



UNIVERSIDAD DE TALCA
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA CIVIL MECATRÓNICA

**CONTROL PREDICTIVO DE FRECUENCIA
CUASI-CONSTANTE DEL CONVERTIDOR VERSÁTIL
BUCK-BOOST PARA APLICACIONES FOTOVOLTAICAS**

Memoria para optar al Título de
Ingeniero Civil en Mecatrónica

Profesor guía:

Dr. Carlos Restrepo Patiño

Profesor Co-guía:

Mg. Duberney Murillo Yarce

BRIAN IAN BARRUETO CÁRCAMO

Curicó-Chile

2020

CONSTANCIA

La Dirección del Sistema de Bibliotecas a través de su encargado Biblioteca Campus Curicó certifica que el autor del siguiente trabajo de titulación ha firmado su autorización para la reproducción en forma total o parcial e ilimitada del mismo.



Two circular official stamps and handwritten signatures in blue ink. The left stamp is from the 'DIRECCIÓN SISTEMA DE BIBLIOTECAS UNIVERSIDAD DE TALCA' and the right stamp is from the 'SISTEMA DE BIBLIOTECAS CAMPUS CURICO'.

Curicó, 2022

**CONTROL PREDICTIVO DE FRECUENCIA
CUASI-CONSTANTE DEL CONVERTIDOR VERSÁTIL
BUCK-BOOST PARA APLICACIONES FOTOVOLTAICAS**

BRIAN IAN BARRUETO CÁRCAMO

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer al Dr. Carlos Restrepo por darme la oportunidad de trabajar junto a él en el LARI, por su profesionalismo, por su paciencia y dedicación al enseñar, disciplina y entrega que siempre tuvo para mi persona, por todo el conocimiento y apoyo que me brindó, ya que no solo es un buen profesional si no también un excelente ser humano.

A mi compañero de laboratorio Duberney Murillo Yarce por brindarme toda su ayuda, sus conocimientos y su apoyo en cada etapa del proyecto. Agradecer su infinita paciencia no solo para enseñarme si no también para aconsejarme. Su gran energía y sentido de compañerismo fueron siempre una fuente de inspiración para seguir trabajando y mejorando.

Al Dr. Roberto Giral por toda su colaboración, por brindarme sus conocimientos , por toda su contribución al desarrollo del proyecto, por el buen trato hacia mi persona y por su paciencia infinita.

A mis padres Solange Cárcamo e Iván Barrueto, por su apoyo, confianza, el amor que me dan día a día y por darme la seguridad de saber que siempre estarán a mi lado. A mi familia, por el infinito cariño que me dan.

A Benjamín Saavedra, compañero y amigo de toda la vida, por aguantarme, por su apoyo, su compañerismo y amistad. A Cesar Roa, por brindarme su amistad desde mi primer día en la Universidad, por su constante apoyo, motivación y compañerismo. A todas las personas con las que compartí momentos de estudio.

Por último y no menos importante, a mis fieles compañeros Scott y Forrest, por su inmensurable amor y por recibirme al término de cada día con su inmensa alegría.

Resumen

En este proyecto de investigación se estudia el problema de la obtención de la máxima potencia de un módulo fotovoltaico con dos diodos de bypass. En este contexto, existen dos posibles puntos de máxima potencia. Uno de ellos se presenta cuando un diodo bypass es activado por una condición de sombra, limitando la potencia aproximadamente a la mitad y ubicando el punto de potencia máxima aproximadamente a la mitad de la tensión nominal. El otro punto de operación indica ausencia de sombreado, y el panel opera a máxima potencia y voltaje nominal. La ley de control se caracteriza por un doble lazo, un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión. El controlador de corriente propuesto se basó en la estrategia de control predictivo de estados finitos basado en modelo. El segundo corresponde a un lazo externo de tensión de tipo proporcional-integral. El algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracking (MPPT)) seleccionado fue una técnica clásica simple de perturbar y observar ya que la principal aportación de este trabajo de tesis se enfoca en el lazo interno de corriente.

La característica principal del lazo interno es que en estado estacionario tiene la capacidad de establecer una frecuencia de conmutación cuasi-constante de 100 kHz. Para ello, el algoritmo posee tres estados de conmutación posibles (estado buck, estado boost y estado común para ambos modos) y dos modos de operación (modo buck y boost). El modo buck corresponde a un modo de operación en que el algoritmo alterna entre el estado buck y el estado común cuando el panel opera en ausencia de sombra. Por otro lado, el modo boost corresponde al modo de operación en que el algoritmo alterna entre el estado boost y el estado común cuando el panel se encuentra en presencia de sombra. Luego de decidir el modo de operación, el algoritmo estable-

ce el tipo de control de corriente (peak o valle) para definir el tiempo de permanencia en cada estado. Finalmente, el algoritmo calcula también el tiempo necesario que debe permanecer en el estado complementario para mantener la frecuencia cuasi-constante.

El controlador se implementó en un convertidor conmutado DC-DC buck-boost no inversor con inductores acoplados y red de amortiguamiento debido a sus diferentes ventajas: alto nivel de eficiencia, ancho de banda amplio, posibilidad de controlar corriente de entrada, corriente de salida, voltaje de entrada o voltaje de salida, y operar en modo buck o boost de manera independiente, entre otras. En adelante, se hará mención a este convertidor como convertidor versátil buck-boost. Las ventajas y características previamente establecidas hacen al convertidor versátil buck-boost adecuado para una aplicación fotovoltaica particular que requiera una operación de elevación o reducción de voltaje. El sistema de estudio consiste en un panel solar, un convertidor DC-DC y una batería. El panel solar (del sistema panel fotovoltaico - convertidor DC-DC - batería) ha sido emulado a través de una fuente de tensión variable, mediante la cual se han programado tanto la curva característica I-V como condiciones de sombreado parcial.

El desarrollo del proyecto comprende simulación y experimentación. El software utilizado es PSIM, el cual está diseñado específicamente para aplicaciones de electrónica de potencia. A continuación, se presenta una descripción de los capítulos de esta memoria. En el Capítulo 1 se desarrolla una descripción de la problemática abordada, se presenta un estado del arte de los convertidores DC-DC clásicos en conjunto con el convertidor versátil buck boost y se establecen los objetivos, alcances, limitaciones y metodología de trabajo. En el Capítulo 2 se desarrolla un estudio de algoritmos MPPT clásicos de la literatura tales como perturbar y observar, conductancia incremental, voltaje fraccionario de circuito abierto y corriente fraccionaria de cortocircuito. En el Capítulo 3, se establece el diseño del controlador propuesto. Inicialmente, se lleva a cabo un análisis del principio de funcionamiento del control predictivo de estados finitos basado en modelo (Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)). Luego, se implementan dos sistemas MPPT con una estrategia de control multilazo. El primero utiliza en el lazo externo de tensión un controlador PI, mientras que el controlador del lazo interno de corriente es un control FCS-MPC clásico. El segundo sistema utiliza un controlador PI para el lazo externo de tensión, mientras que en el lazo interno de corriente se implementa el controlador FCS-MPC desarrollado en este proyecto. En el Capítulo 4 se exponen los resultados de simulación y experimentales

tanto para el controlador FCS-MPC clásico como para el controlador FCS-MPC a frecuencia cuasi-constante. Como primera etapa, se evalúa el funcionamiento del lazo interno de corriente fijando voltajes constantes de entrada y salida del convertidor, verificando así el seguimiento de diferentes referencias de corriente a una frecuencia cuasi-estacionaria de 100 kHz. Como segunda etapa, evalúa el funcionamiento del lazo externo de tensión, reemplazando la fuente de voltaje DC a la entrada del convertidor por un panel solar y verificando el seguimiento de referencias de tensión constantes. Como tercera etapa y final, se integra el algoritmo MPPT para verificar el seguimiento del máximo punto de potencia del panel solar con activación y desactivación del diodo de derivación al programar una condición de sombreado parcial. Los resultados experimentales obtenidos se han contrastado con simulaciones realizadas mediante el software de simulación de PSIM, obteniendo resultados satisfactorios tanto para estado estacionario como estado transitorio. Finalmente, se establecen conclusiones pertinentes al trabajo desarrollado en la presente memoria de título.

Este proyecto se realizó en las instalaciones del Laboratorio de Aplicaciones en Redes Inteligentes (LARI) en el área de aplicaciones en corriente continua en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Talca. Este trabajo fue apoyado por el Gobierno de Chile en el marco del Proyecto CONICYT/FONDECYT 1191680 y SERC Chile (CONICYT/FONDAP/15110019). El proyecto contó con la colaboración del Dr. Carlos Restrepo (Director del proyecto), quien es profesor titular del departamento de ingeniería eléctrica de la Universidad de Talca, Duberney Murillo Yarce, estudiante de doctorado de la Universidad de Talca y el Dr. Roberto Giral, profesor titular en el Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de la Universidad Rovira i Virgili, quien en su estancia en Chile contribuyó enormemente con el desarrollo conceptual y teórico del algoritmo de control.

Índice general

1	Introducción General	1
1.1	Descripción de la problemática	4
1.2	Marco teórico	9
1.2.1	Convertidores DC-DC	9
1.2.1.1	Regulador de tensión básico	10
1.2.1.2	El convertidor conmutado básico	10
1.2.1.3	El convertidor reductor o buck	12
1.2.1.4	El convertidor elevador o boost	13
1.2.1.5	El convertidor reductor-elevador o buck-boost	14
1.2.1.6	El convertidor Ćuk	15
1.2.1.7	El convertidor SEPIC	16
1.2.2	El convertidor versátil buck-boost	17
1.2.2.1	Obtención del modelo del convertidor	19
1.2.3	Clases de frecuencia de conmutación	25
1.2.4	Algoritmos MPPT	28
1.2.4.1	Algoritmo de Perturbar & Observar (P&O)	29
1.2.4.2	Algoritmo de Conductancia Incremental	32
1.2.4.3	Voltaje fraccional de circuito abierto	34
1.2.4.4	Corriente fraccionaria de cortocircuito	35
1.3	Objetivos	37
1.3.1	Objetivo general	37
1.3.2	Objetivos específicos	37
1.4	Alcances y limitaciones	37

1.5	Metodología	39
1.5.1	Etapa I: Investigación y simulación de algoritmos MPPT	39
1.5.2	Etapa II: Modelamiento del convertidor versátil buck-boost	39
1.5.3	Etapa III: Conceptos de control predictivo	39
2	Algoritmos MPPT	42
2.1	Características del panel fotovoltaico	42
2.2	Circuitos de simulación de algoritmos MPPT	45
2.3	Simulación método P&O	47
2.4	Simulación método conductancia incremental	49
2.5	Simulación voltaje fraccionario de circuito abierto	50
2.6	Simulación corriente fraccionaria de cortocircuito	51
3	Diseño del controlador	54
3.1	El control predictivo de estados finitos basado en modelo	54
3.1.1	El principio del control FCS-MPC	55
3.1.2	Tipos de control en modo corriente	56
3.1.2.1	Control de corriente de valor valle	57
3.1.2.2	Control de corriente de valor peak	58
3.1.2.3	Control de corriente de valor promedio	58
3.2	Implementación de una estrategia de control FCS-MPC para un MPPT	59
3.2.1	Estrategia de control multilazo para el MPPT	59
3.2.2	Control FCS-MPC	61
3.3	Control FCS-MPC de frecuencia cuasi-constante	63
3.3.1	Estados definidos para el controlador	64
3.3.2	Funcionamiento y modos de operación del controlador	64
3.3.3	Banda de histéresis de ancho fijo	71
3.3.4	El controlador PI digital	72
3.3.5	Estabilidad y ancho de banda de los controladores	73
3.3.6	El controlador digital de señales DSC	78
3.3.7	Implementación digital del controlador del lazo interno de corriente	78

3.3.7.1	Programa principal sin prioridad de interrupción	79
3.3.7.2	Subfunción A con prioridad de interrupción	80
3.3.7.3	Subfunción B con prioridad de interrupción	81
3.3.8	Implementación digital del lazo interno de corriente, lazo externo de tensión y algoritmo MPPT	82
3.3.8.1	Programa principal sin rutina de interrupción	83
3.3.8.2	Algoritmo MPPT P&O	83
3.3.8.3	Controlador PI	83
3.3.8.4	Subfunciones con prioridad de interrupción	83
4	Resultados de simulación y experimentales	84
4.1	Resultados control FCS-MPC	84
4.1.1	Resultados del lazo interno de corriente	85
4.1.2	Resultados del lazo externo de tensión y el lazo interno de corriente	90
4.1.3	Resultados de simulación incorporando un algoritmo MPPT	93
4.2	Resultados control FCS-MPC a frecuencia cuasi-constante	96
4.2.1	Lazo interno de corriente	98
4.2.1.1	Lazo interno de corriente modo buck	99
4.2.1.2	Lazo interno de corriente modo boost	102
4.2.2	Banda de histéresis	107
4.2.2.1	Banda de histéresis modo buck	107
4.2.2.2	Banda de histéresis modo boost	109
4.2.3	Lazo externo de tensión	110
4.2.3.1	Lazo externo de tensión modo buck	111
4.2.3.2	Lazo externo de tensión modo boost	114
4.2.4	Resultados del seguimiento del máximo punto de potencia	117
4.2.4.1	Comportamiento del sistema ante cambios de irradiancia	118
4.2.4.2	Comportamiento del sistema ante condiciones de sombreado parcial	119
5	Conclusiones	121

Bibliografía	123
Anexos	128



Índice de figuras

Figura 1.1	Clasificación de los métodos de control predictivo utilizados en la electrónica de potencia [1].	2
Figura 1.2	Curvas características I-V de un panel solar para diferentes niveles de irradiación [5].	5
Figura 1.3	Curvas características P-V de un panel fotovoltaico para diferentes niveles de irradiación [5].	5
Figura 1.4	Curvas características I-V de un panel solar para diferentes niveles de temperatura [5].	6
Figura 1.5	Características P-V para diferentes niveles de temperatura [5].	6
Figura 1.6	Generación de dos máximos locales por la activación de un diodo de bypass.	7
Figura 1.7	Diagrama de bloques general para un sistema de MPPT.	7
Figura 1.8	Sistema fotovoltaico de carga de batería y curva I-V de su módulo solar sin (un peak de potencia) y bajo condición de sombreado parcial (dos peaks de potencia).	8
Figura 1.9	Regulador lineal básico [13].	10
Figura 1.10	(a) Convertidor DC-DC básico conmutado, (b) circuito equivalente para conmutación, (c) forma de onda de la tensión de salida [13].	11
Figura 1.11	(a) Topología convertidor reductor o buck, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.	12
Figura 1.12	(a) Topología convertidor elevador o boost, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.	13

Figura 1.13	(a) Topología convertidor buck-boost, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.	14
Figura 1.14	(a) Topología convertidor Ćuk, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado.	16
Figura 1.15	(a) Topología convertidor SEPIC, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.	17
Figura 1.16	Topología del convertidor versátil buck-boost.	18
Figura 1.17	Configuración del convertidor para el estado boost.	20
Figura 1.18	Configuración del convertidor para el estado común.	21
Figura 1.19	Configuración del convertidor para el estado buck.	21
Figura 1.20	Corrientes y voltajes establecidos para la obtención del modelo conmutado del convertidor versátil buck-boost.	22
Figura 1.21	Forma de onda de la señal moduladora, portadora y el ciclo de trabajo resultante de una estrategia de conmutación basada en PWM.	26
Figura 1.22	Forma de onda del ciclo de trabajo al establecer una estrategia de control con frecuencia de conmutación cuasi-constante.	27
Figura 1.23	Forma de onda del ciclo de trabajo al establecer una estrategia de control de frecuencia variable.	27
Figura 1.24	Diagrama de flujo del algoritmo P&O.	30
Figura 1.25	Comportamiento de la potencia del panel solar ante cambios en el voltaje de referencia. a) Comportamiento de la potencia del panel debido al aumento del voltaje. b) Comportamiento de la potencia del panel debido al decremento del voltaje. c) Decremento en la potencia actual del panel debido a un decremento del voltaje en sus terminales. d) Disminución de la potencia del panel debido al aumento del voltaje en sus terminales.	31
Figura 1.26	Valor de la derivada de la potencia con respecto al voltaje.	32
Figura 1.27	Diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental.	33

Figura 1.28	Diagrama de flujo del método de voltaje fraccional de circuito abierto. .	35
Figura 1.29	Diagrama de flujo del método de corriente fraccionaria de cortocircuito.	36
Figura 1.30	Diagrama propuesto para el desarrollo del proyecto.	40
Figura 2.1	Panel solar con dos diodos de bypass. En (a) circulación de corriente sin sombreado en las celdas. En (b) circulación de corriente con sombreado parcial en una celda. En (c) curva característica I-V del panel solar sin sombreado. En (d) curva característica I-V del panel solar con sombreado.	44
Figura 2.2	Diagrama de bloques simplificado para un MPPT.	45
Figura 2.3	Circuito implementado en PSIM para la simulación del algoritmo perturbar y observar y conductancia incremental.	46
Figura 2.4	Circuito implementado para simular la técnica de voltaje fraccional de circuito abierto.	47
Figura 2.5	Circuito utilizado para la simulación del método de corriente fraccionaria de cortocircuito.	47
Figura 2.6	Comportamiento del voltaje y la corriente del panel fotovoltaico implementando un algoritmo P&O con cambios de referencia de 0.2 V. . . .	48
Figura 2.7	Comportamiento del voltaje y la corriente del panel fotovoltaico implementando un algoritmo P&O con cambios de referencia de 2 V.	49
Figura 2.8	Comportamiento de la corriente, el voltaje y la potencia del panel fotovoltaico implementando un algoritmo de conductancia incremental con cambios de referencia de 0.4 V.	50
Figura 2.9	Comportamiento de la corriente, el voltaje y la potencia del panel fotovoltaico implementando un algoritmo de voltaje fraccional de circuito abierto.	51
Figura 2.10	Comportamiento de la corriente, el voltaje y la potencia del panel fotovoltaico implementando un algoritmo de corriente fraccionaria de cortocircuito.	52
Figura 3.1	Esquema básico del control predictivo [29].	55
Figura 3.2	Cálculos y mediciones que realiza el algoritmo de control predictivo [29].	56

Figura 3.3	Forma de onda de la corriente del inductor al establecer un control de corriente de valle [32].	57
Figura 3.4	Forma de onda de la corriente del inductor al establecer un control de corriente de peak [32].	58
Figura 3.5	Forma de onda de la corriente del inductor al establecer un control de corriente de valor promedio [32].	59
Figura 3.6	Implementación de una estrategia de control de doble lazo.	60
Figura 3.7	Controlador PI integrado al esquema de control para el MPPT [34]. . .	61
Figura 3.8	Predicción del valor de la variable de interés a partir de distintas configuraciones que adopta el convertidor versátil buck-boost.	63
Figura 3.9	Control de corriente de peak cuando el tiempo de cálculo excede el tiempo de permanencia del estado. Se observa un incremento del periodo de conmutación.	65
Figura 3.10	Control de corriente de valle cuando el tiempo de cálculo y de obtención de señales son suficientes para mantener frecuencia de conmutación constante.	66
Figura 3.11	Forma de onda de un control de corriente de peak a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.	67
Figura 3.12	Forma de onda de un control de corriente de valle a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.	68
Figura 3.13	Forma de onda de un control de corriente de valle a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.	69
Figura 3.14	Forma de onda de un control de corriente de peak a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.	70
Figura 3.15	Banda de histéresis implementada para el convertidor en modo buck. El ancho se fija en función del tiempo de permanencia t_2	71
Figura 3.16	Banda de histéresis implementada para el convertidor en modo boost. El ancho se fija en función del tiempo de permanencia t_2	72
Figura 3.17	Control digital multilazo implementado con un convertidor versátil buck-boost.	73

Figura 3.18	Diagrama de bode de la respuesta en frecuencia del lazo externo implementado para los cuatro modos de operación.	77
Figura 3.19	Diagrama de flujo de la implementación digital del controlador del lazo interno de corriente.	79
Figura 3.20	Diagrama de flujo del controlador digital implementado.	82
Figura 4.1	Esquema de la configuración utilizada para pruebas de control de corriente.	85
Figura 4.2	Respuesta simulada del lazo interno de corriente basado en FCS-MPC. Corriente de referencia igual a 6 A. Voltaje de entrada igual a 17 V y voltaje de salida igual a 12 V.	86
Figura 4.3	Comportamiento de la corriente de entrada del convertidor y estados conmutados que utilizados para seguir la referencia de corriente.	86
Figura 4.4	Resultados de simulación del lazo interno de corriente aplicado a un convertidor versátil buck-boost. Voltaje de entrada 8 V y voltaje de salida 12 V.	87
Figura 4.5	Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 3 A a 6 A. Voltaje de entrada 17 V y voltaje de salida 12 V.	88
Figura 4.6	Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 6 A a 3 A. Voltaje de entrada 17 V y voltaje de salida 12 V.	88
Figura 4.7	Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 3 A a 6 A. Voltaje de entrada 8 V y voltaje de salida 12 V.	89
Figura 4.8	Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 6 A a 3 A. Voltaje de entrada 8 V y voltaje de salida 12 V.	89
Figura 4.9	Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión.	90

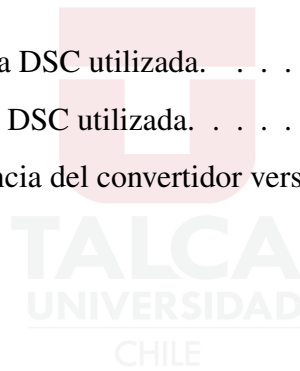
Figura 4.10	Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 16 V a 17 V.	91
Figura 4.11	Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 17 V a 16 V.	91
Figura 4.12	Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 8 V a 9 V.	92
Figura 4.13	Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 9 V a 8 V.	92
Figura 4.14	Esquema de la configuración utilizada para pruebas del algoritmo MPPT.	93
Figura 4.15	Comportamiento del controlador bajo condiciones ideales del panel solar y luego frente a disminución de irradiancia.	94
Figura 4.16	Comportamiento del controlador ante una condición de sombreado parcial del panel solar con disminución de irradiancia.	95
Figura 4.17	Comportamiento del controlador ante un cambio de sombreado parcial a máxima capacidad del panel fotovoltaico.	96
Figura 4.18	Configuración experimental para la realización de las diferentes pruebas experimentales: (a) Convertidor versátil buck-boost, (b) Controlador digital de señales, (c) fuente de alimentación DC de entrada, (d) Fuente de alimentación DC de salida, (e) Carga electrónica DC en modo de voltaje constante, (f) Osciloscopio, (g) Fuente de alimentación auxiliar para la DSC, sensores de corriente y voltaje de convertidor y controladores MOSFET, (h) Sondas diferenciales de voltaje, (i) Fuente de alimentación auxiliar para sondas diferenciales de voltaje, (j) Laptop para programar la DSC, (k) Protección de acrílico para probar circuitos. . .	97
Figura 4.19	Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente.	98

Figura 4.20	Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia de corriente es i_{ref} : (a,b) es igual a 3 A, (c,d) es igual a 6 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 18$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).	99
Figura 4.21	Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 3 A a 6 A, y (c,d) desde 6 A a 3 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 18$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).	100
Figura 4.22	Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) respuestas de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) es igual a 2 A, (c,d) es igual a 4 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 24$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).	101
Figura 4.23	Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) respuestas de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 2 A a 4 A, y (c,d) desde 4 A a 2 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 24$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).	102
Figura 4.24	Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) es igual a 3 A, (c,d) es igual a 6 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 9$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div). . .	103

Figura 4.25	Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 3 A a 6 A, y (c,d) desde 6 A a 3 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 9$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div).	104
Figura 4.26	Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) es igual a 2 A, (c,d) es igual a 4 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 6$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div). . .	105
Figura 4.27	Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 3 A a 6 A, y (c,d) desde 6 A a 3 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 6$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div).	106
Figura 4.28	Respuestas experimentales de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} 2 A. El convertidor opera en modo buck. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).	108
Figura 4.29	Respuesta experimental del control de banda de histéresis en modo buck para una referencia de 2 A. El convertidor opera en modo boost. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).	110
Figura 4.30	Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión.	111

- Figura 4.31 Respuestas simuladas (a), (c), (e) y experimentales (b), (d), (f) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada es v_{ref} : (a,b) es igual a 16 V, (c,d) es igual a 17 V y (e,f) es igual a 18 V. El convertidor opera en modo buck ($V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div). 112
- Figura 4.32 Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 16 V a 17 V, y (c,d) desde 17 V a 16 V. El convertidor opera en modo buck. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div). 113
- Figura 4.33 Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 17 V a 18 V, y (c,d) desde 18 V a 17 V. El convertidor opera en modo buck. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div). 114
- Figura 4.34 Respuestas simuladas (a), (c), (e) y experimentales (b), (d), (f) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada es v_{ref} : (a,b) es igual a 8 V, (c,d) es igual a 9 V y (e,f) es igual a 10 V. El convertidor opera en modo boost ($V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div). 115
- Figura 4.35 Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 8 V a 9 V, y (c,d) desde 9 V a 8 V. El convertidor opera en modo boost. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div). 116

Figura 4.36	Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 9 V a 10 V, y (c,d) desde 10 V a 9 V. El convertidor opera en modo boost. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div).	117
Figura 4.37	Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente, el lazo externo de tensión y el algoritmo MPPT.	118
Figura 4.38	Desempeño del controlador ante cambios de irradiancia. Gráficas de potencia, eficiencia, corriente y voltaje en los bornes del panel.	119
Figura 4.39	Desempeño del controlador bajo condiciones de sombreado. Gráficas de potencia, eficiencia, corriente y voltaje en los bornes del panel.	120
Figura 1	Vista frontal de la DSC utilizada.	128
Figura 2	Vista superior de DSC utilizada.	129
Figura 3	Circuito de potencia del convertidor versátil buck-boost.	131



Índice de tablas

Tabla 1.1	Componentes del convertidor versátil buck-boost.	19
Tabla 1.2	16 configuraciones que puede adoptar el convertidor versátil buck-boost.	20
Tabla 2.1	Parámetros del panel seleccionado para realizar simulaciones de algoritmos MPPT	43
Tabla 3.1	Valores de voltaje y corriente de referencia para evaluar el ancho de banda del controlador del lazo interno de corriente.	74
Tabla 3.2	Valores CF (expresado en Hz) y PM (expresado en grados) de los modos de operación del controlador del lazo interno de corriente.	74
Tabla 3.3	Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo buck inverso.	75
Tabla 3.4	Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo buck.	75
Tabla 3.5	Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo boost inverso.	76
Tabla 3.6	Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo boost.	76
Tabla 3.7	Valores CF (expresado en Hz) y PM (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para los cuatro modos de operación del controlador.	77

Tabla 4.1	Descripción y modelo de equipos utilizados para el desarrollo de pruebas experimentales.	98
-----------	--	----



Capítulo 1

Introducción General

En las últimas décadas, el uso de convertidores de potencia ha experimentado un crecimiento importante ya que existe un amplio rango de aplicaciones tales como control de motores eléctricos, tracción, generación distribuida y aplicaciones fotovoltaicas. Junto con los convertidores de potencia se utilizan variados sistemas de control los cuales han sido extensamente estudiados y además nuevos esquemas de control son presentados cada año [1]. El desarrollo y estudio de métodos de control cada vez más complejos requiere de microprocesadores con un alto poder de cálculo. Los últimos avances en sistemas de procesamiento digital, tales como FPGAs y DSPs, han permitido implementar complejos esquemas de control. Entre las nuevas estrategias de control para convertidores de potencia se incluyen el control en modo deslizamiento (Sliding mode control), lógica difusa (Fuzzy logic control) y control predictivo. El control de modo deslizante presenta como características principales la robustez y además tiene en cuenta la naturaleza de conmutación de los convertidores de potencia. Por otro lado, la lógica difusa es adecuada para aplicaciones donde el sistema controlado o alguno de sus parámetros son desconocidos. Finalmente, el control predictivo presenta diferentes ventajas que lo hacen adecuado para el control de convertidores de potencia: a) se puede aplicar a una gran variedad de sistemas, b) los conceptos son intuitivos y fáciles de entender, c) las restricciones y las no linealidades se pueden incluir fácilmente, d) el controlador resultante es fácil de implementar, e) la calidad de controlador depende de la calidad del modelo [2].

Existe una amplia variedad de controladores basados en control predictivo. En [1], se propone la clasificación mostrada en la Figura 1.1.

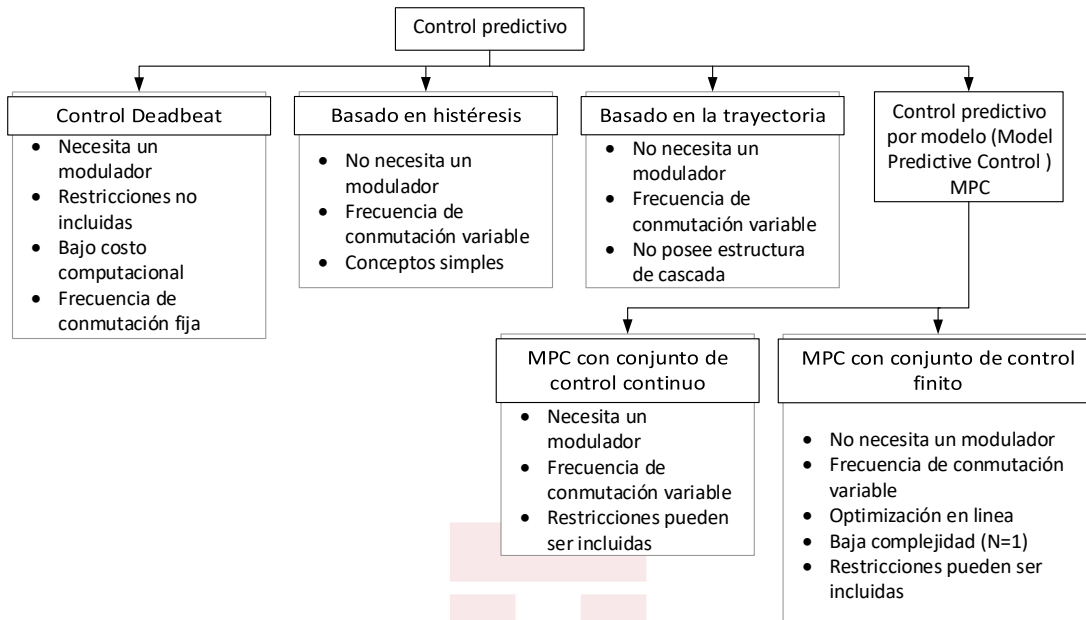


Figura 1.1: Clasificación de los métodos de control predictivo utilizados en la electrónica de potencia [1].

La base del funcionamiento del control predictivo basado en histéresis radica en mantener la variable controlada dentro de los límites de un área de histéresis. Por otro lado, en el control basado en la trayectoria las variables se ven obligadas a seguir una trayectoria predefinida. En el control Deadbeat la actuación óptima es aquella que logra que el error en el siguiente instante de muestreo sea cero. A diferencia de las demás estrategias de control predictivo, en el control predictivo de estados finitos el estado óptimo es aquel que minimiza una función de costo establecida. El control predictivo basado en modelo con conjunto de control continuo (CCS-MPC) utiliza un modelo promedio del convertidor para realizar una optimización que minimice el error entre la referencia y el valor futuro. En este caso, la salida del controlador es la referencia del ciclo de trabajo aplicada al modulador, que luego genera las posiciones del adecuadas del interruptor. Debido al uso del modulador, el convertidor presenta una frecuencia de conmutación fija. Por otro lado, el control predictivo basado en modelo con conjunto de control finito (FCS-MPC) hace uso de la naturaleza discreta de los convertidores de potencia para seleccionar el

estado óptimo de los interruptores [3]. Este método de control evalúa todos los posibles estados de conmutación y selecciona aquel que minimice la función de costo diseñada. La etapa de optimización en este caso es más simple que la utilizada en CCS-MPC ya que la cantidad de posibles soluciones es limitada y produce una frecuencia de conmutación variable [4].

El convertidor utilizado en el desarrollo de este proyecto es el convertidor buck boost versátil, y la aplicación es el seguimiento del punto de máxima potencia en un módulo fotovoltaico bajo el efecto de sombreado para la carga de baterías. En este sistema, se pretende obtener una frecuencia de conmutación cuasi-constante aplicando el controlador FCS-MPC. Los estados válidos del convertidor son: 1) estado buck, 2) estado boost, 3) estado común. La ley de control define el estado a aplicar y su tiempo de permanencia, a partir de cálculos realizados basados en el modelo conmutado del convertidor con el objetivo de reducir el error entre la corriente y su referencia (peak o valle).

La aplicación propuesta es particularmente interesante debido a la problemática medioambiental. En este contexto, las energías renovables aparecen como una solución atractiva. Una de las energías renovables es la energía solar, que consiste en el aprovechamiento de la luz del sol mediante celdas fotovoltaicas las cuales poseen la capacidad de captar la luz del sol y generar energía eléctrica. A los arreglos de celdas fotovoltaicas se les denomina paneles fotovoltaicos. La generación de energía de los paneles está fuertemente ligada con los aspectos climáticos. La potencia máxima que pueda generar el módulo depende directamente de dos factores: el nivel de radiación que esté incidiendo sobre el panel solar y su temperatura interna. La energía solar es una energía limpia (no emite gases de efecto invernadero), renovable y por lo tanto sustentable en el tiempo. Las energías renovables se han convertido en una fuente de investigación atractiva y de gran potencial para el mundo.

Las celdas solares se caracterizan por tener una baja eficiencia de operación. Además, los paneles solares conectados directamente a la carga dan como resultado un bajo rendimiento debido a que la carga está imponiendo condiciones de operación en donde el panel no está operando a su máxima capacidad. Si a estas desventajas se adhiere la baja eficiencia de los paneles solares estándares (15 %), resulta necesario desarrollar un sistema que permita extraer

la máxima energía que el panel pueda generar, independiente de las condiciones ambientales [5].

La curva característica (I-V y P-V) de los módulos fotovoltaicos es no lineal y sólo tiene un punto de máxima potencia (Maximum Power Point MPP) bajo una completa exposición a la luz del sol. Es por esto que el MPP varía con el cambio de insolación y temperatura del panel [6], [7]. Por lo tanto, un conjunto organizado de reglas son requeridas para operar el sistema en el MPP. Debido a la necesidad de conocer el punto de operación óptimo de un panel solar (donde la mayor potencia pueda ser extraída) surge el concepto de seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracking (MPPT)). Un MPPT es un mecanismo que busca imponer condiciones de operación específicas al panel solar con la finalidad de aprovechar la máxima energía que se pueda producir en cada instante [8], [9]. Existen variadas técnicas para llevar a cabo un MPPT [8], [10], [11]. En [12] clasifican estos algoritmos de control como directos e indirectos. Los indirectos basan su seguimiento en función de bases de datos con registros para condiciones de operación específicas (radiación y temperatura) o en fórmulas matemáticas que describen la curva I-V del panel fotovoltaico. En cambio, el método directo utiliza las mediciones de voltaje y corriente del panel independiente de la radiación, la temperatura o degradación del módulo.

1.1. Descripción de la problemática

Como se ha mencionado previamente, la magnitud de las variables eléctricas de un panel fotovoltaico dependen en gran medida de la irradiación, la temperatura y el nivel de degradación que presente el panel. Las curvas de I-V (corriente y voltaje) y P-V (potencia y voltaje) de un panel fotovoltaico presentan un comportamiento no lineal. En la Figura 1.2 se observa que la irradiancia incidente sobre el panel fotovoltaico afecta considerablemente la capacidad de generación de corriente, a diferencia de lo que ocurre con el voltaje en donde se aprecia una menor variación.

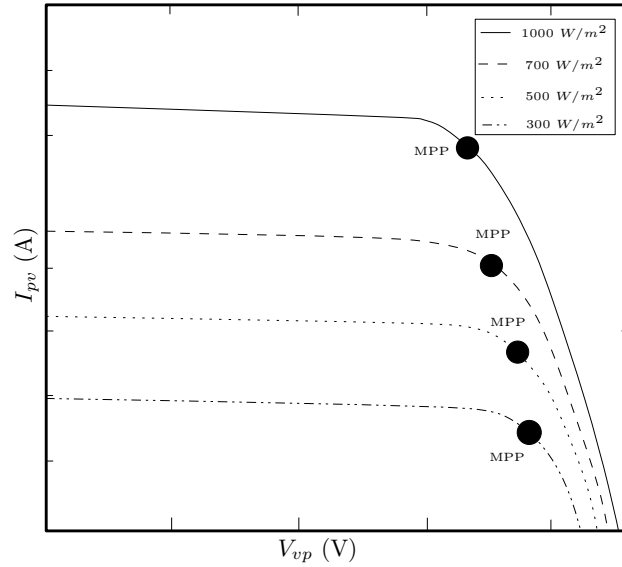


Figura 1.2: Curvas características I-V de un panel solar para diferentes niveles de irradiación [5].

La Figura 1.3 ilustra las diferentes curvas P-V que presenta el panel fotovoltaico en función de la irradiación que percibe. Se observa que el MPP varía en función de los niveles de radiación que inciden sobre el panel solar.

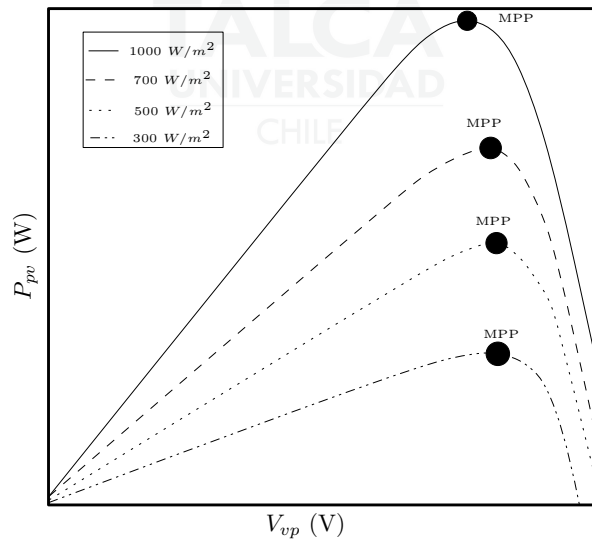


Figura 1.3: Curvas características P-V de un panel fotovoltaico para diferentes niveles de irradiación [5].

La Figura 1.4 ilustra el comportamiento de las curvas características I-V del módulo fotovoltaico en función de variaciones de la temperatura interna del panel. Estas variaciones producen un desplazamiento del punto de voltaje de circuito abierto del panel fotovoltaico.

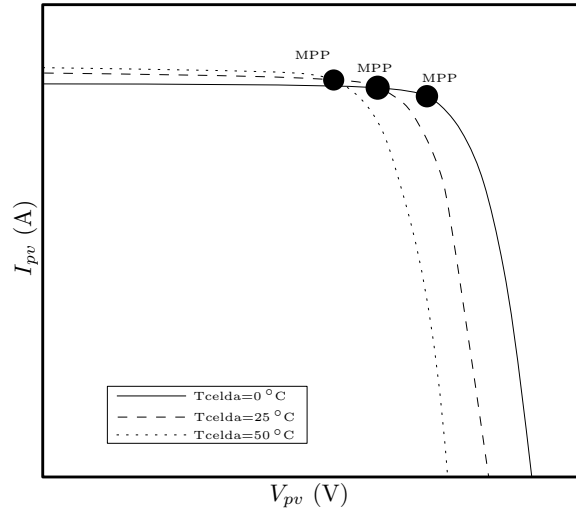


Figura 1.4: Curvas características I-V de un panel solar para diferentes niveles de temperatura [5].

La Figura 1.5 muestra el cambio en la potencia que genera el panel producto de la variación de voltaje. Comparando la Figura 1.3 y 1.5, se observan menores variaciones del MPP ante cambios de temperatura y mayores variaciones respecto a cambios de radiación.

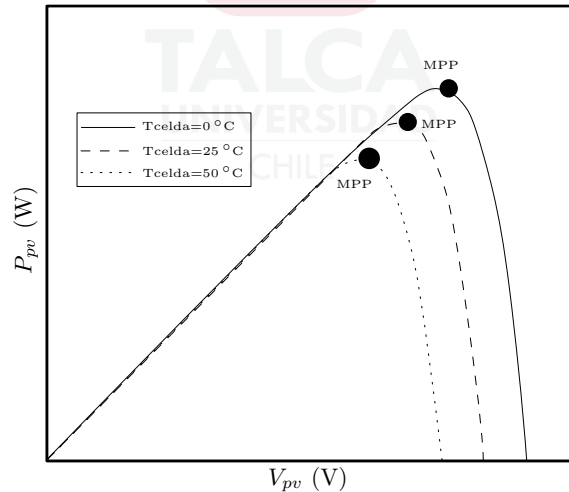


Figura 1.5: Características P-V para diferentes niveles de temperatura [5].

Otro factor que puede incidir en el rendimiento del panel solar es el sombreado parcial producido por nubes, árboles, hojas o cualquier objeto que produzca sombra en alguna de las celdas que componen el panel fotovoltaico. Una condición de sombreado parcial puede ocasionar un deterioro en la vida útil del panel o incluso provocar daños irreparables. Para maximizar la producción de energía en presencia de sombreado, los paneles solares incorporan diodos de

derivación (diodos de bypass) en su parte posterior. Estos diodos se activan siempre que exista sombreado parcial en el panel. La activación de un diodo de bypass modificará la curva P-V del panel fotovoltaico, generando dos máximos locales, tal como se ilustra en la Figura 1.6.

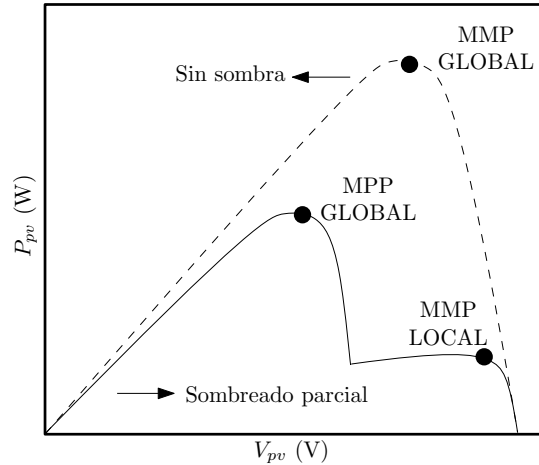


Figura 1.6: Generación de dos máximos locales por la activación de un diodo de bypass.

Si bien la potencia máxima disponible se reduce, el panel solar es capaz de seguir produciendo energía y los efectos del sombreado no afectarán su vida útil.

Bajo todas estas condiciones, se necesita de un sistema que maximice el rendimiento de un módulo fotovoltaico. Un sistema clásico utilizado para este propósito se representa en la Figura 1.7. Se observa la existencia de tres elementos fundamentales: módulo fotovoltaico, un convertidor DC-DC y un controlador.

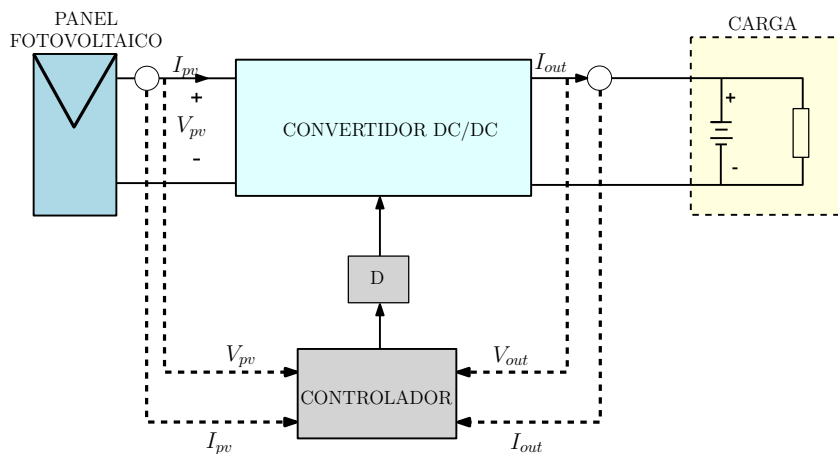


Figura 1.7: Diagrama de bloques general para un sistema de MPPT.

El sistema propuesto en este proyecto se ilustra en la Figura 1.8. Cuando ningún diodo de bypass está activado, el voltaje en el MPP se encontrará cercano a 18 V. En el caso de la activación de uno de los diodos de bypass debido a sombreado parcial, la curva I-V del panel solar tendrá dos máximos locales: el voltaje nominal del panel operando alrededor de 18 V y un voltaje menor cercano a 9 V. A fin de extraer la máxima energía desde el módulo solar, el algoritmo MPPT debe ser capaz de alcanzar el MPP entre los dos máximos locales, de acuerdo a la ausencia o presencia de sombreado en el módulo. La Figura 1.8 describe la curva I-V bajo sombreado parcial del módulo fotovoltaico seleccionado (MSP-105W) en este trabajo. La figura también indica el rango de voltaje aproximado de la batería de plomo-ácido considerada.

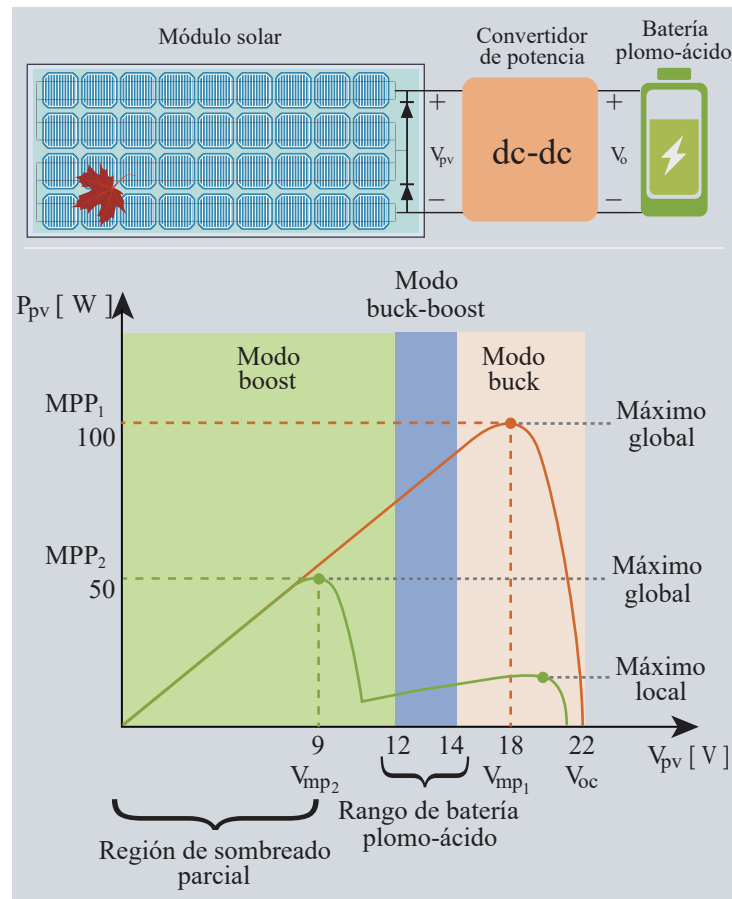


Figura 1.8: Sistema fotovoltaico de carga de batería y curva I-V de su módulo solar sin (un peak de potencia) y bajo condición de sombreado parcial (dos peaks de potencia).

1.2. Marco teórico

1.2.1. Convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua regulada [13]. Los convertidores DC-DC se encuentran en variedad de aplicaciones, tales como la carga y descarga de baterías, corrección del factor de potencia, regulador de celdas de carga, frenado regenerativo, entre otras.

Los elementos básicos de un convertidor DC-DC son dispositivos semiconductores y elementos almacenadores de energía. La operación del convertidor se basa en la conmutación de un semiconductor, para cargar y descargar un elemento almacenador de energía. Los elementos pasivos almacenadores de energía como inductores o capacitores pueden ser usados para la transferencia de energía desde la fuente hacia la carga [14]. Los conceptos que explican la operación de los convertidores DC-DC son el regulador de tensión con interruptor y el convertidor conmutado básico. Estos conceptos son explicados antes de estudiar los convertidores DC-DC clásicos:

- Convertidor reductor (buck)
- Convertidor elevador (boost)
- Convertidor reductor-elevador (buck-boost)
- Convertidor Ćuk
- Convertidor SEPIC

1.2.1.1. Regulador de tensión básico

Una de las formas básicas para convertir una tensión continua en otra cuyo valor sea inferior al de entrada es utilizando el circuito ilustrado en la Figura 1.9:

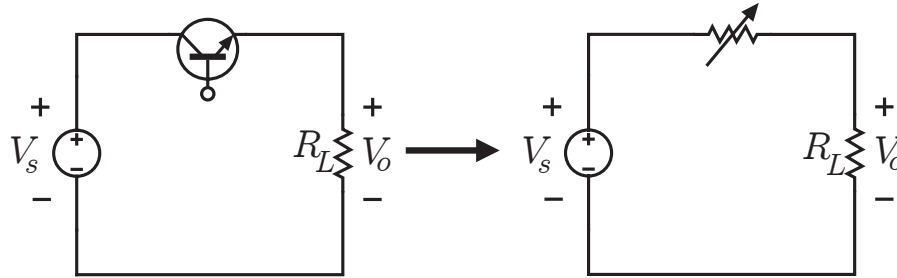


Figura 1.9: Regulador lineal básico [13].

El regulador lineal básico representado en la Figura 1.9 utiliza un transistor para controlar la corriente que circula a través de la carga en la salida. Los valores de voltaje que se establecen en la resistencia de salida van desde 0 a V_s y dependen de la corriente de base en el transistor operando en la región lineal, sin operar en la región de corte o saturación. Aunque resulta sencillo reducir la tensión de entrada, una de sus desventajas es la baja eficiencia para aplicaciones de potencia.

1.2.1.2. El convertidor conmutado básico

Para mejorar la eficiencia del regulador básico ilustrado en la Figura 1.9, se utiliza el transistor como un interruptor electrónico, alternando entre las zonas de corte y saturación, tal como se ilustra en la Figura 1.10(b). La Figura 1.10(c) ilustra el comportamiento del voltaje de salida al encender y apagar el interruptor de manera periódica. El valor medio de una señal periódica se obtiene a través de la siguiente expresión:

$$V_{med} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} v(t) dt \quad (1.1)$$

Suponiendo que el interruptor de la Figura 1.10(b) es ideal, la salida es igual a la entrada

cuando el interruptor está cerrado y es cero cuando está abierto, el valor medio o la componente continua de la salida es:

$$V_o = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} v_o dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} v_o dt = V_s D \quad (1.2)$$

En consecuencia, el valor medio del voltaje de salida depende del tiempo de activación del interruptor durante el periodo de conmutación:

$$D = \frac{t_{cerrado}}{t_{cerrado} + t_{abierto}} = \frac{t_{cerrado}}{T_{sw}} \quad (1.3)$$

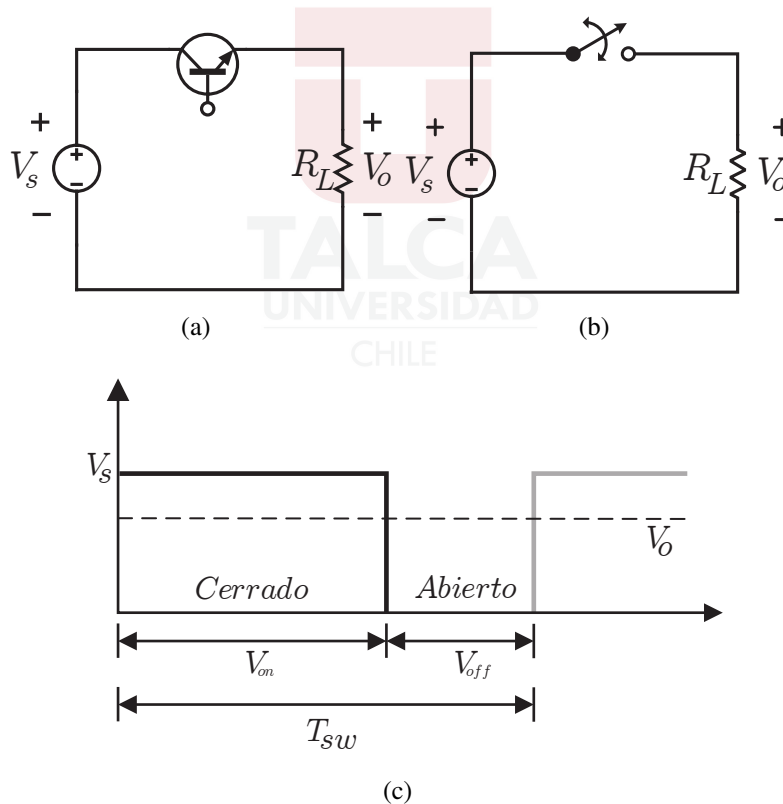


Figura 1.10: (a) Convertidor DC-DC básico conmutado, (b) circuito equivalente para conmutación, (c) forma de onda de la tensión de salida [13].

1.2.1.3. El convertidor reductor o buck

Un convertidor reductor o buck produce un voltaje promedio de salida menor que el voltaje DC de entrada. La Figura 1.11 ilustra la topología clásica. Tal como se aprecia en la Figura 1.11(b), durante el intervalo en que el interruptor está encendido, el diodo es polarizado en inversa y el voltaje de entrada es conectado para cargar el inductor L alcanzando la corriente necesaria para producir el voltaje en la carga. Como se muestra en la Figura 1.11(c), una vez que el voltaje de salida deseado es obtenido, el interruptor desconecta la entrada y el diodo provee una alternativa para la corriente del inductor, la cual comienza a decaer. El capacitor C ubicado a la salida ayuda a reducir el rizado de voltaje causado por la conmutación. Finalmente, el ciclo se repite de manera periódica, y la ganancia del voltaje promedio es igual al ciclo de trabajo D (la fracción del periodo de conmutación en la cual el interruptor es activado) [14], [15]. Su principal aplicación está en fuentes de poder DC reguladas y control de velocidad de motores DC.

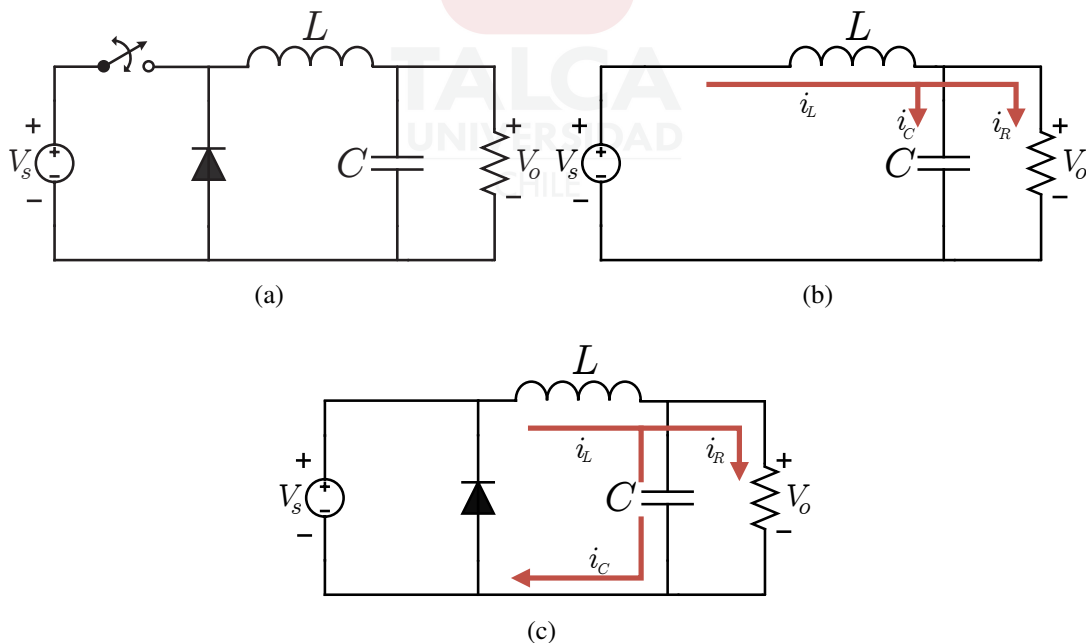


Figura 1.11: (a) Topología convertidor reductor o buck, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.

En estado estacionario, el rango de operación está definido en función del ciclo de trabajo.

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (1.4)$$

1.2.1.4. El convertidor elevador o boost

En un convertidor elevador el voltaje de salida es siempre mayor que el voltaje de entrada. La topología se ilustra en la Figura 1.12. Tal como se aprecia en la Figura 1.12(b), el inductor L se encuentra permanentemente en serie con la entrada, por lo cual la corriente suministrada es siempre continua. Cuando el interruptor se encuentra cerrado, el inductor L almacena energía mientras que el diodo es polarizado en inversa, por lo cual la etapa de salida es aislada. Cuando el interruptor se encuentra abierto, la etapa de salida recibe la energía almacenada por el inductor L en conjunto con la fuente de entrada, tal como se ilustra en la Figura 1.12(c). Su principal aplicación se encuentra en fuentes de poder DC reguladas y el frenado regenerativo de motores DC [14], [15], [16].

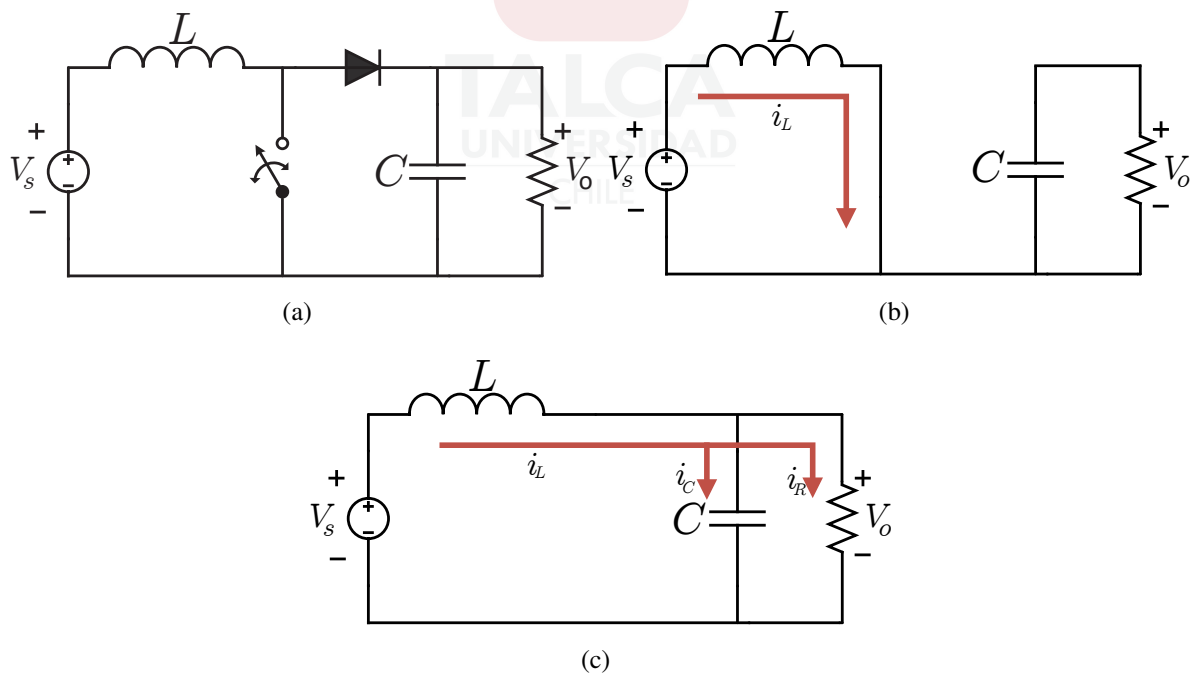


Figura 1.12: (a) Topología convertidor elevador o boost, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.

En estado estacionario, el rango de operación está definido en función del ciclo de trabajo.

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 - D} \quad (1.5)$$

1.2.1.5. El convertidor reductor-elevador o buck-boost

Como su nombre lo indica, el convertidor buck-boost se obtiene a partir de la conexión en cascada de los dos convertidores básicos. La topología se observa en la Figura 1.13(a).

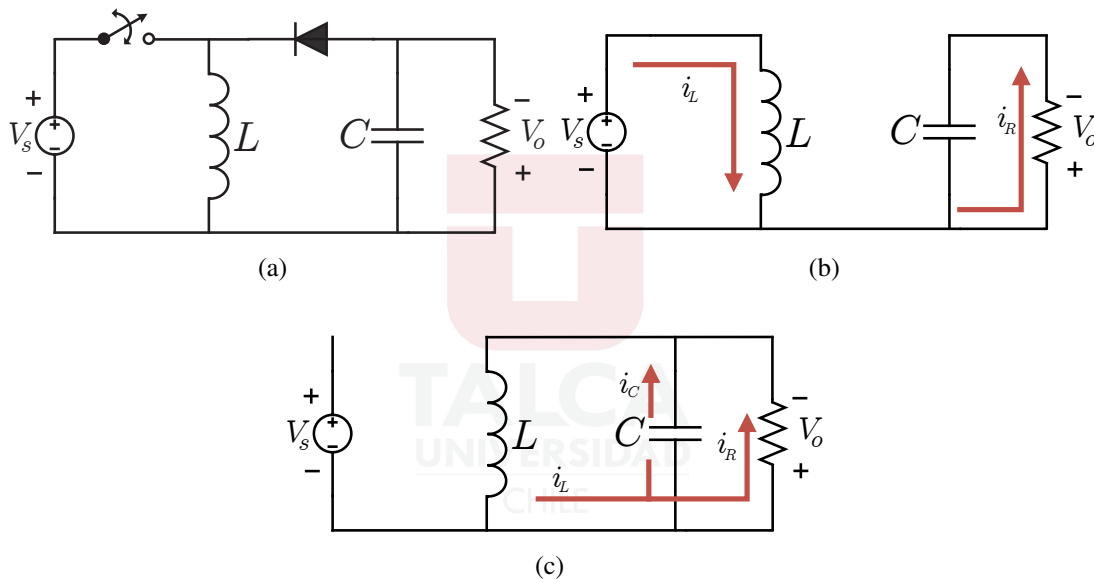


Figura 1.13: (a) Topología convertidor buck-boost, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.

La Figura 1.13(b) ilustra la configuración del convertidor buck-boost cuando el interruptor se encuentra cerrado. Se observa que la entrada provee energía al inductor \$L\$ mientras que el diodo se polariza inversamente. Cuando el interruptor se abre, la energía almacenada en el inductor es transferida a la salida, tal como se ilustra en la Figura 1.13(c). A diferencia de las topologías analizadas previamente, la salida del convertidor buck-boost se encuentra con polaridad negativa con respecto al terminal común del voltaje de entrada. Es por esto que la principal aplicación de los convertidores buck-boost está en las fuentes de poder DC reguladas en donde se requiera una polaridad invertida con respecto a la fuente de entrada [15].

En estado estacionario, el rango de operación está definido en función del ciclo de trabajo.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1-D} \quad (1.6)$$

La relación de tensiones depende del ciclo de trabajo, es decir:

- Para $D < 0.5$, la tensión de salida es menor que la de la entrada (modo buck).
- Para $D = 0.5$, magnitud de tensión de entrada y salida iguales.
- Para $D > 0.5$, la tensión de salida es mayor que la de la entrada (modo boost).

1.2.1.6. El convertidor Ćuk

El convertidor Ćuk opera bajo los mismos principios que el convertidor buck-boost. El convertidor Ćuk provee una polaridad negativa del voltaje de salida respecto al terminal común del voltaje de entrada. La topología del convertidor Ćuk se ilustra en la Figura 1.14(a). El elemento fundamental en este convertidor es el capacitor C_1 , el cual actúa como medio principal de almacenamiento y transferencia de energía desde la entrada a la salida. Tal como ilustra la Figura 1.14(b), cuando el interruptor se encuentra cerrado la corriente de los inductores L_1 y L_2 fluye a través del diodo. El capacitor C_1 es cargado a través del diodo por la energía tanto de la entrada como del inductor L_1 mientras que la salida es alimentada por la energía almacenada del inductor L_2 . Por otra parte, cuando el interruptor se encuentra encendido tal como ilustra la Figura 1.14(c), el diodo se polariza en inversa debido a que el voltaje del capacitor C_1 es mayor que el voltaje de salida. En consecuencia, la corriente de ambos inductores fluye a través del interruptor mientras que el capacitor C_1 descarga su energía en el inductor L_2 . Además, la fuente de entrada proporciona energía al inductor L_1 , causando un incremento en i_{L1} [14], [15].

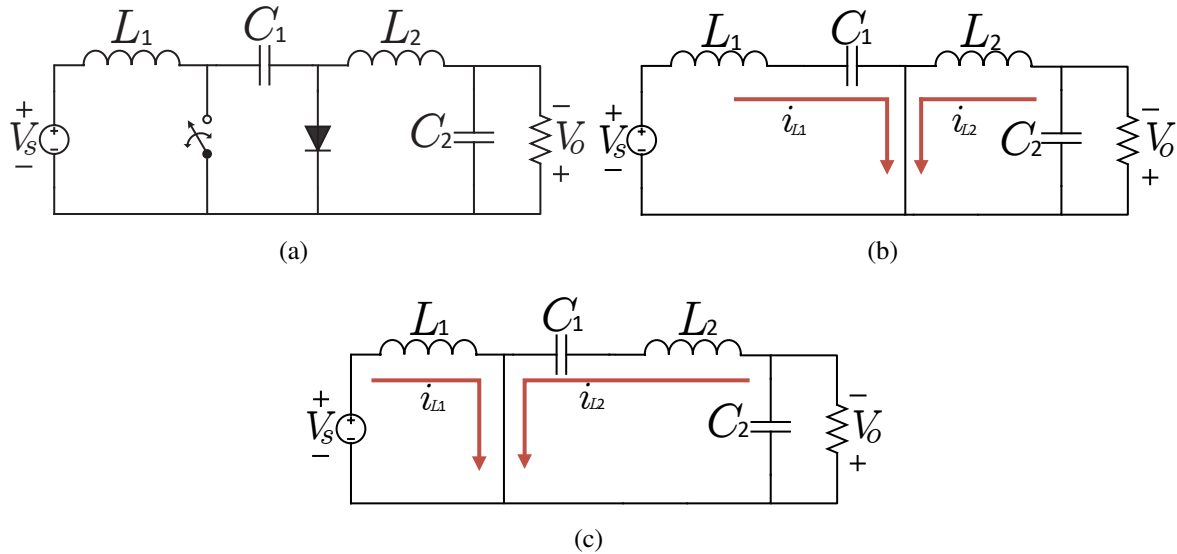


Figura 1.14: (a) Topología convertidor Ćuk, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado.

En estado estacionario, el rango de operación está definido como (1.6), al igual que el convertidor buck-boost.

La relación de tensiones depende del ciclo de trabajo, es decir:

- Para $D < 0.5$, la tensión de salida es menor que la de la entrada (modo buck).
- Para $D = 0.5$, magnitud de tensión de entrada y salida iguales.
- Para $D > 0.5$, la tensión de salida es mayor que la de la entrada (modo boost).

1.2.1.7. El convertidor SEPIC

El convertidor SEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter) posee la capacidad de reducir o elevar la tensión de salida al igual que topologías tales como buck-boost o Ćuk, pero la polaridad del voltaje de salida no está invertida [17]. La topología del convertidor se muestra en la Figura 1.15(a). Tal como se ilustra en la Figura 1.15(b), cuando el interruptor está cerrado el inductor L_1 es cargado por la fuente de entrada y el inductor L_2 es cargado por el capacitor C_1 .

Como se ilustra en la Figura 1.15(c), el diodo se encuentra polarizado inversamente y la salida es alimentada por el capacitor C_2 . Cuando el interruptor se encuentra abierto, la corriente del inductor L_1 y la fuente de entrada alimentan la salida mientras el capacitor C_2 es cargado.

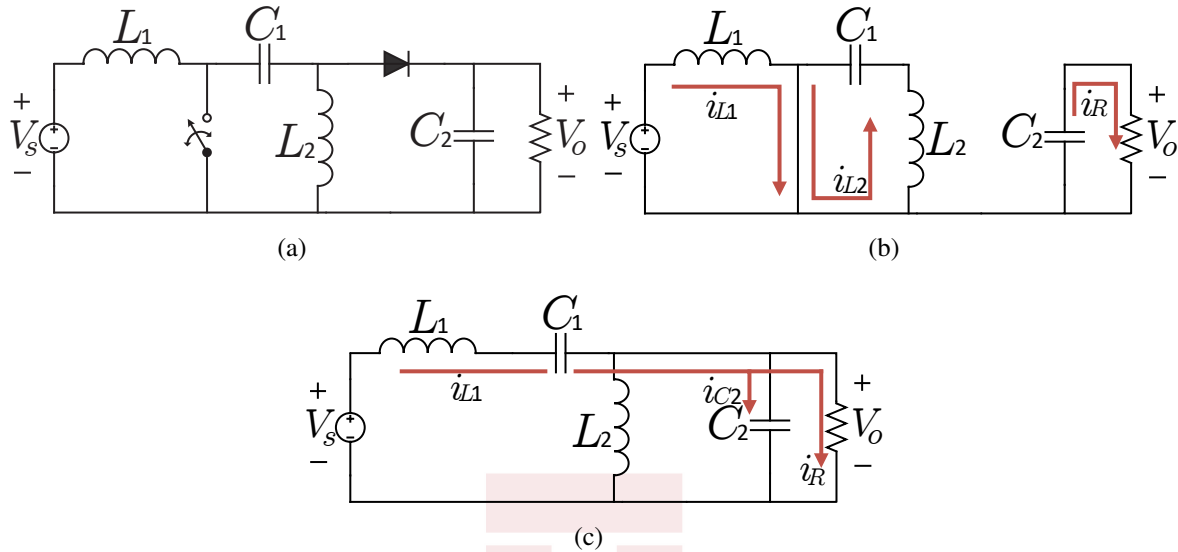


Figura 1.15: (a) Topología convertidor SEPIC, (b) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra cerrado, (c) circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto.

En estado estacionario, el rango de operación está definido como (1.6), al igual que el convertidor buck-boost.

La relación de tensiones depende del ciclo de trabajo, es decir:

- Para $D < 0.5$, la tensión de salida es menor que la de la entrada (modo buck).
- Para $D = 0.5$, las tensiones de entrada y salida son iguales.
- Para $D > 0.5$, la tensión de salida es mayor que la de la entrada (modo boost).

1.2.2. El convertidor versátil buck-boost

El convertidor versátil buck-boost está compuesto por cuatro MOSFETs de potencia, una red de amortiguamiento RC, dos inductores con acoplamiento magnético y un condensador in-

termedio, como se muestra en la Figura 1.16. El conjunto de inductores acoplados y la red de amortiguamiento fueron diseñados específicamente para desplazar el cero de la función de transferencia natural del convertidor al semiplano izquierdo. Este diseño, permite transformar un sistema de fase no mínima en un sistema de fase mínima, mejorando el rendimiento dinámico [18]. Ver la Sección Anexos para observar el circuito de potencia del convertidor versátil buck-boost .

El convertidor versátil es un convertidor bidireccional, que ofrece diferentes posibilidades de control, tales como: control de voltajes o corrientes de entrada o salida, transiciones suaves entre modos de operación [19], [20].

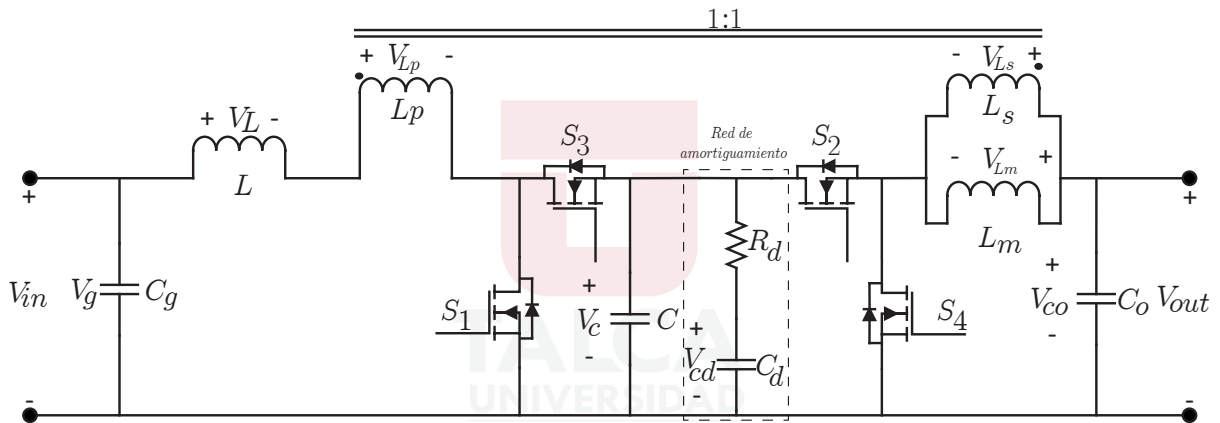


Figura 1.16: Topología del convertidor versátil buck-boost.

En la Tabla 1.1 se listan los componentes del convertidor versátil buck-boost y su correspondiente referencia:

Componentes	Descripción	Tipo
S_1, S_2 S_3, S_4	MOSFETs de potencia	IRFB4510PBF
L	Inductor SMD cable plano	74435584700 Würth Elektronik Inductancia: $47 \mu\text{H}$ Resistencia DC: $19,2 \text{ m}\Omega$
C	Capacitor cerámico X7R dielectric	CKG57NX7R2A106M500JH $2 \times 10 \mu\text{F}$
R_d	Resistencia red de amortiguamiento	$0,5 \Omega, 1 \text{ W}$ Vishay WSL2512R5000FEA
C_d	Capacitor electrolítico	$100 \mu\text{F}$ Panasonic EEEFK2A101AM
L_m	WE-CFWI Inductor con acoplamiento magnético	74485540290 Würth Elektronik Inductancia: $L_1=L_2=4 \times 2,9 \mu\text{H}$ Relación vueltas: $1 : 1$ Resistencia DC: $R_1=R_2=4 \times 5,6 \text{ m}\Omega$

Tabla 1.1: Componentes del convertidor versátil buck-boost.

1.2.2.1. Obtención del modelo del convertidor

Para obtener el modelo matemático del convertidor se analizan todas las combinaciones posibles de los interruptores. Es decir, para el caso del convertidor versátil buck-boost, al tener 4 interruptores, las combinaciones posibles son:

$$S = 2^N \quad (1.7)$$

Siendo N el número de interruptores. Por lo tanto, el número de combinaciones posibles para cuatro interruptores es de 16.

Interruptores				Descripción
S_1	S_2	S_3	S_4	
0	0	0	0	No existe transferencia de energía entrada/salida y el capacitor intermedio está aislado
1	0	0	0	Capacitor intermedio aislado
0	1	0	0	Conexión del capacitor intermedio con la salida
1	1	0	0	Carga del inductor de entrada y conexión del capacitor intermedio con la salida - Estado boost
0	0	1	0	Conexión del capacitor intermedio con la entrada
1	0	1	0	Condición de cortocircuito del capacitor intermedio
0	1	1	0	Conexión entre la entrada y la salida del convertidor - Estado común
1	1	1	0	Condición de cortocircuito del capacitor intermedio
0	0	0	1	Capacitor intermedio aislado
1	0	0	1	Capacitor intermedio aislado
0	1	0	1	Condición de cortocircuito del capacitor intermedio
1	1	0	1	Condición de cortocircuito del capacitor intermedio
0	0	1	1	Capacitor intermedio conectado a la entrada - Estado buck
1	0	1	1	Condición de cortocircuito del capacitor intermedio
0	1	1	1	Condición de cortocircuito del capacitor intermedio
1	1	1	1	Condición de cortocircuito del capacitor intermedio

Tabla 1.2: 16 configuraciones que puede adoptar el convertidor versátil buck-boost.

A continuación se presentan los estados válidos del convertidor:

- Estado boost

Se obtiene activando los interruptores S_1 y S_2 , mientras que los interruptores S_3 y S_4 se mantienen en bajo, tal como se ilustra en la Figura 1.17:

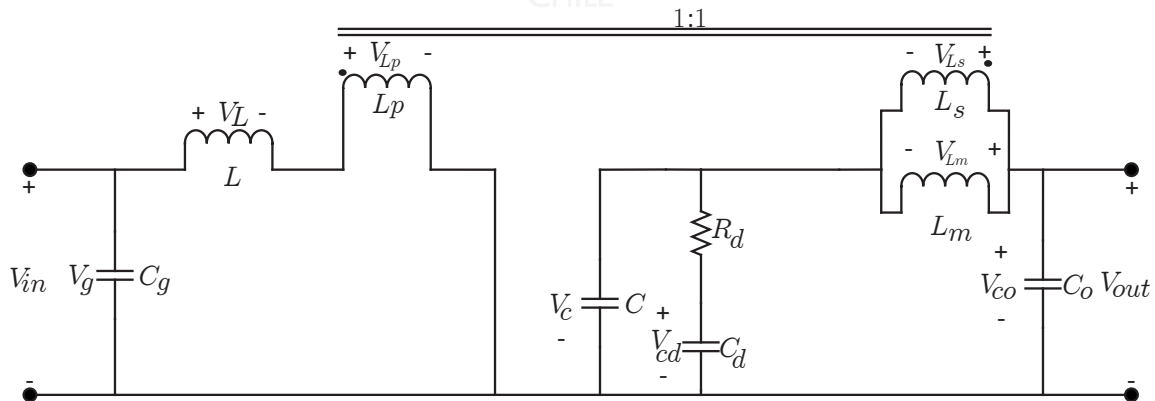


Figura 1.17: Configuración del convertidor para el estado boost.

■ Estado común

Se denomina estado común ya que está presente cuando el convertidor opera tanto como un convertidor buck como un convertidor boost. Se obtiene activando los interruptores S_2 y S_3 , mientras que los interruptores S_1 y S_4 se mantienen en bajo. Así, se garantiza una transferencia de energía entre entrada y salida, a diferencia de los modos anteriores. La Figura 1.18 ilustra la forma que adopta el convertidor:

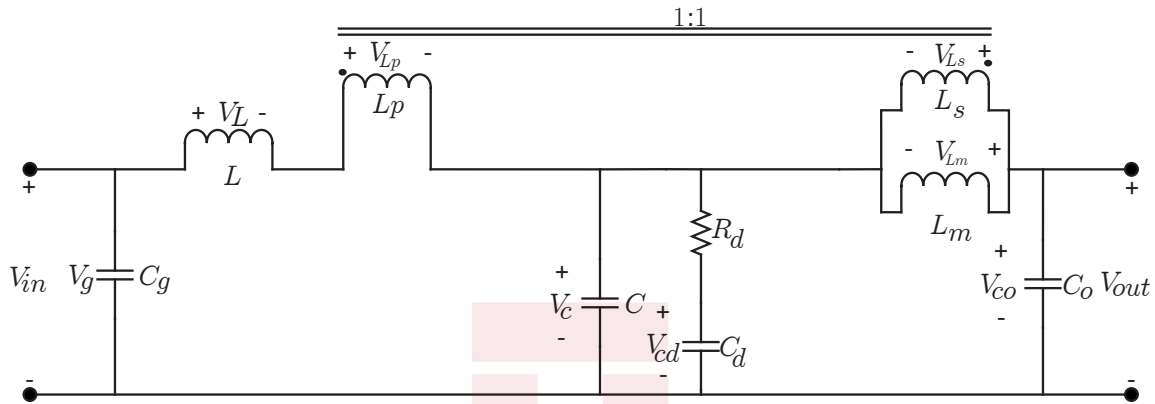


Figura 1.18: Configuración del convertidor para el estado común.

■ Estado buck

Se obtiene activando los interruptores S_3 y S_4 , mientras que los interruptores S_1 y S_2 se mantienen en bajo, tal como se ilustra en la Figura 1.19:

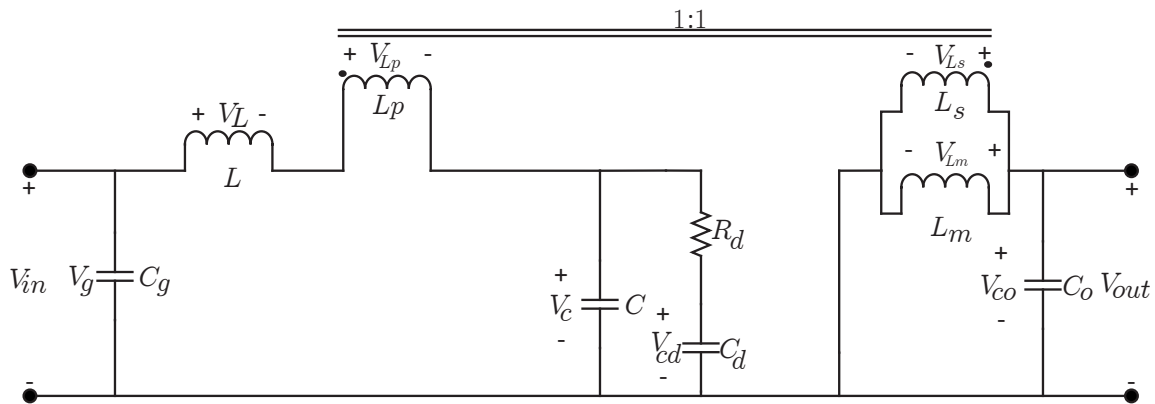


Figura 1.19: Configuración del convertidor para el estado buck.

Para llevar a cabo el análisis del modelo del convertidor se utilizan las leyes de Kirchoff tanto para corrientes como para voltajes. Estas leyes están basadas en los principios de conservación de la energía y el balance de carga de los circuitos eléctricos.

- Ley de corrientes de Kirchhoff

También llamada ley de nodos o primera ley de Kirchhoff establece: en cualquier nodo (punto de una red eléctrica en el cual convergen tres o más conductores), la suma de las corrientes que entran es igual a la suma de las corrientes que salen. De forma equivalente, la suma de todas las corrientes que pasan por el nodo es igual a cero.

- Ley de tensiones de Kirchhoff

También llamada segunda ley de Kirchhoff o ley de las tensiones, establece: en una trayectoria cerrada, la suma de todas las caídas de tensión es igual a la tensión total suministrada. De forma equivalente, la suma algebraica de las diferencias de potencial eléctrico en una trayectoria cerrada es igual a cero.

La Figura 1.20 establece las corrientes y los voltajes considerados para el análisis. Existen estados válidos, y estados no controlados. Los estados válidos son aquellos que permiten al menos la circulación de corriente en la entrada o la salida del convertidor y que además no cortocircuitan el capacitor intermedio. Por otro lado, los estados no controlados son aquellos que no permiten una transferencia de energía entre entrada y salida, cortocircuitan el capacitor intermedio o no permiten la circulación de corriente tanto en la entrada como en la salida.

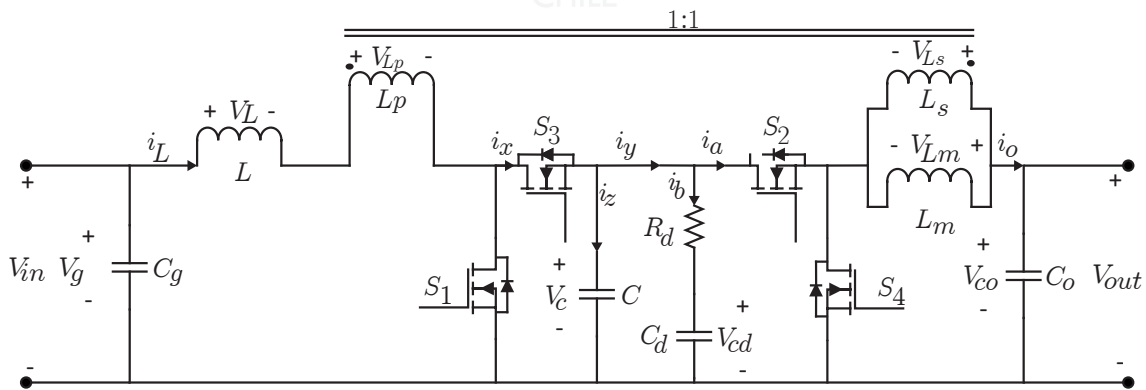


Figura 1.20: Corrientes y voltajes establecidos para la obtención del modelo conmutado del convertidor versátil buck-boost.

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 0, S_3 = 0$ y $S_4 = 0$

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= 0 & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= 0 \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{-v_c + v_{cd}}{R_d} & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 0, S_3 = 0$ y $S_4 = 0$ - Estado no controlado.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_c - v_p & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= 0 \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{-v_c + v_{cd}}{R_d} & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 1, S_3 = 0$ y $S_4 = 0$ - Estado no controlado.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= 0 & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= v_o - v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{-v_c + v_{cd}}{R_d} - i_o & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 1, S_3 = 0$ y $S_4 = 0$ - Estado válido.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g - v_o + v_c & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= v_o - v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{-(v_c - v_{cd})}{R_d} - i_o & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 0, S_3 = 1$ y $S_4 = 0$ - Estado no controlado.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g - v_o - v_c & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= 0 \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{-(v_c - v_{cd})}{R_d} & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 0, S_3 = 1$ y $S_4 = 0$ - Condición de cortocircuito.

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 1, S_3 = 1$ y $S_4 = 0$ - Estado válido.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g - v_o - v_c & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= 0 \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{-(v_c - v_{cd})}{R_d} + i_g - i_o & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 1, S_3 = 1$ y $S_4 = 0$ - Condición de cortocircuito.

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 0, S_3 = 0$ y $S_4 = 1$ - Estado no controlado.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= 0 & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= v_o \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{(v_c - v_{cd})}{R_d} & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{-(v_c - v_{cd})}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 0, S_3 = 0$ y $S_4 = 1$ - Estado válido.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g - v_o & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= v_o \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{-(v_c - v_{cd})}{R_d} & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 1, S_3 = 0$ y $S_4 = 1$ - Condición de cortocircuito.

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 1, S_3 = 0$ y $S_4 = 1$ - Condición de cortocircuito.

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 0, S_3 = 1$ y $S_4 = 1$ - Estado válido.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g - v_o - v_c & L_m \frac{di_{Lm}}{dt} &= v_o \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_g - (v_c - v_{cd})}{R_d} & C_d \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{v_c - v_{cd}}{R_d} \end{aligned}$$

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 0, S_3 = 1$ y $S_4 = 1$ - Condición de cortocircuito.

- Estado $S_1 = 0, S_2 = 1, S_3 = 1$ y $S_4 = 1$ - Condición de cortocircuito.

- Estado $S_1 = 1, S_2 = 1, S_3 = 1$ y $S_4 = 1$ - Condición de cortocircuito.

Luego de establecer los estados válidos para el convertidor, se procede a definir una forma general para el modelo matemático del convertidor:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g - v_o + v_c \cdot (S_2 - S_3)}{L} \quad (1.8)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{v_o - v_c \cdot S_2}{L_m} \quad (1.9)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_g \cdot S_3}{C} - \frac{(v_c - v_{cd})}{C \cdot R_d} - \frac{i_o \cdot S_2}{C} \quad (1.10)$$

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{v_c - v_{cd}}{C_d \cdot R_d} \quad (1.11)$$

1.2.3. Clases de frecuencia de conmutación

Los convertidores de potencia pueden operar con frecuencias de conmutación fijas o variables. En frecuencias de conmutación fija se utiliza una técnica de modulación por ancho de pulso (Pulse-Width Modulation (PWM)), donde se compara una señal moduladora y una señal portadora. La frecuencia de conmutación constante permite aumentar la eficiencia, reducir el rizado de corriente del convertidor y la distorsión armónica total (THD) [21]. Esta técnica se utiliza principalmente en aplicaciones de regulación de voltaje [21], [22].

Existen técnicas de control donde el nuevo estado de conmutación se actualiza sin tener en cuenta un período de referencia. Es decir, el nuevo estado de conmutación depende de la ley de control y no de una señal de comparación como si ocurre en la modulación PWM. Este es el caso de la frecuencia de conmutación variable. En frecuencias variables de conmutación se produce ruido, resonancias, comportamiento deficiente en estado estacionario, pérdidas no deseadas en semiconductores y baja calidad de potencia [23]. En frecuencias de conmutación variables, el diseño de los filtros es un procedimiento complejo dado que el contenido armónico del voltaje no puede asignarse a frecuencias específicas.

Una tercera categoría es la frecuencia de conmutación cuasi-constante. En esta categoría existe un valor promedio de referencia en la frecuencia de conmutación. Se denomina cuasi-constante, ya que en estado estacionario se obtiene una frecuencia de conmutación que oscila en torno a un valor promedio. Esta categoría no utiliza una comparación de señales para determinar el ciclo de trabajo; es resultado directo de la ley de control. La frecuencia de conmutación es variable debido a variaciones en los tiempos de cálculo del controlador, errores de redondeo en la ley de control y ruido en la adquisición de señales, entre otras. Posee las ventajas de la frecuencia de conmutación constante.

La Figura 1.21 ilustra una técnica de control con frecuencia de conmutación constante PWM. Se observa una comparación entre una señal moduladora de valor constante y una señal portadora diente de sierra. Cuando el valor de la señal moduladora es mayor que el de la portadora, se genera una activación de los interruptores durante un tiempo T_{on} . Cuando el valor de la señal portadora es mayor, se genera la desactivación de los interruptores durante un tiempo T_{off} . El tamaño de los tiempos T_{on} y T_{off} durante un periodo de conmutación T_{sw} se modifican cuando cambia la señal moduladora.

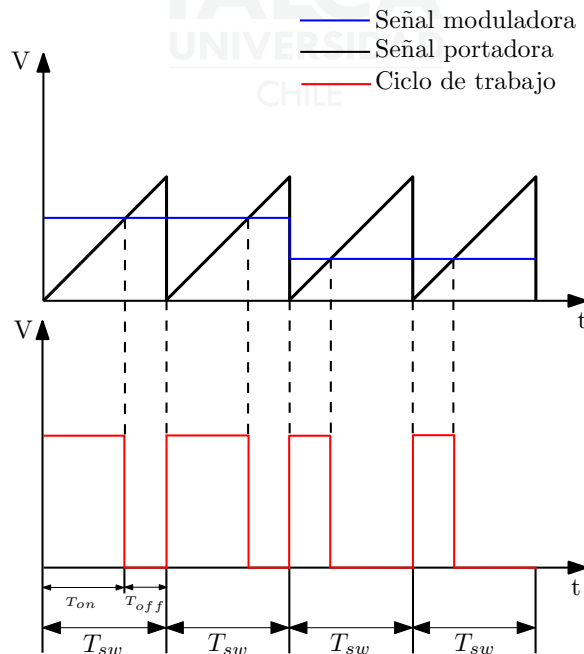


Figura 1.21: Forma de onda de la señal moduladora, portadora y el ciclo de trabajo resultante de una estrategia de conmutación basada en PWM.

La Figura 1.22 ilustra la forma de onda del ciclo de trabajo al implementar una estrategia de control con frecuencia de conmutación cuasi-constante. A diferencia de la técnica anterior, se observa que no existe una comparación entre señales para generar el ciclo de trabajo correspondiente. En esta figura, se observa una frecuencia de conmutación aproximadamente constante.

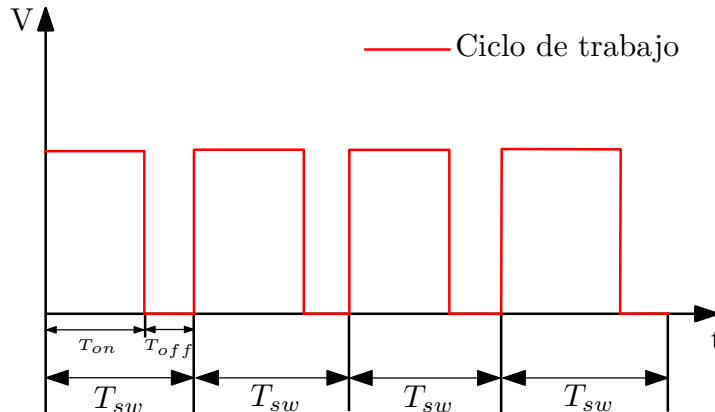


Figura 1.22: Forma de onda del ciclo de trabajo al establecer una estrategia de control con frecuencia de conmutación cuasi-constante.

En la Figura 1.23 se observa el ciclo de trabajo resultante para una estrategia de control de frecuencia variable. El ciclo de trabajo se actualiza de acuerdo a la ley de control en cada periodo de muestreo. En la figura se observan dos periodos de conmutación. En el primero, la ley de control establece un T_{on} de dos periodos de muestreo y un T_{off} de un solo periodo. En el segundo periodo de conmutación, el T_{on} dura un periodo mientras que el T_{off} dura tres periodos de muestreo. Se concluye que el periodo de conmutación es aleatorio y que es múltiplo del periodo de muestreo.

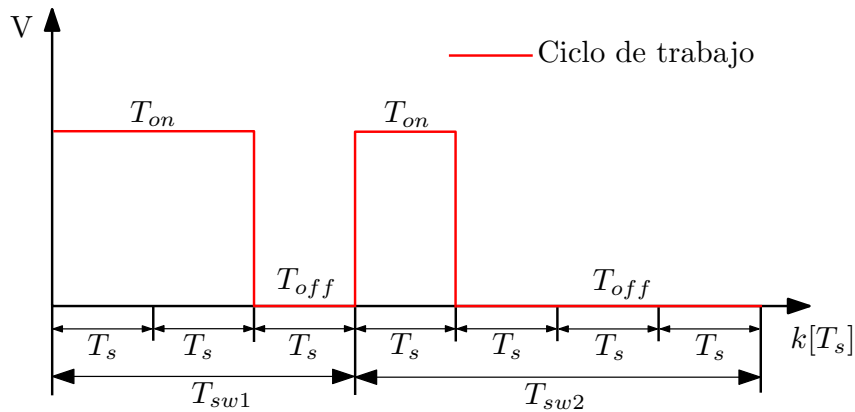


Figura 1.23: Forma de onda del ciclo de trabajo al establecer una estrategia de control de frecuencia variable.

1.2.4. Algoritmos MPPT

La demanda de sistemas de generación fotovoltaica ha experimentado un gran aumento tanto para modos de sistemas fotovoltaicos independientes como para sistemas conectados a la red. En consecuencia, es necesario una técnica eficiente de seguimiento de punto de máxima potencia que tenga la capacidad de rastrear el MPP en todas las condiciones ambientales y luego obligue al sistema fotovoltaico a operar en ese punto MPP. Debido a que un MPPT es un componente esencial en los sistemas fotovoltaicos, se han desarrollado una gran cantidad de métodos MPPT publicados en diversas revistas científicas. Cuando los algoritmos se clasifican en función del método o la estrategia de control, se suelen agrupar en algoritmos directos e indirectos. El método indirecto se basa en el uso de una base de datos que incluye parámetros y datos de curvas típicas del generador fotovoltaico para diferentes irradiaciones y temperaturas, o sobre el uso de funciones matemáticas obtenidas de datos empíricos para estimar el MPP. Es por esto que en la mayoría de los casos se requiere una evaluación previa del módulo fotovoltaico, o bien se basa el funcionamiento en la relación matemática obtenida de los datos empíricos, que no cumple con todas las condiciones climatológicas. Los métodos indirectos más destacados son:

1. Método de ajuste de curvas: Su funcionamiento se basa en la obtención del modelo matemático del panel fotovoltaico. La desventaja de este método es que requiere un conocimiento preciso de parámetros físicos relacionados con el material celular y las especificaciones de fabricación. Además, puede requerir una gran capacidad de memoria para el cálculo de formulaciones matemáticas.
2. Método de la tabla de consulta: En este método, los valores de voltaje y corriente del panel se comparan con los almacenados en el sistema de control, que corresponden a la operación en el MPP, en condiciones climatológicas concretas. Este algoritmo tiene la desventaja de que se requiere de una gran capacidad de memoria para el almacenamiento de los datos. Además, la implementación debe ajustarse para un panel específico.

Los métodos directos incluyen aquellos que utilizan mediciones de voltaje o corriente del

módulo fotovoltaico. Estos algoritmos tienen la ventaja de ser independientes del conocimiento de las características del generador fotovoltaico. Por lo tanto, el punto de operación es independiente de los niveles de irradiancia o temperatura. Los métodos directos analizados a continuación son los siguientes:

1. Perturbar y observar (P&O).
2. Conductancia incremental (InC).
3. Voltaje fraccional de circuito abierto (Fractional Open-Circuit Voltaje (FOCV)).
4. Corriente fraccional de cortocircuito (Fractional Short-Circuit Current (FSCC)).

1.2.4.1. Algoritmo de Perturbar & Observar (P&O)

El algoritmo de perturbar y observar es uno de los más básicos y más utilizados [24], [25]. Esto es porque posee una estructura simple y necesita la medición de pocos parámetros para el seguimiento de la potencia del panel. Además, tiene la ventaja de no depender de las características del módulo fotovoltaico en el proceso del seguimiento del MPP. Por lo tanto, puede aplicarse fácilmente a cualquier panel fotovoltaico [25]. El algoritmo mide el voltaje V_{pv} e I_{pv} instantáneos del panel y luego calcula la potencia instantánea P_{pv} y la compara con la potencia P_{pas} calculada anteriormente. En base a las mediciones anteriores, el voltaje de operación del panel es aumentado o disminuido (perturbado). Luego, en función de la potencia obtenida (observar), se determina la acción a seguir cambiando nuevamente este voltaje de salida del panel [26].

El diagrama de flujo de la Figura 1.24 señala el comportamiento que debe tener el voltaje entre los terminales del panel para así realizar un seguimiento del MPP. El algoritmo funciona en base a la comparación de los valores de las variables actuales (tanto de potencia como de voltaje y corriente) con los valores inmediatamente anteriores.

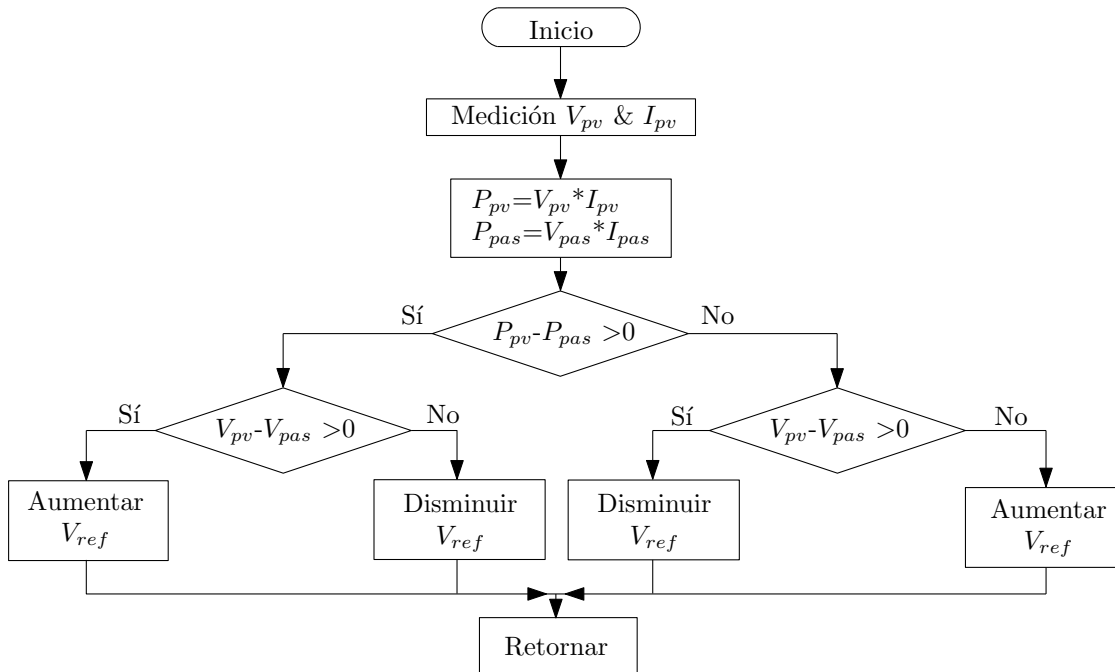


Figura 1.24: Diagrama de flujo del algoritmo P&O.

Para el algoritmo de P&O se pueden establecer cuatro casos de análisis. En la Figura 1.25(a) se aprecia un aumento en la potencia debido a un incremento en el voltaje en los terminales del panel. Por lo tanto, el voltaje de referencia debe aumentar en la siguiente iteración. En la Figura 1.25(b) también se aprecia un aumento en la potencia, pero en este caso se debe a un decremento del voltaje en los terminales del panel. Debido a que en las Figuras 1.25(c) y 1.25(d) se observa un decremento en la potencia, la acción a seguir será aumentar el voltaje de referencia. Caso contrario, si la potencia disminuyó debido a un aumento en el voltaje de referencia, la acción a seguir será disminuir su valor.

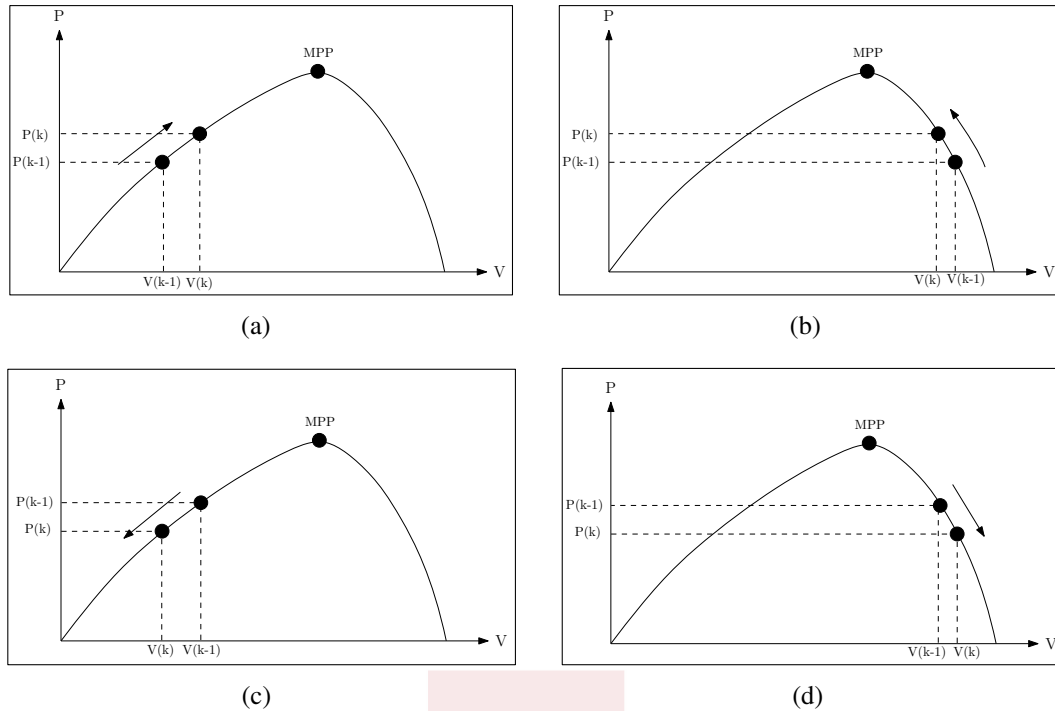


Figura 1.25: Comportamiento de la potencia del panel solar ante cambios en el voltaje de referencia. a) Comportamiento de la potencia del panel debido al aumento del voltaje. b) Comportamiento de la potencia del panel debido al decremento del voltaje. c) Decremento en la potencia actual del panel debido a un decremento del voltaje en sus terminales. d) Disminución de la potencia del panel debido al aumento del voltaje en sus terminales.

Una de las principales ventajas de este algoritmo es su sencilla implementación, ya que su funcionamiento está basado en la medición de dos variables (voltaje y corriente del panel). Una de las desventajas radica en que si se desea una alta precisión en el MPPT el accionar del algoritmo P&O será lento. Por otro lado, si se requiere una alta rapidez el algoritmo presentará una baja precisión [27]. Otra desventaja de este algoritmo es su oscilación una vez se encuentra alrededor del MPP. Es decir, una vez alcanza el estado estacionario el valor del voltaje de referencia entrará en una oscilación permanente, provocando así una fluctuación en el valor de la potencia del panel fotovoltaico.

1.2.4.2. Algoritmo de Conductancia Incremental

El método de conductancia incremental está basado en el hecho de que la pendiente de la curva P-V en el MPP es cero, positiva a la izquierda y negativa a la derecha del MPP [28], tal como se ilustra en la Figura 1.26. En base a lo anterior se establecen las siguientes relaciones:

$$dP/dV = \begin{cases} 0, & \text{en el MPP} \\ > 0, & \text{izquierda de MPP} \\ < 0, & \text{derecha del MPP} \end{cases} \quad (1.12)$$

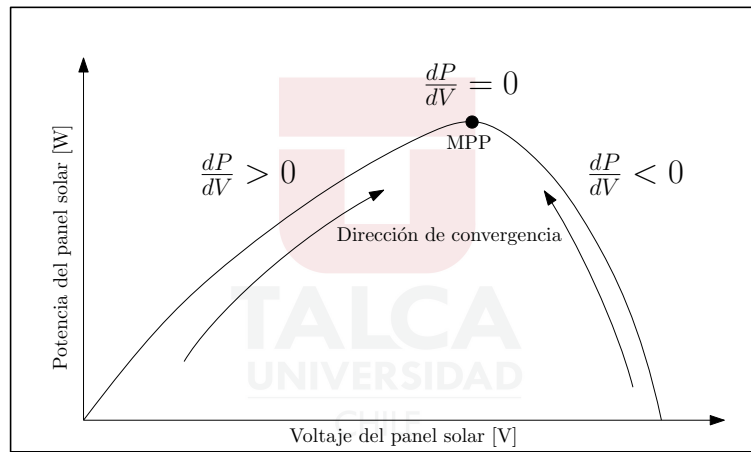


Figura 1.26: Valor de la derivada de la potencia con respecto al voltaje.

Analizando la variación de la potencia con respecto al voltaje:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (1.13)$$

Reemplazando este resultado en (1.12) se obtiene:

$$\Delta I/\Delta V = \begin{cases} 0, & \text{en el MPP} \\ > 0, & \text{izquierda de MPP} \\ < 0, & \text{derecha del MPP} \end{cases} \quad (1.14)$$

Luego, (1.13) y (1.14) permiten establecer el diagrama de flujo del algoritmo de inductancia incremental. Así,

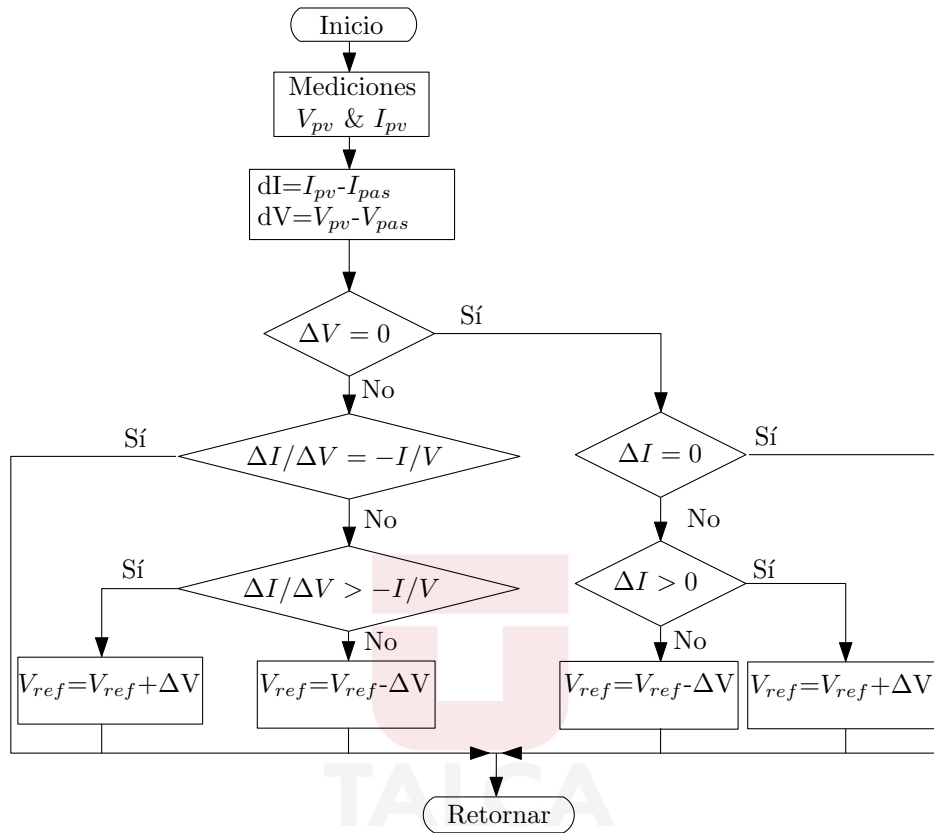


Figura 1.27: Diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental.

Analizando la Figura 1.27, se visualiza que el algoritmo comienza midiendo y obteniendo los valores de voltaje y corriente del panel. Luego, con los valores de la iteración anterior se establece el cambio incremental como : $dI \cong I_{pv} - I_{pas}$, y $dV \cong V_{pv} - V_{pas}$.

Inicialmente, se evalúa si el voltaje actual V_{pv} y el voltaje anterior V_{pas} son distintos. De ser así, se evalúa 1.14, y dependiendo del resultado se toma la decisión correspondiente. La rama ubicada en el sector derecho del diagrama de la Figura 1.27 se ha incluido para actuar ante perturbaciones como cambios atmosféricos. Por lo tanto, ahora el voltaje de referencia es controlado dependiendo de un aumento o disminución en la corriente generada por el panel fotovoltaico [27]. La principal ventaja de este algoritmo es que presenta una mayor rapidez y precisión en comparación al método de P&O. Además, ya no presenta oscilaciones luego de alcanzar el MPP, como si sucede en el método anterior.

Un aspecto importante a tener en consideración es la implementación de un error o tolerancia al momento de evaluar la condición $dP/dV = 0$, debido a que es poco probable que dicha equivalencia se cumpla. El valor del error depende de la sensibilidad que se requiera para el MPPT [27].

1.2.4.3. Voltaje fraccional de circuito abierto

A diferencia de las dos técnicas anteriores, el método del voltaje fraccional de circuito abierto corresponde a un método indirecto. Se basa en una relación casi lineal existente entre el V_{MPP} (voltaje en el MPP) y el V_{oc} (voltaje de circuito abierto entre los terminales del panel).

$$V_{MPP} \approx K_1 \cdot V_{oc} \quad (1.15)$$

La expresión (1.15) describe este comportamiento casi lineal, donde K_1 corresponde a la constante de proporcionalidad, la cual siempre es menor a la unidad. Su valor debe calcularse de manera empírica, determinando el V_{MPP} y el V_{oc} para un determinado módulo fotovoltaico, con irradiancia y temperatura específicas. Los valores que se han reportado para K_1 [8] se encuentran en un rango entre 0.71 y 0.82 [8].

Una vez que se establece el valor de K_1 , se obtiene la magnitud de voltaje en el MPP V_{MPP} , y por lo tanto hacer un MPPT en base al diagrama de flujo expuesto en la Figura 1.28.

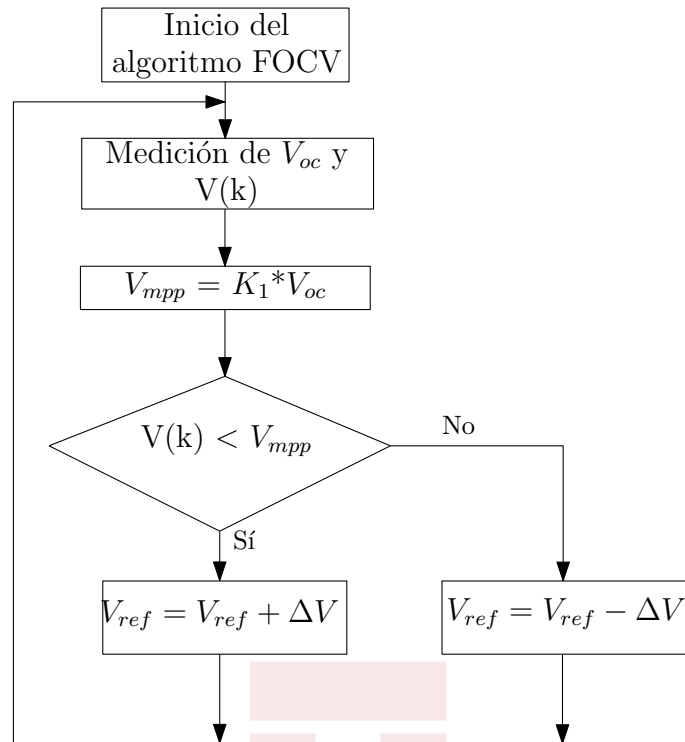


Figura 1.28: Diagrama de flujo del método de voltaje fraccional de circuito abierto.

Como se trata de una aproximación, el módulo fotovoltaico no opera en el MPP, sino en una región próxima. La poca exactitud del algoritmo es compensada por su simplicidad y fácil implementación. Además, solo necesita de un microcontrolador o DSP de bajo costo debido a la simplicidad del método.

Una de las principales desventajas de este método es la pérdida de potencia generada por la constante desconexión del convertidor con el panel para medir el voltaje de circuito abierto V_{oc} .

1.2.4.4. Corriente fraccionaria de cortocircuito

Al igual que en el método de voltaje fraccionario de circuito abierto, el algoritmo de corriente fraccionaria de cortocircuito se basa en una relación casi lineal existente entre I_{MPP} (corriente en el MPP) y I_{oc} (corriente que se da al establecer un cortocircuito entre los terminales del panel). En consecuencia, el algoritmo de corriente fraccionaria de cortocircuito también establece una

relación entre la corriente en el MPP y la corriente de cortocircuito I_{sc} , tal como se indica en (1.16), donde K_2 oscila entre 0.78 y 0.92 [8].

$$I_{MPP} \approx K_2 \cdot I_{sc} \quad (1.16)$$

La potencia obtenida no solo se ve disminuida debido a la constante búsqueda de la corriente I_{sc} , si no también debido a que en este método nunca se encuentra perfectamente con el MPP.

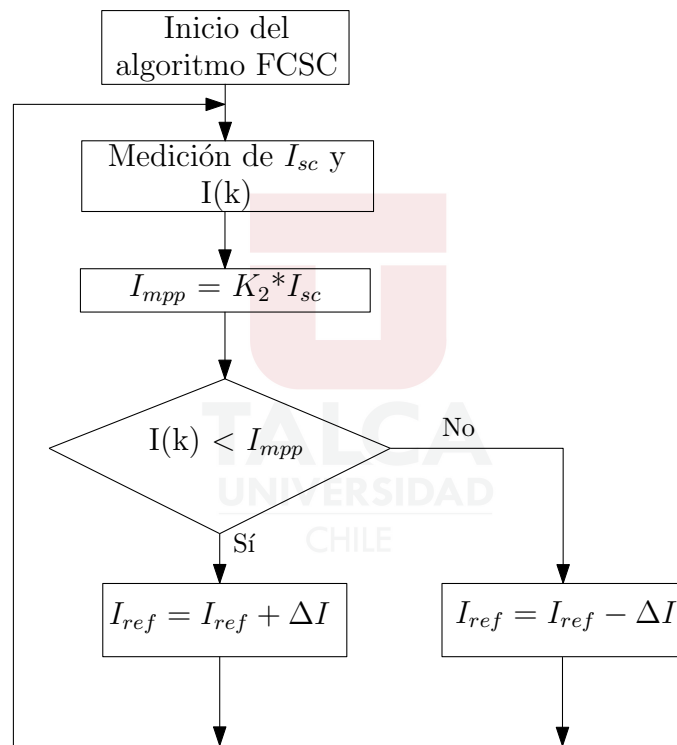


Figura 1.29: Diagrama de flujo del método de corriente fraccionaria de cortocircuito.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

El objetivo general del proyecto es implementar un algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia de un panel fotovoltaico, con la utilización del convertidor versátil buck-boost junto con un control predictivo de frecuencia cuasi-constante.

1.3.2. Objetivos específicos

Para desarrollar el objetivo general se han establecido los siguientes objetivos específicos:

- Comparar los algoritmos MPPT clásicos considerando criterios de desempeño y fácil implementación.
- Analizar y simular los modos de operación del convertidor versátil buck-boost en la aplicación de carga de baterías.
- Simular una estrategia de control predictivo de estados finitos basado en modelo integrando una estrategia de control multilazo y un algoritmo MPPT.
- Implementar una estrategia de control basada en control predictivo FCS-MPC con frecuencia de conmutación cuasi-constante utilizando el convertidor versátil buck-boost.

1.4. Alcances y limitaciones

El alcance de este proyecto contempla los siguientes ítems:

- Puesta en marcha del convertidor versátil buck-boost. El convertidor se encontraba construido pero no estaba operativo. Se realizaron pruebas para determinar el daño.
- Se utilizará la fuente Chroma 62050H-600S para emular el panel fotovoltaico referencia MSP-105W.
- La potencia de operación del convertidor será de 100 W con el emulador solar simulando condiciones ambientales ideales, y será de 50 W cuando el emulador solar simule una condición de sombreado parcial.
- El período de muestreo de la estrategia de control FCS-MPC clásica a implementar será de 10 *us*.
- La frecuencia de conmutación del convertidor implementando la estrategia de control FCS-MPC de frecuencia cuasi-constante será de 100 kHz.
- Para la implementación digital del control se utilizará la tarjeta de desarrollo TMSF28335 de Texas Instruments.

Las limitaciones del proyecto son las siguientes:

- En este proyecto no se construirá el convertidor debido a que ya se encuentra conformado, junto a los drivers y sensores correspondientes.
- No contempla una comparación a nivel de simulación o experimental con otras topologías de convertidores buck-boost.
- No se trabajará en el diseño y construcción de un prototipo industrial o comercial de la topología abordada.
- Se utilizará una fuente de voltaje capaz de emular el panel fotovoltaico.
- El sistema de pruebas a analizar consiste de un convertidor versátil buck-boost , conectado en la entrada con un emulador solar fotovoltaico y en la salida una batería, emulada mediante una carga electrónica en paralelo con una fuente DC.

1.5. Metodología

A continuación se describe la metodología propuesta para el desarrollo de este proyecto.

1.5.1. Etapa I: Investigación y simulación de algoritmos MPPT

El primer paso consiste en investigar los principales algoritmos MPPT consultando en bibliografía especializada. La principal fuente de información es la base de datos IEEE-Xplore (Institute of Electrical and Electronics Engineers), disponible en la biblioteca de la Universidad de Talca. Después, se desarrollarán simulaciones básicas que permitan comprender el funcionamiento de los algoritmos seleccionados. La herramienta de simulación considerada para el desarrollo del proyecto es PSIM (Power Electronics Simulation).

1.5.2. Etapa II: Modelamiento del convertidor versátil buck-boost

En esta etapa, se estudia y analizan las características del convertidor versátil buck-boost. Un objetivo es identificar los modos posibles de operación del convertidor. Luego, a partir de leyes circuitales se obtendrá el modelo dinámico. Finalmente, se simula el convertidor en lazo abierto en los modos válidos.

1.5.3. Etapa III: Conceptos de control predictivo

En la tercera etapa se estudian los principios del control predictivo, en particular del control predictivo de estados finitos basado en modelo. Luego, se realizan simulaciones donde se integra el algoritmo MPPT seleccionado y un control predictivo clásico. A continuación, se desarrolla e implementa el controlador propuesto y se obtienen los resultados experimentales. Finalmente, se analizan los resultados experimentales y se comparan con resultados de simulación.

En la Figura 1.30, se muestran cada una de las etapas con las principales actividades a realizar durante este proceso de investigación.

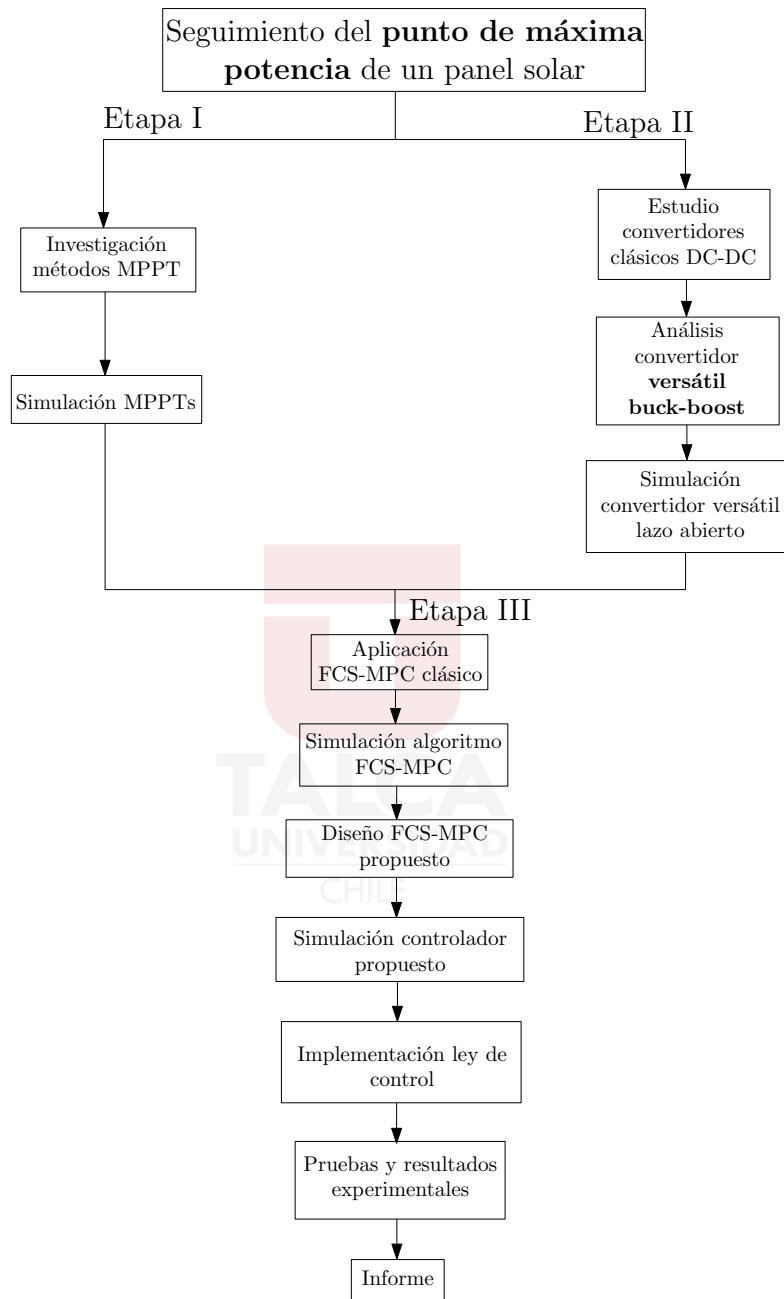


Figura 1.30: Diagrama propuesto para el desarrollo del proyecto.

Para el desarrollo del proyecto, se requieren conocimientos en:

- Electrónica de potencia

- Modelamiento de convertidores DC-DC
- Simulación de convertidores
- Control predictivo de estados finitos basado en modelo
- Manejo de equipos de laboratorio como cargas electrónicas, fuentes, equipos de medición, etc.



Capítulo 2

Algoritmos MPPT

En el presente capítulo se realizan simulaciones de técnicas MPPT clásicas, indicando el principio de funcionamiento e integrándolo con un panel solar en simulaciones que demuestren el desempeño del algoritmo. Inicialmente, se establece una descripción de los circuitos de simulación utilizados para llevar a cabo las simulaciones de los algoritmos MPPT. Finalmente, se ilustran las gráficas de los resultados de las simulaciones de cada técnica MPPT.

2.1. Características del panel fotovoltaico

PSIM es un software de simulación especializado en el área de la electrónica. Es utilizado en aplicaciones tales como electrónica de potencia, control digital, diseño de fuentes de alimentación, entre otros. Además, posee módulos que extienden su funcionalidad a áreas específicas de simulación y diseño de circuitos, incluyendo: teoría de control, motores eléctricos y energías renovables (energía fotovoltaica y eólica). Las simulaciones en PSIM se desarrollan de una manera muy sencilla e intuitiva. Estas son realizadas en una interfaz gráfica que permite dibujar esquemas eléctricos con herramientas de fácil acceso. PSIM tiene una librería de energías renovables, donde se encuentran los módulos solares. Para la simulación de los algoritmos MPPT se ha seleccionado un panel solar con las siguientes características:

Parámetros	Descripción	Valor
Número de celdas	Número de celdas del módulo solar. Un módulo solar consiste de N números de celdas en serie.	36
Intensidad de luz estándar	Intensidad de luz bajo condiciones de prueba estándar. El valor es normalmente 1000 [W/m ²].	1000 W/m ²
Referencia de temperatura (Tref)	Temperatura de referencia bajo condiciones de prueba estándar. Se expresa en °C.	25°C
Resistencia en serie (Rs)	Resistencia en serie de cada celda solar. Se expresa en Ohm.	0.008 Ω
Corriente de cortocircuito	Corriente de cortocircuito de cada celda solar a la temperatura de referencia indicada en Amperios [A].	6.3 A
Voltaje de circuito abierto	Voltaje en el cual la corriente suministrada por el panel solar es cero. Su unidad es el Voltio [V].	21.1 V
Potencia máxima	Potencia máxima que puede alcanzar el panel fotovoltaico. Su unidad es el Vatio [W].	103 W

Tabla 2.1: Parámetros del panel seleccionado para realizar simulaciones de algoritmos MPPT

El panel fotovoltaico seleccionado posee dos diodos de derivación (conocidos también como diodos de bypass) para la protección del panel solar. Los diodos de derivación se utilizan en los paneles fotovoltaicos para proteger de sobrecalentamiento las celdas solares que se encuentren parcialmente sombreadas de las celdas que operan completamente a pleno sol dentro del mismo panel. En un módulo fotovoltaico estándar, las celdas solares están conectadas en serie. En una conexión en serie, la corriente que circula es la misma pero el voltaje resultante es mayor y proporcional al número de celdas conectadas. Cuando la luz solar que impacta la superficie del panel es uniforme, cada celda solar dentro del mismo panel produce la misma cantidad de voltaje (0.5 V aproximadamente). Cuando existe sombreado parcial en una celda, ésta deja de producir energía eléctrica y se comporta más como una resistencia. La energía generada por las demás celdas que no son sombreadas es disipada por la célula con sombra, causando sobrecalentamiento (puntos calientes) y eventualmente la destrucción de la celda oscurecida.

Para proteger una célula fotovoltaica, un panel o incluso una matriz completa de los efectos destructivos del sombreado parcial o total, se utilizan los llamados diodos de derivación a través de cada celda de una cadena conectada en serie, tal como se ilustra en las Figuras 2.1(a) y 2.1(b). La Figura 2.1(a) ilustra el comportamiento de la corriente cuando no existe sombreado parcial. Por otro lado, la Figura 2.1(b) ilustra el comportamiento de la corriente circulando a través del diodo de bypass cuando existe sombreado parcial. De forma complementaria, la Figura 2.1(c) ilustra la curva I-V del panel cuando los diodos de bypass no son utilizados. La Figura 2.1(d)

ilustra la curva I-V del panel solar cuando actúa el diodo de bypass, observando una disminución considerable del valor de voltaje de circuito abierto debido a que la mitad de las celdas solares no se encuentran realizando un aporte de energía.

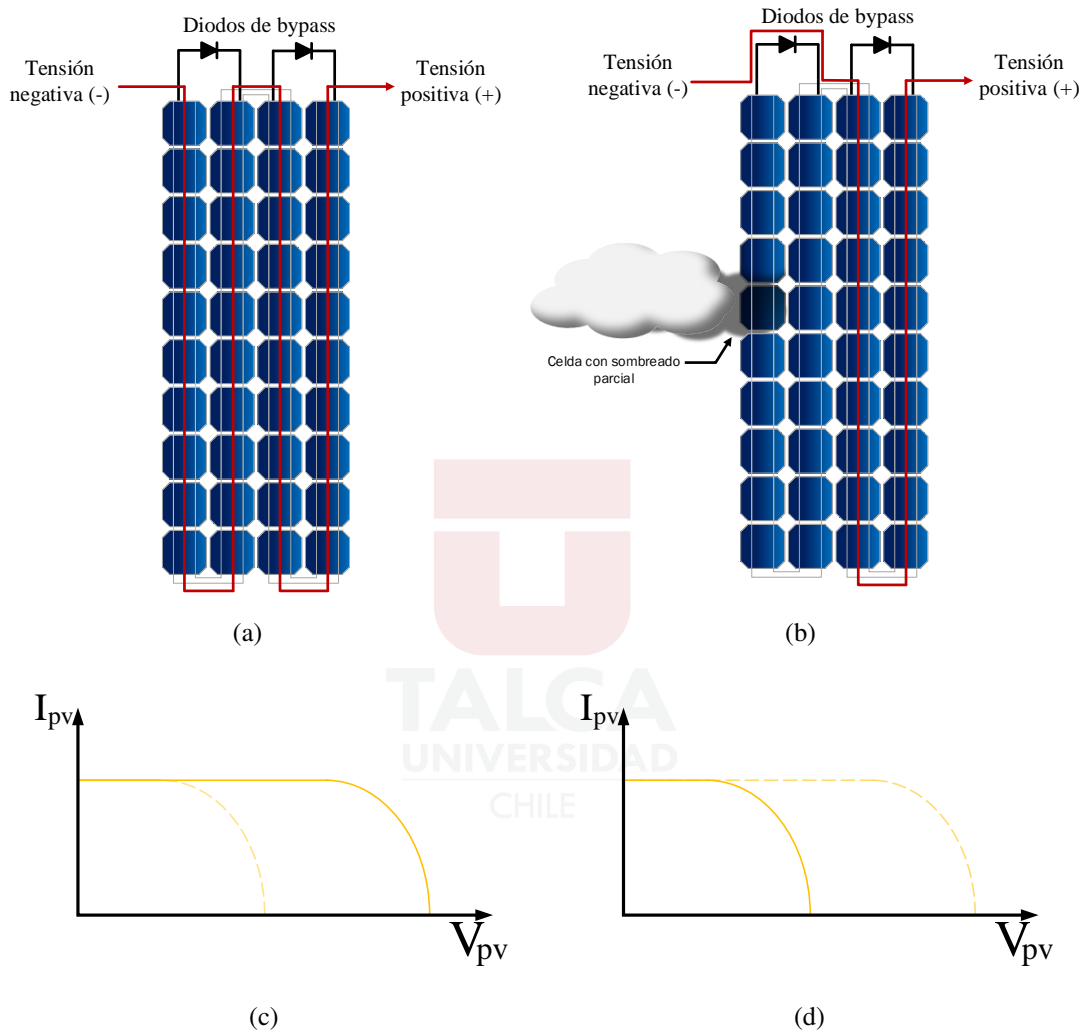


Figura 2.1: Panel solar con dos diodos de bypass. En (a) circulación de corriente sin sombreado en las celdas. En (b) circulación de corriente con sombreado parcial en una celda. En (c) curva característica I-V del panel solar sin sombreado. En (d) curva característica I-V del panel solar con sombreado.

La integración de un diodo de derivación en cada celda individual es costosa. En la práctica, los fabricantes colocan diodos de derivación a través de grupos o subcadenas de celdas fotovoltaicas (generalmente de 16 a 24 celdas) en la parte posterior de los paneles o dentro de la caja de conexiones de un módulo solar.

2.2. Circuitos de simulación de algoritmos MPPT

A continuación, se desarrollan simulaciones en el software PSIM. Para implementar los algoritmos MPPT, se utiliza el bloque C simplificado de PSIM, que permite el desarrollo de código en lenguaje C. Las señales de entrada del bloque C corresponden a la corriente y el voltaje del panel solar, mientras que la salida es el voltaje de referencia obtenido del algoritmo MPPT. En la simulación, se emplea una fuente dependiente de voltaje que cuenta con la capacidad de recepcionar la referencia que le asigne el algoritmo MPPT. El esquema propuesto se aprecia en la Figura 2.2.

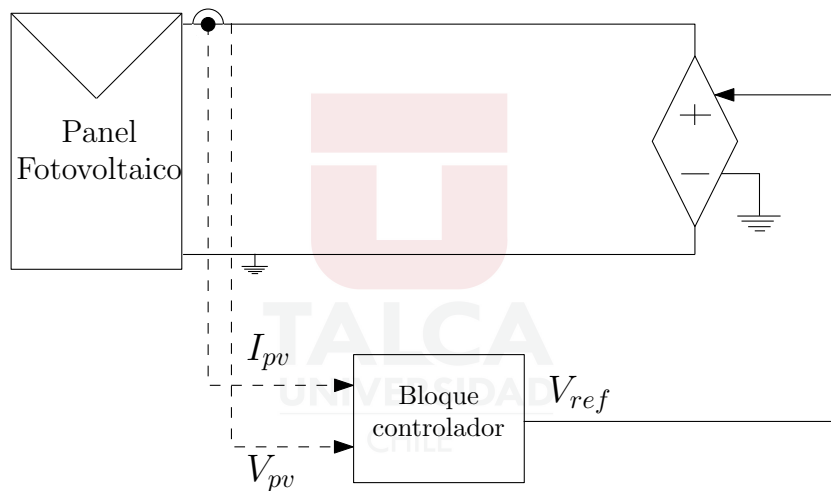


Figura 2.2: Diagrama de bloques simplificado para un MPPT.

El circuito a utilizar para realizar simulaciones del algoritmo P&O y conductancia incremental se observa en la Figura 2.3. Aquí se aprecian los tres elementos principales mencionados previamente, junto a sondas propias del software PSIM las cuales son utilizadas para observar el comportamiento de las señales de interés.

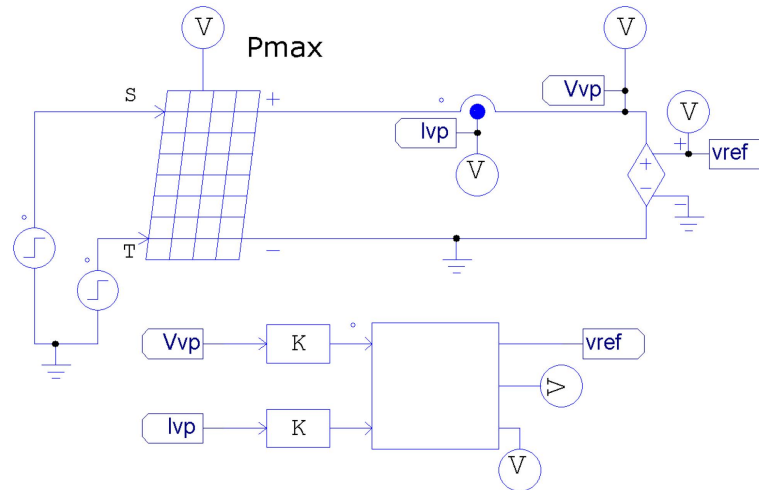


Figura 2.3: Circuito implementado en PSIM para la simulación del algoritmo perturbar y observar y conductancia incremental.

Para controlar el voltaje de la fuente dependiente se realizan mediciones tanto de corriente como de voltaje a la salida del panel. Las variables medidas ingresan al controlador que ejecuta el algoritmo MPPT. Finalmente, se impone una referencia de voltaje en la fuente conectada directamente en los bornes del panel.

Para la simulación del método de voltaje fraccionario de circuito abierto se ha implementado un interruptor, un divisor de voltaje y un condensador tal como se ilustra en la Figura 2.4. El propósito del interruptor es el de dar una condición del circuito abierto al sistema, obligando a la corriente proveniente del panel a circular a través de resistencias de gran magnitud. Por lo tanto, al existir un flujo de corriente despreciable, se establece una condición de circuito abierto en los bornes del panel fotovoltaico. Al realizar variaciones considerables en el valor del voltaje del panel, se producen picos de tensión extremadamente altos. En consecuencia, es necesaria la implementación de un condensador para así evitar este inconveniente.

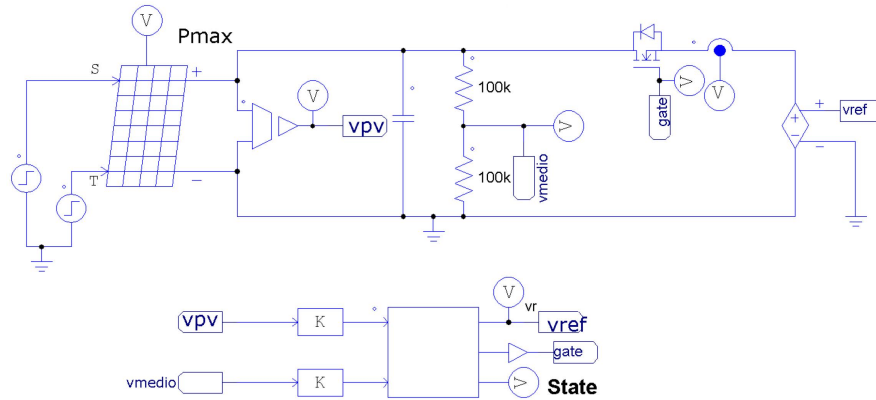


Figura 2.4: Circuito implementado para simular la técnica de voltaje fraccional de circuito abierto.

Para la simulación del método de corriente fraccionaria de cortocircuito se utiliza una fuente de corriente dependiente para imponer una corriente al panel, tal como se ilustra en la Figura 2.5. Adicionalmente, se añade un interruptor en paralelo a la fuente para generar una condición de cortocircuito.

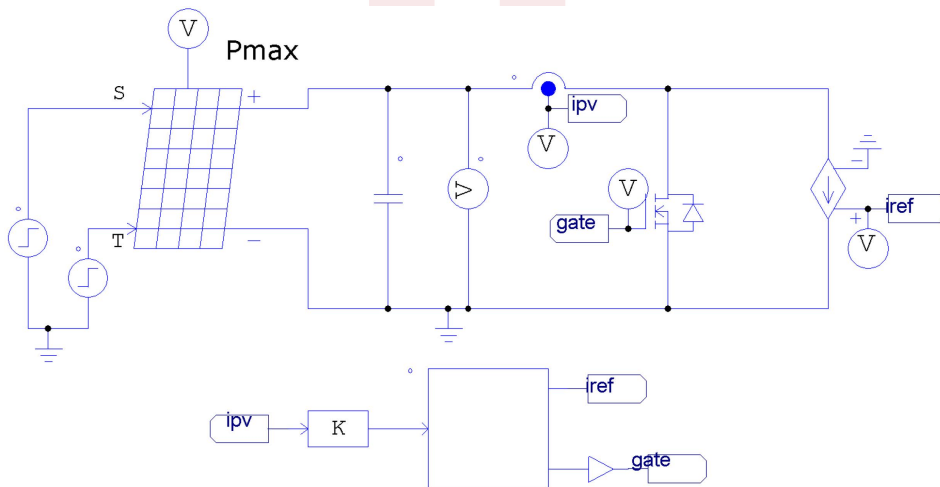


Figura 2.5: Circuito utilizado para la simulación del método de corriente fraccionaria de cortocircuito.

2.3. Simulación método P&O

La Figura 2.6 muestra el comportamiento de la corriente, el voltaje, la potencia máxima que puede entregar el panel y la potencia obtenida mediante el algoritmo MPPT. Inicialmente, el

panel se encuentra en una condición de cortocircuito ya que el valor de voltaje es cero y el valor de la corriente es el máximo (superando los 6 A). El algoritmo MPPT comienza a establecer aumentos escalonados de valor constante en la magnitud del voltaje del panel. Cuando el punto de máxima potencia es alcanzado, el algoritmo comienza a oscilar en torno al valor del voltaje en el MPP. En particular, cambios de referencia de 0.2 V son realizados cada 100 μs .

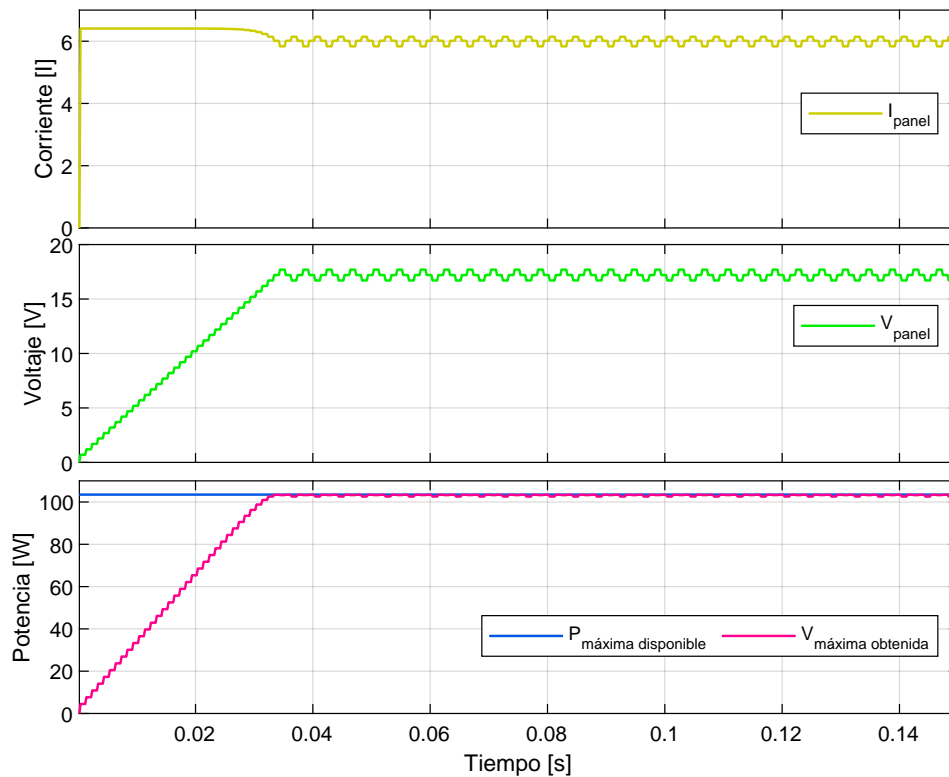


Figura 2.6: Comportamiento del voltaje y la corriente del panel fotovoltaico implementando un algoritmo P&O con cambios de referencia de 0.2 V.

Cuando se desea realizar un MPPT sin importar la exactitud en estado estacionario, los cambios de referencia deben ser de mayor magnitud. La Figura 2.7 ilustra el comportamiento de la corriente, el voltaje, la potencia máxima que podría entregar el panel y la potencia obtenida al establecer cambios escalón de 2 V en la referencia de voltaje. Los saltos de voltaje necesarios para alcanzar el MPP disminuyen considerablemente, pero aumentan las oscilaciones de voltaje y corriente en estado estacionario. Como consecuencia de lo anterior, la potencia presenta un comportamiento oscilatorio, alcanzando valores instantáneos inferiores a los 80 W, afectando considerablemente la eficiencia.

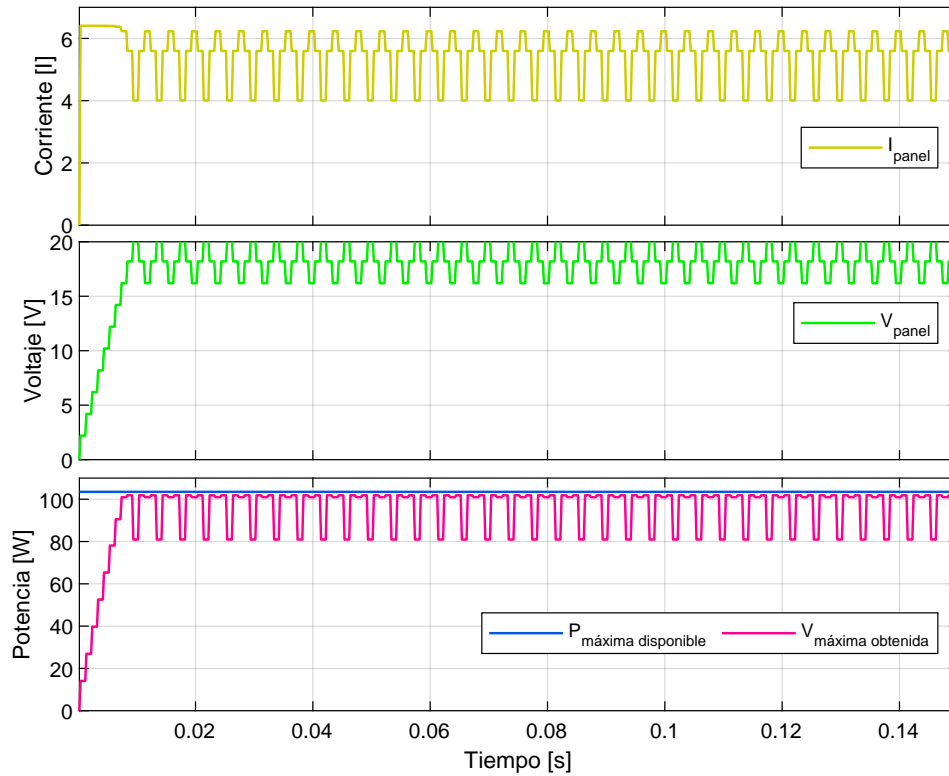


Figura 2.7: Comportamiento del voltaje y la corriente del panel fotovoltaico implementando un algoritmo P&O con cambios de referencia de 2 V.

2.4. Simulación método conductancia incremental

Los resultados de simulación del método de conductancia incremental se ilustran en la Figura 2.8. En comparación con los resultados anteriores, se observa como una vez alcanzado el MPP, el algoritmo no establece nuevos cambios de referencia de voltaje, por lo cual ya no existe oscilación permanente en el punto de máxima potencia. Esta característica otorga mayor eficiencia al algoritmo de conductancia incremental, en comparación con el método de perturbar y observar.

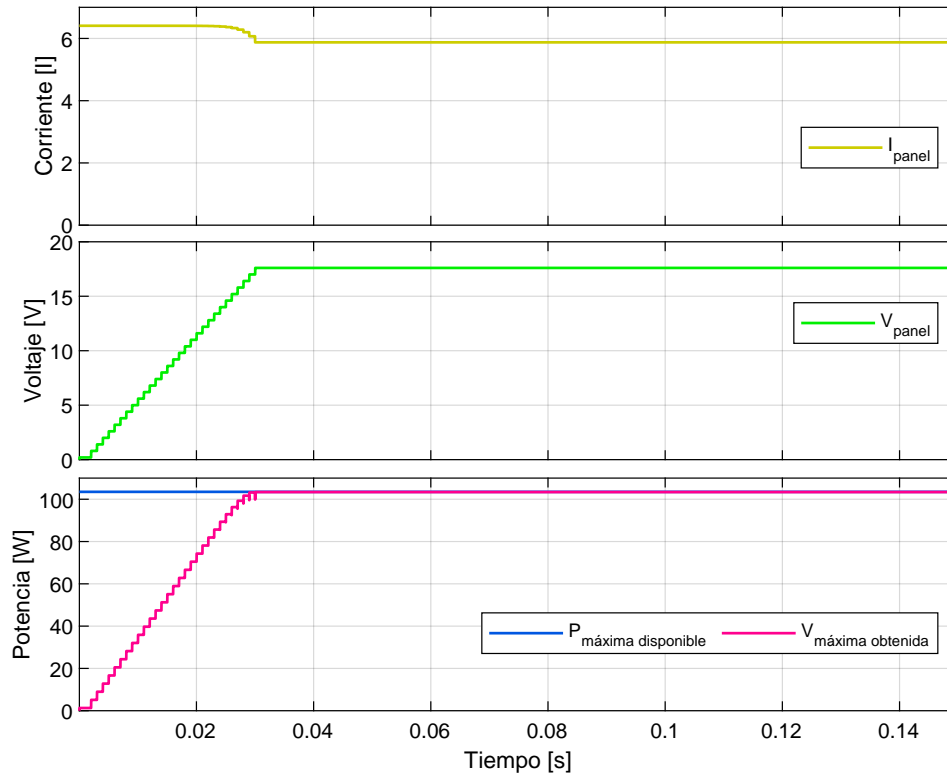


Figura 2.8: Comportamiento de la corriente, el voltaje y la potencia del panel fotovoltaico implementando un algoritmo de conductancia incremental con cambios de referencia de 0.4 V.

2.5. Simulación voltaje fraccionario de circuito abierto

La Figura 2.9 ilustra los resultados de simulación para la corriente, el voltaje, la potencia máxima disponible y la potencia máxima alcanzada por el algoritmo MPPT. Los cambios de referencia de voltaje se establecen a partir de la medición del voltaje de circuito abierto del panel fotovoltaico. En otras palabras, periódicamente el algoritmo necesita disminuir el valor de la corriente del panel a niveles cercanos a cero. Esto se consigue desconectando la fuente dependiente de voltaje y otorgando un único camino para la circulación de corriente a través de resistencias de alto valor óhmico. Una condición de circuito abierto provocará niveles de potencia bajos (cercanos a cero). La sumatoria de los instantes en que el valor de la potencia decrece, disminuye sustancialmente la eficiencia del algoritmo MPPT.

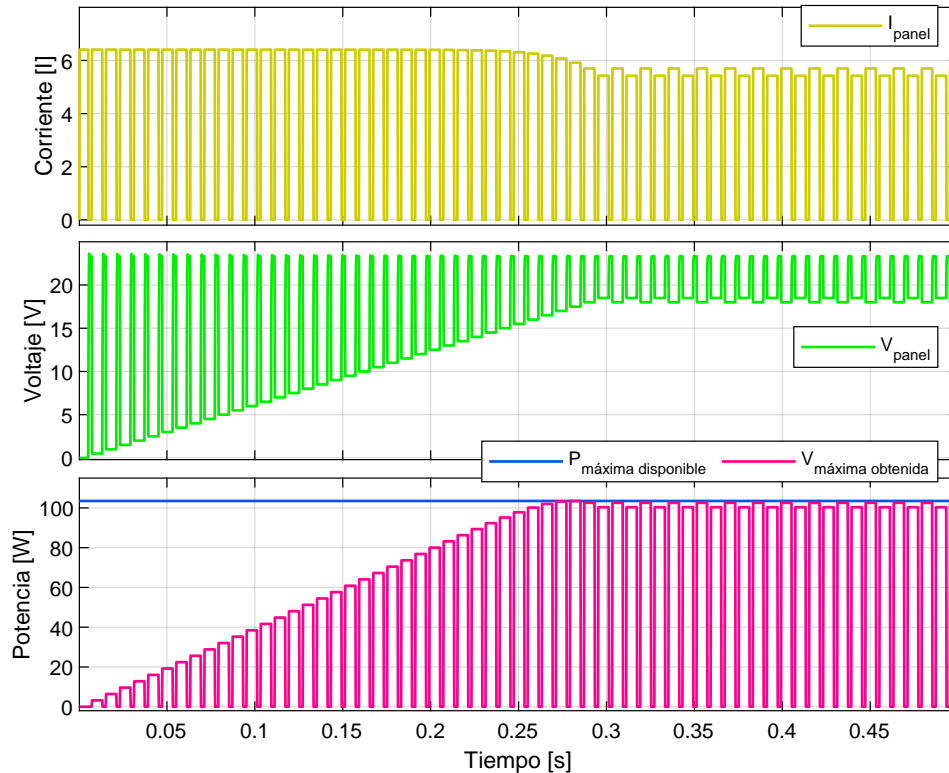


Figura 2.9: Comportamiento de la corriente, el voltaje y la potencia del panel fotovoltaico implementando un algoritmo de voltaje fraccional de circuito abierto.

2.6. Simulación corriente fraccionaria de cortocircuito

La Figura 2.10 ilustra el comportamiento de la corriente y el voltaje del panel fotovoltaico al implementar el algoritmo MPPT de corriente fraccionaria de cortocircuito. Se ilustra además una comparación de la potencia máxima disponible y la potencia adquirida. A diferencia del método descrito anteriormente, un algoritmo MPPT de corriente fraccionaria de cortocircuito realiza cambios de referencia de corriente. Para ello, periódicamente debe establecer una condición de cortocircuito en los bornes del panel fotovoltaico activando un interruptor en paralelo a la fuente dependiente de corriente. Al cerrar el interruptor, se crea un camino por el cual circula una corriente de máxima intensidad. Tal como indica la curva característica de un panel fotovoltaico, el punto de máxima corriente es al mismo tiempo el punto en que el voltaje decae al mínimo (muy próximo al cero). En la Figura 2.10 se observan intervalos en que la potencia es nula.

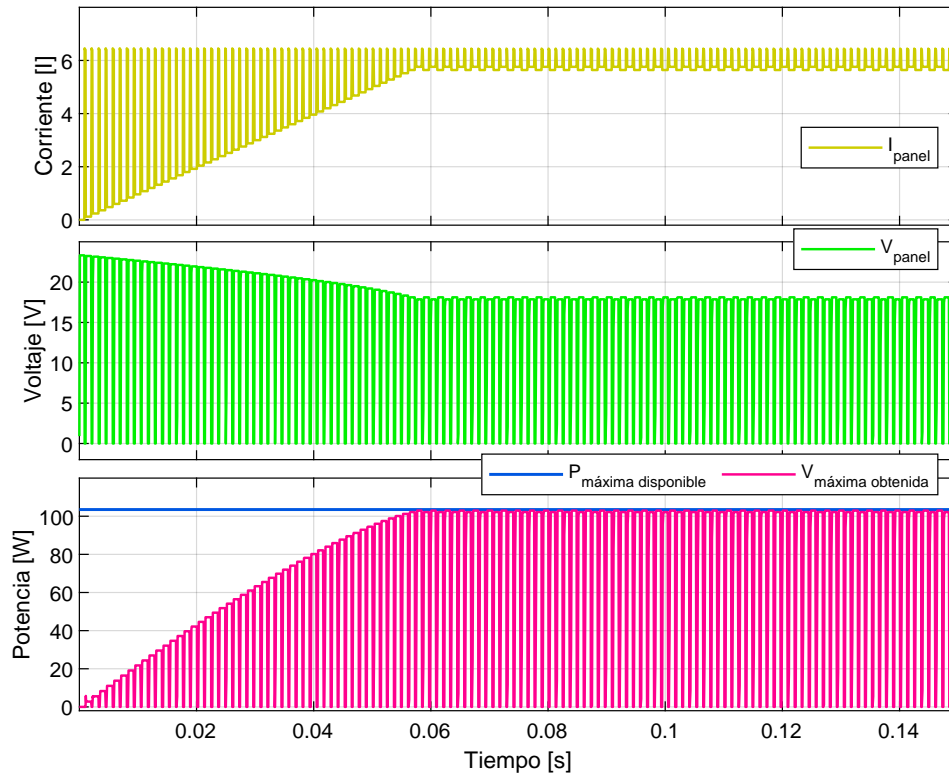


Figura 2.10: Comportamiento de la corriente, el voltaje y la potencia del panel fotovoltaico implementando un algoritmo de corriente fraccionaria de cortocircuito.

A continuación, se analizan las cuatro técnicas MPPT de acuerdo a los criterios de rizado de corriente, velocidad de convergencia y costo computacional. En términos de rizado, el algoritmo de conductancia incremental presenta menor rizado de corriente y voltaje debido a que en estado estacionario no genera oscilaciones en torno al MPP. Por su parte, tanto el método de voltaje fraccionario de circuito abierto como el de corriente fraccionaria de cortocircuito presentan un alto rizado debido a continuos estados de circuito abierto y cortocircuito respectivamente. Con respecto a la velocidad de convergencia, tanto el algoritmo de perturbar y observar como conductancia incremental presentan tiempos de convergencia menores que los métodos de voltaje fraccionario de circuito abierto y corriente fraccionaria de cortocircuito. El algoritmo que presenta un menor costo computacional es el método de perturbar y observar debido a la menor cantidad de condiciones que posee su algoritmo. Por otro lado, el algoritmo de mayor costo computacional es el de conductancia incremental ya que la cantidad de condiciones a evaluar es alta.

En general, sobresale el algoritmo de perturbar y observar por su simplicidad y bajo costo computacional.



Capítulo 3

Diseño del controlador

En este capítulo se expone el controlador propuesto. Inicialmente, se realiza una descripción del principio de funcionamiento del control FCS-MPC. Luego, se describe la implementación de un algoritmo MPPT en conjunto con una estrategia de control multilazo. Este control multilazo posee un lazo externo de tensión y un lazo interno de corriente. El controlador del lazo externo de tensión es un control PI. En primera instancia, para el lazo interno de corriente se utiliza un controlador FCS-MPC clásico. En segunda instancia, el controlador FCS-MPC es reemplazado por el controlador FCS-MPC de frecuencia cuasi-constante desarrollado en este proyecto. Los resultados de simulación y experimental de cada sistema son presentados en el Capítulo 4.

3.1. El control predictivo de estados finitos basado en modelo

Los convertidores de potencia son utilizados en una amplia gama de aplicaciones como la conversión de energía, tracción y generación distribuida [1]. Indiscutiblemente, los convertidores de potencia se encuentran asociados con una etapa de control, la cual se encarga de regular su comportamiento. Entre la variedad de controladores existentes se encuentra el control predictivo de estados finitos basado en modelo. Características como conceptos intuitivos, facilidad de comprensión, inclusión de restricciones, no linealidades y gran robustez hacen del control pre-

dictivo un tópico de gran interés para los investigadores. Inicialmente, su principal desventaja con respecto al control clásico era la gran cantidad de cálculos que requerían en cada iteración [29]. Sin embargo, esto no representa un gran inconveniente para los microprocesadores existentes al día de hoy.

3.1.1. El principio del control FCS-MPC

La Figura 3.1 ilustra el principio de funcionamiento del control predictivo. El objetivo del control persigue que la variable x siga el valor de la referencia x^* . Para conseguirlo es necesario realizar las mediciones que el modelo predictivo requiera para realizar cálculos. Una vez que las variables son adquiridas, el modelo predictivo se encarga de evaluar los j diferentes estados conmutados que le presenta el convertidor. Finalmente, selecciona el estado que más se acerca a la referencia x^* y aplica el estado S_{opt} determinado.

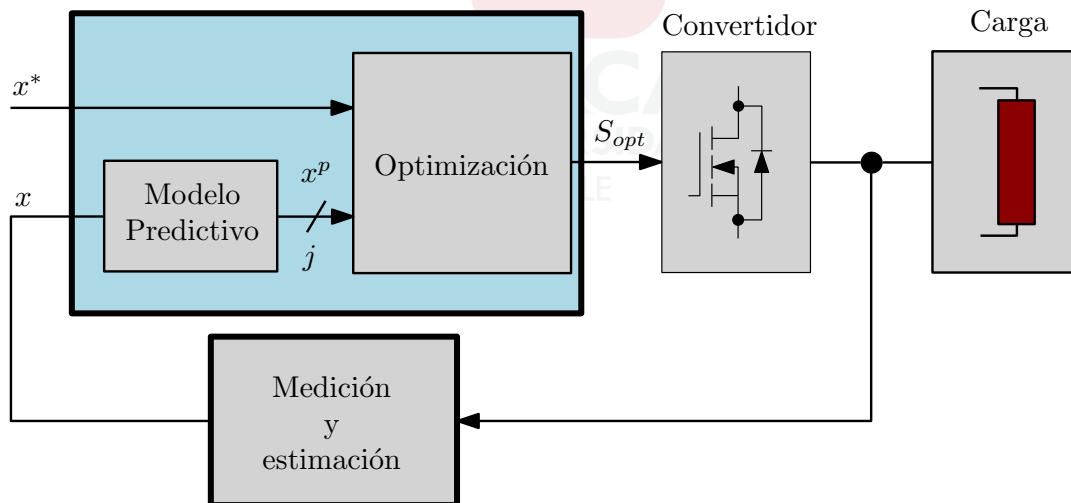


Figura 3.1: Esquema básico del control predictivo [29].

En [29], se describe en forma detallada las acciones que ejecuta el algoritmo FCS-MPC. Estas acciones son:

1. Realizar una medición y/o estimación de las variables controladas $x(k)$.
2. Aplicar el estado óptimo $S_{opt}(K)$ obtenido en el muestreo anterior.
3. Para cada estado válido del convertidor, se predice el comportamiento de la variable x en el siguiente intervalo de muestreo x^p mediante el modelo matemático.
4. Evaluar la función de costo g para cada predicción
5. Seleccionar el estado de conmutación que minimice la función de costo g .
6. Almacenar S_{opt} para ser aplicado en el siguiente periodo de muestreo.

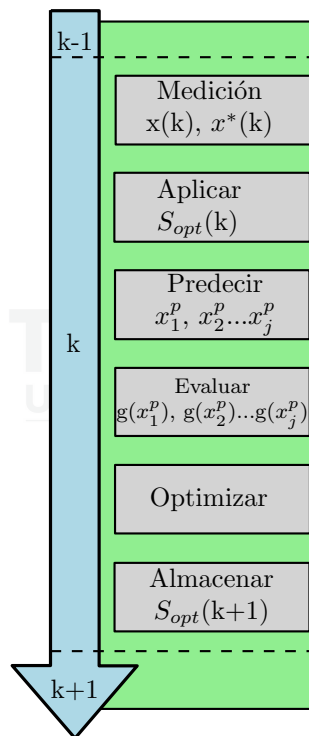


Figura 3.2: Cálculos y mediciones que realiza el algoritmo de control predictivo [29].

3.1.2. Tipos de control en modo corriente

El control predictivo digital en modo corriente (Digital Predictive Current-Mode Control (DPCMC)) es una atractiva estrategia de control debido a su inherente velocidad y confiabilidad [30]. Adicionalmente, los controladores digitales presentan una alta inmunidad al ruido

comparado con controladores analógicos [31]. Es por esto que la popularidad del control digital orientado a convertidores DC-DC ha incrementado en las últimas décadas.

En esta sección, se presentan tres técnicas de control predictivo de corriente programada: control de corriente de valle, control de corriente de peak y control de corriente promedio. Las tres técnicas de control de corriente consideradas están basadas en el mismo enfoque, que consiste en muestrear la corriente del inductor y los voltajes de entrada y salida, para determinar el valor del ciclo de trabajo en el siguiente periodo de conmutación. El objetivo es minimizar el error entre la referencia actual i_{ref} y la variable de control (el valle, el peak o la corriente promedio) [32].

3.1.2.1. Control de corriente de valor valle

El objetivo de un control de corriente de valle es asegurar que el valle de la corriente del inductor sigue la referencia de corriente i_{ref} . El ciclo de trabajo requerido para el siguiente período de conmutación se predice en base al modelo del convertidor, muestreando la corriente y los voltajes de entrada y salida. La forma de onda de la corriente resultante se ilustra en la Figura 3.3.

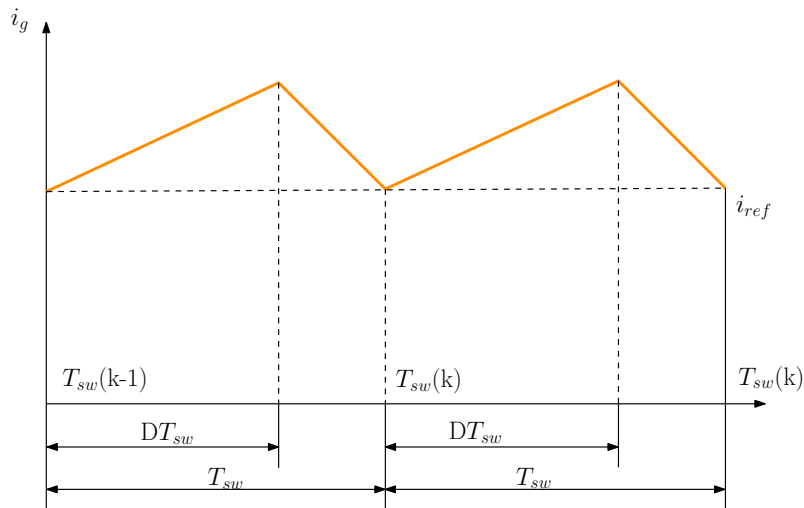


Figura 3.3: Forma de onda de la corriente del inductor al establecer un control de corriente de valle [32].

3.1.2.2. Control de corriente de valor peak

El control de corriente de peak es el control de corriente programado más utilizado en implementaciones analógicas para aplicaciones DC-DC debido a la protección instantánea del valor máximo de la corriente [32], [31]. El objetivo del control es que el valor peak de la corriente siga la referencia i_{ref} , tal como se ilustra en la Figura 3.4.

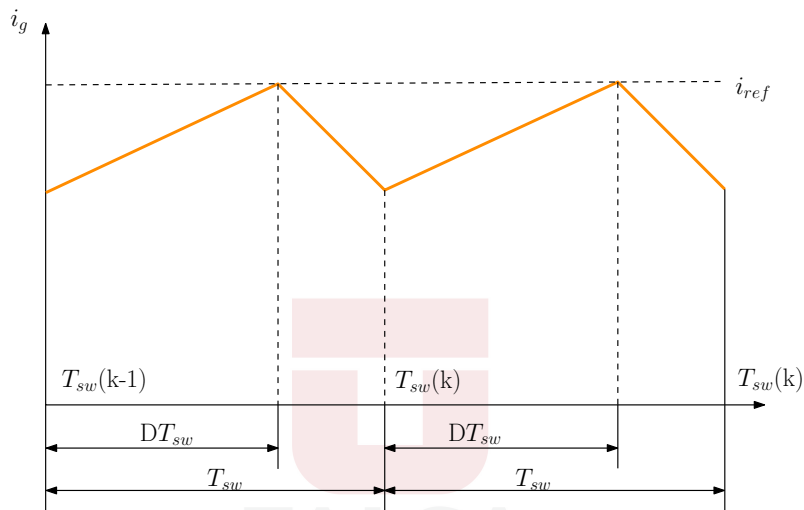


Figura 3.4: Forma de onda de la corriente del inductor al establecer un control de corriente de peak [32].

3.1.2.3. Control de corriente de valor promedio

Existen aplicaciones como la corrección del factor de potencia en donde el control análogo de la corriente promedio resulta en una baja corriente de distorsión sin la necesidad de una compensación adicional [32].

En el control predictivo de corriente promedio, el nuevo ciclo de trabajo es computado de tal forma que el valor de la corriente promedio en el siguiente ciclo de conmutación sea igual a la referencia i_{ref} [32], [33]. La Figura 3.5 ilustra la forma de onda de un inductor al utilizar un control en modo corriente de valor promedio.

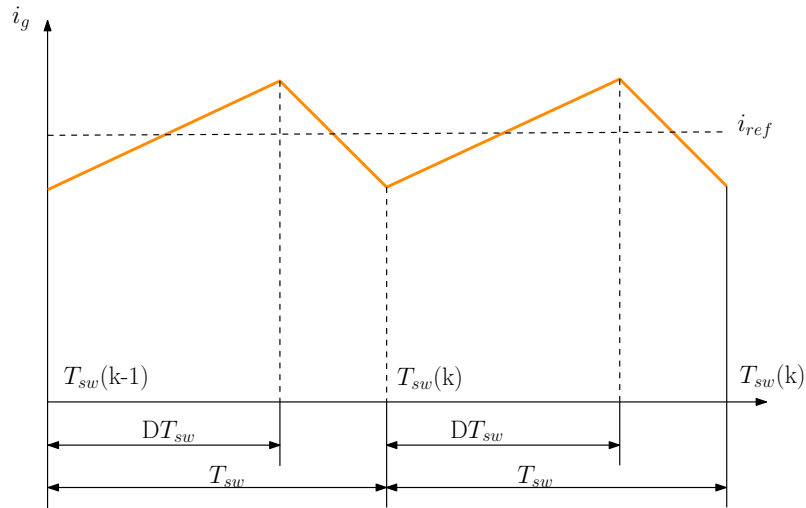


Figura 3.5: Forma de onda de la corriente del inductor al establecer un control de corriente de valor promedio [32].

3.2. Implementación de una estrategia de control FCS-MPC para un MPPT

A continuación se describe una estrategia de control de doble lazo. El lazo externo corresponde a un controlador en conjunto con una estrategia MPPT de perturbar y observar. El lazo interno es un control FCS-MPC con una función de costo basada en el error entre la referencia y la variable predicha.

3.2.1. Estrategia de control multilazo para el MPPT

Para la implementación del control se utiliza el circuito de la Figura 3.6. En él, se observa el panel fotovoltaico conectado a la entrada del convertidor, mientras que a la salida se establece una fuente de voltaje constante de 12 V el cual representa el valor típico de una batería. Por su parte el bloque inferior es la etapa de control utilizando una estrategia multilazo. El multilazo consiste en un lazo externo de tensión compuesto por un controlador PI combinado con un algoritmo MPPT. El lazo externo de tensión es el encargado de proporcionar la referencia de

corriente hacia el controlador del lazo interno. El lazo interno de corriente es un control FCS-MPC básico mediante el cual se obtiene el estado de conmutación óptimo para el seguimiento de la referencia. Utilizar una estrategia de control multilazo permite desacoplar las dinámicas de ambos controladores y proporciona mayor robustez que una estrategia de control en modo voltaje puro. Además, utilizar un controlador PI garantiza una continua y precisa operación del controlador ante variaciones rápidas de voltaje. En la mayoría de los casos el lazo externo está orientado a variables de dinámica lenta, mientras que el lazo interno está orientado a variables con una dinámica rápida [34].

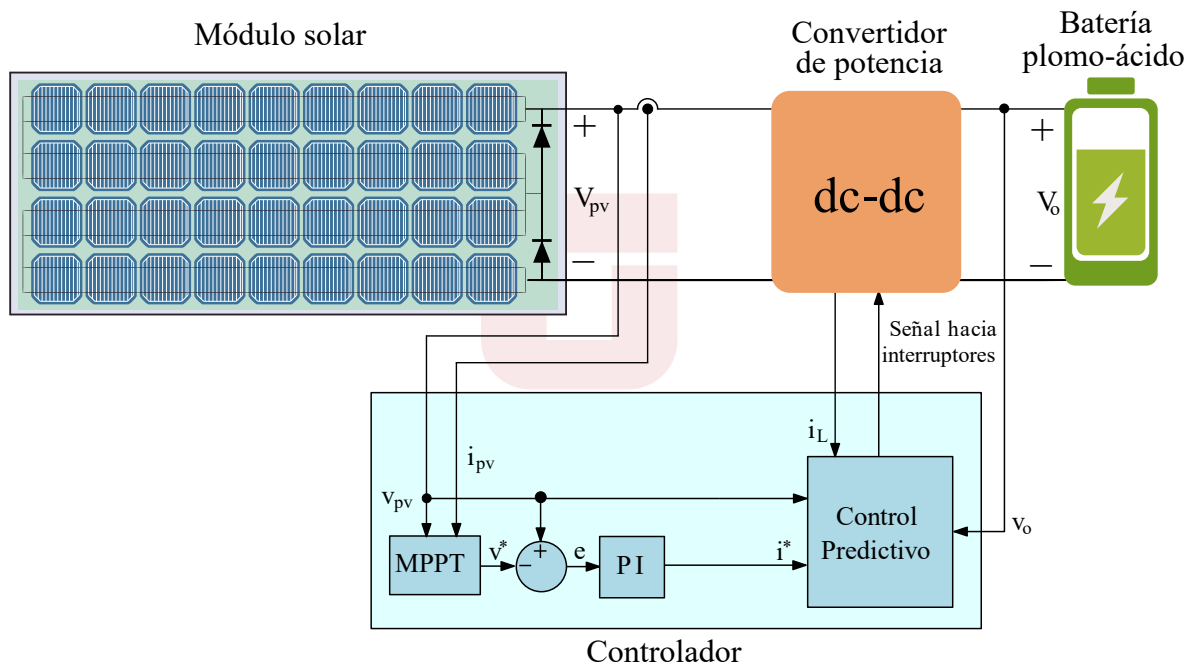


Figura 3.6: Implementación de una estrategia de control de doble lazo.

En la Figura 3.6, el bloque PI genera una corriente de referencia a partir del error entre el voltaje v_{pv} en los bornes del panel y el voltaje de referencia v^* generado por el algoritmo MPPT. Esta señal de error ingresa al bloque del controlador PI, tal como se ilustra en la Figura 3.7. Finalmente, a la salida del bloque PI se obtiene la referencia del lazo interno de corriente definida como i_v .

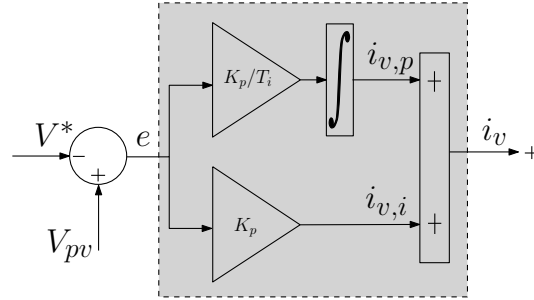


Figura 3.7: Controlador PI integrado al esquema de control para el MPPT [34].

3.2.2. Control FCS-MPC

La referencia de corriente generada por el controlador PI ingresa al controlador de corriente. El lazo interno de corriente se ejecuta periódicamente cada $10 \mu s$. Así, el procedimiento del algoritmo es el siguiente:

1. Para definir la conmutación óptima de los interruptores, el controlador evalúa cada estado a partir del modelo conmutado expresado en (1.8). Discretizando (1.8) y reemplazando los valores de S_2 y S_3 por valores 0 o 1, se obtienen diferentes valores de pendientes m_i para la corriente de entrada del inductor L:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g(k) - V_o(k) + V_c(k) \cdot (S_2 - S_3)}{L} = m_i \quad (3.1)$$

Luego, por aproximación de Euler hacia adelante:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (3.2)$$

Igualando (3.1) con (3.2):

$$\frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_s} = \frac{V_{cg}(k) - V_o(k) + V_c(k) \cdot (S_2 - S_3)}{L} \quad (3.3)$$

2. A partir del valor de cada pendiente, se estima la corriente $i_g(k + 1)$ del siguiente periodo de muestreo. Así:

$$i(k + 1) = m_i \cdot T_s + i_g(k) \quad (3.4)$$

Donde:

- $i_g(k)$: corriente actual sensada.
 - $i(k + 1)$: valor de corriente predicha en (3.4).
 - T_s : periodo de muestreo de 10 μs .
3. El criterio mediante el cual se selecciona la conmutación es el error absoluto entre el valor de corriente estimado $i_g(k + 1)$ del próximo periodo de conmutación y la corriente de referencia proveniente del controlador PI:

$$Error = |i(k + 1) - i_{ref}| \quad (3.5)$$

Cada valor de error es almacenado y comparado con los resultados obtenidos para los otros estados válidos.

4. Finalmente, el controlador selecciona los interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 óptimos para ser aplicados en el próximo periodo de conmutación.

La Figura 3.8 ilustra la forma de onda de la corriente $i_g(k)$ y las diferentes posibilidades que ofrecen los posibles estados de conmutación del convertidor versátil buck-boost. El algoritmo de control seleccionará aquella que acerque más el valor de i_g a la referencia i_{ref} .

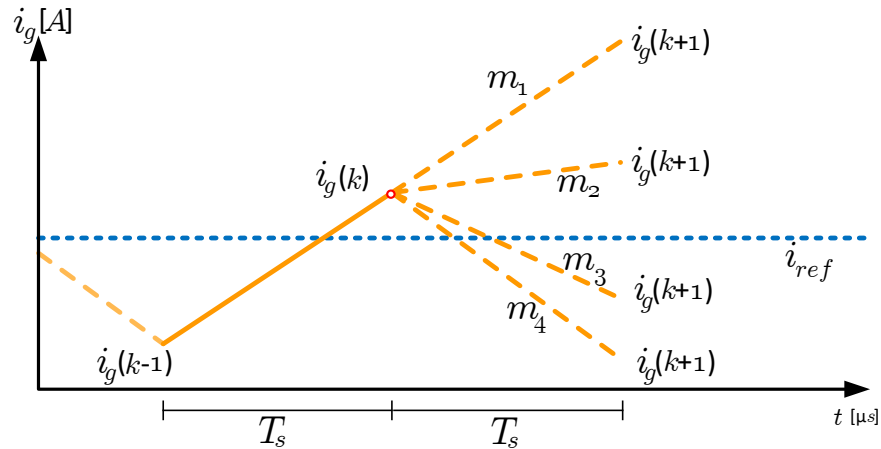


Figura 3.8: Predicción del valor de la variable de interés a partir de distintas configuraciones que adopta el convertidor versátil buck-boost.

3.3. Control FCS-MPC de frecuencia cuasi-constante

El controlador propuesto está orientado al lazo interno de corriente. Se puede clasificar como un caso particular de FCS-MPC con una función de costo basada en una combinación del error entre el valor peak (o valle) de corriente del inductor de entrada y su referencia junto con el error entre la duración del ciclo de conmutación y su valor de estado estable deseado. Dependiendo del punto de operación del voltaje de entrada (voltaje del panel fotovoltaico), el algoritmo da como resultado un control de corriente en modo peak o modo valle, lo que garantiza que el ciclo de trabajo se pueda actualizar siempre en el ciclo de conmutación inmediatamente después del instante de muestreo actual. El algoritmo de control define la secuencia y la duración de los estados a aplicar, para lograr dos objetivos:

- Alcanzar la referencia de la corriente de peak o de valle.
- Establecer una frecuencia de conmutación cuasi-constante de 100 kHz independiente del punto de operación.

En conclusión, el algoritmo de control del lazo interno de corriente es de objetivos múltiples: debe proporcionar un error en el valor de corriente de peak o de valle cercano a cero, establecer

una frecuencia de conmutación cuasi-constante en estado estacionario y otorgar suficiente tiempo de cálculo para actualizar las variables de control en el intervalo de conmutación que sigue al punto de muestreo actual.

3.3.1. Estados definidos para el controlador

Como se analizó en secciones previas, el convertidor versátil buck-boost posee 16 estados de conmutación posibles, pero no todos son válidos. El controlador desarrollado utiliza 3 de los 16 estados de conmutación del convertidor. Una combinación entre dos estados durante un periodo de conmutación se denomina “modo de operación”. Los tres estados válidos son:

- Estado buck
- Estado boost
- Estado común

Los modos de operación del convertidor son:

- **Modo buck:** modo de conmutación que combina un estado buck y un estado común durante un periodo de conmutación. Mediante esta combinación el convertidor se comporta como un convertidor buck.
- **Modo boost:** modo de conmutación que resulta al combinar un estado boost y un estado común durante un periodo de conmutación. Mediante este modo el convertidor opera como un convertidor boost.

3.3.2. Funcionamiento y modos de operación del controlador

Durante el inicio del periodo de conmutación T_{sw} , el algoritmo realiza los cálculos para establecer el tiempo de permanencia del primer estado aplicado para alcanzar la referencia

correspondiente. Luego, el algoritmo establece un segundo estado que actúa de manera complementaria, para establecer una frecuencia cuasi-constante. Durante la aplicación del segundo estado, el algoritmo realiza la adquisición de las señales de voltaje y corriente. Debido a que el tiempo de cálculo y de adquisición de señales no es instantáneo, el algoritmo tiene la capacidad de decidir el objetivo de control (peak o valle) que permita realizar cálculos y adquirir señales sin comprometer la frecuencia de conmutación. La Figura 3.9 ilustra un control de corriente de peak cuando el tiempo de cálculo es superior al tiempo de permanencia en el estado.

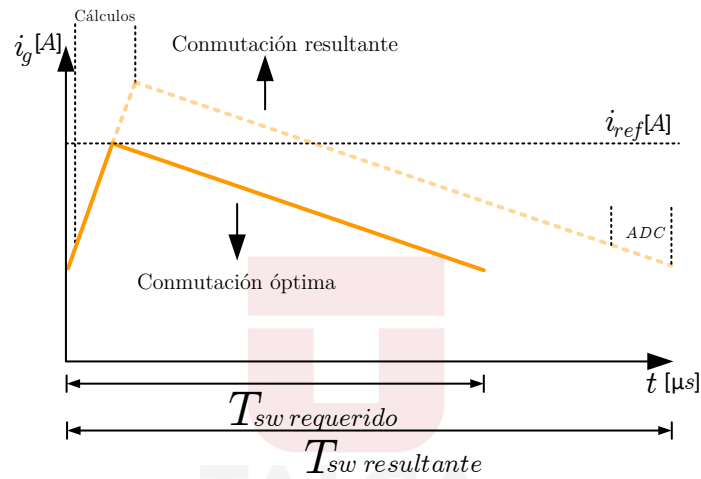


Figura 3.9: Control de corriente de peak cuando el tiempo de cálculo excede el tiempo de permanencia del estado. Se observa un incremento del periodo de conmutación.

Para subsanar esta problemática, el controlador opta por implementar un control de corriente de valle, donde el tiempo de permanencia para alcanzar la referencia es mucho mayor en comparación al tiempo complementario. La Figura 3.10 ilustra un control de corriente de valle en donde los tiempos de cálculo y obtención de señales son suficientes para mantener el periodo de conmutación constante.

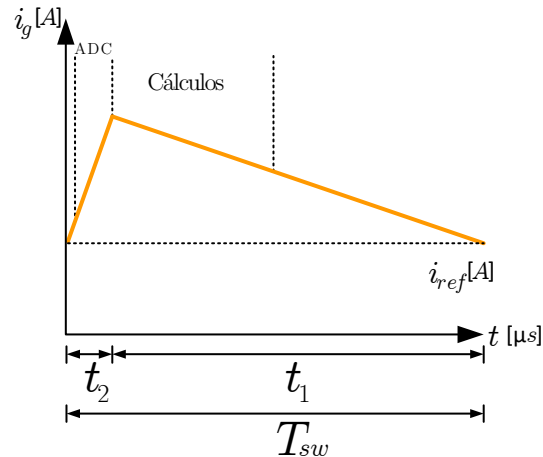


Figura 3.10: Control de corriente de valle cuando el tiempo de cálculo y de obtención de señales son suficientes para mantener frecuencia de conmutación constante.

Es por esto que cada modo de operación puede realizar dos formas de control de corriente. Es decir, tanto el modo buck como el modo boost pueden establecer un control de corriente de peak o de valle. Los modos de operación que utiliza el controlador propuesto son :

- **Modo boost:**

Se establece al implementar un estado boost durante un tiempo t_1 y un estado común durante un tiempo t_2 en un mismo periodo de conmutación T_{sw} . La Figura 3.11 grafica el comportamiento de la corriente de entrada cuando el convertidor opera en modo boost mientras realiza un control de corriente de peak. Se observa que en modo boost el convertidor utiliza dos estados válidos. En primer lugar, establece un estado boost que permite alcanzar la referencia de corriente impuesta en un tiempo t_1 . En segundo lugar utiliza un estado común durante un tiempo t_2 el cual actúa como un complemento para establecer la frecuencia de 100 kHz.

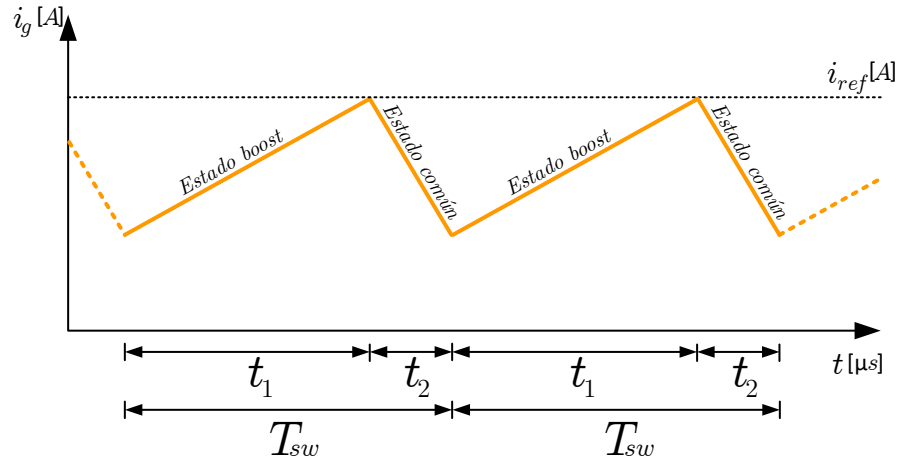


Figura 3.11: Forma de onda de un control de corriente de peak a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.

En base a (3.6) se describe la tasa de cambio de la corriente en base al tiempo. Así:

$$\frac{diL}{dt} = \frac{V_g(k) - V_o(k) - V_c(k)}{L} = m_1 \quad (3.6)$$

Finalmente, (3.7) permite obtener el tiempo de permanencia necesario para alcanzar la referencia:

$$t_1 = \frac{i_{ref} - i_g(k)}{m_1} \quad (3.7)$$

Donde $i_g(k)$ es el valor de la corriente al iniciar el periodo de conmutación. El tiempo t_2 del segundo subintervalo se calcula en base a la relación de voltaje entrada/salida estática.

Así:

$$1 - D = \frac{t_2}{T_{sw}} \quad (3.8)$$

Reemplazando (3.8) en (1.5) se obtiene:

$$t_2 = \frac{V_g(k)}{V_o(k)} \cdot T_{sw} \quad (3.9)$$

■ **Modo boost inverso:**

A medida que el valor del voltaje de entrada es cercano al voltaje de salida, el valor calculado de t_1 resulta ser un valor inferior a 3 μs . En consecuencia, el tiempo de cálculo es superior al tiempo de permanencia del estado, por lo cual el controlador establece un modo boost inverso. El modo boost inverso calcula el valor de t_2 mediante el modelo dinámico obtenido en (1.8) para llevar la variable i_g hasta el valor de la corriente de referencia i_{ref} , mientras que el tiempo t_1 se utiliza ahora como complemento. En consecuencia, el control de corriente se convierte en un control del valor de valle, tal como se ilustra en la Figura 3.12:

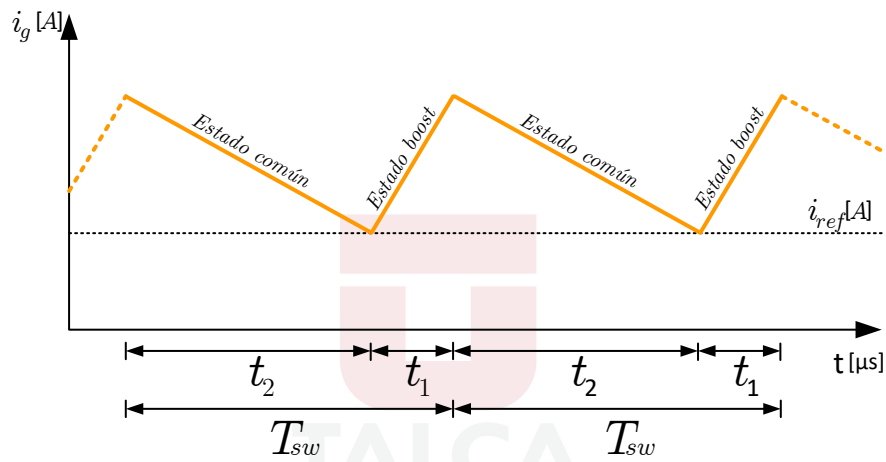


Figura 3.12: Forma de onda de un control de corriente de valle a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.

La expresión (3.10) describe la tasa de cambio de la corriente en base al tiempo. Así:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{V_g(k) - V_o(k)}{L} = m_2 \quad (3.10)$$

Finalmente, la ecuación que permite obtener el tiempo de permanencia necesario para alcanzar la referencia de corriente es:

$$t_2 = \frac{i_{ref} - i_g(k)}{m_2} \quad (3.11)$$

Por lo tanto, el tiempo t_1 es:

$$t_1 = T_{sw} - t_2 \quad (3.12)$$

■ **Modo buck:**

La Figura 3.13 describe el comportamiento de la corriente de entrada cuando el convertidor opera en modo buck mientras realiza un control de corriente de valle. Se observa que en modo buck el convertidor utiliza dos estados válidos. En primer lugar, establece un estado buck que permite alcanzar la referencia de corriente impuesta, mientras que en segundo lugar utiliza un estado común el cual actúa como un complemento para establecer una frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.

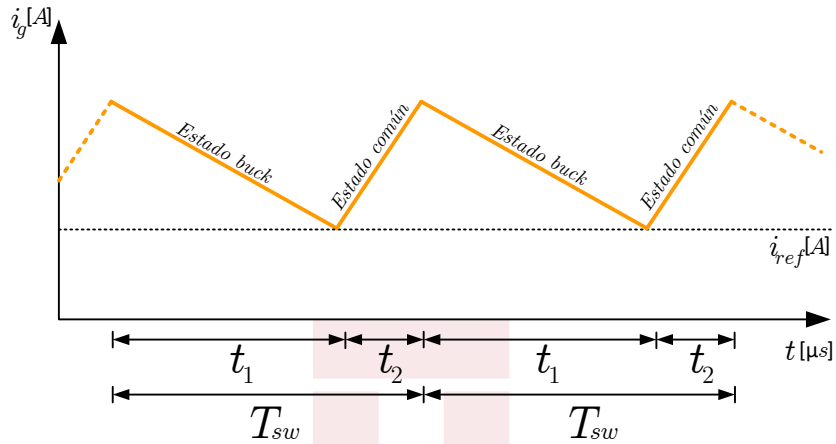


Figura 3.13: Forma de onda de un control de corriente de valle a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.

La ecuación que describe la tasa de cambio de la corriente en base al tiempo se describe en función de la ecuación (3.13):

$$\frac{diL}{dt} = \frac{V_g(k) - V_o(k) + V_c(k)}{L} = m_1 \quad (3.13)$$

El tiempo t_2 del segundo subintervalo es calculado en base a la relación de voltaje entrada/salida estática. Así:

$$D = \frac{t_2}{T_{sw}} \quad (3.14)$$

Reemplazando (3.14) en (1.4) se obtiene:

$$t_2 = \frac{V_o(k)}{V_g(k)} \cdot T_{sw} \quad (3.15)$$

■ **Modo buck inverso:**

Al igual que en el modo boost, el modo buck también posee un modo de control alternativo en situaciones donde los voltajes de entrada y salida del convertidor son cercanos. La Figura 3.14 describe el comportamiento de la corriente de entrada cuando el convertidor opera en modo buck inverso mientras realiza un control de corriente de peak. El modo buck inverso calcula el valor de t_2 mediante el modelo dinámico obtenido en (1.8) para llevar la variable de estado hasta la corriente de referencia i_{ref} , mientras que el tiempo t_1 se utiliza ahora como complemento. En consecuencia, el control de corriente de valle establecido en el modo buck indicado anteriormente se convierte en un control de corriente de peak, tal como se manifiesta en la Figura 3.14:

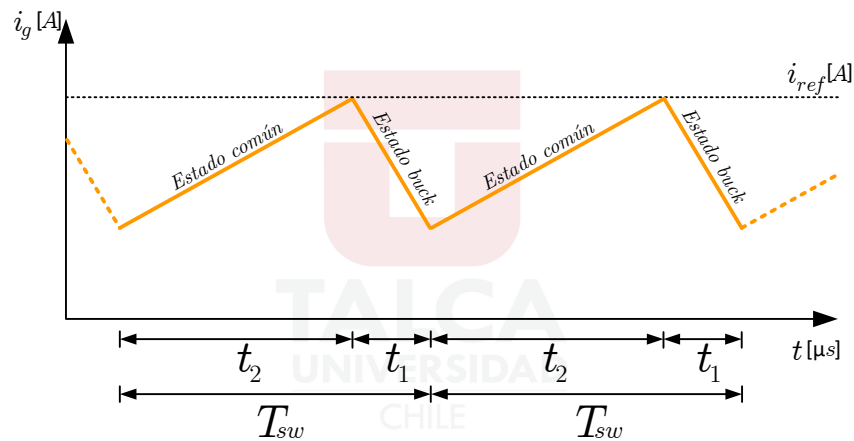


Figura 3.14: Forma de onda de un control de corriente de peak a frecuencia cuasi-constante de 100 kHz.

La ecuación que describe la tasa de cambio de la corriente en base al tiempo se describe en función de la ecuación (3.16):

$$\frac{diL}{dt} = \frac{V_g(k) - V_o(k)}{L} = m_2 \quad (3.16)$$

Finalmente, la ecuación que permite obtener el tiempo de permanencia necesario para alcanzar la referencia de corriente es:

$$t_2 = \frac{i_{ref} - i_g(k)}{m_2} \quad (3.17)$$

Por lo tanto, el tiempo t_1 es:

$$t_1 = T_{sw} - t_2 \quad (3.18)$$

3.3.3. Banda de histéresis de ancho fijo

EL propósito de establecer una banda de histéresis de ancho fijo es dar al algoritmo un rango de operación para cada control de corriente (peak y valle) que permita realizar cálculos, aplicar estados de conmutación y obtener mediciones sin afectar la frecuencia de conmutación. Sin la banda de histéresis el algoritmo oscilaría entre un control de corriente de peak y valle de manera reiterada cuando se produzcan ciclos de trabajo del 50 % (en este caso $t = 5 \mu s$). La Figura 3.15 ilustra la banda de histéresis implementada para el modo buck. Cuando el tiempo de permanencia complementario es inferior a $4 \mu s$, el modo de control de corriente es valle. Por otro lado, cuando el tiempo de permanencia complementario es superior a $6 \mu s$, el algoritmo pasa a controlar el valor peak de la corriente. Además, existe una zona intermedia en la que se puede aplicar uno de los dos controles de corriente.

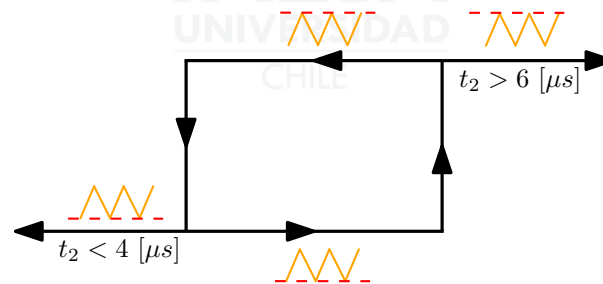


Figura 3.15: Banda de histéresis implementada para el convertidor en modo buck. El ancho se fija en función del tiempo de permanencia t_2 .

La Figura 3.16 ilustra el tipo de control de corriente que selecciona el algoritmo a partir de la banda de histéresis implementada. En comparación al modo anterior, cuando el tiempo t_2 de permanencia complementario es inferior a $4 \mu s$ el algoritmo controla el valor peak de la corriente. Por otro lado, cuando el tiempo del subintervalo t_2 es superior a $6 \mu s$ el algoritmo pasa a controlar el valor valle de la corriente i_g .

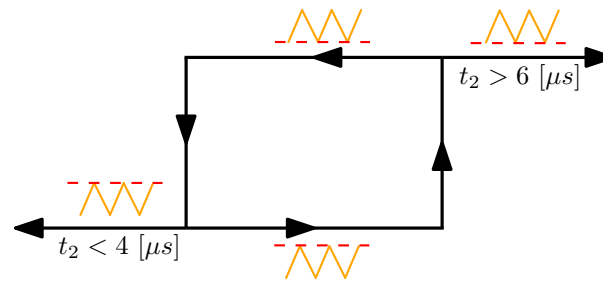


Figura 3.16: Banda de histéresis implementada para el convertidor en modo boost. El ancho se fija en función del tiempo de permanencia t_2 .

3.3.4. El controlador PI digital

Tal como se estableció en la Sección 3.2.1, para realizar el seguimiento del MPP se utiliza una estrategia de control multilazo (multiloop control). Las ventajas de este enfoque incluyen la capacidad de controlar y limitar directamente la corriente durante los transitorios como una característica de protección, así como la capacidad de garantizar el uso compartido de corriente en sistemas en los que varios convertidores funcionan en paralelo. Además, la compensación del sistema es en general menos crítica y más robusta que en el esquema de control de modo voltaje puro [35]. La Figura 3.17 ilustra el control digital multilazo utilizado. Se observa que el lazo de voltaje genera la referencia del lazo interno, que regula la corriente de entrada del convertidor i_g . La idea básica detrás del control multilazo es desacoplar las dinámicas de corriente del voltaje, mediante un control de corriente mucho más rápido y un control de voltaje más lento. En consecuencia, el procedimiento de diseño del circuito de corriente y el circuito de voltaje se realizan secuencialmente y no de manera simultánea.

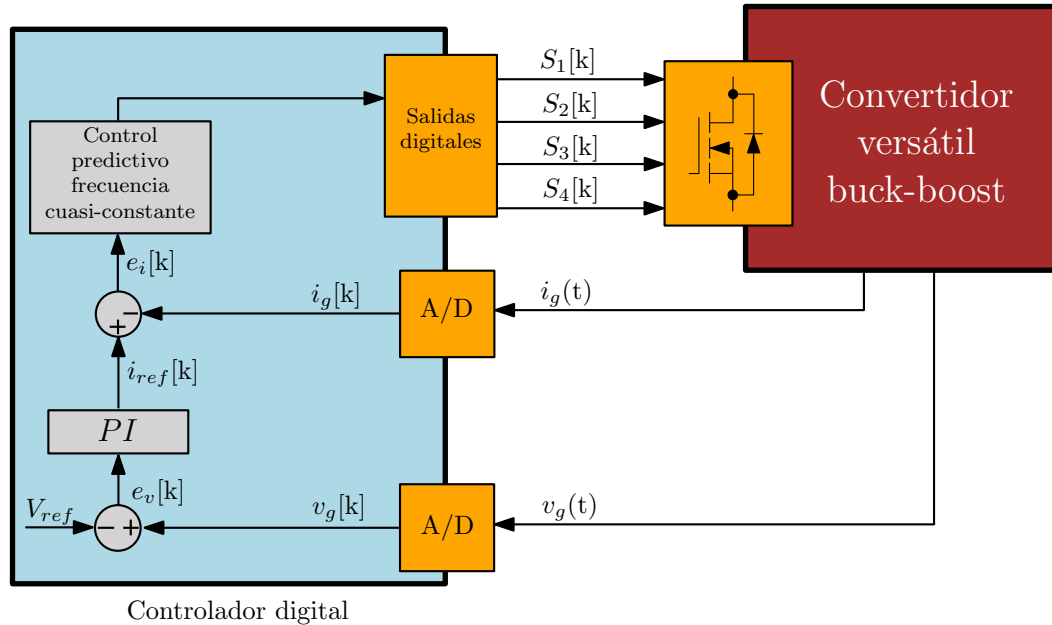


Figura 3.17: Control digital multilazo implementado con un convertidor versátil buck-boost.

3.3.5. Estabilidad y ancho de banda de los controladores

La estabilidad es un concepto importante en sistemas realimentados. Existe una gran cantidad de criterios para establecer el grado de estabilidad de un sistema realimentado. La prueba del margen de fase es uno de los criterios más utilizados, ya que se considera suficiente para la mayoría de los controladores de voltaje [17]. Cuando el margen de fase de la ganancia de lazo abierto es positivo, entonces el sistema en lazo cerrado es estable. Además, aumentar el margen de fase hace que la respuesta transitoria del sistema se comporte mejor y con menos sobreimpulso. Se acostumbra utilizar compensadores PD y PI para lograr un margen de fase adecuado y rechazo a las perturbaciones. Controladores PD se utilizan para mejorar el margen de fase y extender el ancho de banda del lazo de realimentación. Los controladores PI se utilizan para aumentar la ganancia del bucle de baja frecuencia. Controladores más complejos pueden lograr las ventajas de ambos enfoques.

Las referencias de voltaje y corriente utilizadas para evaluar el ancho de banda del controlador del lazo interno de corriente se ilustran en la Tabla 3.1:

		Modos			
		Buck	Buck inverso	Boost	Boost inverso
Referencias	Voltaje	17 V	17 V	4 V	8 V
	Corriente	6 A	6 A	6 A	6 A

Tabla 3.1: Valores de voltaje y corriente de referencia para evaluar el ancho de banda del controlador del lazo interno de corriente.

La tabla 3.2 ilustra la frecuencia de cruce por cero (Cutoff Frequency (CF)) y el margen de fase (Phase Margin (PM)) del controlador del lazo interno de corriente. Se observa que el valor de la frecuencia de cruce por cero para los cuatro modos de operación posibles es cercano a los 20 kHz. Es decir, el ancho de banda del controlador de corriente diseñado es un quinto de la frecuencia de referencia (100 kHz).

		Modos			
		Buck	Buck inverso	Boost	Boost inverso
CF	18.395,30	22.092,9	21.219,01	17.169,8	
PM	60,5	72,3	63,9	63,9	

Tabla 3.2: Valores CF (expresado en Hz) y PM (expresado en grados) de los modos de operación del controlador del lazo interno de corriente.

A continuación, la Tabla 3.3 establece diferentes valores para la frecuencia de cruce por cero y el margen de fase cuando se asignan diferentes valores para la constante proporcional K_p y la frecuencia de la constante de tiempo integral T_i pertenecientes al controlador PI del lazo externo de tensión cuando el convertidor opera en modo buck inverso. Dado que la frecuencia de cruce por cero del lazo de voltaje es usualmente seleccionada como $f_{c,v} \ll f_{c,i}$ [35]. En consecuencia, se escoge una constante proporcional de 2 y una frecuencia de 2 kHz para el tiempo integral, por lo cual se obtiene una frecuencia de cruce por cero equivalente a 1/6 de la f_c del lazo de corriente.

		Modo buck inverso (control de valle)				
		Ganancia Kp				
		2	3	4	5	6
f [Hz] de la constante de tiempo Ti	250	CF: 3098.6 PM: 86.42	CF: 4573.69 PM: 84.91	CF: 6211.72 PM: 79.31	CF: 7645.04 PM: 76.69	CF: 9274.8 PM: 72.06
	500	CF: 3112.69 PM: 87.82	CF: 4625.97 PM: 81.88	CF: 6248.8 PM: 77.66	CF: 7770.2 PM: 74.1	CF: 9325.5 PM: 71.16
	1000	CF: 3169.42 PM: 78.89	CF: 4691.65 PM: 75.5	CF: 6236.03 PM: 73.41	CF: 7783.1 PM: 70.35	CF: 9321.6 PM: 67.37
	2000	CF: 3659.5 PM: 58.09	CF: 5020.5 PM: 62.9	CF: 6407.3 PM: 62.8	CF: 7982.6 PM: 62.1	CF: 9307.8 PM: 60.7
	3000	CF: 3857.06 PM: 54.24	CF: 5324.17 PM: 56.28	CF: 6765.8 PM: 57.18	CF: 8272.4 PM: 56.27	CF: 9679.1 PM: 55.04
	5000	CF: 4555.55 PM: 40.92	CF: 6055.81 PM: 43.76	CF: 7431.8 PM: 44.71	CF: 8857.4 PM: 45.4	CF: 10227.2 PM: 44.61

Tabla 3.3: Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo buck inverso.

Al igual que en el caso anterior, la Tabla 3.4 ilustra las constantes seleccionadas para el controlador PI cuando el convertidor opera en modo buck. La frecuencia de cruce por cero sigue siendo 1/6 de la frecuencia del lazo de corriente. Un margen de fase mayor a 40 grados se considera lo suficientemente alto para garantizar estabilidad.

		Modo buck (control de valle)				
		Ganancia Kp				
		2	3	4	5	6
f [Hz] de la constante de tiempo Ti	250	CF: 3167.04 PM: 88.47	CF: 4684.4 PM: 82.66	CF: 6236.05 PM: 78.6	CF: 7816.1 PM: 75.2	CF: 9364.04 PM: 70.8
	500	CF: 3177.5 PM: 84.26	CF: 4625.97 PM: 81.88	CF: 6236.05 PM: 76.37	CF: 7745.8 PM: 72.9	CF: 9360.4 PM: 69.1
	1000	CF: 3303.4 PM: 75.71	CF: 4813.2 PM: 74.02	CF: 6273.7 PM: 71.6	CF: 7839.7 PM: 69.2	CF: 9364 PM: 65.9
	2000	CF: 3572.4 PM: 61.33	CF: 4990.3 PM: 62.4	CF: 6485.01 PM: 62.79	CF: 8009.7 PM: 62.1	CF: 9279.8 PM: 60.7
	3000	CF: 4018.6 PM: 51.44	CF: 5364.3 PM: 54.2	CF: 6784.6 PM: 55.6	CF: 8251.5 PM: 54.8	CF: 9563.5 PM: 54.4
	5000	CF: 4614.5 PM: 38.84	CF: 6051.0 PM: 41.9	CF: 7516.1 PM: 43.4	CF: 8950.4 PM: 44.2	CF: 10248.3 PM: 43.7

Tabla 3.4: Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo buck.

La Tabla 3.5 ilustra los valores de frecuencia de cruce por cero y margen de fase cuando el convertidor opera en modo boost inverso.

		Modo boost inverso (control de valle)				
		Ganancia Kp				
		2	3	4	5	6
f [Hz] de la constante de tiempo Ti	250	CF: 3155 PM: 75.8	CF: 4715 PM: 71.84	CF: 6127 PM: 66.73	CF: 8367 PM: 50.4	CF: 8596 PM: 54.57
	500	CF: 3189 PM: 71.34	CF: 4751 PM: 68.65	CF: 6182 PM: 63.99	CF: 8385 PM: 53.8	CF: 8451 PM: 49.08
	1000	CF: 3291 PM: 62.35	CF: 4829 PM: 61.82	CF: 6269 PM: 59.01	CF: 8180 PM: 51.73	CF: 8329 PM: 53.07
	2000	CF: 3659.5 PM: 49.9	CF: 5035.6 PM: 52.2	CF: 6426.6 PM: 51.6	CF: 7722.6 PM: 49.7	CF: 8226.7 PM: 46.5
	3000	CF: 3961 PM: 39.6	CF: 5370 PM: 42.43	CF: 6497 PM: 40.58	CF: 7176 PM: 45.55	CF: 8570.9 PM: 44.2
	5000	CF: 4615 PM: 26.76	CF: 5424 PM: 29.52	CF: 7406 PM: 30.21	CF: 7403.7 PM: 16.06	CF: 8658.8 PM: 32.6

Tabla 3.5: Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo boost inverso.

La Tabla 3.6 ilustra los valores de frecuencia de cruce por cero y margen de fase cuando el convertidor opera en modo boost. Ambos modos de operación muestran valores similares.

		Modo boost (control de peak)				
		Ganancia Kp				
		2	3	4	5	6
f [Hz] de la constante de tiempo Ti	250	CF: 3098 PM: 74.56	CF: 4673 PM: 69.57	CF: 6240 PM: 63.44	CF: 7923.8 PM: 61.09	CF: 9301 PM: 57.66
	500	CF: 3101 PM: 69.44	CF: 4673 PM: 65.8	CF: 6350 PM: 61.58	CF: 7925.2 PM: 59.28	CF: 8994.4 PM: 57
	1000	CF: 3212 PM: 60.17	CF: 4801 PM: 59.7	CF: 6563 PM: 57.95	CF: 8121 PM: 55.64	CF: 9504 PM: 51.34
	2000	CF: 3157.5 PM: 74.7	CF: 4670.4 PM: 69.6	CF: 6273.4 PM: 63.8	CF: 8067.7 PM: 61.6	CF: 9113.6 PM: 57.7
	3000	CF: 3918 PM: 37.08	CF: 5424 PM: 41.55	CF: 6928 PM: 42.82	CF: 8320 PM: 42.85	CF: 8922.3 PM: 41.22
	5000	CF: 4652 PM: 26.49	CF: 6099 PM: 30.52	CF: 7713.5 PM: 32.64	CF: 8161.1 PM: 29.62	CF: 8683.3 PM: 29.15

Tabla 3.6: Frecuencia de cruce por cero (expresado en Hz) y margen de fase (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para el modo boost.

La Tabla 3.7 muestra los valores de frecuencia de cruce por cero y margen de fase para los cuatro modos de operación del controlador del lazo externo.

Modos				
	Buck	Buck inverso	Boost	Boost inverso
CF	3572.4	3659.5	3157.5	3659.5
PM	61.33	58.09	74.7	49.9

Tabla 3.7: Valores CF (expresado en Hz) y PM (expresado en grados) del controlador del lazo externo de tensión para los cuatro modos de operación del controlador.

La Figura 3.18 ilustra la respuesta en frecuencia del controlador del lazo externo para los cuatro modos de operación:

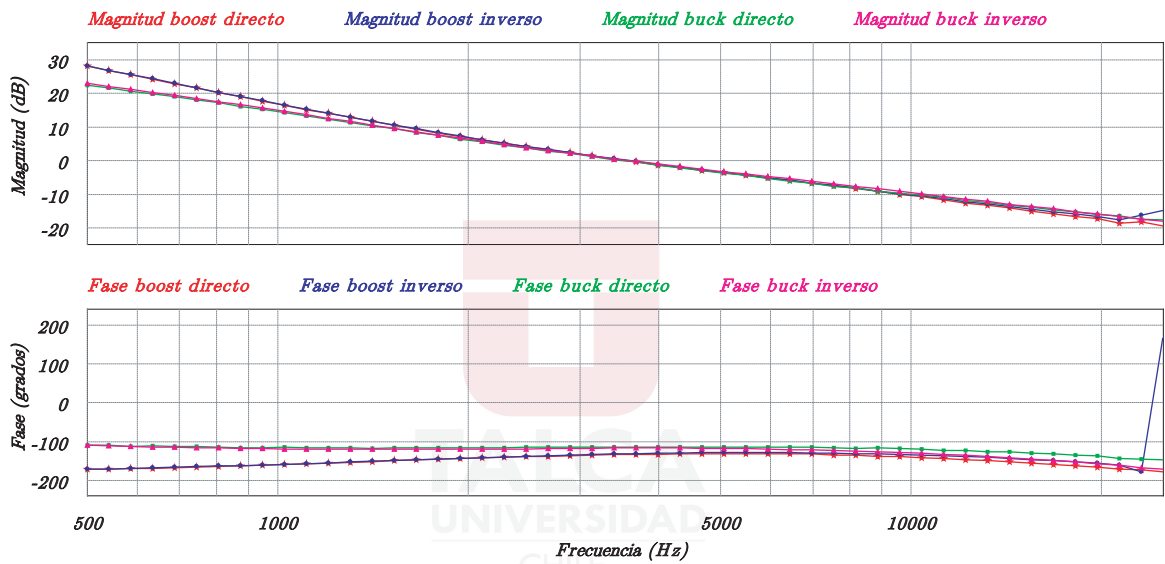


Figura 3.18: Diagrama de bode de la respuesta en frecuencia del lazo externo implementado para los cuatro modos de operación.

3.3.6. El controlador digital de señales DSC

Existen sistemas de control que requieren de un dispositivo que permita realizar gran cantidad de cálculos matemáticos en el menor tiempo posible mientras realiza labores de control de señales. Un procesador de señal digital (Digital Signal Processor (DSP)) es un dispositivo diseñado para ejecutar operaciones matemáticas típicas manipulando datos digitales provenientes de señales sensadas. El objetivo de una DSP es procesar señales análogas de entrada, transformarlas de manera digital, realizar operaciones matemáticas en corto tiempo para generar una nueva salida de datos. Posee procesamiento en tiempo real, capacidad de memoria, realiza cálculos numéricos repetitivos y es utilizado en aplicaciones de procesamiento de señales de audio, telecomunicaciones, entre otras. Por otro lado, existen dispositivos llamados microcontroladores los cuales son circuitos integrados que en su interior poseen unidades de memoria, puertos de entrada y salida, una unidad central de procesamiento y gran cantidad de periféricos.

Los microcontroladores poseen gran capacidad de control pero son diseñados con poder de procesamiento limitado. Los dispositivos DSP tienen gran capacidad de procesamiento pero no pueden realizar tareas de control como los microcontroladores. En la búsqueda de un dispositivo que integre las ventajas de un microcontrolador y una DSC nace el controlador de señal digital (Digital Signal Controller (DSC)). Una DSC es un dispositivo que provee de un gran poder de procesamiento de señales y gran variedad de operaciones de control. Poseen alta velocidad de procesamiento y son de bajo costo. Ver Anexo 1 para conocer más detalles de la DSC utilizada.

3.3.7. Implementación digital del controlador del lazo interno de corriente

La Figura 3.19 ilustra el funcionamiento del algoritmo del controlador de corriente. Se observan tres diagramas de flujo: programa principal, subfunción A y subfunción B. Por simplicidad, los interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 se reemplazan por u_1 y u_2 . Donde:

$$u_1 = S_1 = \overline{S_3}$$

$$u_2 = S_2 = \overline{S_4}$$

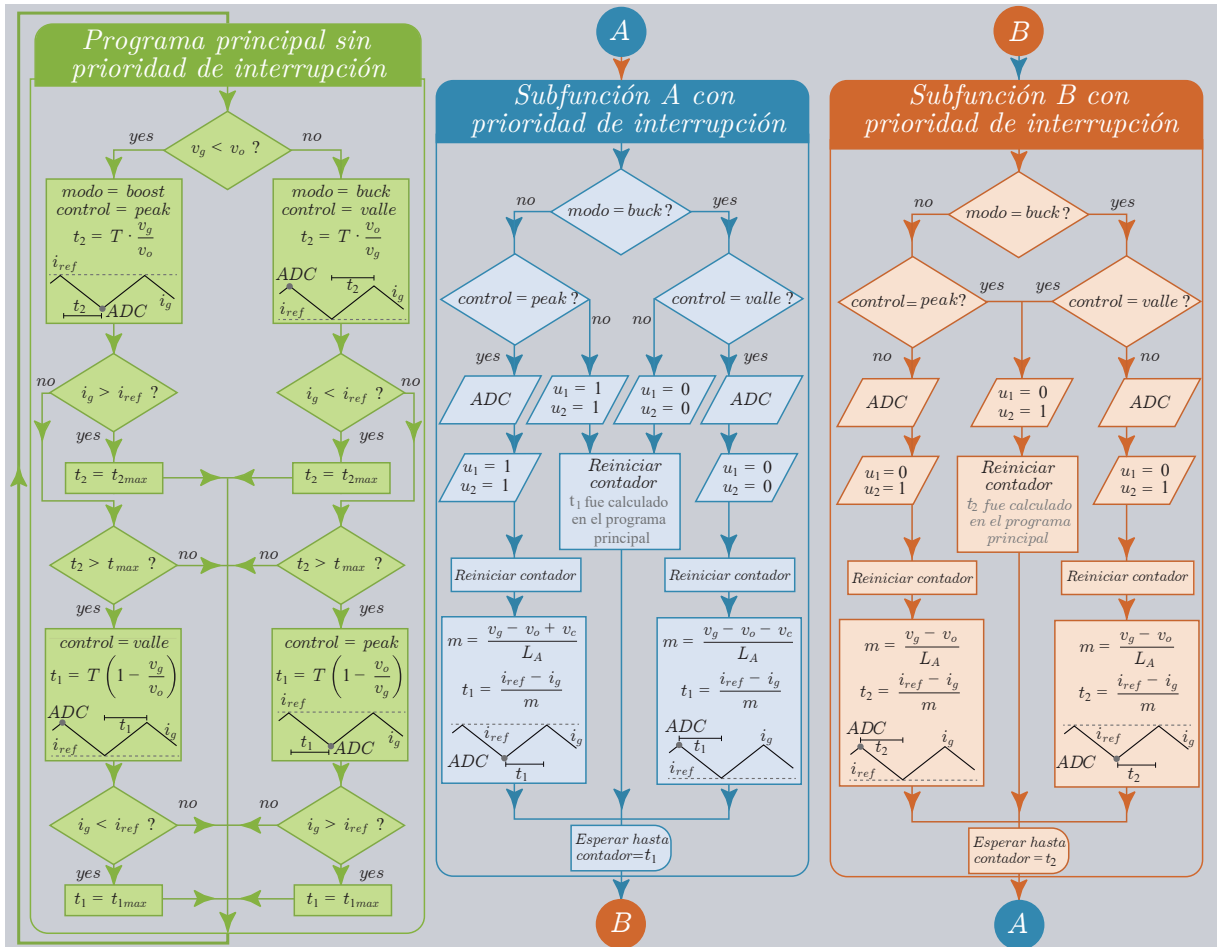


Figura 3.19: Diagrama de flujo de la implementación digital del controlador del lazo interno de corriente.

3.3.7.1. Programa principal sin prioridad de interrupción

El programa principal sin prioridad de interrupción se encarga de establecer el modo de operación buck o boost, el tipo de control (peak o valle) y calcula el tiempo complementario en base a la relación del voltaje de entrada/salida. Su rutina comienza realizando una comparativa entre el valor del voltaje de entrada y salida para establecer el modo de operación del convertidor.

- **Voltaje de entrada mayor que el de salida:**

Cuando el voltaje de entrada es mayor que el de salida, la rutina principal establece el modo de operación buck en conjunto con un control de valle. Luego, realiza una comparativa entre el valor de corriente actual i_g y la corriente de referencia i_{ref} . Si el valor de corriente i_g es menor que la referencia, el algoritmo no puede realizar un control de valor valle. Como en modo buck el subintervalo t_2 posee pendiente positiva, el algoritmo le otorga un valor de tiempo t_{2max} , con el objetivo de que el valor de corriente i_g sobrepase el de la referencia y el algoritmo de control pueda realizar el control de corriente de valle. Caso contrario, si el valor de la corriente i_g es mayor que el de referencia, el algoritmo procede a determinar si el valor calculado previamente es mayor a t_{max} establecido por la banda de histéresis. Si es verdadero, el algoritmo cambia el tipo de control de corriente a peak, y procede a calcular el valor del subintervalo t_1 . Si es falso, termina su rutina y vuelve a iniciar hasta que una interrupción de alta prioridad sea iniciada.

- **Voltaje de entrada menor que el voltaje de salida:**

Cuando el voltaje de entrada es menor que el de salida, el algoritmo establece el modo boost con control de corriente del valor peak de i_g . Luego, se compara el valor actual de corriente i_g con la referencia i_{ref} . Si la corriente i_g es mayor que la referencia, el algoritmo no puede realizar un control de peak. En consecuencia, otorga al subintervalo t_2 un valor de t_{2max} máximo provocando así una disminución del valor de la corriente i_g por debajo de la referencia. Cuando el tiempo t_2 supera el valor límite de la banda de histéresis, el algoritmo pasa a controlar la corriente de valle.

3.3.7.2. Subfunción A con prioridad de interrupción

Las rutinas con prioridad de interrupción A y B son las encargadas de realizar cálculos, activar el conversor análogo digital, establecer los tiempos de permanencia y la configuración del convertidor (aplicar los estados). La rutina A comienza preguntando el modo de operación proveniente de la rutina principal. Para establecer los tiempos de espera, la subfunción A controla el reinicio del contador de la subfunción B y viceversa.

- **Modo buck:**

Luego de verificar el modo de operación, la subfunción A verifica el tipo de control de corriente. Un control de valle en modo buck activa el conversor análogo digital para obtener el valor del voltaje de entrada v_g , el voltaje de salida v_o y en último lugar la corriente de entrada i_g . Una vez termina la conversión, la subrutina cierra los interruptores estableciendo el estado buck. Inmediatamente pone en 0 el contador de la subrutina B y procede a realizar el cálculo del tiempo de permanencia t_1 . Cuando el modo buck no realiza el control de valle, el algoritmo establece el estado buck, reinicia el contador y establece el tiempo de permanencia en base al valor de t_1 calculado en la rutina principal.

- **Modo boost:**

Luego de verificar el modo de operación, el algoritmo pregunta por el tipo de control de corriente. Cuando se establece el modo boost con control de corriente de peak, el algoritmo activa el conversor análogo digital para obtener el valor del voltaje de entrada v_g , el voltaje de salida v_o y en último lugar la corriente de entrada i_g . Una vez que la conversión termina, inmediatamente activa el estado boost y reinicia el contador de la subrutina B. Con el reinicio del contador de la subrutina B procede a calcular el tiempo de permanencia t_1 a partir del modelo del convertidor. Si se establece un modo boost con control de valle, el algoritmo activa el estado boost, reinicia el contador y aplica el tiempo de permanencia t_1 calculado en la rutina principal.

Cuando la subfunción A termina, la subfunción B se activará una vez que su contador alcance el valor t_1 establecido.

3.3.7.3. Subfunción B con prioridad de interrupción

El principio de funcionamiento de la subfunción B es el mismo que el descrito anteriormente.

- **Modo buck/modo boost control de valle:**

La subfunción B establecerá el tiempo complementario t_2 calculado en la rutina principal. El algoritmo activará el estado común y reiniciará el contador de la subfunción A.

■ **Modo buck/modo boost control de peak:**

El algoritmo activará tanto el convertor análogo digital como el estado común. Además, reiniciará el contador de la subfunción A y calculará el tiempo de permanencia t_2 que permita alcanzar la referencia en el primer subintervalo.

3.3.8. Implementación digital del lazo interno de corriente, lazo externo de tensión y algoritmo MPPT

La Figura 3.20 ilustra el diagrama de la implementación digital del controlador de corriente del lazo interno, el controlador de voltaje del lazo externo y el algoritmo MPPT.

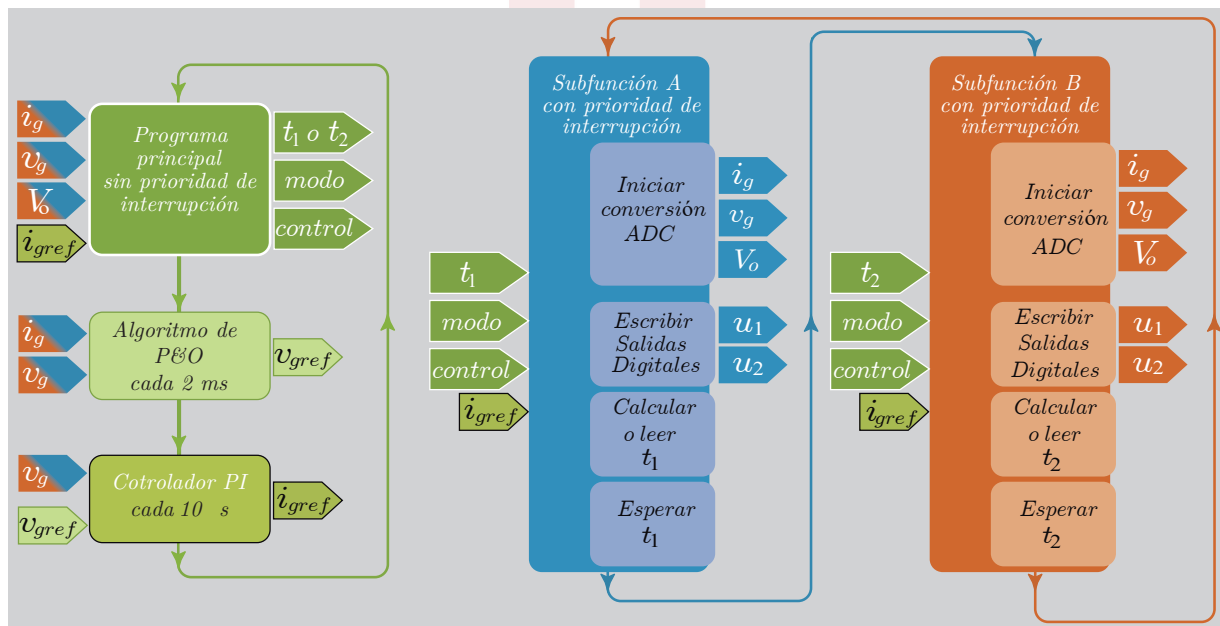


Figura 3.20: Diagrama de flujo del controlador digital implementado.

3.3.8.1. Programa principal sin rutina de interrupción

La rutina principal se ejecuta de manera cíclica en los instantes en que ni la interrupción A ni la interrupción B están siendo atendidas. Por una parte, recibe el valor de las variables i_g , v_g y v_o de las subfunciones A o B (señales azul/naranja). Por otro lado, esta rutina se encarga de establecer (salidas en verde) los tiempos de permanencia complementarios (t_1 o t_2), el modo de operación y el tipo de control de corriente.

3.3.8.2. Algoritmo MPPT P&O

Este algoritmo se ejecuta cada 2 ms dentro de la rutina principal de interrupción. Recibe las mediciones de voltaje y corriente provenientes de las subfunciones A y B. En base a ellas se encarga de generar el voltaje de referencia del algoritmo MPPT.

3.3.8.3. Controlador PI

El algoritmo del controlador PI digital se ejecuta cada periodo de conmutación. Recibe la medición de voltaje de entrada del convertidor y el voltaje de referencia proveniente del MPPT. En base a estos valores genera la corriente de referencia utilizada por la rutina principal para establecer el tipo de control de corriente.

3.3.8.4. Subfunciones con prioridad de interrupción

Las subfunciones reciben como señal de entrada el tiempo complementario correspondiente, el modo de operación y el tipo de control de corriente provenientes de la rutina principal. Cada subfunción tiene la capacidad de iniciar el conversor análogo digital, escribir sobre las salidas digitales, calcular y generar los tiempos de espera correspondientes a partir del reinicio del contador de la subfunción contraria.

Capítulo 4

Resultados de simulación y experimentales

En este capítulo se exponen los resultados de simulación y experimentales del lazo interno de corriente, lazo externo de tensión y el algoritmo MPPT. En primer lugar, se muestran los resultados de simulación implementando en el lazo interno de corriente un algoritmo de control con una estrategia FCS-MPC. En segundo lugar, se muestran los resultados de simulación y experimental reemplazando el controlador FCS-MPC por el algoritmo de control predictivo a frecuencia cuasi-constante propuesto en este proyecto.

4.1. Resultados control FCS-MPC

En esta sección se exponen los resultados de simulación de la implementación de la estrategia de control multilazo orientada a una aplicación fotovoltaica expuesta en el capítulo anterior. En primer lugar se realizan simulaciones en base al controlador del lazo interno de corriente, en donde se utilizan fuentes de voltaje DC en la entrada y salida del convertidor. En segundo lugar, se exponen los resultados de simulación del funcionamiento del controlador PI junto al control predictivo de estados finitos basado en modelo. Para ello, se reemplaza la fuente de entrada del convertidor por el panel fotovoltaico. Las referencias de voltaje son impuestas y los valores están basados en los puntos de máxima potencia del panel solar de acuerdo a dos condiciones: máxima

capacidad, y sombreado parcial. Finalmente, se implementa el método perturbar y observar para el seguimiento del MPP.

4.1.1. Resultados del lazo interno de corriente

El esquema de la Figura 4.1 ilustra la configuración utilizada para la simulación del lazo interno de corriente. La medición de las variables de voltaje y corriente a la entrada y salida del convertidor es utilizada por el algoritmo de control del lazo interno de corriente para la realización de los cálculos. La corriente de referencia i_{ref} es impuesta mediante código.

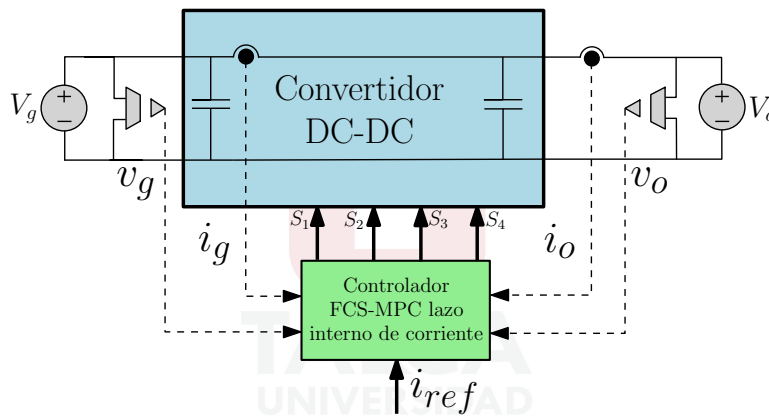


Figura 4.1: Esquema de la configuración utilizada para pruebas de control de corriente.

La Figura 4.2 ilustra el comportamiento de la corriente controlada i_g y la corriente de salida i_o utilizando fuentes de tensión constante tanto a la entrada como a la salida del convertidor. La frecuencia de conmutación es cercana a 100 kHz y la corriente de referencia es de 6 A. Se observa un control de corriente promedio ya que la forma de onda de la corriente i_g no es constante.

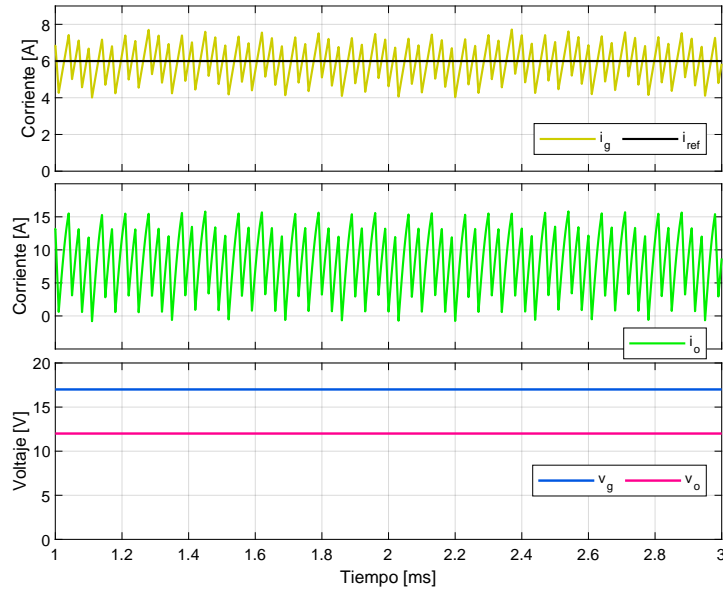


Figura 4.2: Respuesta simulada del lazo interno de corriente basado en FCS-MPC. Corriente de referencia igual a 6 A. Voltaje de entrada igual a 17 V y voltaje de salida igual a 12 V.

La Figura 4.3 ilustra el comportamiento de la corriente de entrada del convertidor y los estados que selecciona el algoritmo para seguir la referencia de la corriente i_g a través del valor medio de la corriente. Se observa que el convertidor alterna solo entre dos estados de los cuatro posibles. El estado buck (estado 2) abre los interruptores S_1 y S_2 y cierra los interruptores S_3 y S_4 . Por otro lado, el estado común (estado 3) abre los interruptores S_1 y S_4 , mientras que cierra los interruptores S_2 y S_3 . En conclusión, el convertidor versátil buck-boost se comporta como un convertidor buck.

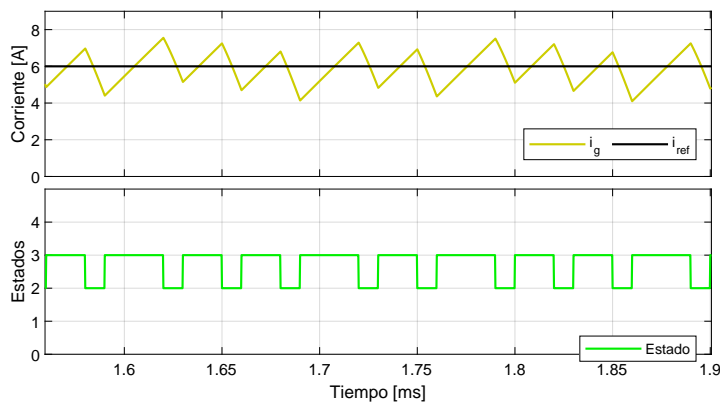


Figura 4.3: Comportamiento de la corriente de entrada del convertidor y estados conmutados que utilizados para seguir la referencia de corriente.

La Figura 4.4 ilustra el comportamiento de la corriente de entrada y la corriente de salida del convertidor. El valor del voltaje de entrada se ajusta en 8 V mientras el voltaje de salida permanece en 12 V. La frecuencia de conmutación permanece en 100 kHz y el seguimiento de la corriente de referencia se realiza a través del valor medio de la corriente i_g . El convertidor versátil se comporta como un convertidor boost.

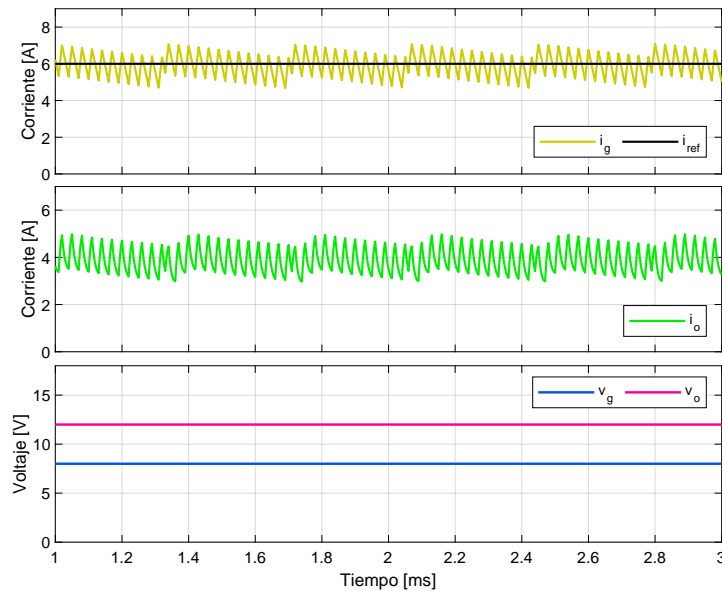


Figura 4.4: Resultados de simulación del lazo interno de corriente aplicado a un convertidor versátil buck-boost. Voltaje de entrada 8 V y voltaje de salida 12 V.

En la Figura 4.5 se observan las formas de onda de la corriente de entrada y la corriente de salida cuando se aplica un cambio de referencia de 3 A a 6 A. Estos cambios de referencia se basan en posibles valores de corriente que puede proporcionar el panel fotovoltaico para diferentes valores de irradiancia.

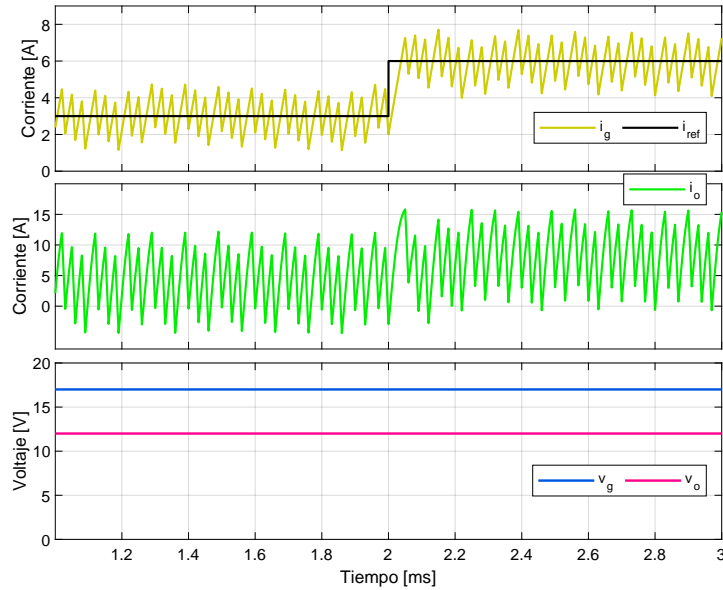


Figura 4.5: Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 3 A a 6 A. Voltaje de entrada 17 V y voltaje de salida 12 V.

En comparación al caso anterior, la Figura 4.6 ilustra un cambio de referencia de 6 A a 3 A. En ambos casos se observa que la corriente de salida alterna entre valores positivos y negativos cuando la referencia es de 3 A.

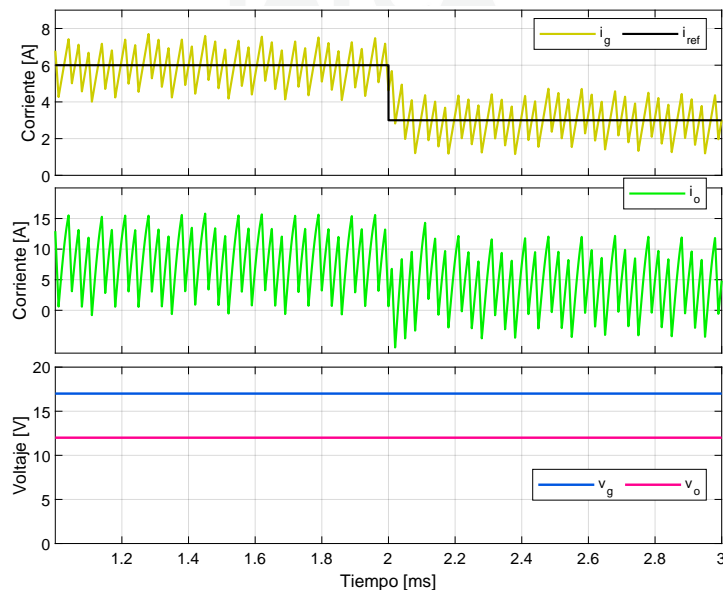


Figura 4.6: Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 6 A a 3 A. Voltaje de entrada 17 V y voltaje de salida 12 V.

En la Figura 4.7 se observa el comportamiento del controlador ante un cambio de referencia de 3 A a 6 A, con el convertidor operando en modo boost. Se aprecia un menor rizado en la corriente de salida en comparación con el modo buck.

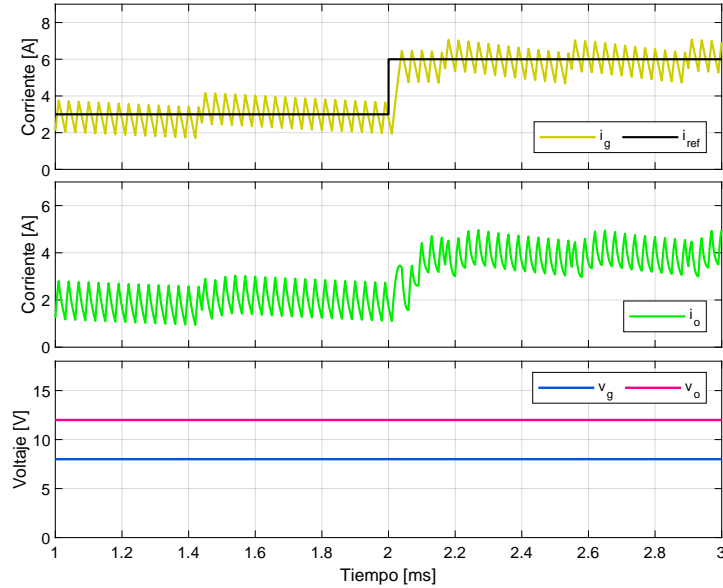


Figura 4.7: Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 3 A a 6 A. Voltaje de entrada 8 V y voltaje de salida 12 V.

La Figura 4.8 ilustra un cambio de referencia de 6 A a 3 A.

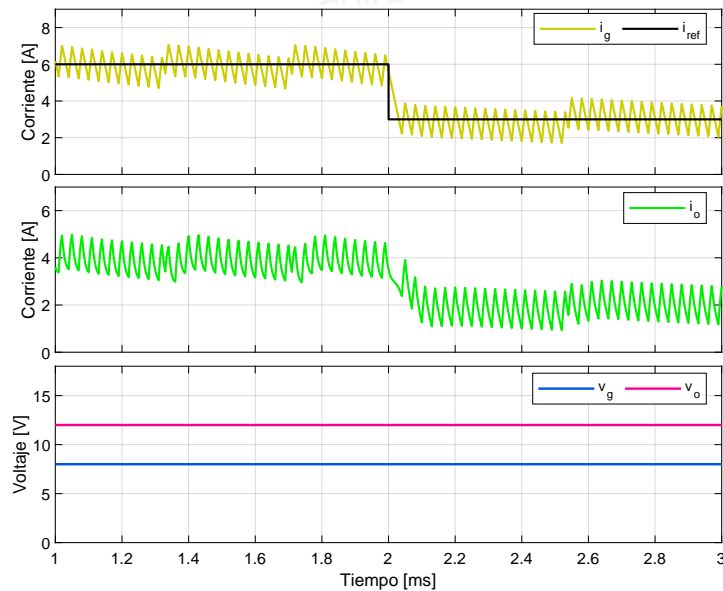


Figura 4.8: Comportamiento de la corriente de entrada y salida aplicando un cambio de referencia de corriente de 6 A a 3 A. Voltaje de entrada 8 V y voltaje de salida 12 V.

4.1.2. Resultados del lazo externo de tensión y el lazo interno de corriente

Los resultados que se exponen a continuación se obtienen mediante la configuración ilustrada en la Figura 4.9. La fuente de voltaje DC de entrada se reemplaza por un módulo fotovoltaico. En adición, se implementa un controlador PI encargado de generar la referencia de corriente a partir del error entre el voltaje del panel y una referencia de voltaje impuesta. Los valores de referencia de voltaje se obtienen considerando dos situaciones particulares de operación del panel solar: a) el panel opera a su máxima capacidad (MPP cercano a 17 V), b) el panel opera con sombreado parcial (MPP cercano a 8 V).

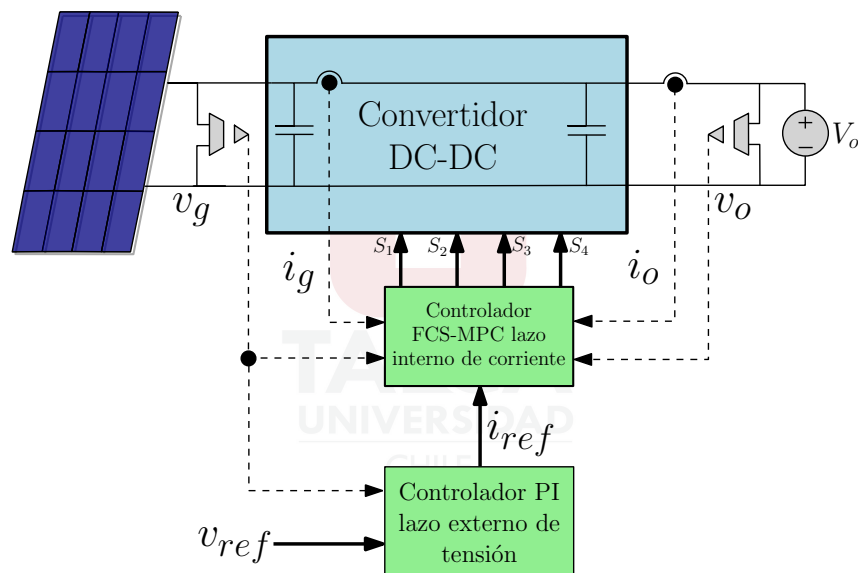


Figura 4.9: Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión.

La Figura 4.10 ilustra el comportamiento de la corriente y el voltaje de entrada controlados cuando se impone un cambio de referencia en la tensión de 16 V a 17 V. Se observa que voltaje y corriente siguen la referencia. El cambio de referencia es tipo rampa con una transición de 0.1 ms.

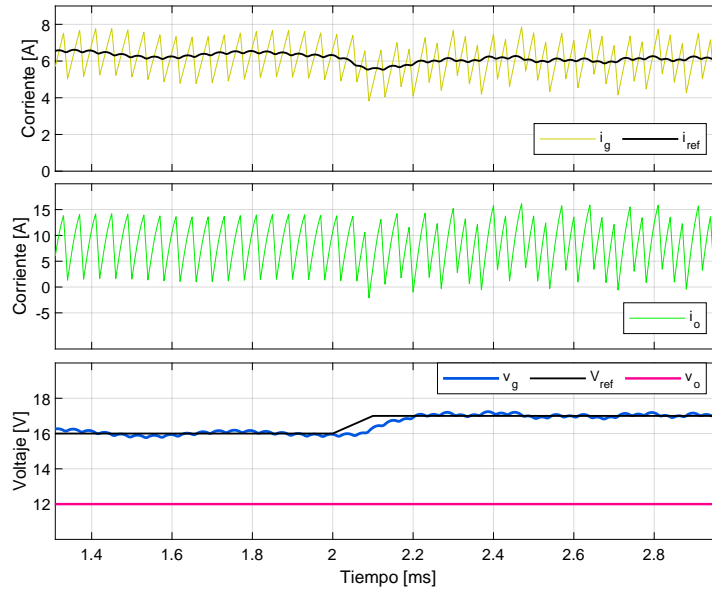


Figura 4.10: Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 16 V a 17 V.

Contrario al caso anterior, la Figura 4.11 ilustra un cambio de referencia de 17 V a 16 V. Cuando el valor de la referencia de voltaje disminuye, se observa un aumento en el valor de la referencia de corriente.

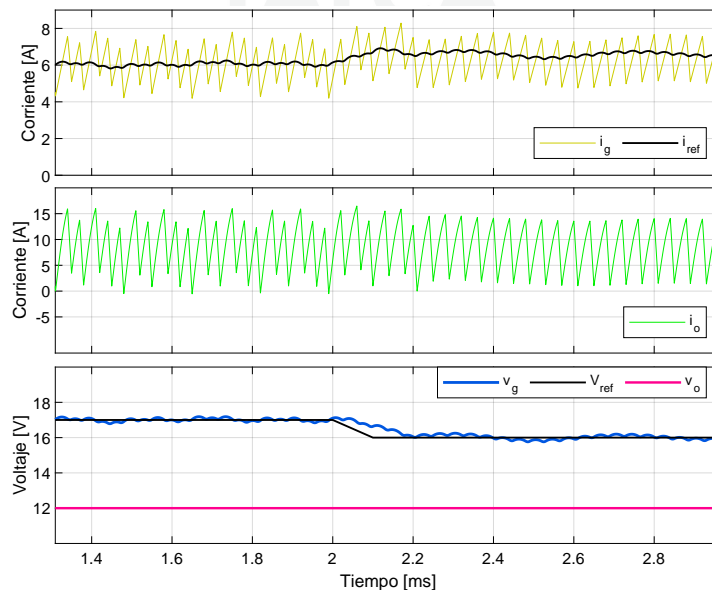


Figura 4.11: Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 17 V a 16 V.

En la Figura 4.12 se observa un cambio de referencia de voltaje de 8 V a 9 V. El rizado de la señal de corriente de salida disminuye cuando el convertidor opera en modo boost.

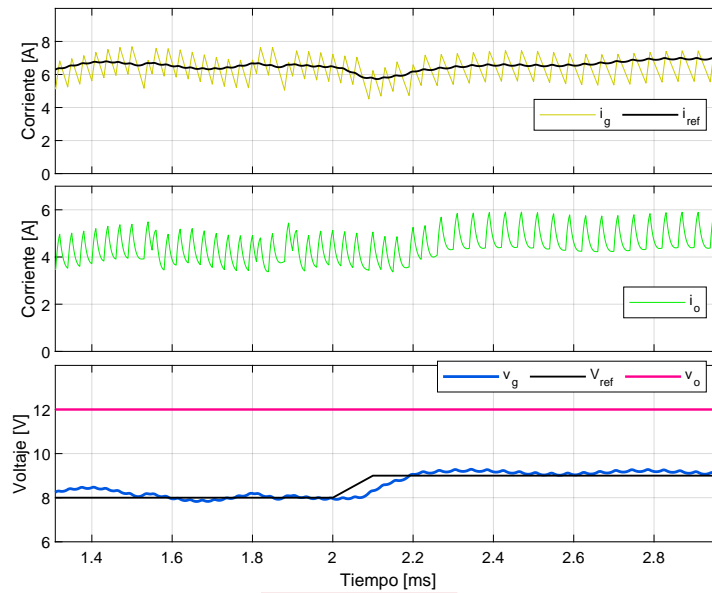


Figura 4.12: Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 8 V a 9 V.

En la Figura 4.13 se observa un cambio de referencia de 9 V a 8 V. Se observa un menor rizado en la corriente de salida del convertidor.

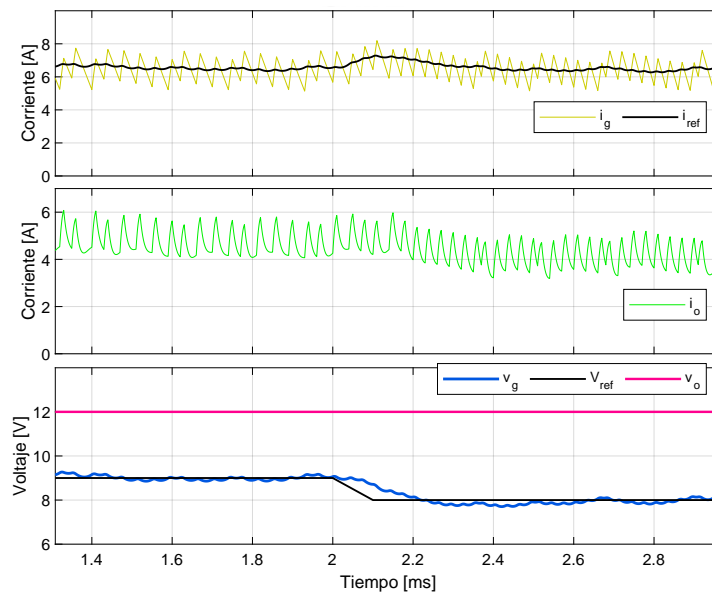


Figura 4.13: Comportamiento del voltaje y la corriente de entrada del convertidor cuando el voltaje de referencia cambia de 9 V a 8 V.

4.1.3. Resultados de simulación incorporando un algoritmo MPPT

Los resultados de simulación incorporando un algoritmo MPPT se obtienen a partir del esquema ilustrado por la Figura 4.14.

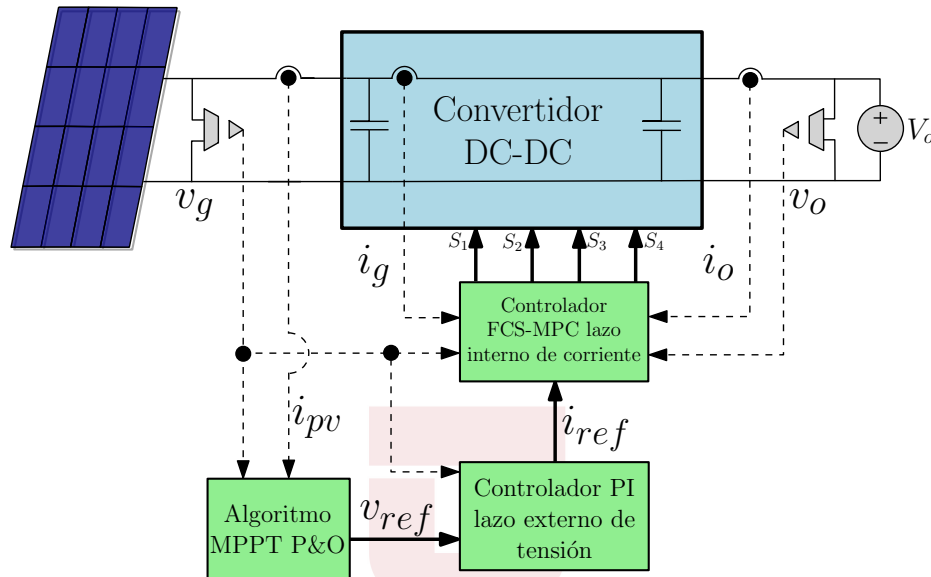


Figura 4.14: Esquema de la configuración utilizada para pruebas del algoritmo MPPT.

La Figura 4.15 ilustra el comportamiento del lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión al incorporar el algoritmo MPPT que genera la referencia de tensión. Inicialmente, el panel solar opera en su máxima capacidad, por este motivo el algoritmo MPPT busca alcanzar un valor de voltaje cercano a los 17 V. Una vez que alcanza este punto, el algoritmo oscila en torno al MPP hasta que se introduce una disminución en la cantidad de radiación incidente en el panel. El nivel de corriente disminuye y el algoritmo nuevamente busca el punto de máxima potencia.

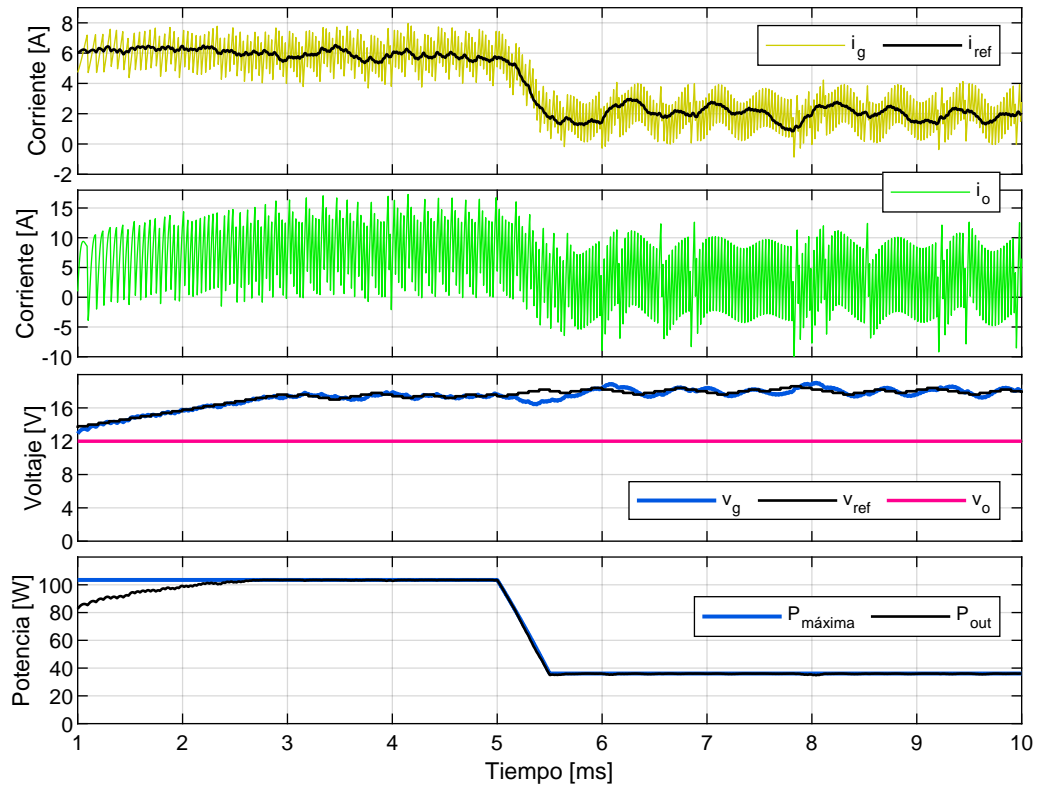


Figura 4.15: Comportamiento del controlador bajo condiciones ideales del panel solar y luego frente a disminución de irradiancia.

La Figura 4.16 ilustra el comportamiento el algoritmo MPPT cuando se considera una condición de sombreado parcial en el panel solar. El algoritmo alcanza el MPP ubicado aproximadamente en 8 V. Luego, se produce una disminución en el nivel de radiación incidente en el panel solar, por lo cual la capacidad de generación de corriente del módulo disminuye. El valor de voltaje en el MPP se mantiene cercano a los 8 V.

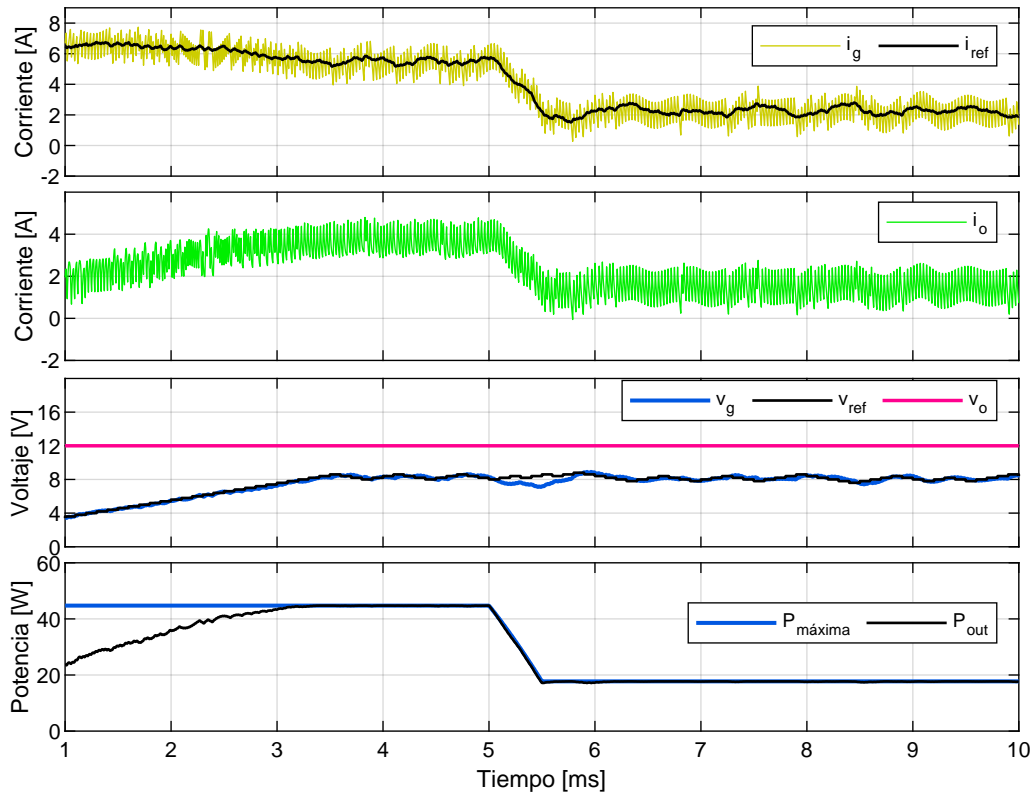


Figura 4.16: Comportamiento del controlador ante una condición de sombreado parcial del panel solar con disminución de irradiancia.

La Figura 4.17 ilustra el comportamiento del controlador con el panel fotovoltaico operando bajo condición de sombreado y luego a máxima capacidad. Inicialmente, el convertidor opera en modo buck debido a que el voltaje de entrada se encuentra en un rango inferior a los 12 V de salida. Cuando el valor del voltaje de entrada es superior al voltaje de salida, el convertidor opera en modo boost, lo cual aumenta el rizado en la corriente de salida. Se observa un MPPT en ambas condiciones de operación, tanto en modo boost como en modo buck el sistema es capaz de alcanzar el MPP.

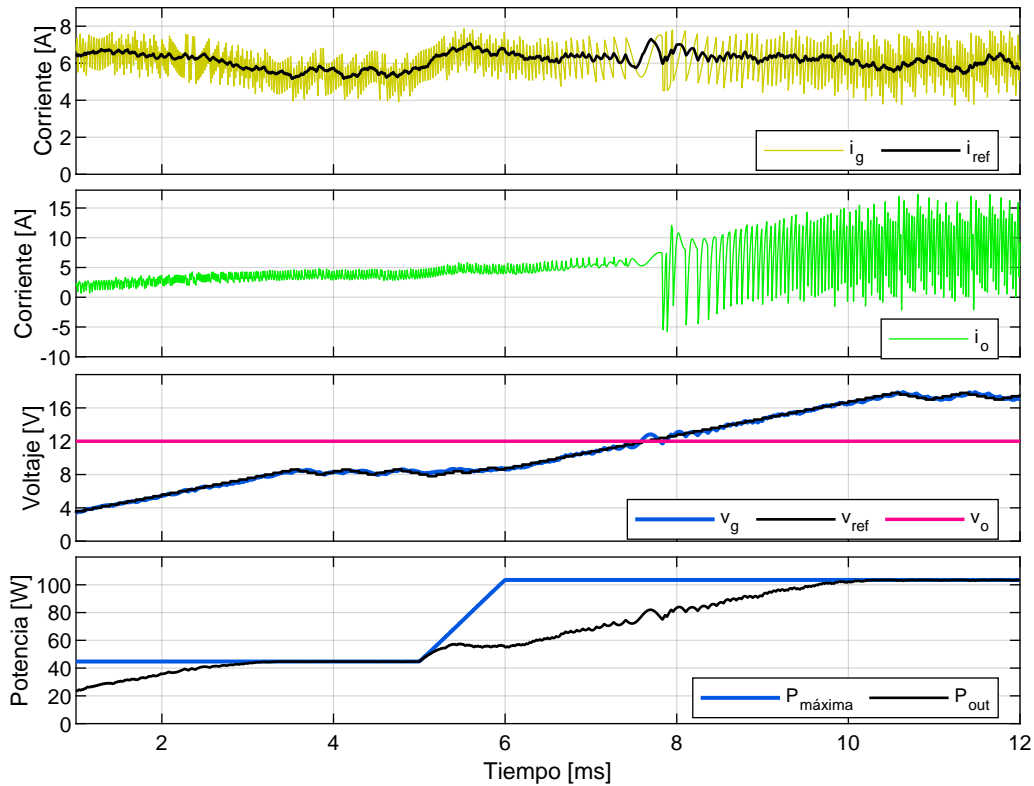


Figura 4.17: Comportamiento del controlador ante un cambio de sombreado parcial a máxima capacidad del panel fotovoltaico.

4.2. Resultados control FCS-MPC a frecuencia cuasi-constante

En la presente sección se exponen los resultados de simulación y experimentales obtenidos utilizando la configuración ilustrada por la Figura 4.18. En forma general, la fase experimental se divide en tres etapas: 1) pruebas del lazo interno de corriente, cuyo funcionamiento se evalúa a través del seguimiento de referencias de corriente de valor constante mientras se mantiene una frecuencia de conmutación cuasi-constante. 2) pruebas del controlador digital PI del lazo de tensión, cuyo funcionamiento se evalúa a través del seguimiento de referencias de voltaje en base a la curva característica del panel. 3) pruebas del algoritmo MPPT con el lazo externo de tensión y el lazo interno de corriente. En este caso, se establecen dos condiciones de operación del módulo fotovoltaico. La primera corresponde al sombreado parcial, mientras que la segunda pertenece a una condición de máxima capacidad de operación del panel solar. En cada etapa se comparan los resultados de simulación con los resultados experimentales. Los resultados

muestran las formas de onda de la corriente de entrada i_g , corriente de salida i_o , voltaje de entrada v_g y voltaje de salida v_o del convertidor versátil buck-boost.

En la Figura 4.18 se muestra el montaje del circuito. Los componentes, materiales y equipos electrónicos utilizados pertenecen al Laboratorio de Aplicaciones en Redes Inteligentes (LARI), ubicado en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Talca.

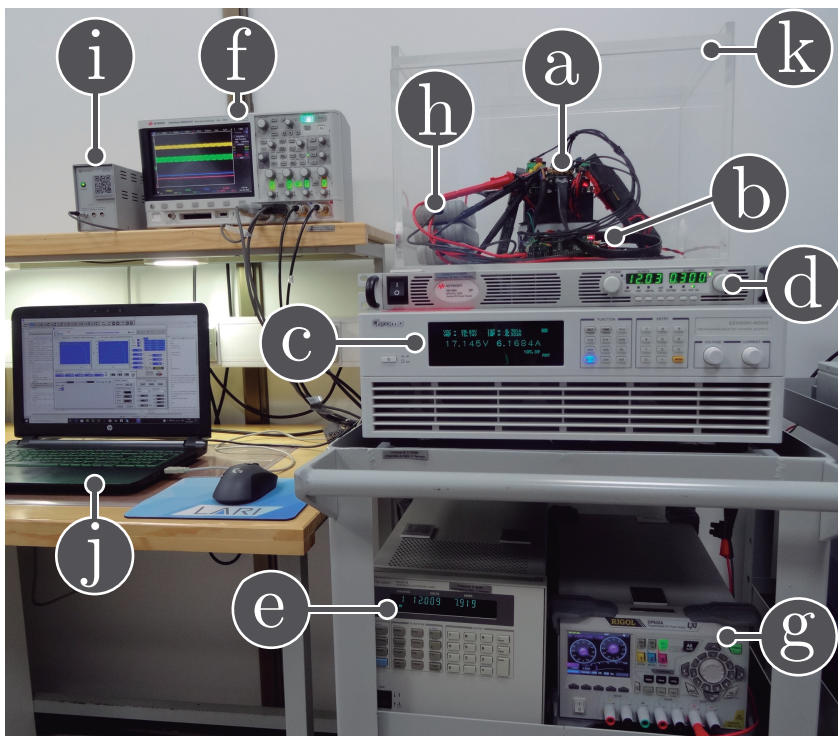


Figura 4.18: Configuración experimental para la realización de las diferentes pruebas experimentales: (a) Convertidor versátil buck-boost, (b) Controlador digital de señales, (c) fuente de alimentación DC de entrada, (d) Fuente de alimentación DC de salida, (e) Carga electrónica DC en modo de voltaje constante, (f) Osciloscopio, (g) Fuente de alimentación auxiliar para la DSC, sensores de corriente y voltaje de convertidor y controladores MOSFET, (h) Sondas diferenciales de voltaje, (i) Fuente de alimentación auxiliar para sondas diferenciales de voltaje, (j) Laptop para programar la DSC, (k) Protección de acrílico para probar circuitos.

La Tabla 4.1 describe los principales equipos utilizados para la etapa experimental. Se establece una descripción general del equipo además del modelo utilizado.

Equipo	Descripción	Modelo
Fuente de entrada Chroma	Fuente de alimentación programable utilizado para simular arreglos de paneles solares. Puede operar también como fuente de alimentación DC con regulación del voltaje y corriente.	Chroma 62050H-600S
Carga electrónica Keysight	La carga electrónica es un equipo que operar de tres modos: voltaje, corriente y resistencia. En modo voltaje, la carga electrónica consumirá la corriente necesaria para mantener la tensión deseada a la salida. En modo corriente, la carga electrónica operará como una fuente de corriente cuyo valor es determinado por el usuario. En modo resistencia, la carga electrónica se comporta como una carga resistiva.	Keysight N3501A
Fuente de salida Keysight	Fuente de alimentación DC que cuenta con regulación de voltaje y corriente con gran precisión junto con limitadores de sobrevoltaje y sobrecorriente, permitiendo realizar labores de experimentación con mayor protección.	Keysight N5748A
Kit de experimentación	El kit C2000 DIMM100 opera junto a un controlador de señales digitales TMSF28335 de Texas Instruments. Cuenta con una gran cantidad de periféricos tales como entradas y salidas digitales, conversor análogo-digital, contadores y diferentes fuentes de interrupción.	Controlador TMSF28335

Tabla 4.1: Descripción y modelo de equipos utilizados para el desarrollo de pruebas experimentales.

4.2.1. Lazo interno de corriente

En todos los experimentos del lazo interno de corriente, una fuente de poder Chroma 62050H-600S ha sido conectada a la entrada del convertidor versátil buck-boost, mientras una carga electrónica DC Keysight N5748A configurada para emular la batería de 12 V ha sido conectada a su salida. La Figura 4.19 ilustra un esquema de la configuración utilizada.

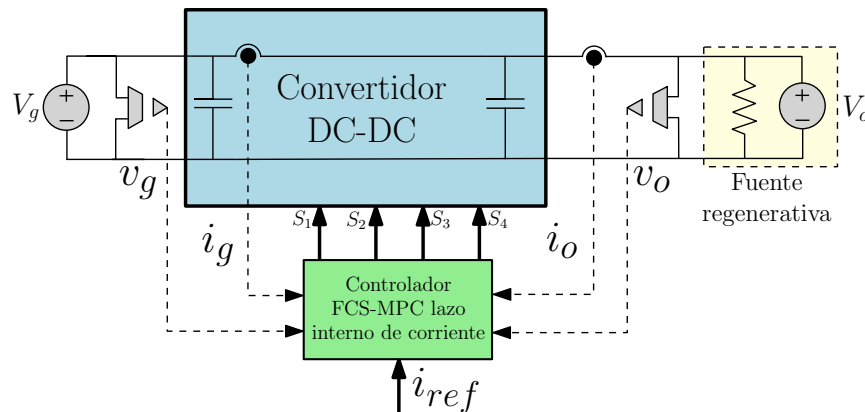


Figura 4.19: Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente.

4.2.1.1. Lazo interno de corriente modo buck

La Figura 4.20 muestra las respuestas de simulación y experimental del lazo interno de corriente en modo buck estableciendo un voltaje de entrada de 18 V y un voltaje de salida de 12 V. La respuesta en estado estacionario para una referencia de corriente de 3 A se ilustra en las Figuras 4.20(a) y (b). Las Figuras 4.20(c) y 4.20(d) muestran el comportamiento en estado estacionario para una referencia de 6 A.

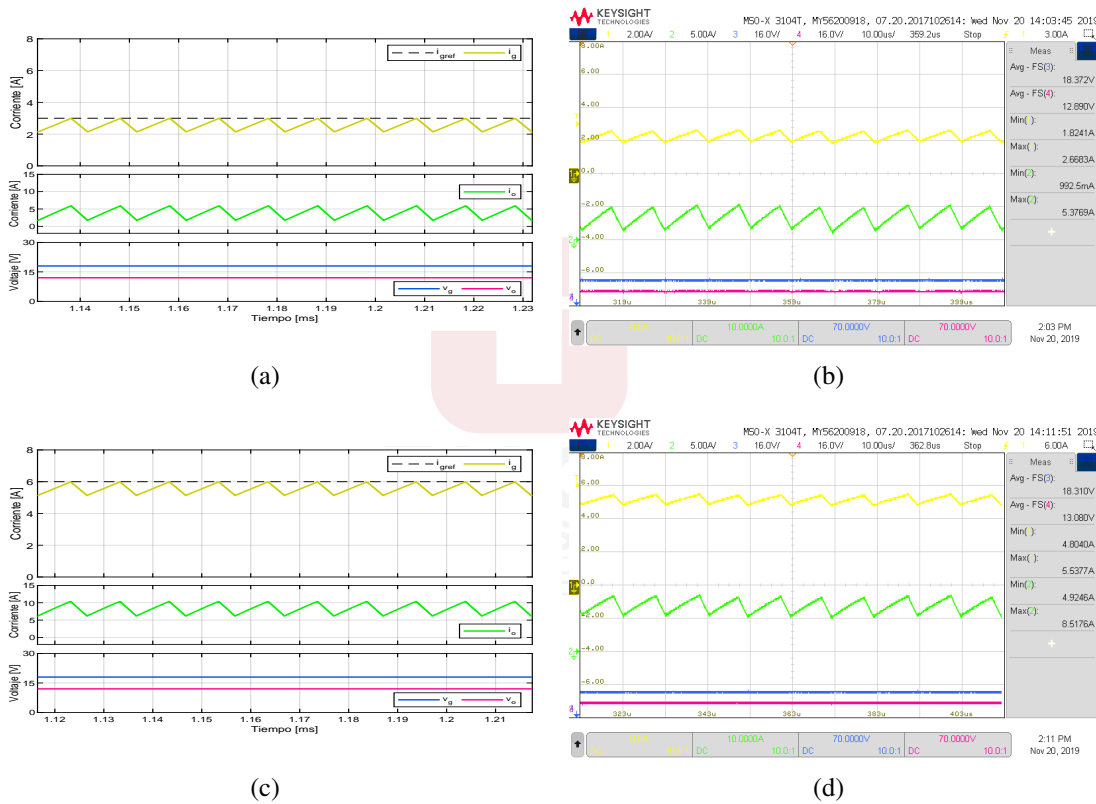


Figura 4.20: Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia de corriente es i_{ref} : (a,b) es igual a 3 A, (c,d) es igual a 6 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 18$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).

Los resultados de simulación y experimental ante cambios de tipo escalón en el valor de la corriente de referencia son representados en la Figura 4.21. Las Figuras 4.21(a) y 4.21(b) ilustran las respuestas ante un cambio de referencia de 3 A a 6 A. Por otro lado, las Figuras 4.21(c) y 4.21(d) muestran las respuestas ante un cambio de referencia de 6 A a 3 A.

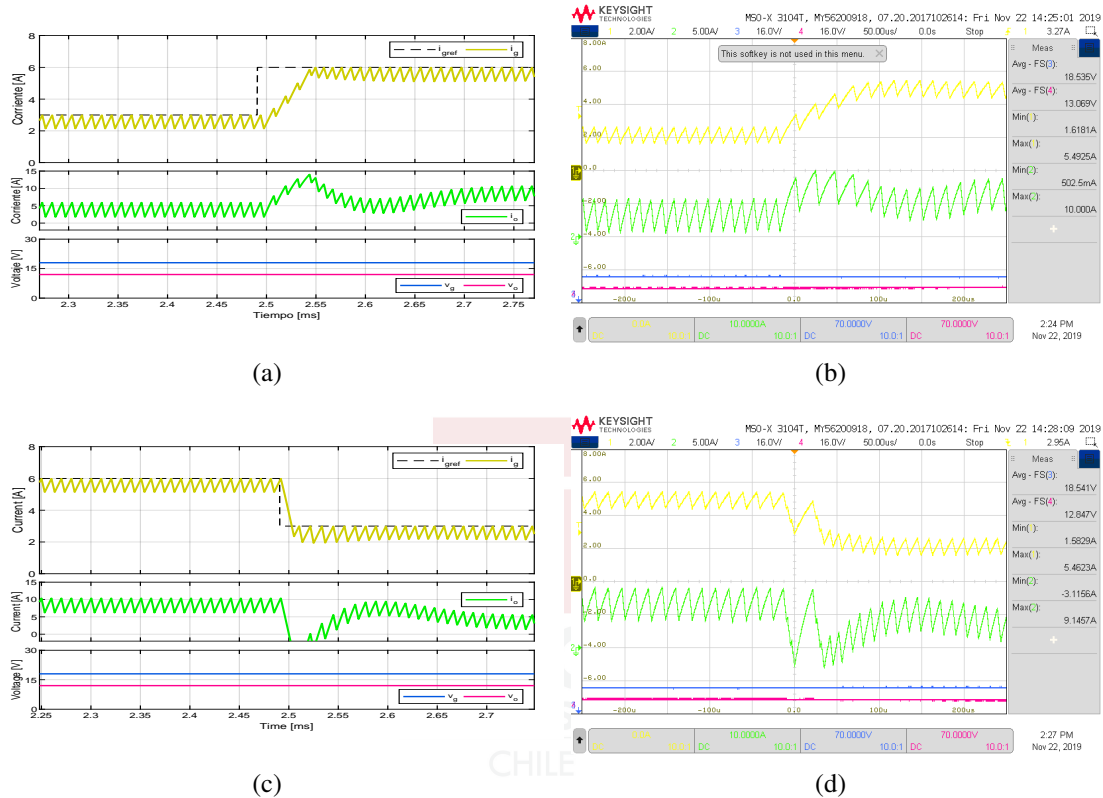
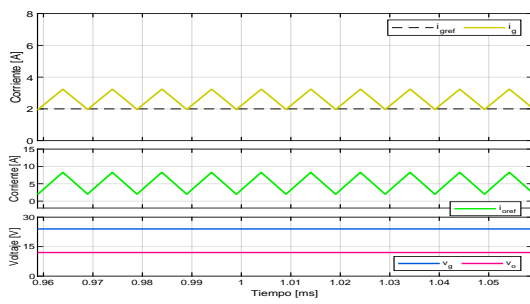
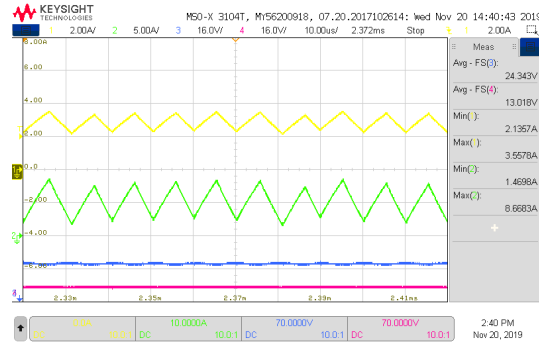


Figura 4.21: Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 3 A a 6 A, y (c,d) desde 6 A a 3 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 18$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).

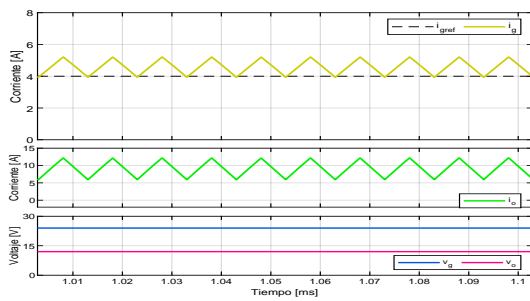
En los resultados de simulación y experimental de la Figura 4.22 el voltaje de entrada ha sido ajustado a un nivel constante de 24 V por lo cual en estado estacionario el ciclo de trabajo se establece en un 50 % y no hay transiciones valle-peak. En los resultados de las Figuras 4.22(a) y 4.22(b) el valor de i_{ref} se establece en 2 A, mientras que las Figuras 4.22(c) y 4.22(d) el valor de referencia es 4 A.



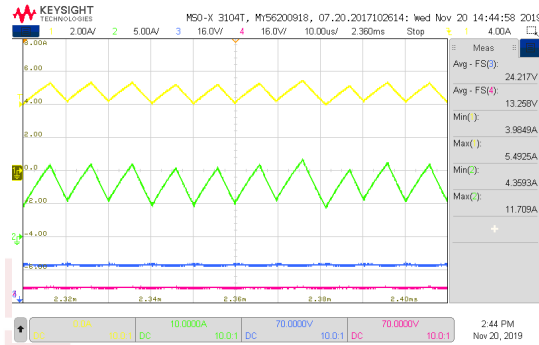
(a)



(b)



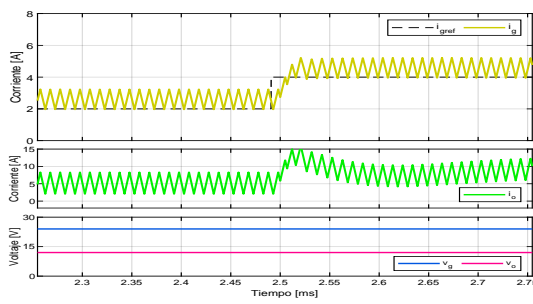
(c)



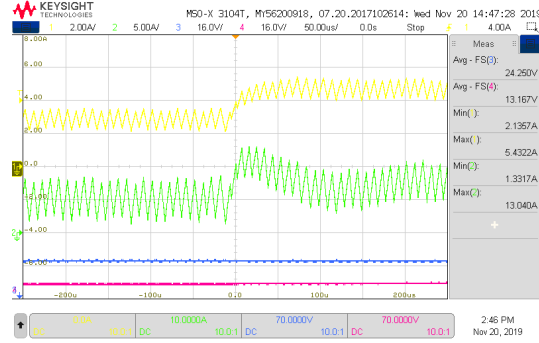
(d)

Figura 4.22: Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) respuestas de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) es igual a 2 A, (c,d) es igual a 4 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 24$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).

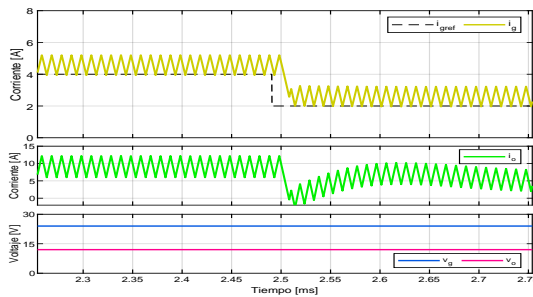
Los resultados de simulación y experimental ante cambios de tipo escalón en el valor de la corriente de referencia se representan en la Figura 4.23. Las Figuras 4.21(a) y 4.21(b) grafican los resultados ante un cambio de referencia de 2 A a 4 A. Por otro lado, las Figuras 4.21(c) y 4.21(d) muestran los resultados ante un cambio de referencia de 4 A a 2 A.



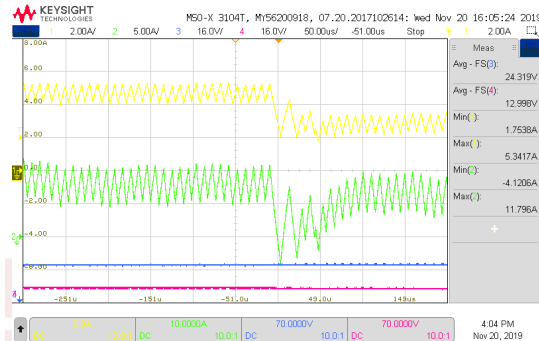
(a)



(b)



(c)

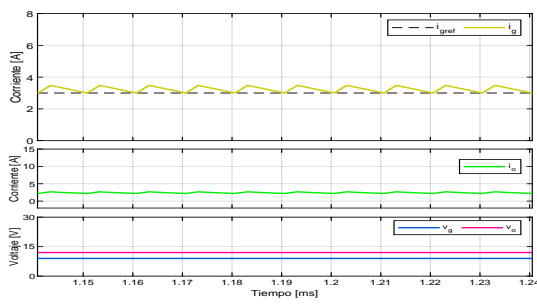


(d)

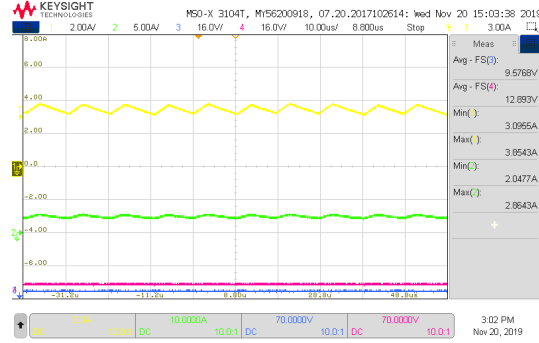
Figura 4.23: Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) respuestas de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 2 A a 4 A, y (c,d) desde 4 A a 2 A. El convertidor opera en modo buck ($V_g = 24$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).

4.2.1.2. Lazo interno de corriente modo boost

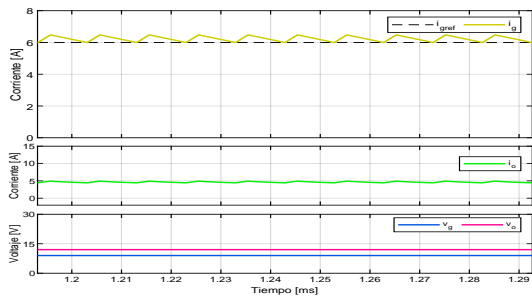
La Figura 4.24 ilustra el comportamiento del lazo interno de corriente en modo boost estableciendo un voltaje de entrada de 9 V y un voltaje de salida de 12 V. Los resultados de simulación y experimental de la respuesta en estado estacionario para una referencia de 3 A se ilustran en las Figuras 4.24(a) y 4.24(b). La respuesta para una referencia de 6 A se ilustra en las Figuras 4.24(c) y 4.24(d).



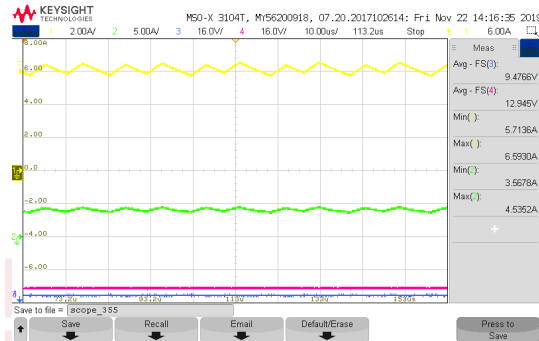
(a)



(b)



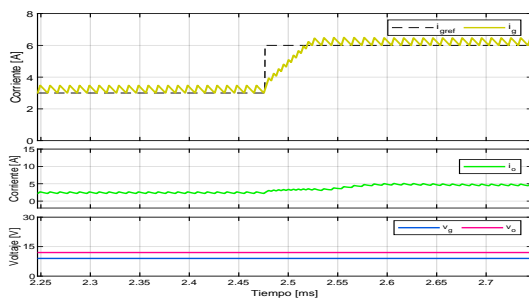
(c)



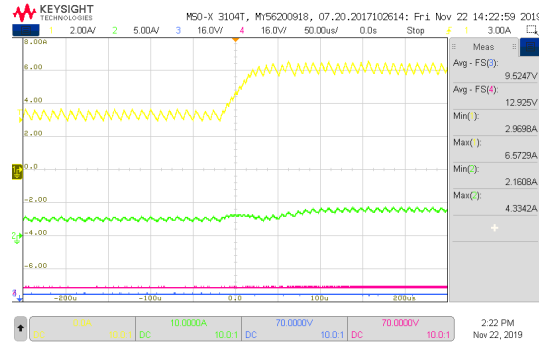
(d)

Figura 4.24: Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) es igual a 3 A, (c,d) es igual a 6 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 9$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div).

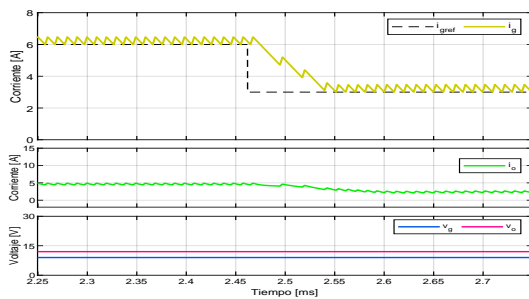
La respuesta transitoria del lazo interno de corriente para cambios de referencia de tipo escalón se ilustran en la Figura 4.25. En las Figuras 4.25(a) y 4.25(b) se establece un cambio de referencia de 3 A a 6 A. Por su parte, las Figuras 4.25(c) y 4.25(d) muestran los resultados ante un cambio de referencia de 6 A a 3 A.



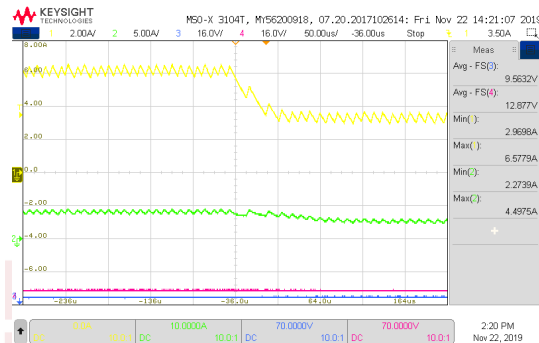
(a)



(b)



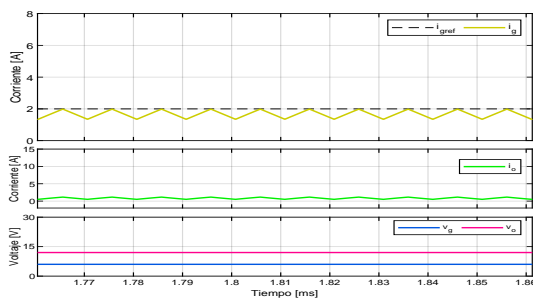
(c)



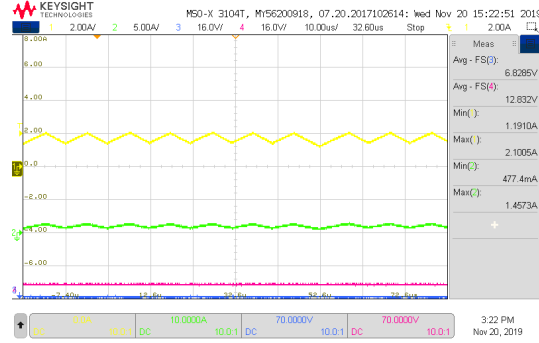
(d)

Figura 4.25: Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 3 A a 6 A, y (c,d) desde 6 A a 3 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 9$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div).

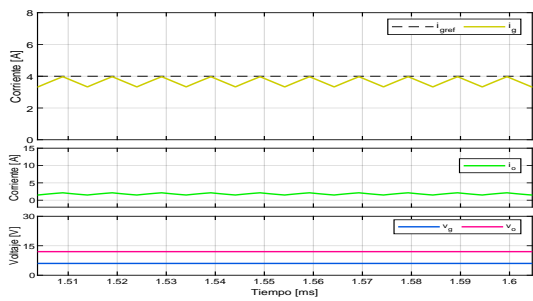
En los resultados de simulación y experimental de la Figura 4.26 el voltaje de entrada ha sido ajustado a un nivel constante de 6 V por lo cual en estado estacionario el ciclo de trabajo se establece en un 50 % y no hay transiciones valle-peak. Las Figuras 4.26(a) y 4.26(b) muestran los resultados para una referencia de 2 A. El seguimiento de una referencia de 4 A se ilustra en las Figuras 4.26(c) y 4.26(d).



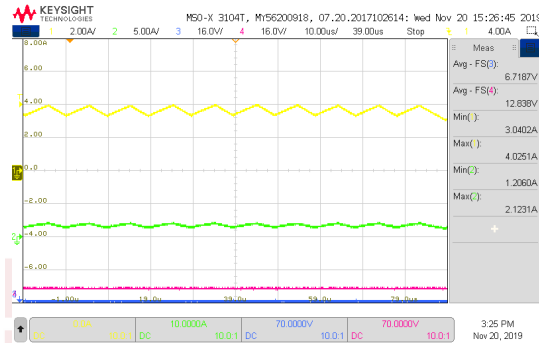
(a)



(b)



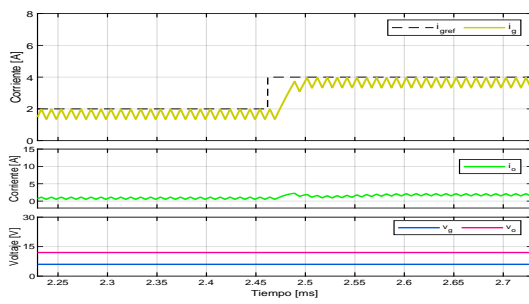
(c)



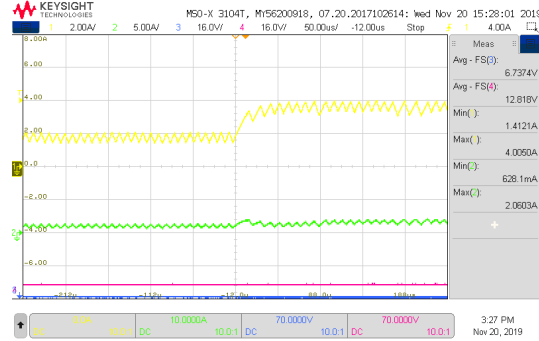
(d)

Figura 4.26: Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) es igual a 2 A, (c,d) es igual a 4 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 6$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div).

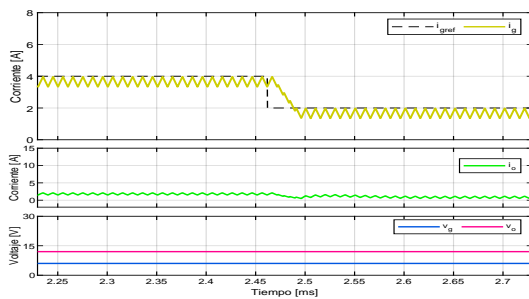
Finalmente, los resultados de simulación y experimental de la Figura 4.27 muestran la respuesta del lazo interno de corriente en modo boost para cambios de tipo escalón en de la referencia. Los resultados de un cambio de referencia de 3 A a 6 A se ilustran en las Figuras 4.27(a) y 4.27(b). Por su parte, las Figuras 4.27(c) y 4.27(d) muestran resultados ante un cambio de referencia de 6 A a 3 A.



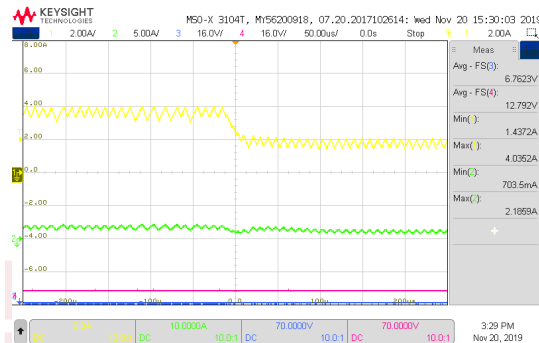
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.27: Respuestas simuladas (a),(c) y experimentales (b),(d) de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} : (a,b) cambios desde 3 A a 6 A, y (c,d) desde 6 A a 3 A. El convertidor opera en modo boost ($V_g = 6$ V y $V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH3: V_o (16 V/div).

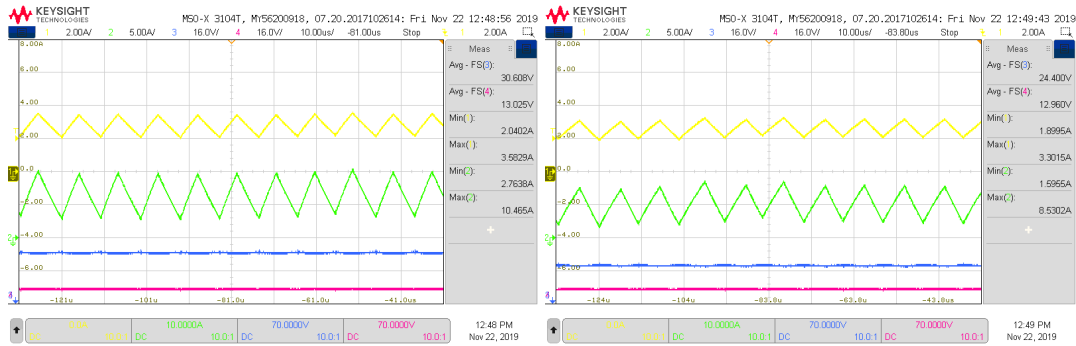
En todos los casos hay una buena regulación en estado estacionario y los nuevos niveles de estado estacionario de la corriente de entrada son alcanzados rápidamente y sin sobrepasos. Respecto a la corriente de salida, hay un ligero sobrepaso durante las transiciones en modo buck pero una transición mucho más suave en modo boost. Es posible verificar en todos los resultados una frecuencia de conmutación cuasi-constante de 100 kHz en estado estacionario, de forma clara en control de valle para el modo buck y control de peak para el modo boost. Debido a los puntos de operación de voltaje seleccionados, no se puede apreciar ninguna operación en estado estacionario para el control de valle en modo boost o control de peak para modo boost.

4.2.2. Banda de histéresis

A continuación se exponen los resultados experimentales al establecer la banda de histéresis para los dos modos de operación. Como se ha señalado con anterioridad, la banda de histéresis implementada busca subsanar las limitaciones que imponen tanto los tiempos de cálculo como el tiempo de conversión del módulo ADC de la DSC.

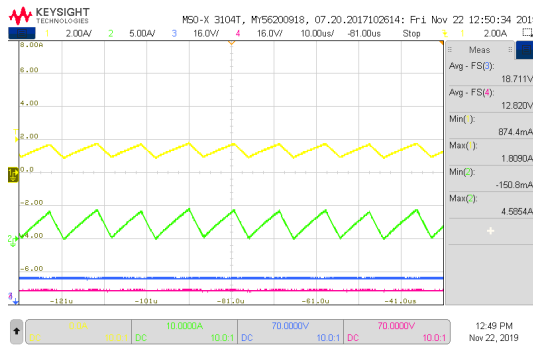
4.2.2.1. Banda de histéresis modo buck

Los resultados que a continuación se exponen demuestran el funcionamiento de la banda de histéresis diseñada para el modo buck. La Figura 4.28 muestra el desempeño del desempeño del control de corriente. En la Figura 4.28(a) el voltaje de entrada se establece en 30 V y se realiza un control de corriente de valle siguiendo una referencia de 2 A. En la Figura 4.28(b) se disminuye el voltaje de entrada a 24 V y el control continúa siendo de valle, siguiendo la misma referencia de 2 A. En la Figura 4.28(c) se observa que a partir de los 18 V a la entrada del convertidor el sistema busca seguir la referencia a través de la corriente de peak. En la Figura 4.28(d) se aprecia un control de corriente de peak a pesar de que existen 24 V a la entrada del convertidor. Finalmente, en la Figura 4.28(e) el control de corriente vuelve a ser de valle como en la Figura 4.28a.

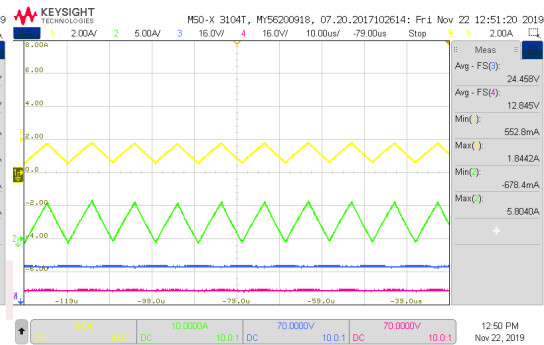


(a) Modo buck - Control de valle

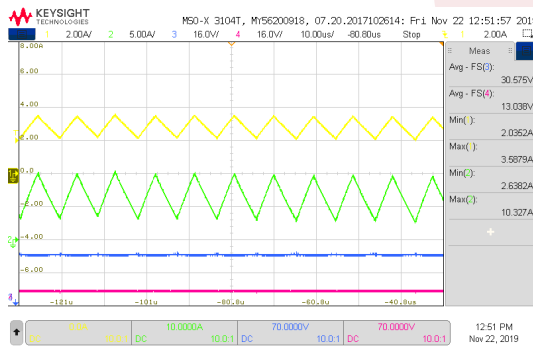
(b) Modo buck- Control de valle



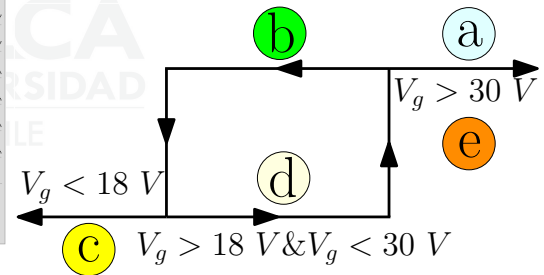
(c) Modo buck - Control de peak



(d) Modo buck - Control de peak



(e) Modo buck - Control de valle



(f) Banda de histéresis

Figura 4.28: Respuestas experimentales de la corriente de entrada del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante cuando la referencia es i_{ref} 2 A. El convertidor opera en modo buck. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).

4.2.2.2. Banda de histéresis modo boost

Los resultados obtenidos para la banda de histéresis del modo boost se muestran en la Figura 4.29. En la Figura 4.29(a) se realiza un control de corriente de peak de la corriente i_g siguiendo una corriente de referencia i_{ref} de 2 A cuando el voltaje de entrada del convertidor es de 4 V. En la Figura 4.29(b) se aprecia nuevamente un control de corriente de peak cuando el voltaje de entrada del convertidor se encuentra en 6 V. En la Figura 4.29(c) el voltaje de entrada aumenta a 9 V, por lo tanto el controlador establece un seguimiento de la corriente de valle de i_g . En la Figura 4.29(d) comienza una disminución del voltaje de entrada hasta un valor inferior a 9 V para demostrar que el controlador continúa efectuando un seguimiento de la corriente de referencia a través del valor de la corriente de valle de i_g . Finalmente, en 4.29(e) se establece un valor de voltaje de entrada inferior a 5 V, transformándose en un control de peak para el seguimiento de la corriente de referencia.



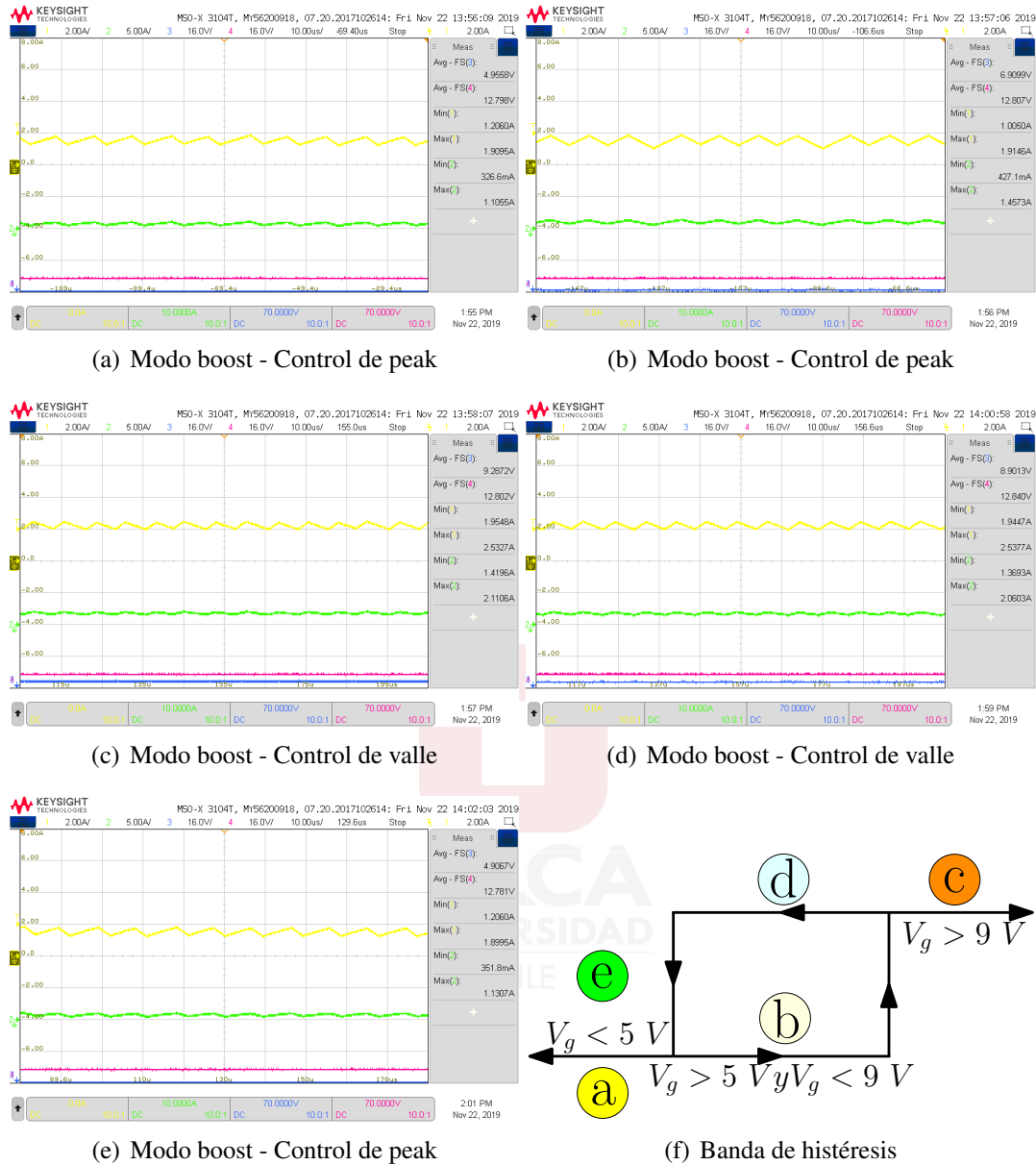


Figura 4.29: Respuesta experimental del control de banda de histéresis en modo buck para una referencia de 2 A. El convertidor opera en modo boost. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (16 V/div), CH4: V_o (16 V/div).

4.2.3. Lazo externo de tensión

A continuación, se exponen los resultados experimentales correspondientes al lazo externo de tensión. El esquema experimental utilizado se ilustra en la Figura 4.30. Se utiliza una fuente Chroma como emulador solar, cuya curva característica se configura previamente. Inicialmente

se verifica el seguimiento de voltaje mediante referencias fijas para ambos modos de operación (buck y boost). Después, se muestran resultados para voltajes de referencia tipo rampa.

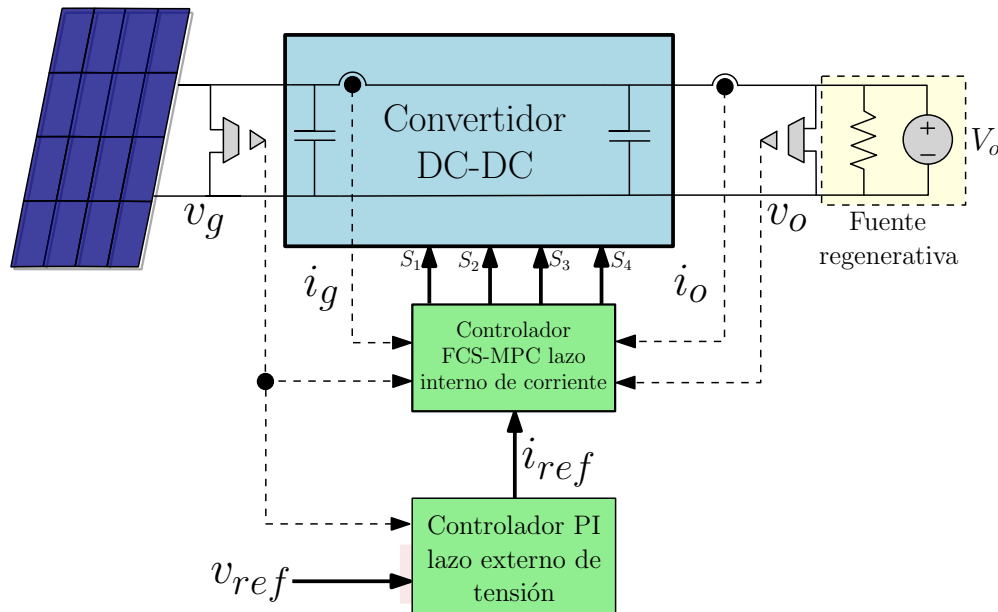
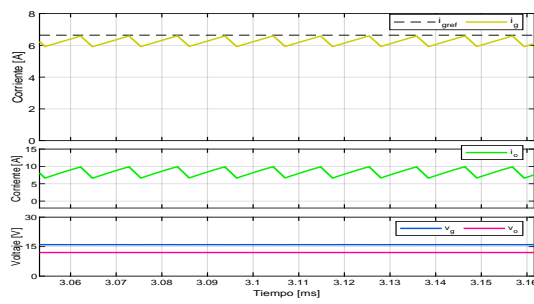


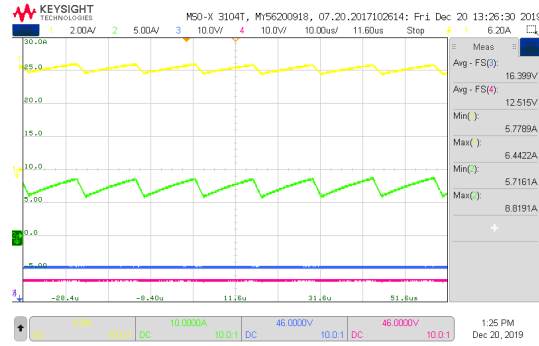
Figura 4.30: Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión.

4.2.3.1. Lazo externo de tensión modo buck

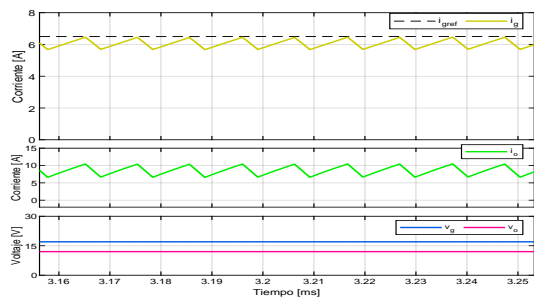
La Figura 4.31 muestra la la respuesta simulada y experimental del lazo de voltaje en estado estacionario para el modo buck. Las Figuras 4.31(a) y 4.31(b) muestran la respuesta en estado estacionario para una referencia de 16 V, las Figuras 4.31(c) y 4.31(d) ilustran la respuesta para una referencia de 17 V y las Figuras 4.31(e) y 4.31(f) representan la respuesta a una referencia de 18 V.



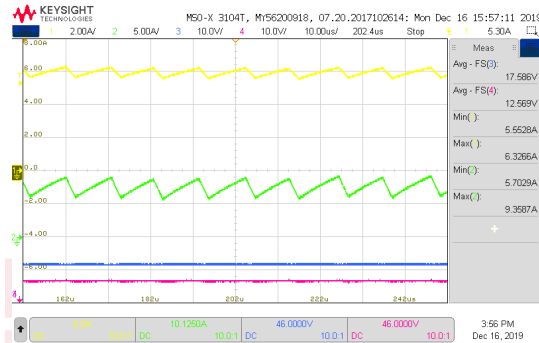
(a)



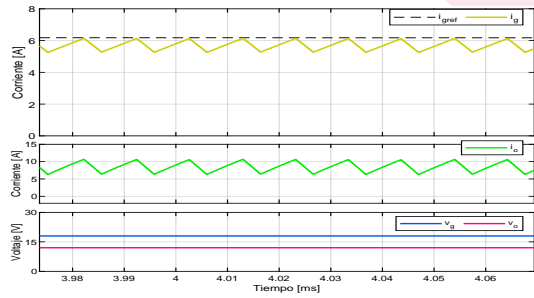
(b)



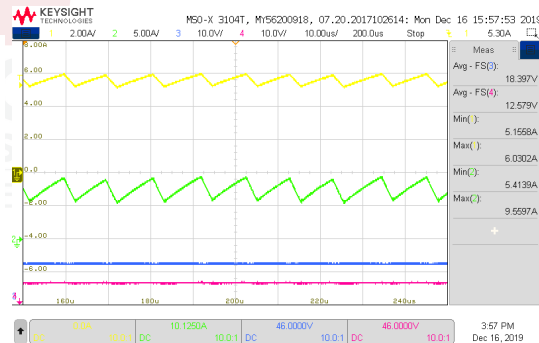
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.31: Respuestas simuladas (a), (c), (e) y experimentales (b), (d), (f) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada es v_{ref} : (a,b) es igual a 16 V, (c,d) es igual a 17 V y (e,f) es igual a 18 V . El convertidor opera en modo buck ($V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div).

Respuestas simuladas y experimentales a una variación de voltaje de 16 V a 17 V se ilustran en las Figuras 4.32(a) y 4.32(b). Por su parte, una transición de 17 V a 16 V se ilustra en las Figuras 4.32(c) y 4.32(d). Los cambios de referencia son de tipo rampa con una duración aproximada de 1 ms.

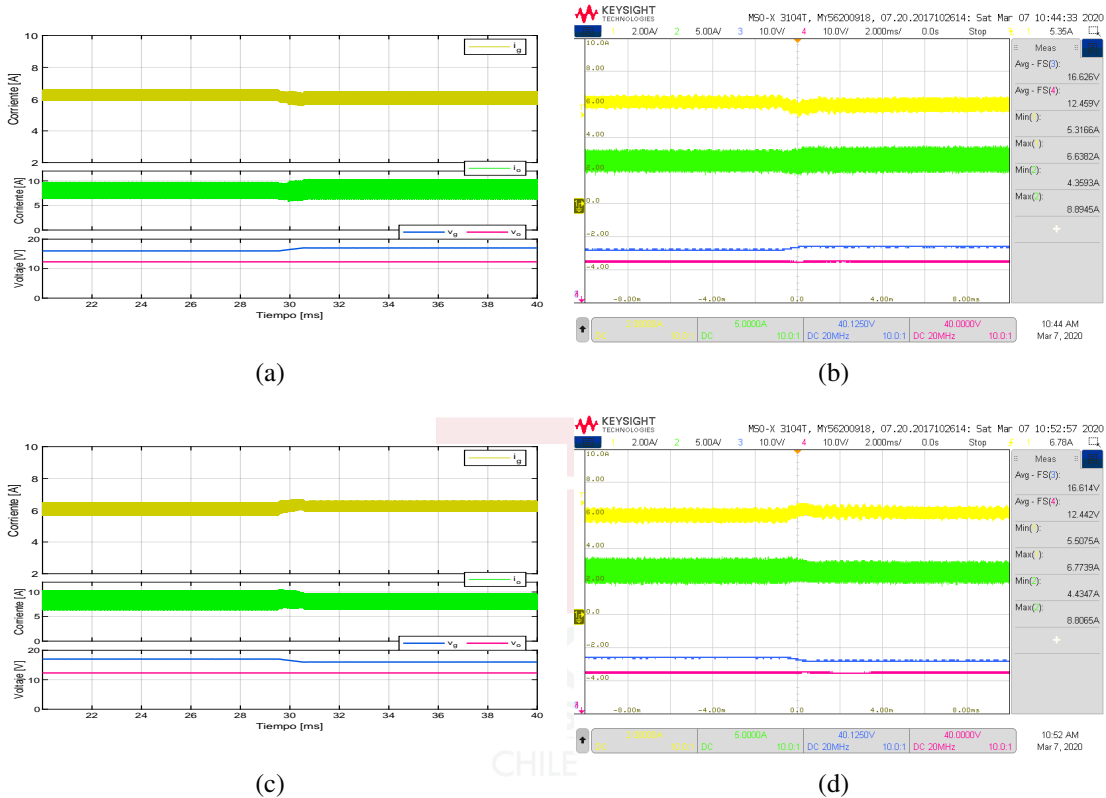


Figura 4.32: Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 16 V a 17 V, y (c,d) desde 17 V a 16 V. El convertidor opera en modo buck. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div).

Las Figuras 4.33(a) y 4.33(b) ilustran una transición de 17 V a 18 V. Por su parte, cambios de referencia de 18 V a 17 V son representados por las Figuras 4.33(c) y 4.33(d).

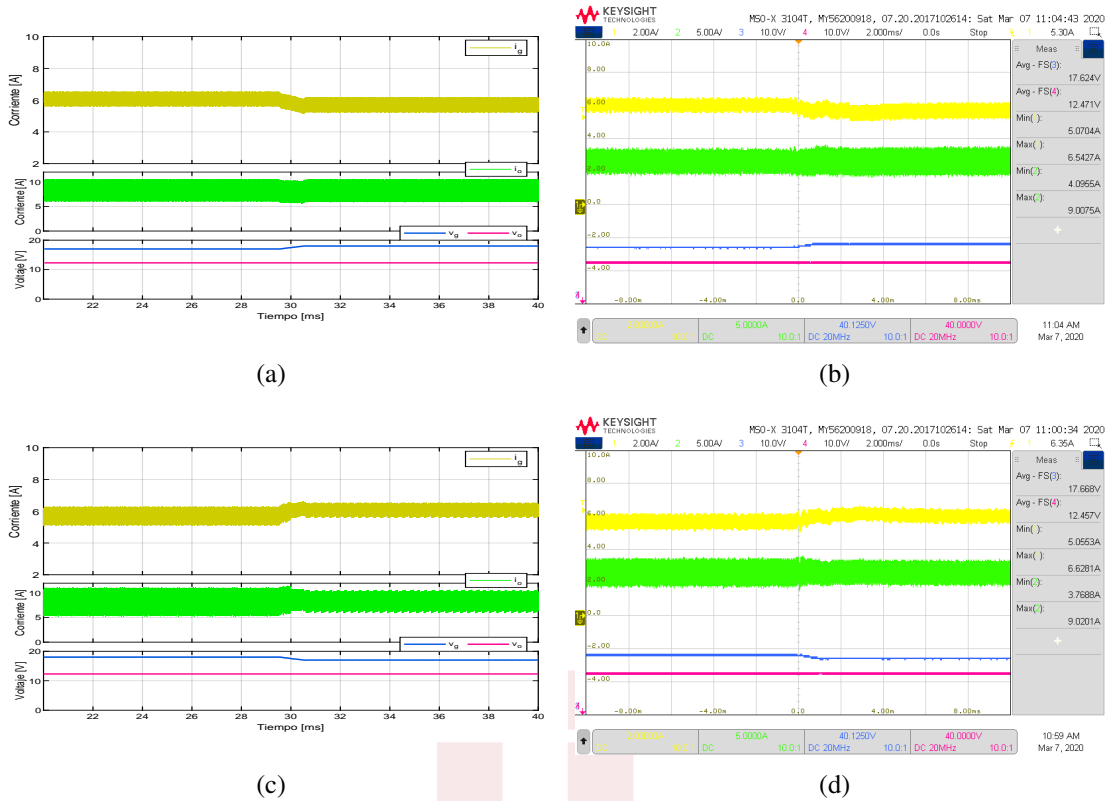
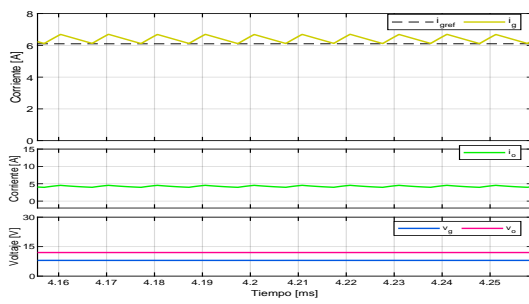


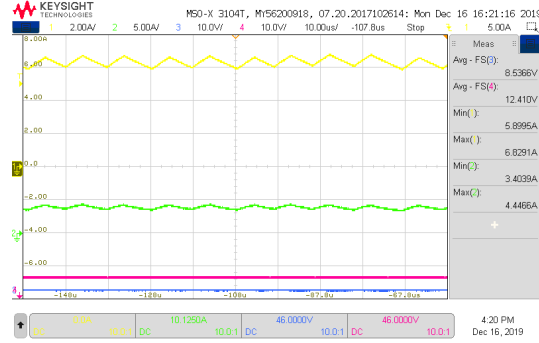
Figura 4.33: Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 17 V a 18 V, y (c,d) desde 18 V a 17 V. El convertidor opera en modo buck. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div).

4.2.3.2. Lazo externo de tensión modo boost

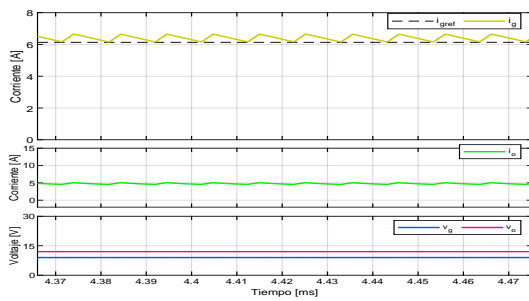
Resultados de simulación y experimental en modo boost se ilustran en la Figura 4.34. Las Figuras 4.34(a) y 4.34(b) muestran resultados en estado estacionario con referencia de 8 V. Las Figuras 4.34(c) y 4.34(d) representan los resultados para una referencia de 9 V. Resultados de un seguimiento de referencia de 10 V se ilustran en las Figuras 4.34(e) y 4.34(f).



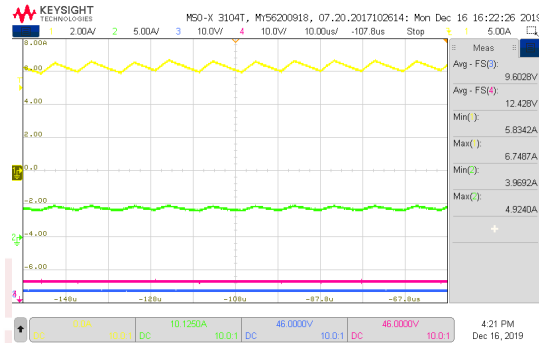
(a)



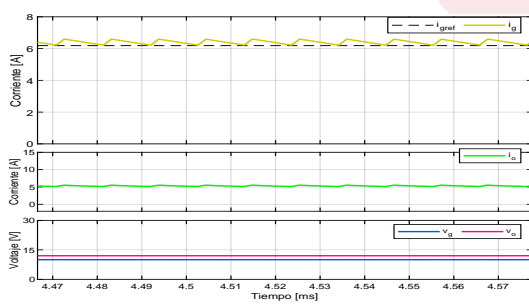
(b)



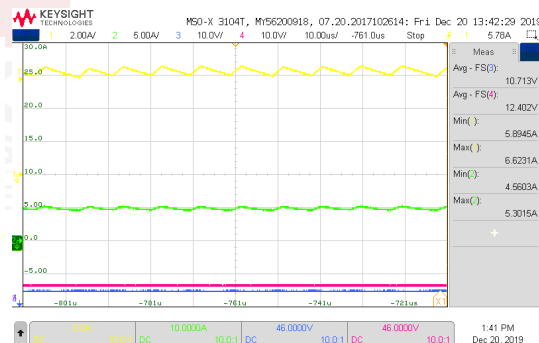
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.34: Respuestas simuladas (a), (c), (e) y experimentales (b), (d), (f) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada es v_{ref} : (a,b) es igual a 8 V, (c,d) es igual a 9 V y (e,f) es igual a 10 V. El convertidor opera en modo boost ($V_o = 12$ V). CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div).

Resultados simulados y experimentales de transiciones de 8 V a 9 V se representan en las Figuras 4.35(a) y 4.35(b). Por su parte, cambios de referencia de 9 V a 8 V se ilustran en las Figuras 4.35(c) y 4.35(d).

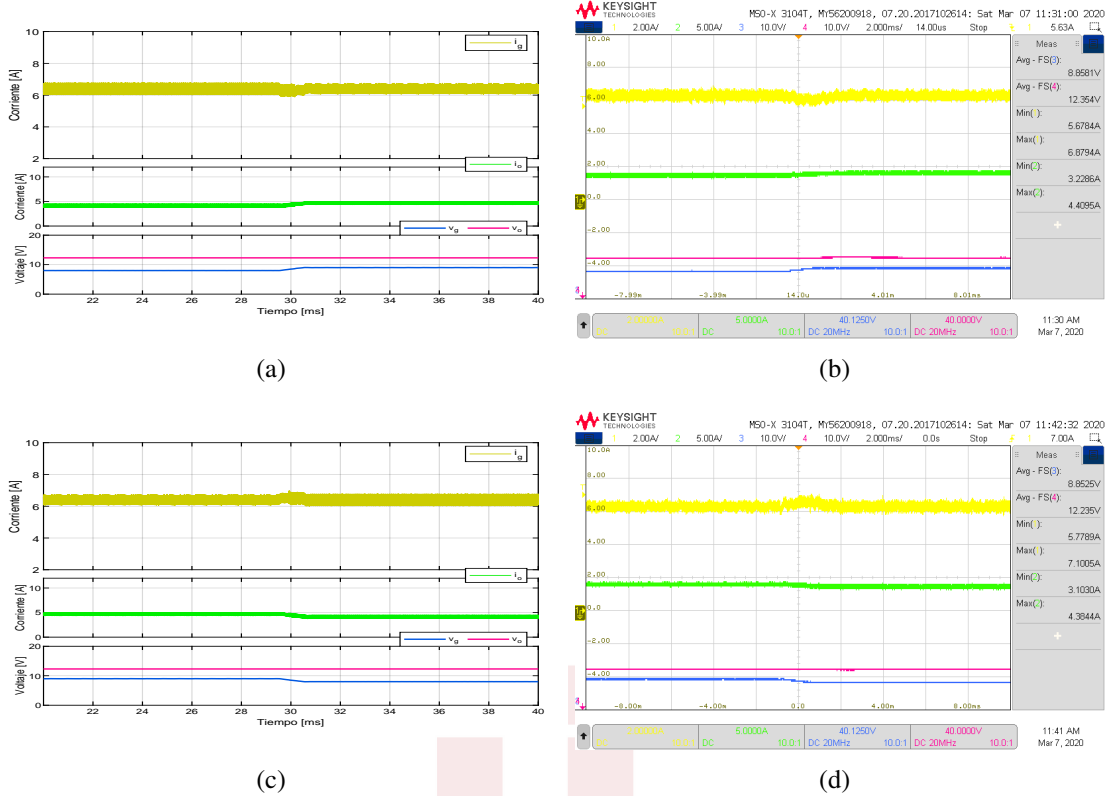


Figura 4.35: Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 8 V a 9 V, y (c,d) desde 9 V a 8 V. El convertidor opera en modo boost. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div).

El comportamiento del lazo de voltaje ante cambios de referencia de 9 V a 10 V se ilustra en las Figuras 4.36(a) y 4.36(b). En las Figuras 4.36(c) y 4.36(d) se ilustra la respuesta del lazo de voltaje para cambios de referencia de 10 V a 9 V.

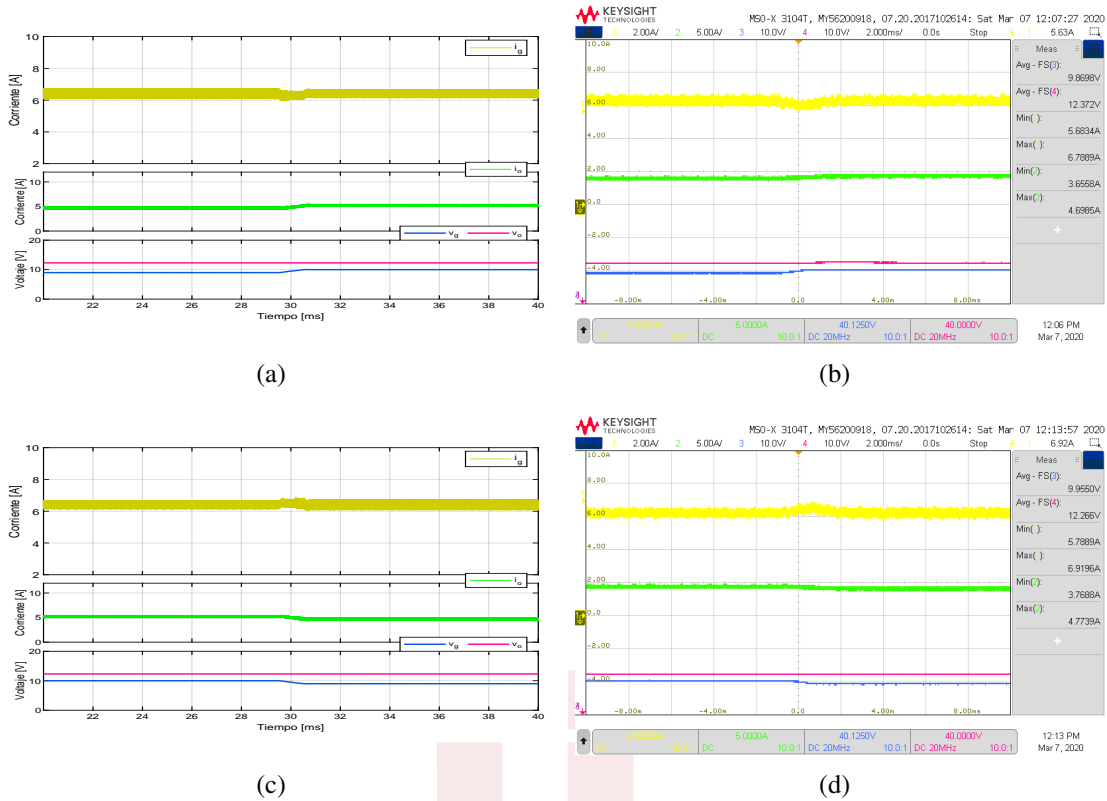


Figura 4.36: Respuestas simuladas (a), (c) y experimentales (b), (d) del control predictivo de corriente a frecuencia cuasi-constante en conjunto con un controlador PI digital cuando la referencia de voltaje de entrada v_{ref} cambia (a,b) desde 9 V a 10 V, y (c,d) desde 10 V a 9 V. El convertidor opera en modo boost. CH1: i_g (2 A/div), CH2: i_o (5 A/div), CH3: V_g (10 V/div), CH4: V_o (10 V/div).

Las transiciones de voltaje de 1 V se han seleccionado de forma similar a las de un algoritmo MPPT convencional. Como era de esperar, las transiciones de corriente causadas por los cambios de voltaje son suaves en los modos buck y boost.

4.2.4. Resultados del seguimiento del máximo punto de potencia

A continuación se exponen los resultados experimentales del MPPT implementado. Dado que el diseño de un algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia no es el objetivo principal del proyecto, se implementó un algoritmo MPPT no optimizado relativamente simple derivado de un enfoque clásico de P&O. Digitalmente, el algoritmo MPPT se ejecuta dentro del programa principal (ver Figura 3.20). Se ha configurado para proporcionar una nueva referencia

de voltaje para el lazo de voltaje cada 2 ms. En primer lugar, se utiliza el software de Chroma para realizar cambios de irradiancia programados. En segundo lugar, se utiliza la fuente para emular el efecto de sombreado parcial en una celda del panel fotovoltaico. El esquema utilizado se ilustra en la Figura 4.37.

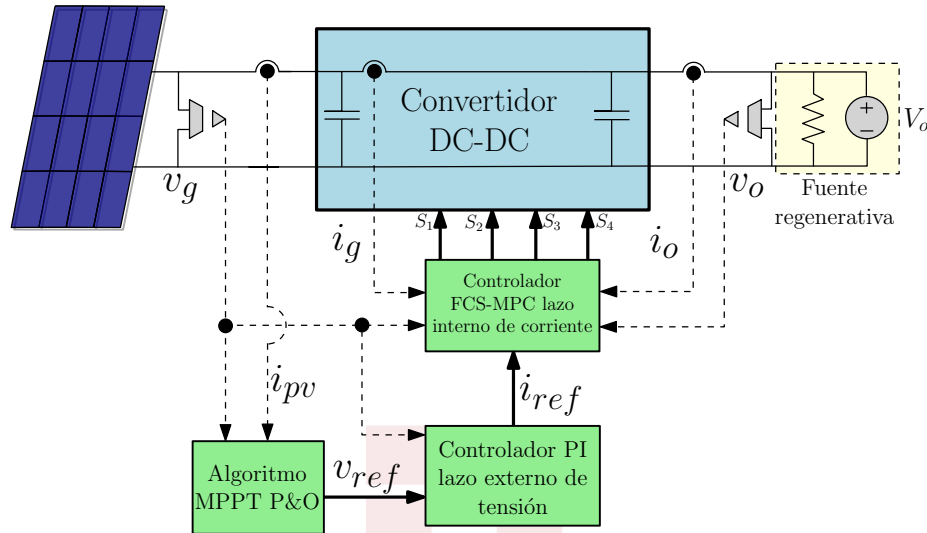


Figura 4.37: Esquema de la configuración utilizada para pruebas del lazo interno de corriente, el lazo externo de tensión y el algoritmo MPPT.

4.2.4.1. Comportamiento del sistema ante cambios de irradiancia

La Figura 4.38 muestra resultados experimentales del rendimiento del MPPT bajo cambios abruptos de irradiación que resultan en variaciones del MPP desde 50 W a 100 W y viceversa cada 10 s. Ya que la regulación de voltaje posee un buen ancho de banda, el MPPT puede tener un rendimiento dinámico con un seguimiento promedio con eficiencia de 97 %. La magnitud del voltaje del MPP no es muy sensible a cambios de irradiación (es más sensible a variaciones de temperatura), la corriente de salida del módulo fotovoltaico es una forma de onda cuadrada proporcional a la forma de onda de la potencia, cuyos valores cambian entre 2.9 A y 5.8 A. Como era de esperar, el voltaje de salida en los terminales del panel solar tiene un valor promedio de 16.2 V. Se debe tener en cuenta que todas las formas de onda son proporcionadas por el emulador solar Chroma 62050H-600S y son muestreadas cada 500 ms, por lo cual los pulsos de voltaje producidos por el algoritmo MPPT cada 2 ms no pueden ser observados.

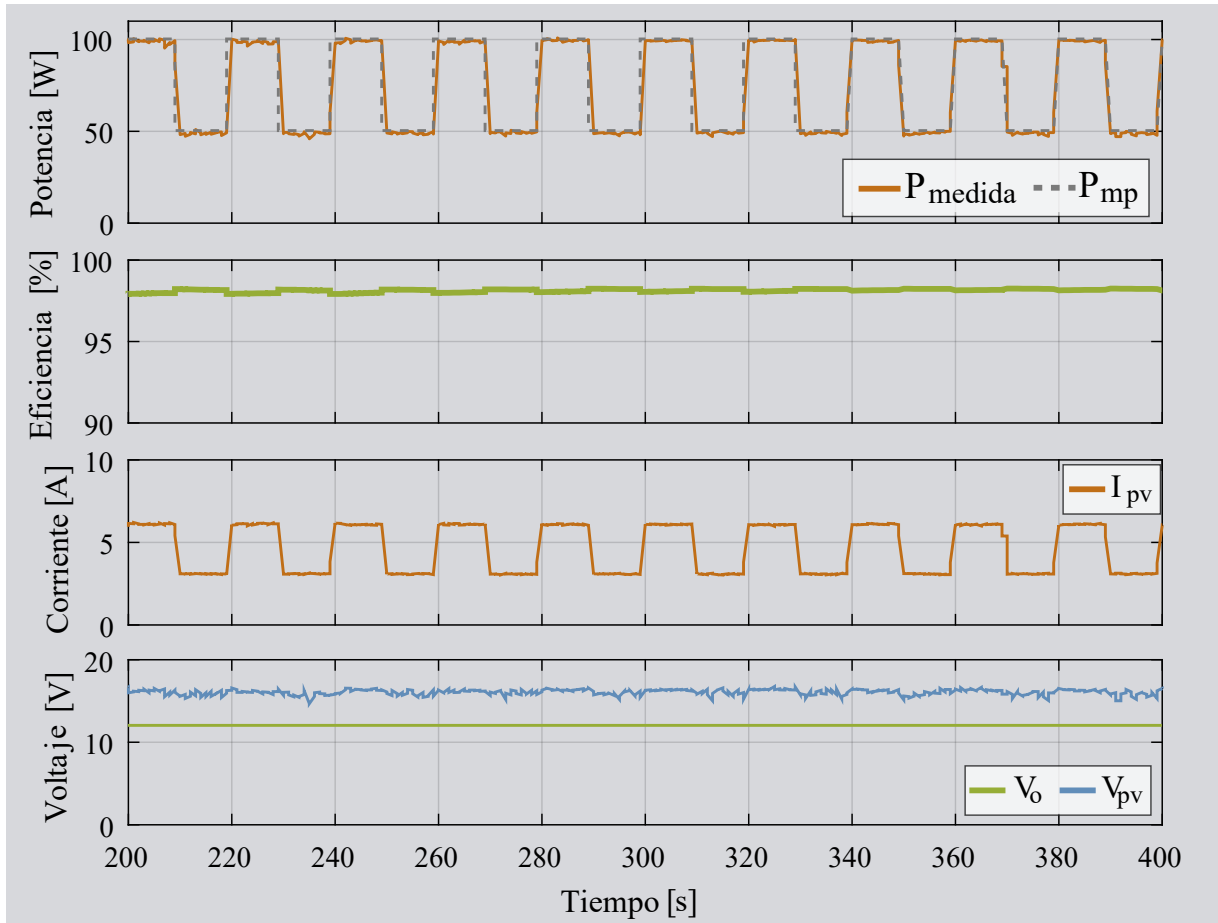


Figura 4.38: Desempeño del controlador ante cambios de irradiancia. Gráficas de potencia, eficiencia, corriente y voltaje en los bornes del panel.

4.2.4.2. Comportamiento del sistema ante condiciones de sombreado parcial

La Figura 4.39 muestra el rendimiento experimental del MPPT cuando un sombreado emulado que causa la activación de un diodo de bypass en el panel solar es removido. En el intervalo ($40 \text{ s} < t < 70 \text{ s}$) hay sombreado parcial, y por causa de la activación del diodo de bypass, el módulo fotovoltaico suministra 50 W con un voltaje en el MPP aproximado de 8 V. El intervalo es tan corto que la eficiencia proporcionada por el emulador solar no ha llegado aún a su valor en estado estacionario cuando, en el instante $t = 70 \text{ s}$, la sombra desaparece. Después hay una transición intermedia cerca de 4 s, en la cual los voltajes de la entrada y la salida están cerca y hay una conmutación simultánea de alta frecuencia de modos buck y boost. Luego, el convertidor entra en modo buck ($t > 74 \text{ s}$) y el emulador indica que el módulo solar suministra cerca

de 100 W con un voltaje promedio de 17 V y una corriente cercana a los 6.1 A en el MPP. Finalmente, el valor de la eficiencia se estabiliza en un nivel del 96 %.

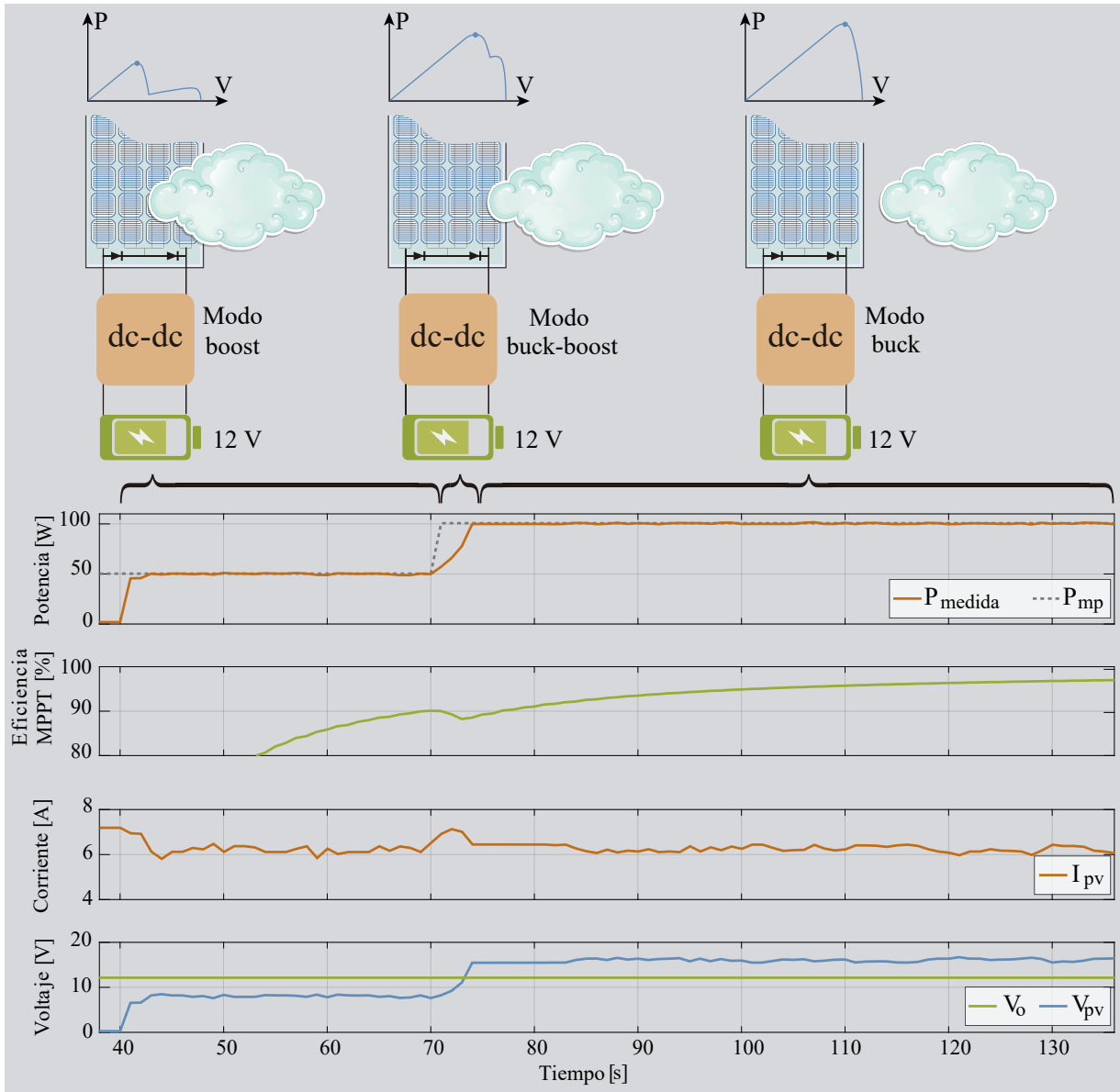


Figura 4.39: Desempeño del controlador bajo condiciones de sombreado. Gráficas de potencia, eficiencia, corriente y voltaje en los bornes del panel.

Capítulo 5

Conclusiones

El control predictivo es una estrategia de control que utiliza el modelo del sistema para predecir su comportamiento futuro. Así, establece la acción de control óptima en el instante presente que permita disminuir el error futuro entre la variable controlada y la referencia. En este trabajo de memoria se desarrolló una estrategia de control basada en control FCS-MPC cuyo objetivo principal era establecer una frecuencia de conmutación constante en la variable controlada, a partir de la predicción del tiempo de permanencia de los estados del convertidor versátil buck-boost.

La estrategia de control propuesta de control predictivo de estados finitos de frecuencia cuasi-constante presentó un buen comportamiento para el seguimiento del punto de máxima potencia bajo condiciones de sombreado parcial y cambios de irradiancia. Los resultados experimentales obtenidos son coherentes con los resultados obtenidos mediante simulación, en las pruebas del lazo interno, lazo externo y algoritmo MPPT.

Las simulaciones y los experimentos realizados demuestran que el convertidor versátil buck-boost es ideal para el desarrollo de un sistema fotovoltaico de carga de batería ya que es capaz de operar en modo buck bajo condiciones nominales, y operar en modo boost cuando los diodos de bypass son activados y el voltaje del punto de máxima potencia disminuye hasta un rango

inferior al de la batería.

La estrategia de control multilazo implementada mostró un buen comportamiento. La frecuencia variable durante el estado transitorio del lazo interno de corriente proporciona una respuesta rápida en comparación a estrategias de conmutación de frecuencia constante. Por su parte, la dinámica más lenta del lazo externo de tensión permite seguir referencias de voltaje de manera precisa, presentando además una respuesta transitoria sin sobreimpulsos ni oscilaciones.

El lazo de corriente operó a una frecuencia cuasi-constante de 100 kHz, con una frecuencia de corte aproximada de 20 kHz y un margen de fase cercano a los 70° . Por su parte, el lazo de voltaje con estructura PI operó con una frecuencia de corte de 3.5 kHz (aproximadamente $1/6$ de la frecuencia de cruce del lazo interno y $1/30$ de la frecuencia de conmutación) y un margen de fase de 60° . Estas características son coherentes con los criterios de estabilidad considerados en la etapa de diseño, para los puntos de operación en modo buck y en modo boost.

El controlador propuesto fue comparado mediante simulación con el controlador FCS-MPC clásico. Los resultados de simulación del lazo interno de corriente del controlador clásico muestran un rizado de corriente elevado tanto en la entrada como en la salida. Más aún, en condiciones de baja irradiancia el valor de corriente de salida oscila entre valores positivos y negativos, lo cual es un comportamiento indeseado ya que se traduce en una constante carga y descarga de la batería, afectando su vida útil. Por el contrario, los resultados de simulación y experimentales del controlador propuesto, evidencian sólo corrientes de carga de la batería y una reducción considerable del rizado de corriente en comparación con el control clásico.

Bibliografía

- [1] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo y J. Rodriguez. “Predictive Control in Power Electronics and Drives”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.12 (2008), págs. 4312-4324. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2008.2007480.
- [2] J. Rodriguez y P. Cortes. “Classical Control Methods for Power Converters and Drives”. En: *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. 2012, págs. 17-30.
- [3] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann y J. Rodriguez. “Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.6 (2009), págs. 1826-1838.
- [4] E. Garayalde, I. Aizpuru, U. Iraola, I. Sanz, C. Bernal y E. Oyarbide. “Finite Control Set MPC vs Continuous Control Set MPC Performance Comparison for Synchronous Buck Converter Control in Energy Storage Application”. En: *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. 2019, págs. 490-495.
- [5] Rahul Rawat y Shyam Chandel. “Hill climbing techniques for tracking maximum power point in solar photovoltaic systems - A review”. En: 2 (ene. de 2013), págs. 90-95.
- [6] H. A. Sher, A. F. Murtaza, A. Noman, K. E. Addoweesh, K. Al-Haddad y M. Chiaberge. “A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P O MPPT”. En: *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 6.4 (2015), págs. 1426-1434.

- [7] D. Haji y N. Genc. “Fuzzy and P O Based MPPT Controllers under Different Conditions”. En: *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. 2018, págs. 649-655.
- [8] T. Esum y P. L. Chapman. “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 22.2 (2007), págs. 439-449. ISSN: 0885-8969. DOI: 10.1109/TEC.2006.874230.
- [9] T. M. Chung, H. Daniyal, M. H. Sulaiman y M. S. Bakar. “Comparative study of P O and modified incremental conductance algorithm in solar maximum power point tracking”. En: *4th IET Clean Energy and Technology Conference (CEAT 2016)*. 2016, págs. 1-6.
- [10] B. Subudhi y R. Pradhan. “A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems”. En: *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 4.1 (2013), págs. 89-98.
- [11] Kashif Ishaque y Zainal Salam. “A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 19 (2013), págs. 475 -488. ISSN: 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.11.032>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032112006442>.
- [12] Vicente Salas, Emilio Olías, A Barrado y A. Lazaro. “Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. Solar Energy Materials and Solar Cells”. En: (oct. de 2006).
- [13] Daniel W. Hart. *Electrónica de potencia*. Pearson Education, 2001.
- [14] S. Cuk y R. D. Middlebrook. “Advances in Switched-Mode Power Conversion Part I”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* IE-30.1 (1983), págs. 10-19.
- [15] Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 2.^a ed. John Wiley Sons, 1995.
- [16] S. Palanidoss y T. V. S. Vishnu. “Experimental analysis of conventional buck and boost converter with integrated dual output converter”. En: *2017 International Conference on*

- Electrical, Electronics, Communication, Computer, and Optimization Techniques (ICEEC-COT)*. 2017, págs. 323-329.
- [17] Dragan Maksimovic Robert W. Erickson. *Fundamental of Power Electronics*. KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2004.
- [18] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. E. Aroudi y R. Giral. “A Noninverting Buck–Boost DC–DC Switching Converter With High Efficiency and Wide Bandwidth”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.9 (2011), págs. 2490-2503.
- [19] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente y R. Giral. “Hysteretic Transition Method for Avoiding the Dead-Zone Effect and Subharmonics in a Noninverting Buck–Boost Converter”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.6 (2015), págs. 3418-3430.
- [20] H. Ramírez-Murillo, C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, A. Romero, C. R. Baier y R. Giral. “An Efficiency Comparison of Fuel-Cell Hybrid Systems Based on the Versatile Buck–Boost Converter”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.2 (2018), págs. 1237-1246.
- [21] R.B.A. Cunha, R.S. Inomoto, Jose Torrico, F.F. Costa, Silvio Di Santo y Alfeu Sguarezi. “Constant switching frequency finite control set model predictive control applied to the boost converter of a photovoltaic system”. En: *Solar Energy* 189 (sep. de 2019), págs. 57-66. DOI: 10.1016/j.solener.2019.07.021.
- [22] M. Aguirre, S. Kouro, C. A. Rojas, J. Rodriguez y J. I. Leon. “Switching Frequency Regulation for FCS-MPC Based on a Period Control Approach”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.7 (2018), págs. 5764-5773.
- [23] Hyeong Jun Yoo, Thai-Thanh Nguyen y Hak-Man Kim. “MPC with Constant Switching Frequency for Inverter-Based Distributed Generations in Microgrid Using Gradient Descent”. En: *Energies* 12 (mar. de 2019), pág. 1156. DOI: 10.3390/en12061156.
- [24] Ahmed Atallah, Almoataz Abdelaziz y Raihan Jumaah. “Implementation of perturb and observe MPPT of PV system with direct control method using buck and buck boost converters”. En: *Emerging Trends in Electrical, Electronics Instrumentation Engineering: An international Journal (EEIEJ)* 1 (feb. de 2014), págs. 31-44.

- [25] Chee Wei Tan, Tim Green y Carlos Hernandez-Aramburo. "Analysis of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic Applications". En: ene. de 2009, págs. 237 -242. DOI: 10.1109/PECON.2008.4762468.
- [26] M. Veerachary, T. Senjyu y K. Uezato. "Voltage-based maximum power point tracking control of PV system". En: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 38.1 (2002), págs. 262-270. ISSN: 0018-9251. DOI: 10.1109/7.993245.
- [27] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino y M. Osakada. "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions". En: *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution* 142.1 (1995), págs. 59-64. ISSN: 1350-2360. DOI: 10.1049/ip-gtd:19951577.
- [28] Noelia Echeverría, Marcos Judewicz, Guillermo Murcia, Jorge Strack y Sergio González. "Algoritmo MPPT de Conductancia Incremental con Doble Cota". En: (oct. de 2014).
- [29] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez y P. Zanchetta. "Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics". En: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 8.1 (2014), págs. 16-31. ISSN: 1932-4529. DOI: 10.1109/MIE.2013.2290138.
- [30] G. Bonanno y L. Corradini. "Digital Predictive Peak Current-Mode Control for Three-Level Buck Converters". En: *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. 2019, págs. 1-7.
- [31] K. H. Andersen y M. Nymand. "Predictive digital peak current mode controller for DC-DC converters capable of operating Over the full 0–100 % duty cycle range". En: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. 2017, P.1-P.9.
- [32] Jingquan Chen, Aleksandar Prodic, Robert Erickson y Dragan Maksimovic. "Predictive digital current programmed control". En: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 18 (feb. de 2003), págs. 411 -419. DOI: 10.1109/TPEL.2002.807140.

- [33] Siyu He, John Hung y R.M. Nelms. “A digital predictive current mode controller using average inductor current”. En: (nov. de 2014), págs. 1092-1098. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953521.
- [34] P. E. Kakosimos, A. G. Kladas y S. N. Manias. “Fast Photovoltaic-System Voltage- or Current-Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.12 (2013), págs. 5673-5685. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2012.2233700.
- [35] L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli y R. Zane. “Digital Control”. En: *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. 2015, págs. 119-166.



Anexos

Anexo 1

En la Figura 1 se ilustra la DSC utilizada para el desarrollo del proyecto. Se observa una tarjeta de control (a) modelo TMDSCNCD28335 montada en una estación de acoplamiento (b) utilizada para la evaluación y desarrollo de herramientas en base a microcontroladores C2000 de la serie F2833x.

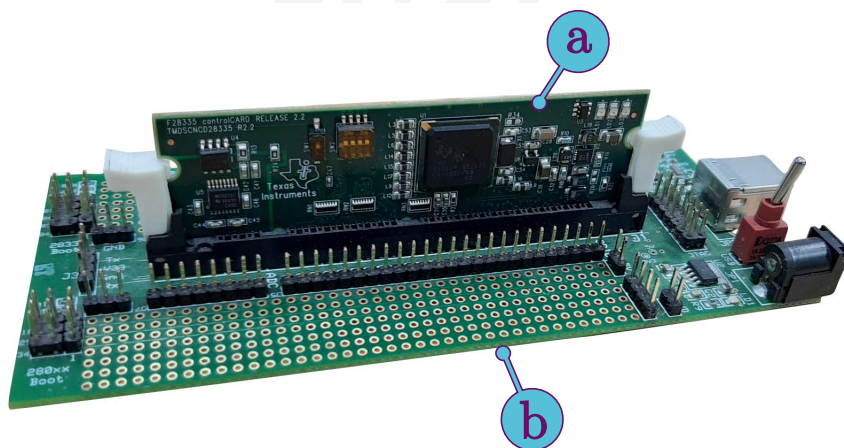


Figura 1: Vista frontal de la DSC utilizada.

La Figura 2 ilustra una vista superior de la DSC utilizada. Se observan pines de alimentación (a) de 3.3 y 5 V acompañados de puntos de referencia o tierra, pines de entrada o salida de propósito general (General Purpose Input/Output (GPIO)) (b) y las entradas del módulo convertor análogo digital (c) dividido en canales A y B en paralelo.

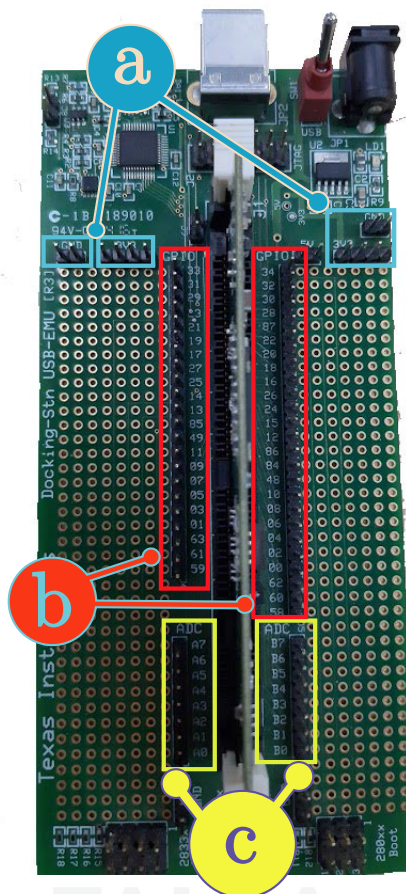


Figura 2: Vista superior de DSC utilizada.

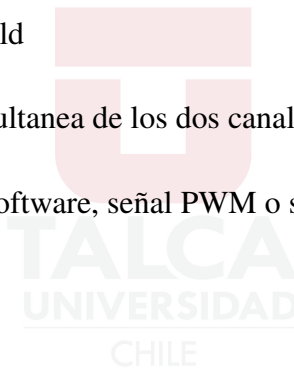
Las características principales de la DSC TMS320F2833x son:

- Frecuencia de reloj de hasta 150 MHz (ciclos de tiempo de 6.67 ns)
- CPU de alto de rendimiento de 32 bit
- Rápida respuesta de interrupciones y procesamiento
- Módulo temporizador Watchdog
- 88 pines de propósito general programables de manera independiente con filtro de entrada
- Bloque de expansión de interrupciones periféricas que soporta hasta 58 interrupciones
- Posee hasta 18 salidas PWM

- Posee 9 contadores de 16 bits
- Memoria RAM de acceso individual SARAM 34K x 16
- Memoria FLASH 256K x 16

El conversor análogo digital posee las siguientes características:

- Módulo ADC posee 16 canales de 12 bits divididos en canal A y B
- Velocidad de conversión máxima de 80 ns
- 2x8 canales de entrada multiplexados
- Dos módulos sample-and-hold
- Conversión individual o simultánea de los dos canales
- Activación del módulo por software, señal PWM o señal externa



Anexo 2

En la Figura 3 se muestra el circuito de potencia del convertidor versátil buck-boost utilizado en este proyecto. Se distinguen dos tarjetas electrónicas (a,b) y el disipador (c). La tarjeta superior (a) contiene el circuito de potencia, la sensórica y un circuito de preconditionamiento de señal. La tarjeta inferior (b) contiene los drivers de las señales de control.

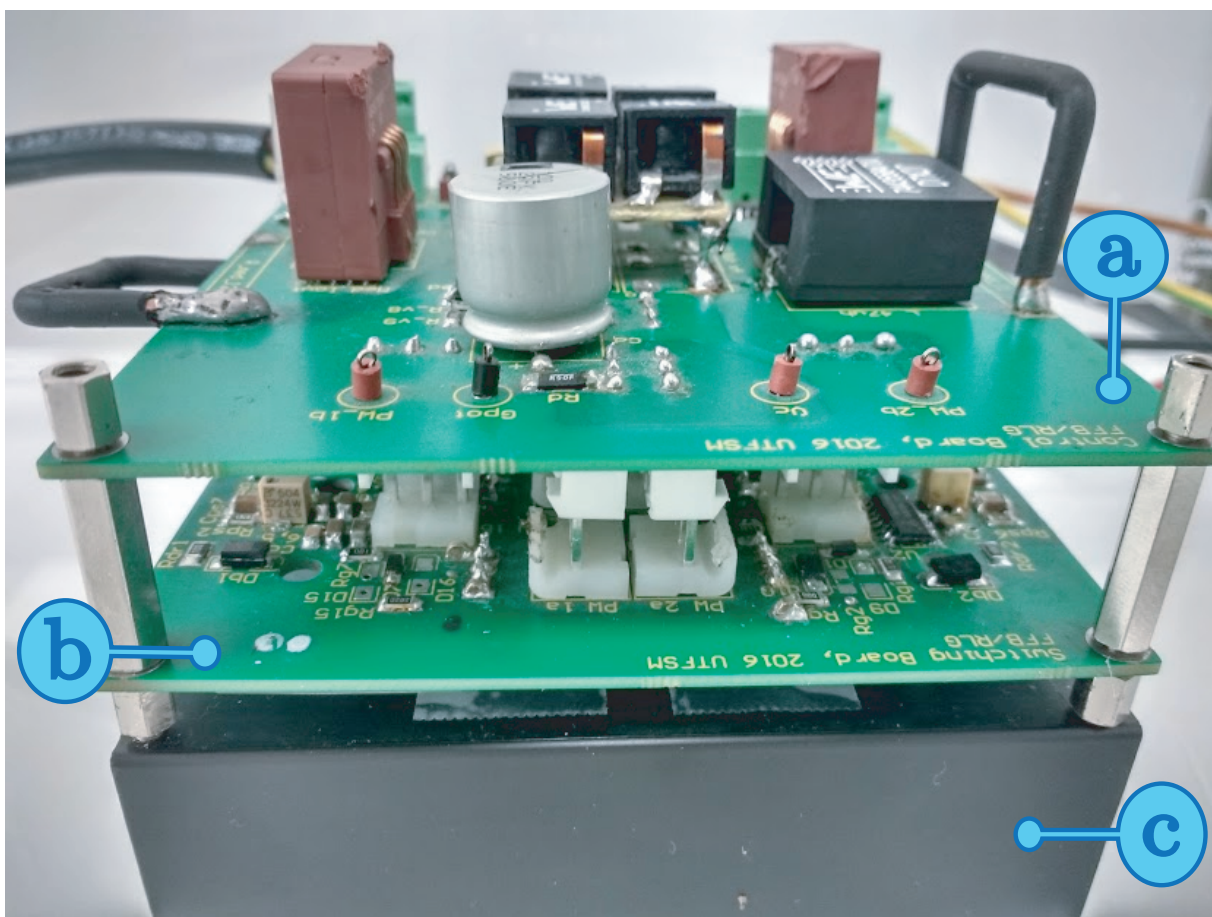


Figura 3: Circuito de potencia del convertidor versátil buck-boost.