



UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

Acople DC-DC con ripple regulable entre sistema fotovoltaico y electrolizador para producción de hidrógeno verde

Tesis para optar al título de
Ingeniero Civil Electrónico

Alumno
Ítalo Silvio Sessarego Ramírez

Guía de Tesis/Profesor Supervisor
Dr. Samir Kouro Renaer

Revisores/Comisión Co-Referente
Dr. Christian Rojas

27 de mayo de 2026, Valparaíso, Chile



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): Memoria o trabajo de título Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Acople DC-DC con ripple regulable entre sistema fotovoltaico y electrolizador para producción de hidrógeno verde.

Nombre del candidato(a): Italo Silvio Sessarego Ramírez

Carrera / Grado: Ingeniería civil electrónica.

Campus: Casa central Departamento: Electrónica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Samir Felipe Kouro Renaer, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por (marcar una opción):

6 meses 12 meses 2 años 3 años 5 años 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 27-05-2026

Firma: 

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 27-05-2026

Firma: 

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

Citas citables...
-Reader's Digest

Dedicatoria

AGRADECIMIENTOS

ME gustaría agradecer a todas esas personas que fueron un apoyo incondicional en mi formación como profesional, a mis padres por siempre ser el pilar fundamental que me mantuvo mirando hacia adelante sin importar los inconvenientes o las dificultades que se encontraban en el proceso, su amor y apoyo son las razones de que yo este aquí y que haya llegado hasta este punto. A mis hermanas que siempre entregaron su tiempo para aconsejarme y guiarme a partir de sus experiencias y cuidar a su hermanito en todo momento tanto en las buenas como en las malas. A mis compañeros de universidad y amigos cercanos, ya que sin ellos mi experiencia universitaria habría tomado una ruta muy diferente y desde mi perspectiva, fue la mejor experiencia que pude haber tenido gracias a ellos. Y finalmente a mi profesor guía, que siempre estuvo dispuesto a ayudarme cuando lo necesitaba, a motivarme y recordarme que el haber llegado hasta este punto, no es una tarea cualquiera, sino un desafío que requiere mucho esfuerzo y demuestra nuestro valor como estudiantes y futuros profesionales. Una vez más, muchas gracias a todos, porque esté trabajo no sería posible sin el apoyo incondicional que todos ustedes me brindaron.

Ítalo Silvio Sessarego Ramírez

RESUMEN

LA capacidad del ser humano para progresar y avanzar de forma tecnológica ha marcado varios puntos clave en el transcurso de la historia, desde simples invenciones hasta otras revolucionarias. En la actualidad, el desarrollo sigue constante y uno de los mayores puntos de apoyo para hacer posible dicho avance corresponde a la presencia del combustible, varios procesos industriales y cotidianos han requerido el uso de combustibles para el desarrollo del día a día. Sin embargo, dado que el combustible fósil corresponde a un recurso natural con una cantidad limitada en el planeta, su combustión también afecta de forma crítica al medio ambiente. Es ahí donde se integran las energías renovables, ya sean eólicas, solares, hidráulicas, entre otras, siendo estas las principales. Gracias a la motivación de pasar a combustiones más amigables para el medio ambiente, entra en el campo el hidrógeno verde, dicho recurso corresponde a un método de almacenamiento de energía, cuya producción y combustión están libre de emisiones de carbono hacia el medio ambiente. Su producción es efectuada mediante el proceso de electrólisis, donde se ocupan las energías renovables como fuentes de energía para el proceso de producción. Este estudio busca conseguir un modelo de conversión de energía, que permita realizar una conexión directa entre el sistema fotovoltaico y el electrolizador con el objetivo de alargar la vida útil del electrolizador mediante control de rizado de corriente, sin afectar los niveles de producción.

Palabras Claves

Hidrógeno verde; Sistema fotovoltaico; Electrolizador PEM; Conversión DC-DC; Convertidor interleaved dual boost; Convertidor interleaved dual buck; MPPT; Ripple de corriente; Electrónica de potencia; Simulación en PLECS.

ABSTRACT

Humanity's capacity for technological progress and advancement has marked several key milestones throughout history, from simple inventions to revolutionary ones. Currently development remains constant, and one of the greatest pillars enabling this progress is the availability of fuel; various industrial and everyday processes have required the use of fuels for daily operations.

However, since fossil fuel is a natural resource with a limited quantity on the planet, its combustion also critically affects the environment. This is where renewable energies such as wind, solar and hydraulic, among others, come into play. Driven by the motivation to shift towards more environmentally friendly combustion, green hydrogen enters the field. This resource serves as an energy storage method whose production and combustion are free of carbon emissions into the environment.

Its production is carried out through the process of electrolysis, using renewable energies as power sources. This study seeks to achieve an energy conversion model that allows for a direct connection between a photovoltaic system and the electrolyzer, with the objective of extending the electrolyzer's lifespan through current ripple control, without affecting production levels.

Keywords

Green hydrogen; Photovoltaic system; PEM electrolyzer; DC-DC conversion; Interleaved dual boost converter; Interleaved dual buck converter; MPPT; Current ripple; Power electronics; PLECS simulation.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VII
ÍNDICE DE TABLAS	X
ABREVIACIONES	XI
SIMBOLOGÍA	XII
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Objetivo general	2
1.2. Objetivos específicos	2
1.3. Descripción de capítulos	3
2. ESTADO DEL ARTE	5
2.1. Introducción al hidrógeno verde	5
2.2. Acople DC de electrolizadores	7
2.2.1. Sistema fotovoltaico con doble convertido DC-DC en serie	7
2.2.2. Sistema fotovoltaico con batería en el bus intermedio	8
2.2.3. Batería y sistema fotovoltaico como fuentes independientes para el electrolizador	8
2.2.4. Batería conectada al bus intermedio	8
2.3. Topologías de convertidores DC-DC empleados en hidrógeno verde	9
2.3.1. Convertidor Boost	10
2.3.2. Convertidor Buck	11

2.3.3.	Convertidor Buck-Boost	11
2.3.4.	Convertidores multicanal entrelazados	12
2.3.5.	Convertidores con aislamiento galvánico en sistemas de electrólisis	13
3.	CONFIGURACIÓN PROPUESTA	15
3.1.	Representación estructural del sistema	15
3.2.	Interleaved dual buck	18
3.2.1.	Topología del DBC	19
3.2.2.	Estados de conmutación del DBC	19
3.2.3.	Extensión multi-canal del convertidor DBC	21
3.3.	Interleaved dual boost	24
3.3.1.	Descripción de la topología Dual Boost	24
3.3.2.	Estados de conmutación y principio de operación	25
3.3.3.	Relación de conversión y ecuaciones fundamentales	27
3.3.4.	Extensión multi-canal del convertidor Dual Boost	28
3.4.	Modelado del electrolizador PEM	29
3.4.1.	Comportamiento eléctrico y modelo adoptado	31
3.5.	Modelado del sistema fotovoltaico	33
3.5.1.	Modelo matemático del módulo	35
3.5.2.	Curvas características I-V y P-V	35
3.5.3.	Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)	37
3.6.	Control	39
3.6.1.	Lazo de control del convertidor interleaved dual buck	39
3.6.2.	Balance de los condensadores	43
3.6.3.	Lazo de control del convertidor interleaved dual boost	45
3.6.4.	MPPT	48
3.6.5.	Controladores PI con saturación y anti-Windup	50
4.	SIMULACIONES	53
4.0.1.	Sistema fotovoltaico	53
4.0.2.	Convertidor multi-nivel dual boost	54
4.0.3.	Convertidor multi-nivel dual buck y electrolizador	55
4.0.4.	Condiciones iniciales	56
4.1.	Implementación en PLECS	57
4.1.1.	Implementación del sistema fotovoltaico	57
4.1.1.1.	Estructura general del subsistema PV	57
4.1.1.2.	Implementación de perfil de irradiancia y temperatura	57
4.1.1.3.	Modelo interno del panel fotovoltaico	58
4.1.2.	Implementación del convertidor interleaved dual boost y MPPT	62

4.1.2.1.	Estructura general del lazo de control	64
4.1.2.2.	Implementación de los controladores PI del lazo de corriente	65
4.1.2.3.	Implementación del algoritmo MPPT	65
4.1.2.4.	Generación de señales PWM del convertidor interleaved dual boost	68
4.1.3.	Implementación del convertidor interleaved dual buck y balance del bus DC	70
4.1.3.1.	Estructura del lazo de control interleaved dual buck	71
4.1.3.2.	Implementación de los controladores PI del lazo de corriente	72
4.1.3.3.	Implementación del lazo de balance del bus DC	73
4.1.3.4.	Generación de señales PWM del interleaved dual buck	75
4.1.3.5.	Modelo completo del sistema	77
4.2.	Resultados	77
4.2.1.	Convertidor interleaved dual boost y MPPT	78
4.2.2.	Desplazamiento del punto de máxima potencia en función de la temperatura	79
4.2.3.	Convertidor interleaved dual buck y balance del bus DC	84
4.2.4.	Respuesta del enlace DC frente a variaciones del MPPT	84
4.3.	Conclusiones	91

BIBLIOGRAFÍA

93

Índice de figuras

2.1. Categorización para medios de producción de hidrógeno [5]	5
2.2. Consumo total de energía en diversos medios [6]	6
2.3. Configuraciones de acople DC entre PV y electrolizador: (a) configuración de doble etapa DC-DC, (b) configuración de doble etapa con almacenamiento en el bus DC, (c) configuración con almacenamiento acoplado a la carga, (d) configuración con almacenamiento acoplado a la fuente	7
2.4. Tipos de convertidores: (a) Convertidor DC-DC sin aislación galvánica, (b) Convertidor DC-DC con aislación galvánica	9
2.5. Convertidor Boost	11
2.6. Convertidor Buck [13]	12
2.7. Convertidor Buck-boost [4]	12
2.8. convertidor buck multi-nivel [2]	13
2.9. Convertidores DC-DC: (a) Convertidor puente completo con toma central, (b) Convertidor push pull [4]	14
3.1. Diagrama general del sistema	16
3.2. Convertidores DC-DC: (a) Interleaved dual boost, (b) Interleaved dual buck	16
3.3. Diagrama eléctrico de la alimentación y la salida: (a) Modelo del sistema fotovoltaico, (b) Modelo del electrolizador	17
3.4. Circuito de potencia del convertidor dual buck con conexión al electrolizador.	19
3.5. Estados de conmutación del convertidor dual buck: (a) señal de S1 y S2 encendidas, (b) señal de S1 encendida y señal de S2 apagada, (c) señal de S1 apagada y señal de S2 encendida, (d) señal de S1 y S2 apagadas	20
3.6. Conmutaciones del convertidor multi-nivel dual buck	22
3.7. Esquema del convertidor multi-nivel dual buck	23
3.8. Esquema del convertidor dual boost	24

3.9. Estados de conmutación del convertidor dual buck: (a) señal de S1 y S2 encendidas, (b) señal de S1 encendida y señal de S2 apagada, (c) señal de S1 apagada y señal de S2 encendida, (d) señal de S1 y S2 apagadas	26
3.10. Conmutaciones del convertidor multi-nivel dual boost	27
3.11. Esquema del convertidor multi-nivel dual boost	30
3.12. Electrolizador PEM	31
3.13. Comparación de eficiencia a (50Hz) con diversos factores de ripple [7]	31
3.14. Modelado del electrolizador PEM	32
3.15. Arreglo fotovoltaico del sistema a modelar	33
3.16. Representación de celda PV	33
3.17. Curvas de comportamiento del sistema PV [1]	36
3.18. Diagrama de flujo del algoritmo P&O [1]	37
3.19. Curvas de seguimiento del MPPT [1]	38
3.20. Lazo de control del convertidor dual buck	39
3.21. Lazo de control del convertidor multi-nivel dual buck	40
3.22. PWM del convertidor interleaved dual buck	42
3.23. Lazo de control para referencia de tensión bus DC	43
3.24. Lazo de control para balance de condensadores bus DC	44
3.25. Lazo de control de convertidor dual boost	46
3.26. Lazo de control de convertidor multi-nivel dual boost	47
3.27. PWM del convertidor interleaved dual boost	48
3.28. Lazo de control del MPPT	49
4.1. Implementación del sistema fotovoltaico	58
4.2. Bloques de temperatura	59
4.3. Bloque de irradiancia	59
4.4. Bloque externo del panel fotovoltaico	62
4.5. Estructura interna del panel fotovoltaico	62
4.6. Bloques de temperatura	63
4.7. Bloque de irradiancia	63
4.8. Lazo de control de corriente del convertidor PLECS	64
4.9. Controlador PI para lazos de corriente del convertidor en PLECS	64
4.10. Límites de saturación de salida para el lazo de control de corriente convertidor interleaved dual boost	65
4.11. Bloques de Saturación para el convertidor interleaved dual boost	66
4.12. Controlador PI asociado al MPPT en PLECS	66
4.13. Lazo de control MPPT	67
4.14. Lógica interna del bloque MPPT	67
4.15. Bloques de retardo	68

4.16. Parametrización del bloque switch	68
4.17. Modulador PWM del convertidor interleaved dual boost	69
4.18. Parametrización de señales triangulares TW1 y TW2	70
4.19. Parametrización de señal triangular TW3	70
4.20. Lazo de control del convertidor interleaved dual buck	71
4.21. Bloques de Saturación para el convertidor interleaved dual buck	72
4.22. Controlador PI para lazos de control de interleaved dual buck	73
4.23. Lazo de control de balance del bus DC	73
4.24. Bloques de Saturación de los controladores PI para la sección de control para el balance de los condensadores	74
4.25. Estructura del controlador PI para el lazo balance	74
4.26. Estructura del controlador PI para el lazo de referencia del bus DC	75
4.27. Modulador PWM del convertidor interleaved dual buck	75
4.28. Parametrización de señales triangulares TW6 y TW7	76
4.29. Parametrización de señales triangulares TW8 y TW9	76
4.30. Parametrización de señales triangulares TW10 y TW11	77
4.31. Modelo del sistema fotovoltaico-electrolizador con conversión DC-DC	78
4.32. Respuesta del convertidor interleaved dual boost y MPPT ante cambio de T° ($25^\circ \rightarrow 15^\circ$) en 4(s)	80
4.33. Respuesta del convertidor interleaved dual boost y MPPT ante cambio de T° ($15^\circ \rightarrow 35^\circ$) en 8(s)	81
4.34. Señales portadoras del modulador PWM para el convertidor interleaved dual boost	82
4.35. Curva de tensión-potencia del modelo MPPT	83
4.36. Respuesta del convertidor interleaved dual buck y bus DC ante cambio de T° ($25^\circ \rightarrow 15^\circ$) en 4(s)	85
4.37. Respuesta del convertidor interleaved dual buck y bus DC ante cambio de T° ($15^\circ \rightarrow 35^\circ$) en 8(s)	86
4.38. Señales portadoras del modulador PWM para el convertidor interleaved dual buck	87
4.39. Efecto de la tensión MPPT en el bus DC	88
4.40. Corrientes de las ramas del convertidor interleaved dual buck.	89

Índice de tablas

4.1. Parámetros del arreglo fotovoltaico	54
4.2. Parámetros de la simulación del arreglo fotovoltaico	54
4.3. Parámetros Interleaved dual boost	55
4.4. Parámetros Interleaved dual buck	56
4.5. Evaluación del efecto interleaved sobre el ripple de corriente.	90

ABREVIACIONES

Mayúsculas

AC	: corriente alterna
DC	: corriente continua
DC-DC	: conversión de corriente continua a corriente continua
PV	: fotovoltaico
AW	: anti-windup/anti-enrollamiento
PEM	: membrana de intercambio protónico
MPPT	: seguimiento del punto de máxima potencia
MPP	: punto de máxima potencia
P&O	: perturbación y observación (método MPPT)
PI	: controlador proporcional-integral
PWM	: modulación por ancho de pulso
CCM	: modo de conducción continua
RMS	: valor eficaz
ZOH	: retención de orden cero
PLECS	: plataforma de simulación PLECS

Minúsculas

dc	: corriente continua
ac	: corriente alterna

SIMBOLOGÍA

Magnitudes eléctricas

V_{dc}	: tensión del bus DC
V_{el}	: tensión del electrolizador
V	: tensión eléctrica
I	: corriente eléctrica
P	: potencia eléctrica
R_{el}	: resistencia equivalente del electrolizador

Parámetros de conversión y conmutación

d	: ciclo de trabajo (duty cycle)
f_p	: frecuencia portadora del PWM
f_{p1}	: frecuencia portadora del PWM

Parámetros de control

K_p	: ganancia proporcional
K_i	: ganancia integral
K_{pi}	: ganancia proporcional del lazo de corriente
K_{ii}	: ganancia integral del lazo de corriente
K_{pc}	: ganancia proporcional del lazo de balance del bus DC
K_{ic}	: ganancia integral del lazo de balance del bus DC
K_{pt}	: ganancia proporcional del lazo de control del nivel del bus DC
K_{it}	: ganancia integral del lazo de control del nivel del bus DC
E_1	: límite de error (parámetro de saturación en el control)

E_{mppt} : límite de error asociado al lazo MPPT

Variables del MPPT

Δv : perturbación (paso) de tensión aplicada por el MPPT

$K_{p,mppt}$: ganancia proporcional del controlador MPPT

Dt_{mppt} : intervalo temporal de actualización del MPPT

Elementos del convertidor (parámetros y etiquetas)

L : inductancia

L_1 : inductancia del inductor 1

L_2 : inductancia del inductor 2

C : capacitancia

C_1 : capacitancia del condensador 1

C_2 : capacitancia del condensador 2

S_1 : interruptor (conmutador) 1

S_2 : interruptor (conmutador) 2

Parámetros del modelo fotovoltaico (PLECS)

$SP.N_s$: número de celdas solares en serie del arreglo fotovoltaico

$SP.N_p$: número de ramas en paralelo del arreglo fotovoltaico

$SP.T_n$: temperatura nominal del modelo fotovoltaico

$SP.G_n$: irradiancia nominal

$SP.V_{OC,n}$: tensión nominal de circuito abierto

$SP.I_{SC,n}$: corriente nominal de cortocircuito

$SP.R_s$: resistencia serie equivalente

$SP.R_p$: resistencia paralelo equivalente

$SP.a$: factor de idealidad del diodo (modelo fotovoltaico)

$SP.K_V$: coeficiente térmico de tensión

$SP.K_I$: coeficiente térmico de corriente

INTRODUCCIÓN

Durante las últimas décadas, el desarrollo industrial y el crecimiento de la demanda energética han estado fuertemente sustentados en el uso de combustibles fósiles. Si bien esta matriz ha permitido un aumento sostenido de la productividad y del acceso a energía, también ha generado impactos ambientales relevantes, principalmente debido a las emisiones de gases de efecto invernadero, las cuales se asocian directamente al calentamiento global y a sus consecuencias sobre los ecosistemas, la disponibilidad de recursos y la estabilidad climática.

Como respuesta a este escenario, múltiples países e industrias han impulsado estrategias orientadas a la descarbonización, promoviendo la reducción progresiva de emisiones mediante la incorporación de tecnologías más limpias, mejoras en eficiencia energética y el reemplazo de fuentes convencionales por alternativas sostenibles. En este contexto, la incorporación de energías renovables como la solar y la eólica ha adquirido un rol protagónico, debido a su disponibilidad, disminución de costos y capacidad de generación sin emisiones directas durante la operación.

Sin embargo, la entrada de las energías renovables introduce desafíos técnicos asociados a su variabilidad e intermitencia, especialmente al integrarlas con cargas industriales que requieren condiciones de operación estables. Dentro de las alternativas que han surgido para complementar la transición energética, el hidrógeno verde se posiciona como un vector energético estratégico, dado que permite convertir energía renovable en energía química, posibilitando su almacenamiento, transporte y utilización posterior. Su producción se realiza principalmente mediante electrólisis del agua, proceso que, cuando es alimentado por fuentes renovables, permite obtener hidrógeno con una huella de carbono significativamente reducida.

Aun así, la integración entre sistemas renovables, particularmente sistemas fotovoltaicos, y electrolizadores presenta desafíos relevantes, ya que la fluctuación de la energía disponible puede derivar en perturbaciones eléctricas no deseadas. En particular, el ripple de corriente y tensión en la alimentación del electrolizador puede afectar su desempeño y potencialmente su vida útil, especialmente en tecnologías sensibles como los electrolizadores PEM. Por esta razón, el uso de convertidores DC-DC y estrategias de control adecuadas resulta fundamental para acondicionar la energía, estabilizar variables eléctricas y asegurar una operación confiable.

En el marco de lo anterior, el presente trabajo de tesis desarrolla el diseño e implementación, a nivel de modelado y simulación, de una arquitectura de conversión basada en dos etapas DC-DC. En la etapa de entrada se utiliza un convertidor DC-DC Interleaved Dual Boost conectado al sistema fotovoltaico, el cual incorpora un método MPPT Perturb and Observe (P&O) para maximizar la extracción de potencia. En la etapa de salida se emplea un convertidor DC-DC Interleaved Dual Buck conectado al electrolizador, orientado a la reducción del ripple de corriente y a la entrega de una alimentación más estable. Con ello, se busca contribuir a la integración efectiva de energías renovables en sistemas de producción de hidrógeno verde mediante una solución de electrónica de potencia que mejore la calidad de energía suministrada al electrolizador.

1.1. Objetivo general

Desarrollar el diseño y la validación, a nivel de modelado y simulación, de un sistema de conversión de potencia para la integración de un arreglo fotovoltaico con un electrolizador PEM orientado a la producción de hidrógeno verde, considerando el diseño/modelado de ambos subsistemas (PV y electrolizador), la implementación de una arquitectura de doble etapa DC-DC compuesta por un convertidor Interleaved Dual Boost en la entrada y un convertidor Interleaved Dual Buck en la salida, y la incorporación de una estrategia de control que incluya MPPT Perturb and Observe (P&O) y regulación por controladores PI con PWM, con el propósito de maximizar la extracción de potencia desde el sistema fotovoltaico y reducir el ripple de corriente suministrado al electrolizador, asegurando condiciones de operación estables y técnicamente coherentes con los requerimientos del proceso de electrólisis.

1.2. Objetivos específicos

- Definir los requerimientos de operación del sistema de conversión, estableciendo variables objetivo como potencia entregada al electrolizador, rangos de tensión/corriente y criterios de desempeño asociados a estabilidad y ripple de corriente.

- Diseñar y modelar el sistema fotovoltaico, representando su comportamiento eléctrico

bajo variaciones de irradiancia y temperatura, y estableciendo su acoplamiento con la etapa elevadora DC-DC.

- Diseñar y modelar el electrolizador PEM, representando su comportamiento eléctrico de entrada y su demanda de potencia, de modo consistente con el análisis del ripple de corriente y el régimen de operación.
- Diseñar la etapa DC-DC Interleaved Dual Boost, definiendo estructura, parámetros principales y estrategia de control para permitir el seguimiento del punto de máxima potencia mediante MPPT P&O.
- Diseñar la etapa DC-DC Interleaved Dual Buck, definiendo estructura, parámetros principales y estrategia de control orientada a minimizar el ripple de corriente suministrado al electrolizador.
- Implementar e integrar el sistema completo PV-Boost-Buck-Electrolizador, incorporando la coordinación entre MPPT, regulación de variables eléctricas y modulación PWM.
- Validar el desempeño del sistema mediante simulaciones, cuantificando el seguimiento MPPT, estabilidad de variables, respuesta dinámica ante cambios del recurso solar y nivel de ripple de corriente en el electrolizador.

1.3. Descripción de capítulos

El documento se organiza en cuatro capítulos. En el capítulo 1 se introduce el contexto de la motivación del problema abordado, y se establecen el objetivo general y los objetivos específicos que motivan al desarrollo del trabajo.

En el capítulo 2 se presenta el estado del arte asociado a la producción de hidrógeno verde y a las alternativas de acoplamiento entre sistemas fotovoltaicos y electrolizadores. Asimismo se revisan topologías de convertidores DC-DC empleadas en este tipo de aplicaciones, incluyendo enfoques multicanal entrelazados y consideraciones de integración energética.

El capítulo 3 describe la configuración propuesta para el acople entre el sistema fotovoltaico y el electrolizador mediante dos etapas DC-DC. En este capítulo se desarrollan la estructura y el principio de operación de los convertidores interleaved dual boost y interleaved dual buck, el modelado del electrolizador PEM y del sistema fotovoltaico, y las estrategias de control implementadas, abarcando el seguimiento MPPT, el balance del bus DC y los controladores PI con saturación y anti enrollamiento.

El capítulo 4 presenta la validación por simulación del sistema completo. Primero se detallan los dimensionamientos y parámetros utilizados, junto con las condiciones y perfiles de operación considerados, posteriormente se describe la implementación del modelo en PLECS y, finalmente, se estudian los resultados obtenidos en función del desempeño

del MPPT, la respuesta dinámica del enlace DC, el comportamiento de balance de los condensadores y el efecto de perturbaciones sobre las variables principales, finalizando con las conclusiones del trabajo.

ESTADO DEL ARTE

2.1. Introducción al hidrógeno verde

El hidrógeno es considerado un vector energético, ya que no corresponde a una fuente primaria disponible de forma directa en la naturaleza, sino a un medio para almacenar, transportar y utilizar energía proveniente de otras fuentes [4]. Su relevancia se asocia a que permite disponer de energía en forma química y habilitar su utilización posterior mediante distintos mecanismos de conversión, dependiendo de la aplicación final. En consecuencia, el hidrógeno puede integrarse en ámbitos como la generación eléctrica, la movilidad y procesos industriales, entre otros.

Debido a que existen múltiples rutas de producción apreciable en la Fig 2.1, el impacto ambiental del hidrógeno depende de la fuente energética utilizada y de las emisiones asociadas al proceso de obtención. En este contexto, se utiliza una clasificación general basada en la huella de carbono. Dentro de esta clasificación, el hidrógeno verde se define como aquel producido mediante electrólisis del agua utilizando electricidad proveniente de



Figura 2.1: Categorización para medios de producción de hidrógeno [5]

fuentes renovables, las cuales lentamente se están integrando junto a los otros medios de energías disponibles Fig 2.2, lo que permite reducir de manera significativa las emisiones asociadas a su producción en comparación con rutas basadas en combustibles fósiles.

Desde una perspectiva industrial, el hidrógeno verde se considera una alternativa relevante para avanzar en la descarbonización, ya que puede reemplazar o complementar combustibles convencionales en aplicaciones de alta demanda energética. No obstante, su implementación requiere resolver desafíos técnicos asociados a la integración entre generación renovable y electrólisis, particularmente debido a la variabilidad integrada de fuentes como la energía solar fotovoltaica y a las exigencias operacionales del proceso electroquímico [4].

En este marco, la producción de hidrógeno verde mediante electrólisis requiere una alimentación eléctrica controlada y estable, donde la calidad de la energía suministrada adquiere un rol determinante. Fluctuaciones de potencia y perturbaciones eléctricas, como el ripple de corriente en la entrada del electrolizador, pueden afectar el régimen de operación y el desempeño del sistema, especialmente en tecnologías sensibles como los electrolizadores PEM [7]. Por esta razón, la electrónica de potencia cumple una función fundamental en el acondicionamiento de energía, permitiendo regular variables eléctricas, implementar estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia y mitigar el ripple en la corriente suministrada al electrolizador.

En consecuencia, esta memoria se orienta al diseño y evaluación de una arquitectura de conversión DC-DC para acoplar un sistema fotovoltaico con un electrolizador, incorporando estrategias de control destinadas a maximizar el aprovechamiento de la energía renovable disponible y a mejorar la calidad de energía entregada al proceso de electrólisis, con énfasis en la reducción del ripple de corriente.

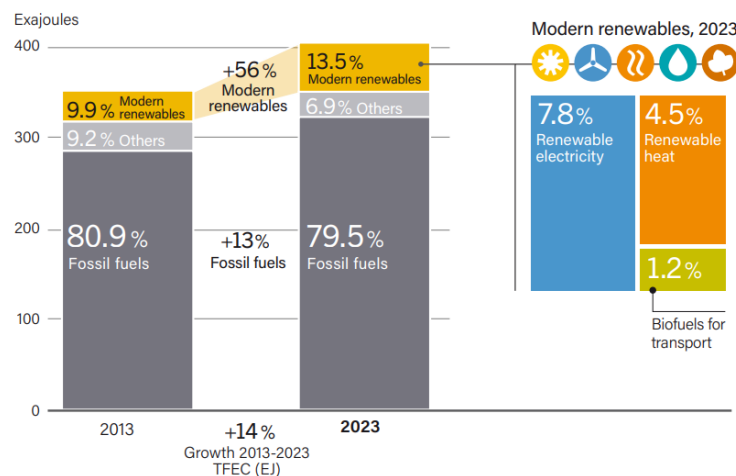


Figura 2.2: Consumo total de energía en diversos medios [6]

2.2. Acople DC de electrolizadores

En la Fig 2.3 se presentan distintas configuraciones de acoplamiento entre un sistema fotovoltaico y un electrolizador para la producción de hidrógeno verde. En todos los casos se trata de esquemas de acoplamiento indirecto, ya que se incorporan convertidores DC-DC entre el sistema fotovoltaico y el electrolizador. Este enfoque permite una gestión energética más eficiente y la aplicación de estrategias de control para optimizar el punto de operación, por ejemplo, mediante técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), además de una mejor adaptación frente a condiciones dinámicas. Asimismo, algunas configuraciones integran almacenamiento mediante baterías con el propósito de otorgar estabilidad operativa ante cambios bruscos de irradiancia y apoyar la producción en escenarios de mayor demanda.

2.2.1. Sistema fotovoltaico con doble convertido DC-DC en serie

La configuración de la Fig 2.3.a emplea dos etapas DC-DC conectadas en serie entre el PV y el electrolizador. Se caracteriza por una separación funcional clara, donde el primer convertidor se orienta al proceso MPPT y a la optimización de la extracción de

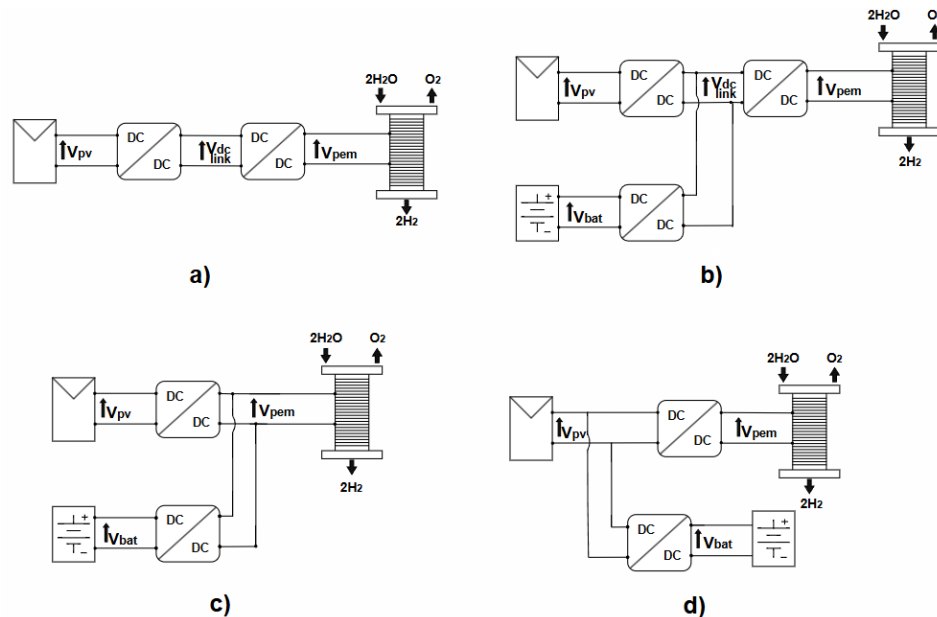


Figura 2.3: Configuraciones de acople DC entre PV y electrolizador: (a) configuración de doble etapa DC-DC, (b) configuración de doble etapa con almacenamiento en el bus DC, (c) configuración con almacenamiento acoplado a la carga, (d) configuración con almacenamiento acoplado a la fuente

potencia del sistema fotovoltaico, mientras que el segundo convertidor se enfoca en ajustar la tensión/corriente requerida por el electrolizador. Además, se destaca por su simplicidad de implementación y mantención, al considerar un menor número de elementos activos y controladores, lo que puede reducir pérdidas de conversión. Cabe destacar que, como limitación, al no incorporar almacenamiento, existe una dependencia total de la irradiancia, no se amortiguan variaciones rápidas de potencia solar y no se dispone de respaldo energético.

2.2.2. Sistema fotovoltaico con batería en el bus intermedio

En la alternativa de la Fig 2.3.b, tanto el PV como la batería se conectan a un bus DC mediante convertidores DC-DC, y desde dicho bus se alimenta al electrolizador mediante otra etapa DC-DC. Entre sus ventajas, la batería puede aportar estabilidad al bus DC, actuando como estabilizador de tensión y reduciendo ripple. Además, entrega flexibilidad operacional, permitiendo operación más constante del electrolizador independiente de la irradiancia, disminuyendo el estrés sobre el equipo y habilitando el almacenamiento de excedentes de energía para su uso posterior. Como desventajas, el uso de múltiples etapas incrementa las pérdidas por conversión, exige mayor coordinación de control para gestionar los flujos entre PV, batería y electrolizador, eleva el costo del sistema y requiere un convertidor bidireccional para la batería.

2.2.3. Batería y sistema fotovoltaico como fuentes independientes para el electrolizador

En la configuración de la Fig 2.3.c el PV alimenta al electrolizador mediante un convertidor DC-DC y la batería lo hace mediante otro convertidor aparte, operando como fuentes en paralelo. Sus ventajas se asocian con la posibilidad de continuar operando ante fallas en una fuente, el control independiente de cada convertidor (MPPT para PV y control de descarga para batería) y una alta modularidad, facilitando mantenimiento y escalabilidad. Como aspecto crítico, se requiere una adecuada coordinación para evitar corrientes cruzadas e inestabilidad, además de un mayor costo y la necesidad de convertidor bidireccional para la batería.

2.2.4. Batería conectada al bus intermedio

En la opción de la Fig 2.3.d, el PV se conecta mediante un convertidor DC-DC encargado del MPPT, estableciendo un bus intermedio; la batería se integra a ese mismo bus mediante un convertidor bidireccional que permite carga y descarga según las condiciones del sistema. Se destaca que la presencia del bus intermedio permite una mejor regulación MPPT, ya que el convertidor puede operar de forma óptima sin depender directamente de la demanda instantánea del electrolizador. Además, al disponer de una entrada más

estable, se favorece que el sistema mantenga el punto de operación del electrolizador, y la batería puede almacenar excedentes y entregar energía cuando se requiera, contribuyendo a la estabilidad del bus. Por otra parte, esta configuración requiere sincronización entre controladores, incrementa los costos, presenta pérdidas adicionales por conversión y exige convertidor bidireccional para la batería.

En síntesis, las configuraciones presentadas permiten distintas estrategias de integración entre PV y electrolizador, variando principalmente en el grado de desacoplo entre generación y carga, y en la incorporación de almacenamiento como elemento amortiguador frente a la variabilidad del recurso solar. La selección de una configuración depende de criterios como la capacidad de implementar MPPT, la estabilidad del bus DC, la posibilidad de mitigar el ripple de corriente en la alimentación del electrolizador, y el compromiso entre complejidad, eficiencia y costo del sistema. A partir de lo anterior, en la siguiente sección se revisan los diferentes tipos de convertidores DC-DC utilizados en este tipo de aplicaciones, con énfasis en sus funciones de regulación y acondicionamiento de energía.

2.3. Topologías de convertidores DC-DC empleados en hidrógeno verde

En sistemas de producción de hidrógeno verde basados en electrólisis, la electrónica de potencia constituye el elemento que habilita la interfaz eléctrica entre la fuente de energía y el electrolizador. En particular, cuando la energía proviene de un sistema fotovoltaico, el convertidor DC-DC no solo cumple la función de adaptación de niveles eléctricos, sino que también permite establecer un punto de operación controlado para el conjunto [4], coordinando la entrega de potencia hacia una carga electroquímica con dinámica propia. En este tipo de aplicaciones, el desempeño del sistema depende en gran medida de la capacidad del convertidor para operar de manera eficiente frente a variaciones del recurso solar, mantener condiciones adecuadas en el bus DC y responder ante perturbaciones sin comprometer la continuidad de operación.

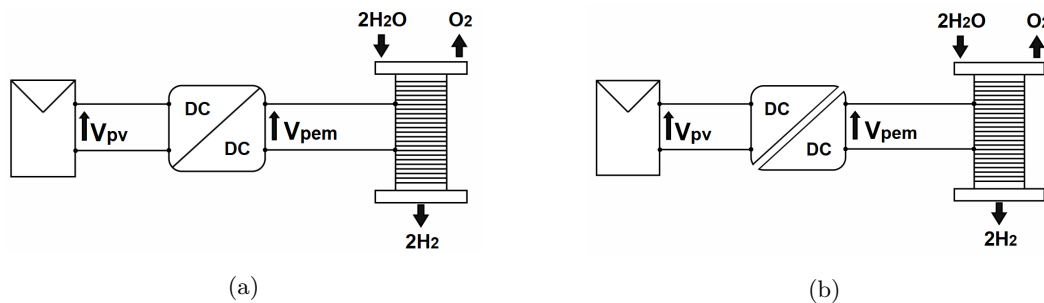


Figura 2.4: Tipos de convertidores: (a) Convertidor DC-DC sin aislamiento galvánico, (b) Convertidor DC-DC con aislamiento galvánico

Adicionalmente, el proceso de electrólisis impone exigencias específicas desde el punto de vista eléctrico. El electrolizador presenta una característica tensión–corriente no lineal y, en operación práctica, suele requerir un suministro DC con corriente controlada y con perturbaciones limitadas [19]. Por lo tanto, la selección del convertidor DC–DC no se define únicamente por si eleva o reduce tensión, sino también por criterios como la capacidad de regular corriente, la calidad de la energía entregada, la compatibilidad con rangos de potencia elevados, las pérdidas de conmutación y conducción, así como la robustez del control.

En este contexto, se dispone de múltiples topologías DC–DC que pueden agruparse según su estructura de conversión y sus prestaciones. Por una parte, se encuentran topologías sin aislamiento galvánico, que suelen destacarse por su simplicidad, alta eficiencia y menor cantidad de componentes. Por otra, existen topologías con aislamiento, que incorporan transformador de alta frecuencia y se adoptan cuando el aislamiento eléctrico, la seguridad o la adaptación de niveles de tensión mediante relación de transformación, forman parte de los requisitos relevantes, su representación se ve reflejada en la Fig 2.4. De manera complementaria, en aplicaciones de mayor potencia es común utilizar enfoques multi-nivel o interleaved, los cuales permiten distribuir corriente entre ramas y mejorar el desempeño térmico y eléctrico, además de contribuir a la reducción de componentes pasivos y a una mejor calidad de energía en la salida.

A partir de lo anterior, en las sub secciones siguientes se presentan las topologías DC–DC más empleadas en sistemas asociados a hidrógeno verde, describiendo su propósito, condiciones de uso y principales ventajas y limitaciones, sin profundizar aún en el dimensionamiento ni en el diseño detallado de cada convertidor.

2.3.1. Convertidor Boost

El convertidor boost, apreciado en la Fig 2.5, se utiliza cuando se requiere que la tensión de salida sea mayor que la tensión de entrada. Su principio de operación se basa en almacenar energía en el inductor durante el intervalo de conmutación en que el interruptor está activo, y transferir dicha energía hacia la salida cuando el interruptor se desactiva. En CCM e idealmente, la relación de conversión se expresa como:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.1)$$

donde D es el ciclo de trabajo. En integración PV-electrolizador, el boost aparece de forma natural en el lado fotovoltaico cuando se debe elevar el nivel de tensión del arreglo PV hacia un bus DC superior o hacia una etapa posterior. Entre sus ventajas se encuentran su simplicidad y alta eficiencia en rangos moderados de elevación de tensión; como limitaciones, su ganancia aumenta en gran medida al acercarse a un $D \approx 1$, lo que incrementa corrientes y pérdidas. Además, desde el punto de vista de control, el boost presenta un comportamiento dinámico particular (modo CCM) que puede restringir el ancho de banda del lazo de

regulación de tensión, por lo que la estrategia de control debe seleccionarse cuidadosamente.

2.3.2. Convertidor Buck

El convertidor buck, ilustrado en la Fig 2.6, se emplea cuando la tensión de salida requerida es menor que la tensión de entrada. Opera modulando el tiempo durante el cual la fuente alimenta el inductor de modo que el inductor y el condensador de salida permiten entregar una tensión continua filtrada hacia la carga. En CCM, la relación ideal es:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = D \quad (2.2)$$

En sistemas de electrólisis, el buck es especialmente útil en el lado del electrolizador cuando el bus DC es superior al nivel operativo del PEM y se requiere un control estable de potencia o corriente. Su dinámica suele ser más favorable que el convertidor boost para regulación de tensión y, al ser una topología ampliamente utilizada, existen múltiples estrategias de control maduras para aplicaciones industriales.

2.3.3. Convertidor Buck-Boost

Los convertidores buck-boost, como en la Fig 2.7, se emplean cuando la tensión de entrada puede situarse tanto por debajo como por encima de la tensión objetivo, permitiendo operar en ambos sentidos de adaptación. Existen variantes inversoras y no inversoras; de manera general, en CCM la ganancia ideal del buck-boost se expresa como:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D} \quad (2.3)$$

En aplicaciones PV-electrolizador, esta familia resulta atractiva cuando se requiere flexibilidad frente a amplias variaciones de entrada o cuando se desea mantener un bus DC en un rango acotado pese a cambios de irradiancia. Su principal compromiso es la mayor complejidad de control y, dependiendo de la variante, mayores esfuerzos eléctricos sobre los semiconductores.

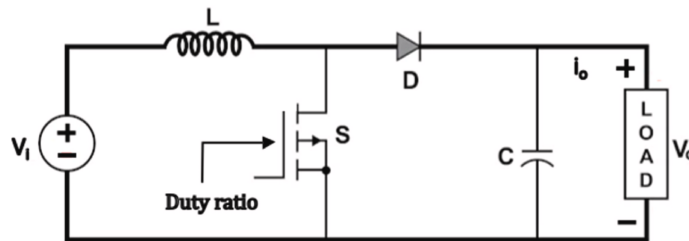


Figura 2.5: Convertidor Boost

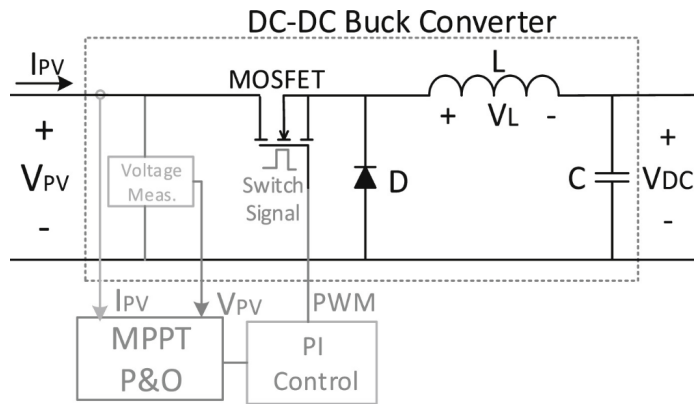


Figura 2.6: Convertidor Buck [13]

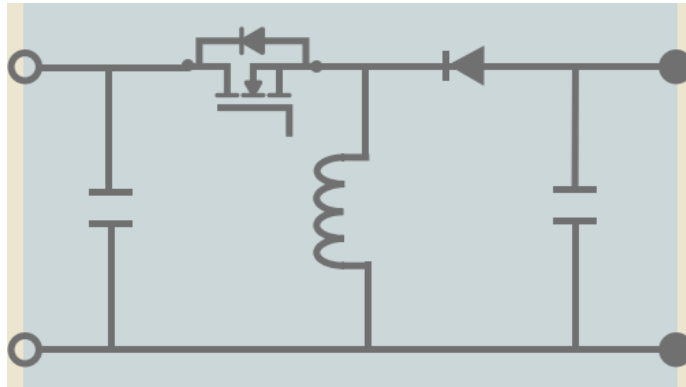


Figura 2.7: Convertidor Buck-boost [4]

2.3.4. Convertidores multicanal entrelazados

En aplicaciones de potencia media y alta, una estrategia recurrente para mejorar el desempeño eléctrico y térmico consiste en implementar el convertidor en forma multicanal o interleaved, como se aprecia en la Fig 2.8, es decir, utilizando varias celdas de conversión en paralelo operadas con señales de conmutación desfasadas entre sí. En un sistema de N canales, el desfase típico entre compuertas es de $360^\circ/N$, lo que permite repartir la corriente total entre ramas y reducir el esfuerzo por dispositivo, facilitando el diseño térmico y aumentando la escalabilidad de potencia.

Además del reparto de corriente, el interleaved aporta un beneficio fundamental en la calidad de energía: la suma de corrientes de fase presenta cancelación parcial de rizado (cancelación de ripple) debido a que los componentes alternos de cada fase no están alineados temporalmente. Este fenómeno reduce el rizado total visto en la salida respecto de una solución de un solo nivel equivalente y, en consecuencia, puede disminuir requerimientos de

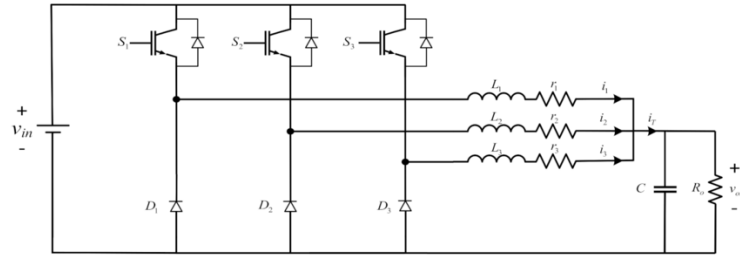


Figura 2.8: convertidor buck multi-nivel [2]

filtrado o permitir el uso de inductancias por fase menores manteniendo el mismo nivel de rizado total, dependiendo del ciclo de trabajo y del número de fases. Este comportamiento y su dependencia con D y N es ampliamente discutido en literatura de convertidores multicanal.

En el contexto de electrólisis, esta característica resulta especialmente relevante porque el electrolizador se beneficia de una alimentación DC con perturbaciones reducidas. Por lo tanto, al seleccionar una arquitectura de potencia, el uso de soluciones interleaved no solo se justifica por densidad de potencia o disipación térmica, sino también por su aporte directo a la reducción del rizado de corriente que llega a la carga [4].

2.3.5. Convertidores con aislamiento galvánico en sistemas de electrólisis

Cuando el sistema exige aislamiento galvánico por criterios de seguridad, normativas, compatibilidad industrial o por requerimientos de adaptación de niveles de tensión por medio de un transformador, se recurre a convertidores aislados con transformadores de alta frecuencia [4]. En sistemas de electrólisis de potencia elevada, se han propuesto convertidores aislados capaces de abastecer electrolizadores con niveles de potencia significativos, destacando la viabilidad de estructuras con transformadores para aplicaciones de gran escala y su rol como interfaz robusta para el suministro.

Dentro de las alternativas aisladas, el full-bridge (puente completo), presentado en la Fig 2.9a, aparece con frecuencia en rangos de potencia medios y altos debido a su capacidad de manejo de potencia, su modularidad y la posibilidad de implementar estrategias de control y conmutación orientadas a eficiencia. Para el suministro de electrolizadores PEM, también se reportan configuraciones aisladas con foco en obtener bajo rizado en variables de salida y con control robusto, lo que refuerza que el aislamiento no se introduce solo por seguridad, sino también como parte de soluciones integradas de desempeño eléctrico.

En cambio, topologías aisladas como push-pull, como se ve en la Fig 2.9b, suelen aparecer con mayor frecuencia en rangos de potencia menores, donde su estructura ofrece simplicidad

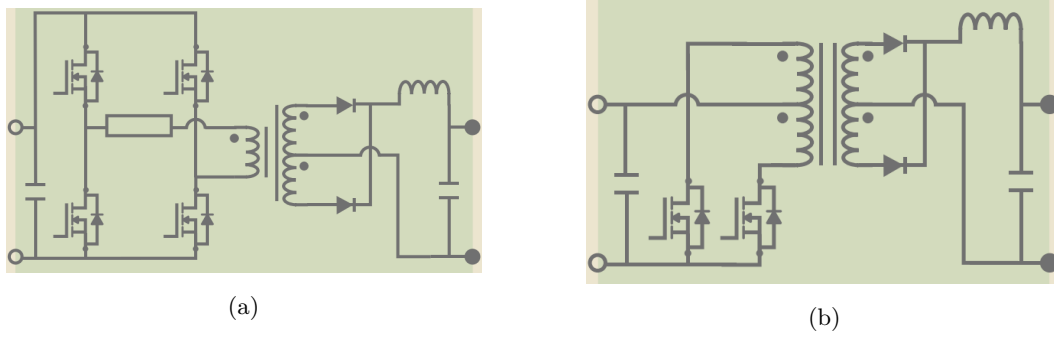


Figura 2.9: Convertidores DC-DC: (a) Convertidor puente completo con toma central, (b) Convertidor push pull [4]

relativa, aunque exige cuidado en el diseño magnético y en el balance de excitación del transformador. En cualquier caso la elección entre topologías aisladas y no aisladas depende del compromiso entre la eficiencia, complejidad, requisitos de seguridad y el nivel de potencia requeridos por el sistema, además de los requerimientos eléctricos del electrolizador y la arquitectura general de acoplamiento.

CONFIGURACIÓN PROPUESTA

A partir del análisis de configuraciones de acoplamiento PV-electrolizador y de las topologías DC-DC empleadas en sistemas de producción de hidrógeno verde, se define en este capítulo la arquitectura seleccionada para el desarrollo de la investigación. La propuesta resulta en un esquema de acoplamiento indirecto, incorporando electrónica de potencia entre la fuente fotovoltaica y el electrolizador con el propósito de gestionar la energía disponible, adaptar niveles eléctricos y mejorar la calidad de la potencia entregada al proceso de electrólisis. Este enfoque permite, además, implementar estrategias de control orientadas a operar el sistema fotovoltaico en condiciones óptimas y a reducir perturbaciones eléctricas que afectan al electrolizador.

3.1. Representación estructural del sistema

La configuración adoptada corresponde a un sistema con dos etapas DC-DC conectadas en serie entre el generador fotovoltaico y el electrolizador como se aprecia en la Fig 3.1. Esta estructura presenta una separación funcional definida: una primera etapa orientada a la extracción eficiente de potencia desde el sistema fotovoltaico mediante técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia, y una segunda etapa destinada a acondicionar la energía para cumplir con los requerimientos eléctricos del electrolizador en términos de tensión y corriente de alimentación. En esta arquitectura, al no incorporarse almacenamiento, la operación queda vinculada a la irradiancia; sin embargo, la simplicidad estructural y la claridad en la asignación de funciones por etapa facilitan el diseño, la implementación y la mantención del sistema.

En base a lo anterior, la solución propuesta se compone de dos convertidores principales. En el lado de la fuente fotovoltaica se emplea un convertidor DC-DC interleaved dual

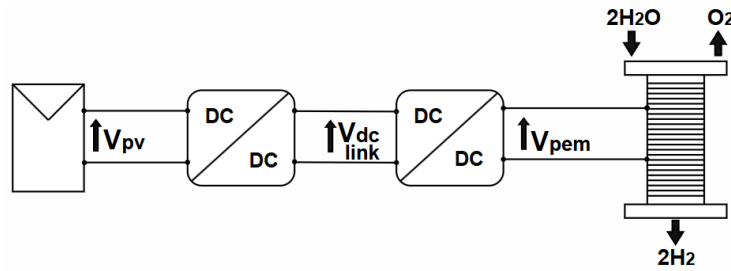


Figura 3.1: Diagrama general del sistema

boost Fig 3.2a, cuya función es incrementar y adaptar el nivel de tensión hacia un bus DC intermedio y habilitar el seguimiento MPPT, lo que permite que la operación del sistema se encuentre en el punto de máxima potencia posible en función de la energía producida por el sistema fotovoltaico incluso bajo variaciones de temperatura. La selección de una primera etapa con capacidad de elevación de tensión se justifica por la necesidad de adecuar los niveles eléctricos del arreglo PV a una etapa posterior y al rango de operación global del sistema. En el lado del electrolizador se emplea un convertidor DC-DC interleaved dual buck Fig 3.2b, encargado de regular la entrega eléctrica hacia el electrolizador con énfasis en la mitigación del rizado de corriente. El uso de una estructura del tipo multicanal, permite distribuir corriente entre ramas, mejorar el desempeño térmico y eléctrico y contribuir a una mejor calidad de energía en la salida, lo cual es especialmente relevante cuando se busca limitar perturbaciones que afectan el régimen de operación del electrolizador.

La arquitectura seleccionada responde a la necesidad de separar dos funciones del sistema: por un lado, maximizar el aprovechamiento de la energía disponible en el arreglo fotovoltaico y, por otro, acondicionar la energía para alimentar el electrolizador bajo condiciones eléctricas adecuadas. En este sentido, una configuración con dos etapas DC-DC en serie permite implementar MPPT en la etapa de entrada y, de manera independiente,

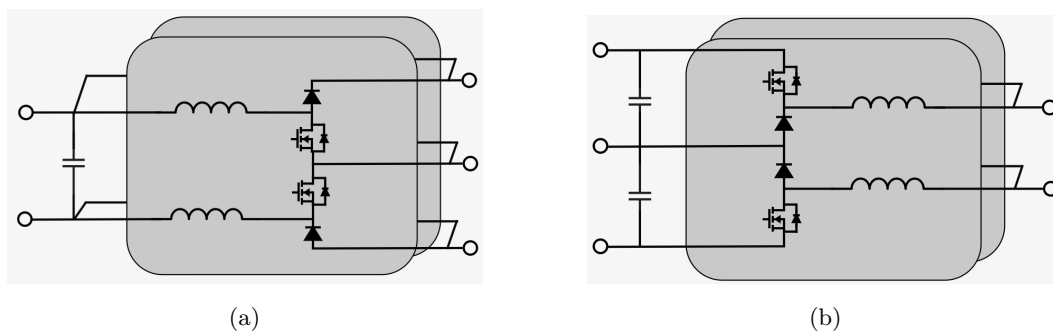


Figura 3.2: Convertidores DC-DC: (a) Interleaved dual boost, (b) Interleaved dual buck

regular la alimentación del electrolizador en la etapa de salida. Asimismo, el uso de estructuras interleaved se justifica por su capacidad de distribuir corriente entre niveles y reducir el rizado en la salida, lo cual resulta coherente con el objetivo de mejorar la calidad de corriente suministrada al electrolizador.

Para permitir el análisis y validación por simulación, la configuración propuesta también incorpora el modelado de los subsistemas eléctricos relevantes. Por un lado, se considera un modelo del sistema fotovoltaico Fig 3.3a con foco en su integración con el convertidor y en la representación de variaciones dinámicas de potencia frente a cambios de temperatura. Por otro lado, se modela el electrolizador Fig 3.3b el modelo seleccionado corresponde a el tipo PEM considerando su comportamiento eléctrico y sus requerimientos de estabilidad en la entrada, aspectos que condicionan el diseño de operación DC-DC y de los lazos de control cuando existen variaciones de potencia.

El control de la configuración propuesta se organiza en dos niveles. En el lado fotovoltaico se implementa el seguimiento del punto de máxima potencia mediante el método *P&O* [1], a partir de las mediciones V_{pv} e I_{pv} , generando la acción de control que ajusta el ciclo de trabajo del convertidor interleaved dual boost. En el lado del electrolizador se define un lazo de regulación basado en un controlador PI [19], que a partir del error entre la corriente de referencia y la corriente medida del electrolizador determina el ciclo de trabajo del convertidor interleaved dual buck. Con ello, el sistema combina el uso de la energía disponible por parte del sistema PV con una entrega de corriente controlada para el proceso de electrolisis, reducido perturbaciones eléctricas en la entrada del electrolizador.

En síntesis, la configuración propuesta queda definida por una arquitectura de dos etapas DC-DC en serie, conformada por un convertidor interleaved dual boost en el lado fotovoltaico y un convertidor interleaved dual buck en el lado del electrolizador, junto

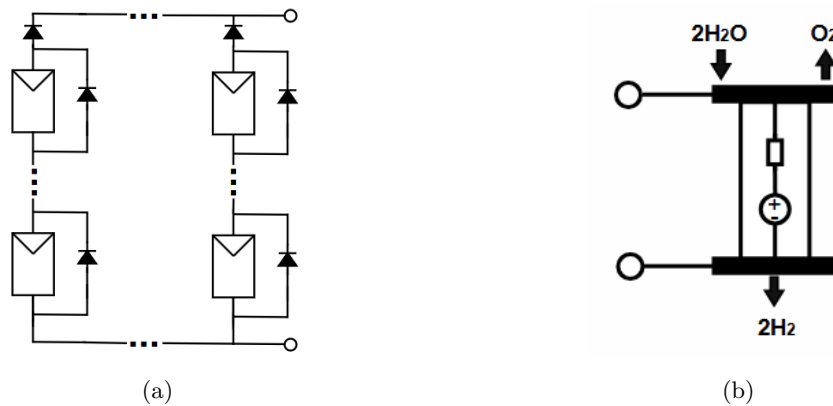


Figura 3.3: Diagrama eléctrico de la alimentación y la salida: (a) Modelo del sistema fotovoltaico, (b) Modelo del electrolizador

con el modelado del sistema fotovoltaico, del electrolizador PEM y de la estrategia de control correspondiente. Esta estructura permite abordar de forma separada la extracción eficiente de potencia desde la fuente renovable y el acondicionamiento de energía hacia el electrolizador, lo cual resulta coherente con el objetivo de mejorar la calidad de la corriente suministrada y reducir el rizado en la etapa de electrólisis para la producción de hidrógeno verde.

En aplicaciones de conversión DC-DC de alta densidad de potencia, también se han propuesto arquitecturas que integran funciones de elevación y reducción dentro de una misma etapa de conversión. Un ejemplo de ello corresponde al convertidor buck-boost bidireccional de tres niveles presentado en [22], el cual utiliza una estructura multi-nivel con enlace DC dividido y permite operar tanto en modo elevador como reductor según la dirección y condición del flujo de potencia. Si bien dicha aplicación se orienta a sistemas de tracción eléctrica, su análisis permite evidenciar la relevancia de las arquitecturas DC-DC multi-nivel cuando se requiere manejar niveles elevados de potencia, distribuir esfuerzos eléctricos sobre los semiconductores y mantener controladas las variables internas del enlace DC.

En el caso de esta memoria, se adopta una separación de dos etapas DC-DC debido a que la fuente y la carga presentan funciones claramente diferenciadas. La etapa interleaved dual boost se asocia al sistema fotovoltaico y al seguimiento del punto de máxima potencia, mientras que la etapa interleaved dual buck se vincula directamente con la alimentación del electrolizador y el control de ripple de corriente. De esta forma, más que integrar ambas funciones en un único convertidor, la arquitectura propuesta busca desacoplar parcialmente la operación de la fuente y la carga mediante un enlace DC intermedio controlado.

3.2. Interleaved dual buck

En esta sección se describe el convertidor como una etapa de acondicionamiento de potencia orientada a la reducción del rizado de corriente suministrado al electrolizador. Las principales motivaciones para la integración de la arquitectura interleaved incluyen realizar una repartición de la corriente entre las ramas en paralelo, reduciendo el estrés, y realizar un efecto de cancelación parcial del rizado presente en la corriente debido al desfase entre las señales de conmutación [8], lo que mejora la corriente entregada a la carga y permite, en este caso al electrolizador a tener una vida útil mas larga debido a su cuidado [7][9].

El desarrollo se organiza desde el convertidor base, correspondiente al Dual Buck Converter (DBC), hacia su extensión multi-nivel o interleaved, manteniendo el foco en la descripción de la topología, los estados de conmutación y las ecuaciones que describen tanto el comportamiento como el rizado de corriente.

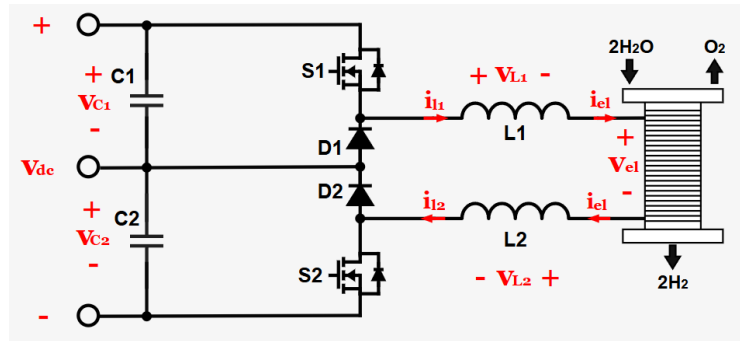


Figura 3.4: Circuito de potencia del convertidor dual buck con conexión al electrolizador.

3.2.1. Topología del DBC

El convertidor DBC presentado en la Fig 3.4, conocido también en otras documentaciones como (three-level buck converter), se presenta como una variante del convertidor buck estándar en aplicaciones de electrólisis, destacando por un menor estrés eléctrico en los semiconductores y una reducción natural del rizado de corriente.

La topología se compone de dos celdas de conmutación, las cuales están asociadas a dos inductancias L_1 y L_2 , y a un bus de entrada dividido mediante dos capacitores C_1 y C_2 . Esta configuración permite que cada interruptor bloquee aproximadamente la mitad de la tensión de entrada v_{dc} lo que se refleja en una ventaja relevante en aplicaciones de media tensión. Bajo condiciones de diseño, se considera que tanto L_1 como L_2 poseen un valor de $L/2$.

Con respecto al análisis de operación se distinguen dos casos principales en función del ciclo de trabajo, el primero corresponde a $d < 0,5$ y otro a $d \geq 0,5$. En ambos casos, y con fines de simplificación, se trabaja con un ciclo de trabajo equivalente, aun cuando físicamente existan señales de conmutación asociadas a cada interruptor.

3.2.2. Estados de conmutación del DBC

El comportamiento dinámico del DBC se explica a partir de sus modos de operación, los cuales dependen de la combinación de encendido y apagado de los interruptores S_1 y S_2 , apreciable en las Fig 3.5 y 3.6, dentro del período de conmutación.

En el caso de que el ciclo de trabajo posea un valor $d < 0,5$, implica que las señales de S_1 y S_2 tienen un desfase equivalente de 180° , lo que refleja los siguientes comportamientos

Cuando S_1 se encuentra encendido y S_2 se encuentra apagado, el voltaje que opera a través de la inductancia corresponde a:

$$v_{el} = d \cdot v_{dc} \quad (3.1)$$

Cuando S1 y S2 se encuentran apagados, el voltaje que opera a través de la inductancia corresponde a:

$$v_L = v_{el} = (L1 + L2) \frac{\Delta i_{el}}{T(\frac{1}{2} - d)} \quad (3.2)$$

La combinación de ambas ecuaciones nos entrega la función de transferencia de la tensión que equivale a:

$$v_{el} = d \cdot v_{dc} \quad (3.3)$$

Además, con la combinación de las ecuaciones anteriores es posible encontrar la representación del ripple de corriente cuando $d < 0,5$, que resulta ser:

$$\Delta i_{el} = \frac{v_{dc} \cdot d \cdot (\frac{1}{2} - d)}{L \cdot f} \quad (3.4)$$

Ahora, cuando el ciclo de trabajo posee un valor $d \geq 0,5$, varía el comportamiento de los estados, y las nuevas expresiones de voltaje quedan representadas de la siguiente manera.

Cuando S1 y S2 se encuentran encendidos, el voltaje del inductor se ve expresado como:

$$v_L = v_{dc} - v_{el} = \frac{(L1 + L2) \cdot \Delta i_{el}}{d \cdot T - \frac{T}{2}} \quad (3.5)$$

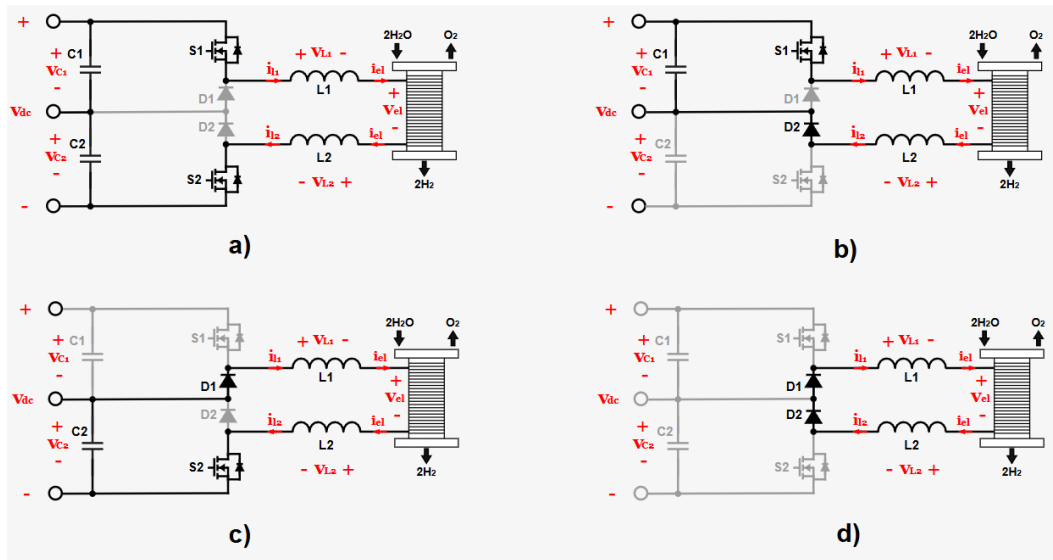


Figura 3.5: Estados de conmutación del convertidor dual buck: (a) señal de S1 y S2 encendidas, (b) señal de S1 encendida y señal de S2 apagada, (c) señal de S1 apagada y señal de S2 encendida, (d) señal de S1 y S2 apagadas

Y para el caso en que S1 se encuentra apagado y S2 se encuentra encendido el voltaje del inductor se ve expresado como:

$$v_L = v_{el} - \frac{v_{dc}}{2} = \frac{(L1 + L2) \cdot \Delta i_{el}}{T - d \cdot T} \quad (3.6)$$

Luego la expresión final para representar el ripple de corriente en función del ciclo de trabajo cuando este posee un valor $d \geq 0,5$ se determina como:

$$\Delta i_{el} = \frac{v_{dc} \cdot (1 - d) \cdot (d - \frac{1}{2})}{L \cdot f} \quad (3.7)$$

Con estas ecuaciones queda determinado el comportamiento del convertidor DBC en base a los estados de conmutación, otra ventaja de estudiar dicho comportamiento y relación, también se puede obtener cuánto es el ripple máximo de corriente que se logra conseguir, este está fuertemente relacionado con el inductor, resultando en la expresión:

$$\hat{\Delta} i_{el} = \frac{v_{dc}}{16 \cdot L \cdot f} \quad (3.8)$$

3.2.3. Extensión multi-canal del convertidor DBC

La extensión interleaved del DBC se basa en la conexión de múltiples canales en paralelo como se ve en la Fig 3.7, todos controlados mediante señales PWM desfasadas. Esta estrategia permite mejorar la reducción de estrés en los componentes activos del convertidor y reducir en mayor medida el rizado total de corriente mediante cancelaciones parciales de componentes armónicos entre los canales.

En la versión multicanal, se emplean n canales interleaved, resultando en un total de $2n$ inductancias asociadas a las dos ramas por canal. Desde el punto de vista de la corriente suministrada al electrolizador, la corriente total corresponde a la suma de las corrientes de las ramas. Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff, las inductancias pueden agruparse en dos conjuntos, cumpliendo:

$$\sum_{k=1}^n i_{L_{2k-1}} = i_{el} \qquad \sum_{k=1}^n i_{L_{2k}} = i_{el}$$

Esta formulación refleja el reparto de las corrientes debido a la estructura interleaved y facilita la construcción de modelos agregados al convertidor. Además, también se puede determinar el efecto que tienen los canales con respecto al rizado, donde la expresión a continuación nos permite apreciar cómo la cantidad de canales afecta de manera proporcionalmente inversa al valor máximo de rizado presente en la corriente.

$$\Delta \hat{i}_n = \frac{v_{dc}}{16 \cdot L \cdot f \cdot n} \quad (3.9)$$

Cabe destacar que en un convertidor DBC multicanal existen valores discretos del ciclo de trabajo para los cuales el rizado de corriente se anula idealmente. Estos valores de cero ripple se definen como:

$$d_\ell = \frac{\ell}{2 \cdot n}, \quad \ell = 0, 1, \dots, 2n$$

Y como en el presente trabajo se adopta una configuración con $n = 3$ canales, se obtienen siete puntos de rizado nulo, los cuales se distribuyen a lo largo del rango de operación:

$$d_\ell \in \left\{ 0, \frac{1}{6}, \frac{1}{3}, \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{5}{6}, 1 \right\} \quad (3.10)$$

Desde el punto de vista espectral, fuera de estos valores discretos la corriente del electrolizador sí presenta rizado residual, cuya frecuencia puede interpretarse mediante una frecuencia efectiva de salida, definida como:

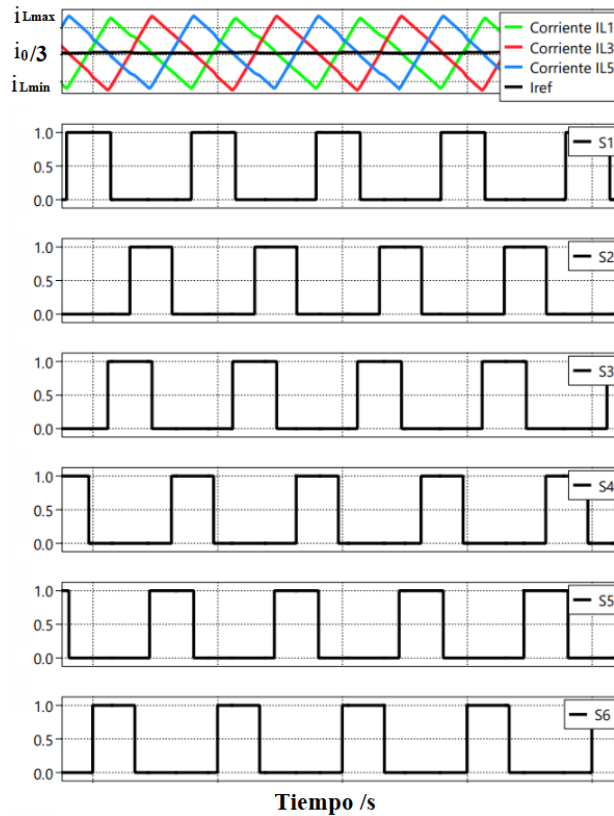


Figura 3.6: Conmutaciones del convertidor multi-nivel dual buck

$$f_o(d) = \begin{cases} 0, & d = \frac{\ell}{2n}, \\ 2nf, & \text{en otro caso.} \end{cases}$$

donde f corresponde a la frecuencia de conmutación. Para el caso donde $n = 3$, esto implica que, fuera de los puntos donde el ripple es cero, el rizado se desplaza a una frecuencia del orden de $f_0 = 6f$, lo que contribuye a reducir la amplitud del rizado observable para una frecuencia de conmutación dada.

Es importante señalar que las condiciones presentadas corresponden a un marco idealizado. Dado que en la implementación simulada se consideran elementos activos, lo cual puede presentar variaciones alrededor de un valor DC promedio, no se espera un rizado estrictamente nulo. En su lugar, dichos puntos deben ser interpretados como zonas de operación donde el rizado tiende a minimizarse, manteniendo la información como una referencia útil para el análisis en los resultados.

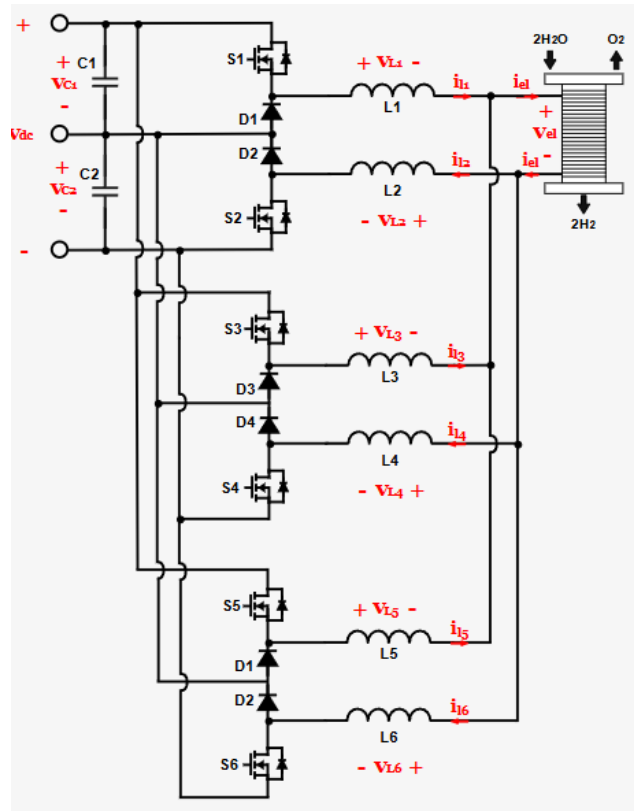


Figura 3.7: Esquema del convertidor multi-nivel dual buck

3.3. Interleaved dual boost

El convertidor dual boost presente en la Fig 3.8, actúa como una etapa elevadora, la cual es un paso fundamental dentro del sistema fotovoltaico-electrolizador, y actúa como interfaz entre el generador PV y el bus DC. Su enfoque es adecuar el nivel de tensión proveniente del sistema fotovoltaico, permitiendo que el bus DC opere en un rango compatible con la etapa posterior y con el punto de operación óptimo del sistema completo. En este contexto, el convertidor debe ser capaz de elevar la tensión de manera controlada, manteniendo una corriente de entrada con bajo rizado y un comportamiento estable frente a variaciones del punto de operación del sistema PV [4][1].

La topología empleada corresponde a lo que se conoce en la literatura como convertidor elevador de tres niveles (Three Level Boost Converter) o Dual Boost [10]. Forma parte de una evolución del convertidor boost convencional, incorporando un bus de salida dividido y una estrategia de conmutación que introduce niveles intermedios de tensión, lo que permite reducir el estrés eléctrico en los componentes y mejorar las formas de onda de corriente del inductor.

3.3.1. Descripción de la topología Dual Boost

El convertidor está compuesto por dos inductores de entrada L , dos interruptores de potencia conectados en serie ($S1$ y $S2$), dos diodos de conducción hacia el bus DC, y dos condensadores de salida $C1$ y $C2$ conectados en serie. Es importante mencionar que como los dos inductores poseen el mismo valor y también poseen el mismo flujo de corriente, estos pueden ser representados como un inductor equivalente cuyo valor es la suma de ambos. La tensión total disponible en el bus DC se define como la suma de las tensiones en ambos condensadores:

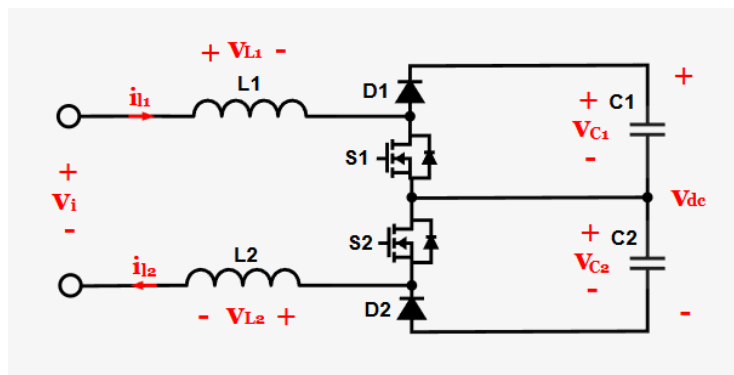


Figura 3.8: Esquema del convertidor dual boost

$$V_0 = V_{C1} + V_{C2} \quad (3.11)$$

Con respecto al ciclo de trabajo de los interruptores, ambos poseen el mismo ciclo de trabajo d , donde se aplica un desfase equivalente entre sus señales PWM. Esta estrategia de modulación permite que el nodo del inductor experimente diferentes niveles de tensión a lo largo del periodo de conmutación, dando origen al comportamiento de tres niveles que caracteriza al convertidor.

Se asume que el modelo utilizado es ideal, es decir que tanto los inductores, interruptores, diodos y condensadores no sufren pérdidas. Esta hipótesis permite centrar el análisis en el principio de operación y en las relaciones fundamentales del convertidor, sin introducir complejidad adicional asociada a pérdidas o efectos parasitarios. Asimismo, el balance activo de los condensadores del bus no se aborda en esta sección, ya que su control está integrado en el proceso de control del convertidor dual buck, pero sí se incluye la dinámica general de los condensadores para comprender su rol energético.

3.3.2. Estados de conmutación y principio de operación

El funcionamiento del convertidor Dual Boost se puede analizar de forma clara mediante la identificación de cuatro estados principales de conmutación, definidas por las posibles combinaciones de los interruptores $S1$ y $S2$. Esto permite asociar los posibles estados de los interruptores con el nivel de tensión aplicado al inductor y, por consiguiente, con la pendiente de su corriente ilustrada en las Fig 3.9 y 3.10. La dinámica instantánea del inductor se expresa como:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.12)$$

El primer estado corresponde al caso en que $S1$ y $S2$ se encuentran activados, el inductor queda directamente conectado a la fuente de entrada. En este intervalo, el inductor entra en modo de carga, almacenando energía y aumentando su corriente de forma aproximadamente lineal. Durante este estado, los condensadores del bus suministran energía a la carga conectada al bus DC. La tensión aplicada al inductor es:

$$v_L = V_i, \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L}$$

El segundo estado ocurre cuando el switch $S1$ se encuentra encendido y el switch $S2$ se encuentra apagado, en esta modalidad aparece un nivel de tensión intermedio determinado por uno de los condensadores del bus. Este efecto se explica como la carga de uno de los condensadores en el momento en el que el otro procede a descargarse. El inductor ve una tensión reducida respecto del estado anterior:

$$v_L = V_i - V_{C2}, \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_{C2}}{L}$$

El tercer estado corresponde al momento en que $S1$ se encuentra en un estado apagado mientras que $S2$ se encuentra en un estado de encendido. Este efecto invierte los roles de los condensadores respecto al segundo estado. Desde el punto de vista del inductor, vuelve a aparecer un nivel intermedio, esta vez asociado con el otro convertidor del bus DC:

$$v_L = V_i - V_{C1}, \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_{C1}}{L}$$

Y el ultimo estado corresponde cuando ambos switches se encuentran apagados. Este efecto implica que el inductor transfiera la energía almacenada hacia el bus DC a través de los diodos. Dentro de este intervalo, el inductor se encuentra en modo de descarga y los condensadores del bus se cargan. La tensión aplicada al inductor es:

$$v_L = V_i - (V_{C1} + V_{C2}), \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_0}{L}$$

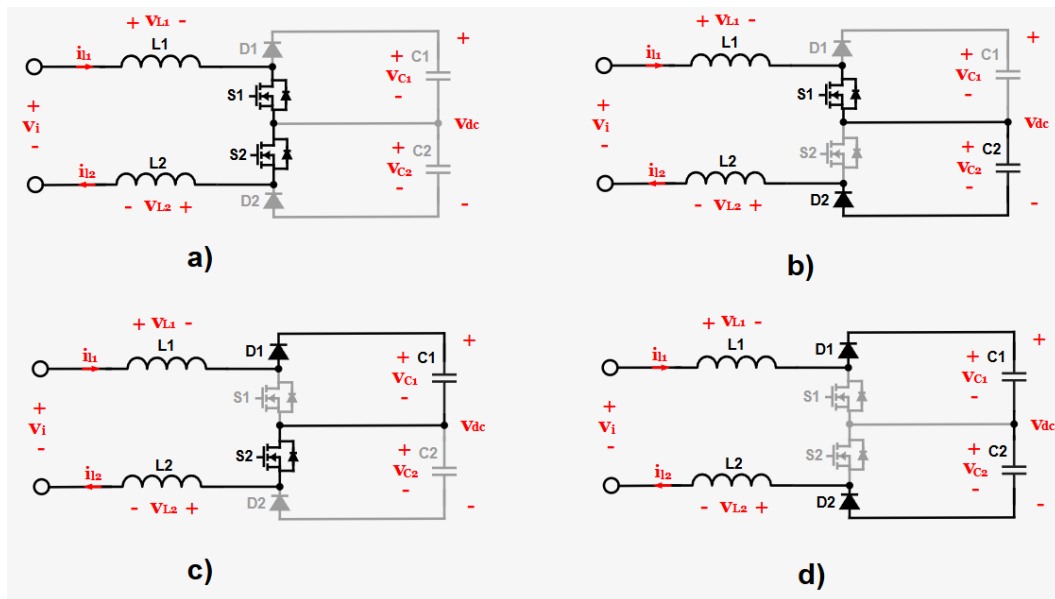


Figura 3.9: Estados de conmutación del convertidor dual buck: (a) señal de $S1$ y $S2$ encendidas, (b) señal de $S1$ encendida y señal de $S2$ apagada, (c) señal de $S1$ apagada y señal de $S2$ encendida, (d) señal de $S1$ y $S2$ apagadas

3.3.3. Relación de conversión y ecuaciones fundamentales

Bajo conducción continua, el análisis del balance sobre el inductor conduce a una relación de conversión idéntica a la del boost convencional :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1-d} \quad (3.13)$$

Esta expresión establece que el ciclo de trabajo d es la variable de control que determina el nivel de tensión del bus DC. A medida que d aumenta, el convertidor incrementa su capacidad de elevar tensión a su vez que exigencias eléctricas sobre los componentes.

El rizado de corriente del inductor que constituye un indicador clave de la calidad de corriente y del esfuerzo interno del convertidor, puede expresarse como:

$$\Delta i_L = \frac{V_i}{2Lf_s} \frac{d(1-2d)}{1-d} \quad (3.14)$$

Esta ecuación muestra explícitamente cómo el rizado depende de la inductancia, la

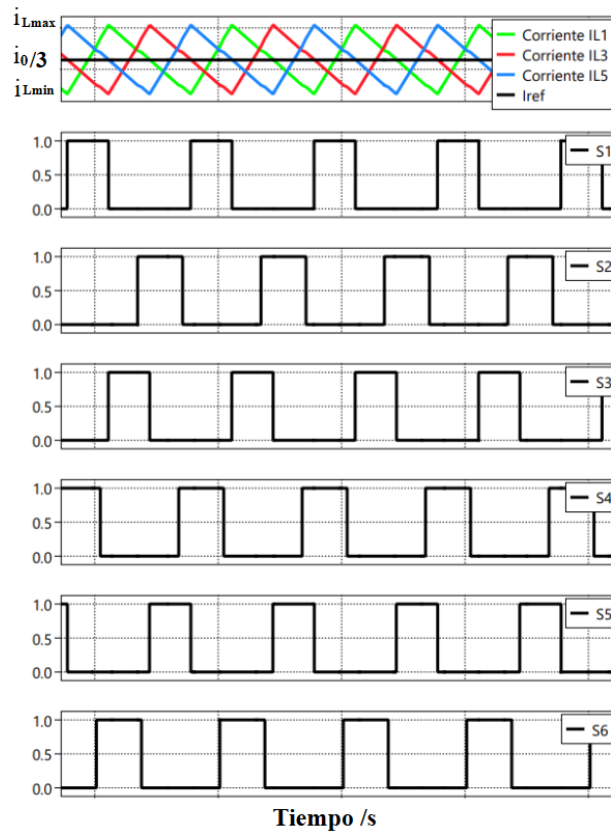


Figura 3.10: Conmutaciones del convertidor multi-nivel dual boost

frecuencia de conmutación y el punto de operación definido por d . En términos prácticos, permite justificar la elección de L y f_s en función del nivel de rizado que se puede permitir. De manera análoga se expresa el rizado de tensión del bus DC se expresa como:

$$\Delta v_0 \approx \frac{2i_0(0,5 - d)}{Cf_s} \quad (3.15)$$

donde i_0 corresponde a la corriente media extraída del bus por la etapa continua. Esta relación ilustra de mejor forma el rol de la capacitancia del bus como elemento de desacoplo energético y muestra que el rizado de tensión depende tanto del filtrado como del punto de operación del convertidor.

Con respecto a la dinámica básica de los condensadores del bus dividido, por definición, cada condensador cumple:

$$i_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt}, \quad i_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt}$$

Estas ecuaciones indican que las tensiones V_{C1} V_{C2} varían en función de las corrientes instantáneas de carga y descarga, las cuales dependen directamente del estado de conmutación y de la corriente del inductor. En particular, los estados intermedios producen intercambios energéticos asimétricos entre los condensadores, lo que explica la necesidad de estrategias de balance. La tensión del bus se obtiene como:

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{d(V_{C1} + V_{C2})}{dt} = \frac{i_{C1}}{C1} + \frac{i_{C2}}{C2} \quad (3.16)$$

Relación que resume el comportamiento energético del bus DC como resultado del balance entre la energía entregada por el inductor y la energía demandada por la carga.

3.3.4. Extensión multi-canal del convertidor Dual Boost

Para mejorar el desempeño del convertidor se adopta una estructura multi-nivel (interleaved) reflejada en la Fig 3.11, en la cual se conectan N canales idénticos del Dual Boost en paralelo, todos acoplados a un bus DC común. Las señales PWM de cada canal se aplican con un desfase uniforme de $360^\circ/N$, lo que permite repartir la corriente total entre fases y modificar el patrón de rizado. La corriente total de entrada se expresa como:

$$i_{in}(t) = \sum_{k=1}^N i_{L_k}(t) \quad (3.17)$$

donde i_{L_k} es la corriente del inductor de el nivel k . Aunque esta expresión sugiere una simple suma de corriente, el efecto interleaved tiene mayor profundidad: el desfase introduce cancelación parcial de rizado, desplazando además su contenido espectral. Un

primer efecto claro es que la frecuencia efectiva del rizado de la corriente también incrementa, aproximadamente a:

$$f_{ripple} \approx N f_s \quad (3.18)$$

Lo cual facilita el filtrado y reduce el esfuerzo de rizado en los elementos pasivos del sistema. Más relevante aún es que la propiedad multi-nivel introduce valores particulares de ciclo de trabajo, para los cuales la cancelación de rizado es absoluta. En el análisis ideal, estos valores satisfacen:

$$d = \frac{k}{N}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

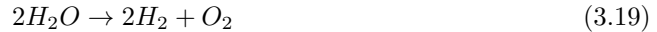
Para un convertidor de tres niveles ($N = 3$), aparecen dos puntos internos de mínima ondulación:

$$d \approx \frac{1}{3}, \quad d \approx \frac{2}{3}$$

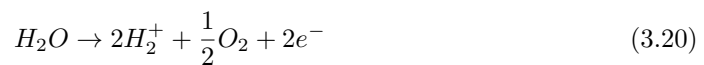
En estos valores, las corrientes triangulares de cada fase, desfasadas en 120° , se superponen de tal manera que las pendientes de subida de los niveles se compensan con las pendientes de bajada de las otras, lo que reduce significativamente el rizado total. Es importante notar que estos puntos no modifican la ganancia DC del convertidor, sino que afectan directamente la calidad de corriente y el comportamiento del bus.

3.4. Modelado del electrolizador PEM

Un electrolizador de membrana de intercambio protónico (PEM) es un dispositivo electroquímico que, al ser alimentado eléctricamente, separa el agua en hidrógeno y oxígeno mediante reacciones de oxidación y reducción en electrodos separados por una membrana de polímero conductora de protones. El proceso de electrólisis puede representarse mediante la reacción:



En una celda PEM como en la Fig 3.12, el agua alimenta al lado del ánodo, donde ocurre la reacción del oxígeno. En dicha reacción se generan protones y electrones; los protones atraviesan la membrana hacia el cátodo, mientras que los electrones circulan por el circuito externo, permitiendo la transferencia de carga. Este principio se representa mediante las reacciones del ánodo y el cátodo descritas respectivamente como:



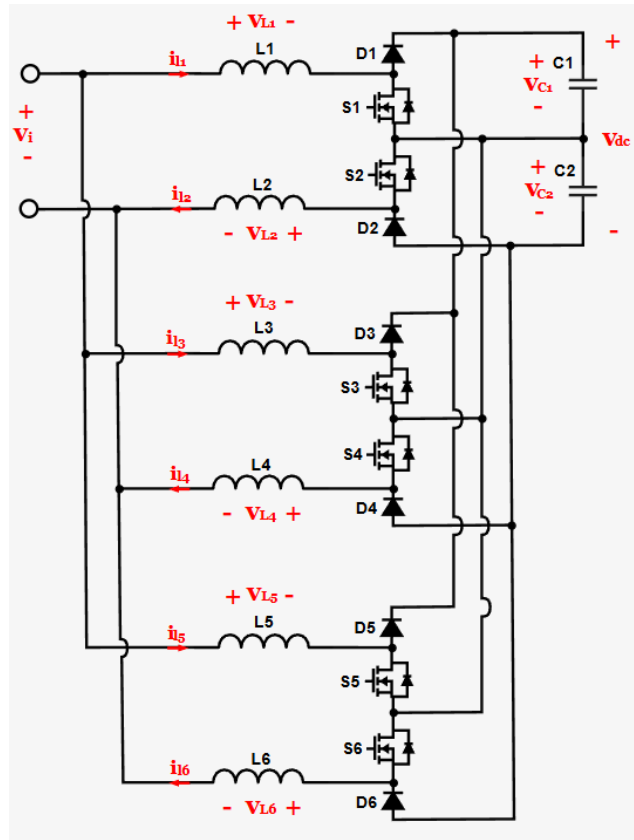


Figura 3.11: Esquema del convertidor multi-nivel dual boost



De este modo, el electrolizador PEM se comporta como una carga en corriente continua cuyo punto de operación queda determinado por la interacción entre su característica tensión–corriente y la etapa de conversión que lo alimenta [19][17]. Desde el punto de vista operativo, se reporta que la producción de hidrógeno depende principalmente del valor medio de la corriente aplicada, lo que hace especialmente relevante el control de corriente en aplicaciones de integración con electrónica de potencia.

Asimismo, estudios experimentales demuestran que la presencia del rizado de corriente incrementa el valor RMS respecto del valor medio, generando pérdidas adicionales y disminuyendo la eficiencia, la cual se aprecia en la Fig 3.13, aun cuando la producción de hidrógeno está asociado al valor medio de la corriente. Esto refuerza la motivación de emplear una etapa DC-DC orientada a entregar corriente de bajo rizado al electrolizador.

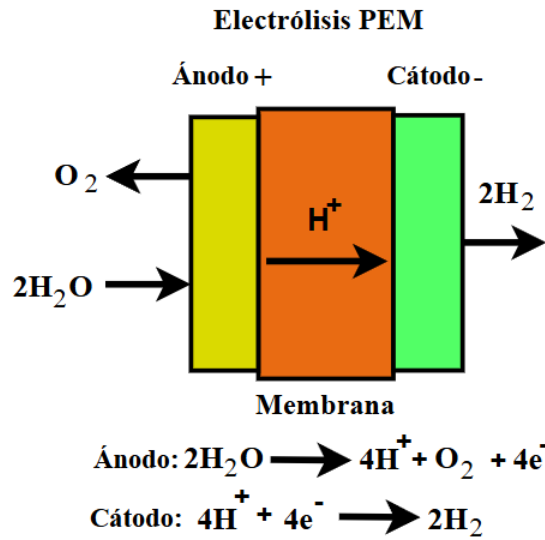


Figura 3.12: Electrolizador PEM

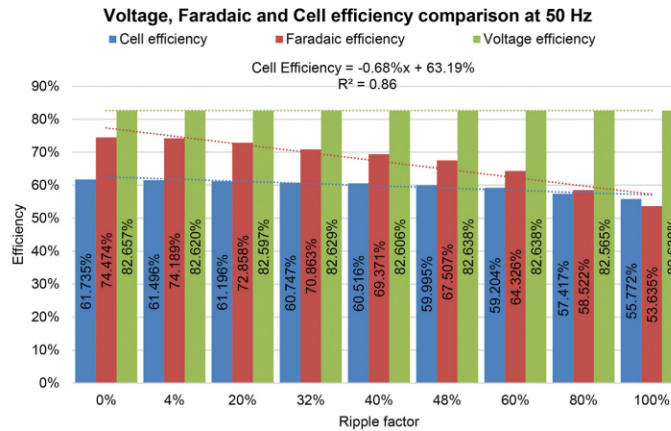


Figura 3.13: Comparación de eficiencia a (50Hz) con diversos factores de ripple [7]

3.4.1. Comportamiento eléctrico y modelo adoptado

Desde el punto de vista eléctrico, un electrolizador PEM se comporta como una carga DC cuya tensión depende de la corriente suministrada. Esta relación se describe como la curva de polarización. En modelos ampliamente utilizados, la tensión de operación del electrolizador puede expresarse como la suma de distintos términos [17], que representan el aporte reversible y las pérdidas asociadas a los procesos electroquímicos y de transporte internos, apreciable en la Fig 3.14. En particular, la literatura describe la tensión de

operación de una celda PEM como:

$$V_{cell} = V_{oc} + V_{act} + V_{ohm} + V_{con} \quad (3.22)$$

Donde V_{oc} corresponde al voltaje de circuito abierto asociado al potencial reversible de la reacción, V_{act} representa el sobrepotencial de activación a la cinética electroquímica de los electrodos, V_{ohm} agrupa las pérdidas óhmicas debidas principalmente a la resistencia de la membrana y de los elementos conductores, y V_{con} corresponde al sobrepotencial por concentración o difusión. Esta formulación permite identificar de manera explícita el origen de cada contribución a la tensión total de la celda.

Para fines de integración con convertidores DC-DC y análisis del comportamiento de la corriente regulada, resulta innecesario modelar en detalle cada uno de estos términos [16]. En particular, cuando el objetivo del estudio se centra en la regulación eléctrica y en la reducción del rizado de corriente, es habitual adoptar una representación eléctrica equivalente que capture la dependencia principal entre tensión y corriente sin introducir complejidad adicional. En este contexto, la contribución dominante de las pérdidas internas puede agruparse en un término resistivo equivalente, asociado principalmente a las pérdidas óhmicas.

Bajo esta aproximación, la característica tensión-corriente del electrolizador puede representarse localmente, en torno al punto de operación, mediante un modelo eléctrico equivalente, compuesto por una fuente de tensión V_{oc} en serie con una resistencia R_s , de modo que:

$$V_{el}(t) = V_{oc} + R_s \cdot i_{el}(t) \quad (3.23)$$

Este modelo captura la dependencia entre tensión-corriente del electrolizador y resulta adecuado para analizar el sistema propuesto, permitiendo evaluar el desempeño del convertidor DC-DC en términos de regulación de corriente y reducción de rizado, manteniendo un nivel de complejidad consistente con el alcance del estudio.

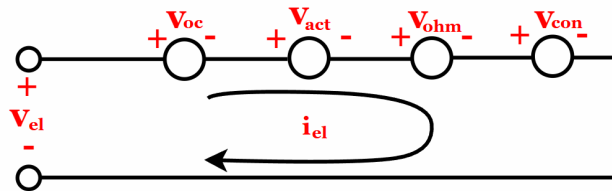


Figura 3.14: Modelado del electrolizador PEM

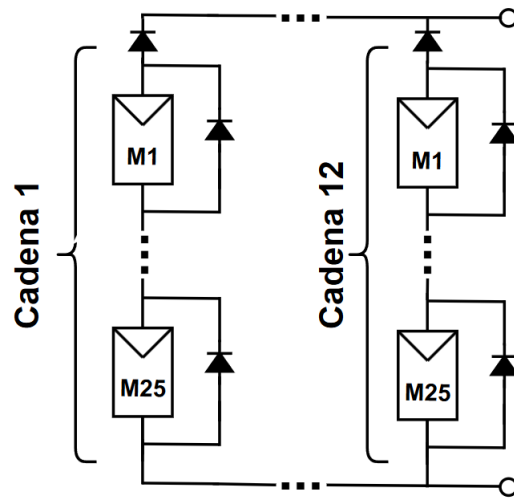


Figura 3.15: Arreglo fotovoltaico del sistema a modelar

3.5. Modelado del sistema fotovoltaico

El sistema fotovoltaico se comporta como una fuente DC no lineal, cuya relación corriente-tensión depende principalmente de la irradiancia G y de la temperatura de celda T . Por ello, en aplicaciones donde se busca integrar la energía solar, se requiere un modelo fotovoltaico que permita simular de forma cercana a la realidad el desplazamiento dinámico de sus curvas I-V y P-V cuando existen cambios en las condiciones ambientales. Este enfoque permite analizar el comportamiento eléctrico del arreglo fotovoltaico y evaluar posteriormente la respuesta del convertidor DC-DC y del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia.

En la implementación desarrollada, el arreglo fotovoltaico se representa considerando una configuración equivalente compuesta por 25 módulos fotovoltaicos conectados en serie por

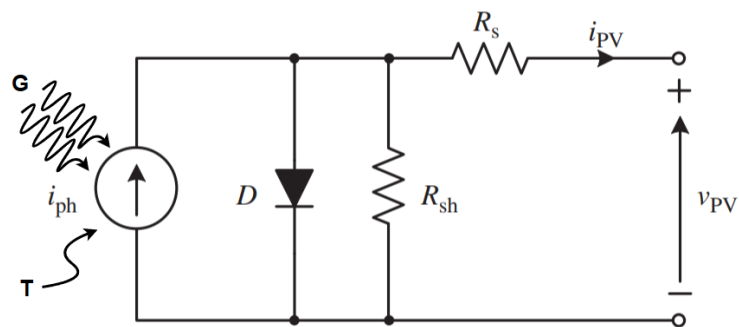


Figura 3.16: Representación de celda PV

cadena y 12 cadenas conectadas en paralelo como se aprecia en la Fig 3.15. Este modelado permite que el modelo real del arreglo sea coherente con los niveles de tensión, corriente y potencia utilizados en la simulación, manteniendo una representación adecuada de las condiciones eléctricas requeridas por la etapa de conversión DC-DC.

Desde el punto de vista de la simulación, cada módulo fotovoltaico implementado en el modelo no corresponde directamente a un único módulo físico individual, sino a una unidad equivalente que agrupa internamente 5 módulos fotovoltaicos conectados en serie. De esta forma la conexión en serie de cinco unidades equivalentes permite representar los 25 módulos en serie de cada cadena real. A nivel de arreglo, las 12 cadenas en paralelo permiten reproducir el aumento de corriente total disponible, mientras que la tensión de operación queda determinada por la suma de las tensiones de los módulos conectados en serie.

Cada unidad fotovoltaica equivalente se modela mediante el modelo de diodo único, incorporando resistencias parásitas para representar las pérdidas no ideales del dispositivo. Los parámetros eléctricos asociados el modelo permiten reproducir el comportamiento característico de una celda o módulo fotovoltaico frente a variaciones de temperatura e irradiancia, manteniendo una formulación lo suficientemente precisa para el análisis dinámico del sistema completo.

Adicionalmente, el modelo incorpora diodos de bypass asociados a las unidades fotovoltaicas. Estos diodos cumplen la función de proporcionar un paso alternativo de corriente cuando una sección del arreglo queda sometido a condiciones de operación no deseadas, como el sombreado parcial, diferencias de irradiancia o desbalance entre los módulos. En dichas condiciones, el diodo de bypass permite limitar la polarización inversa sobre la sección afectada, reduciendo el riesgo de sobrecalentamiento y que un modulo en un estado de generación de energía menor que el resto, limite completamente la corriente de la cadena.

También se considera la presencia de diodos de bloqueo, los cuales se ubican en serie con las ramas del arreglo fotovoltaico con el propósito de impedir corrientes inversas desde una cadena hacia otra o desde el sistema hacia el arreglo. Su función resulta relevante cuando existen diferencias de energía entre las cadenas, evitando que exista una ineficiencia de operación por parte de los módulos.

La variación ambiental considerada en la simulación corresponde a cambios escalonados de temperatura. Bajo estas condiciones, el modelo en la Fig 3.16 reproduce un comportamiento esperado de un sistema fotovoltaico, donde el aumento de la temperatura produce una reducción del voltaje en el circuito abierto y del voltaje asociado al MPPT, lo que se traduce en una disminución de la potencia máxima disponible. Este desplazamiento de las curvas I-V y P-V constituye el principal efecto analizado en esta sección y resulta especialmente relevante para evaluar la respuesta del convertidor DC-DC y del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia desarrollado posteriormente [1].

3.5.1. Modelo matemático del módulo

Una vez definida la estructura de implementación del arreglo en la simulación, el comportamiento eléctrico de cada unidad fotovoltaica se representa mediante el modelo de diodo único (single-diode model), presente en la Fig 3.16, el cual es ampliamente utilizado para describir módulos fotovoltaicos debido a su fidelidad a la curva $I - V$ mediante un uso reducido de parámetros [15]. Se modela como una fuente de corriente dependiente de las condiciones ambientales, un diodo que representa la unión $p - n$, y dos resistencias parásitas que capturan las pérdidas no ideales del dispositivo.

El modelo matemático de la ecuación 3.24 representa

$$i_{pv} = i_L - I_0 \left[e^{\frac{v_{pv} + i_{pv} \cdot R_s}{a}} - 1 \right] - \frac{v_{pv} + i_{pv} \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (3.24)$$

$$a \simeq \frac{N_s \cdot n \cdot k \cdot T_c}{q} \quad (3.25)$$

donde v_{pv} y i_{pv} corresponden a la tensión y corriente en los terminales del módulo; R_s corresponde a la resistencia en serie equivalente y R_{sh} la resistencia en derivación; a corresponde al efecto térmico del diodo, agrupando el voltaje térmico, factor de idealidad del diodo y el número de celdas en serie del módulo; I_L es la corriente generada por el efecto fotoeléctrico; e I_0 es la corriente de saturación del diodo.

3.5.2. Curvas características I-V y P-V

Las curvas de corriente-tensión y potencia-tensión permiten describir de manera directa el comportamiento eléctrico del modulo fotovoltaico y constituyen una herramienta fundamental para analizar su operación bajo distintas condiciones ambientales. A partir del modelo de diodo único es posible reconstruir estas curvas y estudiar el desplazamiento de los puntos característicos cuando varían los parámetros de operación, en particular la temperatura de celda.

La curva I-V muestra que el módulo fotovoltaico mantiene una corriente elevada para un amplio rango de tensiones, hasta aproximarse al voltaje de circuito abierto V_{oc} , donde la corriente se anula. En el extremo opuesto, para tensiones cercanas a cero, la corriente alcanza su valor máximo I_{sc} . Entre ambos extremos se localiza la región de operación útil del módulo, donde se sitúa el punto de máxima potencia.

La curva P-V se genera mediante el producto entre la tensión y la corriente, presenta un máximo bien definido, el cual corresponde al punto de máxima potencia (V_{mpp}, I_{mpp}). Analíticamente este punto se caracteriza por una pendiente nula de la potencia respecto de la tensión, es decir, $dP/dV = 0$. A tensiones inferiores a V_{mpp} , un aumento de tensión produce un incremento de potencia, mientras que a tensiones superiores ocurre el efecto contrario.

La Fig 3.17 ilustra de forma cualitativa el comportamiento típico de las curvas I-V y P-V de un modulo fotovoltaico frente a las variaciones de irradiancia y temperatura. En particular, se observa que el aumento de la temperatura provoca una reducción del voltaje de circuito abierto y un desplazamiento del punto de máxima potencia hacia menores tensiones, lo que se traduce en una disminución de la potencia máxima disponible. Este efecto coincide con el comportamiento observado en las simulaciones desarrolladas en esta memoria, donde la irradiancia se mantiene constante y los cambios ambientales se ven reflejados en cambios de temperatura mediante escalones.

Desde el punto de vista operativo, este desplazamiento implica que el punto óptimo de operación del modulo no es fijo, sino que depende de la temperatura instantánea. Por esta razón, aun en ausencia de variaciones de irradiancia, resulta necesario ajustar el punto de operación del sistema para mantener la extracción de potencia cercana al máximo punto disponible, donde la metodología será detallada a continuación.

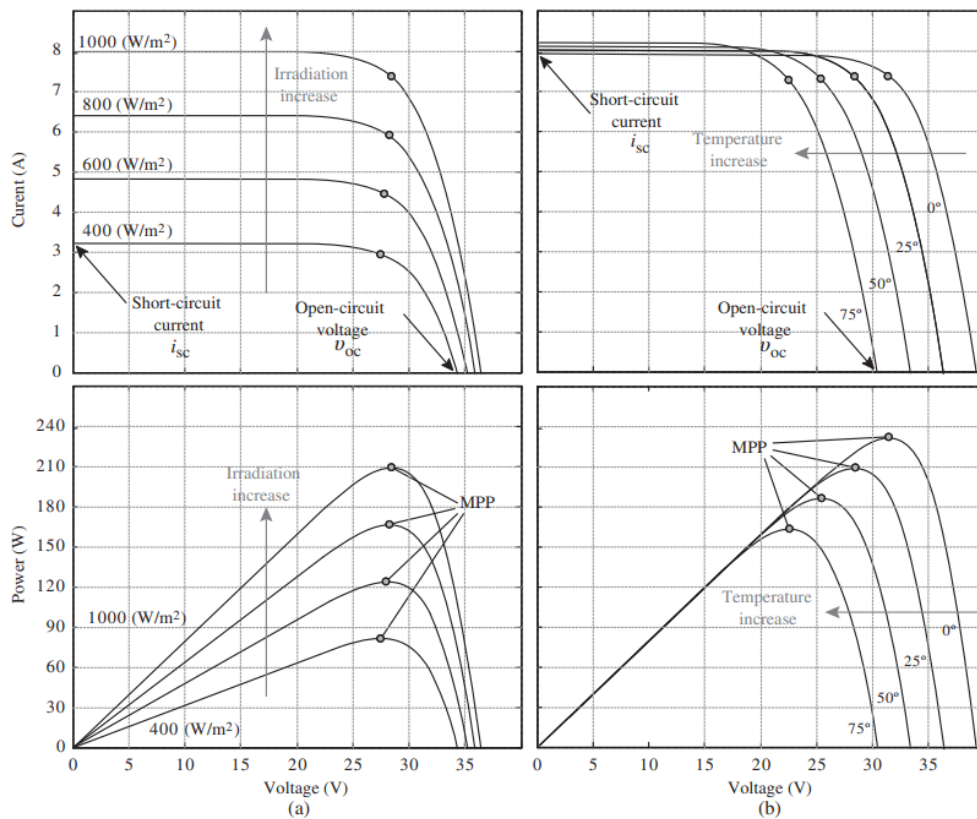


Figura 3.17: Curvas de comportamiento del sistema PV [1]

3.5.3. Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)

Para el seguimiento del punto de máxima potencia del sistema fotovoltaico, se adopta un algoritmo conocido como Perturb and Observe ($P\&O$), debido a su simplicidad de implementación y a su uso ampliamente documentado en sistemas fotovoltaicos acoplados a convertidores DC-DC. El principio del método consiste en introducir perturbaciones controladas sobre el punto de operación del arreglo fotovoltaico y observar la variación resultante de la potencia, ajustando progresivamente la referencia de operación hasta converger en la zona máxima de la curva P-V.

En la Fig 3.18 se presenta el diagrama de flujo general del algoritmo ($P\&O$). En cada iteración discreta k , se mide tanto la tensión como la corriente del arreglo fotovoltaico, $v_{pv}(k)$ e $I_{pv}(k)$, a partir de las cuales se calcula la potencia instantánea $P_{pv}(k)$. Esta potencia se compara con la iteración anterior $P_{pv}(k-1)$, evaluando si la perturbación aplicada condujo a un aumento o una disminución de la potencia entregada. En función de este resultado, el algoritmo decide si mantener o invertir el sentido de la perturbación aplicada sobre la referencia de tensión v_{pv}^* actualizando mediante incrementos discretos de magnitud Δv .

El fundamento físico del algoritmo se entiende con mayor claridad a partir de la curva P-V del arreglo. A un lado del punto de máxima potencia, un incremento del voltaje produce un aumento en la potencia, mientras que en el otro lado ocurre el efecto contrario. El algoritmo ($P\&O$) utiliza esta propiedad evaluando el signo de la variación de potencia frente a la perturbación aplicada, lo que permite incrementar o disminuir la posición del punto sobre

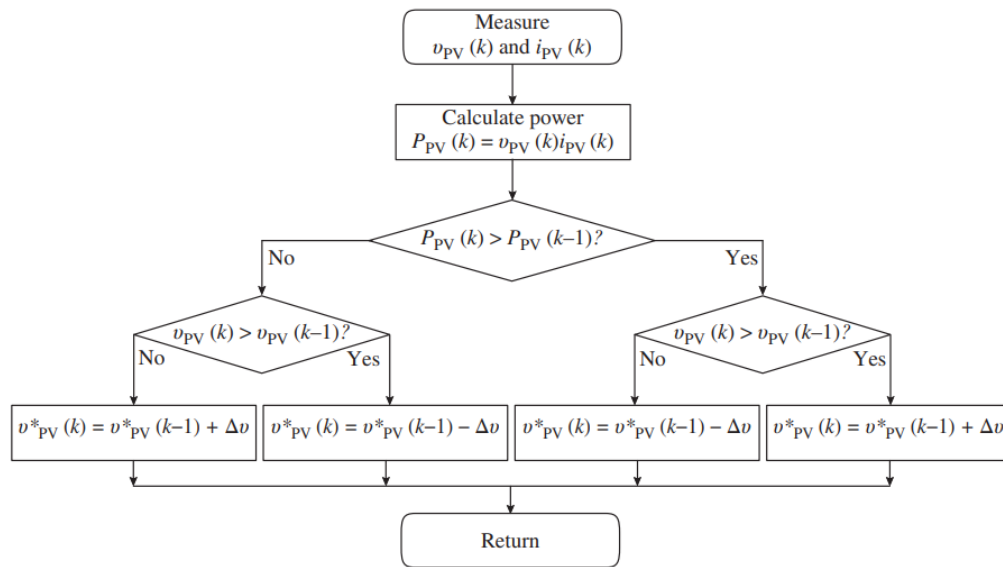


Figura 3.18: Diagrama de flujo del algoritmo P&O [1]

la curva hasta alcanzar una región cercana al máximo.

La Fig 3.19 ilustra el comportamiento del algoritmo frente a un cambio escalonado de temperatura, manteniendo constante la irradiancia. En la representación de la curva P-V se observa que el aumento de la temperatura desplaza el punto de máxima potencia hacia tensiones de menor valor. Como consecuencia, el valor óptimo de v_{pv} cambia abruptamente. El algoritmo ($P\&O$) responde a este desplazamiento ajustando de forma progresiva la referencia v_{pv}^* mediante repetidas perturbaciones, hasta reubicar el punto de operación en la sección del nuevo máximo de la curva. En la representación temporal se aprecia cómo la referencia de voltaje evoluciona en escalones, con una dinámica gobernada por la intensidad de la perturbación Δv y el intervalo de actualización de Δt .

Una característica particular del método ($P\&O$) es que, en estado estacionario, el punto de operación no se estabiliza exactamente en el máximo, sino que como se mencionó con anterioridad, oscila alrededor de él. La amplitud de la oscilación depende directamente del valor de Δv : pasos grandes permiten una convergencia más rápida ante desplazamientos del MPP, pero incrementan el rizado en estado estacionario; pasos pequeños reducen dicho rizado, a costa de una respuesta mas lenta. Este compromiso entre rapidez y precisión es una de las consideraciones principales en el diseño del algoritmo y resulta especialmente relevante cuando se analiza su interacción con la dinámica del convertidor DC-DC.

En el sistema desarrollado, el algoritmo ($P\&O$) genera una referencia de tensión v_{pv}^* la cual es regularizada por el lazo de control del convertidor. De este modo, el seguimiento del punto de máxima potencia se realiza de forma indirecta, separando la lógica de optimización energética del control dinámico del convertidor, lo que simplifica el diseño y facilita el análisis del sistema completo en simulación.

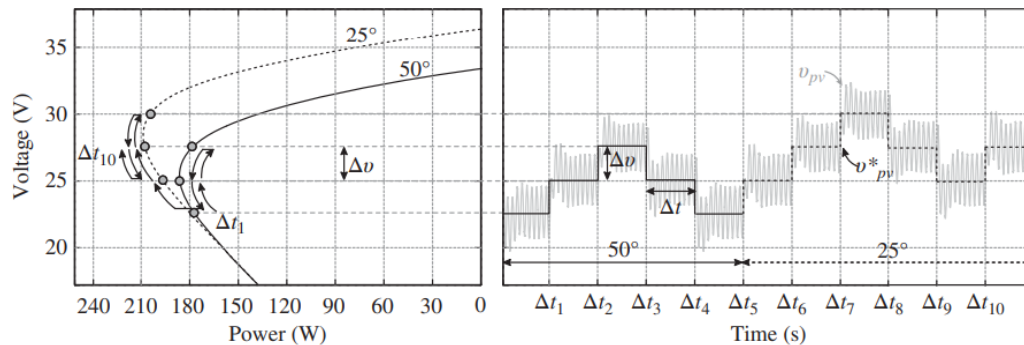


Figura 3.19: Curvas de seguimiento del MPPT [1]

3.6. Control

3.6.1. Lazo de control del convertidor interleaved dual buck

En la presente etapa se describe el lazo de control de corriente implementado en el convertidor interleaved dual buck Fig 3.20. El propósito de este lazo es asegurar que la corriente suministrada al electrolizador siga una referencia definida a partir del estado energético del sistema, de manera rápida y robusta, sin interactuar de forma indeseada con la modulación por conmutación. Por esta razón, la variable principal regulada es la corriente (promedio) asociada al flujo de energía hacia la carga, y la acción de control disponible corresponde al ciclo de trabajo d que se aplica posteriormente mediante PWM [20][8].

La referencia de corriente se define a partir de la potencia instantánea asociada al sistema fotovoltaico y de la tensión de salida del convertidor, en lugar de imponerse como una referencia externa independiente. Considerando que, en régimen promedio, la potencia transferida hacia el electrolizador puede expresarse como:

$$P \approx V_0 I_{el} \quad (3.26)$$

Es posible obtener una expresión directa para la corriente requerida en función de la potencia instantánea P_{inst} , dada por P_{inst}/V_0 . Esta referencia básica se ajusta mediante la señal $u_{dc-link}$, cuyo objetivo es incorporar el requisito de regulación del enlace DC al valor nominal de operación (1500 V). De este modo, la referencia final utilizada por el lazo de corriente queda definida como:

$$i_{ref} = \frac{P_{inst}}{V_0} - u_{dc.link} \quad (3.27)$$

El primer termino fija la corriente necesaria para transferir la potencia instantánea hacia la carga, mientras que el segundo termino introduce una corrección asociada al objetivo del enlace DC. En esta sección, $u_{dc.link}$ se considera unicamente como la acción vinculada al nivel total del bus, mas adelante se describirá el reparto simétrico entre los condensadores del bus DC.

Dado a que la etapa opera con múltiples canales en paralelo, apreciable en la Fig 3.21,

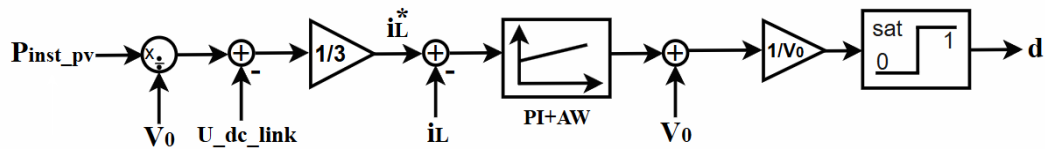


Figura 3.20: Lazo de control del convertidor dual buck

la referencia global de corriente se distribuye entre ramas para que cada uno procese una fracción de la demanda total. Para tres canales, esto se expresa como $i_{ref,k} = \frac{1}{3}i_{ref}$. Con dicha referencia por rama, se define el error de corriente de la rama k como:

$$e_{Lk}(t) = i_{ref,k}(t) - i_{Lk}(t) \quad (3.28)$$

donde $i_{Lk}(t)$ representa la corriente medida del inductor asociada al respectivo canal. El error se procesa con un controlador PI:

$$u_k(t) = K_p e_{Lk}(t) + K_i \int_0^t e_{Lk}(\tau) d\tau \quad (3.29)$$

porque se busca un lazo capaz de entregar respuesta y, al mismo tiempo, eliminar el error frente a perturbaciones y variaciones del punto de operación. Sin embargo, para justificar el uso del PI y la forma en que se eligen sus parámetros, es necesario establecer primero la relación dinámica existente entre el duty d y la corriente que efectivamente se regula.

Para ello se recurre al modelo promediado del convertidor en conducción continua. En términos energéticos, el ciclo de trabajo determina la fracción de la tensión del enlace DC que se entrega a la etapa inductiva, mientras que la tensión del electrolizador aparece como

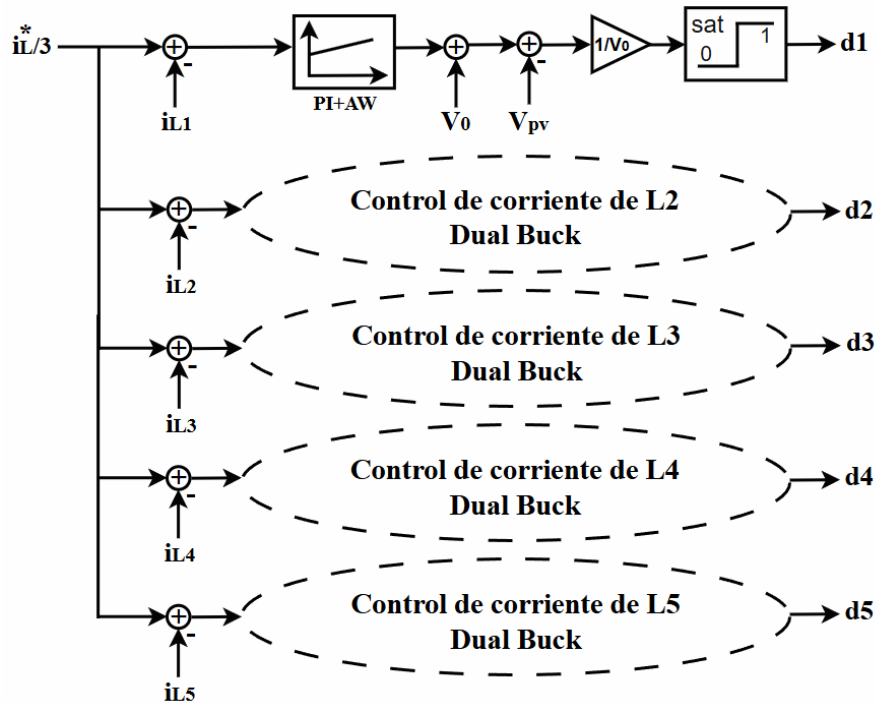


Figura 3.21: Lazo de control del convertidor multi-nivel dual buck

un termino que se opone al incremento de la corriente. La ecuación promedio utilizada para describir dicha dinámica es:

$$dv_{dc} = (L_1 + L_2) \frac{di_{el}}{dt} + v_{el} \quad (3.30)$$

donde v_{dc} es la tensión del enlace DC, v_{el} es la tensión instantánea del electrolizador y i_{el} corresponde a la corriente suministrada a la carga. Se representa la inductancia equivalente como $(L = L_1 + L_2)$, ya que ambas contribuciones inductivas determinan la pendiente de corriente observada por la dinámica de la etapa. También deja en claro el rol de cada termino, el producto dv_{dc} es la tensión equivalente aplicada, $(L_1 + L_2) \frac{di_{el}}{dt}$ determina la pendiente de corriente y v_{el} actúa como un termino de salida que debe ser superado para generar un incremento en i_{el} .

Para diseñar el lazo interno de corriente se aplica un análisis de pequeña señal alrededor de un punto de operación. En este contexto, v_{el} se considera como una perturbación: su variación suele estar dominada por la dinámica propia del electrolizador y por cambios relativamente lentos en la carga mientras que el lazo de corriente se diseña para actuar de forma más rápida. Con esto en mente la planta se del convertidor se puede representar como:

$$\frac{i_{el}(s)}{d(s)} = \frac{v_{dc}}{(L_1 + L_2)s} \quad (3.31)$$

La expresión demuestra que desde la perspectiva del lazo de corriente, el convertidor se comporta esencialmente como un integrador: el duty controla la pendiente de la corriente, y la inductancia equivalente determina que tan rápido puede cambiar dicha corriente. Esta característica permite que el uso de un controlador PI sea ideal, ya que permite moldear la respuesta dinámica con el factor proporcional y asegurar el rechazo ante perturbaciones y buen seguimiento en el estado estacionario con el factor integral.

Con la planta ya establecida, se procede a fijar la rapidez del lazo. Dado a que el duty se implementara mediante PWM, como en la Fig 3.22, a una frecuencia de conmutación f , el lazo de corriente no debe realizar correcciones en esa escala de tiempo, ya que puede implicar la reacción al rizado del switching y amplificar los efectos como discretización, retardos y dinámicas no deseadas del modulador. Por esta razón se elige una frecuencia característica del lazo suficientemente menor que f . Un criterio ampliamente utilizado en convertidores, consiste en ubicar el ancho de banda del lazo de corriente aproximadamente 10 veces menor que la frecuencia de conmutación [1], es decir:

$$\omega_i = \frac{2\pi f}{10} \quad (3.32)$$

Este criterio permite que el lazo sea lo suficientemente rápido para regular la corriente frente a cambios de referencia y perturbaciones relevantes del sistema, pero lo suficientemente

lento como para responder a las señales promediadas del convertidor, evitando actuar sobre componentes instantáneas asociadas a la conmutación.

Con ω_i ya determinado, se procede a encontrar el parámetro proporcional para el controlador, para ello se utiliza el criterio de diseño de frecuencia $|G(j\omega_i)K_p| = 1$, donde $G(s)$ corresponde a la planta. El motivo del criterio es fijar el cruce de $0dB$ en ω_i , de esta manera, el parámetro queda determinado como:

$$\left| \frac{v_{dc}}{(L_1 + L_2)j\omega_i} K_p \right| = 1 \Rightarrow K_p = \frac{(L_1 + L_2)\omega_i}{v_{dc}} \quad (3.33)$$

Esta expresión permite interpretar directamente el efecto de los parámetros del sistema en la operación del controlador. Para una frecuencia fija ω_i , un aumento de la inductancia equivalente exige un mayor valor de K_p para mantener la misma rapidez del lazo, mientras que un mayor nivel de tensión del enlace DC reduce el valor requerido de K_p , al incrementar la ganancia efectiva del convertidor.

Con respecto a la salida del PI, debe transformarse en un duty consistente con el modelo, consiguiendo la expresión:

$$d = \frac{(L_1 + L_2) \frac{di_{el}}{dt} + v_{el}}{v_{dc}} \quad (3.34)$$

Se observa que el ciclo de trabajo puede expresarse como la suma de un término asociado a la dinámica de corriente y un término asociado a la tensión de salida, todo normalizado por el enlace DC. En la implementación, esto se traduce en una estructura donde la acción correctiva u_k se combina con la medición de la tensión de salida para compensar, y se escala por $1/v_{dc}$ con el objetivo de mantener un comportamiento más uniforme del lazo ante variaciones del bus. El duty calculado se limita posteriormente a un rango por medio de un

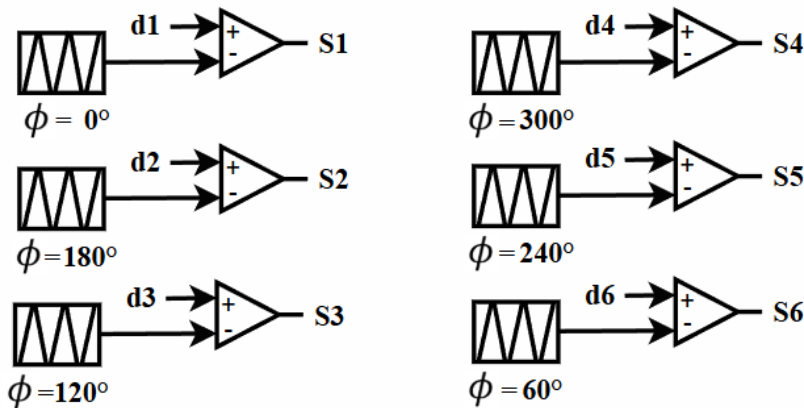


Figura 3.22: PWM del convertidor interleaved dual buck

limitador de saturación entre $0 \leq d_k \leq 1$, y garantizar consistencia y una operación segura.

3.6.2. Balance de los condensadores

Definida la estrategia de control del convertidor y su rol dentro de la arquitectura general del sistema, en esta sección se describe la estrategia de control adoptada para el balance de los condensadores presentes en el bus DC. Si bien el lazo asociado a $u_{dc.link}$, ilustrado en la Fig 3.23, se encarga de entregar como referencia la tensión del enlace DC (1500 V), el correcto funcionamiento del convertidor también requiere que la tensión presente en el bus se distribuya de manera simétrica entre los condensadores, es decir:

$$V_{C1} \approx V_{C2} \approx \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.35)$$

En la arquitectura propuesta, el enlace DC intermedio se representa mediante dos condensadores, por lo que la tensión total del bus depende de la suma de las tensiones parciales de cada uno. Bajo esta configuración, regular únicamente la tensión total del bus no asegura necesariamente que ambas mitades mantengan una distribución equilibrada de tensión, ya que pueden producirse diferencias entre los condensadores aun cuando la variable total permanezca cercana a su referencia. Por esta razón, se incorpora un lazo de control destinado a corregir el desbalance entre ambas tensiones y evitar que una de las mitades del enlace opere de forma prolongada por sobre o bajo el valor esperado.

Este tipo de consideración también se encuentra presente en arquitecturas DC-DC multi-nivel con enlace dividido. Por ejemplo, en [22] se emplea un convertidor buck-boost bidireccional de tres niveles, donde la tensión de salida se obtiene a partir de dos condensadores y el balance de sus tensiones se incorpora como un objetivo adicional de control. Esta referencia permite reforzar que, en estructuras con bus DC dividido, el balance del enlace no corresponde a una condición secundaria, sino a una variable relevante para asegurar una operación estable en la etapa de conversión.

El objetivo de el lazo, es formulado a partir de la diferencia de tensiones entre los condensadores:

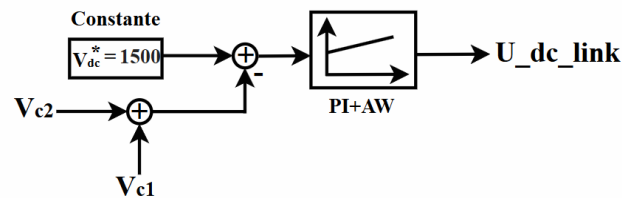


Figura 3.23: Lazo de control para referencia de tensión bus DC

$$\Delta V_C = V_{C1} + V_{C2} \quad (3.36)$$

y se define como referencia :

$$\Delta V_C^* = 0 \quad (3.37)$$

Lo que equivale a imponer una distribución simétrica del enlace DC. En el esquema implementado, las tensiones V_{C1} y V_{C2} se obtienen mediante bloques de medición, cuya diferencia es calculada para generar la señal ΔV_C , la cual representa el error de desbalance del sistema.

Desde el punto de vista físico, el desbalance esta directamente asociado a una diferencia en las corrientes promedio que circulan por las ramas vinculadas a cada mitad del bus. Si una rama extrae, en promedio, mayor corriente desde una de las mitades del enlace, el condensador correspondiente tendera a descargarse mas, generando una desviación en su tensión. La estrategia adoptada aprovecha el hecho de que, en la estructura de control del convertidor interleaved dual buck, no fija todas las corrientes de los inductores, este posee un grado de libertad el cual puede utilizarse para redistribuir la energía entre C_1 C_2 sin afectar la corriente total suministrada al electrolizador.

El lazo de balance se construye comparando la señal ΔV_C con su referencia nula, y procesando el error mediante un controlador PI. La salida del controlador genera una señal correctiva que es interpretada como una variación diferencial de ciclo de trabajo. Se destaca que la acción no reemplaza al ciclo de trabajo calculado por el lazo de corriente, sino que se superpone a el como una corrección de pequeña magnitud, aplicada sobre una rama específica del convertidor.

Desde el punto de vista dinámico, el comportamiento del balance puede describirse mediante un modelo simplificado. Como los condensadores son idénticos $C_1=C_2$, la dinámica

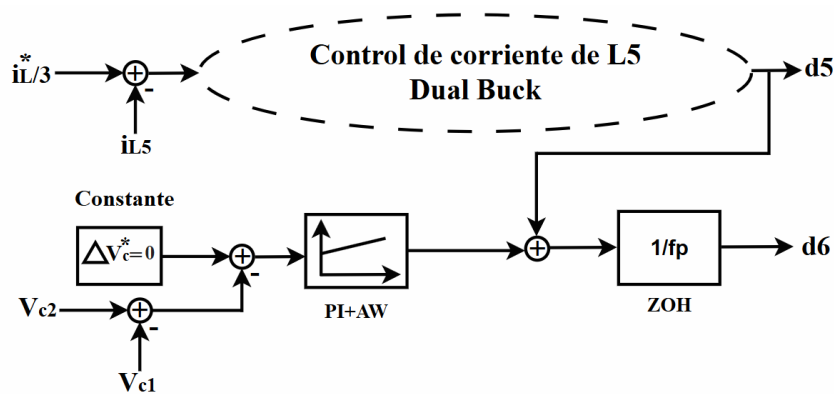


Figura 3.24: Lazo de control para balance de condensadores bus DC

de la diferencia de tensiones queda definida por:

$$\frac{d\Delta V_C}{dt} = \frac{\Delta I}{C} \quad (3.38)$$

donde ΔI representa la diferencia de corriente promedio asociadas a las mitades del bus. Al linealizar esta relación respecto de una pequeña variación de ciclo de trabajo ΔD , se obtiene una planta equivalente entre la corrección del duty y el desbalance de tensiones. Esta característica justifica naturalmente el uso de un controlador PI, cuya acción integral permite eliminar el error estacionario en ΔV_C

En la implementación ilustrada en la Fig 3.24, la señal generada por el PI de balance se suma al ciclo de trabajo principal de la rama seleccionada, dando lugar a un nuevo ciclo de trabajo corregido. Sin embargo, a diferencia del lazo de corriente, esta señal correctiva no se aplica de forma continua, sino que se introduce un bloque (ZOH) antes ser implementado al modulador.

El fenómeno del el balance de los condensadores es efectuada de forma lenta en comparación con la dinámica de conmutación del convertidor por lo cual la integración del ZOH responde a esta necesidad. Además la corrección de balance finalmente es implementada a través del PWM, el cual opera en tiempo discreto, actualizando el ciclo de trabajo una vez por periodo de conmutación. En este contexto ZOH cumple la función regular y mantener constante la señal de corrección del balance durante cada periodo de switching, asegurando que:

- La acción de balance solo se actualice a la frecuencia de conmutación
- Se conserve una separación entre las escalas temporales entre el lazo rápido de corriente y el lazo lento de balance.

De esta forma, el ZOH asegura que la señal de corrección asociada al balance se actualice únicamente a la frecuencia de conmutación manteniéndose constante entre periodos. Esto permite que el balance de las tensiones de los condensadores del bus DC se efectúe a una escala temporal mas lenta que la regulación de corriente, garantizando una redistribución de energía equitativa entre C_1 y C_2 sin interferir en los lazos principales de control del convertidor.

3.6.3. Lazo de control del convertidor interleaved dual boost

El lazo de control del convertidor dual boost Fig 3.25, se encarga de imponer el comportamiento de las corrientes de entrada, ya que determinan la potencia extraída del sistema fotovoltaico y permiten asegurar un reparto equilibrado entre las ramas del convertidor [1].

El lazo es implementado sobre tres ramas activas, cada una asociada a un inductor de entrada y regulado por un controlador PI, cuya estructura esta reflejada en la Fig 3.26.

Producto de que en la etapa de modulación, ilustrada en la Fig 3.27, cada señal de control se replica e invierte para accionar los interruptores correspondientes, desde el punto de vista promediado y del diseño del regulador, basta con considerar tres señales de control independientes.

La variable regulada corresponde a la corriente de cada inductor i_{Lk} . Todas las ramas comparten una referencia común i_L^* , que representa el nivel de corriente que el convertidor debe demandar al sistema fotovoltaico. Dicha referencia es generada por el sistema MPPT que se plantea de forma detallada más adelante. El error de corriente se define como:

$$e_{Lk}(t) = i_L^*(t) - i_{Lk}(t) \quad (3.39)$$

El cual es procesado mediante un controlador PI:

$$u_k(t) = K_p e_{Lk}(t) + K_i \int_0^t e_{Lk}(\tau) d\tau \quad (3.40)$$

La acción proporcional permite modificar la rapidez de respuesta del lazo frente a cambios de referencia o perturbaciones, mientras que la acción integral asegura la supresión del error en estado estacionario. Sin embargo, para justificar la forma en que la salida del PI se refleja en un ciclo de trabajo, es necesario establecer la relación dinámica que existe entre el duty y la corriente del inductor. Considerando conducción continua, el modelo promediado del convertidor dual boost permite expresar la dinámica del inductor como:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - (1-d)v_0 \quad (3.41)$$

Donde v_{pv} es la tensión del generador fotovoltaico, v_0 es la tensión del enlace dc y d es el ciclo de trabajo. Esta ecuación evidencia que el duty actúa sobre el término $(1-d)v_0$, a diferencia del buck donde el duty multiplica directamente al bus de entrada. Reorganizando la expresión anterior, se consigue la expresión para d representada como:

$$d = 1 - \frac{v_{pv}}{v_0} + \frac{L}{v_0} \frac{di_L}{dt} \quad (3.42)$$

La expresión permite interpretar el ciclo de trabajo como la suma de una razón dada por v_{pv}/v_0 y la corrección determinada por la dinámica de la corriente. En la implementación,

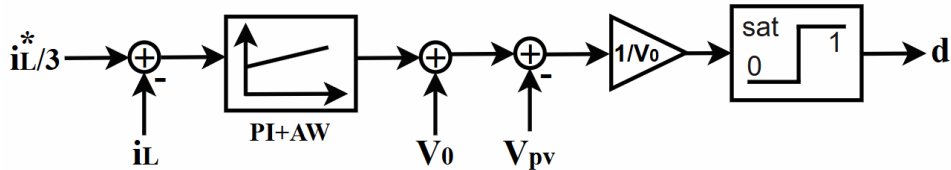


Figura 3.25: Lazo de control de convertidor dual boost

la salida del PI constituye la acción correctiva requerida para forzar el seguimiento de i_L mientras que los términos v_{pv} y v_0 se incorporan para adecuar el duty en base al modelo promediado. Por consiguiente, el ciclo por cada rama se puede representar como:

$$d_k \approx \frac{u_k + v_0 - v_{pv}}{v_0} \quad (3.43)$$

Para el análisis y diseño del lazo interno de corriente, resulta conveniente utilizar un modelo en el dominio de Laplace, que relacione explícitamente la variación del ciclo de trabajo con la variación de la corriente del inductor, el modelo en corriente continua es:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - (1 - d)v_0 \quad (3.44)$$

Al efectuar la linealización y aplicar la transformada de laplace, la expresión del sistema queda modelada como:

$$I_L(s) = \frac{1}{Ls} V_{pv}(s) - \frac{1-D}{Ls} V_0(s) + \frac{V_0}{Ls} D(s) \quad (3.45)$$

Para el diseño del lazo de corriente del inductor, se considera que tanto V_{pv} como V_0 actúan como perturbaciones, lo que permite aislar la corriente y conseguir el modelo:

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_0}{Ls} \quad (3.46)$$

lo que evidencia un comportamiento integrador. La relación es aplicada por rama, por lo que cada lazo de corriente regula su respectiva corriente i_{Lk} . El resultado fundamenta el uso de un controlador PI, ya que permite imponer la dinámica deseada en el seguimiento

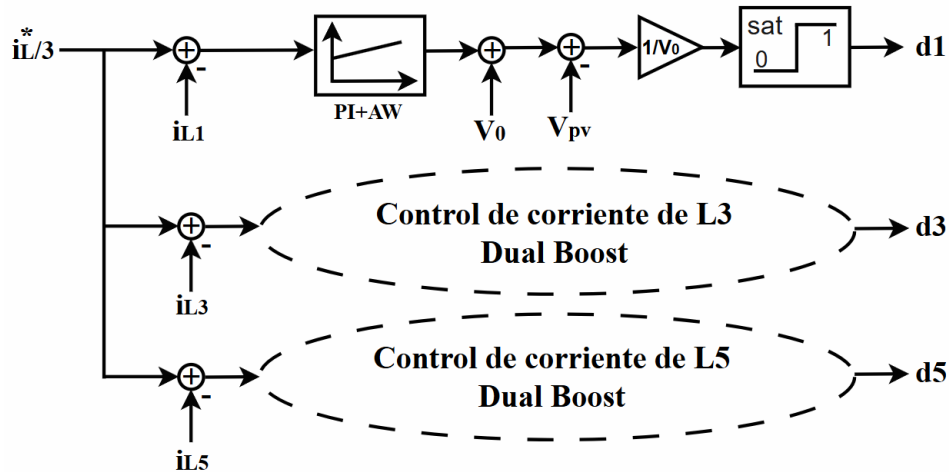


Figura 3.26: Lazo de control de convertidor multi-nivel dual boost

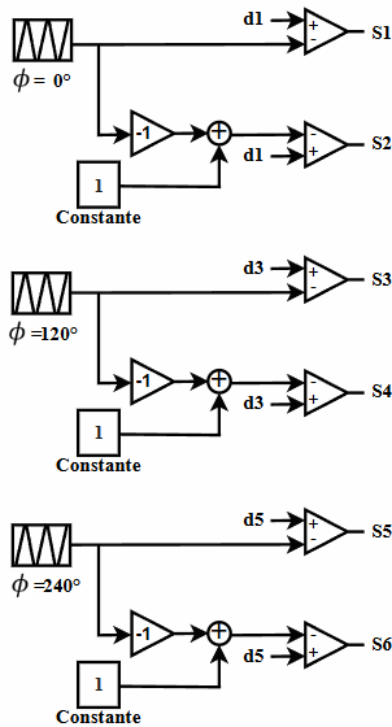


Figura 3.27: PWM del convertidor interleaved dual boost

de corriente y eliminar el error estacionario, manteniendo robustez frente a perturbaciones generadas por cambios de v_{pv} o en el nivel del enlace DC.

3.6.4. MPPT

El seguimiento del punto de máxima potencia se implementa mediante el método de (P&O), el cual opera como un supervisor discreto que genera una referencia de tensión para el arreglo fotovoltaico [1]. La potencia instantánea del PV se calcula como:

$$P_{pv}(k) = v_{pv}(k)i_{pv}(k) \quad (3.47)$$

y, a partir de la comparación entre $P_{pv}(k)$ y $P_{pv}(k - 1)$, el algoritmo decide si la perturbación aplicada a la referencia debe mantenerse o invertirse, actualizando la referencia de tensión mediante incrementos discretos Δv . Esta lógica ya fue descrita con anterioridad para explicar la convergencia hacia la zona del máximo punto de la curva P-V

Lo relevante desde el punto de vista de control es que el (P&O) no actúa directamente sobre el duty del convertidor, sino que entrega una señal Ref_mppt equivalente a la referencia de tensión del PV, es decir:

$$v_{pv}(k) \equiv Ref_mppt(k) \quad (3.48)$$

la cual debe ser impuesta por el convertidor para forzar el punto de operación del arreglo hacia v_{mp} que corresponde a la tensión de máxima potencia. En otras palabras, el MPPT se emplea como una referencia de tensión que el sistema de potencia trata de seguir. La integración se efectúa mediante un lazo de regulación de tensión del PV ajustado por un controlador PI. En cada iteración el error se calcula como

$$e_v(k) = v_{pv}^*(k) - v_{pv}(k) \quad (3.49)$$

dicho error es procesado con el PI para generar una acción de control que define cuánta corriente debe extraerse desde el PV para corregir el desvío de tensión. Dicho efecto corresponde a utilizar el convertidor como una “carga controlada”, si v_{pv} supera v_{pv}^* , el controlador reduce la corriente demandada, si ocurre el caso contrario, entonces el controlador incrementa la corriente demandada, desplazando el punto de operación sobre la curva I-V hasta restaurar la tensión objetivo. Esta filosofía es válida con la formulación del (P&O), donde la búsqueda del MPP se realiza perturbando la referencia de tensión y observando la variación de potencia para decidir la dirección de la siguiente perturbación.

En el diagrama, presentado en la Fig 3.28, la salida del PI se combina con la medición entregada por el PV para construir una referencia de corriente total, que luego se convierte en la referencia de cada rama mediante un bloque $1/3$. En términos operacionales, la corriente se reparte en los tres niveles del convertidor interleaved dual boost, de modo que:

$$i_L^* = \frac{i_{pv}^*}{3} \quad (3.50)$$

donde i_{pv}^* es la referencia total de corriente que el convertidor debe absorber desde el PV para sostener $v_{pv} \approx v_{pv}^*$. El reparto es consistente con el entrelazado, implicando que cada rama aporta una fracción de la corriente total, mientras que el control interno de corriente de cada nivel se encarga de seguir la referencia.

Finalmente, es importante destacar que el algoritmo (P&O) se implementa como un bloque discreto, cuya actualización se realiza a una frecuencia significativamente menor que la dinámica interna del convertidor y del sistema fotovoltaico. En la implementación,

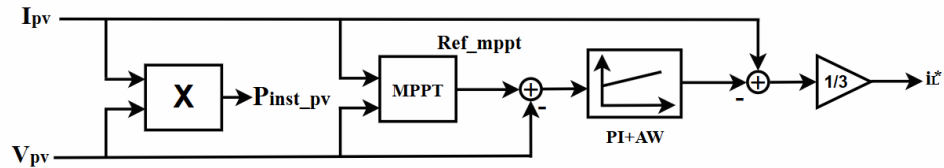


Figura 3.28: Lazo de control del MPPT

las variables v_{pv} e i_{pv} son obtenidas directamente desde el arreglo fotovoltaico, el cual incorpora los efectos eléctricos internos (resistencias, irradiancia, temperatura), así como la capacitancia asociada al punto de acoplamiento.

Bajo estas condiciones, el MPPT no actúa sobre señales instantáneas de conmutación, sino sobre magnitudes promediadas, evaluadas de forma coherente con la dinámica del sistema PV. La actualización discreta de la referencia v_{pv}^* permite separar claramente la función de búsqueda del punto de máxima potencia de la regulación continua realizada por el lazo PI de tensión y los lazos internos de corriente del convertidor boost. De este modo, el MPPT define el punto de operación energético deseado mientras que el sistema de control de potencia se encarga de imponer dicho punto sin introducir interacciones indeseadas con la dinámica rápida del convertidor.

3.6.5. Controladores PI con saturación y anti-Windup

En los lazos de control desarrollados en esta memoria se emplean controladores de tipo proporcional-integral (PI), dado que la dinámica dominante de los convertidores DC-DC, cuando se analizan mediante modelos promediados y linealizados en torno a un punto de operación, presenta un comportamiento esencialmente integrador en el dominio de Laplace. Esta característica se manifiesta de forma consistente en los lazos internos de corriente del convertidor interleaved dual buck y del interleaved dual boost, así como en el lazo de balance de condensadores, y constituye la principal motivación para la utilización de un PI como controlador designado.

El controlador PI puede expresarse como:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3.51)$$

donde $e(t)$ corresponde al error del lazo y $u(t)$ es la señal de control generada por el mismo controlador. Lo ideal al diseñar un controlador PI es analizar la dinámica en el punto de operación del sistema considerado, para el caso del convertidor interleaved dual buck, la relación entre el ciclo de trabajo y la corriente queda expresada como:

$$G_{buck}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_{dc}}{Ls} \quad (3.52)$$

y de forma análoga, para el convertidor dual boost la expresión corresponde a:

$$G_{boost}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_0}{Ls} \quad (3.53)$$

En ambos casos, se observa un comportamiento integral por parte de la planta, lo que implica que la presencia de un controlador PI es requerida para asegurar una compensación en la dinámica y asegurar un seguimiento preciso de la referencia.

Los criterios para el diseño de un controlador PI dependen del modelo, primero, se define el cruce con la frecuencia objetivo ω_c para el lazo, la cual debe tener un valor por debajo de la frecuencia de conmutación del convertidor, de modo que el controlador actúe sobre la dinámica promedio y no intente compensar el rizado asociado a la conmutación. Es frecuente fijar ω_c una década menor que la frecuencia de conmutación, práctica que se utiliza de forma amplia en convertidores de potencia.

Una vez fijada la ganancia proporcional K_p se busca cumplir con la siguiente condición:

$$|C(j\omega_c)G(j\omega_c)| = 1 \quad (3.54)$$

Dado que el objetivo es fijar el cruce mediante el uso de la acción proporcional del controlador, la expresión se puede plantear como:

$$|K_p G(j\omega_c)| = 1 \quad (3.55)$$

La ganancia integral se selecciona ubicando el cero del PI en una frecuencia ω_i la cual es menor que ω_c de modo que la acción integral domine en baja frecuencia asegurando un error estacionario nulo y buen rechazo de perturbaciones, sin comprometer el margen de fase en el cruce, la representación corresponde a:

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{\omega_i}{s}\right), \quad \omega_i = \frac{K_i}{K_p}, \quad K_i = K_p \omega_i$$

Para sistemas de electrónica de potencia, la señal de control generada por el PI no puede aplicarse sin restricciones, ya que la variable es traducida finalmente en un ciclo de trabajo o señal previa para el modulador PWM, la cual es físicamente acotada. Para lograr este efecto se incluye un bloque de saturación, de modo que la señal queda como:

$$u_{out}(t) = sat(u(t)) \quad (3.56)$$

La aplicación de un bloque de saturación implica que la señal de control aplicada al sistema deja de ser proporcional a la señal calculada por el controlador cuando se alcanzan los límites del actuador. En estas condiciones, el controlador puede seguir integrando el error aun cuando un incremento adicional de la señal de control ya no produce efecto sobre la planta. Como consecuencia, el estado del integrador puede crecer excesivamente durante intervalos de saturación, lo que se manifiesta posteriormente como sobre impulsos y tiempos de recuperación elevados cuando el sistema retorna al régimen no saturado. Este comportamiento es conocido como enrollamiento y constituye una de las principales motivaciones para incorporar mecanismos anti-enrollamiento en controladores PI aplicados a sistemas con actuadores acotados.

Con el objetivo de evitar este comportamiento, se utiliza una estrategia de anti-enrollamiento conocida como algoritmo de clamping [21], el cual actúa sobre la salida del

controlador PI. La idea central de este enfoque es supervisar continuamente si la señal de control calculada alcanza o excede los límites impuestos por el sistema, y, en ese caso, interrumpir la acción integral mientras persista la condición de saturación. De este modo, se evita que el integrador continúe acumulando error en una situación donde dicha acumulación no puede traducirse en una acción de control efectiva.

Explicado de otra manera, el algoritmo introduce un comparador que evalúa la magnitud de la señal de control interna $u(t)$ frente a un valor límite establecido, asociado al rango admisible del actuador. El resultado de la comparación se expresa mediante la lógica:

$$C = \begin{cases} 1, & |u(t)| < |u_l|, \\ 0, & |u(t)| \geq |u_l|. \end{cases} \quad (3.57)$$

La señal actúa como un interruptor lógico que habilita o deshabilita la acción integral del controlador. Cuando $C = 1$, el integrador se encuentra activo y el controlador opera como un PI convencional. Sin embargo cuando $C = 0$, la integración se bloquea, impidiendo que el estado integral continúe creciendo mientras la señal de control se encuentra en saturación.

Por tanto, la expresión del integrador queda expresada como:

$$C = \begin{cases} \int k_i e(t) dt, & C = 1, \\ 0, & C = 0. \end{cases} \quad (3.58)$$

que equivale a implementar una dinámica condicional sobre la acción de integración. Asegurando que el integrador solo actúe cuando existe correspondencia efectiva tanto de la señal de control calculada como la que se desea aplicar en el sistema.

En la estructura implementada en esta memoria, el algoritmo de clamping se aplica antes del bloque de saturación final, utilizando la magnitud de la señal de control interna como seleccionador. Esta elección permite desacoplar el comportamiento del integrador cuando existe saturación, manteniendo el estado integral acotado y coherente con la operación del controlador. Como resultado, cuando el sistema abandona la región saturada, el controlador recupera su acción integral sin introducir discontinuidades ni sobre impulsos excesivos, mejorando el desempeño del lazo.

SIMULACIONES

En esta sección se establecen las condiciones de simulación consideradas para la validación del sistema propuesto, con el propósito de definir una base consistente para el análisis del comportamiento dinámico del sistema. Para ello se especifican los parámetros eléctricos y de operación asociados a cada uno de los subsistemas modelados, incluyendo el arreglo fotovoltaico, las etapas de conversión DC-DC y la carga representada por el electrolizador, junto con las condiciones iniciales adoptadas para el inicio de las simulaciones. La selección de estos valores responde a los requerimientos funcionales planteados en el capítulo anterior y busca representar un escenario de operación consistente, que permita evaluar la respuesta del sistema ante variaciones de las variables de entrada, el desempeño de las estrategias de control y evaluar la estabilidad de las variables eléctricas de interés.

4.0.1. Sistema fotovoltaico

El modelo del sistema fotovoltaico se parametriza a partir de los valores nominales del módulo y su dependencia con respecto a la irradiancia y temperatura. La tabla 4.2 resume los parámetros utilizados para el arreglo del panel solar en la simulación, mientras que la tabla 4.1 muestra los parámetros de referencia del arreglo fotovoltaico que se busca representar.

Cabe señalar que los parámetros registrados en el modelo de simulación no corresponden de manera estrictamente idéntica a la configuración física del arreglo, sino a una representación equivalente que permite reproducir adecuadamente su comportamiento eléctrico bajo las condiciones de operación deseadas. En particular, dentro del modelo cada módulo simulado equivale a cinco módulos conectados en serie, de modo que la configuración total representada corresponde a 25 módulos en serie. Asimismo, considerando una corriente de 8 A por módulo, se requiere un total de 12 ramas en paralelo para alcanzar el nivel de

corriente planteado.

Tabla 4.1: Parámetros del arreglo fotovoltaico

Descripción	Valor	Unidad
Número de celdas solares en un módulo fotovoltaico	60	
temperatura nominal de las celdas solares	25	[C]
Irradiancia nominal de las celdas solares	1000	[W/m ²]
Voltaje nominal de circuito abierto de un módulo fotovoltaico	45	[V]
Voltaje nominal de circuito abierto del arreglo fotovoltaico	45*25	[V]
Corriente nominal de cortocircuito del arreglo	100	[A]

Tabla 4.2: Parámetros de la simulación del arreglo fotovoltaico

Parámetro	Descripción	Valor	Unidad
<i>SP.Ns</i>	Número de celdas solares en un módulo fotovoltaico	60	
<i>SP.Np</i>	Número de series de celdas solares en paralelo en el arreglo solar	1	
<i>SP.T_n</i>	Temperatura nominal de las celdas solares	25	[C]
<i>SP.G_n</i>	Irradiación nominal de las celdas solares	1000	[W/m ²]
<i>SP.V_{OC}_n</i>	Voltaje nominal en circuito abierto del arreglo fotovoltaico	45*5	[V]
<i>SP.I_{SC}_n</i>	Corriente nominal de cortocircuito del arreglo	100	[A]
<i>SP.Rs</i>	Resistencia en serie equivalente del arreglo	0.221	[ohm]
<i>SP.Rp</i>	Resistencia en paralelo equivalente del arreglo	415.405	[ohm]
<i>SP.a</i>	Constante de idealidad del diodo	1.3	
<i>SP.K_V</i>	Coefficiente térmico de tensión del arreglo	-0.1230	[V/K]
<i>SP.K_I</i>	Coefficiente térmico de corriente del arreglo	0.0032	[A/K]

4.0.2. Convertidor multi-nivel dual boost

Los parámetros empleados en la etapa del convertidor multi-nivel dual boost en la simulación, se presentan en la tabla 4.3. Estos valores definen las magnitudes de los elementos pasivos, frecuencias de conmutación y constantes asociadas a los controladores implementados en la etapa.

Tabla 4.3: Parámetros Interleaved dual boost

Parámetro	Descripción	Valor	Unidad
$L1$	Magnitud de los inductores	50	mH
$C1$	Magnitud de los condensadores	500	μF
$fp1$	Frecuencia portadora	10	kHz
$E1$	Error límite de los controladores	250	
Kpl	Constante proporcional de los controladores	1000	
$Kpm1$	Constante multiplicadora de los controladores para Kp	100	
$Vo1$	Tensión objetivo de salida	1500	[V]
$Delta_v$	Delta de tensión del MPPT	5	
Kp_mppt	Constante proporcional de los controladores MPPT	0.1	
Kpm_mppt	Constante multiplicador de controladores para Kp	100	
E_mppt	Error limite para controladores MPPT	0.25	
Dt_mppt	Delta de periodo del MPPT	0.1	

4.0.3. Convertidor multi-nivel dual buck y electrolizador

La etapa de salida se define a partir del bus DC, el nivel de tensión esperado en el electrolizador y la representación de la carga mediante un modelo equivalente. La tabla 4.4 resume los parámetros eléctricos y de control, tomando en cuenta también los lazos de corriente para el balance de los condensadores del bus DC así como su referencia. Además, el objetivo es lograr un nivel de potencia cercano a los $100kW$ en la carga.

Tabla 4.4: Parámetros Interleaved dual buck

Parámetro	Descripción	Valor	Unidad
V_{dc}	Voltaje del bus DC	1500	[V]
V_{el}	Voltaje del electrolizador	500	[V]
R_{el}	Resistencia equivalente del electrolizador	0.1	[ohm]
f_p	Frecuencia portadora	10	[kHz]
C	Magnitud de los condensadores	3300	[μF]
L	Magnitud de los inductores	312	[μH]
K_{pi}	Constante proporcional de los controladores	4	
K_{ii}	Constante multiplicadora de los controladores para Kp	10	
K_{pc}	Constante proporcional de los controladores para balance	50e-2	
K_{ic}	Constante multiplicador de los controladores de balance para Kp	1000	
K_{pt}	Constante proporcional de los controladores de referencia para bus DC	20	
K_{it}	Constante multiplicador para Kp de controladores de referencia para bus DC	5	

4.0.4. Condiciones iniciales

Para asegurar un arranque suave y un progreso consistente, se establecen condiciones iniciales en los principales elementos de almacenamiento de energía. Se consideran los siguientes valores:

- Condensadores:
 - $C_1 : V_{C1}(0) = 1000$ V
 - C_2 y $C_3(\text{busDC}) : V_{C2}(0) = V_{C3}(0) = 750$ V
- Inductores:
 - Lado fotovoltaico (boost): $i_L(0) = 2,5333$ A
 - Lado electrolizador (buck): $i_L(0) = 600$ A
- Bus DC:
 - $V_{dc} = 1500$ V (condición de operación del sistema)

Y con respecto al perfil ambiental para el sistema fotovoltaico, se considera la irradiancia constante igual a $1p.u$ y una variación escalonada de temperatura para evaluar la respuesta del sistema frente a cambios térmicos:

- $T(0) = 25^\circ$
- $T(4s) = 15^\circ$
- $T(8s) = 20^\circ$

Adicionalmente, se asume una operación ideal en el sistema, sin pérdidas adicionales fuera de las asociadas a los parámetros presentes en el modelo. Dicha hipótesis permite aislar los efectos de los cambios ambientales y de la acción de control sobre las variables eléctricas de interés.

4.1. Implementación en PLECS

4.1.1. Implementación del sistema fotovoltaico

El sistema fotovoltaico se implementa en PLECS mediante un modelo modular que permite representar la influencia de la irradiancia y la temperatura sobre el comportamiento eléctrico del arreglo. El subsistema PV se integra al resto de la arquitectura como una fuente controlada cuyas variables eléctricas dependen directamente de las condiciones ambientales determinadas durante la simulación.

4.1.1.1. Estructura general del subsistema PV

La Fig 4.1 presenta la estructura general del sistema fotovoltaico implementado en PLECS. En ella se identifican los bloques encargados de generar las señales de irradiancia y temperatura, así como el bloque que modela el comportamiento eléctrico del panel fotovoltaico

Las señales de irradiancia y temperatura se introducen como entradas externas del subsistema, lo que permite excitar el modelo bajo un perfil controlado que permite estudiar el comportamiento del sistema.

4.1.1.2. Implementación de perfil de irradiancia y temperatura

Los perfiles son implementados mediante bloques de tipo *step*, los cuales permiten definir de forma explícita los instantes de cambio y los niveles de operación considerados en la simulación. La Fig 4.2a, 4.2b y 4.3 muestran la configuración de dichos bloques, los cuales generan las señales de entrada al modelo fotovoltaico de acuerdo a los requerimientos de operación definidos.

El enfoque ayuda al análisis de la respuesta del sistema fotovoltaico frente a variaciones térmicas, manteniendo constante la irradiancia durante el periodo de simulación.

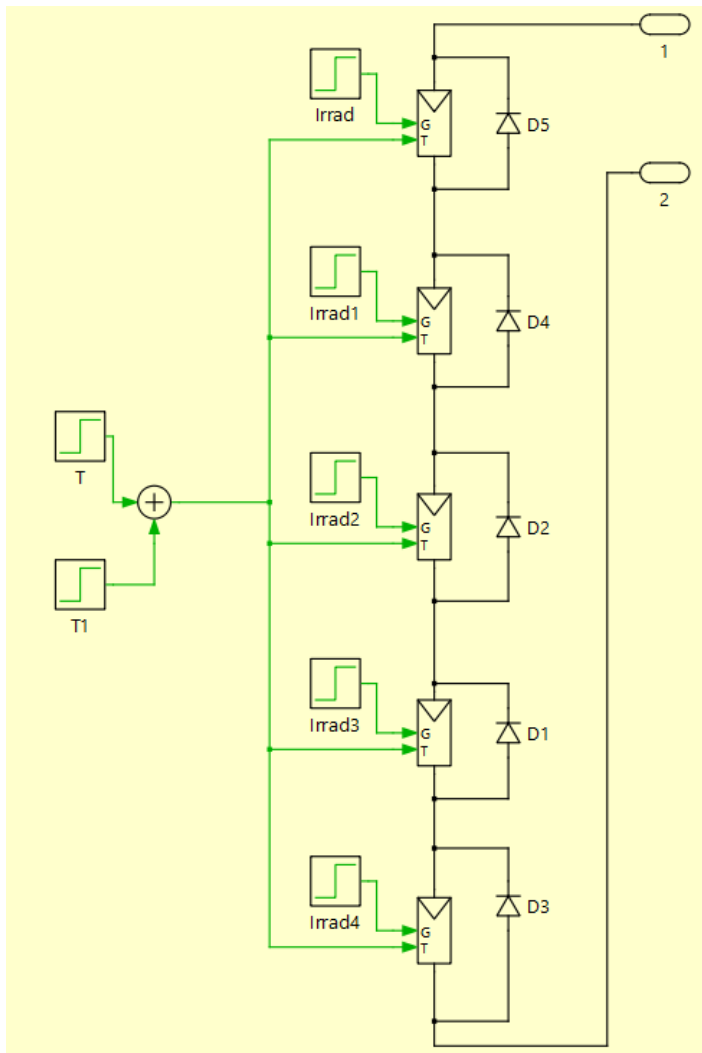
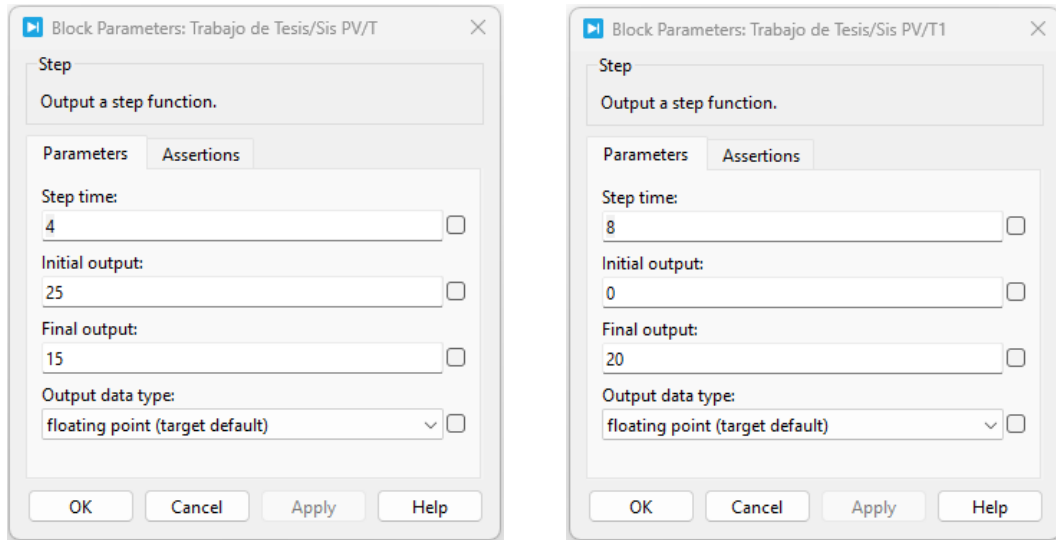


Figura 4.1: Implementación del sistema fotovoltaico

4.1.1.3. Modelo interno del panel fotovoltaico

El comportamiento eléctrico del panel fotovoltaico se implementa mediante un bloque programado (*C – Script*), el cual reproduce el modelo matemático del arreglo en función de la irradiancia y la temperatura de operación. Los parámetros del panel están definidos en la sección 4.1.1 y se introducen como parámetros del bloque, manteniéndose constantes durante las simulaciones.

La implementación del bloque programado se estructura en tres secciones claves, correspondientes a:



(a) Temperatura entre 0-4 (s)

(b) Temperatura desde 8 (s)

Figura 4.2: Bloques de temperatura

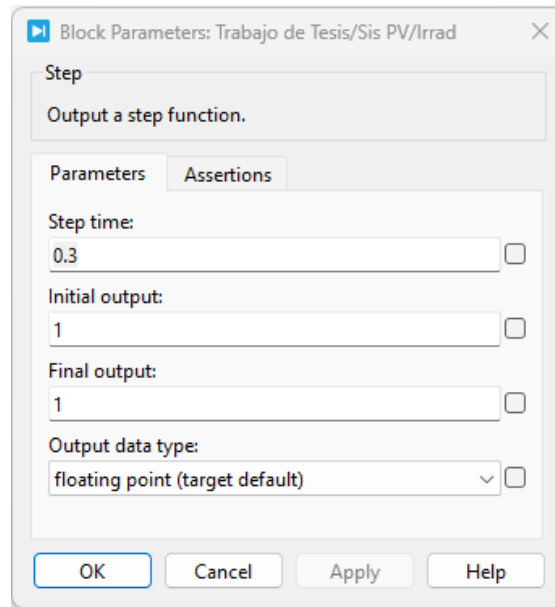


Figura 4.3: Bloque de irradiancia

```

1 // -----
2 // 1) Declaraciones de código
3 // -----

```

```
4
5 #include <math.h>
6
7 static double Ns;
8 static double Np;
9
10 static double Tn;
11 static double Gn;
12 static double V_OC_n;
13 static double I_SC_n;
14
15 static double Rs;
16 static double Rp;
17
18 static double a;
19
20 static double KV;
21 static double KI;
22
23 static double k;
24 static double q;
25
26 static double I_PV_n;
27
28 #define I InputSignal(0,0)
29 #define V InputSignal(0,1)
30 #define G InputSignal(0,2)
31 #define T InputSignal(0,3)
```

```
1 // -----
2 // 2) Código de inicio de funciones
3 // -----
4
5 Ns = ParamRealData(0,0);
6 Np = ParamRealData(1,0);
7
8 Tn = ParamRealData(2,0) + 273.15;
9 Gn = ParamRealData(3,0);
10 V_OC_n = ParamRealData(4,0);
11 I_SC_n = ParamRealData(5,0);
12
13 Rs = ParamRealData(6,0);
14 Rp = ParamRealData(7,0);
15
16 a = ParamRealData(8,0);
17
18 KV = ParamRealData(9,0);
```

```

19 KI = ParamRealData(10,0);
20
21 k = ParamRealData(11,0);
22
23 q = ParamRealData(12,0);
24
25 I_PV_n = I_SC_n;

```

```

1 // -----
2 // 3) codigo de funciones de salida
3 // -----
4 double I_pv_cell , I_pv_array , I_0_cell , I_0_array , I_m;
5
6 double T_Kelvin = T + 273.15;
7
8 double delta_T = T_Kelvin - Tn;
9
10 double V_t = Ns*k*T_Kelvin/q;
11
12 I_pv_cell = (I_PV_n + KI * delta_T) * (G/Gn);
13 I_pv_array = I_pv_cell * Np;
14 I_0_cell = (I_SC_n + KI * delta_T) / ( exp( (V_OC_n + KV * delta_T) / (a*V_t)
15     ) - 1);
16 I_0_array = I_0_cell * Np;
17 I_m = I_pv_array - I_0_array * ( exp( (V + Rs * I) / (a*V_t) ) - 1) ;
18 if (I_m < -1e9)
19 {
20     I_m = -1e9;
21 }
22 OutputSignal(0,0) = I_m;

```

La Fig 4.4 representa la parametrización del panel fotovoltaico fuera de la máscara

Mientras que la Fig 4.5 presenta la estructura interna del modelo del panel fotovoltaico, incluyendo el modelo equivalente y los bloques auxiliares empleados para procesar las señales.

Finalmente las Fig 4.6a, 4.6b y 4.7 muestran las ventanas de configuración del bloque programado, donde se definen los parámetros físicos y eléctricos del arreglo fotovoltaico utilizados en la simulación.

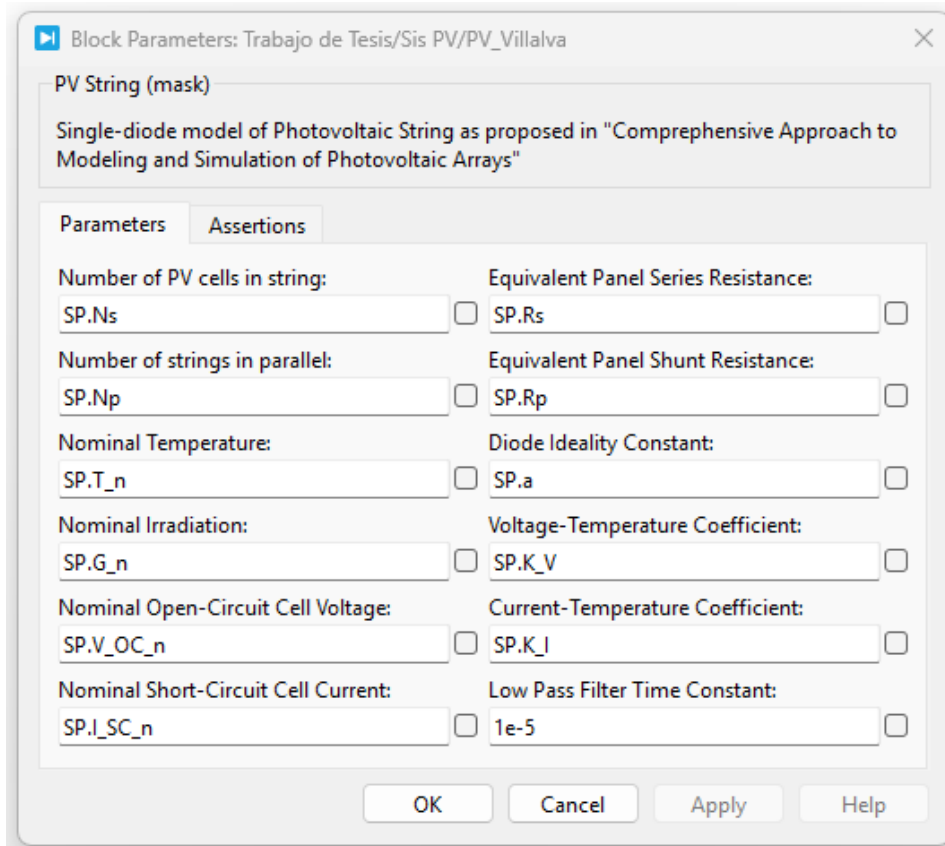


Figura 4.4: Bloque externo del panel fotovoltaico

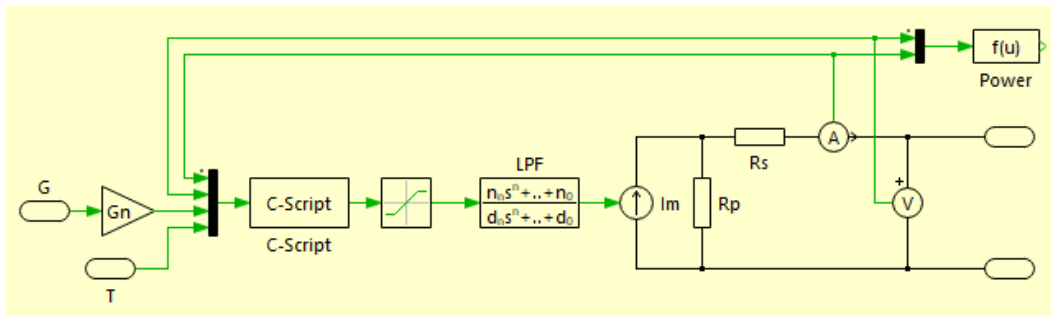
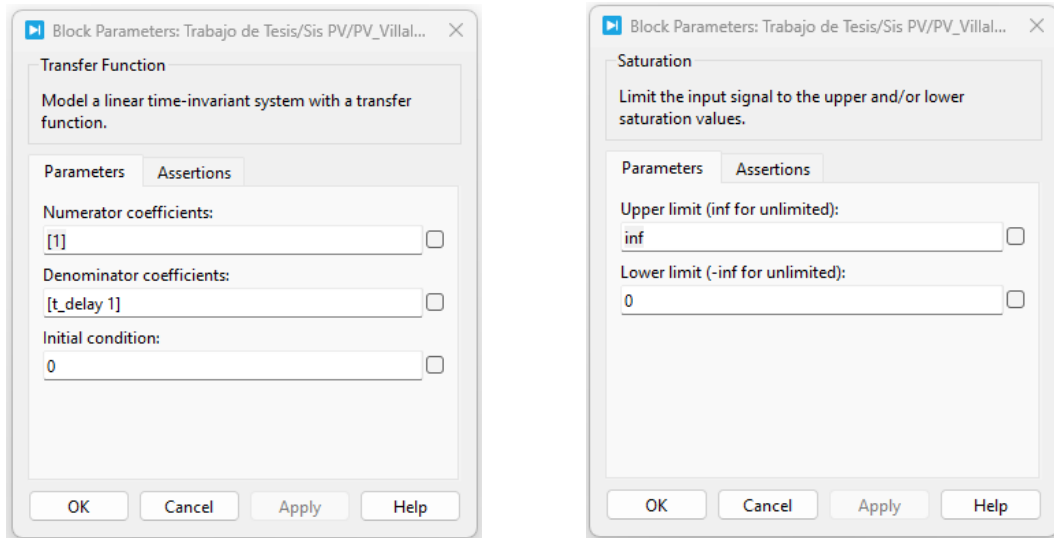


Figura 4.5: Estructura interna del panel fotovoltaico

4.1.2. Implementación del convertidor interleaved dual boost y MPPT

La implementación del convertidor interleaved dual boost y su estrategia de control se integra en PLECS mediante una estructura modular, separando la etapa de potencia, los



(a) Temperatura entre 0-4 (s)

(b) Temperatura desde 8 (s)

Figura 4.6: Bloques de temperatura

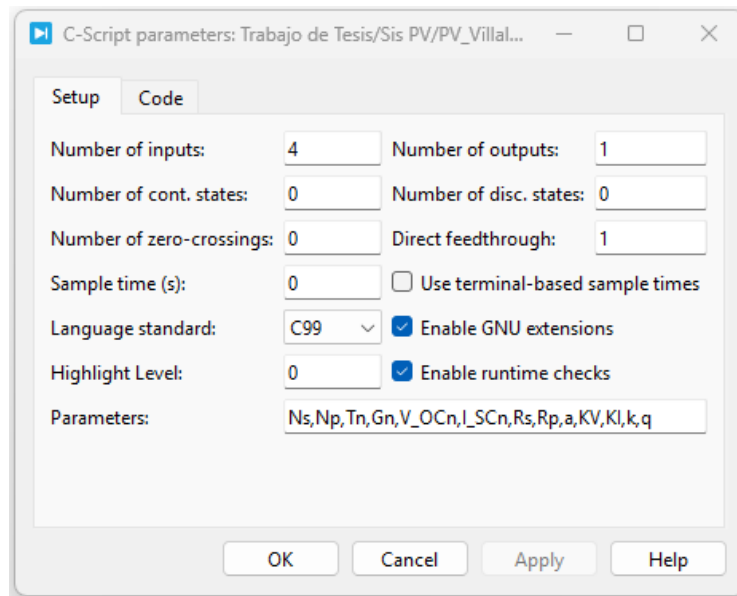


Figura 4.7: Bloque de irradiancia

lazos de control de corriente y el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). La estructura facilita el análisis del comportamiento dinámico del sistema y su integración con el sistema fotovoltaico descrito previamente.

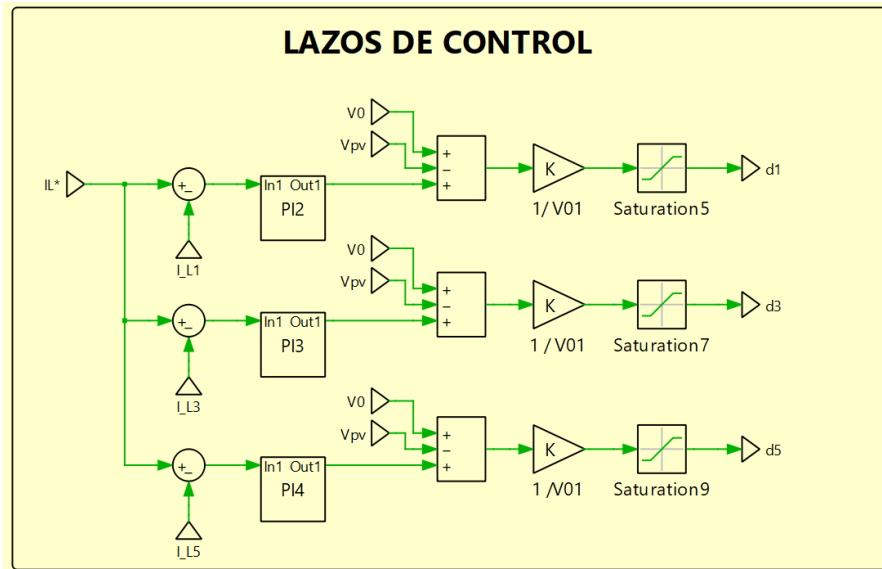


Figura 4.8: Lazo de control de corriente del convertidor PLECS

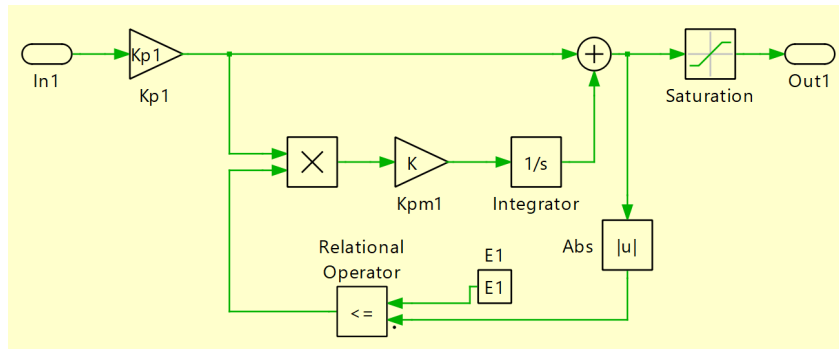


Figura 4.9: Controlador PI para lazos de corriente del convertidor en PLECS

4.1.2.1. Estructura general del lazo de control

La Fig 4.8 presenta la estructura general del lazo de control del convertidor interleaved dual boost implementado en PLECS. En ella se identifican los lazos de control de corriente asociados a las ramas del convertidor, así como los bloques encargados de generar las referencias a partir de las señales recibidas por el MPPT. Además, se identifica los límites de saturación Fig 4.10 como etapa final que determina la salida, es decir, el ciclo de trabajo hacia la sección del modulador.

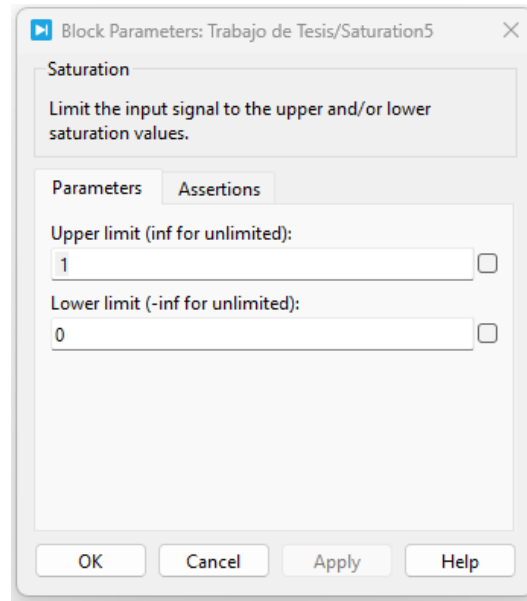


Figura 4.10: Límites de saturación de salida para el lazo de control de corriente convertidor interleaved dual boost

4.1.2.2. Implementación de los controladores PI del lazo de corriente

Los controladores utilizados en el lazo interno de corriente del convertidor, se implementan según la metodología clamping descrita en el capítulo de control, y al implementarlas en el simulador PLECS quedan ilustradas como en la Fig 4.9.

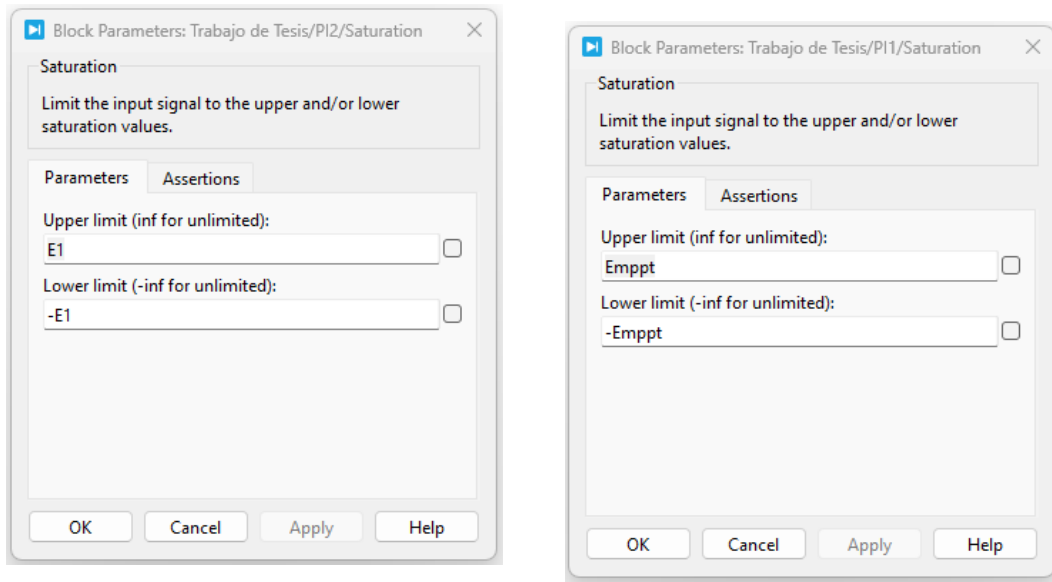
Mientras que los límites de saturación de salida del mismo lazo, está determinado por los parámetros de la Fig 4.11a

De manera análoga, el controlador empleado dentro del lazo de control asociado al MPPT utiliza la misma estructura de clamping, diferenciándose únicamente en los parámetros de ajustes definidos previamente. La implementación correspondiente se presenta en la Fig 4.12, y los límites definidos para el bloque de saturación en la salida, se muestran en la Fig 4.11b.

4.1.2.3. Implementación del algoritmo MPPT

El algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia, se implementa como un subsistema independiente que posee como entradas la tensión y corriente del sistema fotovoltaico, y genera una referencia que se utiliza para ajustar la operación del convertidor interleaved dual boost.

La Fig 4.13 ilustra la estructura general del lazo MPPT implementado en PLECS, donde se distinguen los bloques de cálculo de potencia instantánea, comparación de estados y generación de la señal de referencia.



(a) Límites de saturación de salida para el lazo del controlador PI del convertidor interleaved dual boost

(b) Límites de saturación de salida para el lazo del controlador PI del MPPT

Figura 4.11: Bloques de Saturación para el convertidor interleaved dual boost

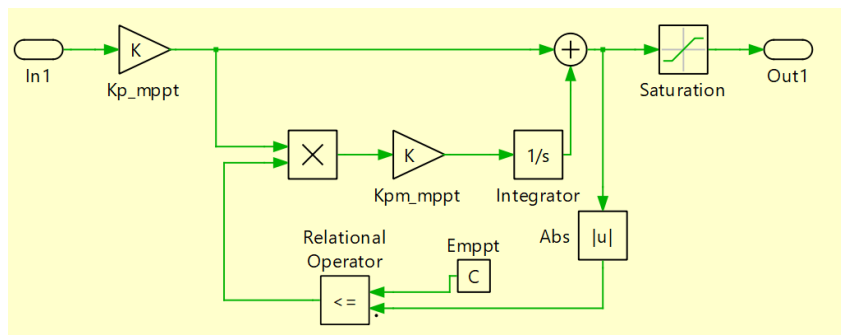


Figura 4.12: Controlador PI asociado al MPPT en PLECS

Mientras que en la Fig 4.14 presenta la lógica interna del algoritmo MPPT, donde se emplean bloques de retardo, operacionales y conmutadores lógicos para determinar la dirección de la perturbación de referencia en la curva I-V, de acuerdo con el método (*P&O*)

Además se incluyen los bloques auxiliares utilizados para implementar la discretización del algoritmo y la selección lógica de las señales. Se incorporan bloques de retardo (*delay*) y retención de orden cero (*ZOH*). La Fig 4.15a presenta la configuración de los bloques de retardo empleados en el lazo, mientras que la Fig 4.15b presenta el retardo asociado a la

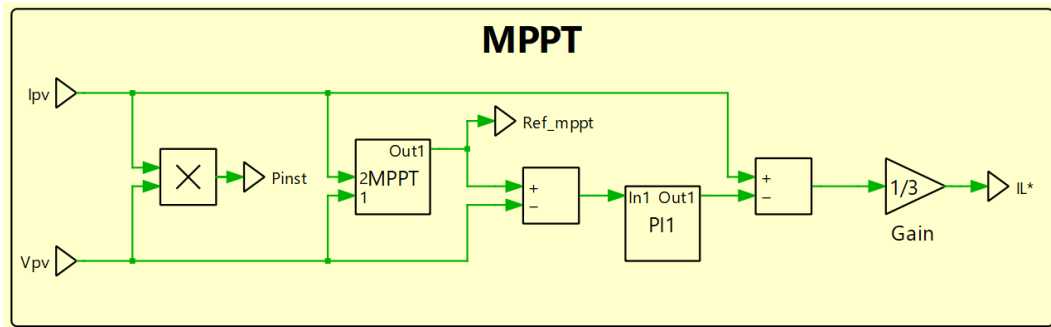


Figura 4.13: Lazo de control MPPT

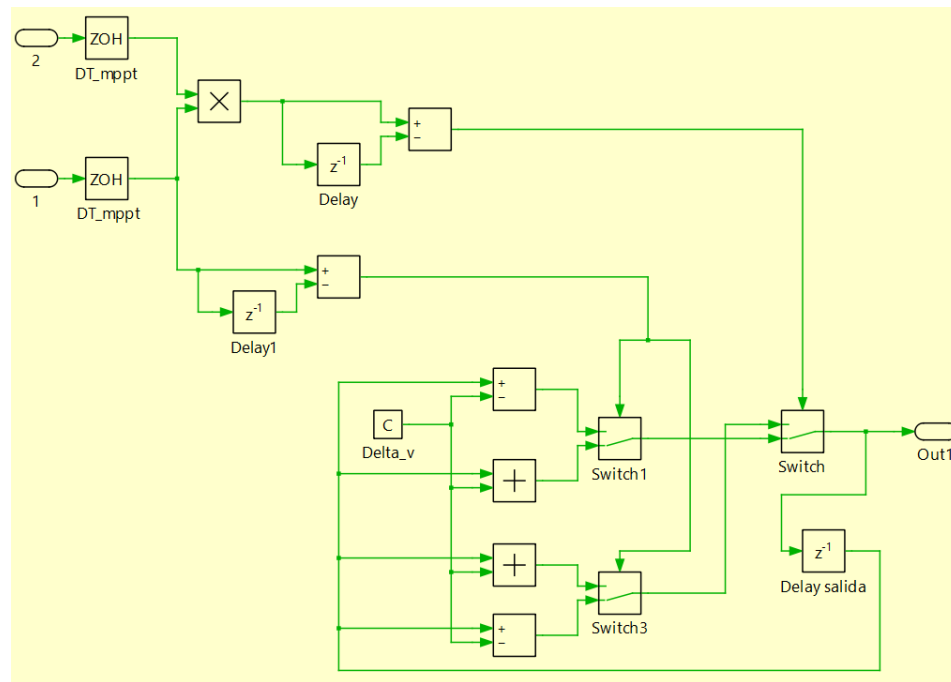
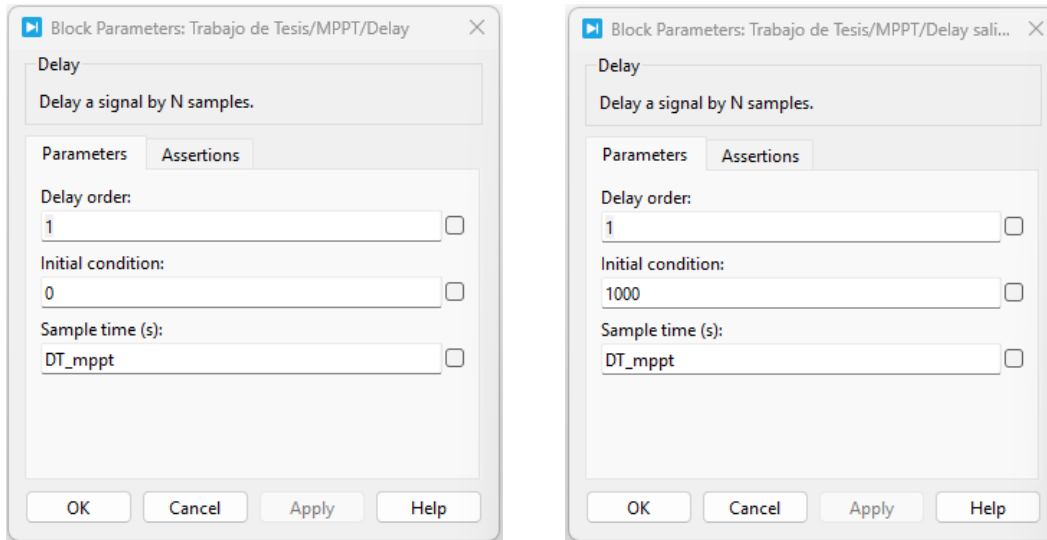


Figura 4.14: Lógica interna del bloque MPPT

salida del algoritmo.

Finalmente, en la Fig 4.16, se emplea la parametrización del bloque “switch” empleado en la lógica interna del MPPT, que garantiza que el sistema siga la lógica requerida para el método (*P&O*).



(a) Parametrización de bloques de retardo

(b) Parametrización del retardo en la salida

Figura 4.15: Bloques de retardo

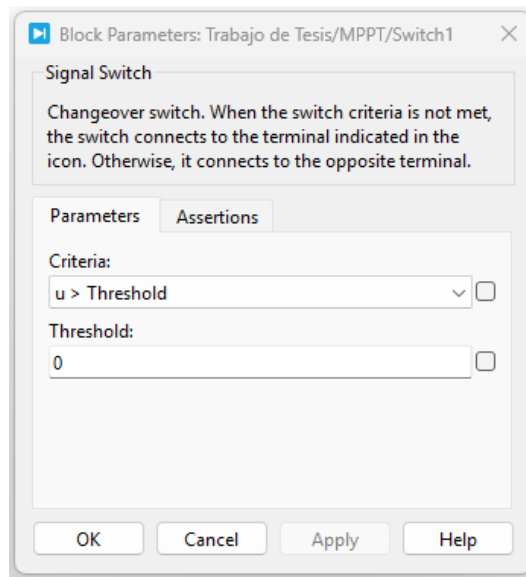


Figura 4.16: Parametrización del bloque switch

4.1.2.4. Generación de señales PWM del convertidor interleaved dual boost

Las señales de control generadas por los lazos PI se convierten en señales de disparo mediante un modulador PWM implementado en PLECS. La modulación se

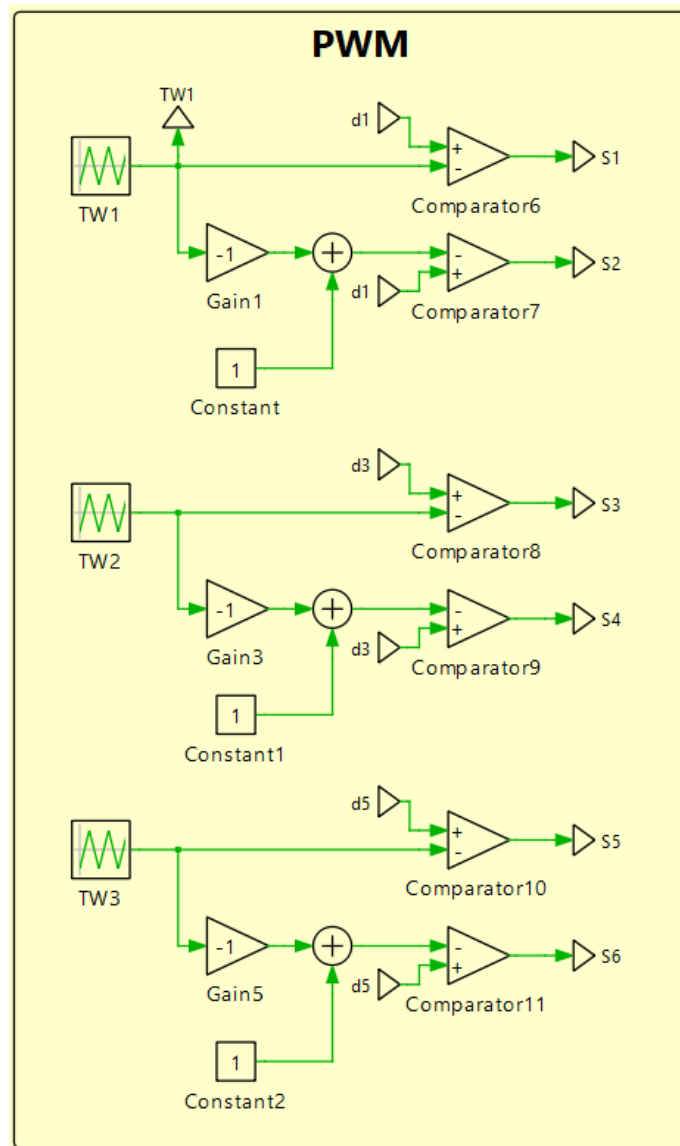
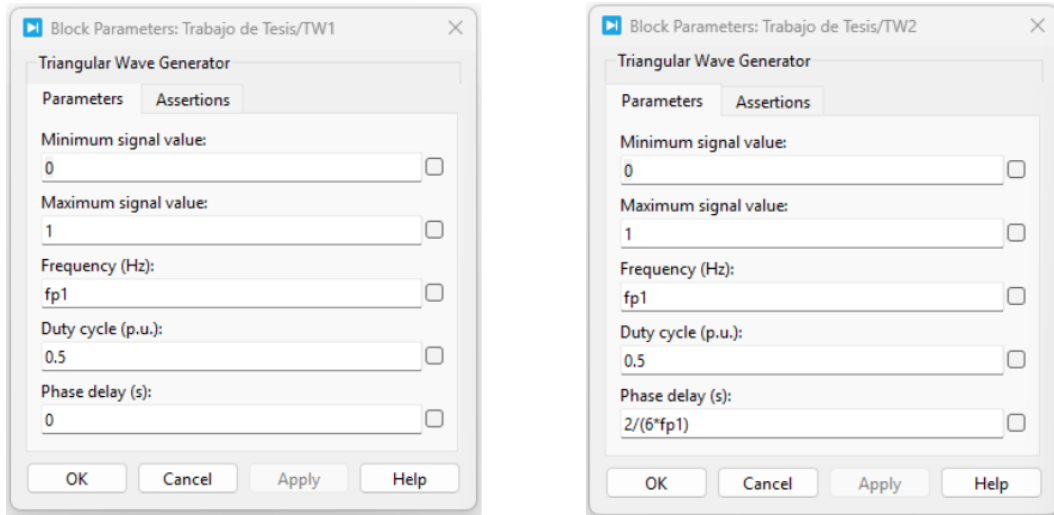


Figura 4.17: Modulador PWM del convertidor interleaved dual boost

realiza comparando las señales de ciclo de trabajo con portadoras triangulares desfasadas, permitiendo la operación correspondiente del convertidor. La Fig 4.17 presenta la estructura general del modulador PWM utilizado para el convertidor interleaved dual boost, mientras que las Fig 4.18a, 4.18b y 4.19, permiten aclarar los parámetros que definen el comportamiento de las señales triangulares.



(a) Parametrización de señal triangular TW1

(b) Parametrización de señal triangular TW2

Figura 4.18: Parametrización de señales triangulares TW1 y TW2

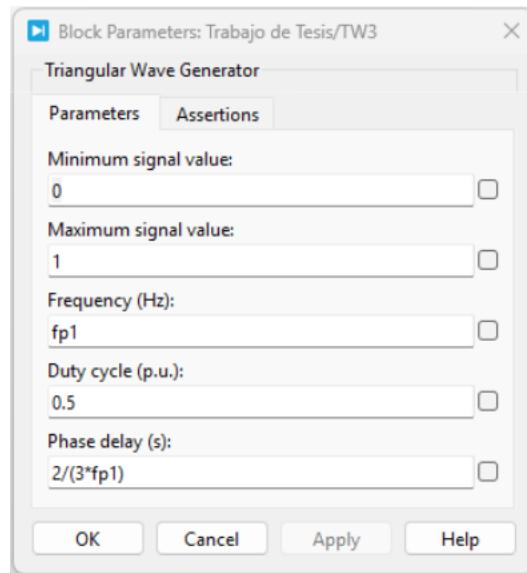


Figura 4.19: Parametrización de señal triangular TW3

4.1.3. Implementación del convertidor interleaved dual buck y balance del bus DC

La implementación del convertidor interleaved dual buck se realiza en PLECS mediante una estructura modular que integra el lazo de control de corriente, el lazo de generación de

referencia y un lazo adicional dedicado al balance de tensión del bus DC. Esta organización permite regular la potencia suministrada al electrolizador y, simultáneamente, mantener una repartición equilibrada de tensión entre los condensadores que conforman el bus DC.

4.1.3.1. Estructura del lazo de control interleaved dual buck

La Fig 4.20 presenta la implementación en PLECS de la estructura general del lazo de control del convertidor. Se identifican los lazos de control de corriente asociados a cada rama del convertidor, así como los bloques encargados de generar las señales de ciclo de trabajo. En la sección de la izquierda de la figura se genera la referencia global de corriente del convertidor a partir de la potencia instantánea disponible P_{inst} , proveniente del sistema fotovoltaico y transferida hacia el enlace DC por la etapa de entrada. Dado que el sistema no incorpora un almacenamiento intermedio, esta potencia debe ser conducida hacia el electrolizador mediante la etapa interleaved dual buck. Para ello, se utiliza la relación promedio

$$P = V_0 I_{el} \quad (4.1)$$

por lo que P_{inst} se divide por la tensión de salida $V_{0,1}$, obteniendo así la corriente requerida para que el electrolizador absorba la potencia disponible en ese instante. Posteriormente, esta referencia se corrige mediante la señal $U_{dc,link}$, asociada a la regulación

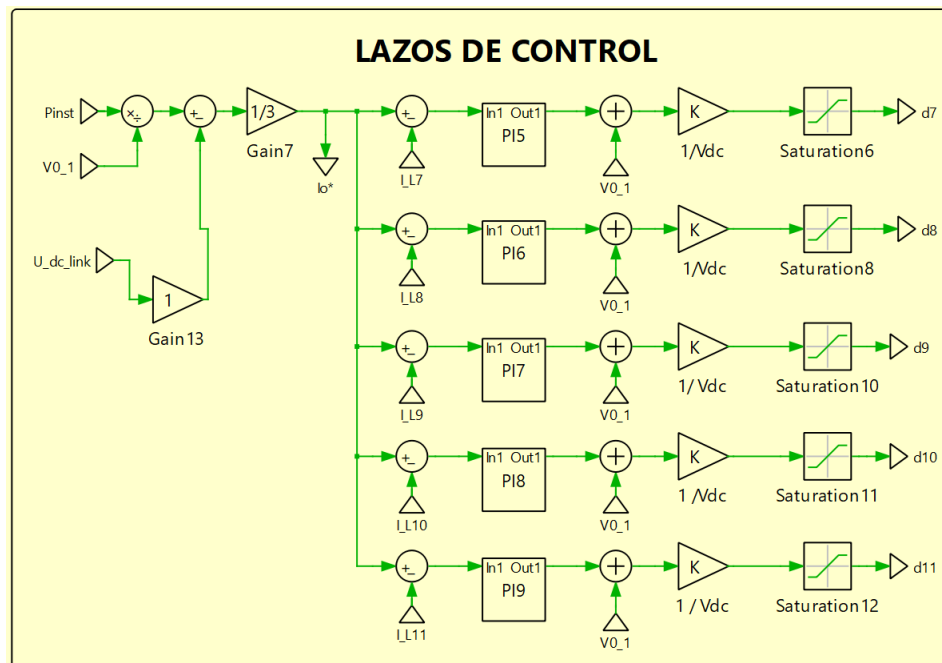
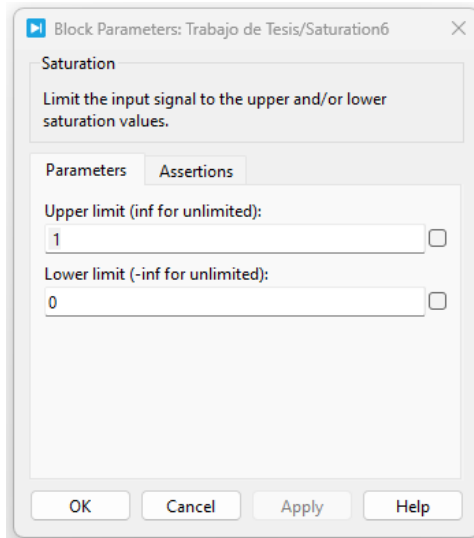
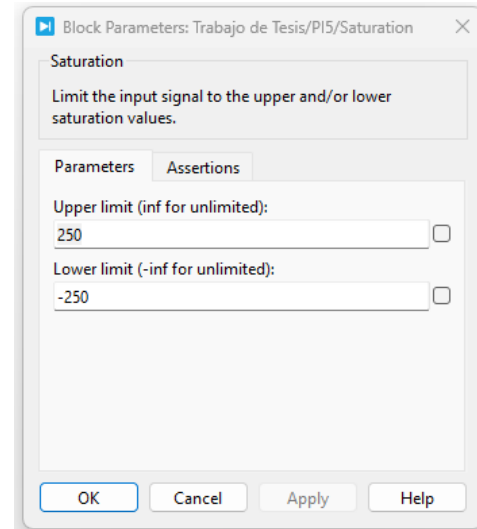


Figura 4.20: Lazo de control del convertidor interleaved dual buck



(a) Límites de saturación de salida para el lazo de control de corriente convertidor interleaved dual buck



(b) Límites de saturación de salida para el lazo del controlador PI del convertidor interleaved dual buck

Figura 4.21: Bloques de Saturación para el convertidor interleaved dual buck

del nivel del bus DC, y se divide entre las ramas del convertidor para distribuir la demanda de corriente de forma equitativa.

Cada rama posee un controlador PI independiente, que asegura un reparto equitativo de corriente entre los inductores de cada rama de forma coordinada, mientras que los bloques de saturación de cada rama, como se muestra en la Fig 4.21a aseguran una entrega de ciclo de trabajo apta para la sección de modulación PWM.

4.1.3.2. Implementación de los controladores PI del lazo de corriente

Los controladores PI del lazo de corriente del convertidor se implementan en PLECS mediante una estructura formada por bloques, que incorpora de manera explícita la acción proporcional y la acción integral. Cabe destacar que la acción integral emplea el método de clamping, descrito en el capítulo anterior, el cual permite bloquear la integración cuando la acción de control alcanza el límite impuesto por la saturación mostrada en la Fig 4.21b, evitando el fenómeno de enrollamiento. La estructura implementada para el controlador PI se ilustra en la Fig 4.22.

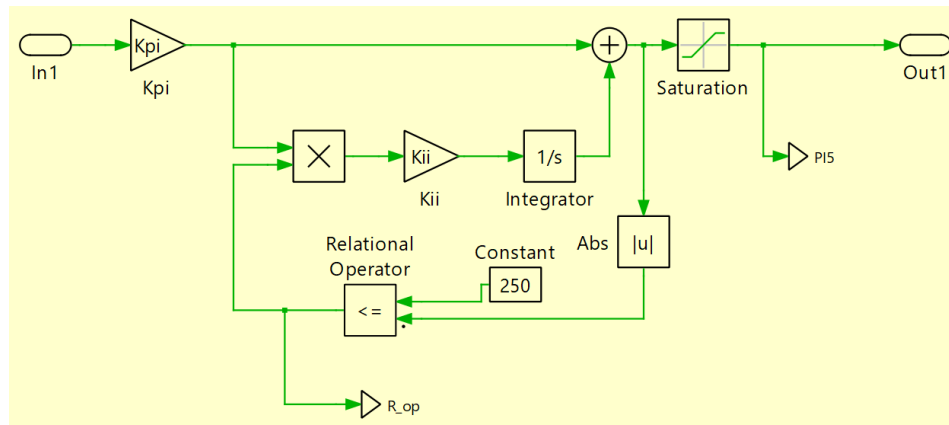


Figura 4.22: Controlador PI para lazos de control de interleaved dual buck

4.1.3.3. Implementación del lazo de balance del bus DC

Con el fin de asegurar una distribución equitativa de tensión entre los condensadores del bus DC, se implementa un lazo de control dedicado al balance, el cual actúa de forma complementaria al lazo principal de control de corriente del convertidor. Este lazo tiene como objetivo compensar diferencias de tensión entre los condensadores, de manera que un aumento de tensión en uno de ellos sea acompañado por una disminución en el otro, manteniendo un reparto equilibrado de energía en el bus.

La Fig 4.23 presenta la estructura general del lazo de balance del bus DC implementado en PLECS. En ella se identifican los bloques de medición de tensión de los condensadores, el cálculo de la diferencia de tensiones y la generación de la señal correctiva asociada al balance.

El controlador asociado al lazo de balance se implementa mediante un controlador PI, cuya función es regular la diferencia de tensión entre los condensadores del bus DC. Este controlador incorpora la saturación, Fig 4.24a y limitación de la acción integral, con el fin

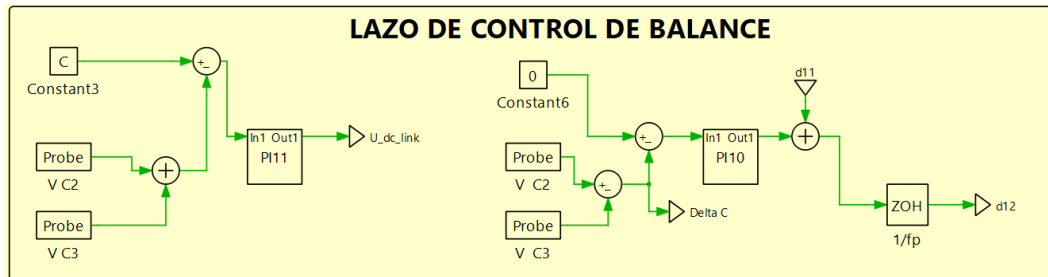
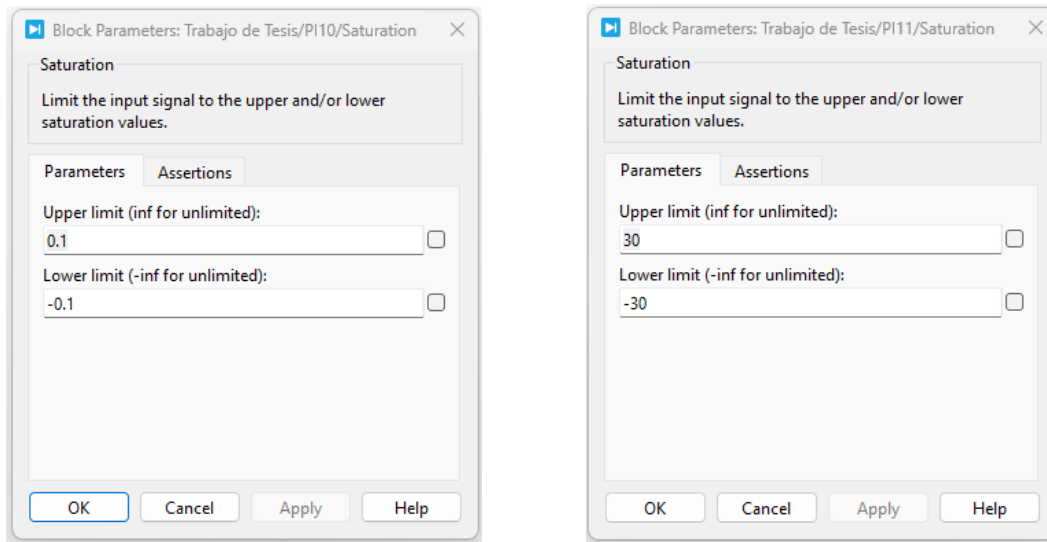


Figura 4.23: Lazo de control de balance del bus DC



(a) Límites de saturación de salida para el lazo del controlador PI para balance de los condensadores

(b) Límites de saturación de salida para el lazo del controlador PI para referencia de tensión para bus DC de los condensadores

Figura 4.24: Bloques de Saturación de los controladores PI para la sección de control para el balance de los condensadores

de evitar acumulación excesiva durante el estado estacionario. La estructura interna del controlador PI de balance se ilustra en la Fig 4.25.

De forma paralela, se implementa un lazo adicional encargado de la generación de la referencia asociada al nivel medio del bus DC, cuyo objetivo es mantener la tensión del bus en su valor nominal de 1500V. Este lazo utiliza la suma de las tensiones de los condensadores

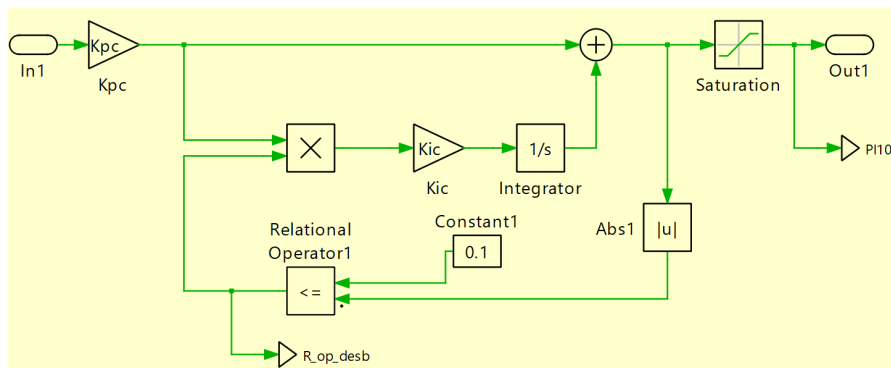


Figura 4.25: Estructura del controlador PI para el lazo balance

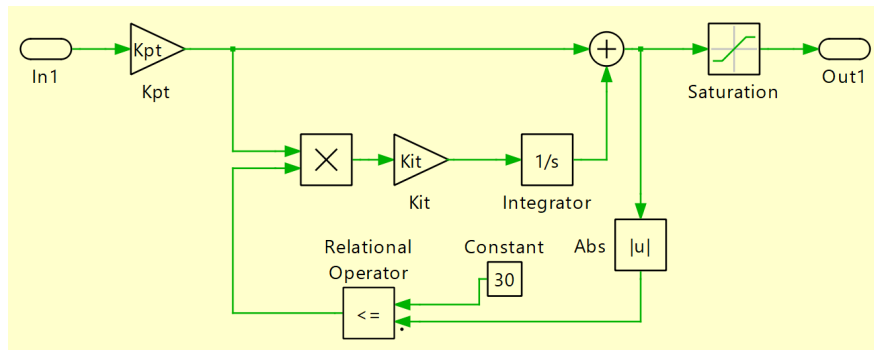


Figura 4.26: Estructura del controlador PI para el lazo de referencia del bus DC

del bus DC y genera una referencia que actúa sobre la entrada del lazo de control principal del convertidor. La implementación del controlador PI encargado de regular el nivel de tensión se presenta en la Fig 4.26, además cuenta con un bloque de saturación en la salida Fig 4.24b como método de prevención en caso de que exista un exceso de actuación.

4.1.3.4. Generación de señales PWM del interleaved dual buck

Las señales de control generadas por los lazos PI del convertidor se convierten en señales de disparo mediante un modulador PWM implementado en PLECS, ilustrado en la Fig 4.27. La modulación se realiza comparando las señales de ciclo de trabajo con portadoras

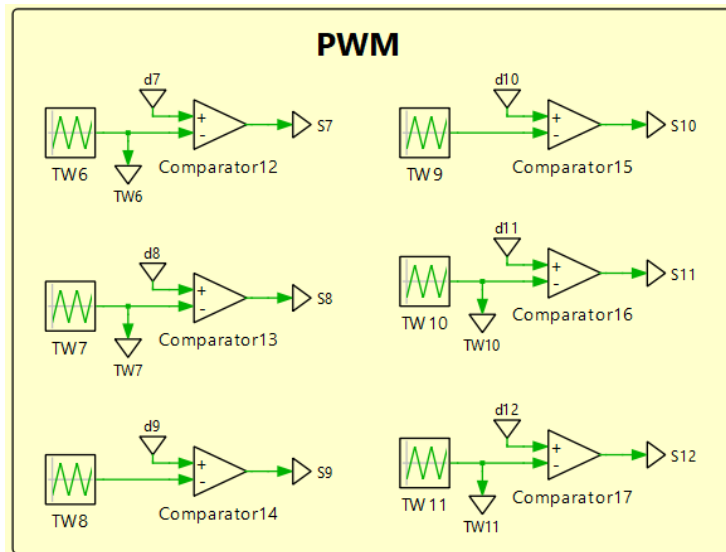
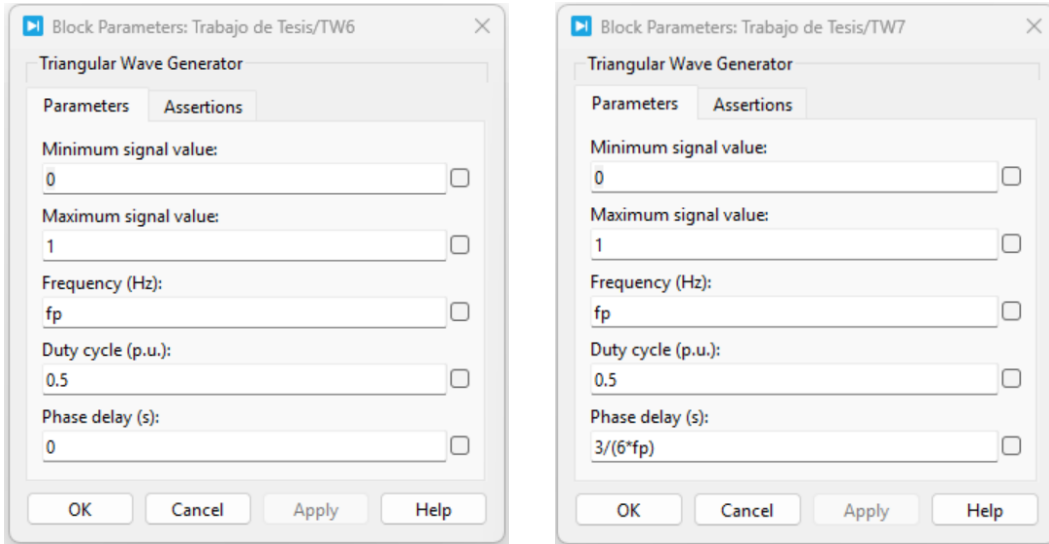


Figura 4.27: Modulador PWM del convertidor interleaved dual buck

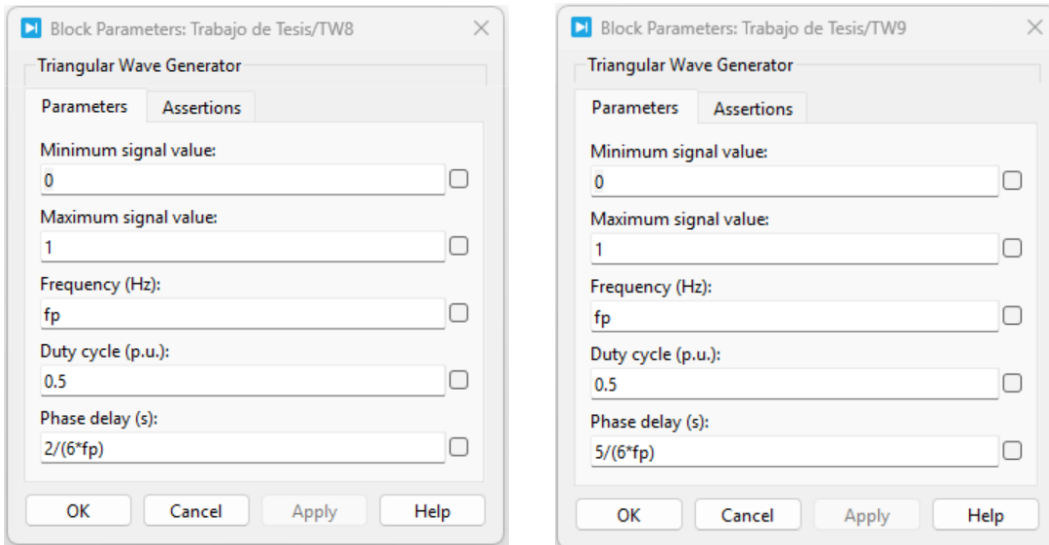
triangulares desfasadas, cuyos parámetros están ilustrados en las Fig 4.28, 4.29 y 4.30, permitiendo la operación deseada para la estructura interleaved del convertidor.



(a) Parametrización de señal triangular TW6

(b) Parametrización de señal triangular TW7

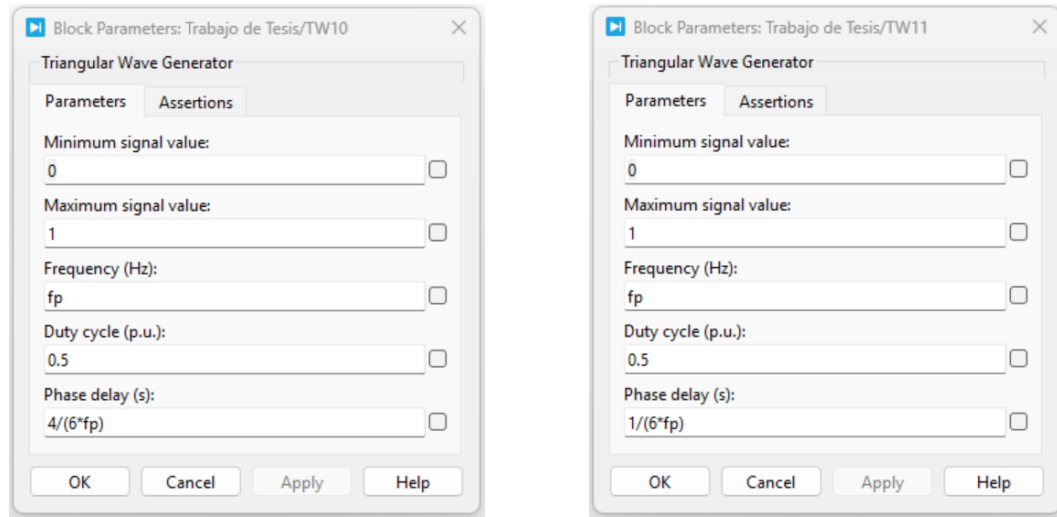
Figura 4.28: Parametrización de señales triangulares TW6 y TW7



(a) Parametrización de señal triangular TW8

(b) Parametrización de señal triangular TW9

Figura 4.29: Parametrización de señales triangulares TW8 y TW9



(a) Parametrización de señal triangular TW10

(b) Parametrización de señal triangular TW11

Figura 4.30: Parametrización de señales triangulares TW10 y TW11

4.1.3.5. Modelo completo del sistema

La Fig 4.31 muestra el modelo completo implementado en PLECS, donde se integran el sistema fotovoltaico, el bus DC y las etapas interleaved dual boost y dual buck, que conforman la arquitectura de alimentación del electrolizador.

El esquema ilustra la arquitectura global del sistema y la interconexión entre sus principales subsistemas, mientras que los detalles de modelado y control de cada bloque han sido descritos en las secciones anteriores. El modelo es el pilar fundamental para los análisis y resultados presentados en la sección a continuación.

4.2. Resultados

En la sección actual se presentan los resultados obtenidos a partir del modelo completo implementado en PLECS. Con el objetivo de evaluar el desempeño dinámico del sistema, se aplicaron cambios escalonados de temperatura en instantes definidos, observando, de esta manera, la respuesta del algoritmo MPPT y de los lazos de control asociados a ambas etapas DC-DC. Los resultados se organizan en torno a la etapa elevadora (interleaved dual boost con MPPT), la etapa reductora (interleaved dual buck con regulación del bus DC) y el efecto de las variaciones del MPPT sobre el bus intermedio.

La Fig 4.34 muestra una ampliación temporal en el estado estacionario de la fig 4.32, con el fin de distinguir las portadoras y la acción de conmutación en cada canal. Se aprecia el desfase entre las ramas del modelo interleaved, condición asociada a una distribución equitativa de corriente y una reducción en el rizado.

4.2.2. Desplazamiento del punto de máxima potencia en función de la temperatura

La Fig 4.35 permite visualizar el desplazamiento de la curva de potencia-tensión, y por consiguiente, del punto de máxima potencia bajo distintas temperaturas. Se identifican tres condiciones de operación ($A \rightarrow 25^\circ$, $B \rightarrow 15^\circ$ y $C \rightarrow 35^\circ$), donde el máximo de potencia cambia de magnitud al igual que la tensión asociada. En general, al aumentar la temperatura se aprecia una reducción del nivel de potencia máxima y un desplazamiento del punto óptimo hacia tensiones menores, mientras que a menores temperaturas, el sistema alcanza mayores potencias. Esta relación se ve reflejada en las Fig 4.32 y Fig 4.33, donde el MPPT modifica (Ref_{mppt}) para reposicionar el punto de operación después de cada perturbación térmica.

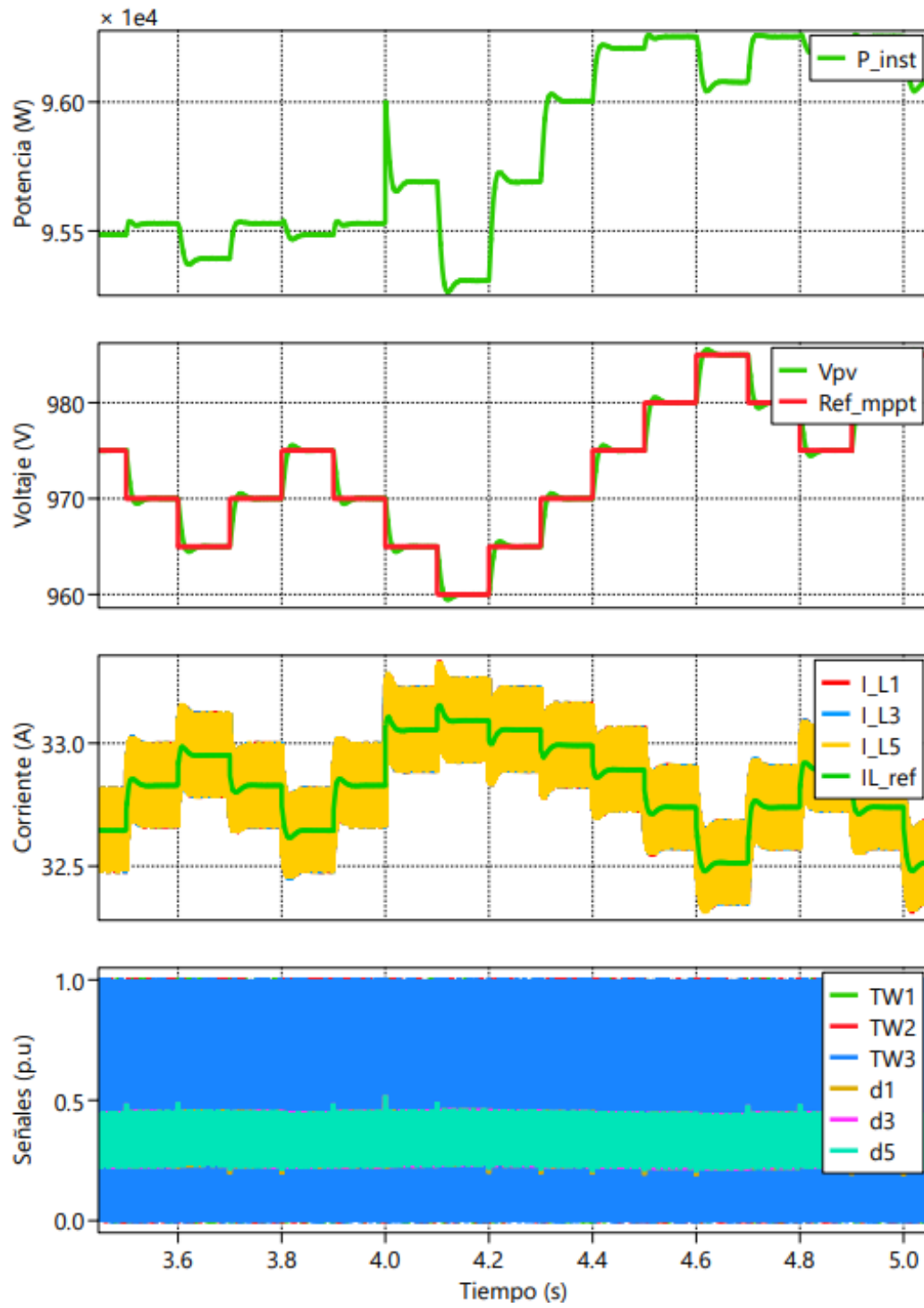


Figura 4.32: Respuesta del convertidor interleaved dual boost y MPPT ante cambio de T° ($25^\circ \rightarrow 15^\circ$) en 4(s)

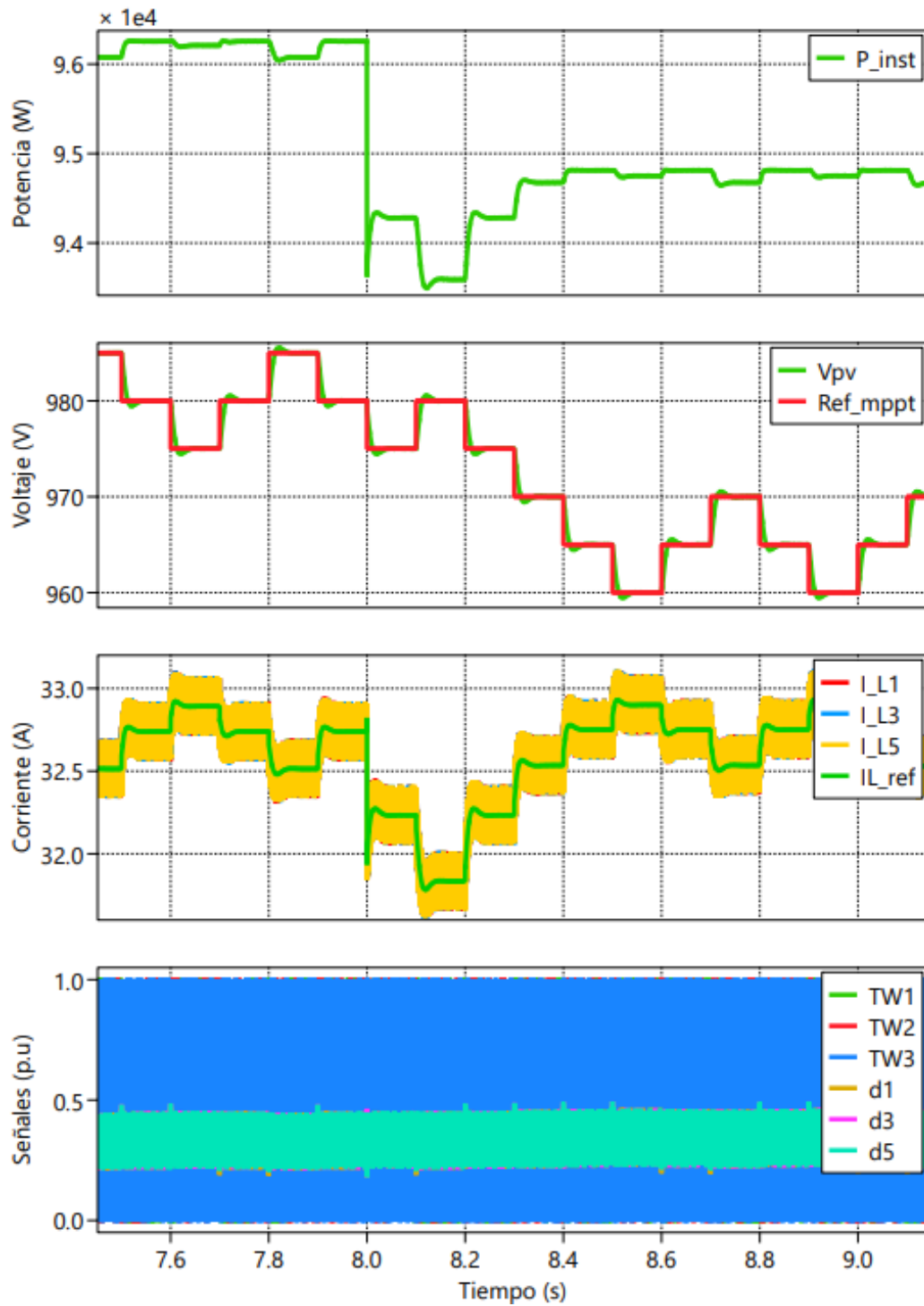


Figura 4.33: Respuesta del convertidor interleaved dual boost y MPPT ante cambio de T° ($15^\circ \rightarrow 35^\circ$) en 8(s)

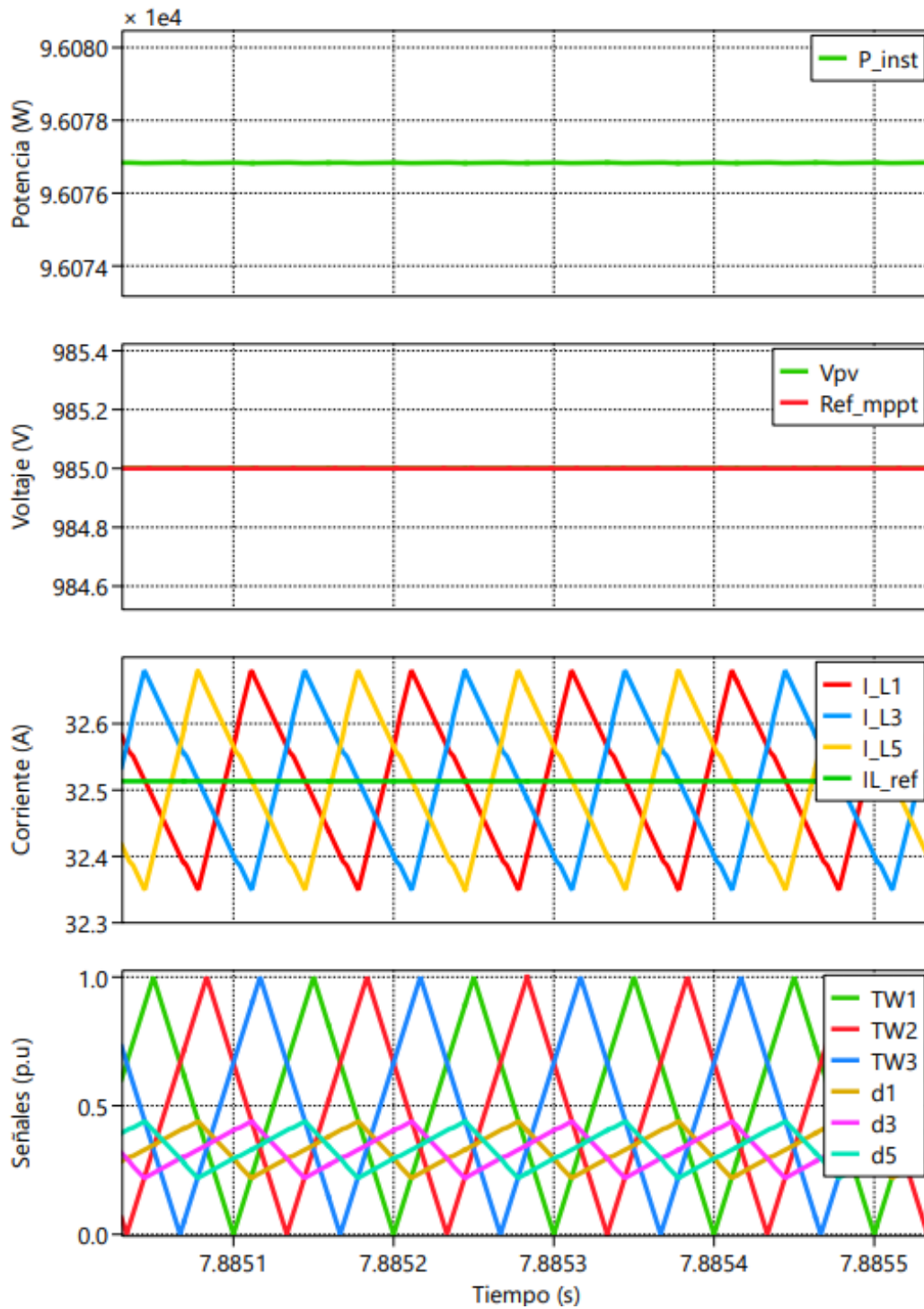


Figura 4.34: Señales portadoras del modulador PWM para el convertidor interleaved dual boost

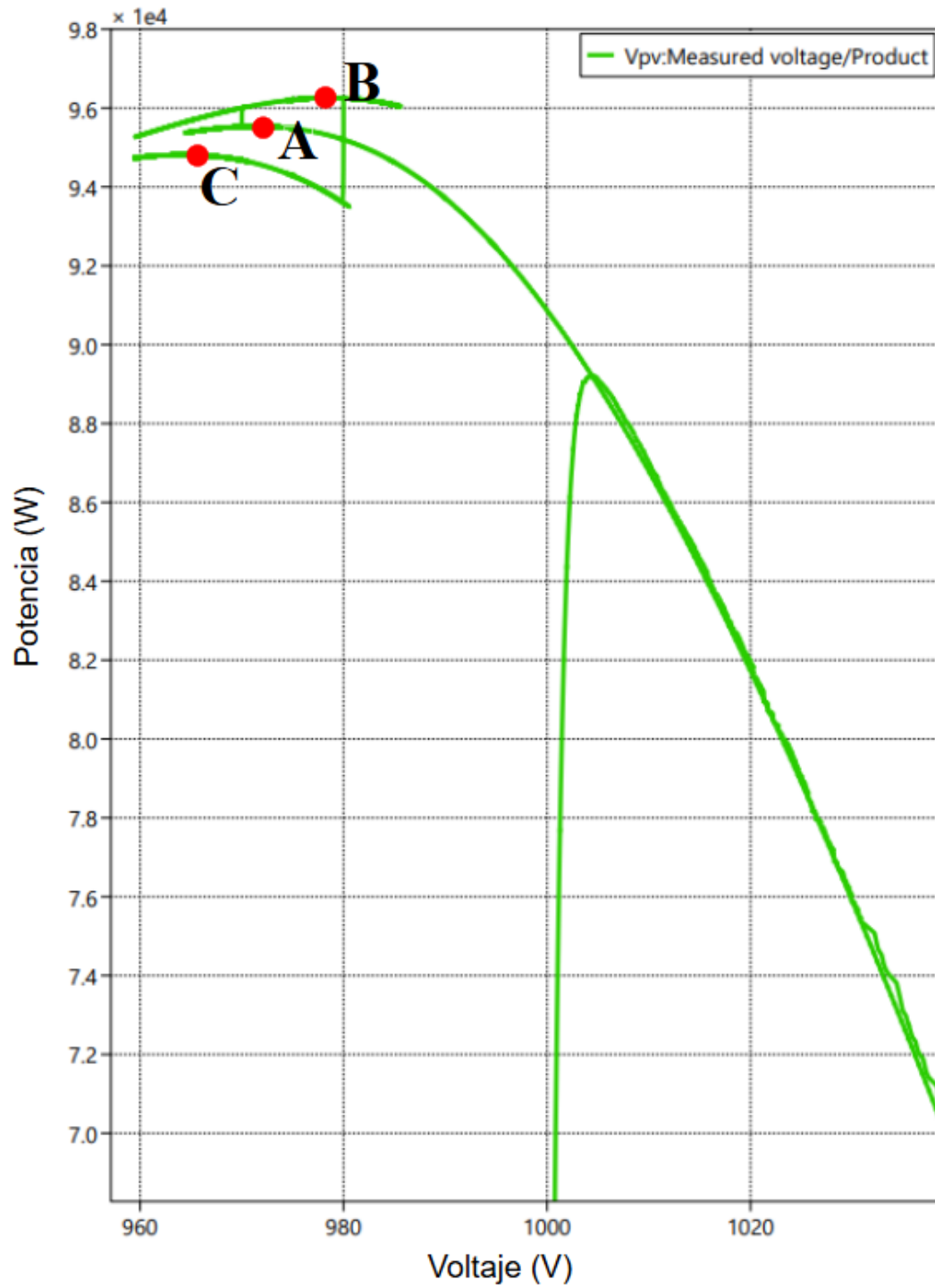


Figura 4.35: Curva de tensión-potencia del modelo MPPT

4.2.3. Convertidor interleaved dual buck y balance del bus DC

La Fig 4.36 muestra la respuesta del bus DC y de la etapa del convertidor interleaved dual buck frente al cambio térmico aplicado en ($t = 4s$). Se observa que la tensión del bus se mantiene regulada en torno a su valor de referencia, pero presenta una caída en el estado estacionario inmediatamente después del cambio. El comportamiento coincide con la variación momentánea que experimenta el balance de los condensadores (Delta C), y con una disminución en los niveles de corriente de los inductores. Posteriormente, el lazo de control restituye el valor del bus DC y conduce el sistema nuevamente a su estado estacionario, dejando en evidencia la rápida recuperación del modelo frente a perturbaciones efectuadas por la etapa del MPPT

En la Fig 4.37 se presenta el mismo análisis para el cambio de temperatura en ($t = 8s$). En este caso, la perturbación se manifiesta principalmente como un sobreimpulso del bus DC, acompañado por un incremento transitorio de la señal de desbalance (Delta C) y un breve ajuste en la referencia de la corriente. Una vez el sistema vuelve a su estado estacionario, el bus DC retorna a su valor de referencia, ilustrando cómo la etapa del convertidor y el lazo de balance conservan la estabilidad del enlace DC a pesar de los cambios introducidos por el MPPT.

La Fig 4.38 presenta una perspectiva detallada del comportamiento en el régimen estacionario de la Fig 4.36, con el objetivo de visualizar con mayor detalle las portadoras de modulación PWM. Se aprecia con claridad el desfase característico entre las portadoras del modelo interleaved del convertidor, lo que reafirma una operación estable del modulador y la ausencia de perturbaciones significativas en el estado estacionario.

4.2.4. Respuesta del enlace DC frente a variaciones del MPPT

La Fig 4.39 resume la relación entre los cambios discretos de la referencia MPPT y la respuesta del bus DC. Cada cambio escalonado en la referencia (Ref_{mppt}) provoca un reajuste en el punto de operación del arreglo fotovoltaico, lo que se refleja en variaciones de potencia y en cambios de la corriente entregada al enlace DC. Dichas variaciones generan pulsos transitorios visibles en la tensión del bus DC (Bus DC) y en la variable asociada al desbalance entre los condensadores del bus (Delta C), lo que ilustra que el bus DC actúa como un elemento amortiguador frente a perturbaciones provenientes de la etapa de entrada. Mientras el MPPT no modifique su referencia y el sistema se mantenga en estado estacionario, las variables del bus permanecen acotadas alrededor de los valores de referencia.

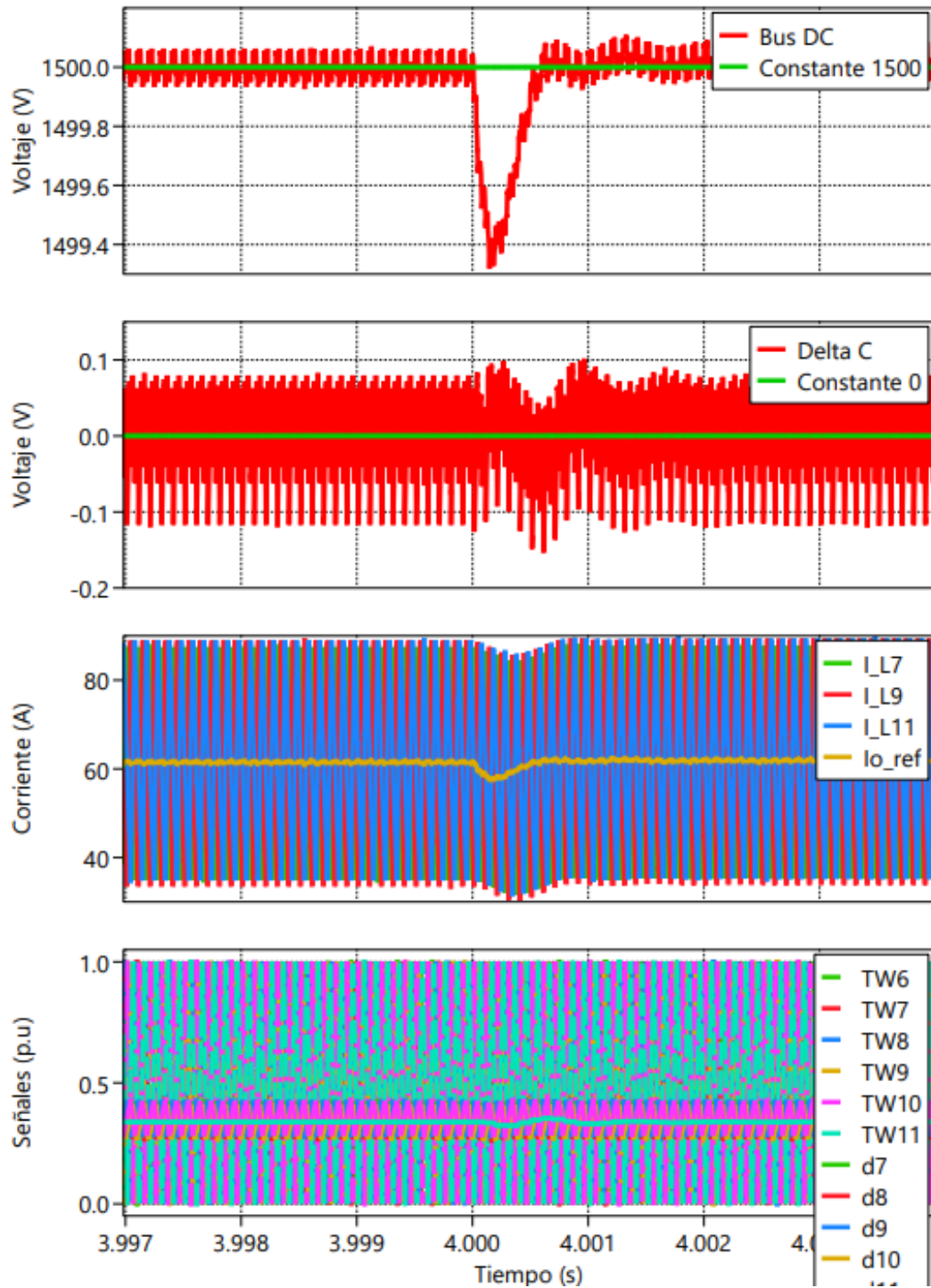


Figura 4.36: Respuesta del convertidor interleaved dual buck y bus DC ante cambio de T° ($25^\circ \rightarrow 15^\circ$) en 4(s)

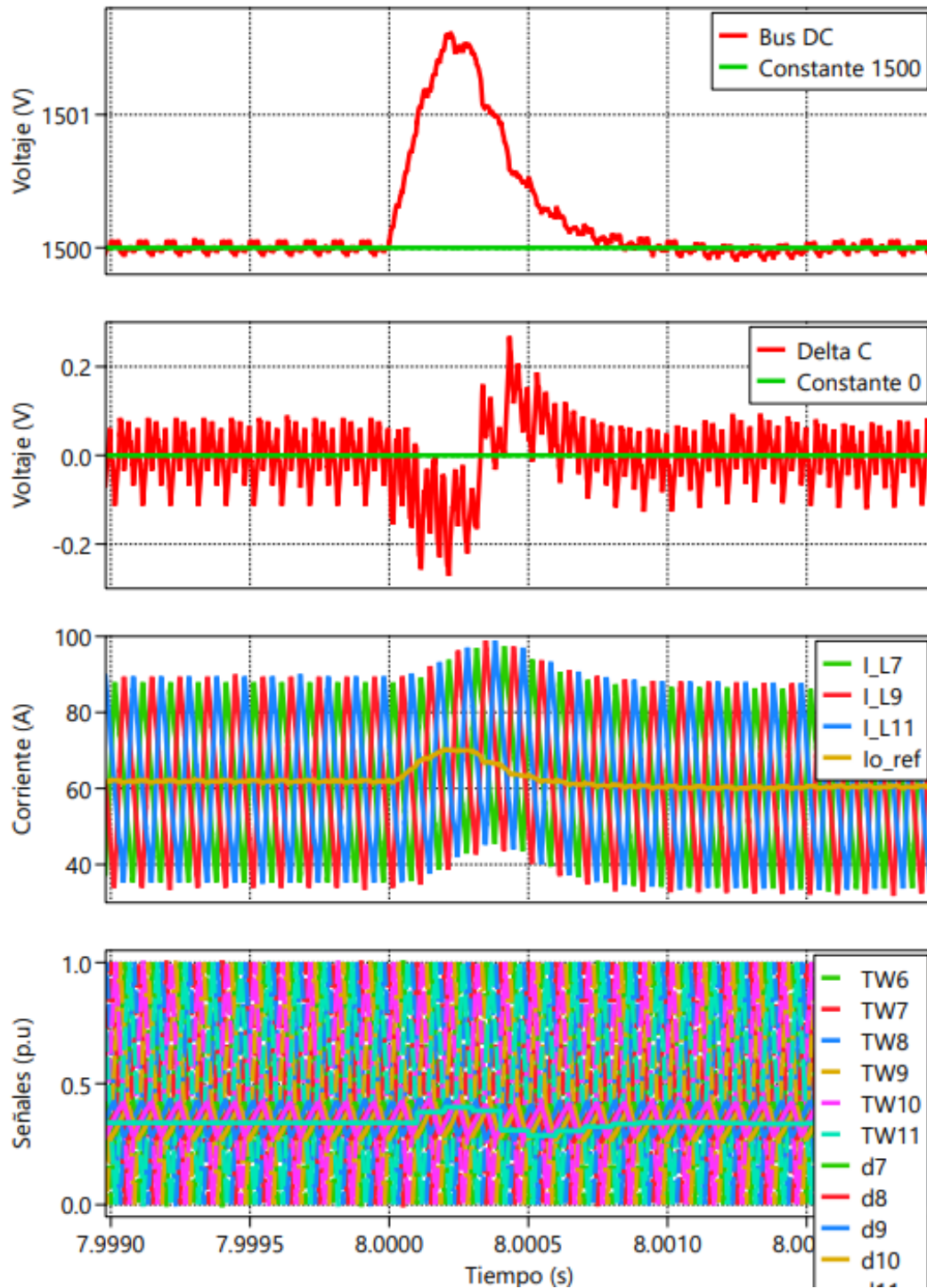


Figura 4.37: Respuesta del convertidor interleaved dual buck y bus DC ante cambio de $T^\circ(15^\circ \rightarrow 35^\circ)$ en 8(s)

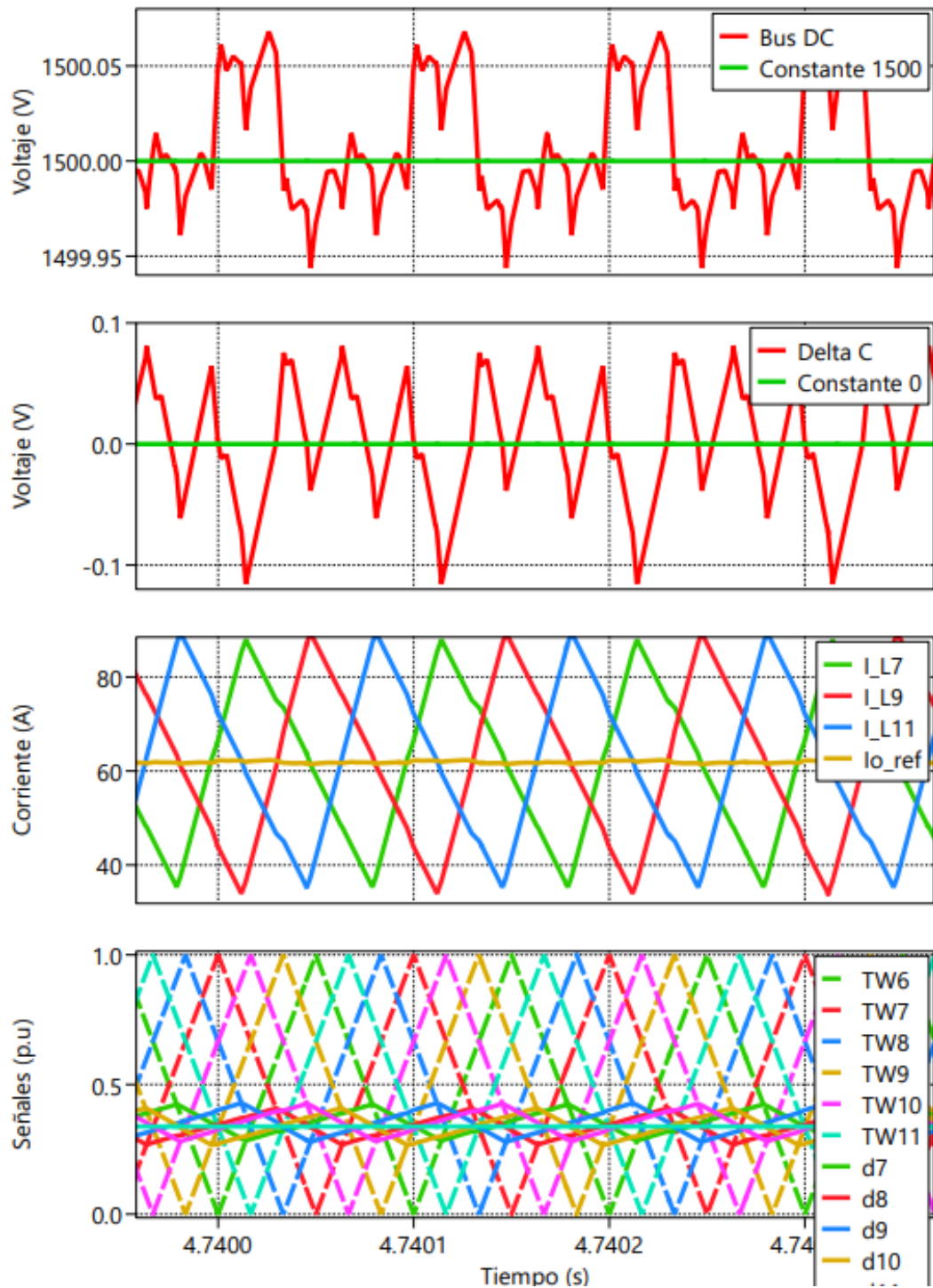


Figura 4.38: Señales portadoras del modulador PWM para el convertidor interleaved dual buck

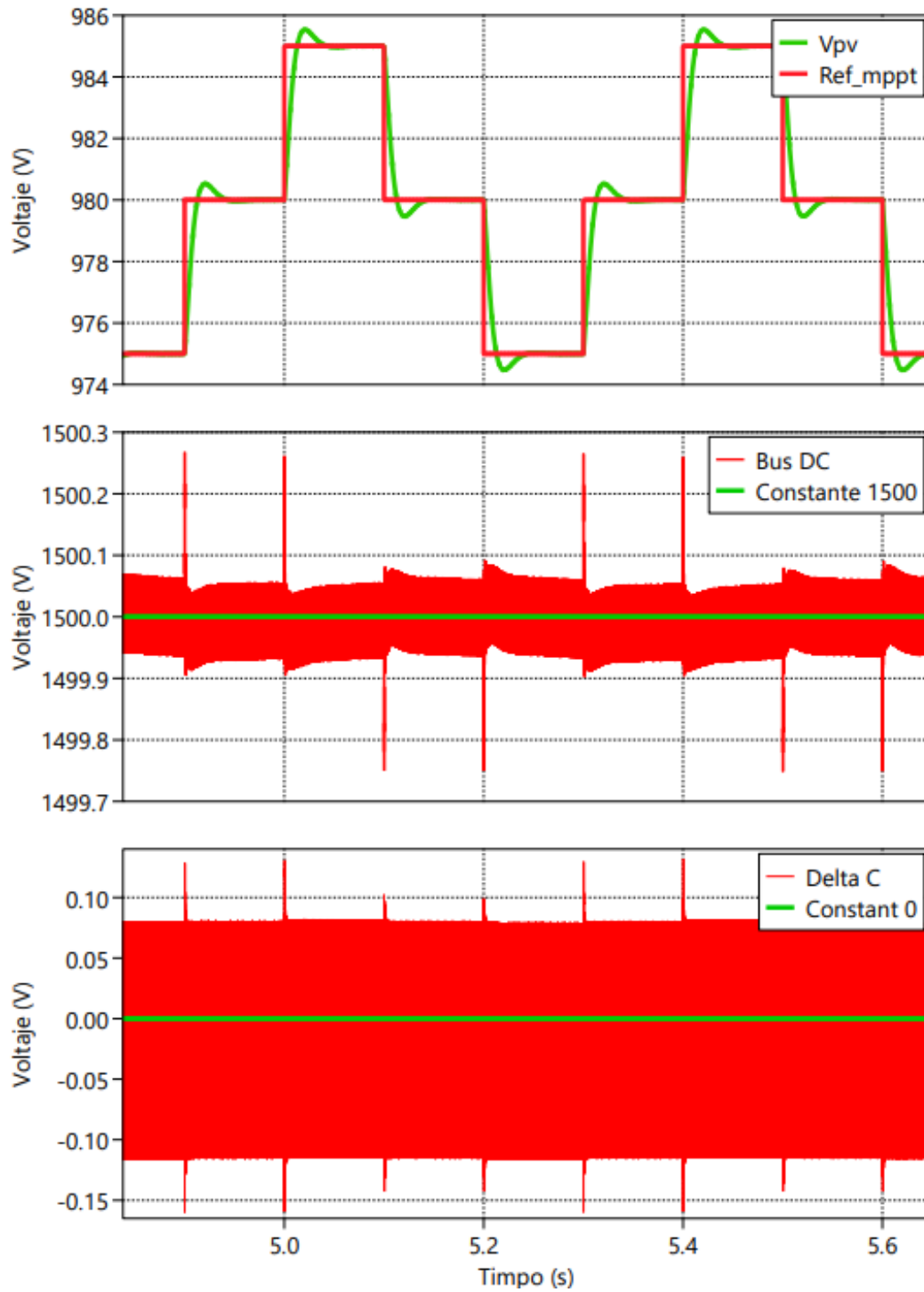


Figura 4.39: Efecto de la tensión MPPT en el bus DC

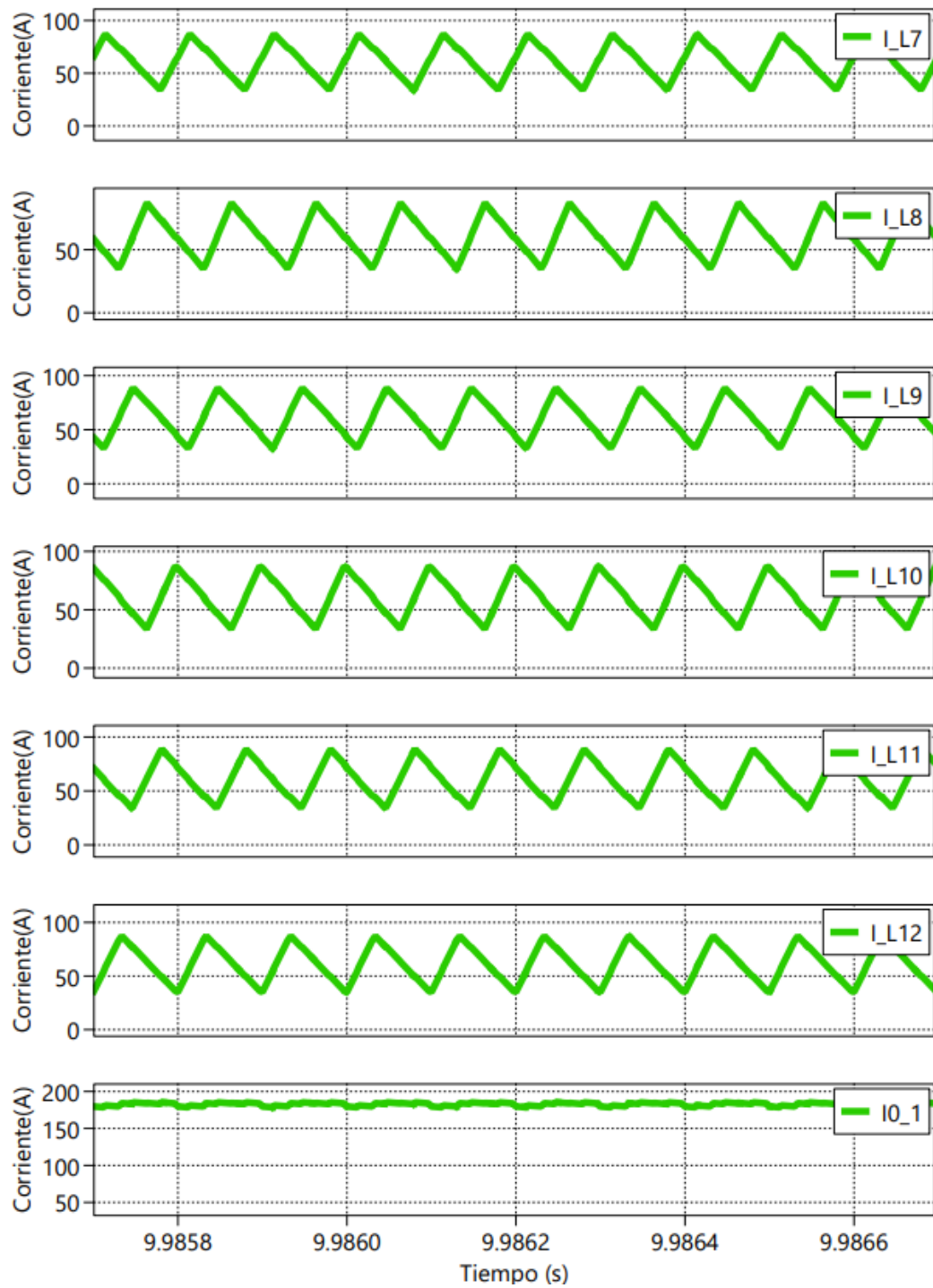


Figura 4.40: Corrientes de las ramas del convertidor interleaved dual buck.

Tabla 4.5: Evaluación del efecto interleaved sobre el ripple de corriente.

Señal	I_{avg} (A)	Δi_{pp} (A)	Ripple _{pp} (%)	Ripple _{RMS} (A)	Ripple _{RMS} (%)
i_{L7}	60.909	52.606	86.37	15.186	24.93
i_{L8}	60.798	51.999	85.53	15.011	24.69
i_{L9}	62.801	55.442	88.28	16.005	25.48
i_{L10}	58.639	53.569	91.35	15.464	26.37
i_{L11}	59.048	54.202	91.79	15.647	26.50
i_{L12}	63.320	52.363	82.70	15.116	23.87
i_{O1}	182.757	6.573	3.60	1.897	1.04

Para cuantificar el efecto de la arquitectura interleaved sobre el rizado de corriente, se selecciono una ventana acotada en régimen estacionario ilustrado en la Fig 4.40. En esta ventana se registraron las corrientes individuales de los inductores del convertidor interleaved dual buck y la corriente total suministrada al electrolizador, apreciable en la tabla 4.5. Se observa que las corrientes individuales presentan un rizado triangular significativo, con valores de ripple peak-to-peak entre 82,7% y 91,79% respecto de su corriente media. Sin embargo, la corriente total entregada al electrolizador presenta un ripple considerablemente menor, correspondientes a 6,573(A) peak-to-peak, equivalente a un 3,6% respecto de su valor medio.

De forma complementaria, se estimó el ripple RMS, obteniéndose para la corriente total un valor de 1,897(A), equivalente a un 1,04% respecto de la corriente media. Este resultado evidencia que, aunque cada rama del convertidor presenta un rizado elevado, el desfase entre las señales de conmutación permite una cancelación parcial del ripple al sumar las corrientes, reduciendo significativamente el rizado efectivo aplicado al electrolizador PEM.

4.3. Conclusiones

En esta memoria se desarrolló y validó, a nivel de modelado e implementación en simulación, una arquitectura de conversión DC-DC orientada al acople entre un arreglo fotovoltaico y un electrolizador PEM para la producción de hidrógeno verde. La solución adoptada emplea dos etapas en serie, para el lado fotovoltaico se empleó un convertidor interleaved dual boost, encargado de adaptar el nivel de tensión y de operar el arreglo en su punto de máxima potencia junto al MPPT, y en el lado del electrolizador se utilizó un convertidor interleaved dual buck, orientado a la regulación de la corriente y a la reducción del rizado de corriente aplicado a la carga. El arreglo permite operar de manera separada la captura de energía renovable y la calidad eléctrica requerida por el proceso de electrólisis.

Los resultados de la etapa fotovoltaica muestran que el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia ($P&O$), implementado sobre el convertidor interleaved dual boost, ajusta la referencia de tensión mediante cambios discretos y logra alcanzar nuevamente el nuevo punto de operación frente a perturbaciones térmicas. Ante variaciones de temperatura se observa una variación breve de la potencia y una adaptación del voltaje de operación del arreglo hacia la referencia definida por el algoritmo, alcanzando nuevamente el máximo de potencia sin oscilaciones persistentes en el estado estacionario. Este comportamiento es consistente con la relación potencia-tensión del arreglo, la cual evidencia que el punto de máxima potencia se desplaza con la temperatura, al aumentar la temperatura disminuye la potencia máxima y el óptimo se mueve hacia tensiones menores, mientras que a menor temperatura se alcanzan mayores niveles de potencia, justificando la necesidad de un seguimiento dinámico.

En la etapa de salida, el convertidor interleaved dual buck, junto con el lazo de balance del bus DC, mantiene la tensión del enlace regulada alrededor de la referencia frente a perturbaciones provenientes de la etapa de entrada. En las pruebas analizadas, los cambios térmicos generan desviaciones transitorias tanto en el nivel de tensión del enlace como en el desbalance de los condensadores, sin embargo, la acción combinada del control y del balance logra restituir el valor nominal y vuelve al estado estacionario, colocando en evidencia la estabilidad y capacidad de recuperación del sistema. Asimismo, el acoplamiento entre el seguimiento del punto de máxima potencia y el enlace DC muestra que cada cambio escalonado de referencia produce variaciones de potencia y corriente hacia el bus, manifestadas como pulsos transitorios en la tensión y en el desbalance, lo que confirma el rol del bus como elemento amortiguador cuando la referencia se estabiliza.

En síntesis, el trabajo entrega un modelo de simulación completo para el acople fotovoltaico-electrolizador mediante conversión DC-DC, permitiendo estudiar de forma simultánea la captura de energía del arreglo fotovoltaico y la calidad eléctrica requerida por el proceso de electrólisis. El uso de estructuras interleaved contribuye a suavizar las variables de potencia y corriente, entregando una operación más estable en el enlace DC

y reduciendo la exposición del electrolizador a variaciones rápidas. Con ello, se valida el enfoque de control propuesto para integrar el seguimiento del punto de máxima potencia y la regulación hacia la carga.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Kouro, Samir & Wu, Bin & Abu-Rub, Haitham & Blaabjerg, F.. (2014). Photovoltaic Energy Conversion Systems. 10.1002/9781118755525.ch7.
- [2] Li, P. & Li, Xiang & Zeng, Tao. (2021). A Fast and Simple Fault Diagnosis Method for Interleaved DC-DC Converters Based on Output Voltage Analysis. Electronics. 10. 1451. 10.3390/electronics10121451.
- [3] Li, Yin. (2024). Design of CCM boost converter using fractional-order PID and self-tuning schems for power factor correction. International Journal on Interactive Design and Manufacturing (IJIDeM). 19. 2671-2682. 10.1007/s12008-024-01855-6.
- [4] Renaudineau, H., Llor, A. M., Cortés, D., Rojas, C. A., Restrepo, C. & Kouro, S. (2022). Photovoltaic Green Hydrogen Challenges and Opportunities: A Power Electronics Perspective. IEEE Industrial Electronics Magazine, 16(1), 31–41.
- [5] blog.enerlink.com/hidrogeno-verde-competidor-o-aliado-a-la-electromovilidad
- [6] ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/25-1395.GO.2025.Full.Report.14opt.pdf
- [7] Buitendach, H. P. C., Gouws, R., Martinson, C. A., Minnaar, C. & Bessarabov, D. (2021). Effect of a ripple current on the efficiency of a PEM electrolyser. Results in Engineering, 10, Article 100216.
- [8] Diego Concha, Hugues Renaudineau, Ana Llor, Maurice Fadel, Henri Schneider, Javier Solano, Thierry Meynard, Samir Kouro, Interleaved Dual Buck Converter for Low-Carbon Hydrogen Production: Electrolyzer Current Control and Input Capacitors Voltage Balancing
- [9] Concha, Diego, Llor, Ana M., Renaudineau, Hugues, Fadel, Maurice, Schneider, Henri, Solano, Javier & Kouro, Samir (2024). Interleaved dual buck converters with low current ripple for green hydrogen production. IET Conference Proceedings.
- [10] Doubabi, Hajar & Salhi, Issam. (2021). Design and dSPACE Implementation of a Simplified Fuzzy Control of a DC-DC Three-Level Converter. Journal of Electrical and Computer Engineering. 2021. 1-15. 10.1155/2021/5593572.
- [11] Sabiri, Zakaria & Machkour, Nadia & Khalid, El Majdoub & Bezza, Mohamed & Kheddioui, El M'Kaddem. (2018). Management Strategy of a Hybrid Renewable Energy System. 1-6. 10.1109/REPSGIE.2018.8488856.

- [12] Hangyu Cheng, Seunghun Jung, Young-Bae Kim. (2025). A novel reinforcement learning controller for the DC-DC boost converter.
- [13] Mustafa Ergin Şahin. (2020). A photovoltaic powered electrolysis converter system with maximum power point tracking control.
- [14] García-Valverde, R., Miguel, C., Martínez-Béjar, R., & Urbina, A. (2008). Optimized photovoltaic generator–water electrolyser coupling through a controlled DC–DC converter.
- [15] De Soto, W., Klein, S. A. y Beckman, W. A. (2006). Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, 80(1), 78–88.
- [16] Abdin, Z., Webb, C.J. & Gray, E.M. (2015). Modelling and simulation of a proton exchange membrane (PEM) electrolyser cell. *International Journal of Hydrogen Energy*, 40(39), 13243–13257.
- [17] Marefatjouikilevae, Haniyeh, François Auger & Jean-Christophe Olivier (2023). Static and dynamic electrical models of proton exchange membrane electrolyzers: A comprehensive review. *Energies*, Volume 16, Issue 18, Article 6503.
- [18] Ratib, Mohamed Khalid; Muttaqi, Kashem M.; Islam, Md Rabiul; Sutanto, Danny; y Agalgaonkar, Ashish P. (2023). Electrical circuit modeling of proton exchange membrane electrolyzer: The state-of-the-art, current challenges, and recommendations. *International Journal of Hydrogen Energy*, Volume 49, Part C, 2 enero 2024, páginas 625–645.
- [19] Guilbert, D., Sorbera, D. y Vitale, G. (2020). A stacked interleaved DC-DC buck converter for proton exchange membrane electrolyzer applications: Design and experimental validation. *International Journal of Hydrogen Energy*, 45(1), 64-79.
- [20] Kim, K., Kim, J.-H., Lee, J.-P., Kim, T.-J. y Oh, C.-Y. (2024). Converter design and control strategy for PEM water electrolyzer to increase hydrogen generation using hardware-in-the-loop simulation. 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, pp. 2960-2964.
- [21] C.-W. Chen, H.-M. Wu y C.-Y. Nian, “A Class of Anti-Windup Controllers for Precise Positioning of an X–Y Platform with Input Saturations,” *Electronics*, vol. 14, no. 3, art. 539, 2025, doi: 10.3390/electronics14030539.
- [22] C. A. Rojas, R. Gonzalez, L. Callegaro y H. Young, “Mission Profile-Oriented Active Thermal Control of a Bidirectional Three-Level Buck-Boost GaN-Based DC-DC Converter for Electric Vehicles Powertrains” en *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2021, doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589692.