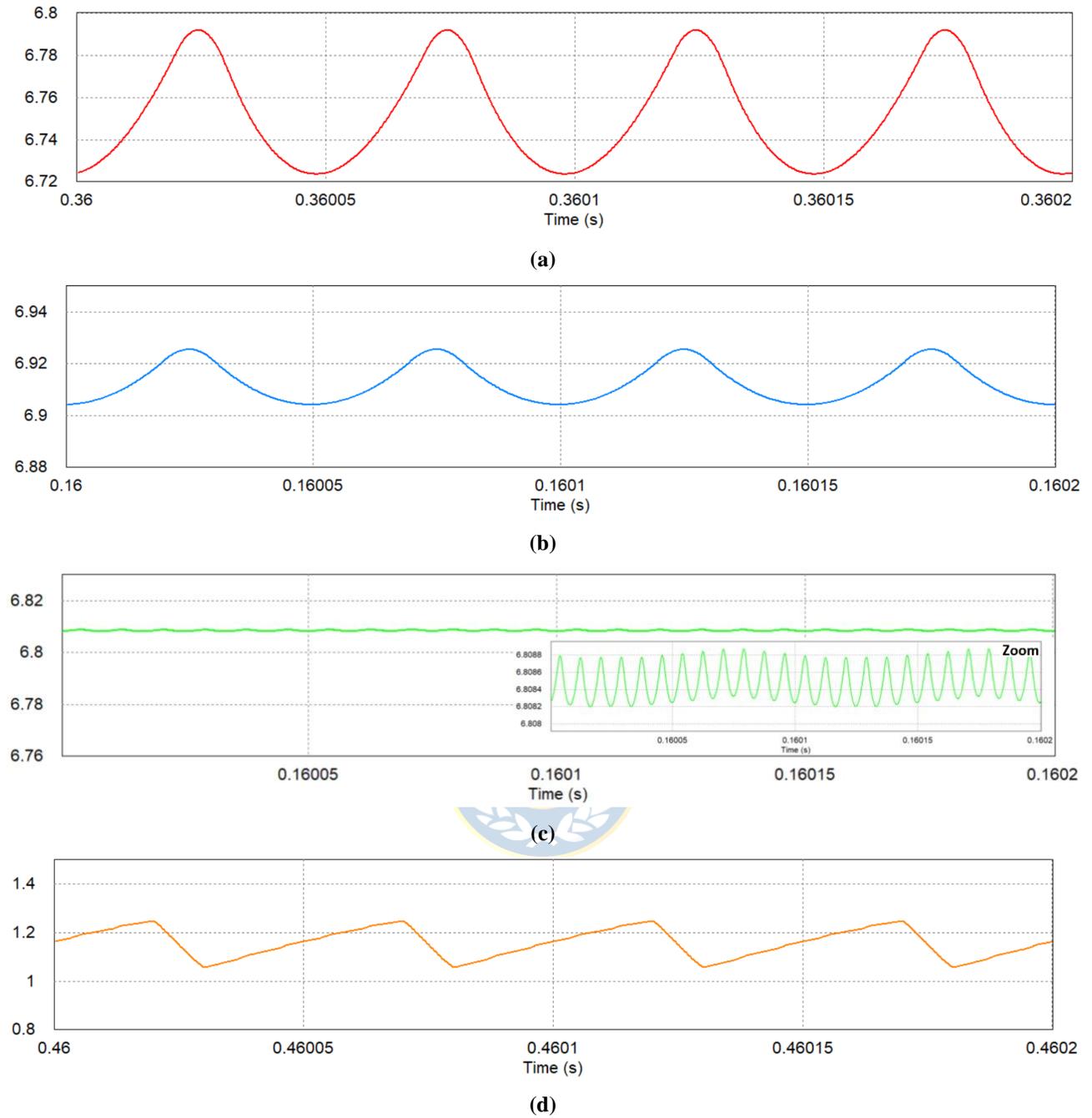
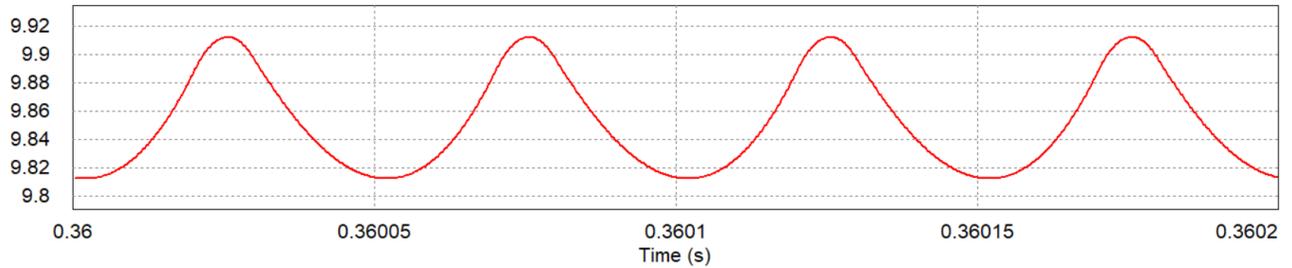
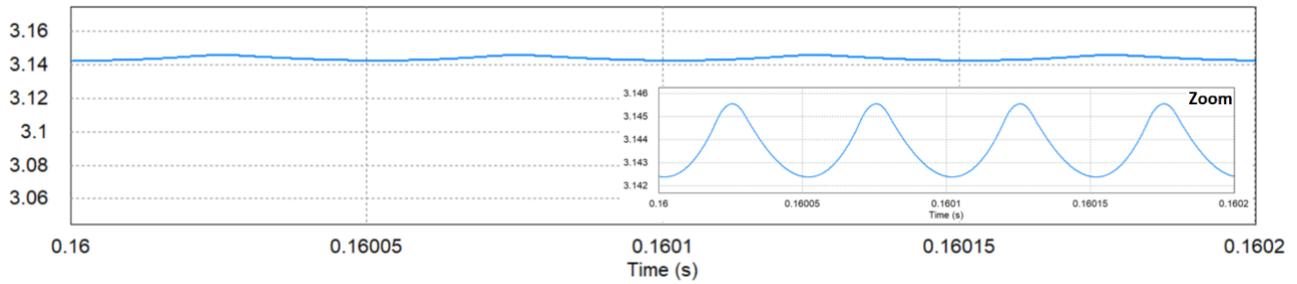


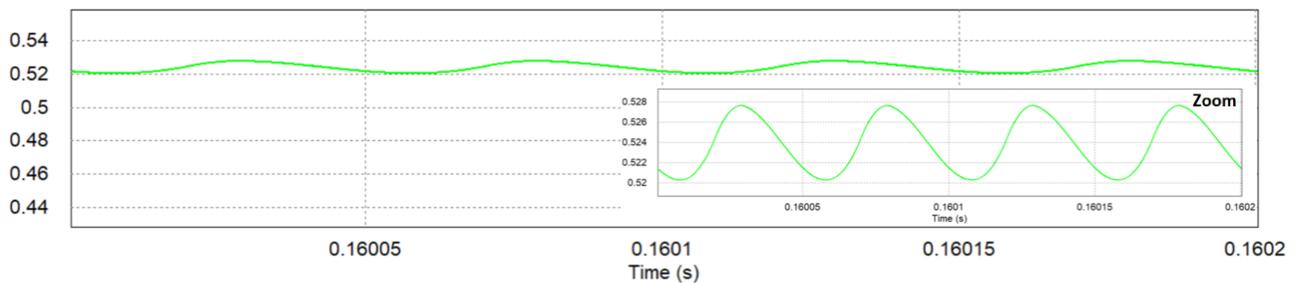
Figura 3.15. Corriente en la salida (i_{out}), utilizando. (a) FPC individual. (b) PPC tipo I individual. (c) Seis PPC tipo I, conexión IPOS. (d) Seis PPC tipo I, conexión IPOP.



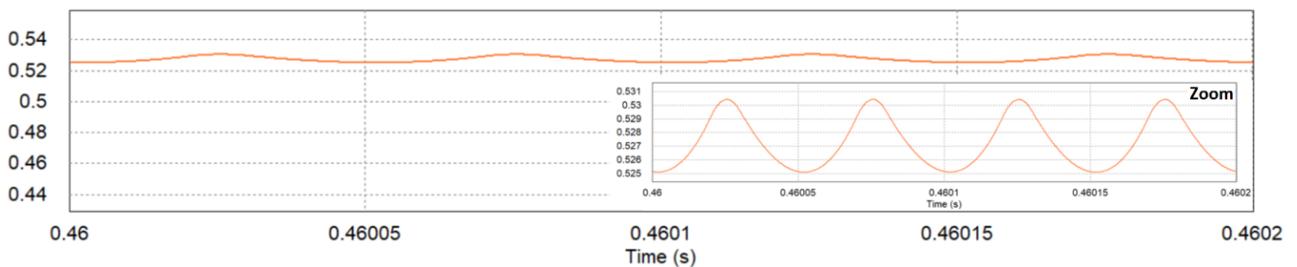
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.16. Corriente en la entrada (i_{in}) de un convertidor DC/DC, en configuración. (a) FPC individual. (b) PPC tipo I individual. (c) Seis PPC tipo I, conexión IPOS. (d) Seis PPC tipo I, conexión IPOP.

D. Resultados PPC Boost Tipo II

A continuación, se presentan los resultados de pérdidas, eficiencia y formas de onda, obtenidos a partir de los modelos en PSIM de los siguientes circuitos:

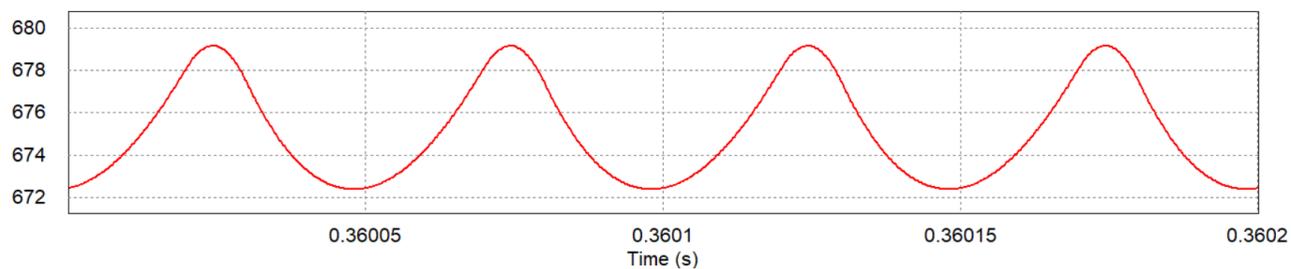
- **Figura 3.1 (a):** convertidor de potencia completa,
- **Figura 3.1 (c):** PPC boost tipo II individual,
- **Figura 3.6 (a):** seis PPC boost tipo II en configuración IPOS, y
- **Figura 3.6 (b):** seis PPC boost tipo II en configuración IPOP.

TABLA 3.6. Resultados de pérdidas y ripples de voltaje obtenidos en cada configuración. FPC individual, PPC tipo II individual, seis PPC tipo II conectados en IPOS y seis PPC tipo II conectados en IPOP.

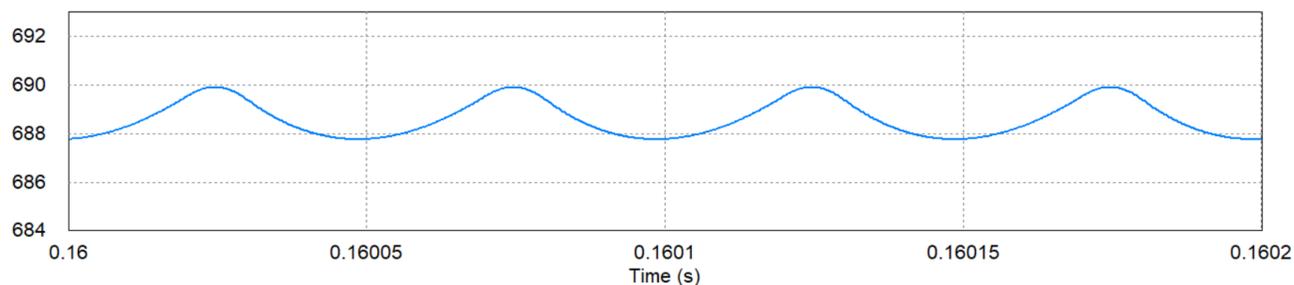
	1 FPC	1 PPC	6 PPC - IPOS	6 PPC - IPOP
V_2 (V)	675,13	688,63	667,11	692,18
ΔV_{2p-p} (V)	6,81	2,14	0,05	0,16
I_{in} (V)	9,85	3,14	0,52	0,53
I_{out} (V)	6,75	10,02	9,78	1,69
V_{in} (V)	480,00	688,63	667,11	692,18
V_{out} (V)	675,13	208,63	31,20	212,18
P_{Lin} (W)	10,10	4,81	$6 \cdot 0,79 = 4,74$	$6 \cdot 0,80 = 4,80$
P_{Cin} (W)	7,49	3,37	$6 \cdot 0,53 = 3,17$	$6 \cdot 0,57 = 3,42$
P_{IGBT} (W)	97,89	12,14	$6 \cdot 4,18 = 25,08$	$6 \cdot 4,19 = 25,14$
P_{Transf} (W)	18,79	4,41	$6 \cdot 0,10 = 0,60$	$6 \cdot 0,02 = 0,12$
P_{diodos} (W)	19,90	36,85	$6 \cdot 37,76 = 226,56$	$6 \cdot 3,06 = 18,36$
P_{Lout} (W)	10,22	4,65	$6 \cdot 0,72 = 4,32$	$6 \cdot 0,79 = 4,74$
P_{cout} (W)	6,91	3,19	$6 \cdot 0,41 = 2,46$	$6 \cdot 0,09 = 0,54$
$\eta_{DC/DC}$ (%)	96,4	98,5	94,4	98,9

De las figuras 3.17 a 3.20 se puede notar que el comportamiento al utilizar PPC tipo II es similar al comportamiento con PPC tipo II, excepto en la corriente de salida, ya que en este caso el nivel de ripple es notablemente menor en la topología IPOS. Sin embargo, la amplitud de pico a pico de las corrientes de salida en PPC individual y en IPOP es menor a 0.4 A, lo cual no significa un problema en el sistema.

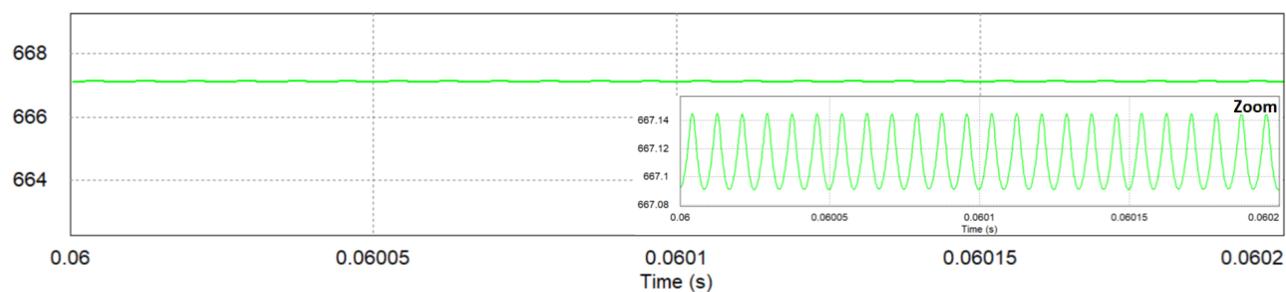
De las figuras 3.13 a 3.20 se destaca que el comportamiento de ambos tipos de PPC es apropiado, y su desempeño es mejor que un FPC, tanto en términos de forma de onda como en eficiencia, ya que los valores de corriente y voltaje en el convertidor son menores o iguales a un FPC.



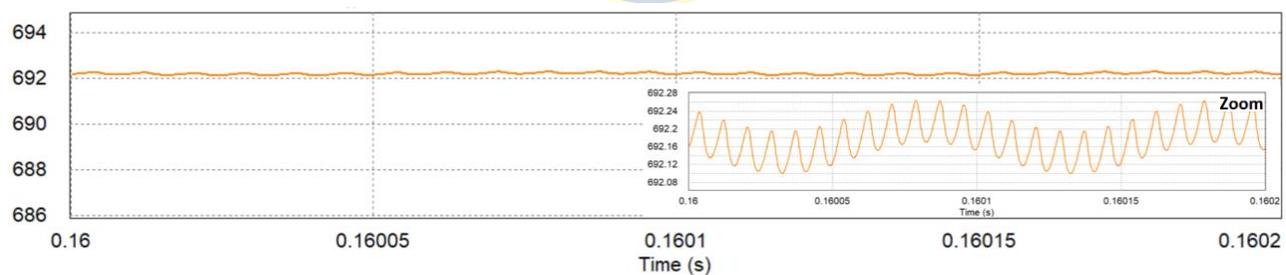
(a)



(b)

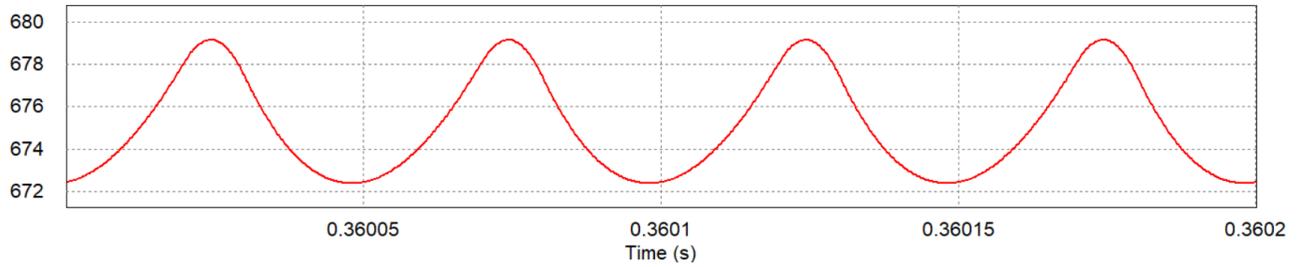


(c)

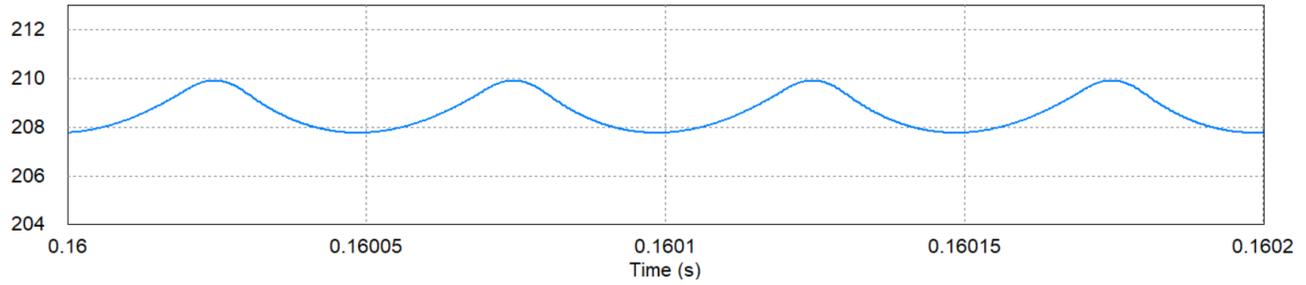


(d)

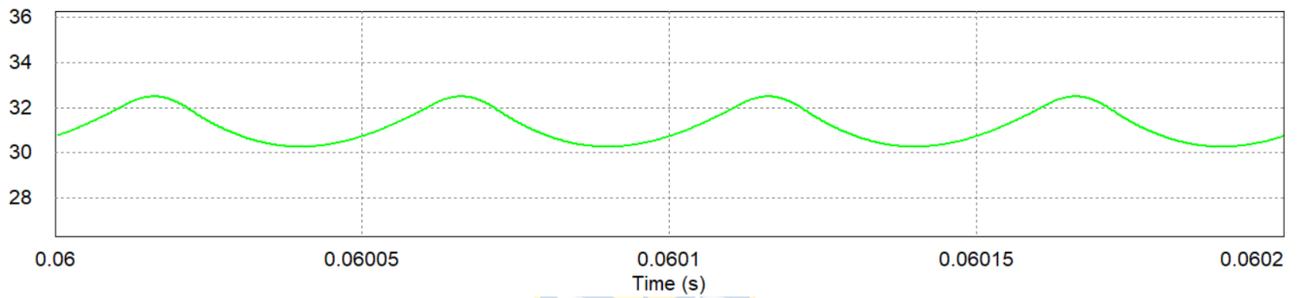
Figura 3.17. Voltaje en la carga (v_2), en configuración. (a) FPC individual. (b) PPC tipo II individual. (c) Seis PPC tipo II, conexión IPOS. (d) Seis PPC tipo II, conexión IPOP.



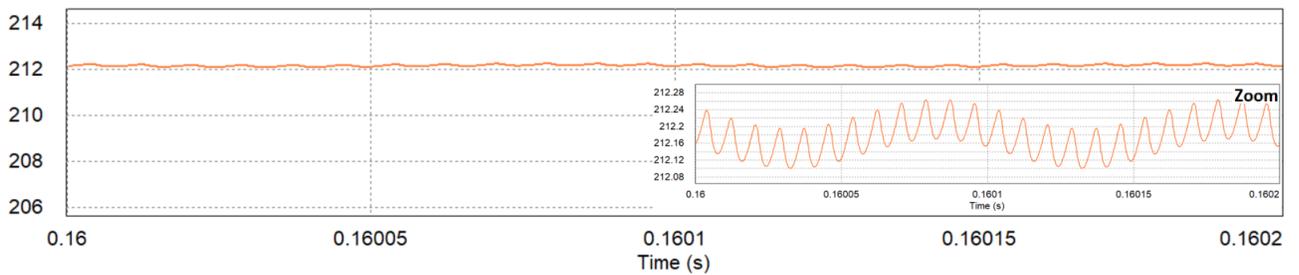
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.18. Voltaje de salida (v_{out}) de un convertidor DC/DC, en configuración: (a) FPC individual. (b) PPC tipo II individual. (c) Seis PPC tipo II, conexión IPOS. (d) Seis PPC tipo II, conexión IPOP.

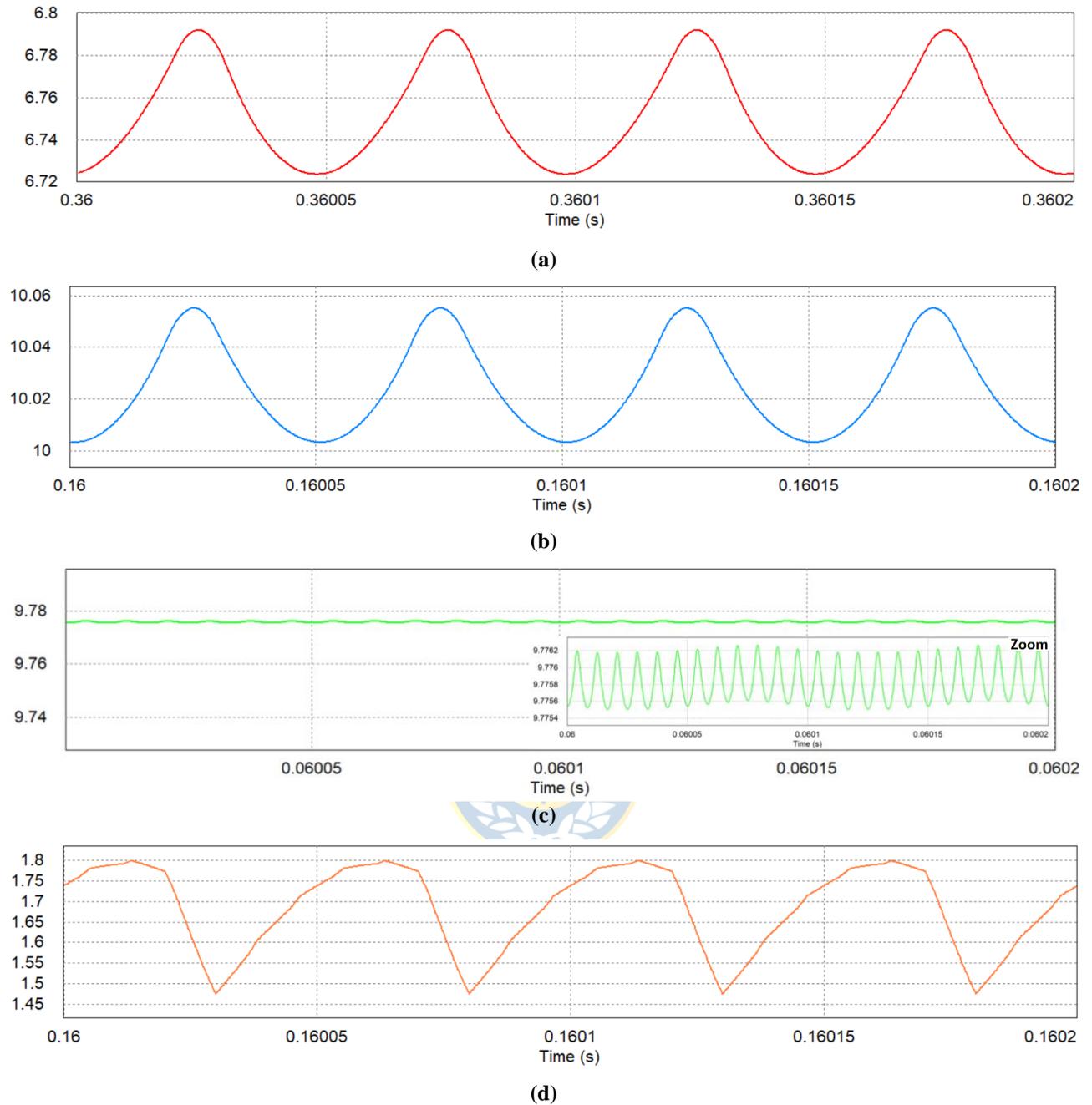


Figura 3.19. Corriente en la salida (i_{out}) de un convertidor DC/DC, en configuración. (a) FPC individual (b) PPC tipo II individual, (c) Seis PPC tipo II, conexión IPOS, (d) Seis PPC tipo II, conexión IPOP.

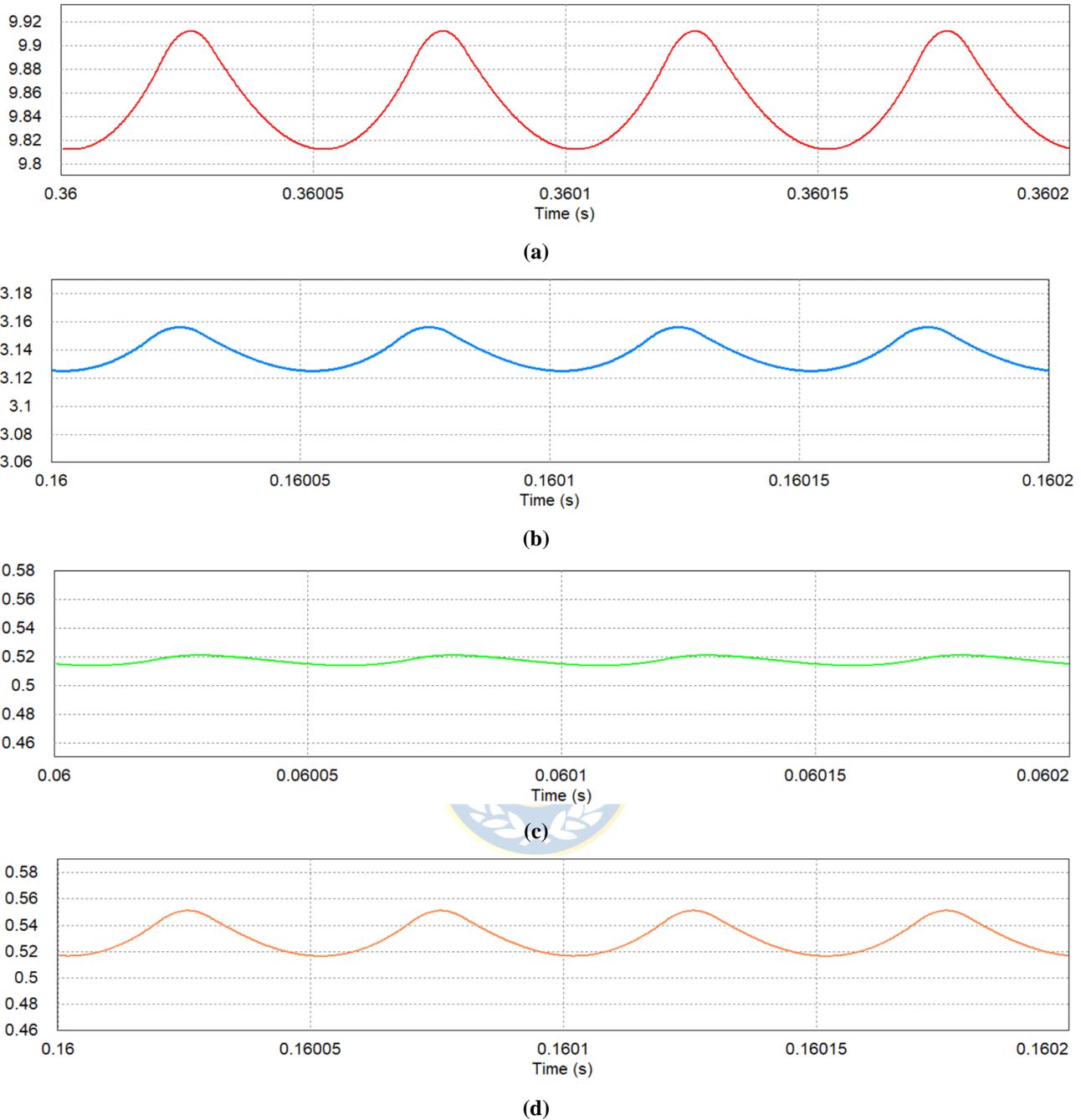


Figura 3.20. Corriente en la entrada (i_{in}) de un convertidor DC/DC, en configuración. (a) FPC individual. (b) PPC tipo I individual. (c) Seis PPC tipo I, conexión IPOS. (d) Seis PPC tipo I, conexión IPOP.

3.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se estudiaron las configuraciones de potencia parcial y entrelazadas de convertidores DC/DC de una manera general, y no sólo para sistemas fotovoltaicos. Se explican los

distintos tipos de PPC y configuraciones entrelazadas, presentando análisis de sus distintos aspectos, utilizando como ejemplo un punto de operación aleatorio para observar el comportamiento y formas de onda. Se comprueba que un PPC presenta un desempeño superior al de un FPC, tanto en niveles de ripples como en eficiencia y dimensionamiento debido al nivel de potencia que fluye por éste. Además, del análisis de sensibilidad de resistencias en las configuraciones entrelazadas, se muestra una mejor respuesta en la configuración IPOS, sin embargo, la configuración IPOP entregó una mejor eficiencia y se encontró que las pérdidas en los filtros son menores en IPOP, gracias al desfase de las portadoras.

Los PPC entrelazados, gracias al desfase de portadoras, disminuyen el estrés en capacitores y, por lo tanto, aumentan la confiabilidad del sistema. Además, en estas configuraciones es posible mantener operando al sistema bajo falla de alguno de los convertidores, lo cual puede significar una gran ventaja para los sistemas que los utilicen.



Capítulo 4. Aplicaciones de Topologías DC/DC Entrelazadas en la Energía Solar

4.1. Introducción

En gran parte del mundo, el sombreado parcial es un problema significativo para las plantas fotovoltaicas, sin embargo, en el desierto de Chile prácticamente no existe presencia de nubes que puedan obstaculizar la radiación del sol a los paneles. Una configuración centralizada no permite hacer MPPT en cada submódulo de paneles, sino que impone un mismo punto de operación para todos los paneles, lo cual puede provocar pérdidas considerables al no operar los paneles en su punto de máxima potencia durante sombreado parcial. Sin embargo, en este trabajo sólo se analizan sistemas PV centralizados, considerando que, en la zona geográfica de la planta ficticia, la presencia de nubes no es una preocupación.

En el sistema fotovoltaico se busca obtener un factor de potencia cercano al unitario en la red AC mientras se trabaja en el punto de máxima potencia de los paneles. En el sistema dado, se busca alcanzar un voltaje de 700 V en el lado DC del inversor y obtener un factor de potencia unitario, entonces se requiere ajustar la moduladora de los convertidores DC/DC para encontrar la relación adecuada entre voltajes del panel y del inversor, y se modifican las moduladoras del inversor para ajustar el voltaje del lado DC del inversor en 700 V.

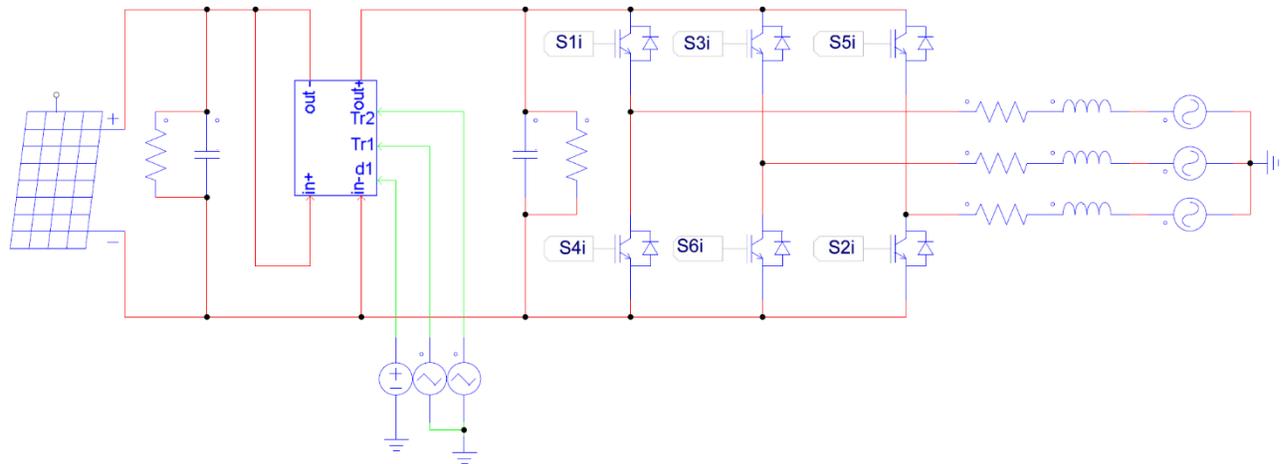
4.2. Consideraciones

En cada caso, se utiliza una moduladora M igual a 0.8 en los convertidores DC/DC, variando sólo la razón de vueltas del transformador. Se realiza de esta manera, para así conocer la razón de vueltas necesaria del transformador, con la que, en este punto de operación, M sea igual a 0.8, permitiendo una holgura suficiente para que el convertidor DC/DC pueda adaptar la moduladora ante condiciones dinámicas, ya sea aumentando o disminuyendo su valor.

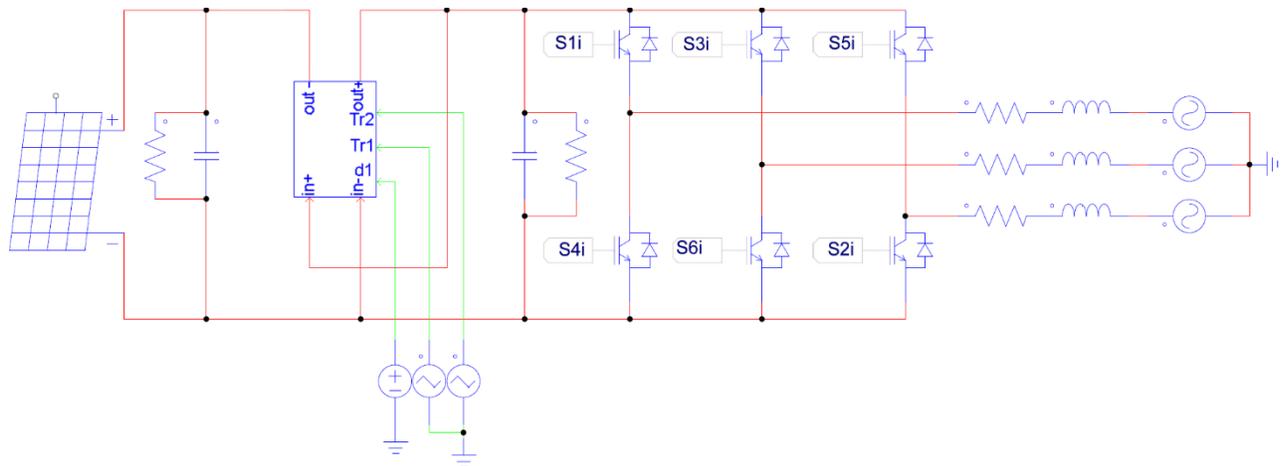
Cabe destacar que los filtros a utilizar son los calculados en el capítulo anterior. El ciclo de trabajo d debe ser calculado para cada caso, ya que éste depende de las pérdidas asociadas al sistema. Se debe tener en cuenta que el punto de operación que se encuentra mediante el modelo matemático no es exacto al ser agregado a PSIM, y voltaje de operación del enlace DC del inversor presenta grandes variaciones al variar tan sólo centésimas del ángulo de las moduladoras. Además, en el punto de equilibrio, los condensadores aportan potencia activa nula, pero en otro caso pueden inyectar o

consumir potencia activa. Para acercarse a esta condición en PSIM, se iteró el ángulo de las moduladoras del inversor, alrededor del punto obtenido en MATHCAD mediante el modelo matemático, de tal manera que por los condensadores fluya una potencia menor a 1 Watt, la cual es despreciable para el análisis de los resultados.



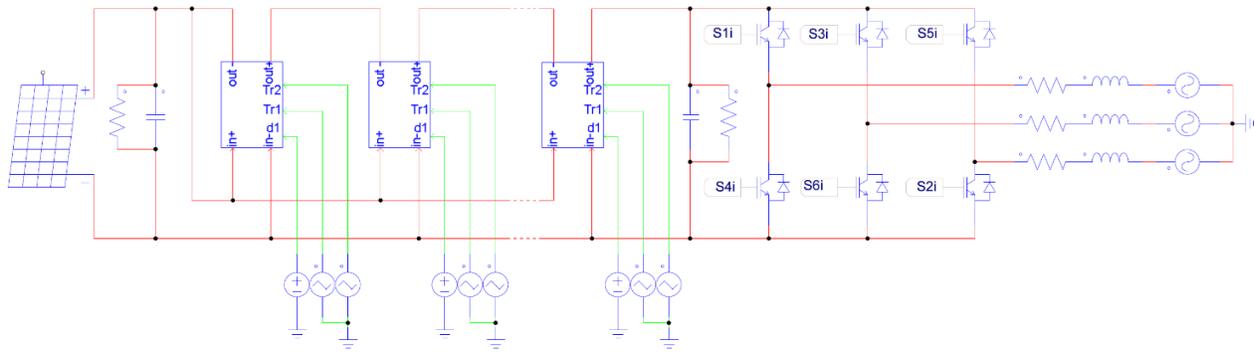


(a)

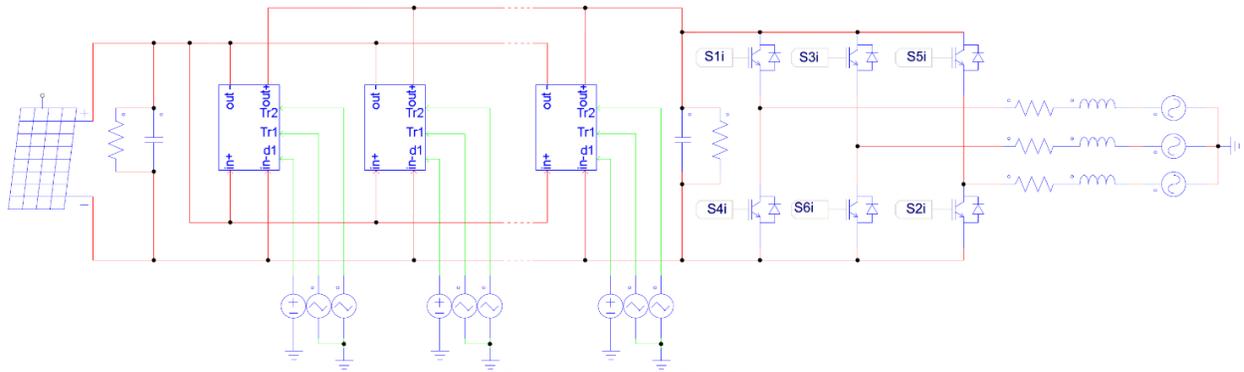


(b)

Figura 4.1. Sistema PV con PPC individual. (a) PPC tipo I. (b) PPC tipo II.

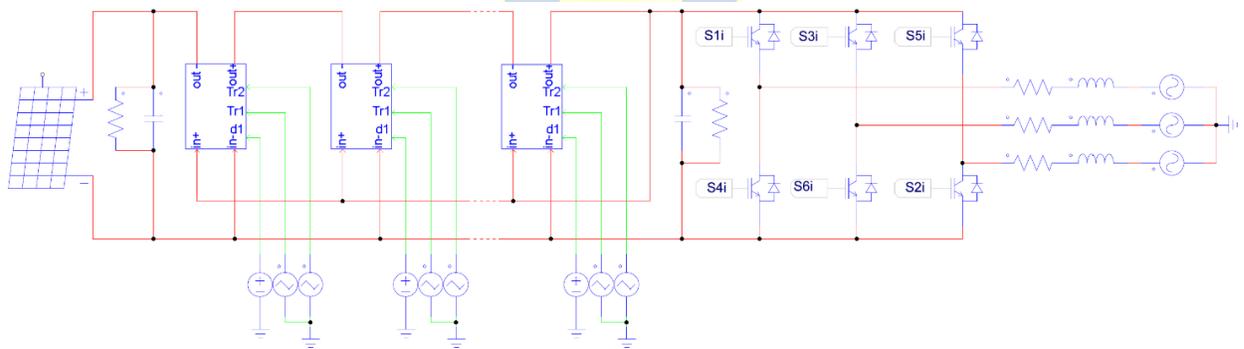


(a)

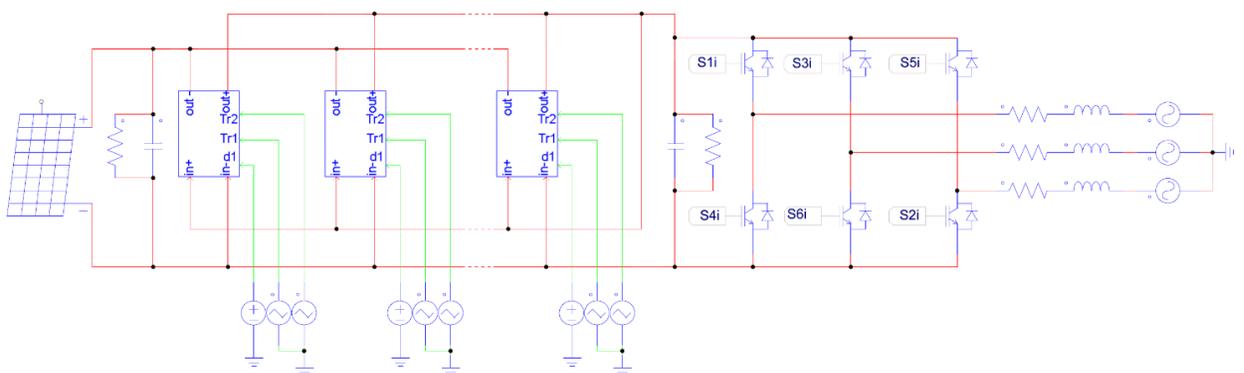


(b)

Figura 4.2. Sistema PV con PPC tipo I entrelazados. (a) Configuración IPOS. (b) Configuración IPOP.



(a)



(b)

Figura 4.3. Sistema PV con PPC tipo II entrelazados. (a) Configuración IPOS. (b) Configuración IPOP.

4.3. PPC Tipo I Individual

4.3.1 Punto de Operación

Para encontrar el punto de operación al utilizar un PPC individual tipo I, se utiliza el sistema de ecuaciones 4.1, y para un PPC tipo II, el sistema de ecuaciones 4.2. Estos sistemas simulan el comportamiento de los sistemas fotovoltaicos de la figura 4.1 en ejes dq , teniendo en cuenta las pérdidas tanto en los filtros como en el convertidor e inversor.

$$\begin{aligned}
\frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - \left(i_{L_{out}} - i_{C_{out}} - \frac{v_{dc} - v_{PV}}{R_{C_{out}}} + i_{L_{in}} \right) - \frac{v_{PV}}{R_{C_{PV}}} \right) \\
\frac{di_{L_{in}}}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{PV} - v_{C_{in}} - R_{L_{in}} i_{L_{in}}) \\
\frac{dv_{C_{in}}}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{L_{in}} - M \frac{n_2}{n_1} i_{L_{out}} - \frac{v_{C_{in}}}{R_{C_{in}}} \right) \\
\frac{di_{L_{out}}}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{C_{in}} - R_{L_{out}} i_{L_{out}} - (v_{dc} - v_{PV}) - M \frac{n_2}{n_1} v_{dc_{dc_prim}} - v_{dc_{dc_sec}} \right) \\
\frac{dv_{C_{dc}}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left(i_{L_{out}} - i_{C_{out}} - \frac{v_{dc} - v_{PV}}{R_{C_{out}}} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r_dq}^T \mathbf{i}_{s_dq} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{dc}}} \right) \\
\frac{di_{s_d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_d} + \frac{1}{2} m_{r_d} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_d} \right) - R_s i_{s_d} + L_s \omega i_{s_q} \right) \\
\frac{di_{s_q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_q} + \frac{1}{2} m_{r_q} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_q} \right) - R_s i_{s_q} - L_s \omega i_{s_d} \right) \\
i_{C_{out}} &= \frac{1}{C_{out}} \left(\frac{dv_{PV}}{dt} - \frac{dv_{C_{dc}}}{dt} \right) \\
v_{dc_{dc_prim}} &= (2R_{IGBT_{dc_{dc}}} + R_{L_{prim}}) \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}} \\
v_{dc_{dc_sec}} &= 4 \sqrt{1 - \frac{M}{2}} v_F + 4R_F \left(\frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}} \right) + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{L_{out}}
\end{aligned} \tag{4.1}$$

$$\begin{aligned}
\frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - \left(i_{L_{out}} - i_{C_{out}} - \frac{v_{dc} - v_{PV}}{R_{C_{out}}} \right) - \frac{v_{PV}}{R_{C_{PV}}} \right) \\
\frac{di_{L_{in}}}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{dc} - v_{C_{in}} - R_{L_{in}} i_{L_{in}}) \\
\frac{dv_{C_{in}}}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{L_{in}} - M \frac{n_2}{n_1} i_{L_{out}} - \frac{v_{C_{in}}}{R_{C_{in}}} \right) \\
\frac{di_{L_{out}}}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{C_{in}} - R_{L_{out}} i_{L_{out}} - (v_{dc} - v_{PV}) - M \frac{n_2}{n_1} v_{dc_{dc_prim}} - v_{dc_{dc_sec}} \right) \\
\frac{dv_{C_{dc}}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left(i_{L_{out}} - i_{C_{out}} - \frac{v_{dc} - v_{PV}}{R_{C_{out}}} - i_{L_{in}} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r_dq}^T \mathbf{i}_{s_dq} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{dc}}} \right) \\
\frac{di_{s_d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_d} + \frac{1}{2} m_{r_d} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_inv} i_{s_d} \right) - R_s i_{s_d} + L_s \omega i_{s_q} \right) \\
\frac{di_{s_q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_q} + \frac{1}{2} m_{r_q} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_inv} i_{s_q} \right) - R_s i_{s_q} - L_s \omega i_{s_d} \right) \\
v_{dc_{dc_prim}} &= (2R_{IGBT_{dc_{dc}}} + R_{L_{prim}}) \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}} \\
v_{dc_{dc_sec}} &= 4 \sqrt{1 - \frac{M}{2}} v_F + 4R_F \left(\frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}} \right) + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{L_{out}}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

4.3.2 Resultados Simulación – PPC Individual

A continuación, se presentan gráficos de distintas variables obtenidas en la simulación: voltaje y corriente generados en terminales del módulo PV, voltaje en el lado DC del inversor y corriente de salida del PPC. De las figuras se observa que el voltaje del panel, el cual es un voltaje DC, presenta una componente AC (ripple) de amplitud pico a pico de 0,0% con respecto al valor efectivo de éste, al igual que el voltaje en el enlace DC del inversor y la corriente en el panel PV. Por otro lado, la corriente en la salida del convertidor tiene un ripple de 19,5% de segunda armónica de la frecuencia del convertidor DC/DC (20 kHz), sin embargo, en el lado DC del inversor no se presentan componentes importantes de altas frecuencias, ya que esta componente es filtrada por el condensador C_{dc} . Visto en el sentido contrario, el condensador C_{dc} también filtra las componentes armónicas del inversor, de tal manera que éstas no se presenten en el convertidor DC/DC. Además, el THD de la corriente en la red AC es de 18%, pero las componentes armónicas son las relacionadas a la conmutación del inversor.

La potencia que entra a este PPC boost tipo I, como se menciona en la tabla 3.1, presenta la relación:

$$P_{conv}/P_{total} = \frac{d}{d+1} \quad (4.3)$$

Además, al utilizar un convertidor tipo Full-Bridge, se cumple la ecuación 4.4:

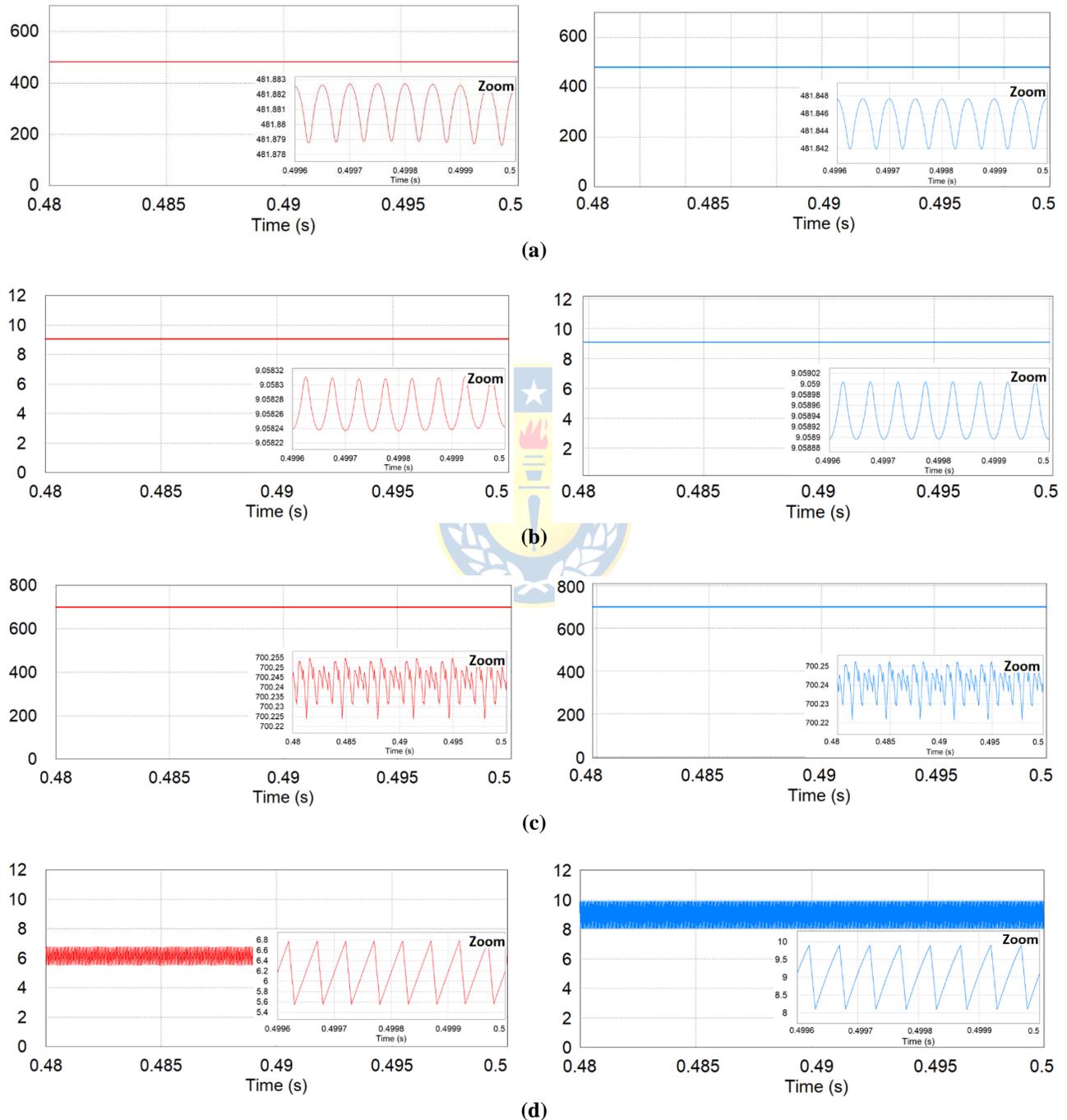


Figura 4.4. Formas de onda, con PPC individual tipo I (rojo) y tipo II (azul). (a) Voltaje en el panel PV. (b) Corriente en el panel PV. (c) Voltaje en el lado DC del inversor. (d) Corriente de salida del PPC.

$$d = M \frac{n_2}{n_1} \quad (4.4)$$

Por lo tanto, de (4.4) en (4.3) se obtiene:

$$P_{conv}/P_{total} = \frac{M \frac{n_2}{n_1}}{M \frac{n_2}{n_1} + 1} = \frac{0.465}{0.465 + 1} = 0,317 \quad (4.5)$$

De la simulación anterior en PSIM, se tiene como resultado que la potencia que entra al convertidor es de 1390 W, mientras que la potencia total es de 4363 W, lo cual concuerda con la relación anterior. De igual manera ocurre para el PPC tipo II.

4.4. Configuración IPOS

4.4.1 Punto de Operación

En configuración IPOS, para encontrar el punto de operación de n PPC tipo I se utiliza el sistema de ecuaciones 4.6, y para n PPC tipo II se utiliza el sistema de ecuaciones 4.7. Estos sistemas de ecuaciones modelan el comportamiento de los sistemas PV de las figuras 4.2 (a) y 4.3 (a), considerando las pérdidas en cada componente.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left[i_{PV} - \left(i_{L_{out}}^j - i_{C_{out}}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})/n}{R_{C_{out}}} \right) + n \cdot i_{L_{in}}^j - \frac{v_{PV}}{R_{C_{PV}}} \right] \\ \frac{di_{L_{in}}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{PV} - v_{C_{in}}^j - R_{L_{in}} i_{L_{in}}^j) \\ \frac{dv_{C_{in}}^j}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{L_{in}}^j - M \frac{n_2}{n_1} i_{L_{out}}^j - \frac{v_{C_{in}}^j}{R_{C_{in}}} \right) \\ \frac{di_{L_{out}}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{C_{in}}^j - R_{L_{out}} i_{L_{out}}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})}{n} - M \frac{n_2}{n_1} v_{dc_{dc_prim}}^j - v_{dc_{dc_sec}}^j \right) \\ \frac{dv_{C_{dc}}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[\left(i_{L_{out}}^j - i_{C_{out}}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})/n}{R_{C_{out}}} \right) - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r,dq}^T \mathbf{i}_{s,dq} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{dc}}} \right] \\ \frac{di_{s,d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s,d} + \frac{1}{2} m_{r,d} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s,d} \right) - R_s i_{s,d} + L_s \omega i_{s,q} \right) \\ \frac{di_{s,q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s,q} + \frac{1}{2} m_{r,q} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s,q} \right) - R_s i_{s,q} - L_s \omega i_{s,d} \right) \\ i_{C_{out}}^j &= \frac{1}{n \cdot C_{out}} \left(\frac{dv_{PV}}{dt} - \frac{dv_{C_{dc}}}{dt} \right) \\ v_{dc_{dc_prim}}^j &= (2R_{IGBT_{dc_{dc}}} + R_{L_{prim}}) \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}}^j \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned}
v_{dc_{dc_sec}}^j &= 4 \sqrt{1 - \frac{M}{2} v_F + 4R_F \left(\frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}}^j \right) + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{L_{out}}^j} \\
\frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - \left(i_{L_{out}}^j - i_{C_{out}}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})/n}{R_{C_{out}}} \right) - \frac{v_{PV}}{R_{C_{PV}}} \right) \\
\frac{di_{L_{in}}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{dc} - v_{C_{in}}^j - R_{L_{in}} i_{L_{in}}^j) \\
\frac{dv_{C_{in}}^j}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{L_{in}}^j - M \frac{n_2}{n_1} i_{L_{out}}^j - \frac{v_{C_{in}}^j}{R_{C_{in}}} \right) \\
\frac{di_{L_{out}}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{C_{in}}^j - R_{L_{out}} i_{L_{out}}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})}{n} - M \frac{n_2}{n_1} v_{dc_{dc_prim}}^j - v_{dc_{dc_sec}}^j \right) \\
\frac{dv_{C_{dc}}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[\left(i_{L_{out}}^j - i_{C_{out}}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})/n}{R_{C_{out}}} \right) - n \cdot i_{L_{in}}^j - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r_{dq}}^T \mathbf{i}_{s_{dq}} - \frac{v_{dc}}{R_{C_{dc}}} \right] \\
\frac{di_{s_d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_d} + \frac{1}{2} m_{r_d} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_d} \right) - R_s i_{s_d} + L_s \omega i_{s_q} \right) \\
\frac{di_{s_q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_q} + \frac{1}{2} m_{r_q} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_q} \right) - R_s i_{s_q} - L_s \omega i_{s_d} \right) \\
i_{C_{out}}^j &= \frac{1}{n \cdot C_{out}} \left(\frac{dv_{PV}}{dt} - \frac{dv_{C_{dc}}}{dt} \right) \\
v_{dc_{dc_prim}}^j &= (2R_{IGBT_{dc_{dc}}} + R_{L_{prim}}) \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}}^j \\
v_{dc_{dc_sec}}^j &= 4 \sqrt{1 - \frac{M}{2} v_F + 4R_F \left(\frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}}^j \right) + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{L_{out}}^j}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

donde j es un número natural menor o igual a n , que representa que la variable asociada, ya sea corriente o voltaje, corresponde al convertidor j . Cabe destacar que se considera que todos los convertidores son exactamente iguales entre sí.

4.4.2 Resultados Simulación – Seis PPC en IPOS

En la figura 4.5, se presentan gráficos de las distintas variables obtenidas en la simulación del sistema fotovoltaico con seis PPC en conexión IPOS: voltaje y corriente generados en terminales del módulo PV, voltaje en el lado DC del inversor y suma de corrientes de salida de los PPCs. Se escoge esta cantidad de convertidores, puesto que es una cantidad suficiente para notar las diferencias en forma de onda y eficiencia, en comparación a sólo un PPC individual, pero no son tantos como para ralentizar demasiado la carga de las simulaciones en PSIM.

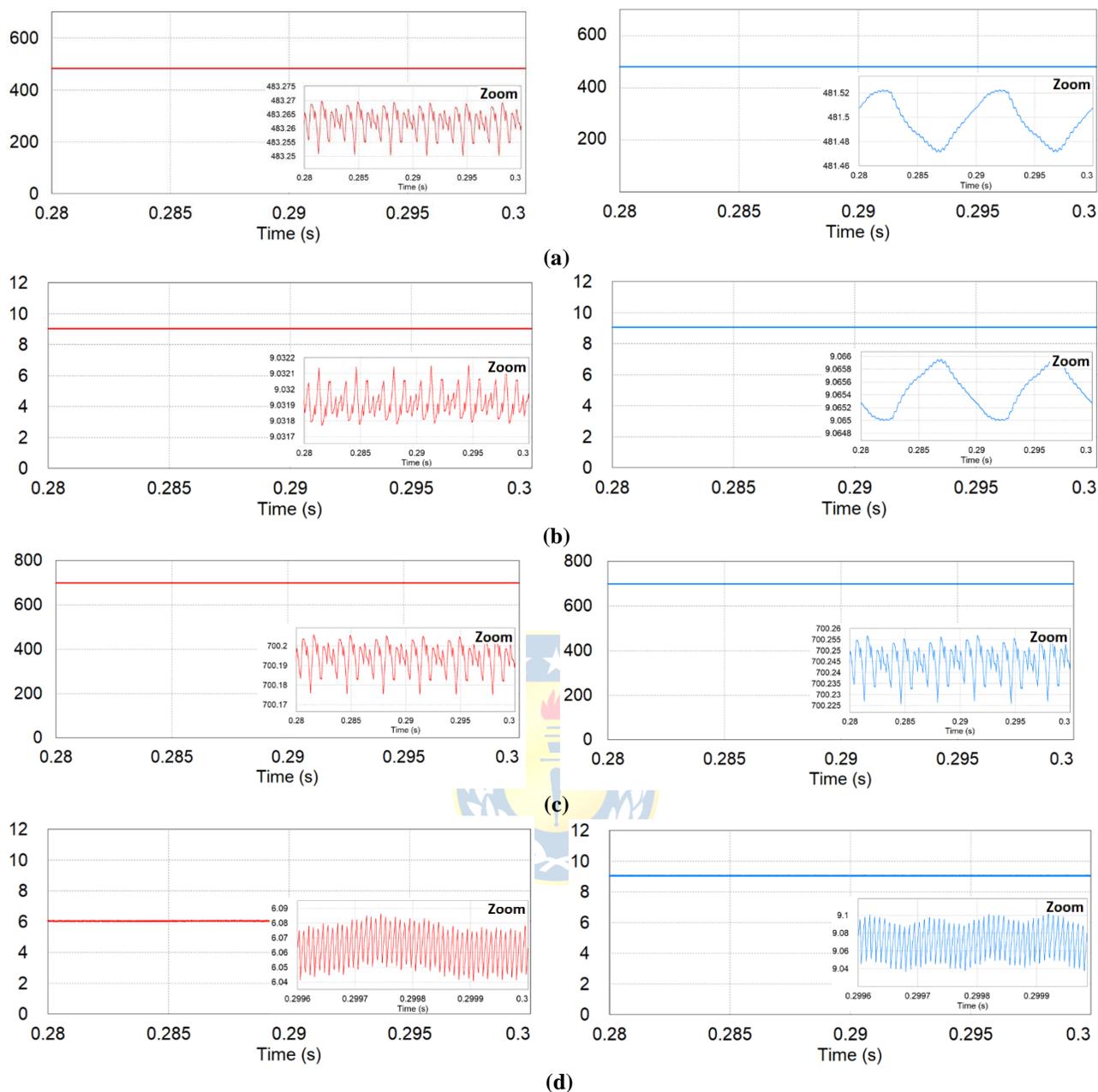


Figura 4.5. Forma de onda, con seis PPC individual tipo I (rojo) y tipo II (azul). (a) Voltaje en el panel PV. (b) Corriente en el panel PV. (c) Voltaje en el lado DC del inversor. (d) Corriente de salida de los PPC.

De la Figura 4.5 se observa que el voltaje del panel, el cual es un voltaje DC, presenta una componente AC (ripple) de amplitud pico a pico de 0,0% con respecto al valor efectivo de éste, al igual que el voltaje en el enlace DC del inversor y la corriente en el panel PV. Por otro lado, la corriente en la salida de los convertidores tiene un ripple de 3,6% de decimosegunda armónica de la frecuencia de la portadora de cada convertidor DC/DC (120 kHz), debido a que son seis convertidores con portadoras desfasadas entre sí, y ésta es la corriente que fluye por los seis convertidores. No obstante,

en el lado DC del inversor no se presentan componentes importantes de altas frecuencias, ya que esta componente es filtrada por el condensador C_{dc} . Visto en el sentido contrario, el condensador C_{dc} también filtra las componentes armónicas del inversor, de tal manera que éstas no se presenten en el convertidor DC/DC. Además, el THD de la corriente en la red AC es de 18%, pero las componentes armónicas son las relacionadas a la conmutación del inversor.

Para los seis PPC en IPOS, el ciclo de trabajo es aproximadamente seis veces menor que en el PPC individual, debido a que los voltajes de salida de los convertidores se encuentran en serie. Para los PPC tipo I, el ciclo de trabajo d utilizado es 0,081, con moduladora 0,8 y razón de vueltas 0,101. Luego, se infiere la siguiente relación:

$$\frac{P_{conv}}{P_{total}} = \frac{v_{pv} i_{in}}{v_{pv}(6i_{in} + i_{out})} = \frac{i_{in}}{6i_{in} + i_{out}} = \frac{d \cdot i_{out}}{6(d \cdot i_{out}) + i_{out}} = \frac{d}{6d + 1} = 0,055 \quad (4.8)$$

De la simulación realizada en PSIM, se tiene como resultado que la potencia que entra a un convertidor es de 241,2 W, mientras que la potencia total es de 4363,6 W. Según esto, la relación entre P_{conv} y P_{total} es 0,055, lo cual concuerda con la relación anterior. De igual manera ocurre para los PPC tipo II.

La fase DC/DC, que incluye los seis convertidores en IPOS y sus respectivos filtros LC de entrada y salida, presenta una eficiencia de 97,2% utilizando PPC tipo I, y 94,8% utilizando PPC tipo II, y el total del sistema presenta una eficiencia de 92,6% utilizando PPC tipo I, y 90,3 utilizando tipo II. Más detalles sobre las pérdidas se encuentran en el capítulo 5.

4.5. Configuración IPOP

4.5.1 Punto de Operación

En configuración IPOP, para encontrar el punto de operación de n PPC tipo I se utiliza el sistema de ecuaciones 4.9, y para n PPC tipo II se utiliza el sistema de ecuaciones 4.10. Estos sistemas de ecuaciones modelan el comportamiento de los sistemas PV de las figuras 4.2 (b) y 4.3 (b), considerando las pérdidas en cada componente.

$$\begin{aligned}
\frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left[i_{PV} - n \left(i_{Lout}^j - i_{Cout}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})}{R_{Cout}} \right) + n \cdot i_{Lin}^j - \frac{v_{PV}}{R_{CPV}} \right] \\
\frac{di_{Lin}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{PV} - v_{Cin}^j - R_{Lin} i_{Lin}^j) \\
\frac{dv_{Cin}^j}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{Lin}^j - M \frac{n_2}{n_1} i_{Lout}^j - \frac{v_{Cin}^j}{R_{Cin}} \right) \\
\frac{di_{Lout}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{Cin}^j - R_{Lout} i_{Lout}^j - (v_{dc} - v_{PV}) - M \frac{n_2}{n_1} v_{dc_{dc_prim}}^j - v_{dc_{dc_sec}}^j \right) \\
\frac{dv_{Cdc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[\left(i_{Lout}^j - i_{Cout}^j - \frac{(v_{dc} - v_{PV})}{R_{Cout}} \right) - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r_dq}^T \mathbf{i}_{s_dq} - \frac{v_{dc}}{R_{Cdc}} \right] \\
\frac{di_{s_d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_d} + \frac{1}{2} m_{r_d} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_d} \right) - R_s i_{s_d} + L_s \omega i_{s_q} \right) \\
\frac{di_{s_q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_q} + \frac{1}{2} m_{r_q} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_q} \right) - R_s i_{s_q} - L_s \omega i_{s_d} \right) \\
i_{Cout}^j &= \frac{1}{C_{out}} \left(\frac{dv_{PV}}{dt} - \frac{dv_{Cdc}}{dt} \right) \\
v_{dc_{dc_prim}}^j &= (2R_{IGBT_{dc_{dc}}} + R_{L_{prim}}) \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{Lout}^j \\
v_{dc_{dc_sec}}^j &= 4 \sqrt{1 - \frac{M}{2}} v_F + 4R_F \left(\frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{Lout}^j \right) + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{Lout}^j
\end{aligned} \tag{4.9}$$



$$\begin{aligned}
\frac{dv_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} \left(i_{PV} - n \left(i_{Lout}^j - i_{Cout}^j - \frac{v_{dc} - v_{PV}}{R_{Cout}} \right) - \frac{v_{PV}}{R_{CPV}} \right) \\
\frac{di_{Lin}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{in}} (v_{dc} - v_{Cin}^j - R_{Lin} i_{Lin}^j) \\
\frac{dv_{Cin}^j}{dt} &= \frac{1}{C_{in}} \left(i_{Lin}^j - M \frac{n_2}{n_1} i_{Lout}^j - \frac{v_{Cin}^j}{R_{Cin}} \right) \\
\frac{di_{Lout}^j}{dt} &= \frac{1}{L_{out}} \left(M \frac{n_2}{n_1} v_{Cin}^j - R_{Lout} i_{Lout}^j - (v_{dc} - v_{PV}) - M \frac{n_2}{n_1} v_{dc_{dc_prim}}^j - v_{dc_{dc_sec}}^j \right) \\
\frac{dv_{Cdc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \left[\left(i_{Lout}^j - i_{Cout}^j - \frac{v_{dc} - v_{PV}}{R_{Cout}} \right) - n \cdot i_{Lin}^j - \frac{1}{2} \mathbf{m}_{r_dq}^T \mathbf{i}_{s_dq} - \frac{v_{dc}}{R_{Cdc}} \right] \\
\frac{di_{s_d}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_d} + \frac{1}{2} m_{r_d} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_d} \right) - R_s i_{s_d} + L_s \omega i_{s_q} \right) \\
\frac{di_{s_q}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left(-v_{s_q} + \frac{1}{2} m_{r_q} \left(v_{dc} - \frac{2}{\sqrt{2}} R_{IGBT_i} i_{s_q} \right) - R_s i_{s_q} - L_s \omega i_{s_d} \right)
\end{aligned} \tag{4.10}$$

$$i_{Cout}^j = \frac{1}{C_{out}} \left(\frac{dv_{PV}}{dt} - \frac{dv_{Cdc}}{dt} \right)$$

$$v_{dc_{dc_prim}}^j = (2R_{IGBT_{dc_{dc}}} + R_{L_{prim}}) \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} i_{L_{out}}^j$$

$$v_{dc_{dc_sec}}^j = 4 \sqrt{1 - \frac{M}{2} v_F + 4R_F \left(\frac{1}{2} \sqrt{M+1} i_{L_{out}}^j \right)} + R_{L_{sec}} \sqrt{M} i_{L_{out}}^j$$

donde j es un número natural menor o igual a n , que representa que la variable asociada, ya sea corriente o voltaje, corresponde al convertidor j . Cabe destacar que se considera que todos los convertidores son exactamente iguales entre sí.

4.5.2 Resultados Simulación – Seis PPC en IPOP

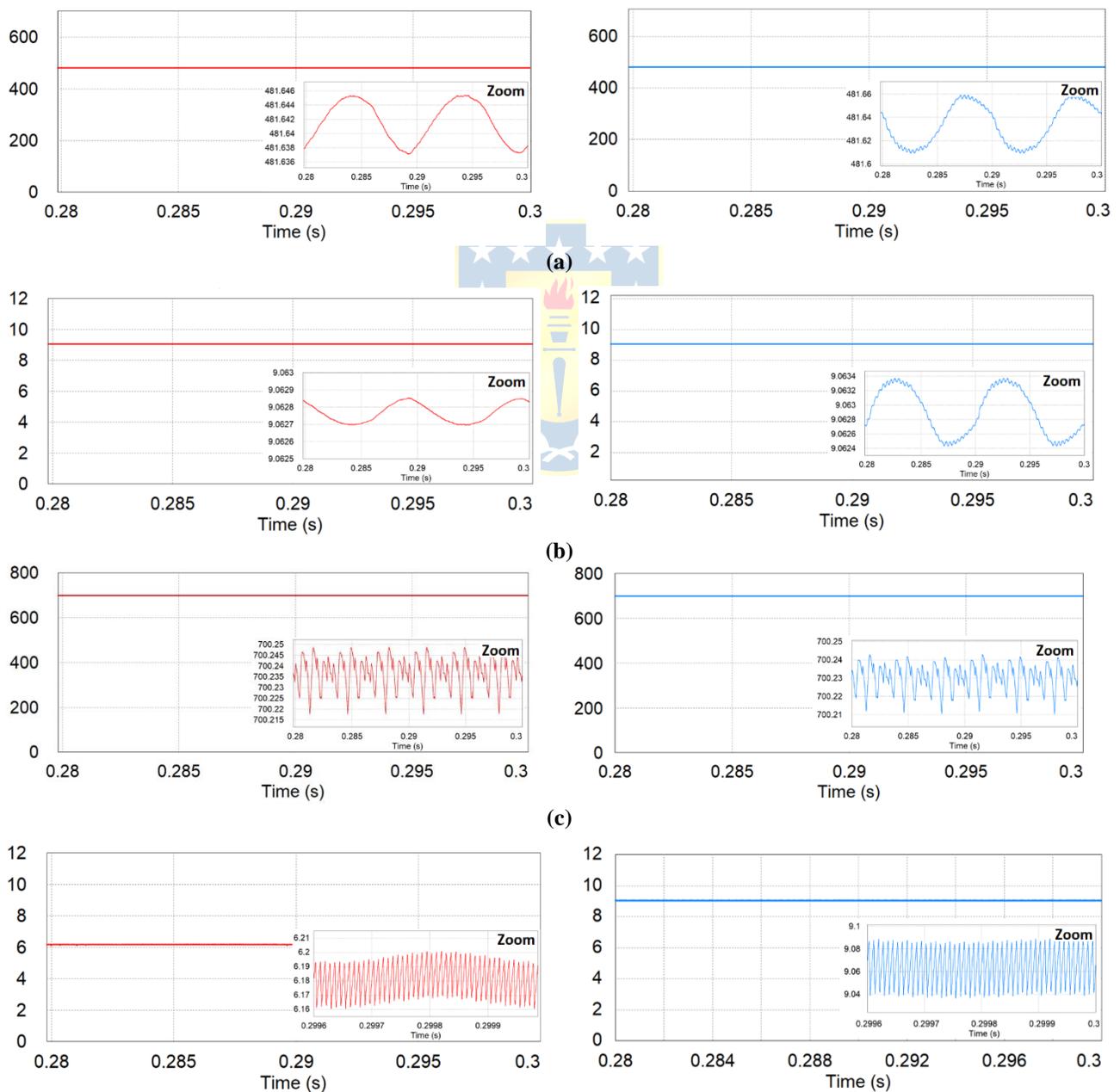
A continuación, se presentan gráficos de distintas variables obtenidas en la simulación del sistema fotovoltaico con seis PPC en conexión IPOP: voltaje y corriente generados en terminales del módulo PV, voltaje en el lado DC del inversor y suma de corrientes de salida de los PPCs. Se escoge esta cantidad de convertidores, puesto que es una cantidad suficiente para notar las diferencias en forma de onda y eficiencia, en comparación a sólo un PPC individual, pero no son tantos como para ralentizar demasiado la carga de las simulaciones en PSIM.

De la Figura 4.6 se observa que el voltaje del panel presenta un ripple de 0,0%, al igual que el voltaje en el enlace DC del inversor y la corriente en el panel PV. Por otro lado, la suma de las corrientes de salida de los convertidores tiene un ripple de 0,8% debido principalmente a la decimosegunda armónica de la frecuencia del convertidor DC/DC (120 kHz), generada porque son seis convertidores con portadoras desfasadas, de 10 kHz y de 100 Hz. No obstante, en el lado DC del inversor no se presentan componentes importantes de altas frecuencias, ya que esta componente es filtrada por el condensador C_{dc} . Visto en el sentido contrario, el condensador C_{dc} también filtra gran parte de las componentes armónicas del inversor, de tal manera que éstas no se presenten en el convertidor DC/DC. Además, el THD de la corriente en la red AC es de 18%, pero las componentes armónicas son las relacionadas a la conmutación del inversor.

Para los seis PPC en IPOP, el ciclo de trabajo de aproximadamente el mismo que en el PPC individual, debido a que los voltajes de salida de los convertidores se encuentran en paralelo. Para los PPC tipo I, el ciclo de trabajo d utilizado es 0,462, con moduladora 0,8 y razón de vueltas 0,577. De esto, se infiere:

$$P_{conv}/P_{total} = \frac{v_{PV}i_{in}}{v_{PV}(6i_{in} + 6i_{out})} = \frac{i_{in}}{6i_{in} + 6i_{out}} = \frac{d \cdot i_{out}}{6(d \cdot i_{out}) + 6i_{out}} = \frac{d/6}{d + 1} = 0,053 \quad (4.11)$$

De la simulación realizada en PSIM, se tiene como resultado, se observa que la potencia que entra a un convertidor es de 230,7 W, mientras que la potencia total es de 4363,0 W. Según esto, la relación entre P_{conv} y P_{total} es 0,053, lo cual concuerda con la relación anterior. De igual manera ocurre para los PPC tipo II. La fase DC/DC, que incluye los seis convertidores en IPOP y sus respectivos filtros LC de entrada y salida, presenta una eficiencia de 99,5%, y el total del sistema presenta una eficiencia de 94,8%. Más detalles sobre las pérdidas se encuentran en el capítulo 5.



(d)

Figura 4.6. Forma de onda, con seis PPC individual tipo I (rojo) y tipo II (azul). (a) Voltaje en el panel PV. (b) Corriente en el panel PV. (c) Voltaje en el lado DC del inversor. (d) Corriente total de la salida de los PPC.

4.6. Discusión y Conclusiones

En este capítulo, se aplicaron las distintas configuraciones de potencia parcial individual y entrelazadas de convertidores DC/DC en sistemas fotovoltaicos, mediante su simulación en PSIM y la obtención del modelo matemático. Se pueden notar diferencias en las formas de onda de cada configuración, pero todas éstas son aceptables y los niveles de ripples son bajos. Además, los ripples más importantes del sistema son debidos al inversor, y no a los convertidores DC/DC.

La eficiencia varía según las distintas configuraciones, obteniendo la mejor eficiencia en la configuración entrelazada IPOP. Sin embargo, esto se obtuvo para un punto de operación en particular, lo cual sirvió para analizar formas de onda y para verificar que el comportamiento de cada configuración es aceptable, pero es importante tener en consideración que la eficiencia del sistema puede variar según el punto de operación en el cual opere el módulo fotovoltaico. Ya que se conoce el diseño de los filtros para cada configuración, el modelo matemático, las pérdidas asociadas a cada componente y las corrientes que fluyen por cada uno de estos componentes, es posible determinar la eficiencia en cada configuración, para cada punto de operación. Esto se realiza en el próximo capítulo, presentando un análisis y una comparación exhaustiva de las configuraciones.

Capítulo 5. Comparación de Topologías de Convertidores DC/DC

5.1. Introducción

Como se pudo ver en los capítulos anteriores, el desempeño de un sistema fotovoltaico es variable según la topología DC/DC utilizada, por lo tanto, en este capítulo se muestra una comparación de las distintas topologías. Para esto, se analizan los resultados obtenidos anteriormente y, además, se realizan comparaciones en distintas condiciones de operación del módulo fotovoltaico, y no sólo en un punto, como se hizo en los capítulos anteriores.

5.2. Comparación General Entre PPC Tipo I y Tipo II

A continuación, se muestran comparaciones teniendo a la ganancia de voltajes G_v en el eje de las abscisas. La ganancia G_v se define en la ecuación 5.1. De la tabla 3.1, se puede obtener una comparación del ciclo de trabajo a utilizar en cada convertidor según la ganancia G_v requerida, la cual se muestra como gráfico en la figura 5.1. Las ecuaciones de ciclo de trabajo para cada tipo de PPC se encuentran en las ecuaciones 5.2 y 5.3. De éstas, y de la tabla 3.1, se obtiene una comparación de la razón K de la potencia total que fluye por cada convertidor, según la ganancia de voltaje requerida en el sistema.

$$G_v = \frac{v_{PV}}{v_{dc}} \quad (5.1)$$

A continuación, se utiliza el subíndice I para indicar que la variable se asocia a un PPC tipo I, y el subíndice II para indicar que la variable se asocia a un PPC tipo II.

$$d_I(G_v) = G_v - 1 \quad (5.2)$$

$$d_{II}(G_v) = 1 - \frac{1}{G_v} \quad (5.3)$$

Cabe destacar que, para ambos tipos de PPC, el ciclo de trabajo se mantiene constante en configuración entrelazada IPOP, pero es n veces menor en conexión IPOS, en comparación con un PPC individual.

$$K_I(G_v) = \frac{P_{PPCI}(G_v)}{P_{total}} = 1 - \frac{1}{G_v} \quad (5.4)$$

$$K_{II}(G_v) = \frac{P_{PPCII}(G_v)}{P_{total}} = \left(1 - \frac{1}{G_v}\right) \cdot G_v \quad (5.5)$$

Las pérdidas asociadas a los convertidores, dependen de la cantidad total de potencia que fluye por éstos. Debido a eso, se compara la razón K en cada tipo de PPC, y se encuentra que K es mayor para el PPC tipo II, como se puede ver en la Figura 5.1 (b). Debido a esto es que el PPC tipo I presenta mayor eficiencia.

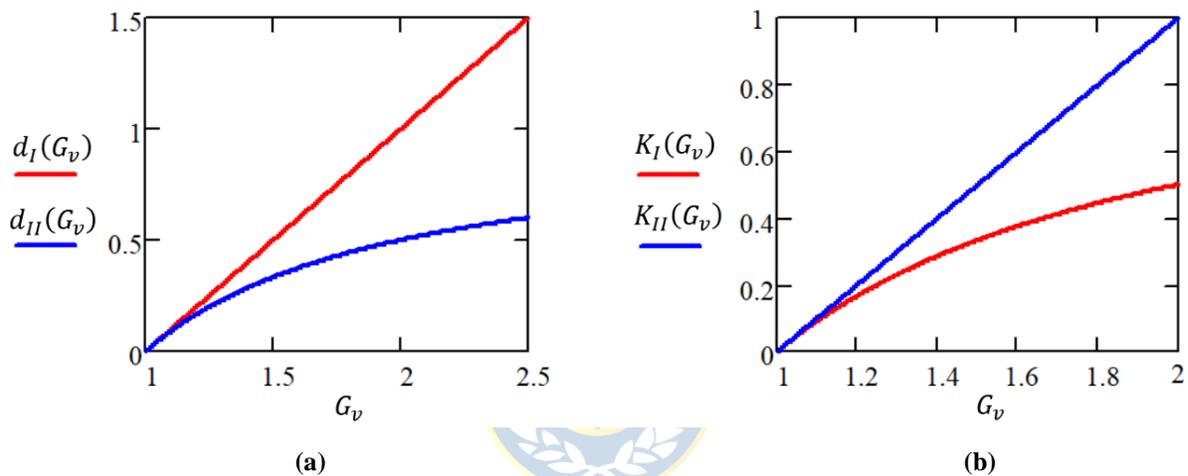


Figura 5.1. Comparación de PPC individual, en función de la ganancia de voltaje para PPC individual tipo I (rojo) y II (azul). (a) Ciclo de trabajo. (b) Razón de potencia.

Las pérdidas se relacionan directamente con los valores de corriente y voltaje en cada componente. Debido a esto, se realiza una comparación de corrientes y voltajes, de entrada y de salida, para cada tipo de PPC, la cual se presenta en la Tabla 5.1 y Figura 5.2. Los ejes de ordenadas se encuentran en por unidad, con respecto a la corriente y el voltaje del módulo fotovoltaico, respectivamente. Cabe destacar que, para determinar estos valores de corrientes y voltajes, se despreciaron las pérdidas. De esta comparación, se obtiene que las corrientes de entrada son iguales al tener la misma ganancia G_v , y que la corriente de salida siempre es más alta en un PPC tipo II. Por otro lado, los voltajes de salida son iguales al tener la misma ganancia G_v , pero el voltaje de entrada de un PPC tipo II siempre es mayor que el de un tipo I.

TABLA 5.1. Corrientes y voltajes en función de la ganancia de voltaje.

	Tipo I	Tipo II
i_{in}	$\left(1 - \frac{1}{G_v}\right) i_{PV}$	$\left(1 - \frac{1}{G_v}\right) i_{PV}$
i_{out}	$\frac{1}{G_v} i_{PV}$	i_{PV}
v_{in}	v_{PV}	$G_v v_{PV}$
v_{out}	$(G_v - 1)v_{PV}$	$(G_v - 1)v_{PV}$

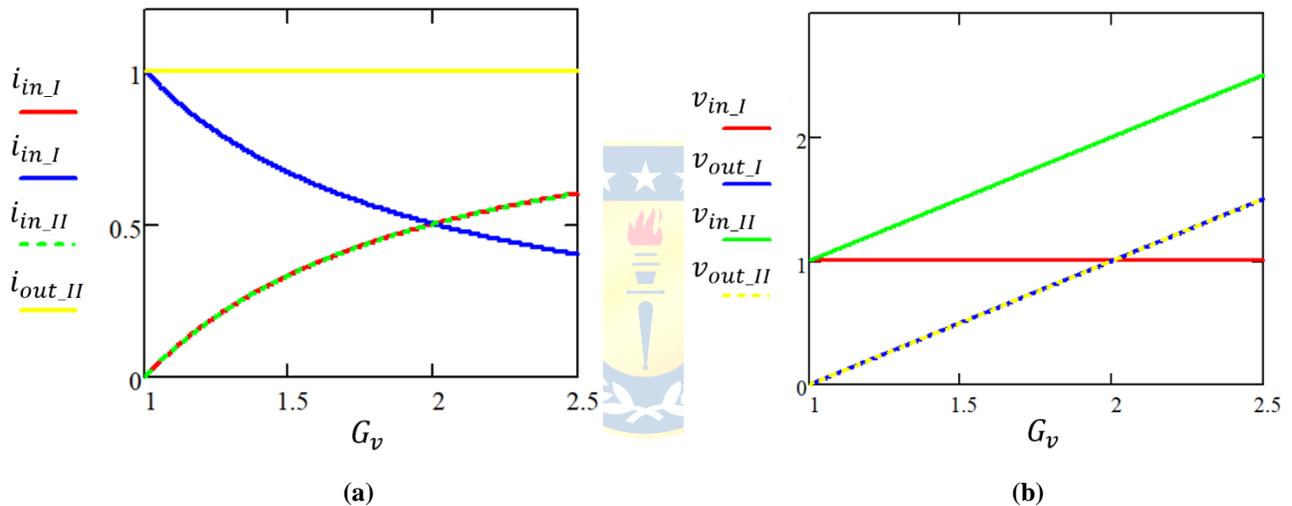


Figura 5.2. Voltajes y corrientes de PPC individual en p.u., en función de la ganancia de voltaje.

Valores de entrada PPC tipo I (rojo), de salida PPC tipo I (rojo), entrada PPC tipo II (verde) y de salida PPC tipo II (amarillo). (a) Corrientes. (b) Voltajes.

5.3. Pérdidas y Eficiencia en Función del Punto de Operación

En esta sección, se realiza una comparación en la eficiencia de cada topología, considerando un voltaje de 700 (V) en el lado DC del inversor, y variando los parámetros del módulo PV. Es importante recordar que la curva de operación un módulo PV es variable, por lo tanto, un voltaje fijo no significa que siempre genera la misma corriente. Debido a esto, se hace necesario considerar que las pérdidas en la fase DC/DC son dependientes del voltaje y de la corriente generada por el panel. Debido a esto, es necesario realizar una comparación para cada punto de operación, lo cual será

comparado con lo obtenido en PSIM para corroborar los resultados. Las pérdidas obtenidas en el Capítulo 4, para cada componente según la topología utilizada, se encuentran en las siguientes tablas.

TABLA 5.2. Pérdidas por componente, según topología DC/DC utilizada, con PPC tipo I.

	1 FPC	1 PPC	6 PPC - IPOS	6 PPC - IPOP
I_{in} (A)	9,06	2,89	0,49	0,48
I_{out} (A)	6,07	6,18	6,06	1,03
V_{in} (V)	481,53	481,88	483,26	481,64
V_{out} (V)	700,26	218,36	36,05	218,60
$P_{L_{in}}$ (W)	8,54	2,61	$6 \cdot 0,46 = 2,76$	$6 \cdot 0,43 = 2,58$
$P_{C_{in}}$ (W)	7,54	5,64	$6 \cdot 0,95 = 5,70$	$6 \cdot 0,94 = 5,64$
P_{IGBT} (W)	62,69	9,76	$6 \cdot 1,29 = 7,74$	$6 \cdot 1,76 = 10,56$
P_{Transf} (W)	16,60	2,74	$6 \cdot 0,24 = 1,44$	$6 \cdot 0,10 = 0,60$
P_{diodos} (W)	9,55	17,30	$6 \cdot 16,83 = 100,98$	$6 \cdot 1,72 = 10,32$
$P_{L_{out}}$ (W)	8,24	2,57	$6 \cdot 0,41 = 2,46$	$6 \cdot 0,43 = 2,58$
$P_{C_{out}}$ (W)	7,44	2,38	$6 \cdot 0,39 = 2,34$	$6 \cdot 0,066 = 0,40$
$\eta_{DC/DC}$ (%)	97,2	99,0	97,2	99,2
η_{total} (%)	92,7	94,4	92,6	94,6

TABLA 5.3. Pérdidas por componente, según topología DC/DC utilizada, con PPC tipo II.

	1 FPC	1 PPC	6 PPC - IPOS	6 PPC - IPOP
I_{in} (A)	9,06	2,91	0,53	0,49
I_{out} (A)	6,07	9,07	9,05	1,51
V_{in} (V)	481,53	700,24	700,23	700,25
V_{out} (V)	700,26	218,39	36,39	219,25
$P_{L_{in}}$ (W)	8,54	4,15	$6 \cdot 0,81 = 4,86$	$6 \cdot 0,69 = 4,14$
$P_{C_{in}}$ (W)	7,54	3,49	$6 \cdot 0,58 = 3,48$	$6 \cdot 0,58 = 3,48$
P_{IGBT} (W)	62,69	12,01	$6 \cdot 4,00 = 24,00$	$6 \cdot 3,53 = 21,18$
P_{Transf} (W)	16,60	3,84	$6 \cdot 0,28 = 1,68$	$6 \cdot 0,40 = 2,40$
P_{diodos} (W)	9,55	31,36	$6 \cdot 31,33 = 187,98$	$6 \cdot 2,67 = 16,02$
$P_{L_{out}}$ (W)	8,24	3,80	$6 \cdot 0,63 = 3,78$	$6 \cdot 0,63 = 3,78$
$P_{C_{out}}$ (W)	7,44	3,51	$6 \cdot 0,58 = 3,48$	$6 \cdot 0,10 = 0,60$
$\eta_{DC/DC}$ (%)	97,2	98,6	94,8	98,8
η_{total} (%)	92,7	93,9	90,3	94,3

De las tablas 5.2 y 5.3, se puede observar que las topologías entrelazadas IPOS presentan la peor eficiencia, lo cual se debe principalmente a las altas pérdidas en los diodos. Por otro lado, las

pérdidas en los filtros son similares en un PPC individual y en IPOS, pero en IPOP éstas son menores, como ya se explicó anteriormente. Además, las pérdidas en el transformador también son menores en IPOP, debido a que las corrientes que fluyen por éstos son menores.

Primero es necesario conocer las corrientes que fluyen por cada componente de la fase DC/DC, incluyendo los inductores de los filtros LC. Asumiendo que la corriente que fluye por el inductor de salida, $i_{L_{out}}$, es constante, entonces se puede calcular el valor efectivo de los voltajes y corrientes en cada sector del convertidor utilizando la ecuación 5.6, la cual está definida para una función $a(t)$ cualquiera.

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T a^2(t) dt} \quad (5.6)$$

El valor efectivo de cada corriente en función de $I_{L_{out}}$ es:

$$I_f = \frac{1}{2} \sqrt{M+1} \cdot I_{L_{out}} \quad (5.7)$$

$$I_{sec} = \sqrt{M} \cdot I_{L_{out}} \quad (5.8)$$

$$I_{prim} = \frac{n_2}{n_1} \sqrt{M} \cdot I_{L_{out}} \quad (5.9)$$

$$I_{L_{in}} = \frac{n_2}{n_1} M \cdot I_{L_{out}} + \frac{V_{C_{in}}}{R_{C_{in}}} \quad (5.10)$$

También, en todas las topologías se cumple:

$$V_{C_{out}} = \sqrt{M} \left[\frac{n_2}{n_1} (\sqrt{M} V_{C_{in}} - 2R_{IGBT_{cond}} I_{prim} - R_{prim} I_{prim}) - R_{sec} I_{sec} - 2R_F I_{sec} - 2\sqrt{M} V_F - R_{L_{out}} I_{L_{out}} \right] \quad (5.11)$$

Además, se necesitan otras dos igualdades, las cuales dependen de la topología que se quiera estudiar:

- n PPC tipo I en conexión IPOS:

$$I_{L_{out}} = \frac{1}{n \frac{n_2}{n_1} M + 1} \left(I_{PV} - n \frac{V_{C_{in}}}{R_{C_{in}}} + \frac{V_{C_{out}}}{R_{C_{out}}} \right) \quad (5.12)$$

$$V_{C_{out}} = \frac{V_{dc} - V_{PV}}{n} \quad (5.13)$$

$$V_{C_{in}} = V_{PV} - R_{L_{in}} I_{L_{in}} \quad (5.14)$$

- n PPC tipo I en conexión IPOP:

$$I_{L_{out}} = \frac{1}{\frac{n_2}{n_1} M + 1} \left(\frac{I_{PV}}{n} - \frac{V_{C_{in}}}{R_{C_{in}}} + \frac{V_{C_{out}}}{R_{C_{out}}} \right) \quad (5.15)$$

$$V_{C_{out}} = V_{dc} - V_{PV} \quad (5.16)$$

$$V_{C_{in}} = V_{PV} - R_{L_{in}} I_{L_{in}} \quad (5.17)$$

- n PPC tipo II en conexión IPOS:

$$I_{L_{out}} = I_{PV} + \frac{V_{C_{out}}}{R_{C_{out}}} \quad (5.18)$$

$$V_{C_{out}} = \frac{V_{dc} - V_{PV}}{n} \quad (5.19)$$

$$V_{C_{in}} = V_{dc} - R_{L_{in}} I_{L_{in}} \quad (5.20)$$

- n PPC tipo II en conexión IPOP:

$$I_{L_{out}} = \frac{I_{PV}}{6} + \frac{V_{C_{out}}}{R_{C_{out}}} \quad (5.21)$$

$$V_{C_{out}} = V_{dc} - V_{PV} \quad (5.22)$$

$$V_{C_{in}} = V_{dc} - R_{L_{in}} I_{L_{in}} \quad (5.23)$$

Una vez resuelto el sistema de ecuaciones anterior, en el cual son conocidos los valores de V_{PV} , I_{PV} , V_{dc} y n_2/n_1 , se obtienen los valores de corrientes y voltajes en cada componente del convertidor y en los filtros. Luego, las pérdidas totales de cada convertidor DC/DC son:

$$P_{pérd} = R_{L_{in}} I_{L_{in}}^2 + \frac{V_{C_{in}}^2}{R_{C_{in}}} + 2R_{IGBT_{cond}} I_{prim}^2 + 4f_s C_o V_{C_{in}}^2 + R_{prim} I_{prim}^2 + R_{sec} I_{sec}^2 + 4 \left(R_F i_{diodo}^2 + \sqrt{1 - \frac{M}{2}} V_F I_{diodo} \right) + R_{L_{out}} I_{L_{out}}^2 + \frac{V_{C_{out}}^2}{R_{C_{out}}} \quad (5.24)$$

Entonces, la eficiencia de la fase DC/DC es:

$$\eta_{DC/DC} = \frac{V_{PV} I_{PV} - n \cdot P_{pérd}}{V_{PV} I_{PV}} \quad (5.25)$$

Para este análisis, se utilizó una razón de vueltas $n_2/n_1 = 2$, lo cual permite alcanzar los 700 (V) del enlace DC con voltajes bajos en el módulo PV. Los resultados obtenidos mediante las ecuaciones anteriores no son exactamente iguales a los obtenidos en PSIM, debido a que en realidad $I_{L_{out}}$ presenta ripples, sin embargo, el error es despreciable, menor al 0.1% en resultados de eficiencia. A continuación, se presentan los resultados obtenidos en MATLAB a partir de las ecuaciones recién mencionadas, utilizando los mismos parámetros de filtros que se utilizaron en los capítulos anteriores, según topología. Se muestran los resultados para las topologías con PPC individuales y para seis PPC entrelazados, en cada tipo de PPC, en las Figuras 5.3 a 5.6.

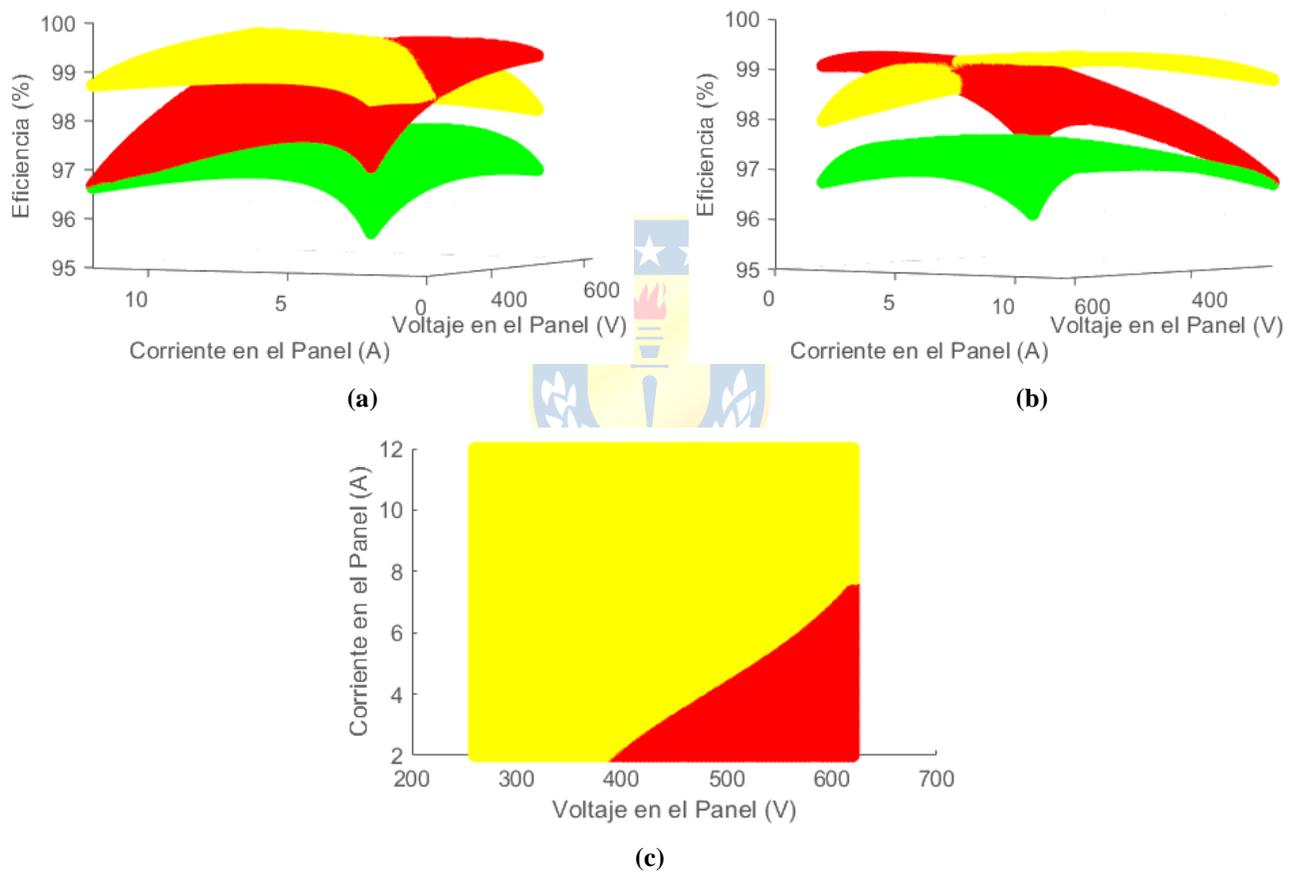
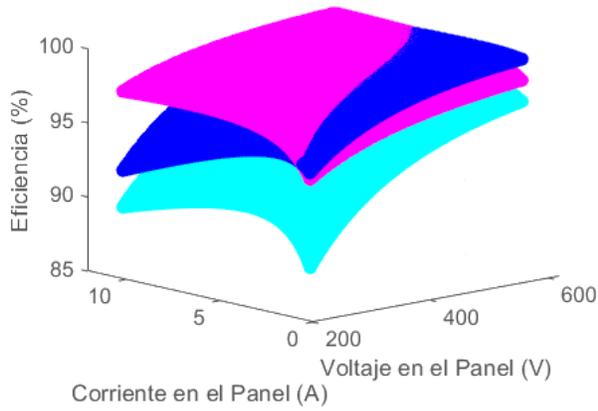
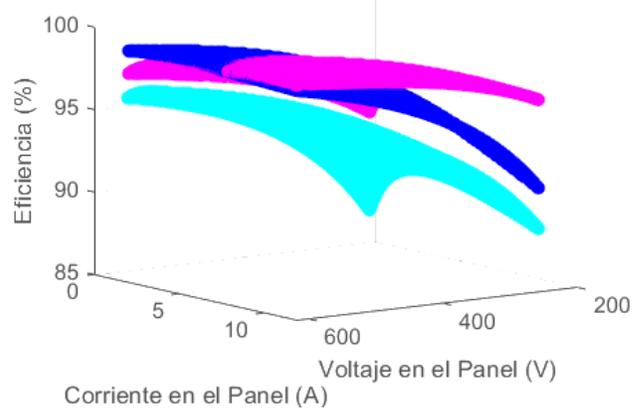


Figura 5.3. Comparación PPC tipo I: eficiencia v/s voltaje en el panel v/s corriente en el panel.

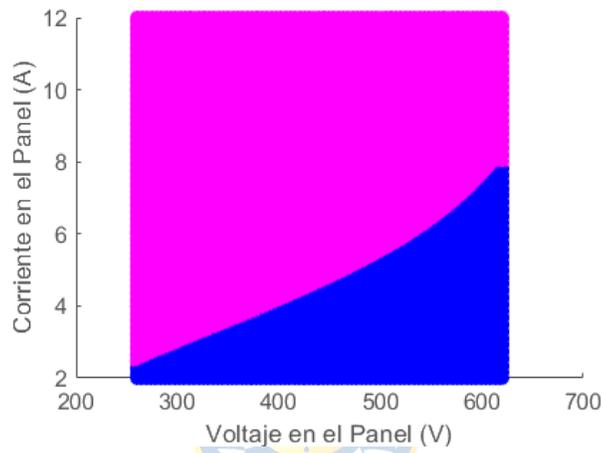
Convertidor individual (rojo), seis convertidores en conexión IPOS (verde) y seis convertidores en conexión IPOP (amarillo).



(a)



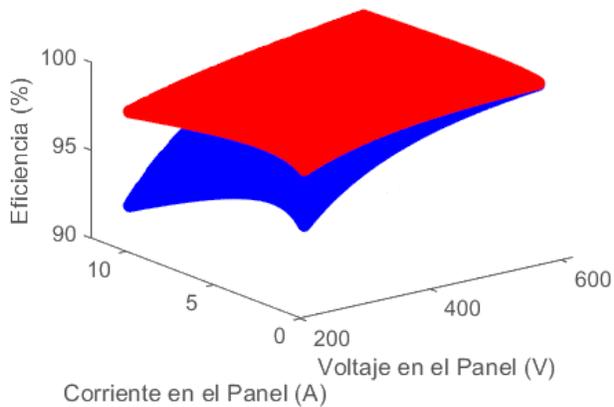
(b)



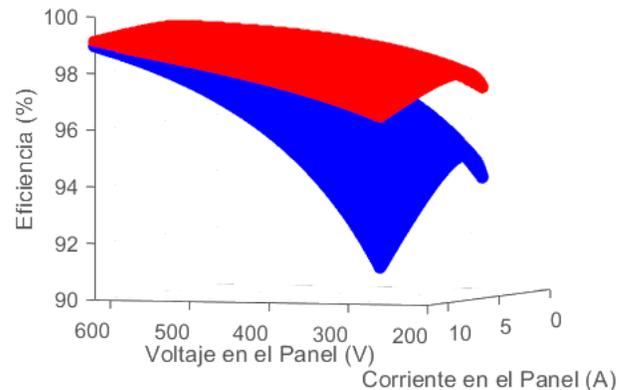
(c)

Figura 5.4. Comparación PPC tipo II: eficiencia v/s voltaje en el panel v/s corriente en el panel.

Convertidor individual (azul), seis convertidores en conexión IPOS (calipso) y seis convertidores en conexión IPOP (magenta).



(a)



(b)

Figura 5.5. Comparación PPC individual tipo I (rojo) y II (azul).

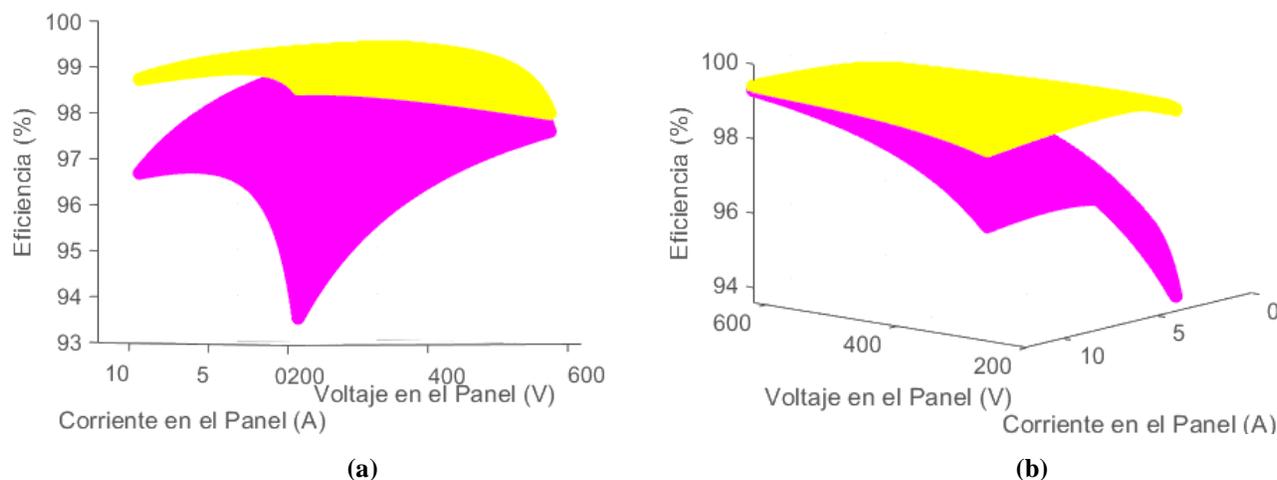


Figura 5.6. Comparación seis PPC tipo I (amarillo) y tipo II (magenta) en conexión IPOP.

De las Figuras 5.3 a 5.4 se observa que la conexión entrelazada IPOS presenta menores resultados de eficiencia que la IPOP o un PPC individual, para cada punto de operación, tanto en PPC tipo I como en tipo II. Por otro lado, de las figuras 5.3 (c) y 5.4 (c) se observa que la configuración IPOP presenta una mejor eficiencia en gran parte del rango de operación del panel, excepto cuando el voltaje es alto y la corriente es baja.

Por otro lado, se observa que el comportamiento de las configuraciones entrelazadas IPOS e IPOP con PPC tipo I es similar al comportamiento de las configuraciones con PPC tipo II, es decir, la figura 5.3 es similar a la figura 5.4. Además, las mejores configuraciones para ambos tipos son las IPOP y la individual, por lo tanto, éstas son comparadas en las figuras 5.5 y 5.6, obteniendo como resultado que, para cualquier punto de operación analizado, son mejores los PPC tipo I. Esto se debe a que, como se presenta en la figura 5.2, las corrientes y los voltajes son mayores en el tipo II para una misma ganancia de voltaje, provocando mayores pérdidas.

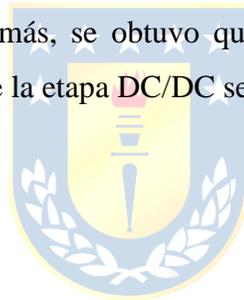
Con PPC tipo I, la configuración entrelazada IPOP presenta una eficiencia menos variable. El PPC individual tiene un mínimo de 96,7% (alta corriente y bajo voltaje) y un máximo de 99,3% (baja corriente y alto voltaje). Los seis PPC en IPOS tienen un mínimo de 95,9% (bajo voltaje y baja corriente) y un máximo de 97,6% (corriente y voltaje medio, de 5,8 A y 518 V). Los seis PPC en IPOP tienen un mínimo de 98,0% (bajo voltaje y alta corriente) y un máximo de 99,4% (alto voltaje y alta corriente).

5.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se formuló un modelo matemático para calcular la eficiencia de la fase de conversión DC/DC de un sistema fotovoltaico, utilizando el voltaje y la corriente del panel como variables independientes, además de una comparación de voltajes, corrientes, razón de potencia y ciclo de trabajo en cada topología.

De los resultados, se obtuvo que las topologías IPOP presentan una mejor eficiencia en gran parte del rango de operación del panel, excepto cuando el voltaje es alto y la corriente es baja. Esto se debe a que una conexión IPOP permite disminuir las pérdidas que dependen de la corriente, pero las pérdidas debido a la conmutación de los IGBT son n veces mayores en IPOP, debido a que existen n veces más transistores. Por lo tanto, cuando las pérdidas debidas a las corrientes son bajas, se hace más notorio el aumento en las pérdidas por conmutación en conexión IPOP.

Ya que la eficiencia es menos variable en configuración IPOP en PPC tipo I, y su eficiencia es superior en la mayoría de los posibles puntos de operación, se puede considerar ésta como la mejor opción en términos de eficiencia. Además, se obtuvo que las topologías tipo I presentan mayor eficiencia que las de tipo II, siempre que la etapa DC/DC sea de tipo *boost*.

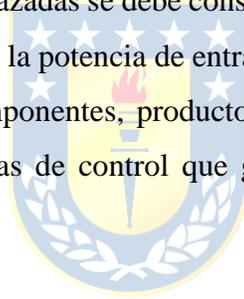


Capítulo 6. Sistemas de Control

6.1. Introducción

Una de las ventajas de las plantas fotovoltaicas en los sistemas de transmisión, es que en éstas se puede controlar el factor de potencia con el cual se inyecta la potencia a la red AC. Para lograr esto, es necesaria la implementación de un sistema de control. Sin embargo, ésta no es la única variable a controlar, sino que también es necesario controlar el voltaje del enlace DC del inversor, generalmente manteniéndolo constante en el valor nominal del inversor, y realizar el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) en el módulo fotovoltaico. En sistemas PV de dos etapas, el MPPT se lleva a cabo por los convertidores DC/DC, mientras que el factor de potencia y el voltaje del enlace DC del inversor son controlados por el inversor.

Lo mencionado anteriormente es algo que se considera para todas las plantas PV de dos etapas. Además de esto, en las topologías entrelazadas se debe considerar la necesidad de implementación de un sistema de control capaz de ecualizar la potencia de entrada en cada convertidor entrelazado. Esto se debe a las diferencias entre los componentes, producto de la tolerancia natural de éstas. En el presente trabajo, se proponen estrategias de control que garantizan la distribución balanceada de potencia.



6.2. Control en Inversor y MPPT

Para llevar a cabo el control del factor de potencia, es necesario medir las corrientes en la red AC y transformar a ejes $dq0$ los valores medidos, para así dar como entrada al lazo de control las corrientes i_d e i_q . Para obtener un factor de potencia unitario, se debe utilizar como referencia para i_q el valor $i_{q.ref} = 0$. Por otro lado, no se busca entregar a la red un valor de i_d en particular, entonces la referencia de i_d se genera a partir de otro lazo, el cual controla el voltaje v_{dc} del enlace DC del inversor. A continuación, se presenta el diagrama de bloques de este control, el cual tiene como salidas las moduladoras del inversor, en ejes abc .

Cabe destacar que existe un acoplamiento entre las moduladoras m_d y m_q , y las corrientes i_d e i_q . Para mejorar el desempeño del sistema ante desequilibrios y perturbaciones, existen métodos para desacoplar a éstas [23], sin embargo, esto no fue considerado en el presente trabajo, puesto que

no es estrictamente necesario para la correcta operación del control del inversor y, además, no es el objetivo principal de la investigación.

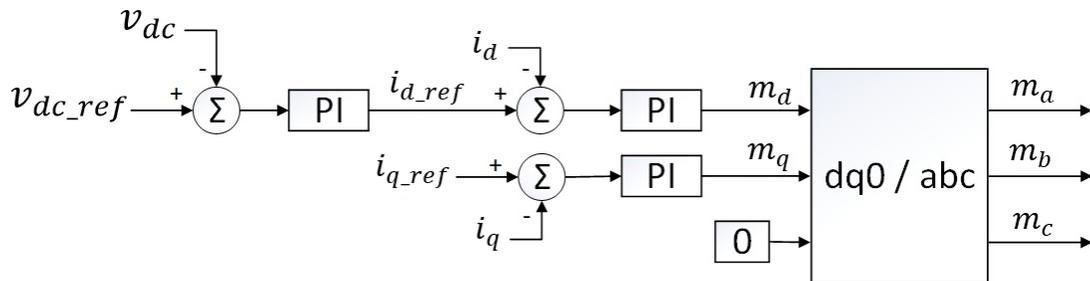


Figura 6.1. Diagrama de control de factor de potencia y voltaje del enlace DC del inversor.

En el presente estudio, se escogió el método MPPT P&O (perturbar y observar), debido a que es de los más utilizados, por su simple implementación, bajo costo y buen desempeño [17-18]. El funcionamiento de éste se muestra en la Figura 6.2, y éste fue implementado en PSIM utilizando el bloque *C Block*, el cual permite implementar algoritmos en lenguaje C.

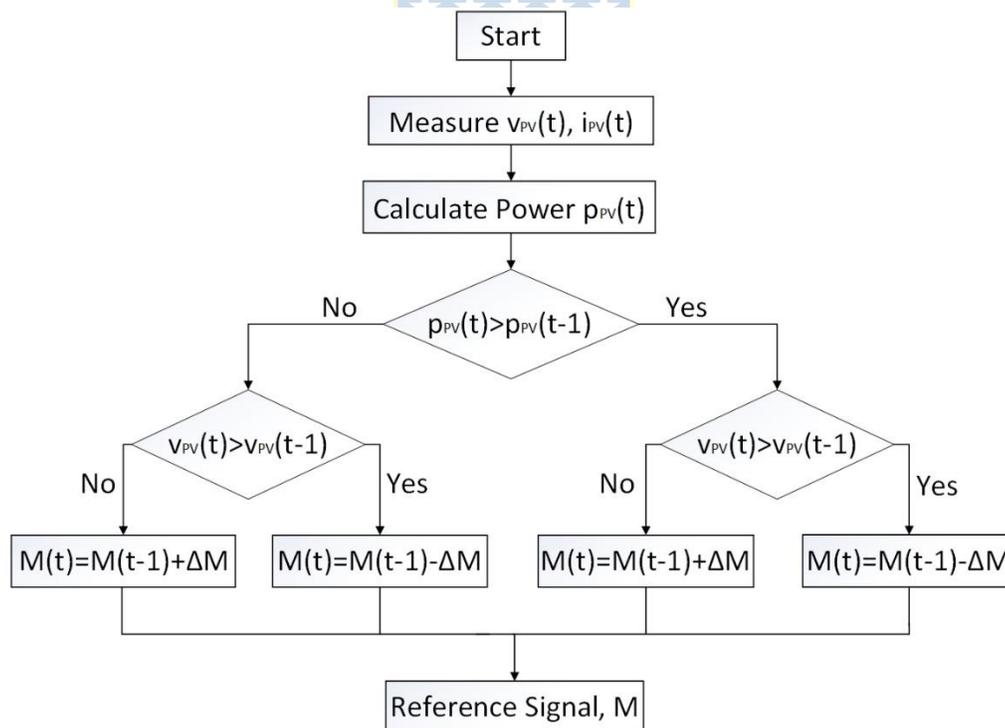


Figura 6.2. Diagrama de flujo del algoritmo P&O.

El funcionamiento de éstos se demuestra mediante simulación en PSIM, al aplicarlos en el sistema fotovoltaico con un PPC tipo I y un inversor central, que se presentó en el capítulo 4. Para

esto, se utilizó como referencia un voltaje de 700 (V) en el enlace DC. De la figura 6.3, se puede notar que la potencia generada se aproxima apropiadamente al valor de potencia máxima, utilizando el método P&O, pese a que este método presenta oscilaciones debido a la variación permanente en el ciclo de trabajo.

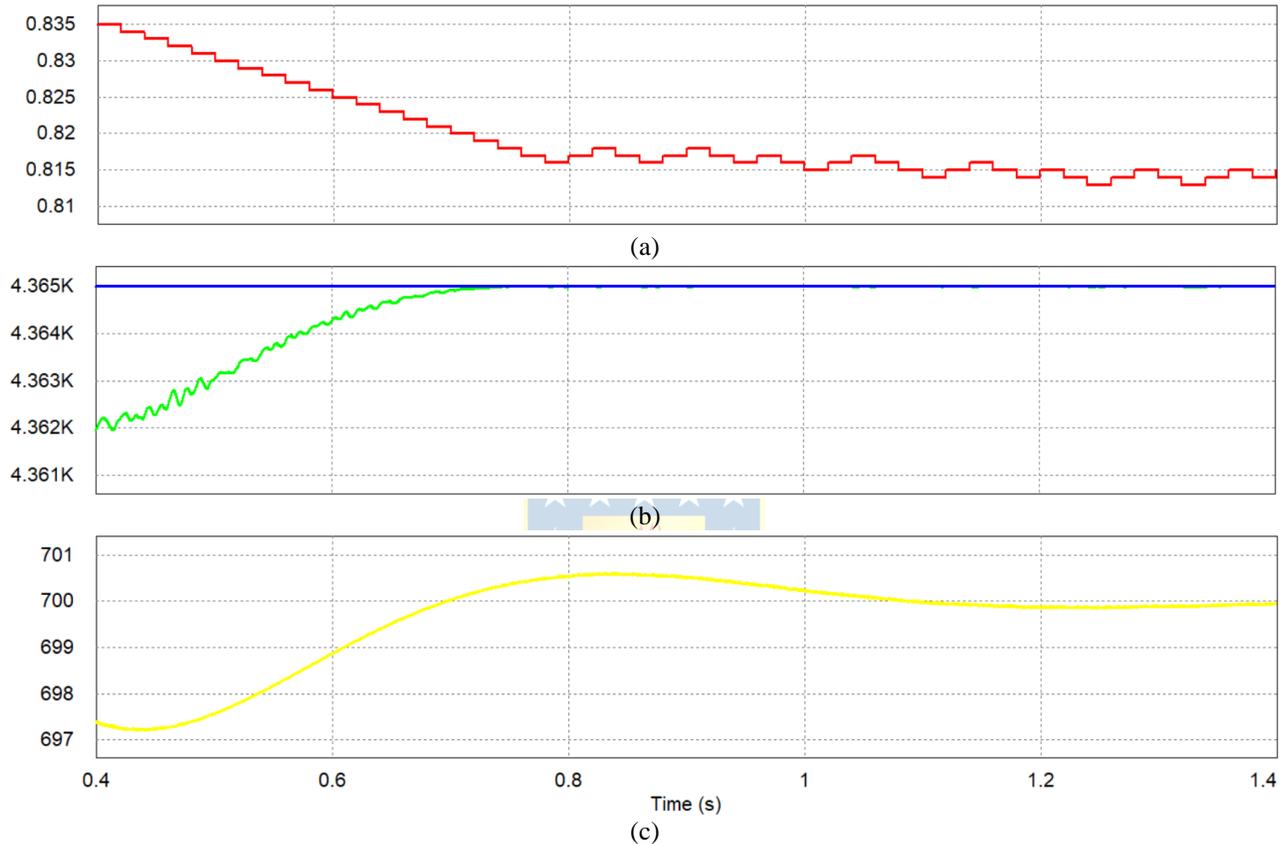


Figura 6.3. Resultados de PSIM, de formas de onda. (a) Ciclo de trabajo. (b) Potencia máxima del módulo PV (azul) y potencia generada (verde). (c) Voltaje en enlace DC.

6.3. Desbalance de Potencias

Al utilizar convertidores entrelazados, se hace necesario considerar las diferencias internas entre éstos para evaluar un posible desbalance de potencias. En la Fig. 4 se muestran las topologías IPOS e IPOP tipo I. Al observar la figura y teniendo en cuenta que se utiliza un convertidor tipo Full-Bridge, se puede inferir que, para un mismo ciclo de trabajo en configuración IPOS, la diferencia entre la potencia de cada convertidor depende de la diferencia entre la impedancia de los condensadores de entrada y salida, puesto que la corriente de salida es la misma en todos. Por otro lado, en configuración IPOP existe igual voltaje en las entradas e igual voltaje en las salidas, por lo tanto, se puede considerar como una configuración de divisor de corriente.

La corriente que fluye por los condensadores no es lo suficientemente alta como para provocar diferencias considerables de corriente de entrada en la conexión IPOS, sin embargo, en conexión IPOP, la diferencia en los parámetros puede provocar grandes diferencias en corrientes. Por ejemplo, si existen dos PPC tipo I conectados en IPOP, y la resistencia equivalente del primer convertidor es del doble que la del segundo, por este primer convertidor fluiría tan sólo la mitad de la corriente de entrada que por el segundo y, por lo tanto, la mitad de potencia.

Debido a que las conexiones IPOP e IPOS presentan igual voltaje en la entrada de sus convertidores, se debe cumplir que las corrientes de entrada sean similares, asegurando entonces un flujo de potencia similar entre éstos. En la Fig. 6.4, se muestran las corrientes de entrada obtenidas al simular dos convertidores entrelazados para cada conexión. Para notar la sensibilidad de la diferencia de resistencias, se exageró la diferencia de éstas, utilizando en un convertidor el cuádruple de resistencia del otro convertidor, en cada uno de los componentes, excepto en la resistencia de los condensadores, que se simuló cuatro veces menor (puesto que se conectan en paralelo).

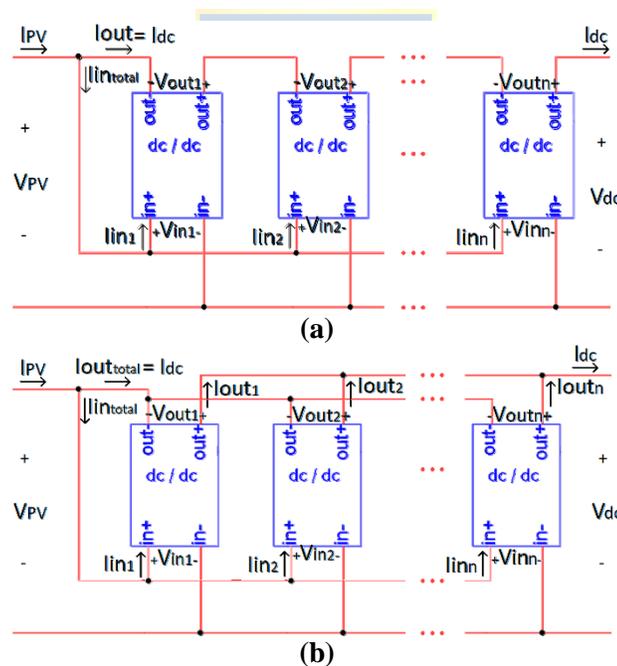


Figura 6.4. DC/DC conversion stage for PV system applications, using interleaved Partial Power DC/DC converters type I, connected in (a) IPOS topology, and (b) IPOP topology.

En las simulaciones de la Fig. 6.6, el control de los PPC está dado sólo por el MPPT tipo P&O, el cual entrega en su salida una misma moduladora M a todos los PPC, como se muestra en el esquema de control de la Fig. 6.5. Tal como se explicó anteriormente, la conexión IPOS presentó una baja sensibilidad a la diferencia de resistencias, mientras que la conexión IPOP presentó una gran diferencia

entre las corrientes de entrada, concluyendo que se debe considerar el uso de un control de balance de potencias en topologías IPOP.

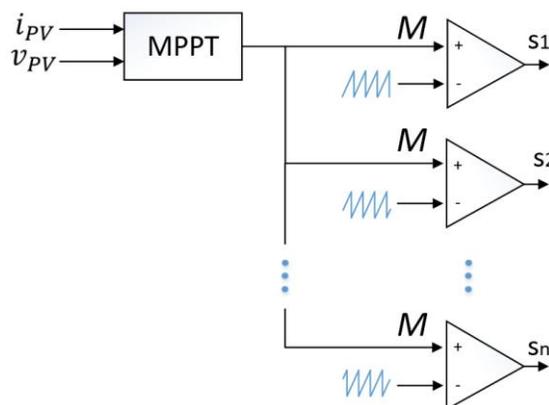


Figura 6.5. Esquema de control de ciclo de trabajo de los convertidores, con MPPT y sin control de balance de potencias.

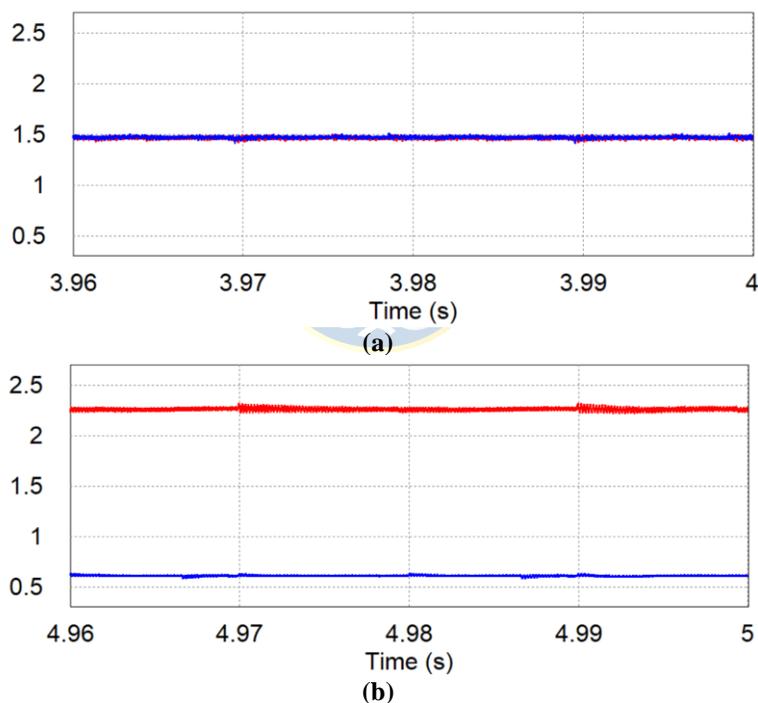


Figura 6.6. Corriente de entrada del convertidor 1 (rojo) y convertidor 2 (azul), entrelazados en (a) IPOS y en (b) IPOP, con mayor resistencia equivalente en el convertidor 2 y sin control de balance de potencias.

6.4. Métodos de Balance de Potencias

En esta sección, se presentan dos métodos de balance de potencias para topologías IPOP, los cuales se implementan en PSIM y son evaluados ante distintos eventos, para luego ser comparados entre sí. Éstos se estudian sólo para topologías IPOP y su objetivo es igualar las corrientes de entrada,

para así igualar las potencias de entrada a cada celda DC/DC, ya que éstas poseen igual voltaje de entrada, puesto que las entradas se encuentran conectadas en paralelo.

El método 1 [19]-[20], el cual se presenta en la Fig. 6.7, se trata de un control de tipo Maestro – Esclavo, donde el “Maestro” es el primer PPC, cuya señal moduladora M_1 es la que comanda el algoritmo de MPPT P&O. Por otro lado, en los PPC “esclavos” se modifican las moduladoras de tal manera que las corrientes de entrada se igualen a la corriente de entrada del Maestro, mediante el uso de un controlador PI para cada PPC. Cabe destacar que se escogen controladores PI debido a su simplicidad. Aún más sencillo es un controlador tipo P, sin embargo, éste no es capaz de controlar las corrientes apropiadamente, provocando cambios bruscos en las señales moduladoras de los convertidores.

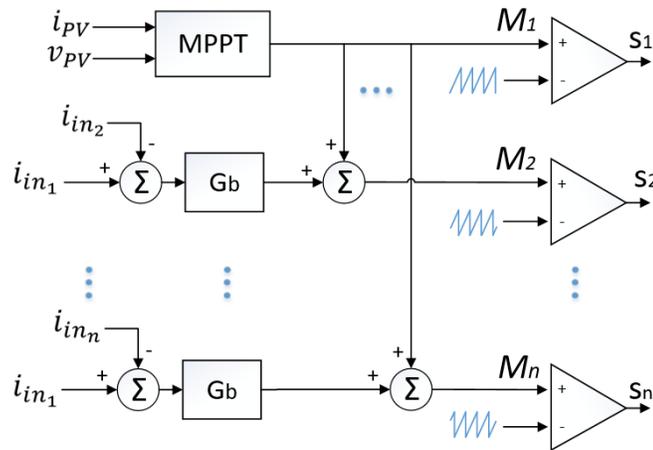


Figura 6.7. Esquema de control de ciclo de trabajo de los convertidores, con MPPT y Método 1 de control de balance de potencias.

El método 2, el cual se presenta en la Fig. 6.8, se trata de la aplicación en sistemas fotovoltaicos con uso de PPC del método de la referencia [26]. De este método, y como se puede observar en la Fig. 6.8, se destaca principalmente que la amplitud promedio M_{prom} de las moduladoras de los PPC es igual a la señal moduladora M_i que comanda el MPPT. Esto se debe a que:

$$M_{prom} = \frac{1}{n} (M_1 + M_2 + \dots + M_{n-1} + M_n) \quad (6.1)$$

de lo cual se obtiene:

$$M_{prom} = \frac{1}{n} [(p_1 + M_i) + (p_2 + M_i) + \dots + (p_{n-1} + M_i) + (M_i - p_1 - p_2 - \dots - p_{n-1})] = M_i \quad (6.2)$$

En el método 2, a excepción del n -ésimo PPC, las corrientes de entrada de los PPC tienen como referencia la corriente de entrada promedio de los n convertidores, por lo tanto, las corrientes de entrada tienden a igualarse, al mismo tiempo que la señal moduladora promedio se modifica según comanda el método de MPPT. Por otro lado, la señal moduladora del n -ésimo PPC tiene el valor necesario para que el promedio de las moduladoras sea igual a M_i . Al igual que para el método 1, se utilizan controladores PI.

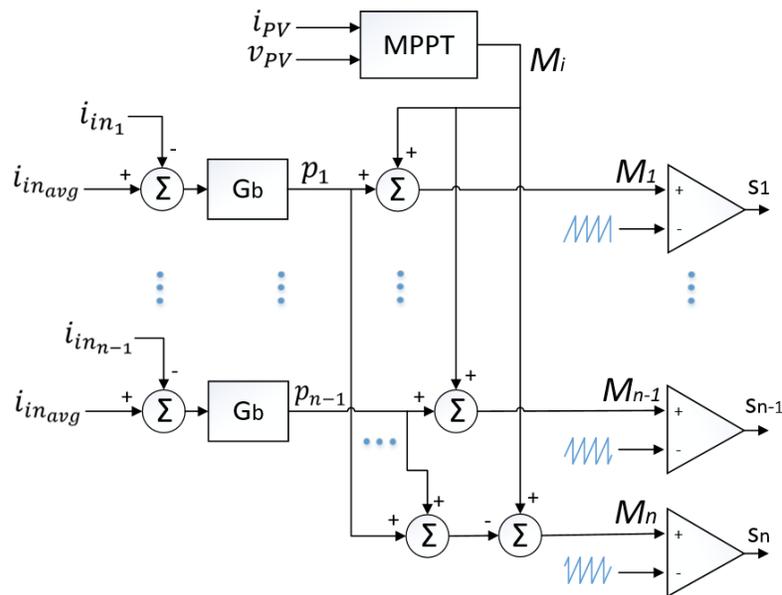


Figura 6.8. Esquema de control de ciclo de trabajo de los convertidores, con MPPT y Método 2 de control de balance de potencias.

La ventaja del método 2 es que, visto desde el MPPT, los n convertidores entrelazados se consideran como sólo un gran PPC equivalente, el cual opera con la moduladora que le es comandada por el MPPT. Por lo tanto, ante eventos o perturbaciones, el error del MPPT es menor con el método 2, ya que el método 1 presenta los errores de los controladores PI. Sin embargo, una desventaja es que la moduladora del n -ésimo PPC depende directamente de las moduladoras de los otros PPC, por lo tanto, la corriente que fluye por éste se ve afectada por la suma de las oscilaciones de cada señal p_k entregada por los $n-1$ convertidores. Esto quiere decir que el n -ésimo PPC puede eventualmente presentar un mayor desbalance ante perturbaciones transitorias, puesto que su moduladora está sujeta a la suma de los $n-1$ controladores PI.

Con respecto al método 1, su ventaja sobre el método 2 es que todas las corrientes de entrada se comparan directamente con la corriente de entrada del PPC Maestro, por lo tanto, el desbalance de cada convertidor depende directamente de la moduladora que entrega su propio controlador PI.

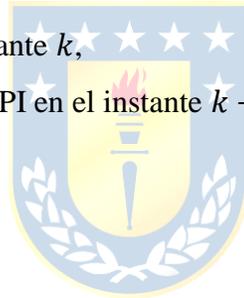
De lo anterior, se puede inferir que es más seguro que el MPPT se realice correctamente en todo momento al utilizar el método 2, mientras que el balance de potencias tiende a ser mejor con el método 1. En este trabajo se comparan los métodos mediante simulación ante distintos eventos y perturbaciones.

Además de lo anterior, se realiza una comparación en términos del costo computacional de cada método. Observando las figuras 6.7 y 6.8, se puede calcular la cantidad de cada tipo de operación realizada según el método de control a realizar. Para esto, se considera que cada controlador PI realiza la siguiente operación:

$$u_k = u_{k-1} + k_p \left(1 + \frac{T_0}{2T_i}\right) e_k + k_p \left(1 + \frac{T_0}{2T_i}\right) e_{k-1} \quad (6.3)$$

donde,

- u_k : entrada del PI en el instante k ,
- u_{k-1} : entrada del controlador PI en el instante $k - 1$,
- T_0 : tiempo de muestreo,
- T_i : tiempo integral, y
- k_p : ganancia proporcional.



Sin embargo, el término $k_p \left(1 + \frac{T_0}{2T_i}\right)$ es constante y, por lo tanto, se considera como un valor conocido. Esto significa que cada controlador PI realiza dos sumas y dos multiplicaciones en cada evaluación. Teniendo esto en cuenta se realiza la comparación, la cual se señala en la tabla 6.1, añadiendo además, como ejemplo, el tiempo de evaluación de una tarjeta DSP TMS320F28335 para cada tipo de operador [24].

De la Tabla 6.1, se tiene que el Método 2 es 18,6 % más lento que el Método 1, para la tarjeta DSP utilizada en el ejemplo.

TABLA 6.1. Costo computacional según método de Balance de Potencias, para n convertidores entrelazados.

Algoritmo	Operador	Cantidad de operadores	Tiempo de evaluación ($n = 3$)
Método 1	Adición	$3n-3$	$26,7 \text{ ns} \cdot 6 = 160,2 \text{ ns}$
	Sustracción	$n-1$	$33,4 \text{ ns} \cdot 2 = 66,8 \text{ ns}$
	Multiplicación	$2n-2$	$60,0 \text{ ns} \cdot 4 = 240,0 \text{ ns}$
	Total ($n = 3$)		467,0 ns
Método 2	Adición	$4n-4$	$26,7 \text{ ns} \cdot 4 = 213,6 \text{ ns}$
	Sustracción	n	$33,4 \text{ ns} \cdot 1 = 33,4 \text{ ns}$
	Multiplicación	$2n-2$	$60,0 \text{ ns} \cdot 4 = 240,0 \text{ ns}$
	Total ($n = 3$)		553,8 ns

6.5. Resultados de Simulación de Balance de Potencias

A continuación, se presentan los resultados de simulación obtenidos en PSIM, de los métodos de balance de potencias descritos en la sección 6.4 operando ante distintas perturbaciones. Para esto, se simula el sistema PV con tres PPCs tipo I entrelazados bajo condiciones normales, y ante eventos de cambios en las entradas del módulo PV, perturbaciones en la red, cambio tipo escalón de un parámetro en la celda DC/DC y la falla de uno de los PPC. Cabe destacar que se consideraron tres PPCs porque es suficiente para analizar los métodos ante la falla de uno de éstos, y no se quiso utilizar un mayor número de PPCs para no aumentar el tiempo de simulación.

Cada evento o perturbación se realiza en el instante 2.0 (s), y se muestran tanto las corrientes de entrada de los PPC como la potencia generada por el módulo fotovoltaico. Se muestran estos resultados para así evaluar el balance de potencias y su efecto sobre el desempeño del MPPT.

6.5.1 Conexión del Balance de Potencias

En esta sección se muestran los resultados de simulación del sistema al estar operando sin control de potencias, conectando cada método en el instante 2.0 (s). La convergencia depende del valor dado a los controladores PI, los cuales, en este caso, se sintonizaron de tal manera que el tiempo de convergencia sea similar. Esto se puede observar en la figura 6.9.

El método 1 presenta mayor sobrepaso en la convergencia de las corrientes y, de la figura 6.10, se observa que la potencia del módulo PV varía más en la conexión del método 1. Sin embargo, la variación de la potencia generada es despreciable, menor al 0.01 %.

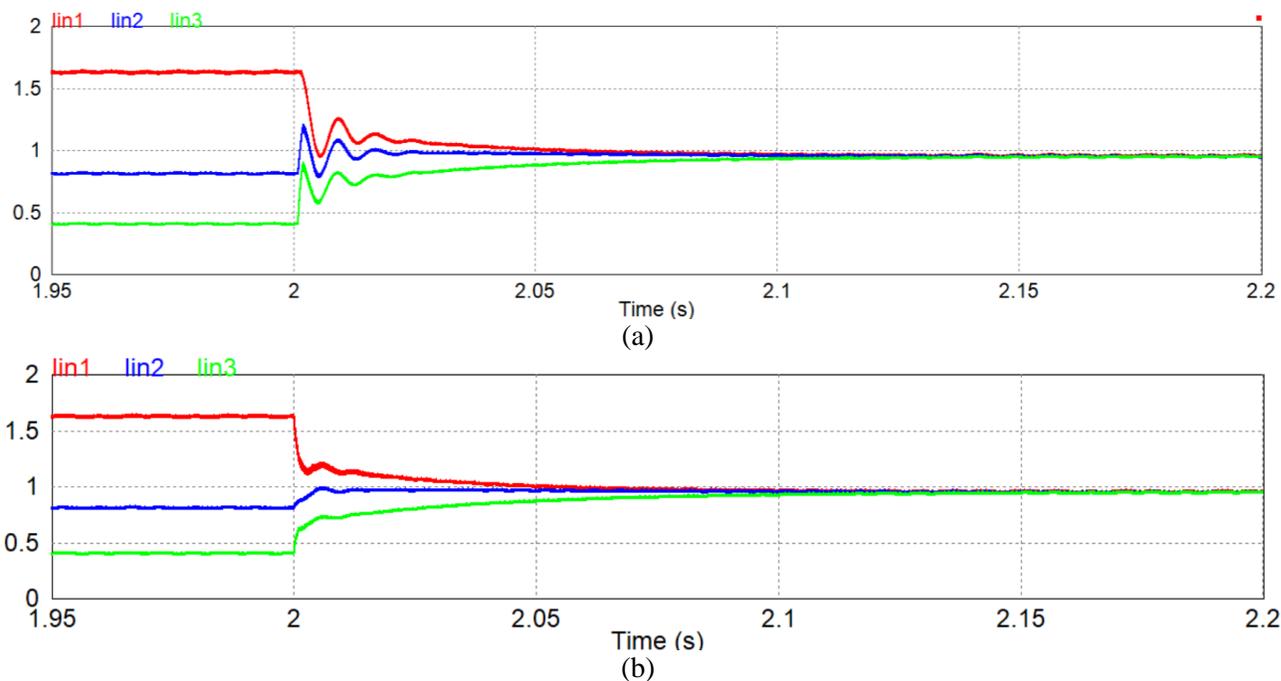


Figura 6.9. Corriente de entrada de PPC 1 (rojo), PPC 2 (azul) y PPC 3 (verde), obtenidas en simulación de conexión del método de control de Balance de Potencias en el instante 2.0 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.

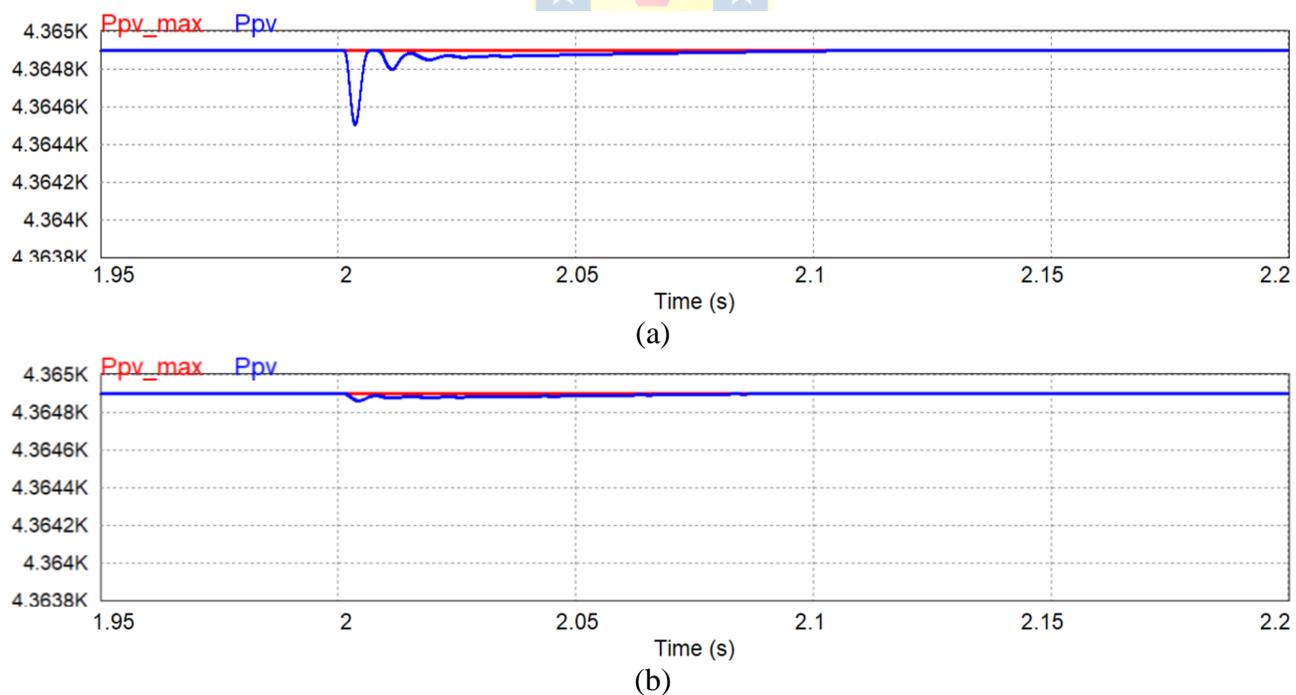


Figura 6.10. Potencia máxima (azul) y potencia generada (rojo), del módulo PV, obtenidas en simulación de conexión del método de control de Balance de Potencias en el instante 2.0 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.

6.5.2 Cambio en corriente de máxima potencia del módulo PV

A continuación, se muestran los resultados al presentarse una disminución escalón en la corriente de máxima potencia del módulo PV, lo cual simula una disminución escalón en la radiación incidente. Para esto, se disminuye la corriente en un 10%, manteniendo un voltaje de MPP constante, por lo tanto, no se realizan cambios en el voltaje. Como resultado, se tiene que la convergencia del nuevo punto de operación de las corrientes se alcanza en tiempos y con sobrepasos similares.

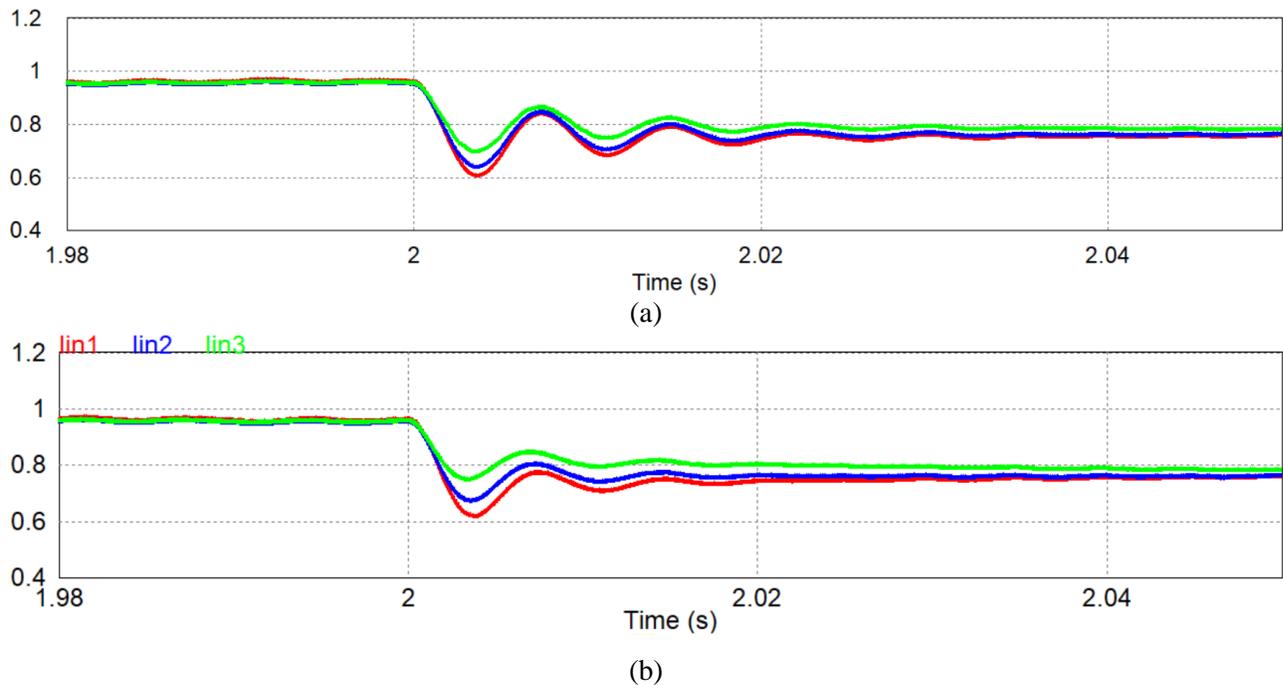


Figura 6.11. Corriente de entrada de PPC 1 (rojo), PPC 2 (azul) y PPC 3 (verde), obtenidas en simulación de disminución escalón en la corriente de máxima potencia del módulo PV en el instante 2.0 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.

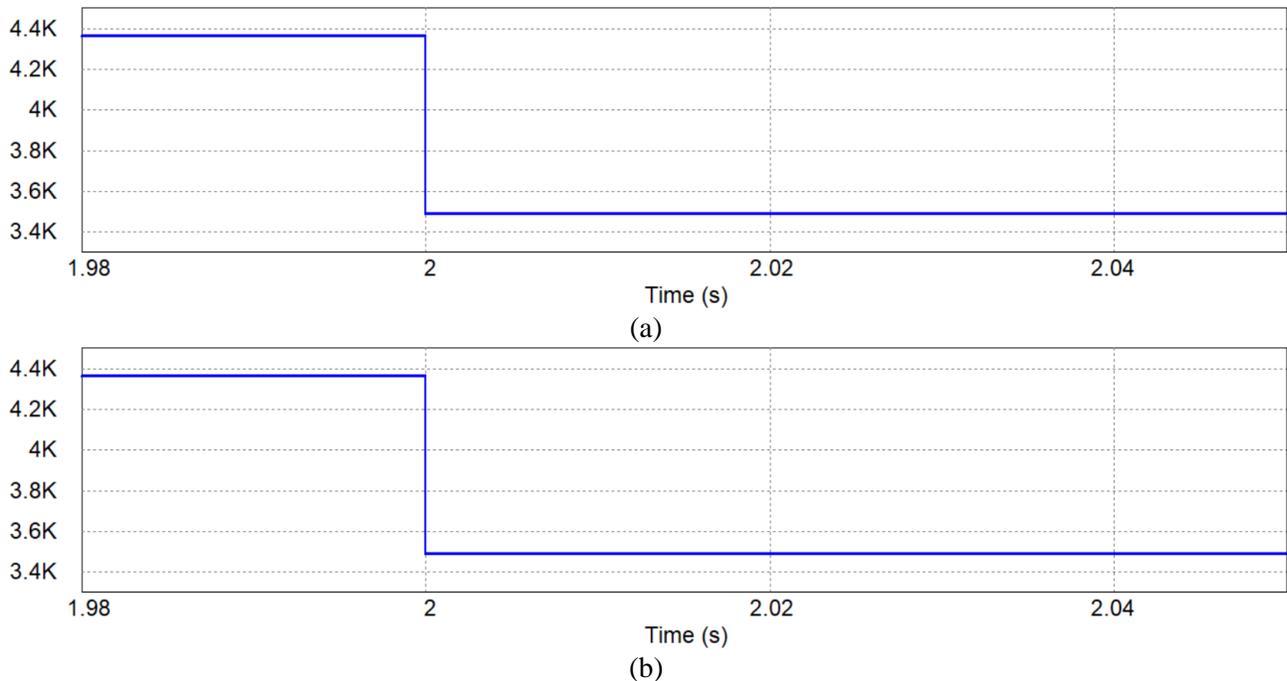
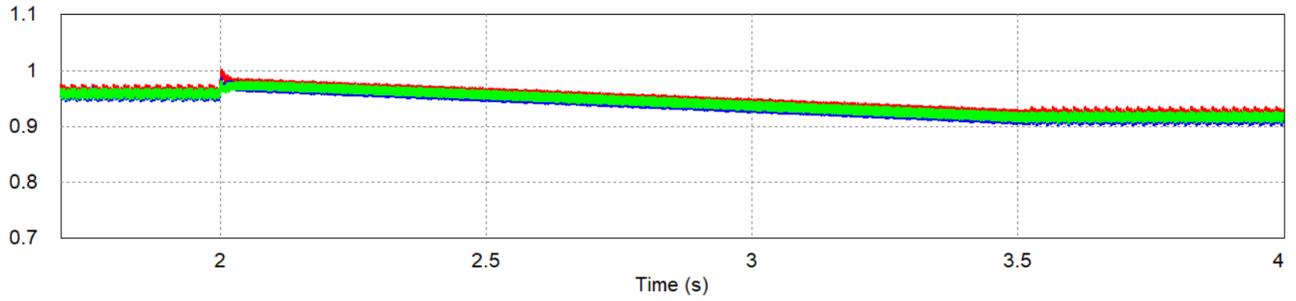


Figura 6.12. Potencia máxima (azul) y potencia generada (rojo), del módulo PV, obtenidas en simulación de disminución escalón en la corriente de máxima potencia del módulo PV en el instante 2.0 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.

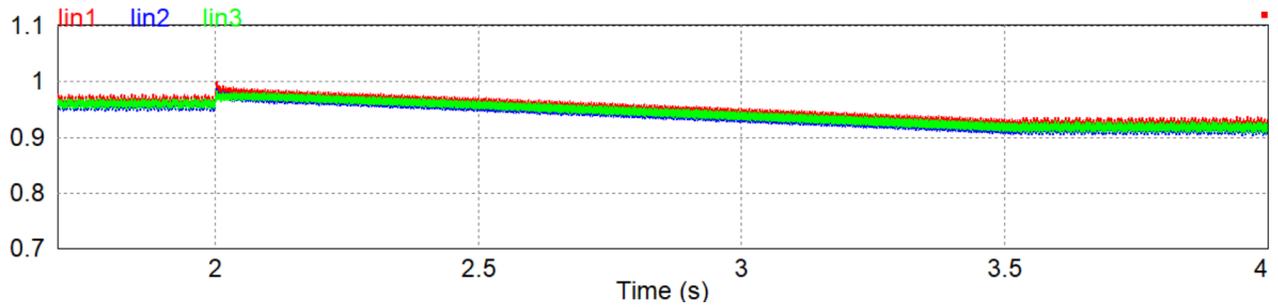
6.5.3 Cambio en voltaje de máxima potencia del módulo PV

A continuación, se muestran los resultados al presentarse un aumento escalón en el voltaje de máxima potencia del módulo PV, lo cual simula una disminución escalón en la temperatura de los paneles PV. Para esto, se aumenta el voltaje en un 2.0%.

La convergencia es más lenta debido al tiempo que tarda el MPPT en alcanzar el nuevo voltaje de máxima potencia. Por otro lado, las corrientes evolucionan adecuadamente, ajustándose al nuevo punto de operación de forma balanceada.

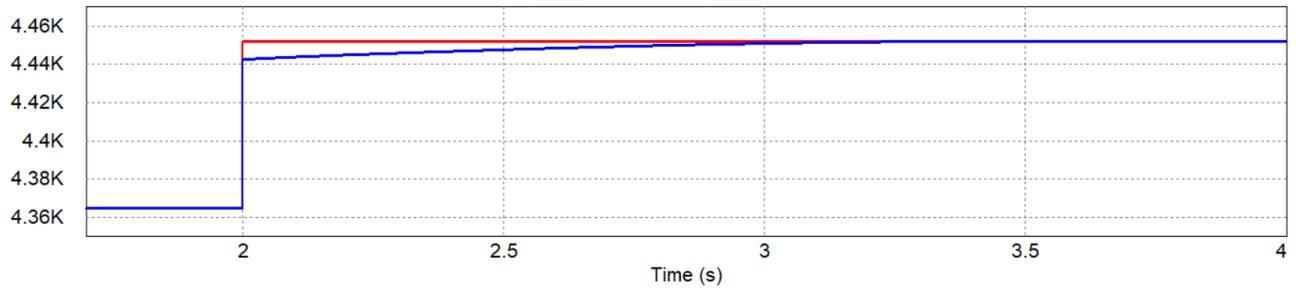


(a)

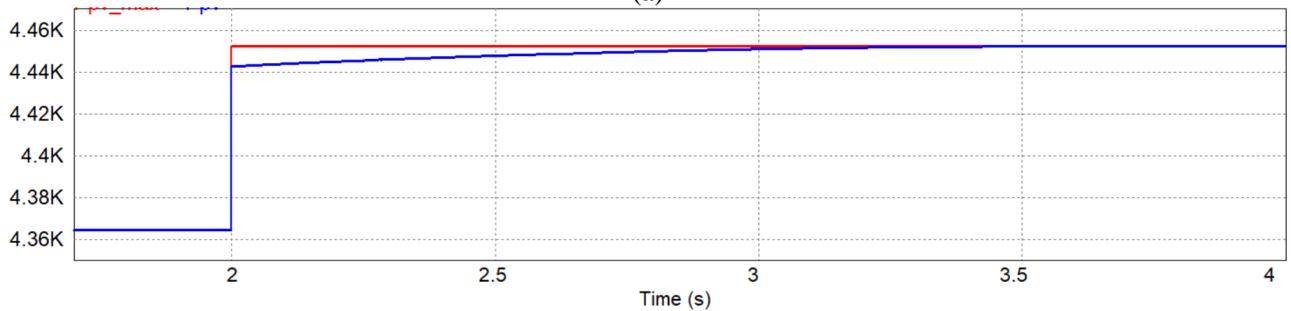


(b)

Figura 6.13. Corriente de entrada de PPC 1 (rojo), PPC 2 (azul) y PPC 3 (verde), obtenidas en simulación de aumento escalón en el voltaje de máxima potencia del módulo PV en el instante 2.0 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.



(a)



(b)

Figura 6.14. Potencia máxima (azul) y potencia generada (rojo), del módulo PV, obtenidas en simulación de aumento escalón en el voltaje de máxima potencia del módulo PV en el instante 2.0 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.

6.5.4 Perturbación en la red AC

En las figuras 6.15 y 6.16, se muestra el comportamiento de las corrientes de entrada de los PPC y de la potencia generada, al presentarse una perturbación de voltaje de la red AC. Esta perturbación se trata de una disminución del 20% del voltaje de la red en el instante 2.0 (s), la cual se normaliza en el instante 2.5 (s). Un fenómeno de este tipo se puede deber, por ejemplo, a la conexión de grandes cargas cercanas al sistema fotovoltaico.

Como resultado se tiene que, pese a la gran variación en el voltaje, las variaciones de las corrientes de entrada de los PPC y la potencia generada se pueden considerar despreciables. Esto se debe a que la variación producida en la corriente DC del inversor es mayoritariamente regulada por su condensador, al igual que el voltaje DC, cuya variación es menor a 3 (V).

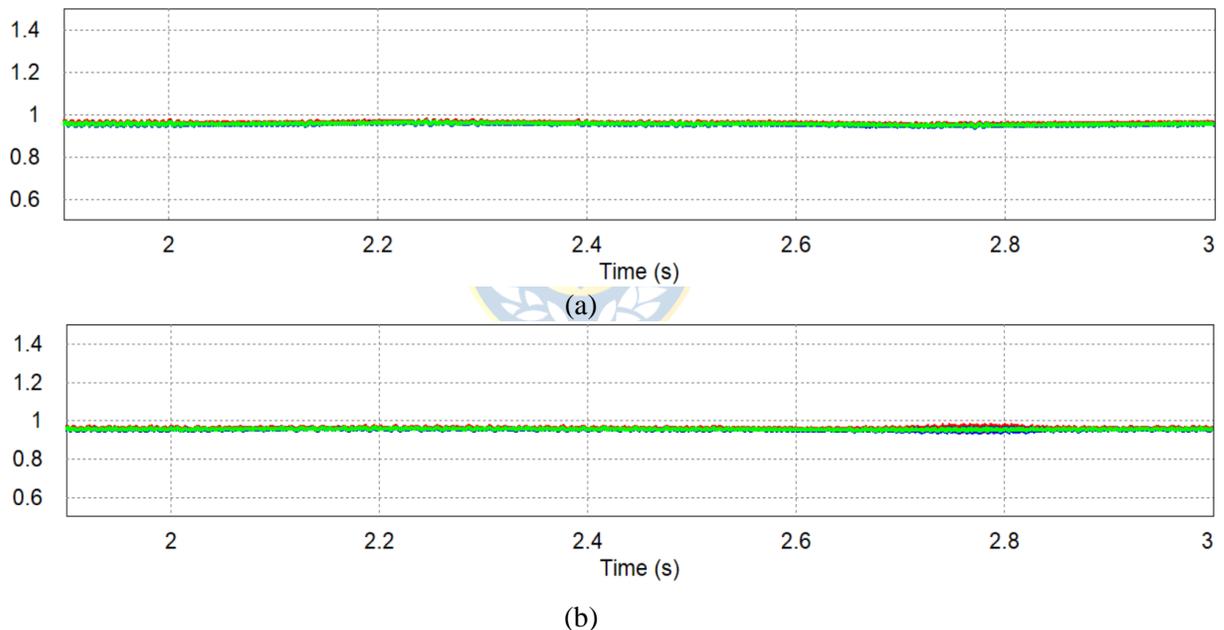


Figura 6.15. Corriente de entrada [A] de PPC 1 (rojo), PPC 2 (azul) y PPC 3 (verde), obtenidas en simulación de perturbaciones en la red AC, en los instantes 2.0 (s) y 2.5 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.

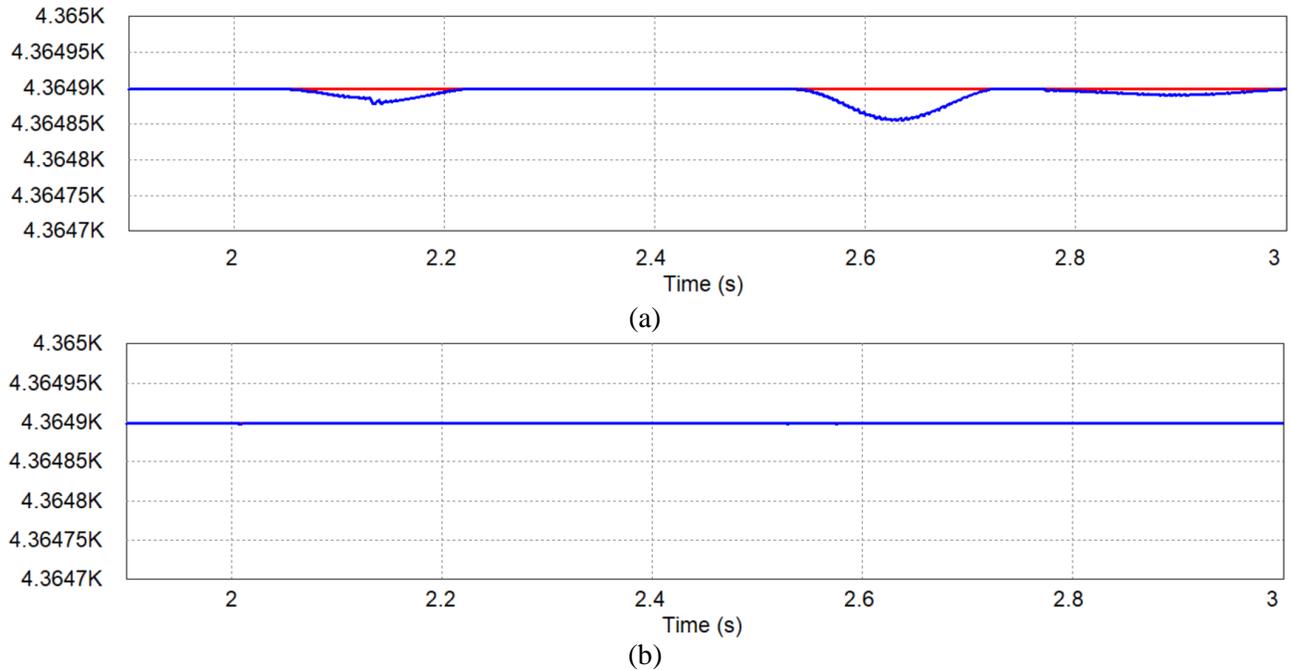


Figura 6.16. Potencia máxima [W] (azul) y potencia generada (rojo), del módulo PV, obtenidas en simulación de perturbaciones en la red AC, en los instantes 2.0 (s) y 2.5 (s). (a) Método 1. (b) Método 2.

6.5.5 Cambio en razón de vueltas de transformador

En las figuras 6.17 y 6.18, se presentan los resultados obtenidos al modificar en el instante 2.0 (s) la razón de vueltas del transformador de uno de los PPC, mostrando la reacción del sistema ante una perturbación interna de una de las celdas.

De las figuras se puede notar que los peaks de corrientes y el tiempo de convergencia son similares, pero las oscilaciones del método 2 son menores.

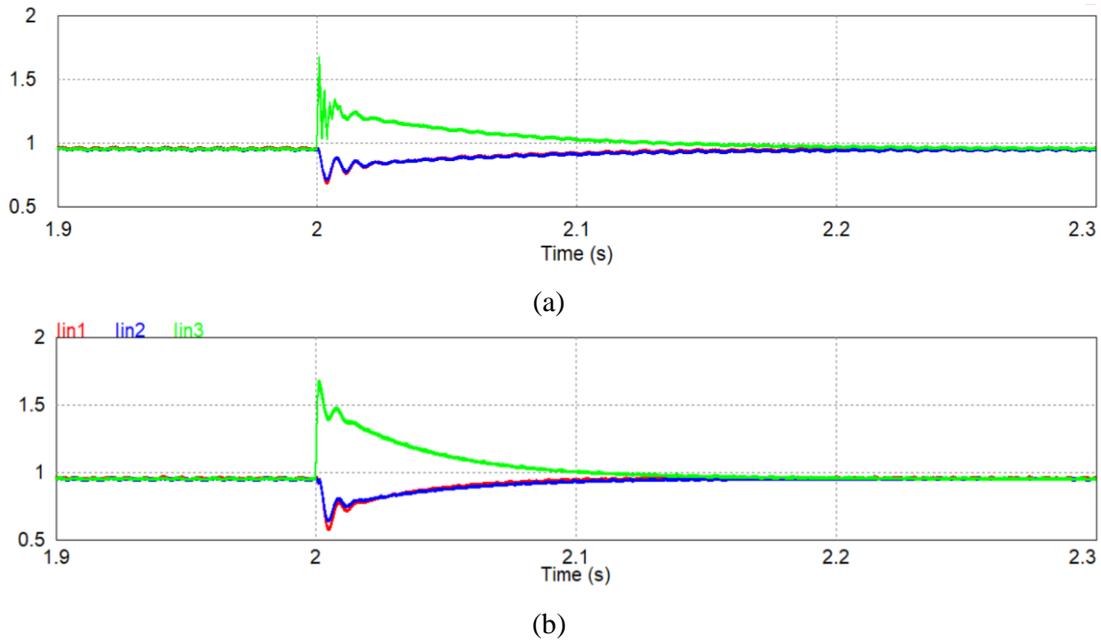


Figura 6.17. Corriente de entrada [A] de PPC 1 (rojo), PPC 2 (azul) y PPC 3 (verde), obtenidas en simulación de cambio en razón de vueltas de PPC 3. (a) Método 1. (b) Método 2.

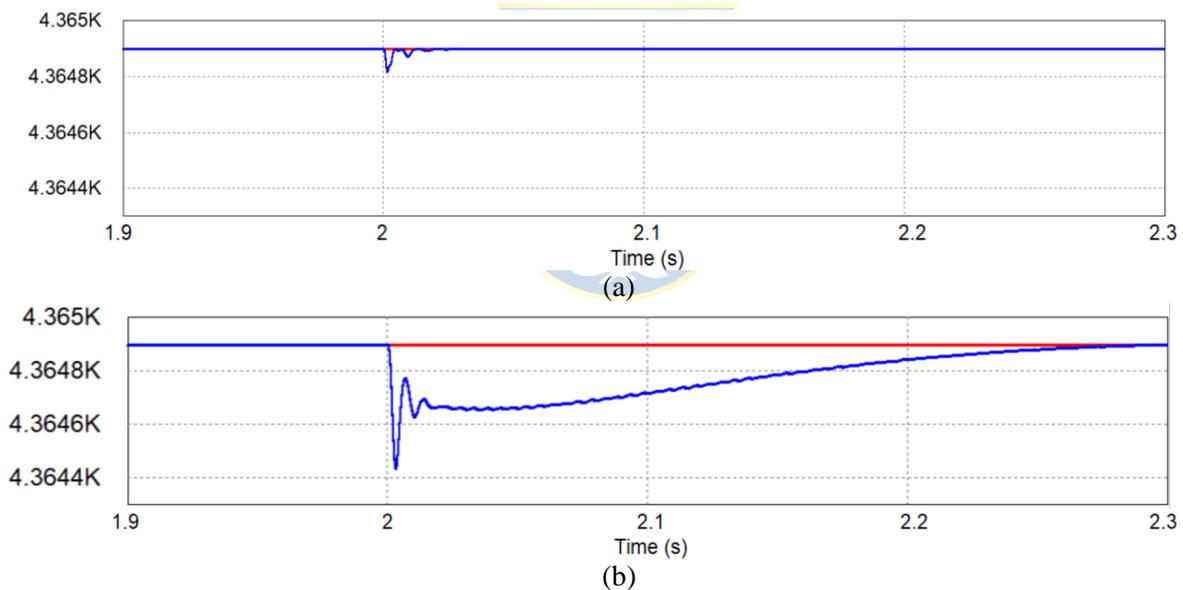
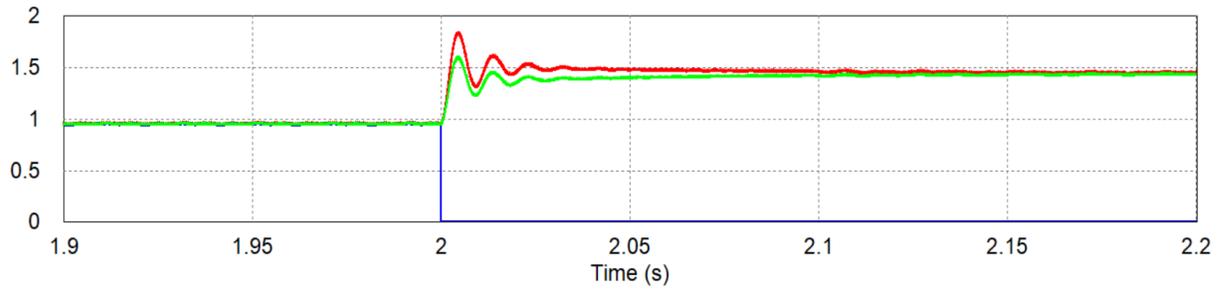


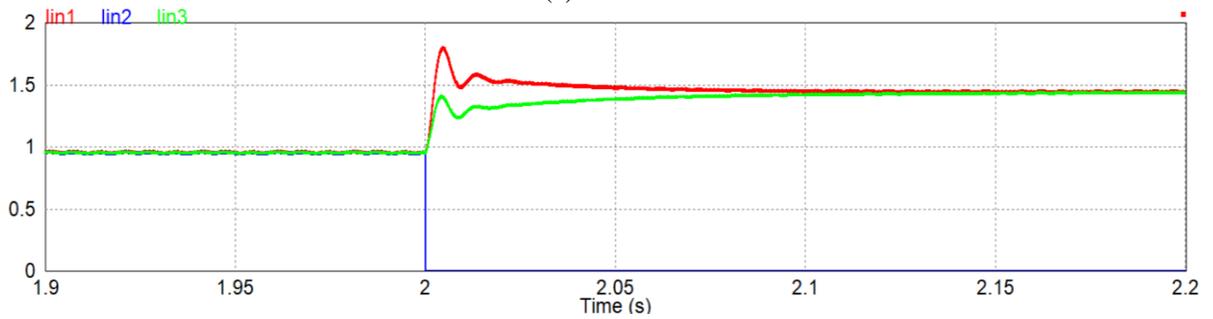
Figura 6.18. Potencia máxima [W] (azul) y potencia generada (rojo), del módulo PV, obtenidas en simulación de cambio en razón de vueltas de PPC 3. (a) Método 1. (b) Método 2.

6.5.6 Desconexión de un PPC

En esta sección se muestran los resultados de simulación de la desconexión de un PPC. Las corrientes de entrada de los PPC en ambos métodos convergen en un tiempo similar, presentando el método 2 un peak menor de corrientes. Por otro lado, en estas condiciones la potencia generada con el método 2 converge más lento, lo cual se debe a una respuesta más lenta de los ciclos de trabajo de los PPC, convergiendo entonces más lento los voltajes.

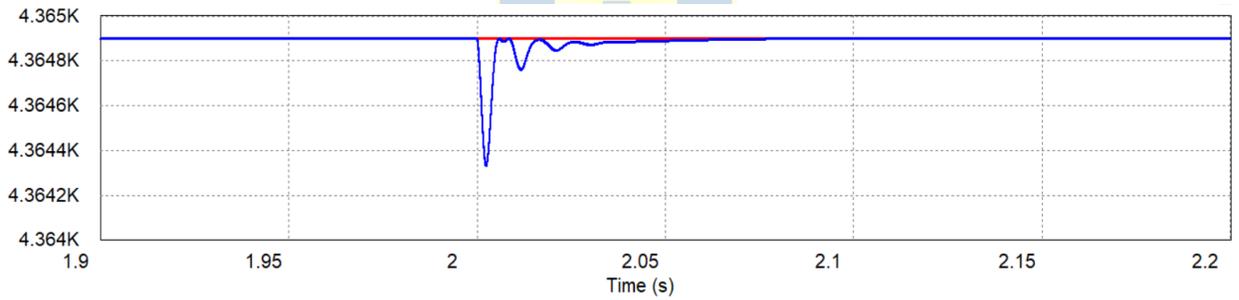


(a)

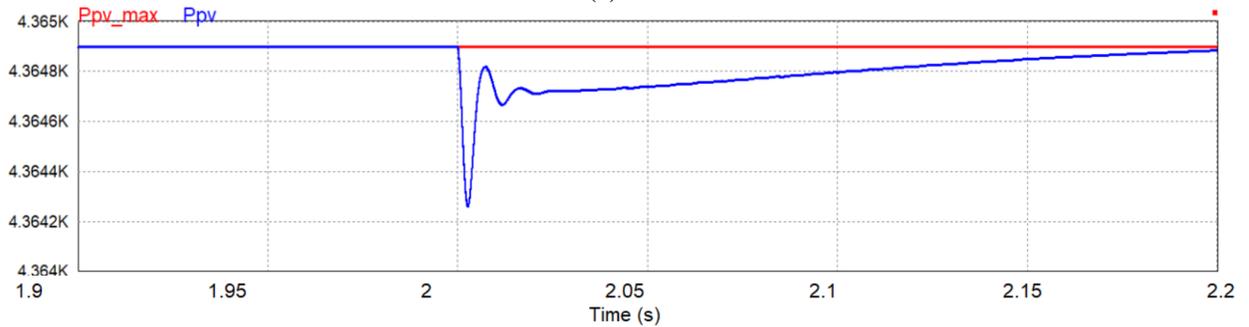


(b)

Figura 6.19. Corriente de entrada [A] de PPC 1 (rojo), PPC 2 (azul) y PPC 3 (verde), obtenidas en simulación de desconexión de PPC 2. (a) Método 1. (b) Método 2.



(a)



(b)

Figura 6.20. Potencia máxima [W] (azul) y potencia generada (rojo), del módulo PV, obtenidas en simulación de desconexión de PPC 2. (a) Método 1. (b) Método 2.

6.6. Discusión y Conclusiones

Con respecto a los sistemas de control en sistemas fotovoltaicos:

- El inversor se encarga de controlar el factor de potencia en la red AC y su voltaje de enlace DC, mientras que los convertidores DC/DC se encargan del MPPT.
- Los PPC entrelazados en IPOS no requieren un método de control de Balance de Potencias, mientras que para la configuración IPOP sí se recomienda ya que en ésta sí es probable que existan desbalances considerables.

Con respecto al Balance de Potencias, ambos métodos estudiados presentan resultados muy similares. Además, se debe tener en cuenta que los resultados varían según el diseño de los controladores PI, por lo tanto, se concluye que ambos métodos cumplen con su objetivo de forma similar entre sí en términos de desempeño. Por otro lado, al comparar estos métodos se pueden destacar otras características, como, por ejemplo:

- Los métodos 1 y 2 de Balance de Potencias requieren una sonda de corriente en la entrada de cada PPC, además de los medidores de corriente y voltaje de generación del módulo PV, necesarios para el MPPT.
- El método 2 de Balance de Potencias es más propenso a presentar oscilaciones en las corrientes de entrada de los PPC, ya que éstas utilizan como referencia la corriente promedio, lo cual significa que al oscilar uno de éstos también oscilan los otros. Por otro lado, en el método 1 los PPC se aproximan al PPC Maestro, cuya corriente depende directamente del MPPT.
- La convergencia del MPPT es más segura con el método 2, ya que el método 1 presenta los errores de los controladores PI, mientras que con el método 2 se pueden considerar los PPC como sólo un gran PPC cuyo ciclo de trabajo es el comandado por el MPPT. Esto último se debe a que el promedio de los ciclos de trabajo de los PPC es igual al comandado por el MPPT.
- Frente a la falla o mantenimiento de uno de los PPC, se puede utilizar un bypass para continuar operando, y así mejorar la confiabilidad de la fase DC/DC. Para esto, el método 1 debe ser capaz de adaptarse en caso de que falle el convertidor Maestro, cambiando el algoritmo de tal manera que otro PPC tome su puesto de Maestro. Por otro lado, en el método 2, al fallar el convertidor n se debe cambiar el algoritmo para que otro convertidor tome su puesto y, además, cualquiera sea el PPC que falle, se debe calcular el promedio de las corrientes sin considerar el PPC que se encuentre en falla.

- El Método 2 requiere un mejor procesador, puesto que requiere una mayor cantidad de operaciones. Éste es 18,6 % más lento que el Método 1, para la tarjeta DSP TMS320F28335 utilizada como ejemplo.



Capítulo 7. Conclusiones

7.1. Sumario

En este trabajo, se realizaron simulaciones mediante modelos matemáticos y circuitales de sistemas fotovoltaicos, con el fin de evaluar comportamiento de formas de onda y eficiencia de la fase de conversión DC/DC, y desempeño de sistemas de control. La metodología utilizada para llevar a cabo esta tarea se dividió principalmente en la recopilación de información de trabajos previos, la obtención de modelos matemáticos del comportamiento de los sistemas en función del tiempo, la evaluación de las distintas topologías y la obtención de modelos matemáticos de eficiencia en función del punto de operación del módulo fotovoltaico. Luego, se añadieron los sistemas de control necesarios y se estudió la necesidad de implementar un sistema de control de potencias.

En la recopilación de información de trabajos previos, se realizó una revisión de libros y artículos científicos para encontrar información de temas como el método de modulación de inversores y convertidores DC/DC, cálculo de filtros y de pérdidas en los convertidores, tipos de convertidores de potencia parcial, tipos de conexiones entrelazadas de convertidores DC/DC y sistemas de control. Con los conocimientos adquiridos se hizo posible comenzar a obtener los modelos matemáticos.

Al obtener los modelos matemáticos en función del tiempo, éstos se utilizan en ejes dq para encontrar las moduladoras que permiten operar al sistema en el punto deseado en cada una de las topologías. Las moduladoras se utilizaron en PSIM para observar el comportamiento del sistema.

Una vez funcionando correctamente los modelos de PSIM, con las moduladoras y los filtros calculados para cada topología, evaluaron las distintas topologías mediante un análisis de sensibilidad ante diferencias entre convertidores en configuraciones entrelazadas, formas de onda y eficiencia, calculando las pérdidas en cada componente del sistema para realizar una comparación entre éstos. Cabe destacar que para el cálculo de eficiencia se consideraron todos los convertidores y sus filtros exactamente iguales entre sí. Además, no se consideraron las pérdidas en los conductores, y la red AC se consideró balanceada.

Luego, se realizó una comparación de las topologías de una manera más global mediante un modelo matemático de eficiencia en función del punto de operación del módulo fotovoltaico. Esta vez no se consideró un punto de operación específico, sino que se calculó la eficiencia para todo el rango

de operación del panel, permitiendo observar en qué ocasión se comporta mejor cada una de las topologías, para obtener finalmente las conclusiones.

Por último, se implementaron los sistemas de control necesarios y se estudió la necesidad de un control de potencias mediante el análisis sensibilidad del flujo de potencia de los convertidores ante variaciones en su impedancia, y se realizó una comparación de los métodos de control de potencias mediante un análisis teórico y simulaciones.

7.2. Conclusiones

1. El uso de convertidores en configuración de potencia parcial mejora el desempeño de éstos de forma considerable, tanto en términos de eficiencia como en niveles de ripples. Ambos dependen del porcentaje de potencia que fluye a través de éste, el cual a su vez depende del ciclo de trabajo de los convertidores. Esta última dependencia se especifica en la tabla 3.1.
2. Las pérdidas en cada componente de la conversión DC/DC varían según la configuración utilizada. Al comparar las pérdidas de n PPC entrelazados y un PPC individual, para un mismo tipo de PPC, se obtiene que:
 - Las pérdidas en los filtros son similares para un PPC individual y para n convertidores en IPOS, pero la configuración IPOPOP presenta menores pérdidas en filtros, debido al desfase de portadoras. Esto se debe a que el desfase de n PPC en IPOPOP permite que la capacitancia del filtro LC de salida sea n veces menor, reduciendo entonces sus pérdidas asociadas.
 - Las pérdidas en los transistores IGBT son similares en IPOS e IPOPOP. Además, al utilizar n convertidores entrelazados, las pérdidas de conducción son n veces menores que para un PPC individual, pero las pérdidas de conmutación son n veces mayores.
 - Las pérdidas en las bobinas primarias de los transformadores en configuraciones entrelazadas son n^2 veces menores. Las bobinas secundarias en IPOS tienen pérdidas n veces menores, y en IPOPOP son n^2 veces menores.
 - En IPOS, las pérdidas en diodos son n veces mayores, y en IPOPOP, las pérdidas debido a la caída de voltaje V_F se mantienen, y las pérdidas por conducción, debido a R_F , disminuyen n veces.
3. La configuración entrelazada IPOS es peor que un PPC individual, en términos de eficiencia. Por otro lado, ésta entrega niveles más bajos de ripples (asociados a la frecuencia de conmutación DC/DC) que un PPC individual, lo cual disminuye el estrés en los filtros y

aumenta la confiabilidad del sistema. Además, el uso de configuraciones entrelazadas puede permitir que el sistema siga operando en caso de que uno de los convertidores falle, lo cual también aumenta la confiabilidad.

4. La configuración entrelazada IPOP tiene menores pérdidas en filtros, transformadores y diodos. Además, reduce las pérdidas de conducción en los transistores IGBT. Sin embargo, aumenta las pérdidas de conmutación de los IGBT, que se deben voltaje de entrada. Esto implica que, sólo en puntos de operación en que la corriente es baja y el voltaje es alto, la eficiencia es mejor al utilizar un PPC individual. Además, la configuración IPOP, al igual que la IPOS, aumenta la confiabilidad del sistema.
5. Las pérdidas en PPC tipo II siempre son mayores que en PPC tipo I, al utilizar la misma cantidad de convertidores. La principal razón por la que se produce esto, es porque los valores de corrientes y voltajes, de entrada y salida, para un PPC tipo II, siempre son iguales o mayores que para un PPC tipo I, provocando que las pérdidas en transistores y diodos se eleven y pudiendo producir diferencias importantes de eficiencia entre cada tipo.
6. Suponiendo que las resistencias asociadas a cada PPC son diferentes, en configuraciones entrelazadas, la topología IPOS se presenta poco sensible a estas diferencias, fluyendo prácticamente la misma potencia por cada convertidor en el ejemplo de la sección 3.3.2, puesto que la diferencia depende sólo de la pérdida de potencia en los condensadores de los filtros. Por otro lado, la configuración IPOP es altamente sensible a estas diferencias, ya que ésta topología se comporta como un divisor de corriente, pues los convertidores presentan iguales voltajes entre sí, en entradas y salidas.
7. Se concluye que la mejor topología en términos de eficiencia está compuesta por PPC tipo I, y puede ser de un PPC individual o de configuraciones entrelazadas en conexión IPOP. Esto depende de los valores de voltajes y corrientes de máxima potencia del módulo fotovoltaico a lo largo de cada día del año, y para escoger la cantidad óptima de convertidores se pueden utilizar las ecuaciones vistas en el Capítulo 5.
8. Debido a la sensibilidad de la potencia que fluye a través de los PPC en IPOP, se recomienda utilizar un sistema de balance de potencias. Para esto se presentaron dos métodos, los cuales presentan características similares en términos de desempeño. Sin embargo, el Método 1 requiere de un procesador más simple y también el sistema de control ante falla de un convertidor es más simple. En el ejemplo realizado para una tarjeta DSP existente, el método 2 es un 18,6 % más lento que el Método 1.

7.3. Trabajo Futuro

Como trabajo futuro, se pueden utilizar las ecuaciones y resultados obtenidos en el presente estudio para hacer una comparación de las pérdidas en términos de energía al año, calculando el voltaje y la corriente de máxima potencia de los paneles en cada hora del año. Esto es viable ya que se encuentran registros en internet de datos como temperatura y radiación para cada hora del año, en distintas zonas de Chile y del planeta.

Además de lo anterior, se puede hacer un análisis de las topologías entrelazadas con PPC utilizando configuraciones distribuidas, es decir, conectando cada submódulo fotovoltaico con su propio convertidor DC/DC, con el fin de poder realizar MPPT en cada submódulo y mantener a cada uno de éstos en su punto de máxima potencia, incluso en condiciones de sombreado parcial.



Capítulo 8. Bibliografía

- [1] S. Z. Mohammad Noor, A. M. Omar, N. N. Mahzan and I. R. Ibrahim, "A review of single-phase single stage inverter topologies for photovoltaic system," 2013 IEEE 4th Control and System Graduate Research Colloquium, 2013, pp. 69-74.
- [2] H. Almasi, J. Panterlis, M. Alian and M. Alian, "Comparison Between two 10MW Solar Plant with Central and Distributed Inverters," 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2019, pp. 831-835.
- [3] Kumar and V. Verma, "Performance enhancement of single phase grid connected PV system under partial shading using cascaded multilevel converter," 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), 2016, pp. 1-6 [3].
- [4] T. Wu, C. Chang, L. Lin and C. Kuo, "Power Loss Comparison of Single- and Two-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 26, no. 2, pp. 707-715, June 2011.
- [5] J. Zhao, K. Yeates and Y. Han, "Analysis of high efficiency DC/DC converter processing partial input/output power," Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013 IEEE 14th Workshop on, Salt Lake City, UT, 2013, pp. 1-8.
- [6] J. Rojas, H. Renaudineau, S. Kouro and S. Rivera, "Partial power DC-DC converter for electric vehicle fast charging stations," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017, pp. 5274-5279.
- [7] Zapata, J.W.; Kouro, S.; Carrasco, G.; Renaudineau, H. "Step-Up Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage PV Systems with Interleaved Current Performance". Energies 2018, 11, 357.
- [8] J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, H. Renaudineau and T. A. Meynard, "Analysis of Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Systems," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 591-603, March 2019.

- [9] B. Chen, Y. Wang, Y. Tian and S. Wei, "Current Sharing/Voltage Sharing Control Strategy for Cascaded DC/DC Converter in Photovoltaic DC Collection System," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), 2018, pp. 1397-1402.
- [10] M. G. Kashani, M. Mobarrez and S. Bhattacharya, "Variable interleaving technique for photovoltaic cascaded DC-DC converters," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, pp. 5612-5617.
- [11] F. Flores-Bahamonde, J. Rojas, S. Kouro, A. M. Llor, C. A. Rojas and M. A. Perez, "Sub-modular Power Optimizers Based on Partial Power Converters for Utility Scale PV Plants," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019, pp. 4423-4428.
- [12] Y. Lian, D. Holliday and S. Finney, "Modular input-parallel-output-series DC/DC converter control with fault detection and redundancy," 11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, 2015, pp. 1-8.
- [13] S. Zhang and X. Yu, "A Unified Analytical Modeling of the Interleaved Pulse Width Modulation (PWM) DC-DC Converter and Its Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 11, pp. 5147-5158, Nov. 2013.
- [14] S. Mondal, P. K. Gayen and K. Gupta, "Study on Impact of LC-Filter Parameters Under Variable Loading Conditions of Three-Phase Voltage Source Inverter," 2018 IEEE Electron Devices Kolkata Conference (EDKCON), 2018, pp. 132-136.
- [15] Marian K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC/DC Power Converters*, 2nd ed., pp. 340-343.
- [16] A. Hasnain and N. Kondrath, "Investigation into Component Losses and Efficiency of a Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter," IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018, pp. 1273-1278.
- [17] R. Maurya, S. R. Arya and A. P. Raj, "Experimental evaluation of interleaved DC-DC converters for maximum PV power tracking," 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON), 2016, pp. 1-6.

- [18] R. Kosenko and I. Roasto, "A MPPT control method for full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converter," 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2015, pp. 1-5.
- [19] L. Qu, D. Zhang and B. Zhang, "Active input voltage sharing control scheme for input series output parallel DC/DC converters," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017, pp. 744-750.
- [20] Bo Chen, Yi Wang, Yanjun Tian and Shilei Wei, "Current Sharing/Voltage Sharing Control Strategy for Cascaded DC/DC Converter in Photovoltaic DC Collection System", 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia).
- [21] Arafat Hasnain and Nisha Kondrath, "Investigation into Component Losses and Efficiency of a Bidirectional Full-Bridge DC/DC Converter", IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.
- [22] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, Renewables 2018 Global Status Report, available at <http://www.ren21.net>, 2018.
- [23] W. Yang and M. Wang, "Impedance Modeling and Output Impedance Coupling Analysis of Three-Phase Grid-Connected Inverters," 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2018, pp. 1-5.
- [24] J. J. Silva, J. R. Espinoza, J. A. Rohten, E. S. Pulido, F. A. Villarroel and M. L. Andreu, "A Novel Simplified Implementation of Finite-Set Model Predictive Control for Power Converters," in IEEE Access, vol. 9, pp. 96114-96124, 2021.
- [25] World's largest photovoltaic power stations, Wikipedia, available at https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_photovoltaic_power_stations.
- [26] W. Hu, C. Chen, S. Duan, W. Wan, L. Song and J. Zhu, "Decoupled Average Current Balancing Method for Interleaved Buck Converters with Dual Closed-Loop Control," 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020, pp. 578-583.
- [27] Página personal del Prof. José R. Espinoza C., <http://www2.udec.cl/jose.espinoza/>.